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 des Technologies



Mémoire de fin d'étude de Master

Département du Génie Électrique
Spécialité : Automatique et systèmes

THEME

SYSTÈME DE POMPAGE PHOTOVOLTAÏQUE BASÉ SUR MPPT-P&O ET MPPT-PSO

Préparé par :

M[r] HANOU Miloud.
M[r] BELJOUHER Mohamed.

Proposé et dirigé par

Dr. HAMIDIA.Fethia
Dr. ABBADI.Amel

PROMOTION 2020-2021

Dédicace

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 mon cher binôme, Mohamed

A toute ma famille

HANOU Miloud

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A ma chère mère,

Quoi que je fasse ou que je dise, je ne saurai point te remercier comme il se doit. Ton affectation me couvre, ta bienveillance me guide et ta présence été ma source de force pour affronter les différents obstacles.

A mon cher père,

Tu as toujours été à mes côtés pour me soutenir et m'encourager. Que ce travail traduit ma gratitude et mon affectation.

A mon cher binôme Miloud pour leurs aides dans les moments difficiles.

Puisse Dieu vous donne santé, bonheur, et surtout réussite

BELJOUHER Mohamed

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 Abbadi. 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

نظام الضخ بتقنية 'شوش وراقب' وتقنية 'سرب الجسيمات'

ملخص

الهدف من العمل المقدم في هذه الأطروحة هو تحسين أداء نظام الضخ، لكي يعمل النظام الكهروضوئي بأقصى طاقته ولأنه من الضروري الحفاظ على ثبات الجهد الذي يوفره النظام الكهروضوئي لتغذية الآلة غير المتزامنة والتي يتم التحكم فيها عن طريق التحكم المباشر في عزم الدوران، سيقترح هذا العمل تتبع اقصى نقطة للطاقة بتقنية سرب الجسيمات ليحل محل تقنية شوش وراقب.

كلمات مفتاحية :

آلة غير متزامنة، النظام الكهروضوئي، التحكم المباشر في عزم الدوران، تتبع اقصى نقطة للطاقة، بتقنية سرب الجسيمات، تقنية شوش وراقب.

Pumping system based on MPPT-P&O and MPPT-PSO

Abstract

The aim of the work presented in this thesis is to improve the performance of a pumping 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 where the motor is controlled by DTC (Direct Torque Control).

This work proposes a MPPT-PSO to replace the traditional P&O-MPPT method.

Key words

Induction machine, PVG, Direct Torque Control (DTC), MPPT, PSO, P&O.

Système de pompage basé sur MPPT-P&O et MPPT-PSO

Résumé

L'objectif de travail présenté dans ce mémoire est d'améliorer les performances de notre système de pompage. 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-PSO pour remplacer la méthode MPPT-P&O.

Mots clés

La machine asynchrone (MAS), PVG, la commande directe du couple (DTC), MPPT, PSO, P&O.

LISTE DE TABLEOU

Tableau IV.1	: Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur *Vs* appliqué dans la zone Zi……..……48
Tableau IV.2	: Différentes stratégies de commutation ……..……53
Tableau IV.3	: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis A trois niveaux (avec les vecteurs tension non nuls)…….……53
Tableau V.1	**:** Paramètre de PSO……..……..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	09
Figure I.6	Courbe P=f(V) d'un module photovoltaïque	09
Figure I.7	Caractéristique I =f (V) d'un module photovoltaïque	10
Figure I.8	Caractéristique I(V) pour différentes températures (G=1000W/m²)	11
Figure I.9	Caractéristique P(V) pour différentes températures (G=1000W/m²)	11
Figure I.10	Caractéristique I(V) pour différents niveaux d'éclairement (T=25°C)	12
Figure I.11	Caractéristique P(V) pour différents niveaux d'éclairement (T=25°C)	12
Figure I.12	Module photovoltaïque	13
Figure I.13	Groupement de cellules en série	13
Figure I.14	Groupement de cellules en parallèle	14
Figure I.15	Groupement de cellules série- parallèle	15
Figure I.16	Protection des modules par les diodes anti retour by-pass	15
Figure II.1	Schéma fonctionnel général du système P(V) avec MPPT	18
Figure II.2	Schéma électrique du convertisseur Boost	20
Figure II.3	Caractéristique de la tension et du courant du hacheur survolteur	21
Figure II.4	Circuit électrique de base du hacheur dévolteur	22
Figure II.5	Caractéristique de la tension et des courants d'un convertisseur Buck	23
Figure II.6	Circuit électrique de base du hacheur dévolteur /survolteur	23
Figure II.7	Caractéristique de la tension et du courant du Buck-Boost	24
Figure II. 8	Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT	25
Figure II.9	Schéma de converge vers le MPP par P&O	26
Figure II.10	Algorithme de perturbation et de l'observation (P&O)	27
Figure III.1	Machine asynchrone triphasée	28
Figure III.2	Définition des enroulements de la machine simple stators	29
Figure III.3	Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique	33
Figure III.4	Représentation de l'onduleur à deux niveaux alimentant une machine asynchrone.	37
Figure III.5	Résultat de simulation d'une MAS sans onduleur	39
Figure III.6	Résultat de simulation d'une MAS avec onduleur	40

LISTE DES FIGURES

Figure IV.1	Structure générale de contrôle direct du couple.....	43
Figure IV.2	Machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension.....	44
Figure IV.3	Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension à deux niveaux.....	45
Figure IV.4	Evolution de l'extrémité du vecteur φs.....	46
Figure IV.5	Répartition des zones.....	48
Figure IV.6	Différents effets de vecteurs de tension au début et fin de la zone.....	49
Figure IV.7	Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique	51
Figure IV.8	Correcteur de couple à trois niveaux.....	52
Figure V.1	Système de pompage proposé.....	57
Figure V.2	Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons.....	58
Figure V.3	Déplacement d'une particule.....	60
Figure V.4	Exemple devoisinagegéographique.....	60
Figure V.5	Deux cas de voisinage social.....	61
Figure V.6	Topologie du voisinage (a) anneau, (b) rayon, (c) étoile, (d) pyramide, (e) la topologie de Von Neumann.....	63
Figure V.7	L'organigramme général de la méthode PSO.....	65
Figure V.8	a) Organigramme de la MPPT-PSO b) Entrée/Sortie de bloc MPPT- PSO.....	66
Figure V.9	Réponse de la tension U_{dc} en appliquant MPPT-PSO et MPPT- P&O	67
Figure V.10	Réponse de la tension et le rapport cyclique en appliquant MPPT-PSO pour température 275 K et irradiation 1000W/m.....	67
Figure V.11	Réponse de la tension et la vitesse en appliquant MPPT-PSO pour changement de température et irradiation.....	68
Figure V.12	Performance du système de pompage en appliquant MPPT-PSO.....	68

Ipv	Le courant fournie par la cellule lorsqu'elle fonctionne en générateur(A)
Iph	Les photo- courants générés par les cellules solaires (A).
Isat	Le courant de saturation (A).
Icc	Le courant de court-circuit (A).
Vpv	La tension aux bornes du PV (V).
Vco	La tension de circuit ouvert (V).
Rs	La résistance série (Ω).
Rsh	La résistance parallèle (Ω).
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).
Pmax	La puissance maximale (W).
Vmax	La tension maximale (V).
Imax	Le courant maximale (A).
FF	Facteur de forme.
η	Le rendement.
D	Le rapport cyclique des impulsions qui commandent l'interrupteur
Ts	La période des impulsions.
ω_s	La pulsation statorique (rad/sec).
ω_r	La pulsation rotorique (rad/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'inductance 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)
f	Coefficient de frottement (N.m sec/rad).

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

$P(\theta)$	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.
DTC	Commande directe du couple.
AC	Courant alternatif.
DC	Courant continue.
P&O	Perturbation et Observation.
PSO	l'optimisation d'essaim de particules
MLI	Modulation à Largeur d'Impulsions.
BO	Boucle Ouverte
BF	Boucle Fermée
GS	Le gain statique.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE **1**

CHAPITRE I: ETAT DE L'ART DE SYSTEMES PHOTOVOLTAIQUES **3**

I.1 Introduction **3**

I.2 Définition du photovoltaïque **3**

I.3 L'effet photovoltaïque **4**

I.4 La cellule photovoltaïque **4**

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

I.6 Paramètres d'une cellule photovoltaïque **6**

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

I.6.2 Tension de circuit–ouvert V_{co} **7**

I.6.3 Puissance maximale **7**

I.6.4 Facteur de forme **8**

I.6.5 Le rendement **8**

I.7 Générateur photovoltaïque **8**

I.7.1 Caractéristique d'un Générateur PV **9**

I.8 Effets climatiques sur la cellule PV **10**

I.8.1 Influence de la température sur la cellule **10**

I.8.2 Influence de l'éclairement sur le générateur PV **11**

I.8.3 Influence de l'association série des cellules PV **12**

I.9 Protection d'un PV **15**

I.10 Système de refroidissement **16**

I.11 Conclusion **16**

CHAPITRE II: CONVERTISSEURS DC-DC **17**

II.1 Introduction **18**

II.2 Étages d'adaptations **18**

II.3 Les convertisseurs DC-DC (Hacheurs) **19**

II.4 Type de convertisseurs **19**

II.4.1 Hacheur survolteur (Boost) **19**

II.4.2 Hacheur dévolteur (Buck) **21**
II.4.3 Convertisseur Buck-Boost **23**
II.5 Commande MPPT des convertisseurs DC-DC **24**
II.5.1 Classification des commandes MPPT selon le type de recherche **25**
II.5.2 Poursuite du point de puissance maximale du générateur photovoltaïque **25**
II.6 Avantages et inconvénients de (P&O) **28**
II.6.1 Avantages **28**
II.6.2 Inconvénients **28**
II.7 Conclusion **28**
CHAPITRE III: LA MODÉLISATION DE LA MAS **28**
III.1 Introduction **28**
III.2 Description de la machine asynchrone **28**
III .3 Modélisation du moteur asynchrone **28**
III .3.1 Hypothèses simplificatrices **28**
III .3.2 Modèle de la machine **29**
III .3.3 Mise en équations **30**
III.3.3.1 Équations électriques de la machine **30**
III.4 Transformation de PARK **32**
III.4.1 Équations électriques **34**
III.4.2 Équations magnétiques **34**
III.4.3 Expressions du couple électromagnétique **34**
III.5 Choix de référentiel **35**
III.5.1 Les choix d'orientation du repère **35**
III.5.2 Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant **35**
III.6 Modélisation de l'onduleur **37**
III.6.1 Les tensions dans les phases de la MAS **38**
III.6.2 Onduleur de tension à MLI **39**
III.7 Résultats de simulation sans et avec onduleur **39**
III.7.1 Résultats de MAS sans onduleur **40**

III.7.2 Résultats de MAS avec onduleur 41
III.7.3 Interprétation des résultats 41
Ⅲ.8 Conclusion 42
CHAPITRE IV: LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE 43
IV.1 Introduction 42
IV.2 Principe de la Commande DTC 43
IV.3 Fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé 44
IV.3.1 Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique 45
IV.3.2 Estimateurs 49
IV.4 Élaboration du vecteur de commande 50
IV.4.1 Correcteur de flux 50
IV.4.2 Correcteur de couple 51
IV.5 Élaboration de la table de commande 52
IV.6 Structure générale du contrôle direct de couple 53
IV.7 Les Avantages et Les Inconvénient de la DTC 53
IV.7.1 Avantages de la commande directe de couple 53
IV.7.2 Inconvénients de la commande directe de couple 54
IV.8 Résultats de Simulation de la DTC de la MAS 54
IV.9 Conclusion 56
CHAPITRE V: PV-DTC-MAS BASÉ SUR MPPT-PSO 57
V.1 Introduction 57
V.2 Définition de l'Optimisation 58
V.3 L'optimisation par essaim de particules (PSO) 58
V.3.1 Concept de base de PSO 59
V.3.2 Principe de l'Algorithme PSO 61
V. 3.3 Formulation du problème 62
V.3.4 Configuration de la méthode 63
V.4 L'organigramme général de la méthode PSO [MAN 12] 65
V.5 Avantages et inconvénients de PSO [MAN 12] 65
V.6 MPPT basé sur méthode PSO 66

V.7 Résultats de Simulation 67

V.8 Conclusion 69

CONCLUSION GÉNÉRALE..... 70

ANNEXE**……72**

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES……76

INTRODUCTION GENERALE

L'énergie est la base de toute activité humaine. Parmi les différents types d'énergie que l'homme a besoin au quotidien, c'est l'électricité, elle est la plus importante qui lui sert pour l'éclairage, le chauffage, la cuisson, la distraction, la communication et l'information, etc. Au cours du XXe siècle, on a abondamment utilisé les combustibles et les sources d'énergie à base d'hydrocarbures, ce qui s'est manifesté par le dégagement de grandes quantités de gaz notamment le dioxyde de carbone. **[MOU 07]**

Les énergies renouvelables telles que l'énergie solaire non polluante et inépuisable, est la solution prometteuse pour nos problèmes énergétiques. La production de cette énergie est non linéaire et elle varie en fonction de l'intensité lumineuse, de la température et de la charge donc, le point de fonctionnement de panneau photovoltaïque PV ne coïncide pas toujours avec le point de puissance maximale. On utilise alors une technique qui permet la recherche et la poursuite du point de puissance maximale appelé « maximal power Tracking », afin que la puissance maximale soit générée en permanence. Pour cela, on a des algorithmes permettent d'extraire le maximum d'énergie convertie par le panneau, donc un fonctionnement optimal du système photovoltaïque. On trouve dans la littérature des algorithmes basés sur des méthodes telles que : Perturbation & Observation (P&O), MPPT basées sur les techniques d'intelligence artificielle à savoir la logique floue, les réseaux de neurones et celles basés des techniques méta-heuristiques comme la méthode d'essaim de particules (**P**article **S**warm **O**ptimisation PSO) proposée dans notre étude et comparée avec la méthode P&O.

La machine asynchrone trouve son application dans les entraînements de grande puissance, elle se caractérise par sa robustesse, sa longévité et une plage de variation de vitesse plus importante. Afin d'obtenir une machine asynchrone dont les performances sont semblables à machine à courant continu, il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de commande par DTC (**Direct Torque Control**), qui possède plusieurs avantages (un découplage naturel, l'absence du bloc MLI, réponse excellente du couple, …etc.). Cette technique ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

L'application de cette dernière à la machine asynchrone présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances pour les applications de la production d'énergie et des entraînements électriques à vitesse variable.

Notre mémoire se compose de cinq chapitres :

- ✓ ***Dans le premier chapitre***, nous présentons des généralités sur les systèmes photovoltaïques, la construction des cellules PV, et le principe de l'effet photovoltaïque et un rappelle sur les générateurs PV.
- ✓ ***Dans le deuxième chapitre,*** On va étudier quelques types de convertisseurs DC-DC, Ainsi, on décrive des commandes MPPT comme la technique (P&O) avec les avantages et inconvénients.
- ✓ ***Dans le troisième chapitre,*** nous présentons la machine asynchrone, ses caractéristiques et son principe de fonctionnement, ses avantages et inconvénients. Ce chapitre est aussi consacré à la modélisation de la MAS, nous commençons par son modèle basé sur la transformation de Park afin d'obtenir sa représentation d'état, nous commentons par la suite les résultats de simulation après illustration et visualisation.
- ✓ ***Le quatrième chapitre,*** est dédié à la présentation de la technique de commande (DTC) qui possède plusieurs avantages. Les performances de cette commande seront montrées par des résultats de simulation.
- ✓ ***Dans le cinquième chapitre,*** pour améliorer les performances du système hybride PV-DTC-MAS, on appliquera la commande MPPT basé sur la méthode PSO pour remplacer la technique classique dite la méthode P&O, ensuite nous exposerons les résultats de simulation.

Finalement, On termine par une conclusion sur l'ensemble de cette étude, on propose des perspectives à ce travail et l'annexe contient les paramètres du panneau photovoltaïque et de la machine utilisée.

CHAPITRE I: ETAT DE L'ART DE SYSTEMES PHOTOVOLTAIQUES

I.1 Introduction

Les énergies renouvelables connaissent depuis le milieu de l'année 1990 une vogue qui semble se renforcer d'année en année. Ces énergies sont les plus anciennement utilisées par l'humanité, elles sont essentiellement tirées des cinq éléments : la terre, l'eau, l'air et le feu et du soleil. Les énergies renouvelables sont inépuisables et d'un usage immémorial. On désigne aujourd'hui par énergies renouvelables, un ensemble de filières diversifiées dont la mise en œuvre n'entraîne en aucune façon l'extinction de la ressource initiale. Les sources d'énergie renouvelables sont celles qui produisent de l'électricité.

Les cellules photovoltaïques transforment l'énergie solaire en électricité sans moyens mécaniques ou processus chimiques. Cette technologie évolue sans cesse, tout comme celles des autres composantes qui constituent les systèmes photovoltaïques, mais elle est déjà une option privilégiée pour assurer l'approvisionnement en électricité dans de nombreuses situations.

Pour comprendre le fonctionnement de cette énergie, nous effectuons dans ce chapitre un bref rappel sur le principe de l'effet photovoltaïque, la cellule photovoltaïque et ses performances ainsi le générateur solaire photovoltaïque et leurs performances.

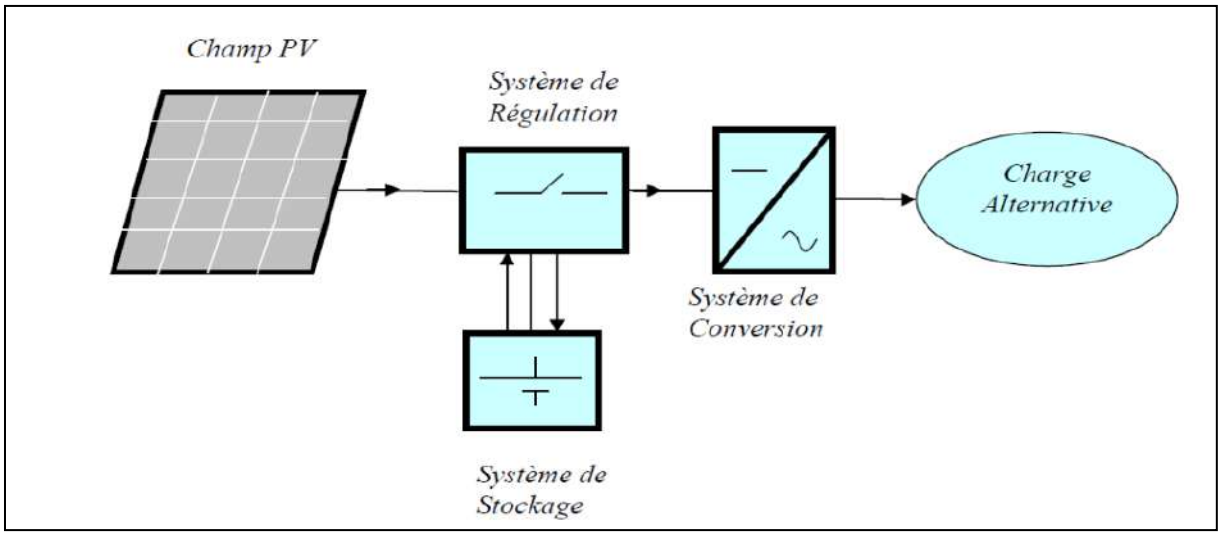


Figure I.1 : Schéma d'un système photovoltaïque

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. **[MOU 07]**

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

I.3 L'effet photovoltaïque

L'effet photovoltaïque, c'est un phénomène physique propre à certains matériaux appelés semi-conducteurs. Le plus connu d'entre eux est le silicium utilisé pour les composants électroniques.

L'effet photovoltaïque est obtenu par absorption des photons dans un matériau semi-conducteur qui génère un courant. En effet, lorsque les photons heurtent une surface mince de ces matériaux, ils transfèrent leur énergie aux électrons de la matière. Ceux-ci se mettent alors en mouvement dans une direction particulière, créant ainsi un courant électrique.

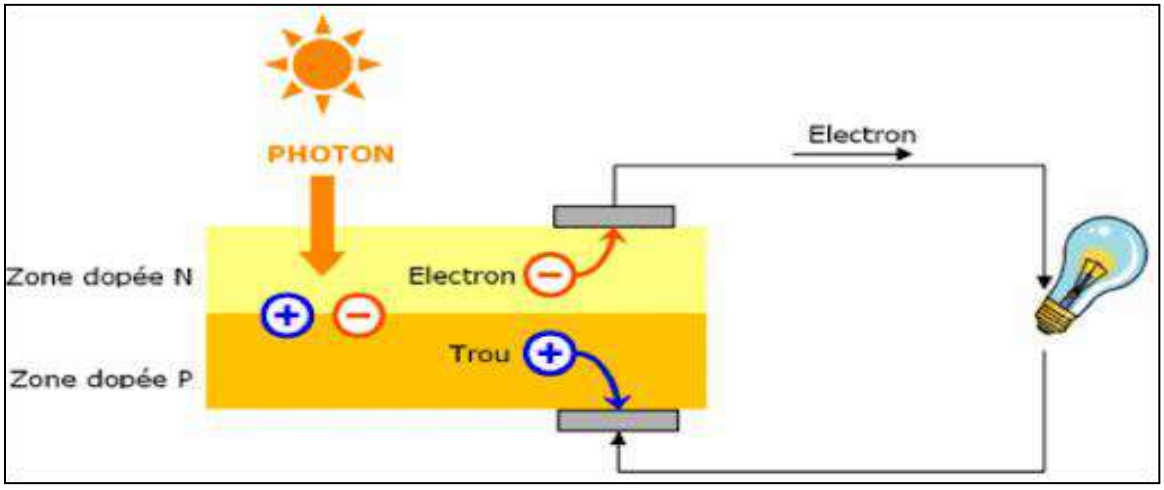


Figure I.2 : Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque

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. **[BEN14]**

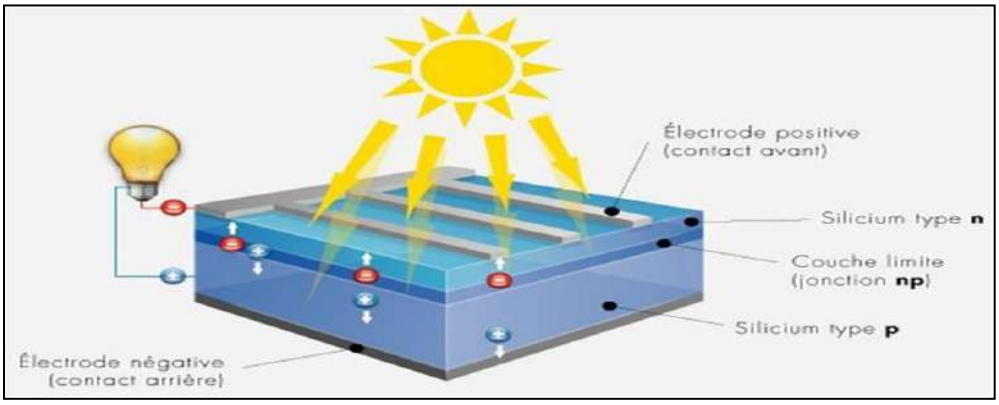


Figure I.3 : Représentation schématique d'une cellule solaire

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_s) et une résistance Shunt (R_{sh}), Ces résistances ont une certaine influence sur la caractéristique I=f(V) de la cellule.

- **<u>La résistance série :</u>** 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.

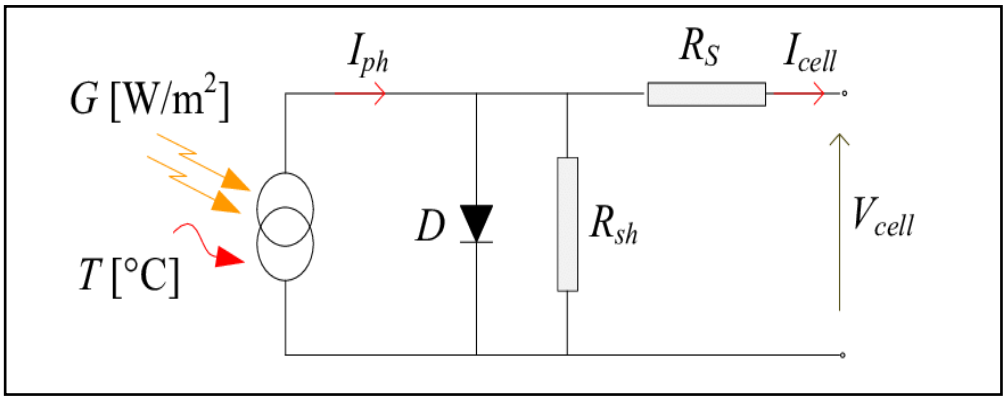


Figure I.4 : Schéma électrique d'une cellule photovoltaïque

Ce modèle fait intervenir un générateur de courant pour modéliser le flux lumineux incident, une diode pour les phénomènes de polarisation de la cellule et deux résistances (série et shunt) pour les pertes. [SAA19]

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

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

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

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

e : La charge de électron (e= 1.6 x 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_{ser} : 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. **[BEL19]**

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. **[KAM12]**

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_s nulle et R_{sh} infinie).

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

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

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

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

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

Quantitativement, il a la plus grande valeur du courant généré par la cellule pratiquement (I_{cc}=I_{ph}). **[BEL19]**

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

C'est la tension mesurée aux bornes de la cellule et pour laquelle le courant débité par la cellule solaire est nul, elle est donnée par la relation : [KHE16]

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

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

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

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 w/m^2), elle est donnée par la relation : [FON09]

$$P_{max} = V_{max}. I_{max} \quad (I.7)$$

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 : **[BER16]**

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

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. **[OLE05]**

$$\eta = \frac{P_{max}}{P_{inc}} \quad (I.9)$$

Puic : Puissance incident. Où d'après : **Pu= FF x I_{cc} x V_{co}**

$$\eta = \frac{FF.I_{cc}.V_{co}}{P_{inc}} \quad (I.10)$$

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. **[OUL08]**

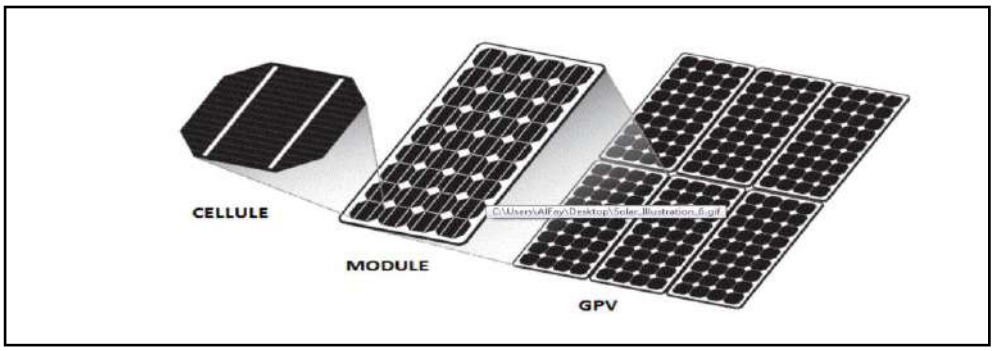


Figure I.5 : Composants d'un générateur PV

I.7.1 Caractéristique d'un Générateur PV

I.7.1.1 Caractéristique puissance-tension

La puissance délivrée par la cellule a pour expression P=V.I, pour chaque point, on peut calculer la puissance P et tracer la courbe P = f(V). **[REK15]**

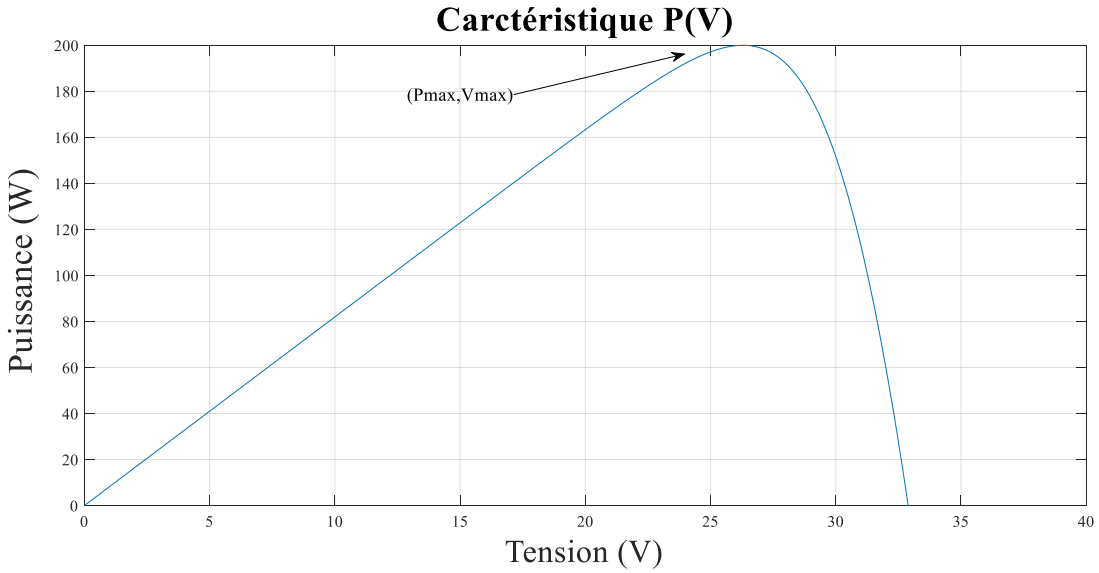


Figure I.6 : Courbe P=f(V) d'un module photovoltaïque

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. **[OUD15]**

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

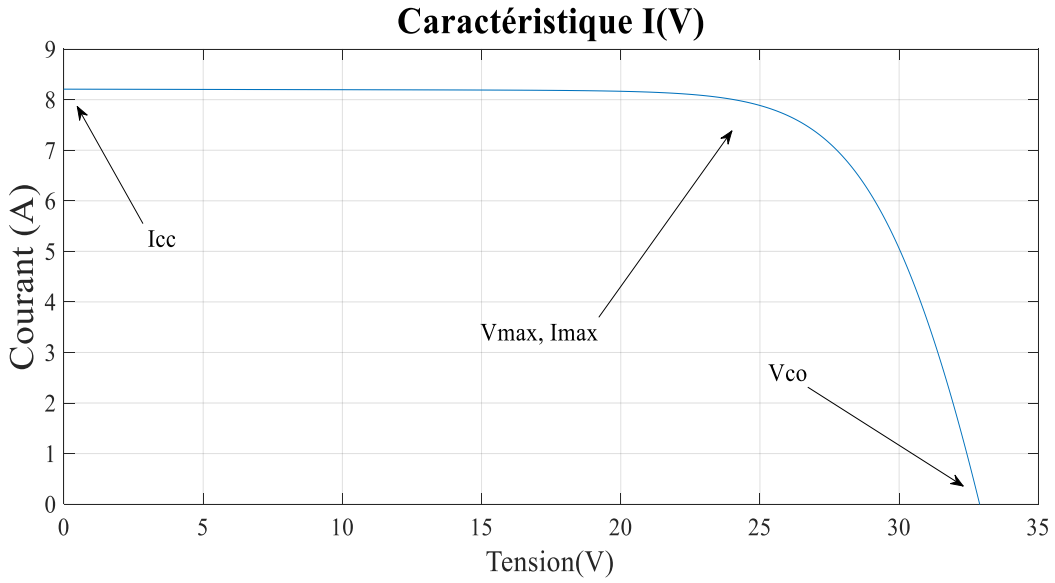


Figure I.7 : Caractéristique I =f (V) d'un module photovoltaïque.

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. **[SAL12]**

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/m²) 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

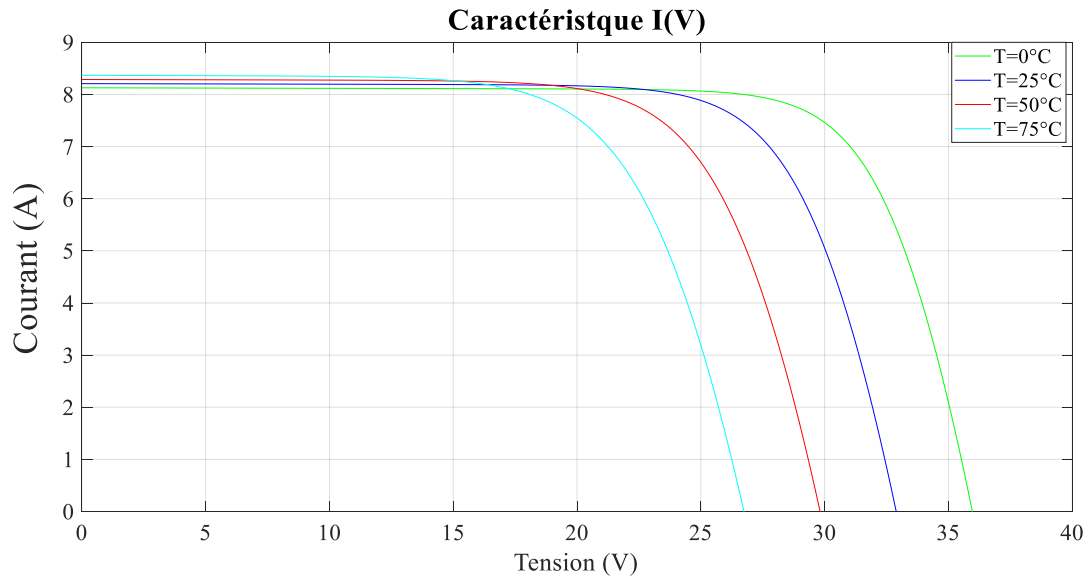


Figure I.8 : Caractéristique I(V) pour différentes températures (G=1000W/m²)

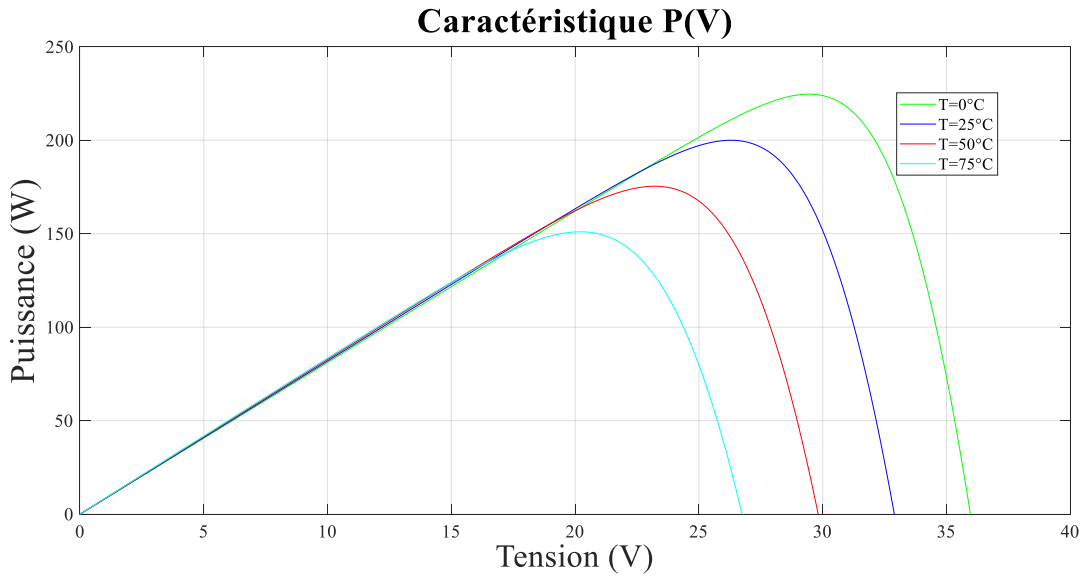


Figure I.9 : Caractéristique P(V) pour différentes températures (G=1000W/m²)

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 constate que le courant subit à une variation importante, mais par contre la tension varie légèrement. Car le courant de court-circuit est une fonction linéaire de l'éclairement alors que la tension de circuit ouvert est une fonction logarithmique.

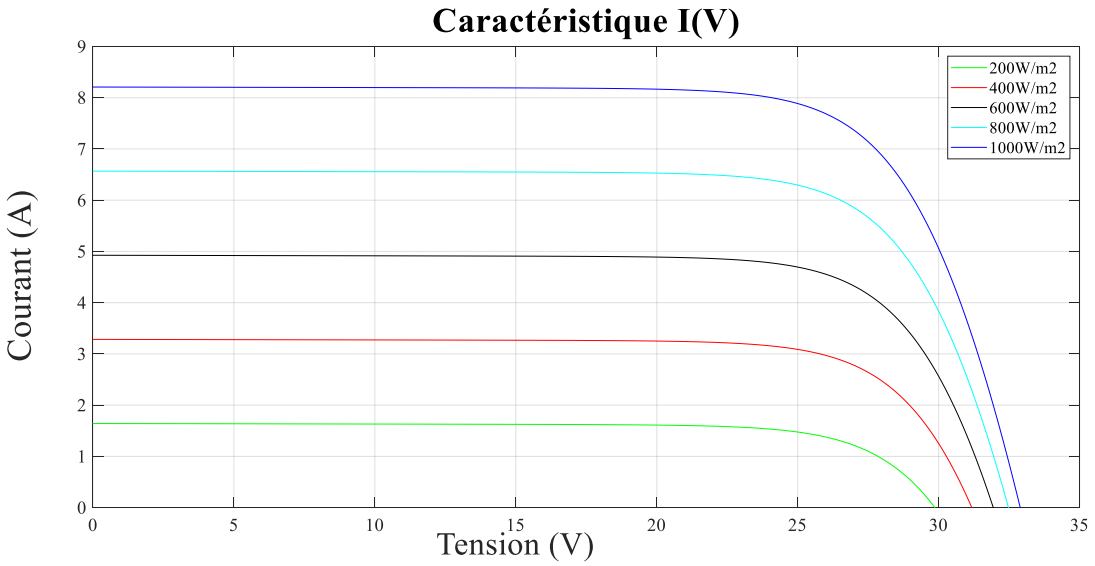


Figure I.10 : Caractéristique I(V) pour différents niveaux d'éclairement (T=25°C)

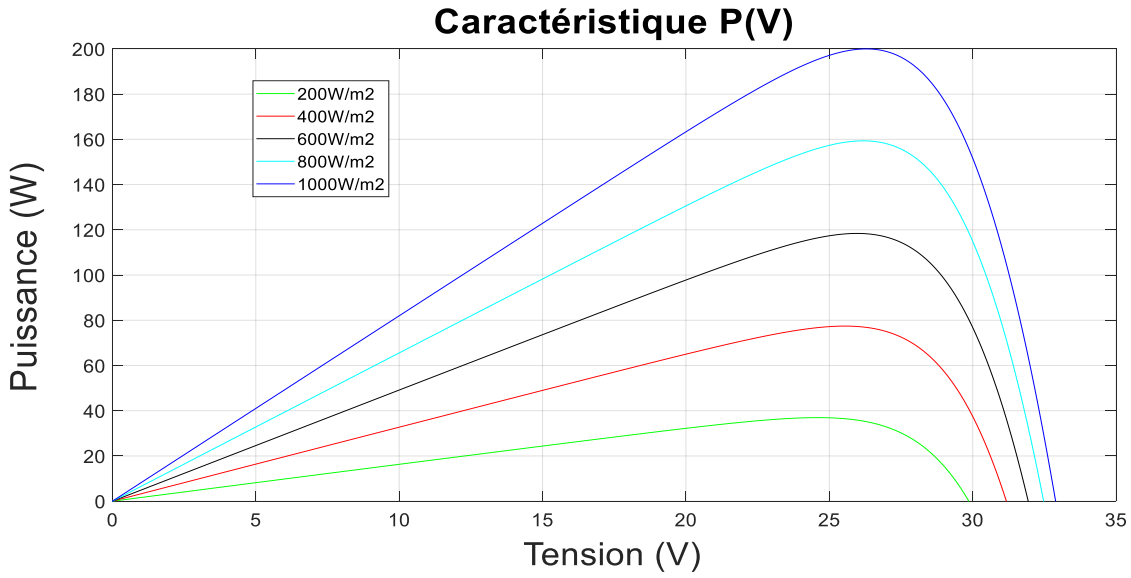


Figure I.11 : Caractéristique P(V) pour différents niveaux d'éclairement (T=25°C)

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).



Figure I.12 : Module photovoltaïque

Les modules peuvent également être connectés en série et en parallèle afin d'augmenter la tension et l'intensité d'utilisation. De plus, la fragilité des cellules au bris et à la corrosion exige une protection envers leur environnement et celles-ci sont généralement encapsulées sous verre ou sous composé plastique

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 figure (I.13) présente la courbe de puissance du groupement ainsi réalisé.

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 série s'ajoutent et les résistances parallèles s'ajoutent également aussi.

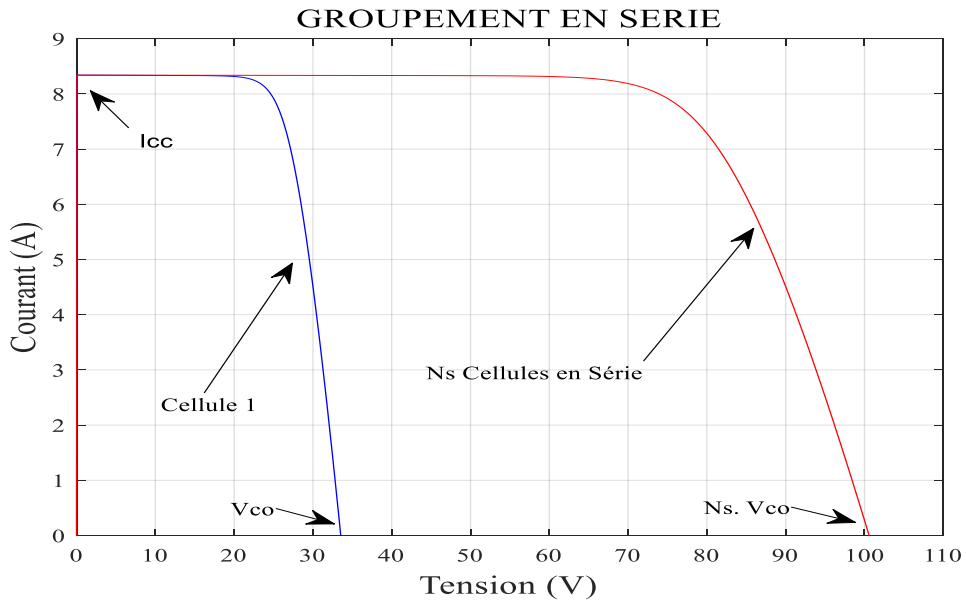


Figure I.13 : Groupement de cellules en série

b) Association en parallèle :

La figure (I.14) présente la courbe de puissance de *Np* cellules (ou de modules) en parallèles. Cette fois-ci, c'est la tension de chacun des éléments qui doit être identique, 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.

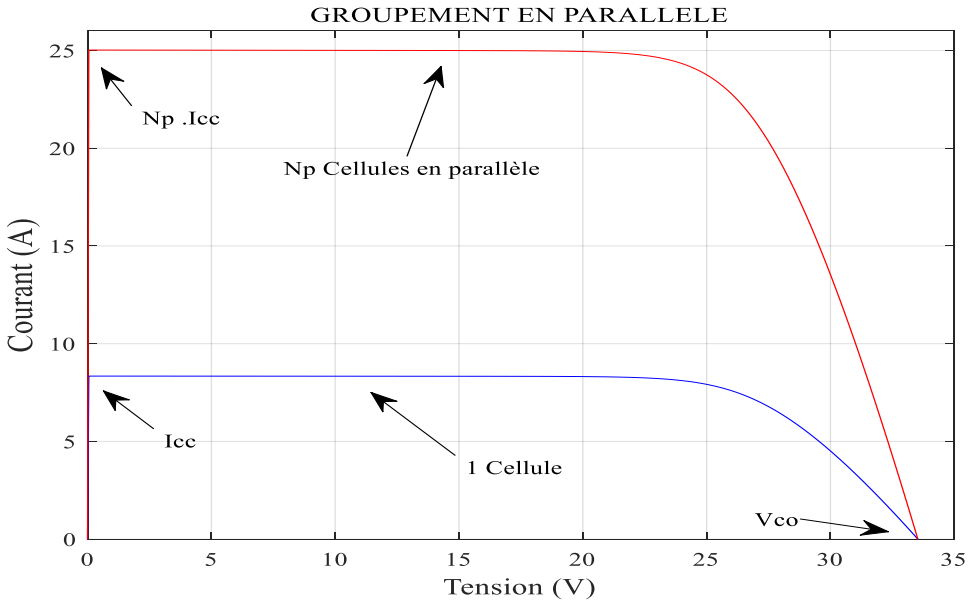


Figure I.14 : Groupement de cellules en parallèle

c) Association en série -parallèle :

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. **[BEN11]**

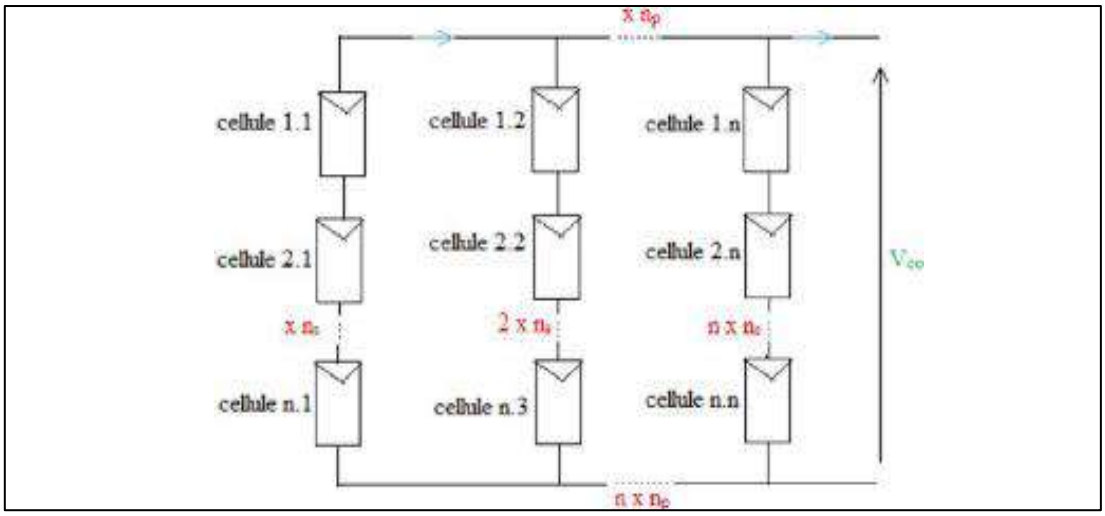


Figure I.15 : Groupement de cellules série- parallèle.

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 les courants 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). **[GHE18]**

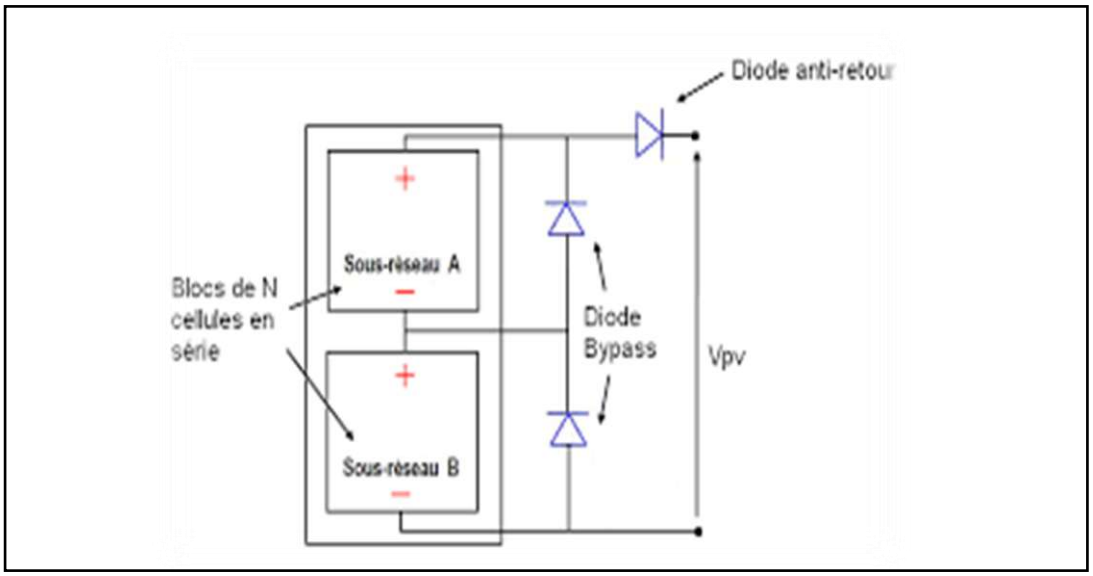


Figure I.16 : Protection des modules par les diodes anti retour by-pass

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. **[BEL19]**

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude sur la production directe d'électricité à partir d'une irradiation solaire est présentée basée sur un phénomène physique appelé effet photovoltaïque, un modèle mathématique a été établi pour ce phénomène physique.

Ce qui permettre de tracer les caractéristiques de la cellule PV, Les caractéristiques courant-tension I(V) et puissance-tension P(V) étaient fortement influencées par les conditions climatiques, particulièrement l'irradiation solaire et la température du module.

CHAPITRE II: CONVERTISSEURS DC-DC ET COMMANDE MPPT

II.1 Introduction

Comme nous l'avons montré au premier chapitre, un GPV présente des caractéristiques I(V) non linéaires et qui admettent un seul point de fonctionnement optimal dans les conditions homogènes d'éclairement et de température. Pour obtenir la puissance maximale du panneau solaire, l'algorithme (MPPT) est utilisé, le principe de cette commande basé sur la variation automatique du rapport cyclique *D* de manière à maximiser la puissance délivrée par le panneau PV. Le circuit de base d'un système MPPT est 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, on présente les différents algorithmes de commande MPPT les plus populaires. D'abord, on étudie les différents types des convertisseurs statiques qu'on peut utiliser dans le système PV.

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. **[HAM16]**

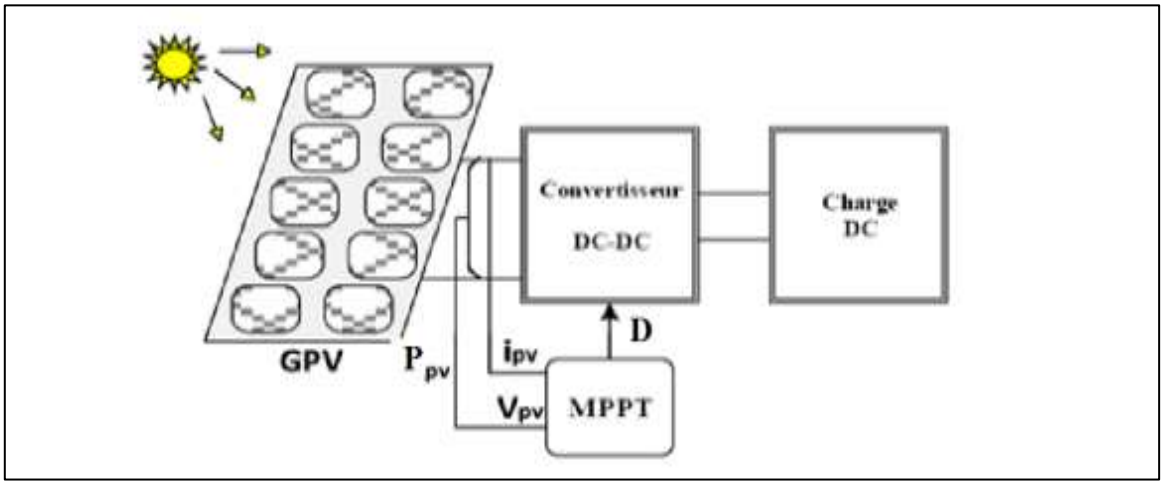


Figure II.1 : Schéma fonctionnel général du système P(V) avec MPPT

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. **[HAR19]**

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 (élévateur-abaisseur) et sont respectivement, appelés en anglais Buck, Boost. **[HAR16]**

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 (*L1),* d'un interrupteur (k), d'une diode(D), et deux condensateurs (*C*1 et *C*2).

En premier temps [0, αT_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. **[GHE18]**

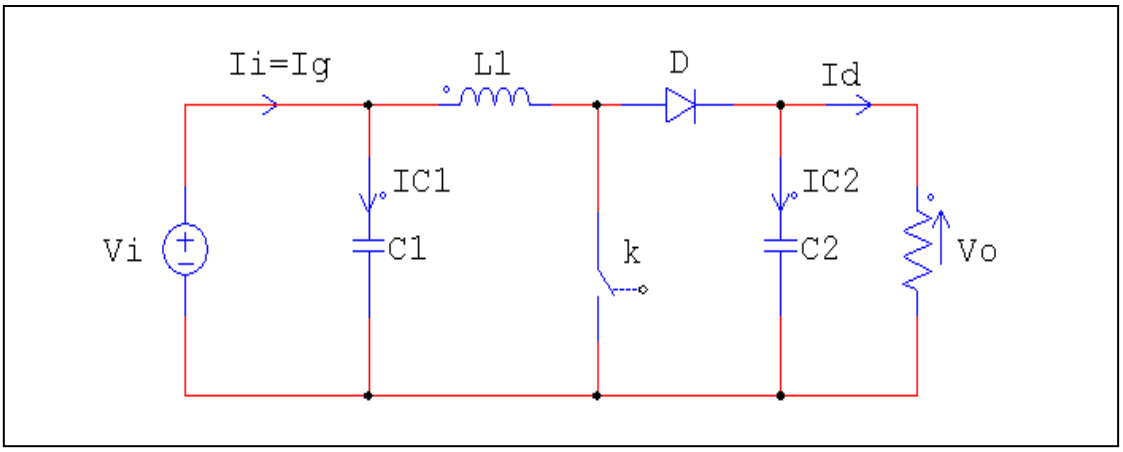


Figure II.2 : Schéma électrique du convertisseur Boost.

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.

$$I_{c_1} = c_1 . \frac{dv_g}{dt} = I_g - I_L \quad (II.1)$$

$$I_{c_2} = C_2 . \frac{dv_0}{dt} = I_0 \quad (II.2)$$

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

Pour la deuxième période (1-α) Ts :

$$I_{C_1} = C_1 . \frac{dV_g}{dt} = I_g - I_L \quad (II.4)$$

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

$$V_L = L . \frac{dI_L}{dt} = V_g - V_0 - R_L L_L \quad (II.6)$$

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 :

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

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

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

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 : **[BEL19]**

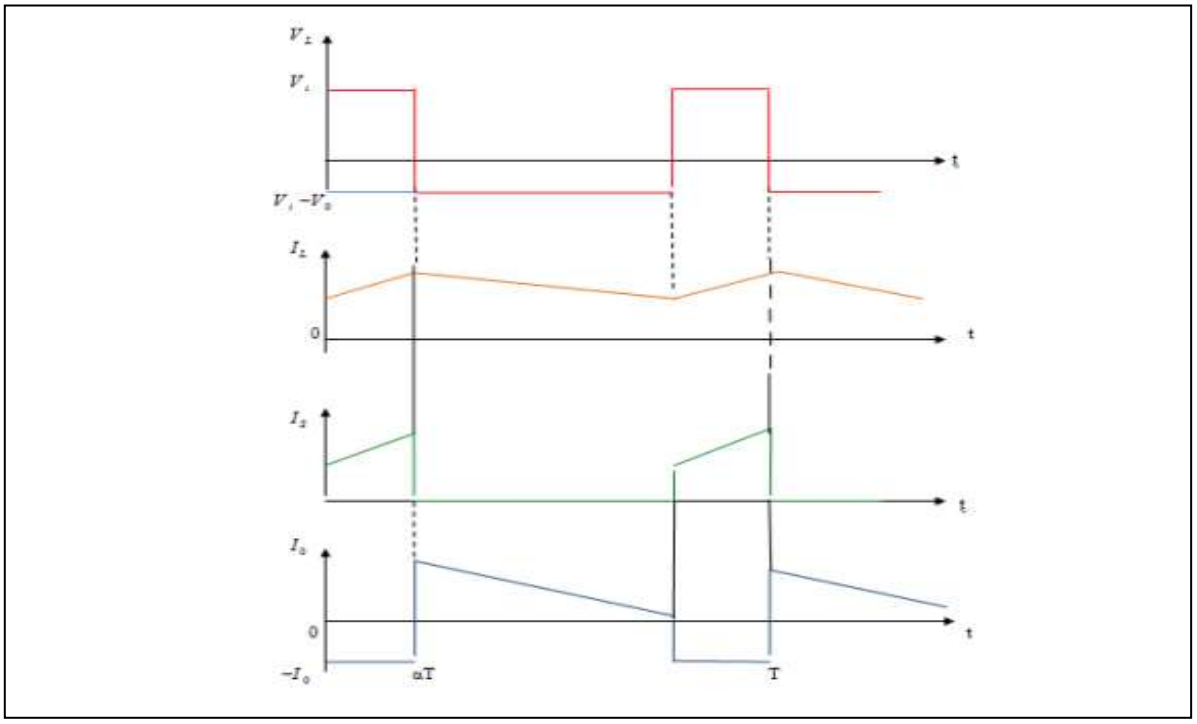


Figure II.3 : Caractéristique de la tension et du courant du hacheur survolteur.

II.4.2 Hacheur dévolteur (Buck)

Le convertisseur Buck ou convertisseur dévolteur (abaisseur de tension) ou hacheur série. Son rôle principal est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure. Le hacheur se compose de condensateur(C), d'inductance (L_1), de diode (D) et de commutateur (S). Celui-ci se charge par le commutateur (S) et qui maintient la tension à ces bornes jusqu'à l'ouverture de qui fait décharger son énergie à travers la diode sur la charge pour un cycle de période de fonctionnement

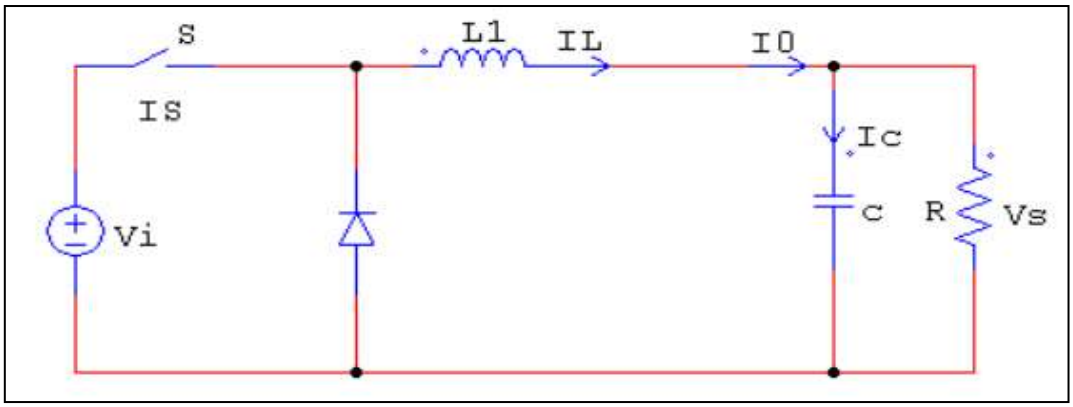


Figure II.4 : Circuit électrique de base du hacheur dévolteur.

Généralement le commutateur est un transistor MOSFET ou IGBT qui sont des dispositifs semi-conducteurs en mode (bloqué-saturé).

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

$$\frac{\delta I}{\delta t} = \frac{V_i - Vs}{L_1} \qquad \text{(II.10)}$$

Avec I_L : le courant dans l'inductance.

Le processus de commutation est décrit par la position de l'interrupteur (S). Dans le premier laps de temps (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- α) T, l'inductance (L) 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 :

$$\frac{\delta I}{\delta t} = \frac{-V_i}{L_1} \qquad \text{(II.11)}$$

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 :

$$V_s = \alpha_{V_i} \qquad \text{(II.12)}$$

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 du hacheur dévolteur.

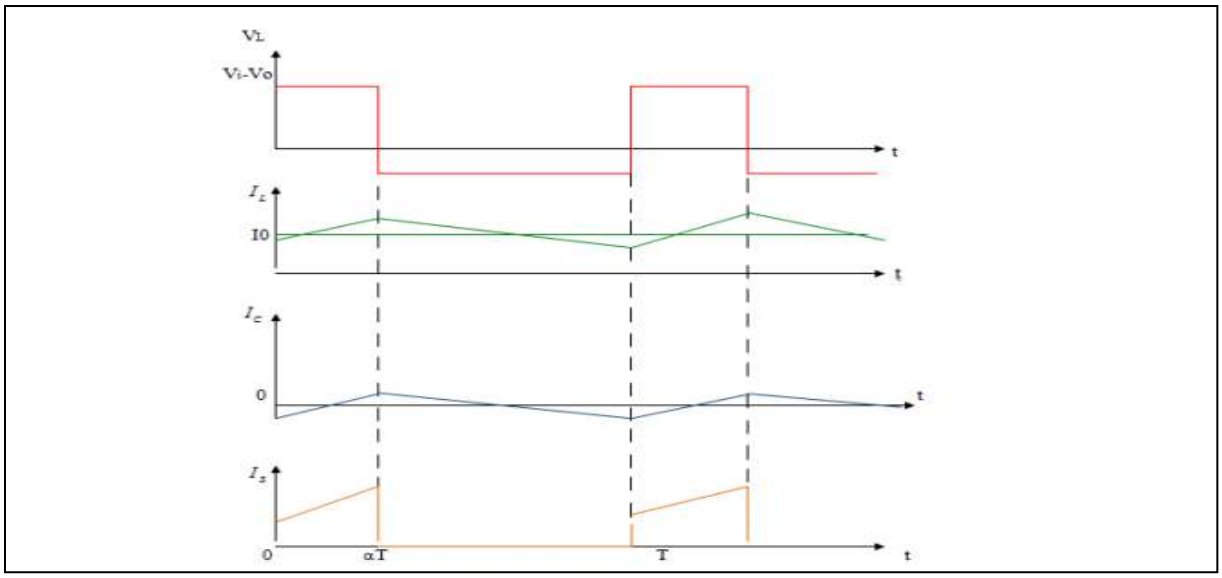


Figure II.5 : Caractéristique de la tension et des courants d'un convertisseur Buck

II.4.3 Convertisseur Buck-Boost

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

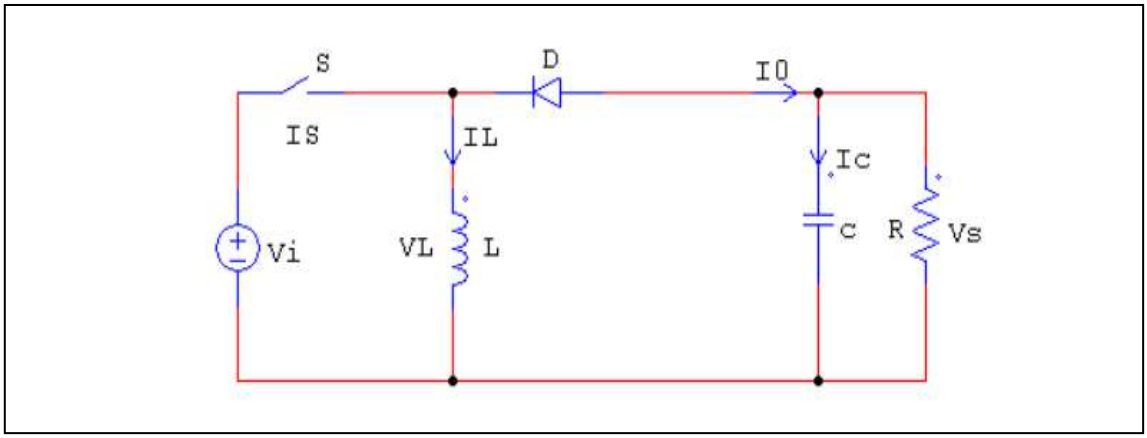


Figure II.6 : circuit électrique de base du hacheur dévolteur /survolteur

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

Dans ce dispositif, la tension peut 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

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

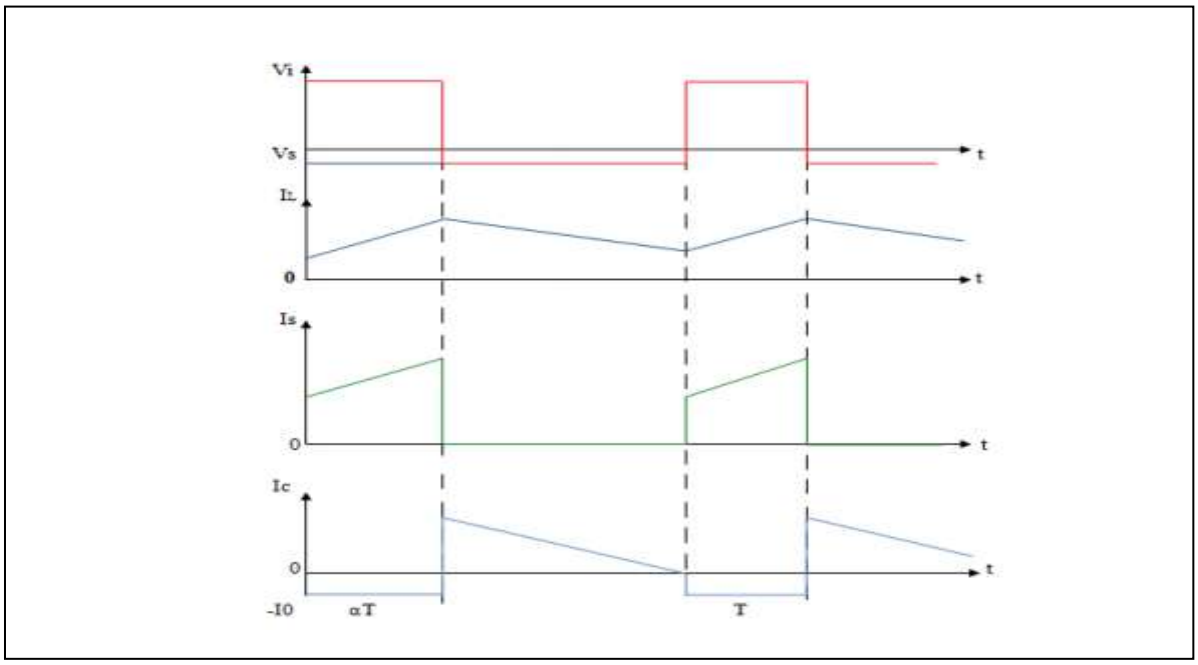


Figure II.7 : Caractéristique de la tension et du courant du Buck-Boost

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. **[HAR16]**

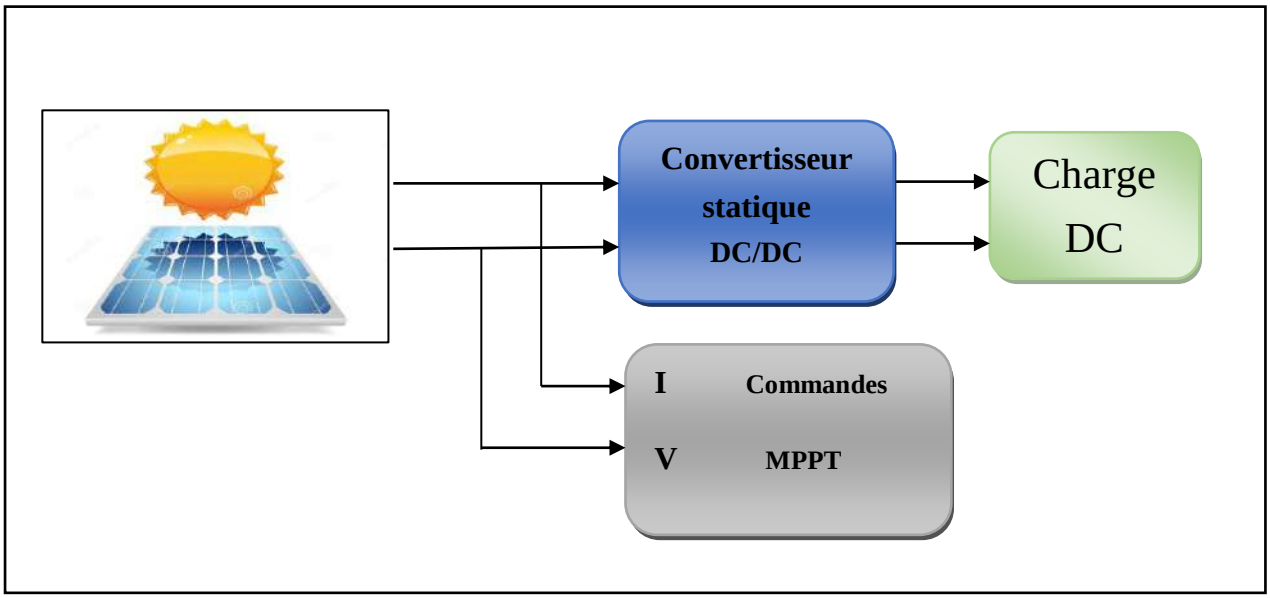


Figure II. 8 : Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT

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 $P_{PV} = I_{pv} . V_{pv}$. **[ABO09]**

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

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. **[HAR19]**

II.5.1.2 MPPT direct

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. **[KAM12]**

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 exemple : **[BEL19]**

- La commande MPPT classique : P&O, INC.
- Les techniques d'intelligence basée sur la logique floue, réseau de neurone.

II.5.2.1 Algorithme de perturbation et observation (P&O)

Le principe des commandes MPPT de type (P&O) consiste à perturber la tension V_{pv} d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance P_{pv} qui en résulte ainsi, comme l'illustre la figure (II.9), on peut déduire que si une incrémentation positive de la tension V_{pv} engendre un accroissement de la puissance P_{pv}, cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du MPP c.-à-d. $\Delta P>0$, Si au contraire la puissance décroît $\Delta P<0$ cela implique que le système a dépassé le MPP. Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît.

Á partir de ces diverses analyses sur les conséquences d'une variation de tension sur la caractéristique P_{PV} (V_{PV}), il est alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au MPP, et de faire converger ce dernier vers le maximum de puissance à travers un ordre de commande approprié.

En résumé, si suite à une perturbation de tension, la puissance PPV augmente, la direction de perturbation est maintenue. Dans le cas contraire, elle est inversée pour reprendre la convergence vers le nouveau MPP. **[BEL19]**

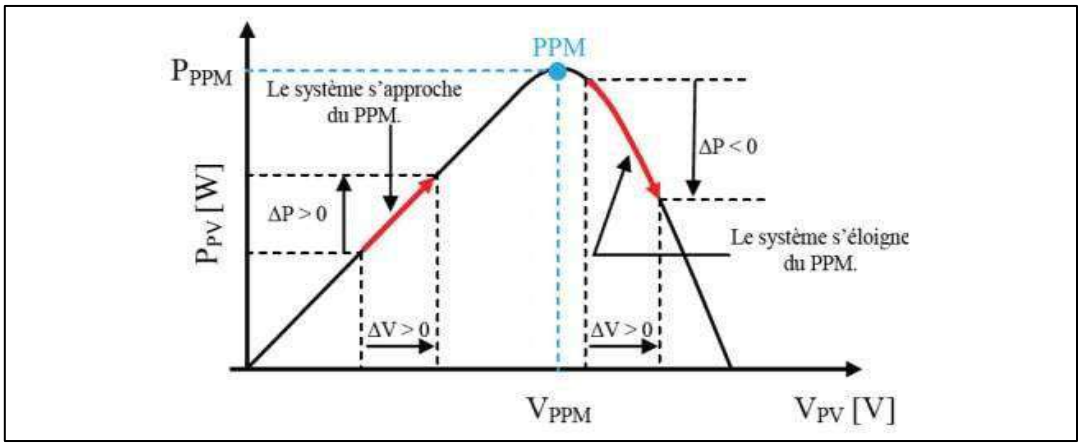


Figure II.9 : Schéma de converge vers le MPP par P&O

La figure (II.10) représente l'algorithme classique associé à une commande MPPT de type (P&O), où l'évolution de la puissance est analysée après chaque perturbation de tension. **[HAR16]**

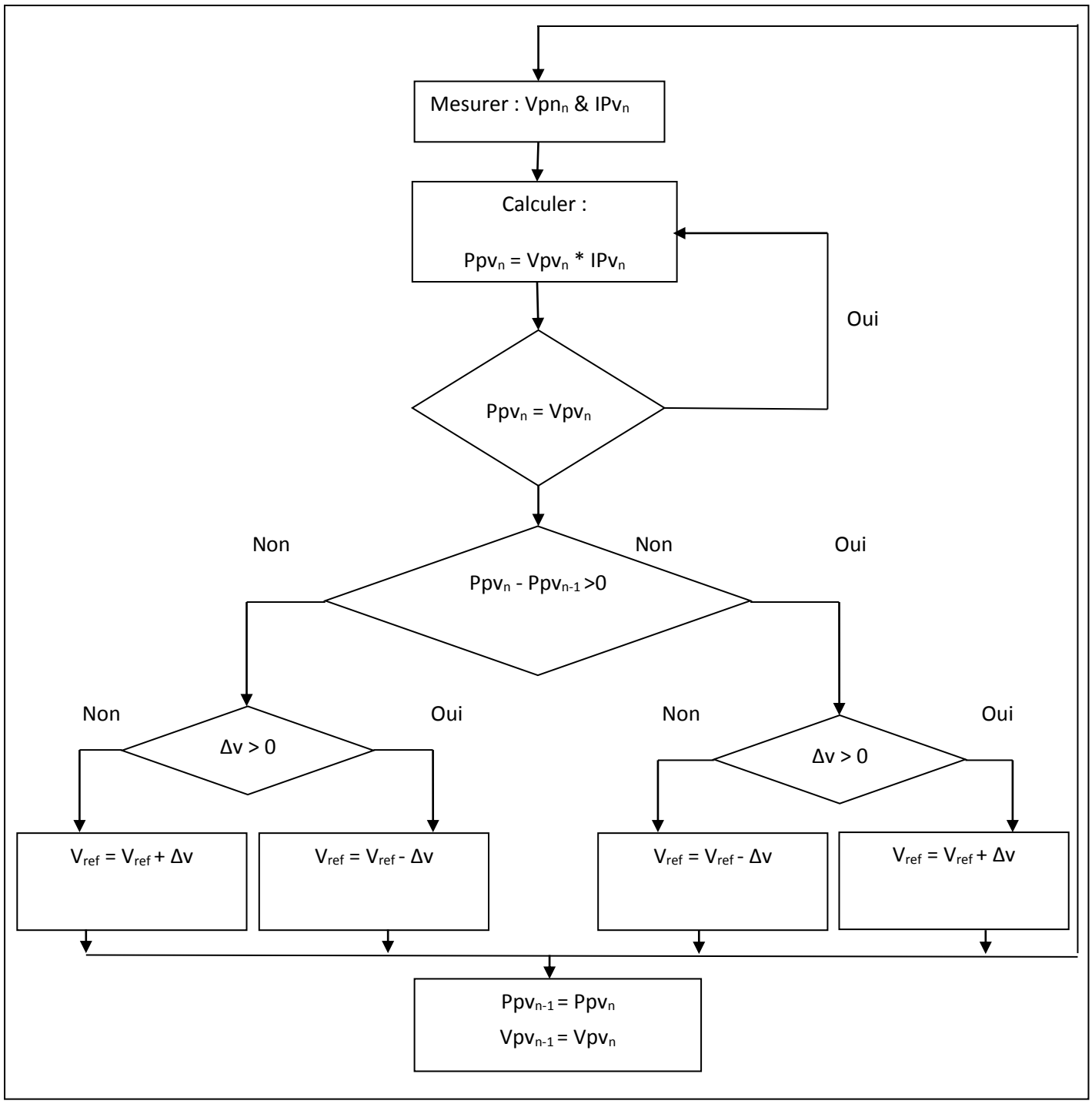


Figure II.10 : Algorithme de perturbation et de l'observation (P&O).

II.6 Avantages et inconvénients de (P&O)

II.6.1 Avantages

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

II.6.2 Inconvénients

- Dépassement du point maximum optimal en cas de changement rapide des conditions atmosphériques.
- Présente des oscillations autour du MPP. **[LOU16]**

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a vu quelques topologies de base des convertisseurs continus-continus (DC-DC), convertisseurs (Buck, Boost et Buck-Boost) et on a présenté les méthodes MPPT basées sur contre réaction de puissance, comme la méthode de perturbation et observation.

Cette commande MPPT utilise directement la tension et le courant du panneau photovoltaïque pour chercher le point de fonctionnement correspondant à la puissance maximale.

CHAPITRE III: LA MODÉLISATION DE LA MAS

Ⅲ.1 Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle modélisation, il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants. **[BAC 02][CHA 83].**

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

Ⅲ.2 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]**

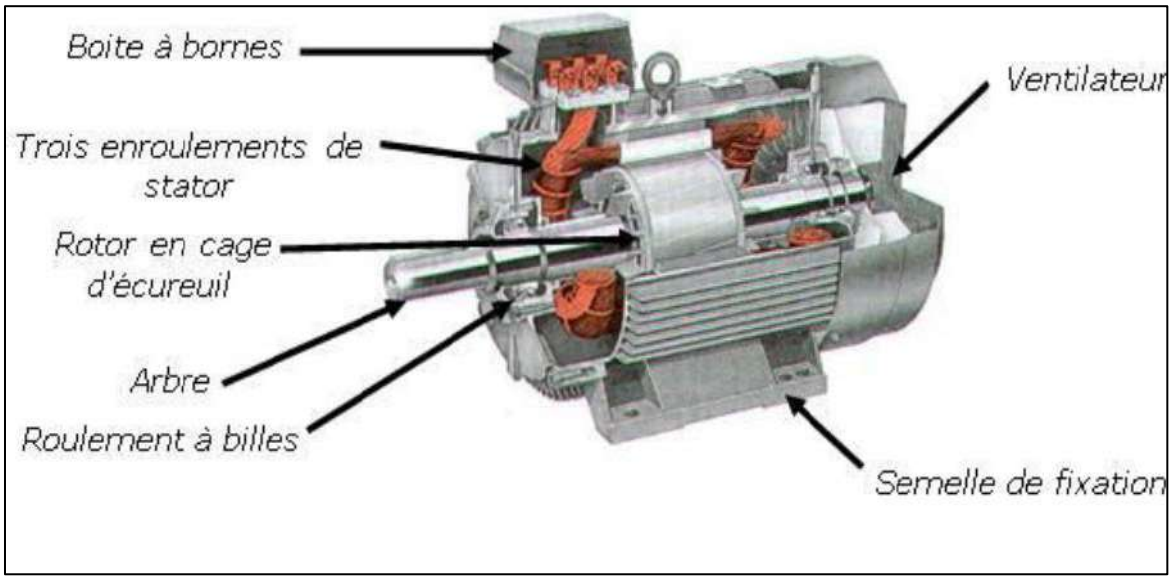


Figure Ⅲ.1 : Machine asynchrone triphasée

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.

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)**

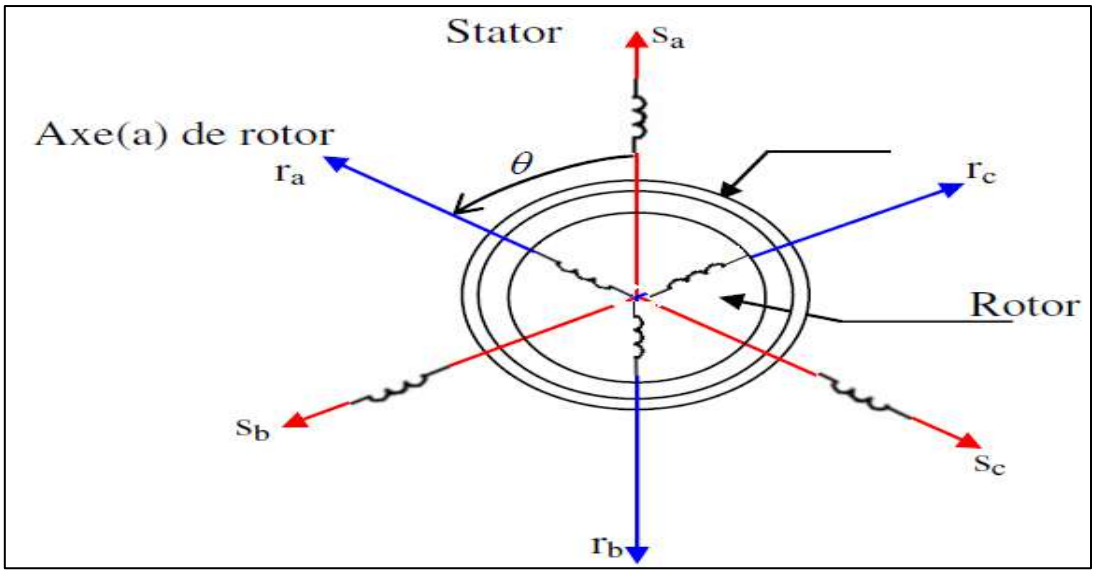


Figure Ⅲ.2 : Définition des enroulements de la machine simple stators

Ⅲ .3.3 Mise en équations

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée, et couplé en étoile, les équations de la machine asynchrone sont :

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

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

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

Les équations **(Ⅲ.1)** et **(Ⅲ.2)** se présentent naturellement sous forme matricielle :

Pour le stator :

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

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

Pour le rotor :

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

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

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.

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

Vs : Vecteur de tension de stator

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

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

[Φs] : Vecteur de flux de stator.

[Φr] : Vecteur de flux de rotor.

Ⅲ.3.3.2 Équations magnétiques

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances, qui comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique θ,

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

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

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

Avec :

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

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

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

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

- [Msr] : La matrice des inductances mutuelles stator rotor.

- [Mrs] : La matrice des inductances mutuelles rotor stator.

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

Ⅲ.3.3.3 Équation mécanique

L'équation mécanique est donnée par l'équation :

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

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

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

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.

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]**

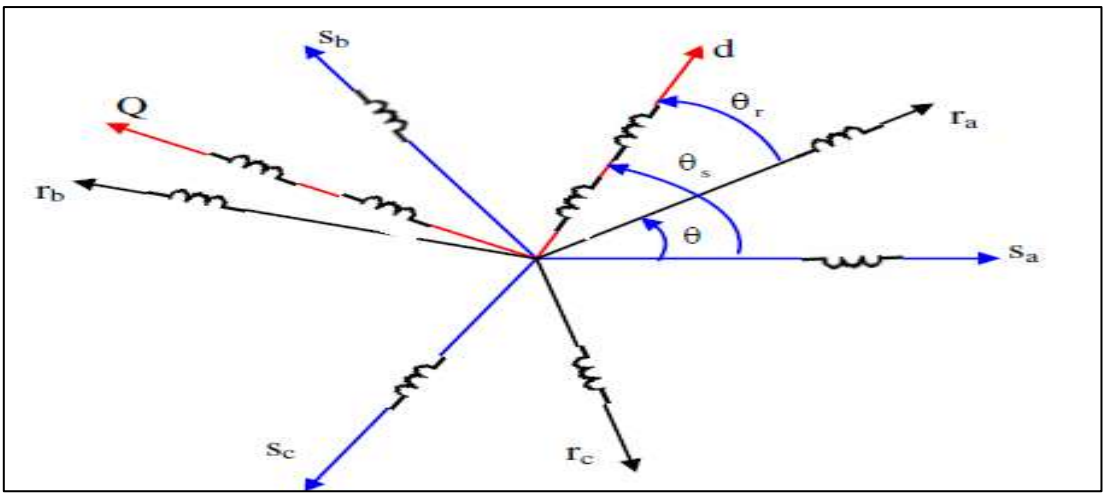


Figure Ⅲ.3 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

Pour transformer un système triphasé [a,b,c] en un système biphasé [d,q] avec une composante homopolaire comme indique dans l'équation suivante :

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

Tel que :

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

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

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

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

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

Avec :

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

- $\theta = \theta_S$ pour le stator (angle entre s_a et d).
- $\theta = \theta_r$ pour le rotor (angle entre r_a et d).

- La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système [abc] est équilibré et symétrique (pas de perturbation).

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécaniques 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 :

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

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 :

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

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

Ⅲ.4.3 Expressions du couple électromagnétique

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

$$C_{em} = p\frac{M_{sr}}{L_r}\left(\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}\right) \quad \text{(III.18)}$$

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 : $\frac{d\theta s}{dt} = 0 \quad et \quad \omega = \frac{d\theta}{dt} = -\omega_r$

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

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

Où

- θs *est* la pulsation statorique,
- θr est la pulsation mécanique,
- θ est la pulsation de glissement.

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

Dans le dernier cas où le repère est lié au champ tournant, les équations liant les composantes des tensions à celles des courants et des flux s'écrivent pour le stator et le rotor :

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

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

$$\begin{cases} \varphi_{\mathrm{sd}} = \mathrm{L}_s \mathrm{i}_{\mathrm{ds}} + \mathrm{M}_{sr} \mathrm{i}_{\mathrm{dr}} \\ \varphi_{\mathrm{sq}} = \mathrm{L}_s \mathrm{i}_{\mathrm{qs}} + \mathrm{M}_{sr} \mathrm{i}_{\mathrm{qr}} \end{cases} \quad \text{(III.20)}$$

$$\begin{cases} \varphi_{\mathrm{rd}} = \mathrm{L}_r \mathrm{i}_{\mathrm{dr}} + \mathrm{M}_{sr} \mathrm{i}_{\mathrm{ds}} \\ \varphi_{\mathrm{rq}} = \mathrm{L}_r \mathrm{i}_{\mathrm{qr}} + \mathrm{M}_{sr} \mathrm{i}_{\mathrm{qs}} \end{cases} \quad \text{(III.21)}$$

A partir de l'équation (III.21), on obtient l'équation suivante :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{\phi_{rd} - M_{sr} i_{ds}}{L_r} \\ i_{rd} = \frac{\phi_{rq} - M_{sr} i_{qs}}{L_r} \end{cases} \quad \text{(III.22)}$$

Remplaçons les expressions des courants I_{rd} et I_{rq} de l'équation (III.22) par leurs valeurs dans les équations (III.20), on obtient alors :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \left(L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r}\right) i_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} \\ \phi_{sq} = \left(L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r}\right) i_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rq} \end{cases} \quad \text{(III.23)}$$

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

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{ds}}{dt} = \left(L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r}\right) \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\phi_{qs}}{dt} = \left(L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r}\right) \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad \text{(III.24)}$$

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

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{rd}}{dt} = -R_r i_{rd} + \omega_{sl} \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = -R_r i_{rq} + \omega_{sl} \phi_{rd} \end{cases} \quad \text{(III.25)}$$

En remplaçant i_{rd} et i_{rq} par leurs expressions obtenues en (III.22), les expressions suivantes sont obtenues

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + \omega \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} + \omega \phi_{dr} \end{cases} \quad \text{(III.26)}$$

On obtient finalement à partir des équations (III.20), (III .23), (III.24) et (III.26) :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sd} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{rd} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{rq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{rq} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{rd} \end{cases} \quad \text{(III.27)}$$

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

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} \\ \dot{\phi}_{rq} \end{bmatrix}}_{\dot{X}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_r\sigma}+\frac{1}{T_r}\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma}\frac{1}{M_{sr}T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma}\frac{1}{M_{sr}}\omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_r\sigma}+\frac{1}{T_r}\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma}\frac{1}{M_{sr}}\omega & \frac{1-\sigma}{\sigma}\frac{1}{M_{sr}T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_{A} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}}_{X} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{U}$$

Avec

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = QX + BU \tag{III.28}$$

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

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion.

Le couple électromagnétique peut alors s'exprimer comme suit :

$$\begin{cases} C_{em} = p\frac{M}{L_r}\left(\phi_{rd}\, i_{qs} - \phi_{rq}\, i_{ds}\right) \\ \mathrm{J}\frac{d\Omega}{dt} + \Omega\, f = C_{em} - C_r \end{cases} \tag{III.23}$$

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.

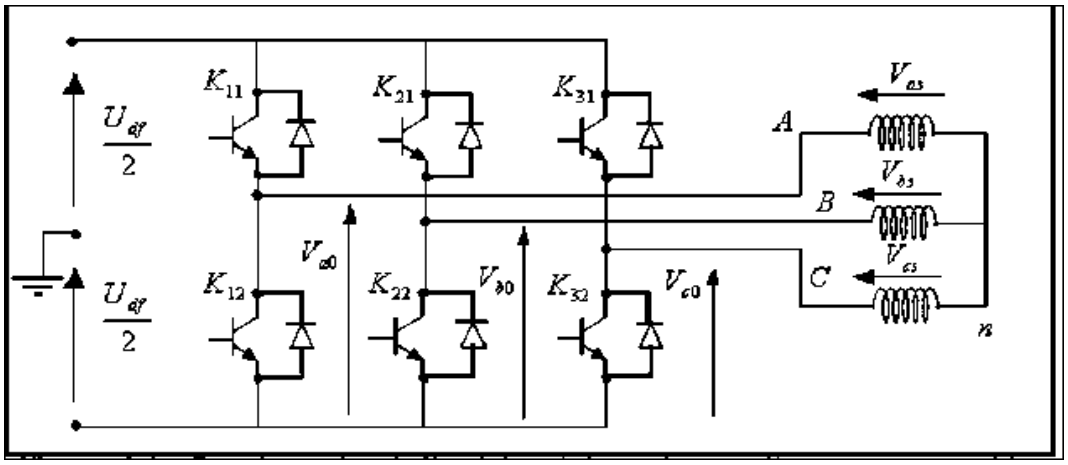


Figure Ⅲ.4 : Représentation de l'onduleur à deux niveaux alimentant une MAS**.**

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 on néglige les chutes de tension aux bornes des interrupteurs.

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{BC} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{CA} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad \text{(III.24)}$$

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 :

$$\begin{cases} V_{ac} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bs} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cs} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad \text{(III.25)}$$

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:

$$V_{no} = 1/3(V_{ao}+V_{bo}+V_{co}) \quad \text{(III.26)}$$

En remplaçant **(I.26)** dans **(I.25)** on obtient :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{2}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{bs} = \frac{1}{3} V_{ao} + \frac{2}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{cs} = \frac{1}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} + \frac{2}{3} V_{co} \end{cases} \quad \text{(III.29)}$$

La forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_s \end{bmatrix} \quad \text{(III.35)}$$

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

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

- Alimentation : U =220 V (valeur efficace), fréquence 50 Hz.
- Démarrage à vide puis nous avons appliqué un couple résistant d'une valeur de 10N.m à l'instant entre 2s et 2.5s.

III.7.1 Résultats de MAS sans onduleur

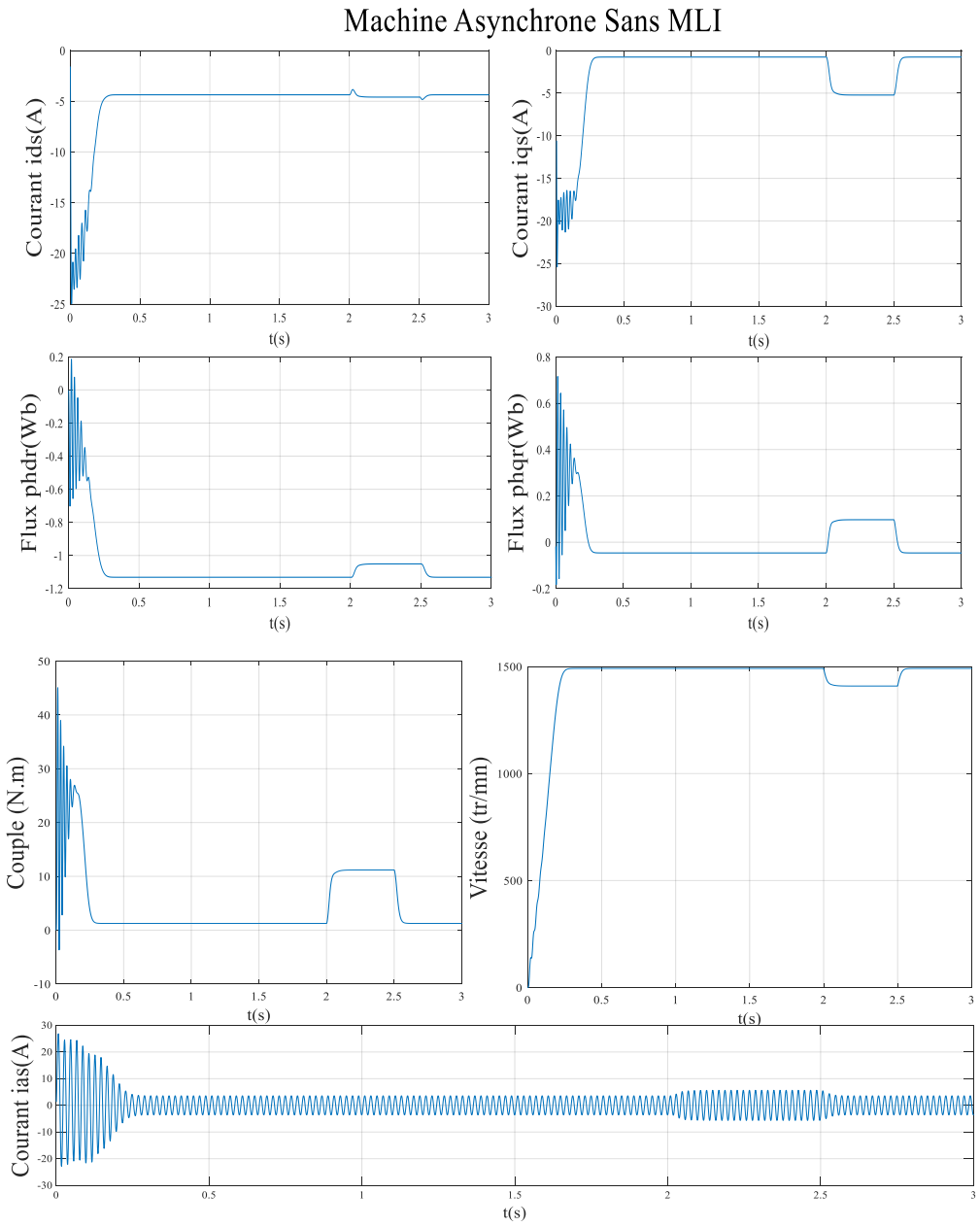


Figure (III. 5) Résultat de simulation d'une MAS sans onduleur

III.7.2 Résultats de MAS avec onduleur

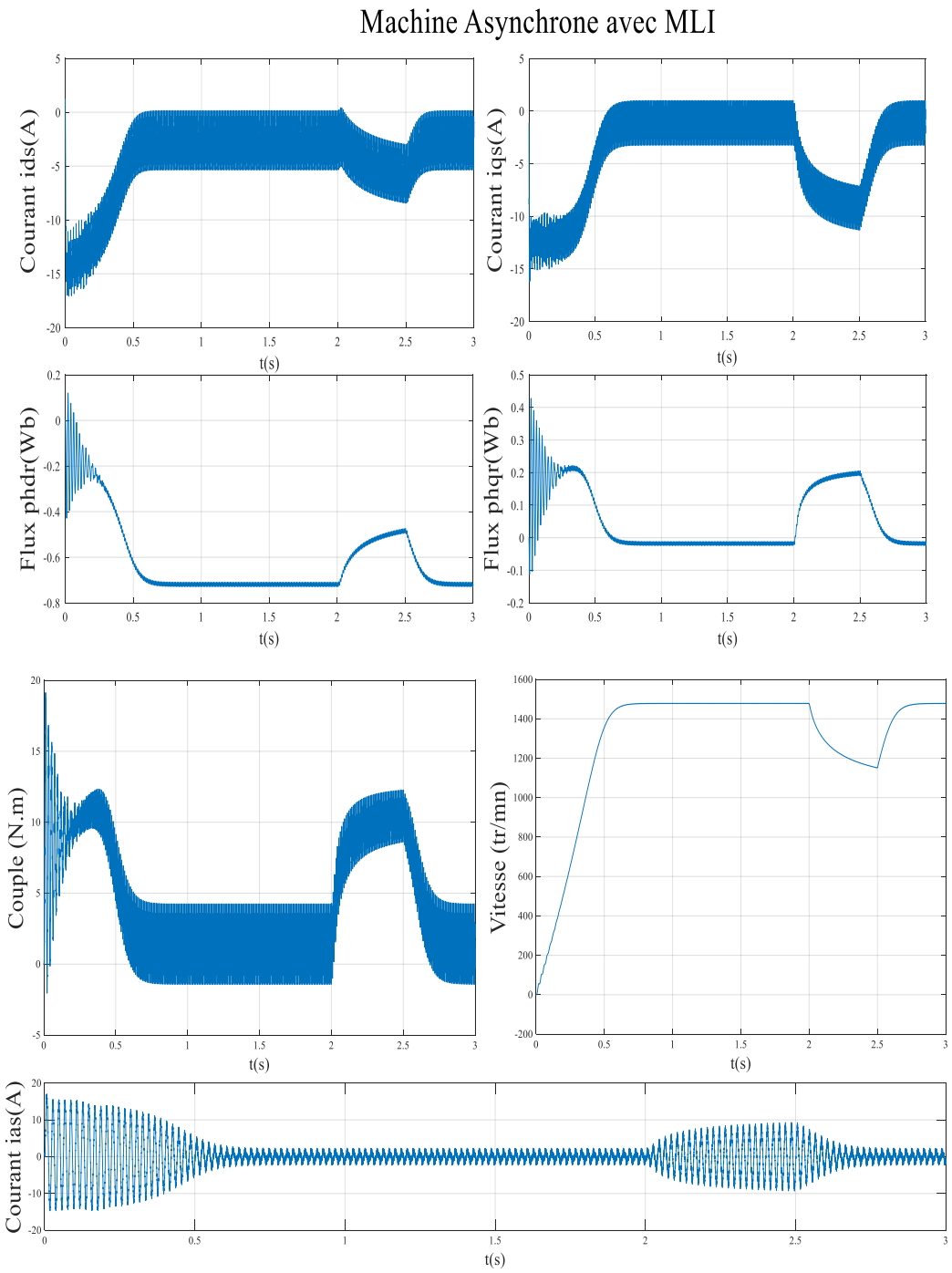


Figure (III. 6) Résultat de simulation d'une MAS avec onduleur.

III.7.3 Interprétation des résultats

Lors du démarrage, on constate des pics de courants importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire. La (figure III.5) et (figure III.6) représente l'évolution des courants, des flux, la vitesse et de couple en fonction du temps.

En régime transitoire du MAS sans et avec onduleur. L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 2 et 2.5 s est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage.

Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise en fin du régime permanent. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant t =2.5 s (ou bien d'un régime en charge vers un autre s'établit presque instantanément, sans oscillations, avec un très faible dépassement).

III.8 Conclusion

Comme on a pu le voir, le modèle mathématique obtenu 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.

De ce fait, dans ce chapitre, on a commencé par une description générale de la machine asynchrone, ensuite, on a abordé sa modélisation. La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements en régime transitoire. Ensuite on a fait la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux et sa commande.

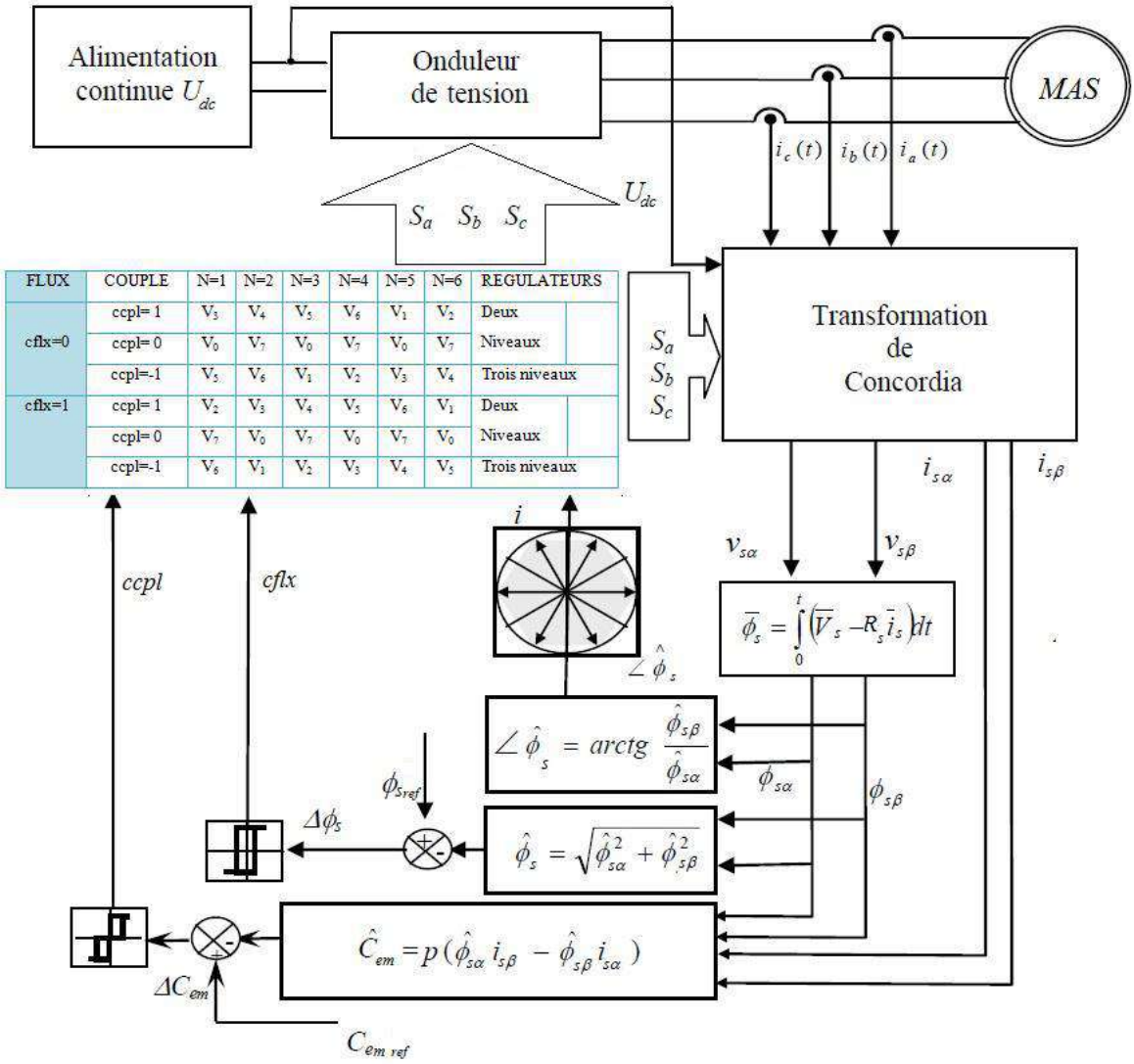
CHAPITRE IV: LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

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 technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans l'utilisation des 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 travaux ont 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 trouve ses racines dans le contrôle par flux orienté et dans la technique du « Direct self control (DSC) ».

La théorie du « DSC » a été développée en Allemagne par Depenbrock, le principe de ce contrôle consiste à appliquer un niveau spécifique de tension continue (U_{dc}) et de flux statorique φs de référence, c'est un contrôle avec une table de commutation figée ainsi, une fréquence unique de fonctionnement de l'onduleur f est déduite directement sans référence externe. Le contrôle direct du couple est issu de la combinaison de la 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. **[BEN10] [SAD10].**

IV.3 Fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

Les interrupteurs de l'onduleur de tension (Figure 1.2) doivent être commandés de manière à maintenir le Flux et le couple de la machine le vecteur de la tension statorique Vs peut s'écrire sous la forme :

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

Où (S_a, S_b, S_c) représentent l'état logique des 3 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).

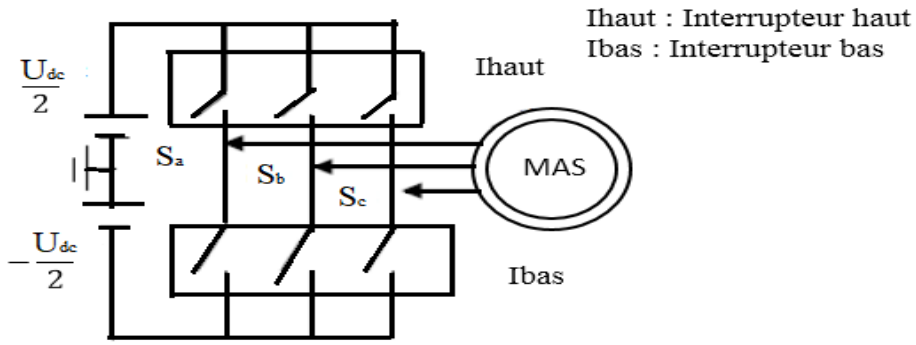


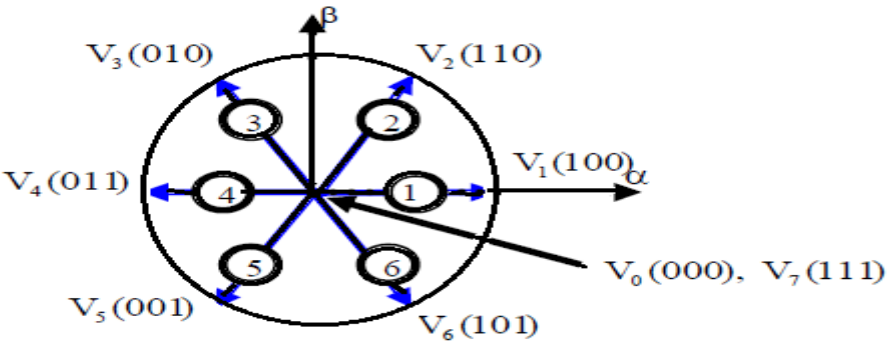
Figure IV.2 : Machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension

On cherchera donc à contrôler le flux et le couple via le choix du vecteur de tension qui se fera par une configuration des interrupteurs comme nous disposons de 3 interrupteurs, il y a donc $2^3 = 8$ possibilités pour le vecteur Vs.

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 figure (IV.3) montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs de tensions non nuls qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. on procède ainsi :



V3 [010] signifie :
- 0 : interrupteur en haut du 1er bras ouvert ;
- 1 : interrupteur en haut du 2ème bras fermé ;
- 0 : interrupteur en haut du 3ème bras ouvert ;

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 (Rs Is) est négligeable devant la tension Vs 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 φs se déplace sur une droite dont la direction est donnée Vs. la figure (IV.4) illustre ce principe, lorsqu'on sélectionne le vecteur

Vs = V3

Où

φs0 : est le vecteur flux à l'instant t =0.

Dans un intervalle de temps Te, l'extrémité du vecteur φs se déplace sur une droite dont la direction est donnée Vs. La figure (IV.4) illustre ce principe, lorsqu'on sélectionne le vecteur Vs = V_3 par exemple.

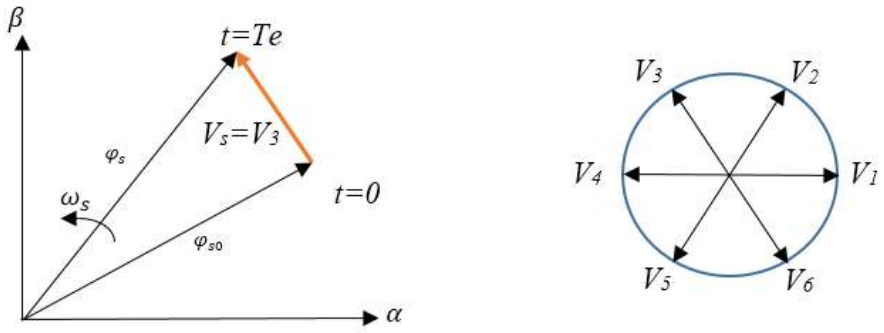


Figure IV .4 : Evolution de l'extrémité du vecteur φs.

Si la période de contrôle « Te » est très faible devant la période de rotation du vecteur flux statorique. En choisissant une séquence appropriée de vecteur tension de l'onduleur sur des intervalles de temps successifs de durée Te, on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur flux φs la trajectoire désirée.

Le vecteur φs est maintenu entre deux valeurs φ_{max} et φ_{min} le passage de l'une à l'autre étant commandé par Vs. Si le vecteur de commande est l'un des vecteurs non nuls, φs évolue avec une vitesse constante proportionnelle à la tension de commande si l'on maintient φs 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 φs atteint la valeur φ_{max}, on déclenche le changement d'interrupteurs pour que la nouvelle valeur de Vs entraîne une diminution du module de φs. En même temps, la

nouvelle phase du vecteur Vs provoque le décalage Is et φs dans le sens de rotation, qui fait augmenter le déphasage et le couple **[BEN 10].**

Il est possible de fonctionner avec un module de flux φs pratiquement constant ; pour cela il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Ceci n'est possible que si la période de contrôle est très faible devant la période de rotation du flux. En plus la composante du flux de vecteurs tensions appliquées doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum.

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

En ce qui concerne le flux rotorique φr, 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]

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

Avec :

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

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

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

D'après cette expression, le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\varphi s}$ et $\overline{\varphi s}'$ 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 $\overline{\varphi s}$ [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 *Zi*.

Lorsque le flux $\overline{\varphi s}$ se trouve dans une zone **i**, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vectrices tensions suivantes : **[REZ 09], [BEH 09], [BEN 10].**

- Si Vi+1 est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\overline{\varphi s}}$ croit et le couple *Cem* croit
- Si Vi-1est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\overline{\varphi s}}$ croit et le couple *Cem* décroit
- Si Vi+2 est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\overline{\varphi s}}$ décroit et le couple *Cem* croit
- Si Vi-2 est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\overline{\varphi s}}$ décroit et le couple *Cem* décroit
- Si V0 ou V7 est sélectionnée la rotation de $\overline{\overline{\varphi s}}$ est arrête, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangée. **[AOU 11], [AKK 07], [BEH 09], [REZ 09], [BOU13].**

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
ϕ_s	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↑↓
C_{em} (Ω>0)	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓	↓
C_{em} (Ω<0)	↓	↓	↑	↑↑	↑↑	↑	↑

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

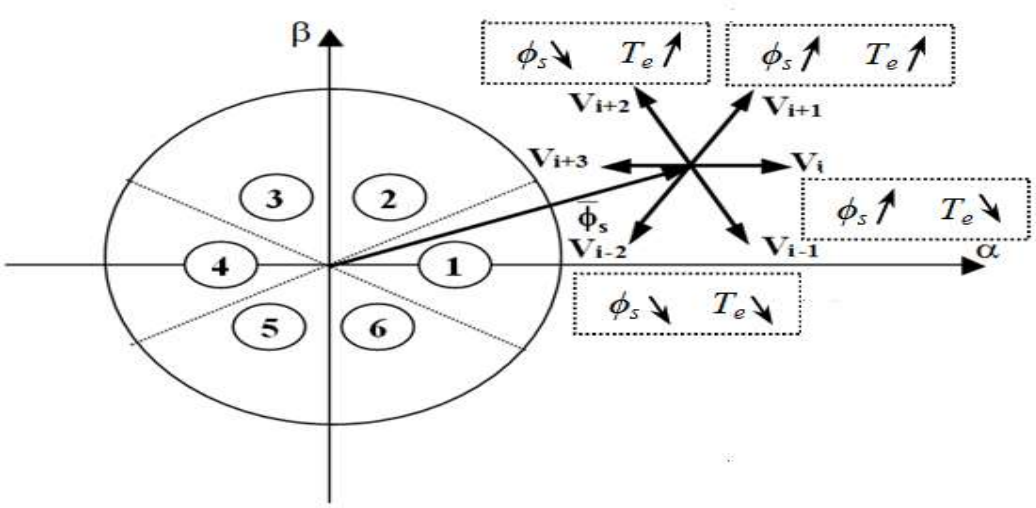
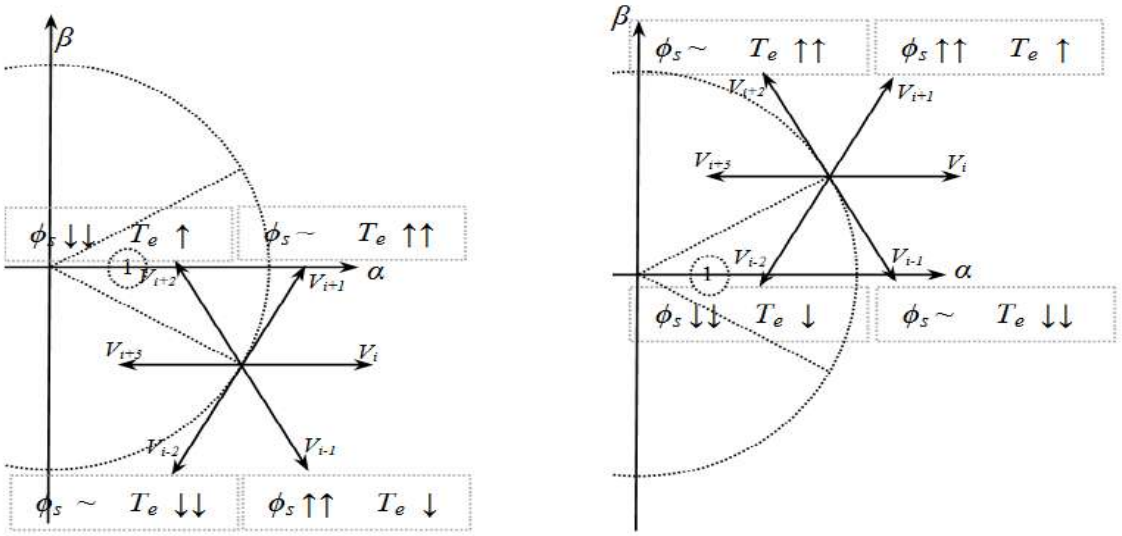


Figure IV.5 : Répartition des zones

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur du flux dans la zone i. En début de la zone i, les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position, les angles entre V_{i-1} ou V_{i+2} et le vecteur flux sont de 150°et de 30° respectivement. Donc leur composante de flux est très importante et leur composante de couple est très petite. Les

variations de flux après l'application de ces deux vecteurs sont importantes et 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]

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

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

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

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

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

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{sa}^2 + \varphi_{sb}^2} \quad (IV.13)$$

L'angle αs entre le référentielle statorique et le vecteur fluxφs est égal à [BEN 10]

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

IV.3.2.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statoriques mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = p(\varphi_{sa} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (IV.15)$$

On peut remarquer dans cette équation que l'exactitude de cette dernière dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants statorique.

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). **[AKK 07], [REZ 09] [SAD 10].**

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\varphi s^{\equiv}$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne cflx indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (cflx=1) ou diminuée (cflx=0) de façon à maintenir :

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

Avec : φ_{sref} : La consigne de flux ;

$\triangle\varphi$: La largeur d'hystérésis du correcteur.

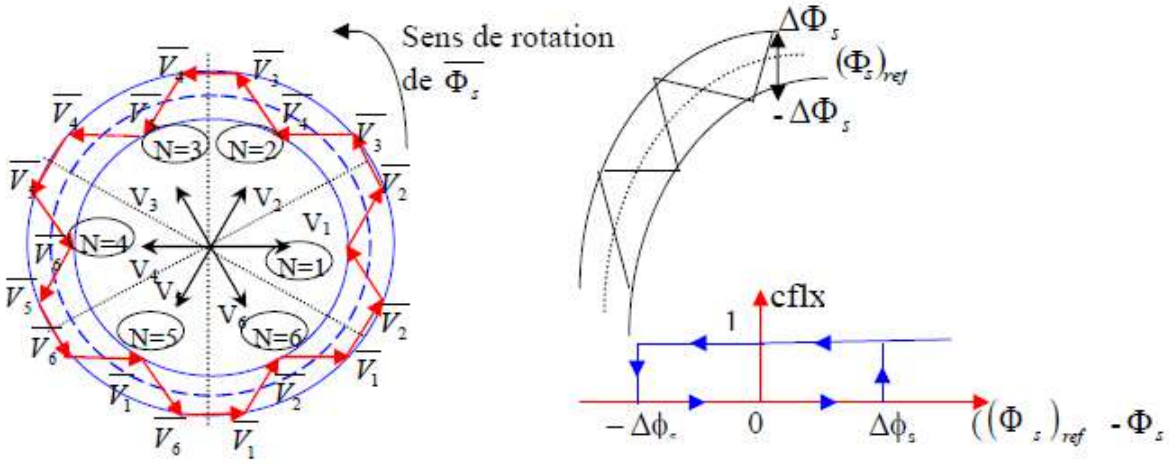


Figure IV.7 : Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique

IV.4.2 Correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple dans les limites

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

Avec

C_{emref} : Le couple de référence ;

ΔC La bande d'hystérésis du correcteur. [BOU 13][BEN 10]

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées :

IV.4.2.1 Le correcteur à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (ccpl=1 pour une consigne positive et ccpl= -1 pour une consigne négative) ou diminuée (ccpl=0).

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

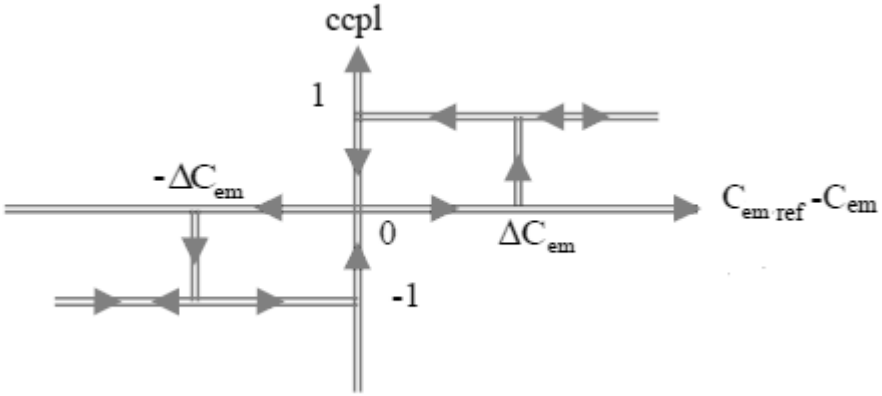


Figure IV .8 : Correcteur de couple à trois niveaux

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 $Vi+\vec{1}$ et $Vi+\vec{2}$, peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux φs. 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 de croiser 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

Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique. Chaque table influe sur le comportement de la machine en termes de couple et d'ondulations des courants, de fréquence de commutation et possibilités de fonctionnement dans deux ou quatre quadrants du plan couple-vitesse. Dans le tableau suivant IV.2 quatre tables de commutation sont présentés, le tableau IV.3 présente la table de la 4^{ième} stratégie la plus utilisée et elle est proposée dans notre travail.

	$T_e\uparrow$ $\phi_s\uparrow$	$T_e\uparrow$ $\phi_s\downarrow$	$T_e\downarrow$ $\phi_s\uparrow$	$T_e\downarrow$ $\phi_s\downarrow$
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 Vs 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]**

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation permettant de définir le choix du vecteur Vs sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse. Cette dernière, en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structures classiques du 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. **[ZAI13], [TOU 08] [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 **[ZAI 13], [TOU 08] [SAD 10].**

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

Nous présentons dans ce qui suit des résultats de simulation de la commande directe du couple de la MAS. Les deux enroulements statoriques sont alimentés séparément par deux onduleurs de tension qui sont commandé par la technique DTC en boucle ouverte et avec l'utilisation d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.

La figure ci-dessus représente une simulation effectuée sur la machine asynchrone, elle montre également la réponse du couple, du flux statorique et la trajectoire du flux statorique, pour une consigne de couple de 10Nm et un flux de référence de 1.1 Wb. On relève que la trajectoire du flux statorique est presque circulaire durant toute la variation du couple.

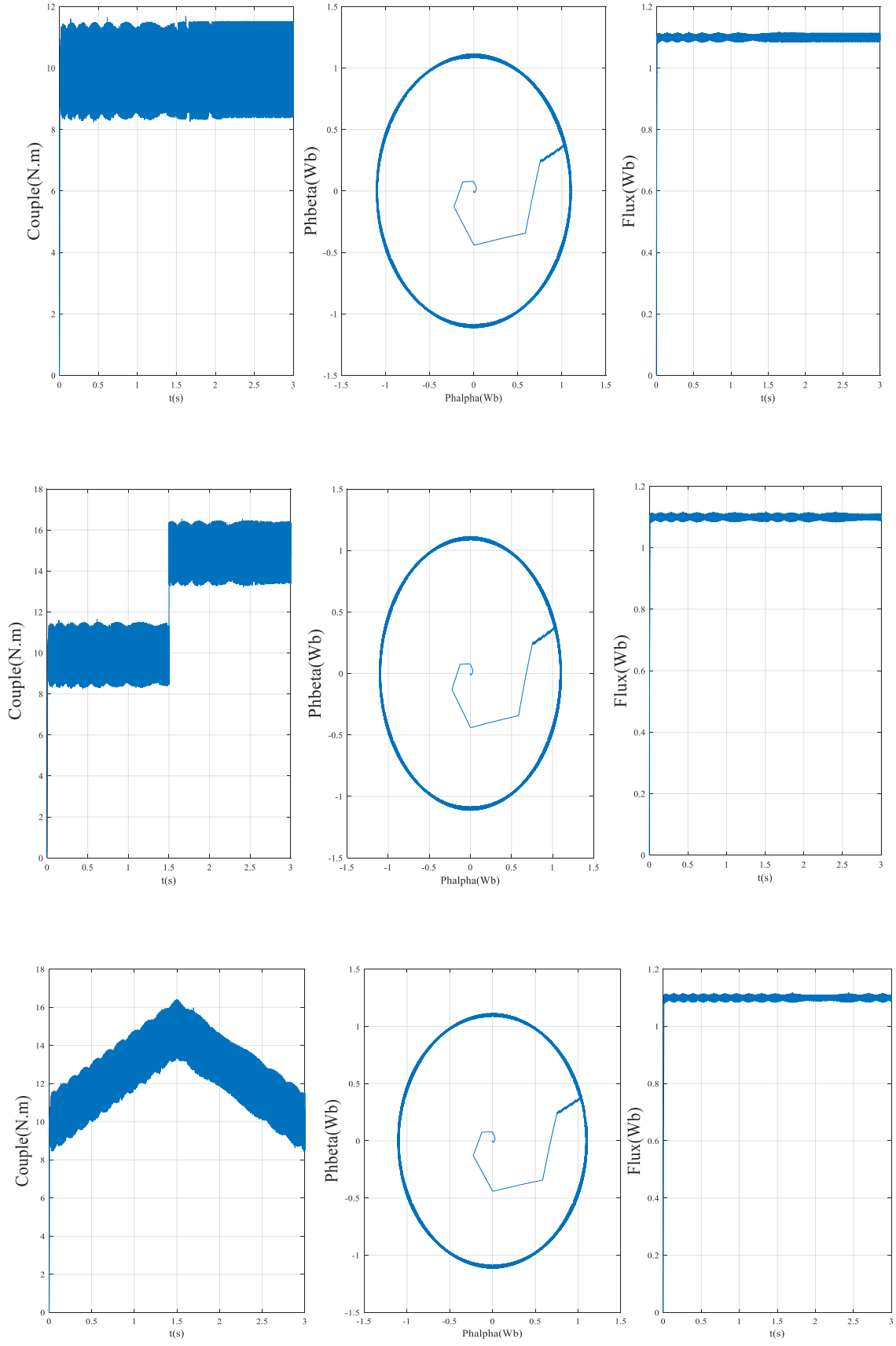


Figure IV.8 : Evolution du couple, flux statorique et de courant de la MAS

Les résultats montrent que les valeurs estimées suivent les valeurs de consigne rapidement pour une rampe, un échelon de couple de 10Nm et ainsi en cas de l'inversion de la consigne du couple (de -10Nm à 10Nm).

IV.9 Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre montre la faisabilité de l'application de la technique de contrôle DTC sur une machine a permis d'étudier en simulation, le comportement du contrôle direct du couple de la machine asynchrone à alimenter par deux onduleurs de tension à deux niveaux.

Les résultats obtenus montrent que le contrôle du couple d'une machine asynchrone basé sur la technique du contrôle DTC permet d'obtenir de hautes performances dynamiques avec une structure simple. Ainsi il apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans la structure de commande FOC pour le même type de machine.

La commande directe du couple présente plusieurs avantages significatifs (simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision, … etc.).

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

V.1 Introduction

L'optimisation par essaim particulaire (OEP), ou Particle Swarm Optimization (PSO) en anglais, est un algorithme évolutionnaire qui utilise une population de solutions candidates pour développer une solution optimale au problème. Il s'inspire à l'origine du monde du vivant, plus précisément du comportement social des animaux évoluant en essaim, tels que les bancs de poissons et les vols groupés d'oiseaux. En effet, on peut observer chez ces animaux des dynamiques de déplacement relativement complexes, alors qu'individuellement chaque individu a une « intelligence » limitée, et ne dispose que d'une connaissance locale de sa situation dans l'essaim. L'information locale et la mémoire de chaque individu sont utilisées pour décider de son déplacement. Des règles simples, telles que « rester proche des autres individus », « aller dans une même direction » ou « aller à la même vitesse », suffisent pour maintenir la cohésion de l'essaim, et permettent la mise en œuvre de comportements collectifs complexes et adaptatifs **[AMA15].** PSO est intéressante en tant que méthode de suiveur MPPT car elle converge assez rapidement et trouve précisément l'optimum d'une fonction objectif convexe. Grâce aux développements des dernières années, PSO s'adapte bien lorsque des perturbations environnementales surviennent. De plus, PSO ne requiert aucun modèle préalable car le système à optimiser est considéré comme une boîte noire.

Dans ce chapitre, la figure V.1 présente notre système de pompage. Ce système est alors testé pour une chaine de pompage utilisant un moteur électrique triphasé asynchrone comme moteur d'entrainement. Dans le but d'avoir la possibilité de régler le débit d'eau, et en se basant sur la caractéristique de proportionnalité entre la vitesse et le débit, la méthode de contrôle direct du couple, DTC est utilisée pour la commande de la vitesse du moteur électrique. Pour améliorer les performances de ce système, on proposera le suiveur MPPT basé la méthode intelligente PSO pour remplacer la méthode classique P&O,

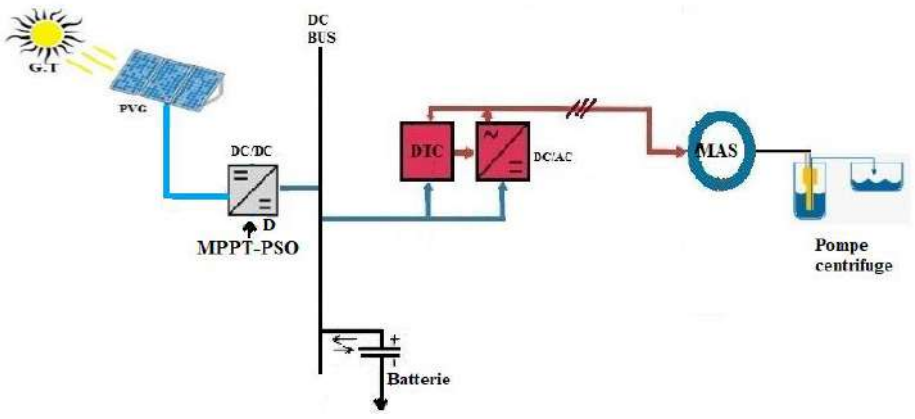


Figure V.1 : Système de pompage proposé

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 particules (PSO)

L'optimisation par essaim de particules est un méta heuristique à base de population de solution. Elle a été proposée en 1995 par Kennedy et Eberhart **[GHE 13]** Inspiré par le comportement social des oiseaux s'assemblant ou le banc de poissons figure (V-2) **[MAA 15].**

L'algorithme simule une population de particules qui se déplace doucement vers la solution optimale dans un espace de recherche multidimensionnel. La position d'une particule représente une solution possible et est initialisée aléatoirement chaque particule se déplace selon leur vecteur de vitesse unique. À chaque itération, cette vitesse est modifié pour s'orienter vers la meilleure position déjà occupée par la particule (mémoire locale) et la meilleure position de la meilleure particule de l'essaim (mémoire sociale), Cet ajustement tient compte de l'inertie de la particule et inclut une certaine influence stochastique **[BES 15]**

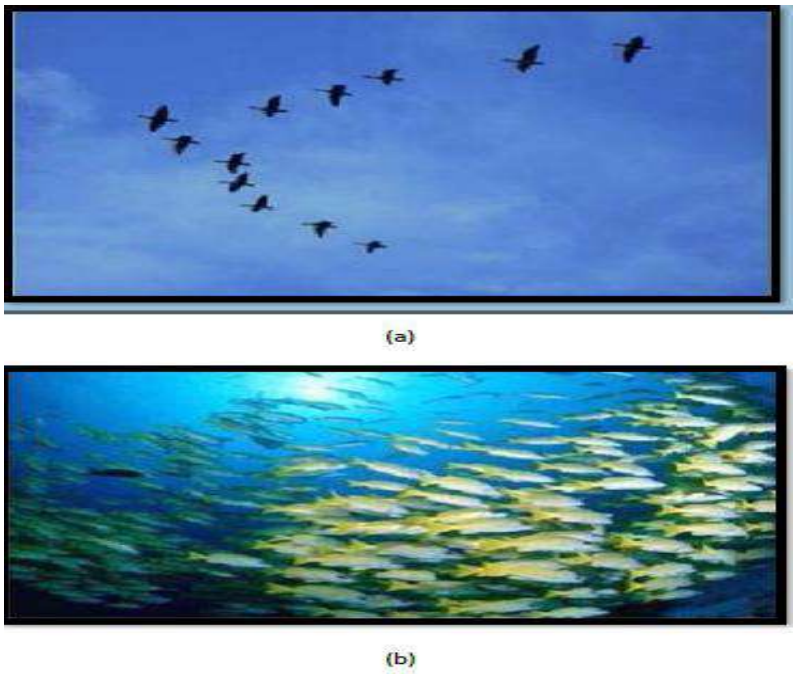


Figure V.2 : Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons

V.3.1 Concept de base de PSO

La méthode met en jeu de larges groupes de particules sous forme de vecteurs se déplaçant sur l'espace de recherche. Chaque particule **i** est caractérisée par sa position $\mathbf{x_i}$ et par un vecteur de changement de position appelé vélocité $\mathbf{v_i}$. La $i^{ème}$ particule est représentée comme $\mathbf{X_i = (x_{i1}, x_{i2}, ..., x\ in)}$. Le cœur de la méthode consiste à choisir comment définir $\mathbf{v_i}$.

D'après la socio-psychologie, chaque individu est influencé par son comportement passé et par celui de ses voisins pour décider de son propre déplacement **[BES 15].**

Autrement dit, à chaque itération, chaque particule se déplace en fonction des deux meilleures valeurs suivantes :

- La meilleure position passée de la particule, appelée **pbest**.
- La meilleure position obtenue parmi n'importe quel voisin (voisin dans le réseau social et non, nécessairement, dans l'espace), appelée **gbest**.

Lorsqu'une particule considère une partie de la population comme ses voisins topologiques (voisins dans l'espace de recherche), la meilleure valeur est une meilleure position locale, appelée dans ce cas **lbest**.

À chaque itération, ces deux meilleures valeurs sont combinées afin d'ajuster la vélocité et calculer ainsi un nouveau mouvement pour la particule. **Pbest** est considéré comme étant le composant cognitif (cognition component) relatif à l'expérience individuelle et **gbest** (ou **lbest**) est considéré comme étant le composant social (social component) relatif à la communication sociale.

Notons qu'il semble être communément admis qu'un voisinage social **gbest** (un individu $\mathbf{x_2}$ ayant, par exemple, pour voisins les individus $\mathbf{x_1}$ et $\mathbf{x_3}$, quelles que soient les localisations spatiales de ($\mathbf{x_1}$, $\mathbf{x_2}$, $\mathbf{x_3}$) donne de meilleurs résultats qu'un voisinage spatial **lbest** (fonction de la proximité des individus dans l'espace de recherche).

La figure V.3 schématise le déplacement d'une particule selon ces informations **[BES 15].** Le déplacement d'une particule donc est influencé par les trois composantes suivantes **[BEK 14]** :

- **Une composante physique** : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement.
- **Une composante cognitive** : la particule tend à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée.

- **Une composante sociale** : la particule tend à se fier à l'expérience de ses congénères et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site déjà atteint par ses voisins.

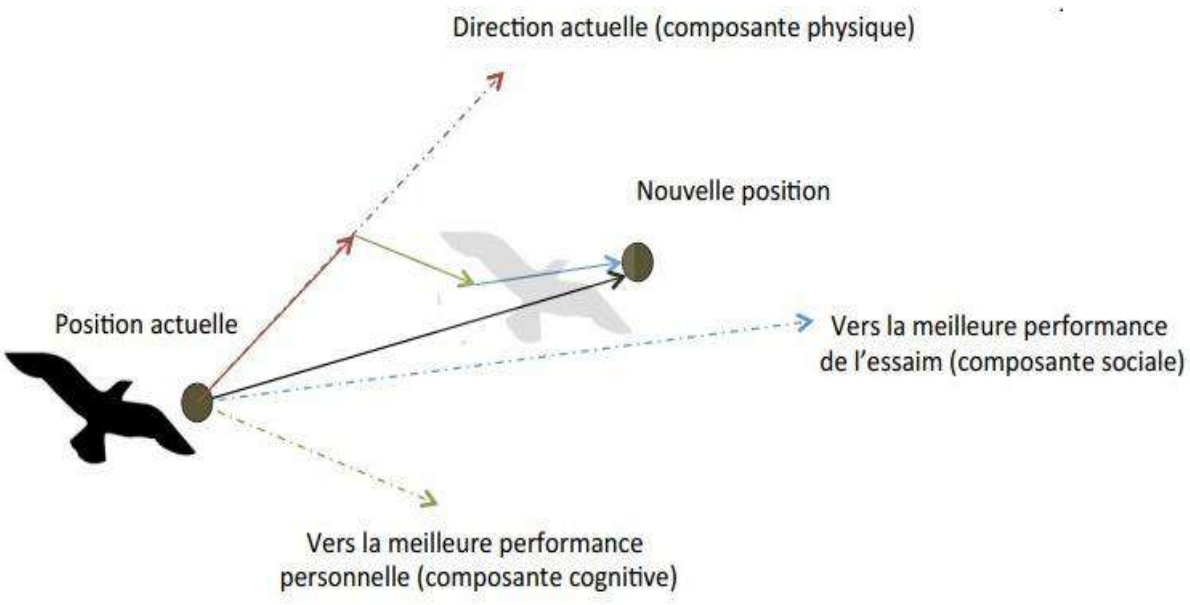


Figure V.3 : Déplacement d'une particule

Il faut ensuite définir les voisinages et leur structure, il en existe de deux types : **[MAA 15]**

- **Les voisinages géographiques** : les voisins d'une particule sont ses voisines les plus proches. Ce type de voisinage impose l'utilisation d'une distance pour recalculer à chaque itération (ou toutes les k itérations) les voisins de chaque particule. Ci-dessous, la figure (V.4) est un exemple où les deux particules qui lui sont le plus proche **[MAA 15].**

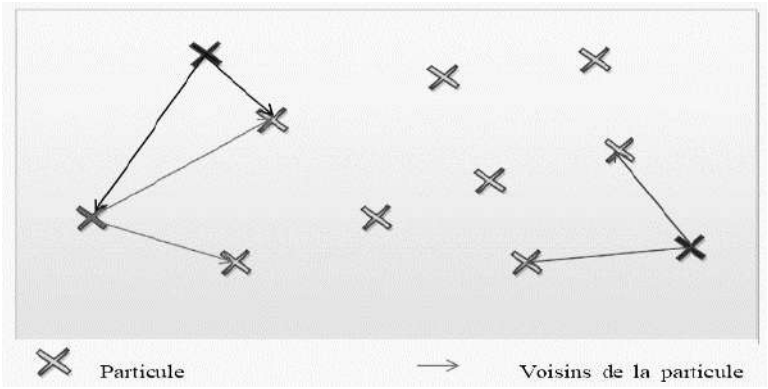


Figure V.4 : Exemple de voisinage géographique **[BEK 14].**

- **Les voisinages sociaux** : les voisinages sont établis à l'initialisation et ne sont pas modifiés ensuite. Il existe différentes structures de voisinages sociaux, nous allons vous en présenter quelques-uns (Figure V.5) **[MAA 15].**

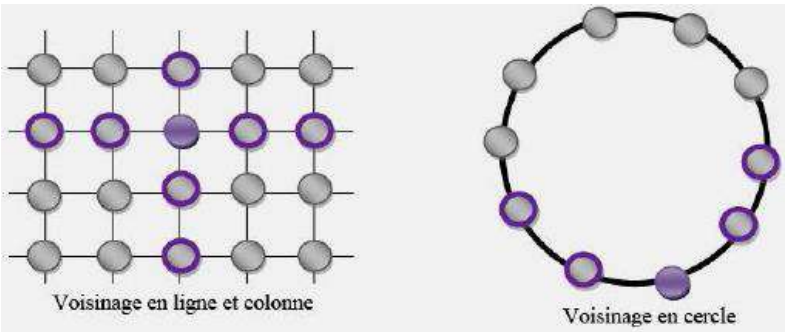


Figure V.5 : Deux cas de voisinage social **[BEK 14].**

V.3.2 Principe de l'Algorithme PSO

On dispose une fonction objective à optimiser dans un sens ou dans l'autre. Un essaim est un ensemble de particules positionnées dans l'espace de recherche de la fonction objectif.

Le principe de l'algorithme consiste à déplacer ces particules dans l'espace de recherche afin de trouver la solution optimale. Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire.

Ensuite, à chaque pas de temps :

Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser).

Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères de son voisinage et d'obtenir de chacune entre elles sa propre meilleure performance. A chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

A partir des quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse pour ce faire, elle combine trois informations :

- Sa vitesse actuelle
- Sa meilleure position actuelle
- La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisines.

Le hasard joue un rôle, grâce à une modification aléatoire limitée des coefficients de confiance, ce qui favorise l'exploration de l'espace de recherche.

V. 3.3 Formulation du problème

Dans un espace de recherche de dimension '**N**' (la dimension **N** représente aussi le nombre de variable à optimiser), la particule '**i**' de l'essaim est caractérisée par sa position 'x_i' où $x_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots\dots, x_{iN})$, et par son vecteur de vitesse v_i où $v_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots., v_{in})$.

La qualité de cette position est déterminée par la valeur de la fonction coût (fonction objectif) en ce point. Cette particule garde toujours en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on notée : $p_{best} = (p_{besti1}, p_{besti2}, \dots\dots, p_{bestiN})$. La meilleure position atteinte par l'ensemble des particules de l'essaim est notée : $g_{best} = (g_{besti1}, g_{besti2}, \dots\dots, g_{bestiN})$. Nous précisons ici que pbesti et gbesti représentent respectivement, la meilleure valeur de la fonction coût de la particule et de l'essaim.

Au début de l'algorithme, les particules de l'essaim sont initialisées de manière aléatoire et régulière dans tout l'espace de recherche du problème à optimiser.

Par la suite, à chaque itération, chaque particule se déplace, en combinant linéairement les trois composantes citées précédemment. En effet, à l'itération 'k', le vecteur de vitesse et le vecteur de position sont calculés à partir de l'équation (V.1) et de l'équation (V.2), respectivement **[AMI 08].**

$$v_i(k) = wy_i(k-1) + c_1 r_1 * \left(P_{besti} - X_i(k-1)\right) + c_2 r_2 * \left(P_{besti} - X_i(k-1)\right) \quad (V.1)$$

$$x_i(k) = x_i(k-1) + x_i(k) \quad (V.2)$$

Où 'w' est une constante appelée **coefficient d'inertie**, c_1 et c_2 sont deux constantes appelées **coefficients d'accélération** et 'r_1' et 'r_2'sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans l'intervalle [0,1], à chaque itérations 'k'.

Dans l'équation (V.1), on peut déterminer les trois composantes mentionnées précédemment :

- $wy_i(k-1)$ correspond à la composante physique du déplacement, où le paramètre 'w' contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur.
- $c_1 r_1 * \left(P_{besti} - X_i(k-1)\right)$ correspond à la composante cognitive du déplacement, où le paramètre c_1 contrôle la composante cognitive de la particule.

- $c_2 r_2 * \left(P_{besti} - X_i(k-1)\right)$ correspond à la composante sociale du déplacement, où le paramètre 'c_2'contrôle l'aptitude sociale de la particule.

V.3.4 Configuration de la méthode

V. 3.4.1 Nombre de particules

Nous devons choisir un nombre de particules '**n**' de l'essaim qui soit bien adapté à l'espace de recherche et au temps de calcul. Trop de particules augmenteraient sensiblement le temps de calcul de la machine, alors que peu de particules conduiraient à une exploration inefficace et incomplète de l'espace de recherche **[AMI 08].**

V.3.4.2 Topologie du voisinage

La topologie du voisinage défini avec qui chacune des particules va pouvoir communiquer. Il existe de nombreuses combinaisons dont les suivantes sont les plus utilisées :

- **Topologie en étoile :** le réseau social est complète, chaque particule est attirée vers la meilleure particule et communique avec les autres **[DOU 14]**
- **Topologie en anneau :** chaque particule est reliée à n particules (en général, n = 3), c'est la topologie la plus utilisée **[DOU 14]**
- **Topologie en rayon :** les particules ne communiquent qu'avec une seule particule centrale **[DOU 14].**
- **La topologie de Von Neumann :** la topologie prend la forme d'une grille (réseau rectangulaire), où chaque particule est reliée à ses quatre particules voisines (à gauche, à droite, au-dessus et au-dessous) cette topologie ralentit la vitesse de convergence de l'algorithme **[AMI 08].**
- **Topologie en pyramide :** la topologie prend la forme d'une pyramide c'est une topologie très lourde en termes de calculs car elle nécessite de recalculer le voisinage de chaque particule à chaque itération **[AMI 08].**

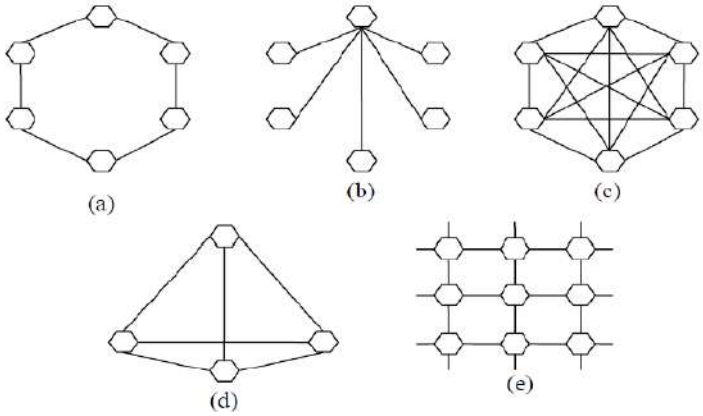


Figure V.6 : Topologie du voisinage (a) anneau, (b) rayon, (c) étoile, (d) pyramide, (e) la topologie de Von Neumann. **[AMI 08].**

V.3.4.3 Coefficient d'inertie

Le coefficient d'inertie '**w**' a été introduit la première fois par Shi et Eberhart, il contrôle l'influence de la direction de la particule sur son déplacement futur, le but de l'utilisation de ce paramètre est de réaliser un équilibre entre la recherche locale et la recherche globale.

L'intensité de l'exploration de l'espace de recherche dépend de la valeur du poids d'inertie, une grande valeur de '**w**' facilite une exploration globale, alors qu'une petite valeur facilite l'exploration locale **[DOU 14].**

V.3.4.4 Coefficients de confiance

Les coefficients de confiance c_1 et c_2 contrôlent la relation entre les deux tendances d'une particule, quand elle va progresser vers la solution optimale.

La première tendance consiste à retourner vers la meilleure solution trouvée par elle-même et la deuxième tendance est de suivre la solution des particules de voisinage.

$\mathbf{c_1}$ et $\mathbf{c_2}$ peuvent être choisis de sorte que **[DOU 14].**

$$w = w_{max} - \frac{w_{max} - w_{min}}{inter_{max}} . iter \qquad (V.3)$$

Où :

- iter : est l'itération courante,
- $iter_{max}$: est le nombre maximal d'itérations.

w_{max} et w_{min} désignent respectivement les valeurs maximum et minimum du coefficient '*w'*, généralement w_{max} et $w_{min} \in [0,1]$ **[DOU 14] .**

$$C_1 + C_2 \leq 4 \quad (V.4)$$

V.3.4.5 Critères d'arrêt

Comme indiqué précédemment, la convergence vers la solution optimale globale n'est pas garantie dans tous les cas de figure même si les expériences dénotent la grande performance de la méthode. De ce fait, il est fortement conseillé de doter l'algorithme d'une porte de sortie en définissant un nombre maximum d'itération.

L'algorithme doit alors s'exécuter tant que l'un des critères de convergence suivant n'a pas été atteint :

- nombre maximum d'itération a été atteint ;
- La variation de la vitesse est proche de 0 ;
- Le fitness de la solution est suffisant [DOU 14].

V.4 L'organigramme général de la méthode PSO [MAN 12]



Figure V.7 : L'organigramme général de la méthode PSO **[MAN 12].**

V.5 Avantages et inconvénients de PSO [MAN 12].

L'algorithme du PSO présente un **avantage** certain sur les méthodes classiques dans le sens où il permet une exploration aléatoire de l'espace de solution. De plus de sa simplicité à mettre en œuvre et son exécution conduit à l'obtention de très bon résultat, rapidement et facilement avec peu de paramètre à ajuster.

Bien que le PSO trouve de bonnes solutions dans un temps beaucoup plus court que d'autres algorithmes évolutionnaires, l'amélioration de la qualité des solutions ne peut être garantie en augmentant le nombre d'itération.

L'algorithme de PSO a deux **inconvénients** principaux :

- Le premier inconvénient est que l'essaim peut prématurément converger.
- Le deuxième inconvénient est que les approches stochastiques ont un problème de dépendance tout changement d'un de leurs paramètres peut avoir un effet sur le fonctionnement de l'algorithme tout comme sur la solution obtenue.

V.6 MPPT basé sur méthode PSO

L'organigramme et bloc E/S de la méthode MPPT-PSO est décrit sur la figure V.8 doit permettre d'optimiser la puissance du panneau photovoltaïque. Pour se faire, on doit choisir les valeurs des paramètres régissant l'évolution de l'essaim. Le tableau V.1 donne les paramètres utilisés dans ce travail.

Paramètre	Valeur
Taille de l'essaim	5
Facteur d'inertie	0.1
Coefficient d'accélération c_1, c_2	1.2
Nombre de génération	300

Tableau V.1 : Paramètre de PSO

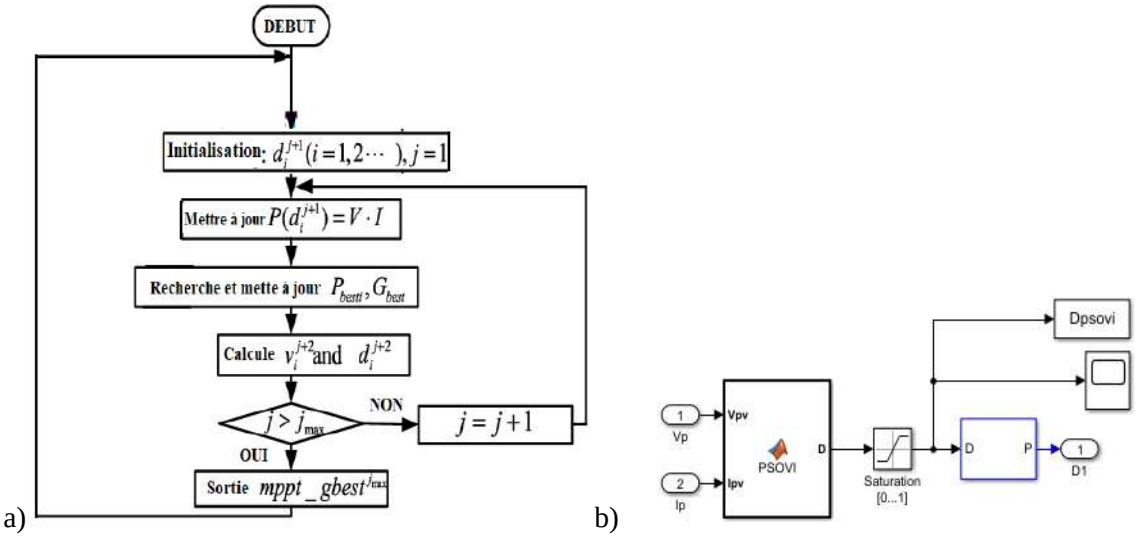


Figure V.8 : a) Organigramme de la MPPT-PSO b) Entrée/Sortie de bloc MPPT-PSO

V.7 Résultats de Simulation

Comme montre la figure V.9, on trouve bien que la tension continue obtenue suit parfaitement la valeur nécessaire pour alimenter notre machine qui est égale à 514V en utilisant MPPT basé sur la PSO, cependant, que la tension obtenue par la méthode P&O est très grande et ne suive pas la valeur désirée

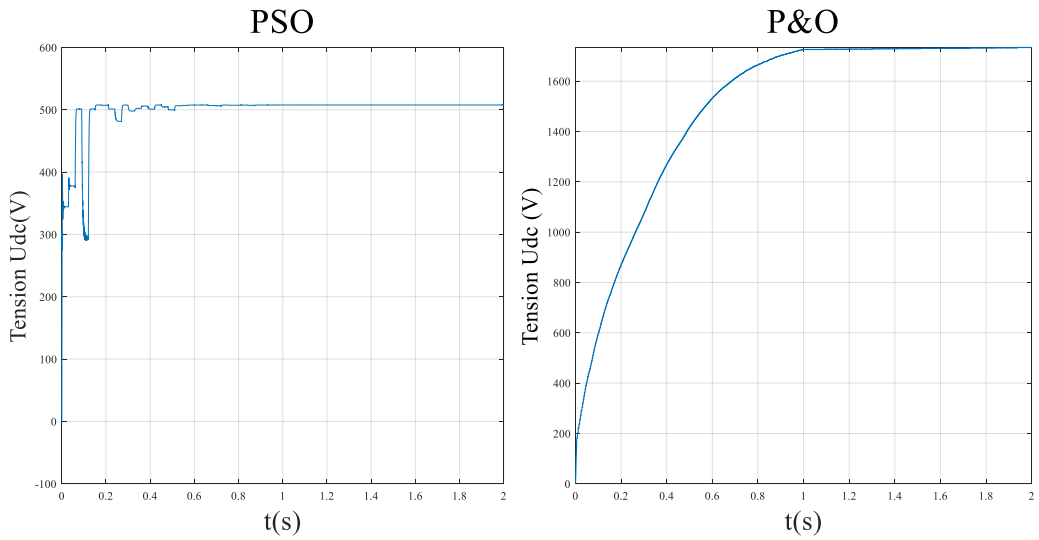


Figure V.9 : Réponse de la tension U_{dc} en appliquant MPPT-PSO et MPPT-P&O

Les résultats obtenus par l'application de la MPPT-PSO montrent que les valeurs estimées suivent bien leurs références (voir figure V.10,11,12). La figure V.10 représente la tension U_{dc} qui suive bien la valeur désirée à partir de 0.5s et réponse du rapport cyclique qui serve à piloter le convertisseur statique DC-DC pour chercher le PPM.

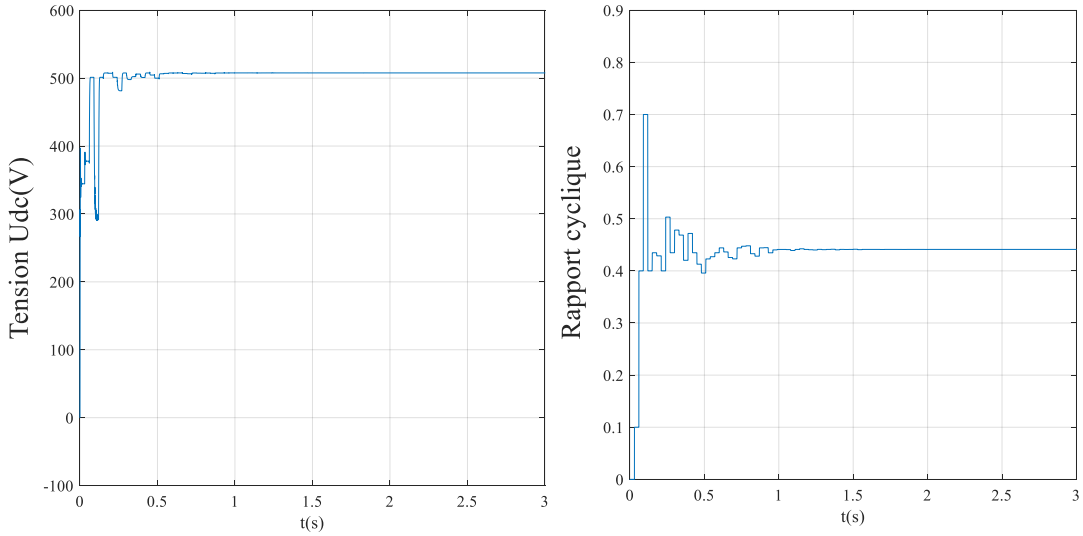


Figure V.10 : Réponse de la tension et le rapport cyclique en appliquant MPPT-PSO pour température 275 K et irradiation 1000W/m^2

La figure V.11 représente l'évolution de la vitesse pour un couple de charge égale à 10N.m appliqué entre les deux instants (t=1s et 1.5s), ce système est testé pour variation de température et d'irradiation comme le montre la figure. Les résultats de simulation obtenus présentent de meilleures performances.

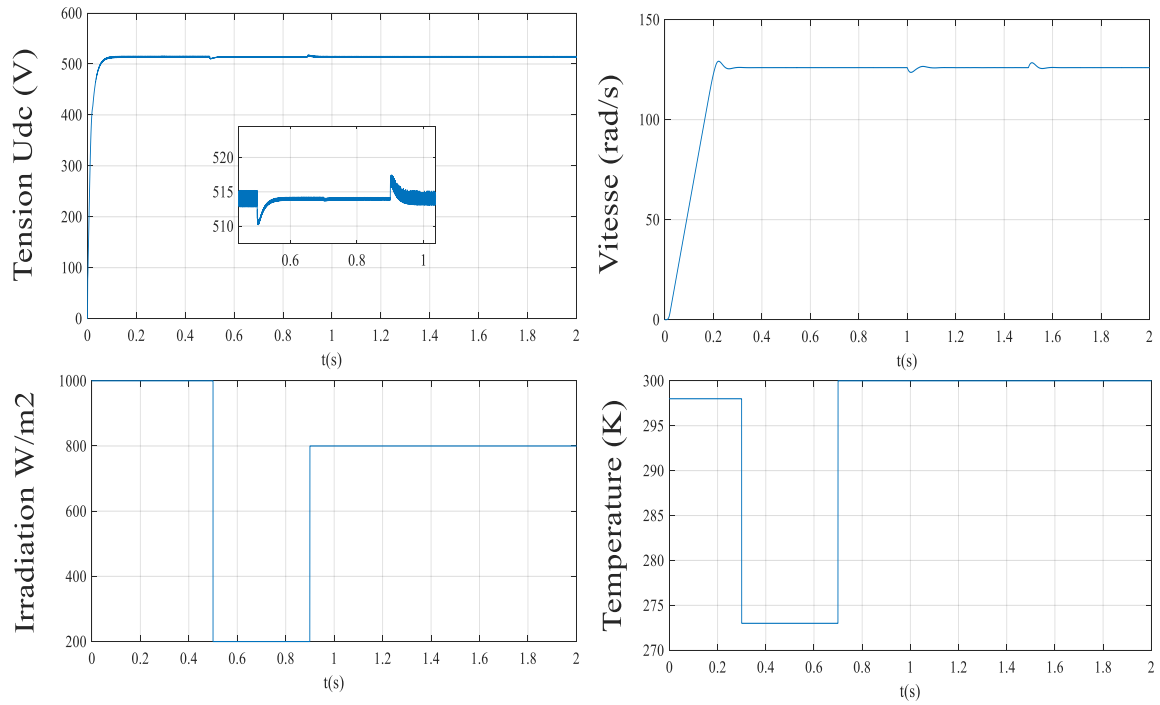


Figure V.11 : Réponse de la tension et la vitesse en appliquant MPPT-PSO pour changement de température et irradiation

D'après la figure V.12, on remarque que les valeurs estimées suivent bien leurs références pour un couple de charge égale à 10N.m appliqué entre les deux instants (t=0.4s et 0.8s), un flux de commande constant de 1.1Wb. On remarque que la trajectoire du flux décrit un cercle et le courant est sinusoïdale, la tension U_{dc} suive bien la valeur désirée qui est à 514V. On trouve également que les performances obtenues de système de pompage avec MPPT-PSO nous offre de très bons résultats.

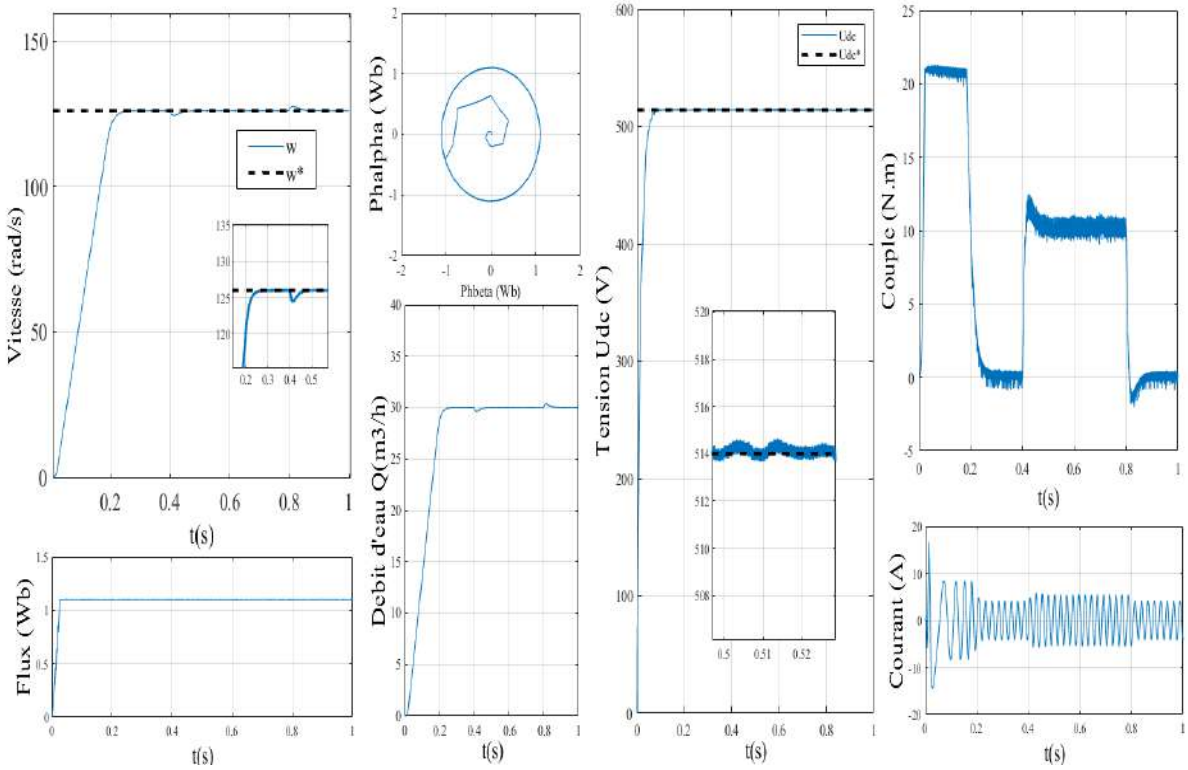


Figure V.12 : Performance du système de pompage en appliquant MPPT-PSO

V.8 Conclusion

Plusieurs travaux ont été portés sur les systèmes à énergie renouvelable, que ce soit les énergies photovoltaïques, éolienne ou encore hybride. Dans ce chapitre, on a proposé d'améliorer les performances de système en utilisant la méthode méta-heuristique MPPT-PSO dont le but de remplacer les techniques classiques tel MPPT-P&O. La PSO est une méthode parmi les méthodes optimisations qui est simple et efficace.

Les résultats de simulation ont illustré les performances de notre système pour différentes valeurs de la température et de l'irradiation.

CONCLUSION GÉNÉRALE

En engineering plusieurs problèmes nécessitent l'utilisation des méthodes d'optimisation pour s'approcher ou avoir la solution optimale. Les méthodes déterministes semblent avoir rempli ce besoin, mais le problème des optimums locaux constitue un véritable piège pour accéder à l'optimum global.

D'où, l'utilisation des méthodes stochastiques dites méta-heuristiques qui, en général, évitent ce problème et ayant une grande capacité de trouver l'optimum global. Parmi ces techniques, celle présentée dans ce travail qui se base sur l'intelligence collective, inspirées de la nature, dite l'optimisation d'essaim de particules.

Le travail présenté dans ce mémoire, fait la synthèse d'un système de pompage alimenté par un panneau photovoltaïque, ce système est alors testé pour une chaine utilisant un moteur à courant alternatif triphasé asynchrone comme moteur d'entrainement. Dans le but d'avoir la possibilité de régler le débit d'eau, et en se basant sur la caractéristique de proportionnalité entre la vitesse et le débit, la méthode de contrôle direct du couple est utilisée pour la commande de la vitesse du moteur électrique. Pour extraire le maximum de puissance du panneau photovoltaïque et améliorer encore les performances de ce système sous la variation de la charge (comme par exemple le couple électromagnétique) et la variation des condition atmosphérique (changement de la température et l'irradiation), on proposera le suiveur MPPT basé la méthode intelligente PSO pour remplacer la méthode classique P&O, et pour assurer une tension constante sous ses contrainte même pendant la nuit, ce système de pompage et relié à une batterie.

Dans ce travail, en premier lieu, nous avons mis en évidence les principes fondamentaux des machines asynchrones. Nous avons fait premièrement une étude générale de modélisation de la MAS, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MAS, Après la simulation de la machine alimentée par une source triphasée et équilibrée accordé par un onduleur de tension à commande MLI.

Les résultats de simulation obtenus en alimentation directe ou par l'onduleur montrent bien le fort couplage entre le flux et le couple. Ceci nous a conduits à introduire dans ce travail une commande découplée. Il s'agit de la commande DTC.

En second lieu, nous avons proposé un algorithme permettant d'extraire le maximum d'énergie convertie par le panneau photovoltaïque et qui permet un fonctionnement optimal du système photovoltaïque. Dans de nombreuses applications industrielles, il est nécessaire que la tension délivrée par le système photovoltaïque doive être constante. C'est dans ce but

que nous avons proposé une technique basée sur l'intelligence PSO, et comparé avec la méthode la plus classique dite P&O. les résultats de la simulation obtenus montre la bonne performance du système.

A.1. PARAMÈTRE DE MACHINE ÉTUDIÉE :

Machine asynchrone **(MAS)**

Puissance nominale	3.5Kw
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 :

La puissance maximale (Pmax)	200W
Tension de circuit ouvert Vco	32.9 V
Courant de court-circuit Icc	8.21A
Tension au MPP(Vmpp)	27 V
Résistance parallèle (Rp)	951.9319Ω
Résistance série (Rs)	0.2172Ω
Nombre de cellules en série par module	54
Nombre de module en série	12

Pompe Centrifuge 1200tr/min, Q=30m^3/h, H=80m

Batterie : Nickel-Metal-Hydride, Tension nominale 300V, charge d'état initiale 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.

[AMI 08] M. AMIR, «Améliorations des performances des antennes imprimées basée sur des méthodes de modélisation et d'optimisation sophistiquées, thèse de Doctorat en Sciences en Electronique, Université de Batna ,2008.

[AOU 11] A. AOUFI, " Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage", Mémoire de Magister, Université de Mohamed Khider, Biskra, 2011.

[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**.**
[BES 15]	Sid Ahmed. BESSEDIK**,** « Contournement des isolateurs pollués », DOCTEUR EN SCIENCES UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ORAN MOHAMED BOUDIAF ,2015**.**
[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 2-04-015620-8**.**
[DOU 14]	F. DOUADI**,** «Méthodologie d'optimisation par les techniques intelligentes d'un contrôleur PID pour un système CSTR », Mémoire de Master, université Ferhat Abbas –Sétif 2014**.**
[GHE 13]	A.GHERBOUDJ « Méthodes de résolution de problèmes difficiles académiques » Thèse de Doctorat, Université de Constantine2, 2013**.**
[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**.**
[HAR 16]	A. HARRAG, "Etude et simulation d'une commande MPPT pour système PV", Mémoire de master, Université Mohamed Boudiaf, Msila, 2016**.**
[HAM 16]	B. HAMZA, "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**.**
[BES 15]	Sid Ahmed. BESSEDIK**,** « Contournement des isolateurs pollués », DOCTEUR EN SCIENCES UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ORAN MOHAMED BOUDIAF ,2015**.**
	Y**.**BEKAKRA, « Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un

[BEK 14]	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 2-04-015620-8**.**
[DOU 14]	F. DOUADI**,** «Méthodologie d'optimisation par les techniques intelligentes d'un contrôleur PID pour un système CSTR », Mémoire de Master, université Ferhat Abbas –Sétif 2014**.**
[GHE 13]	A.GHERBOUDJ « Méthodes de résolution de problèmes difficiles académiques » Thèse de Doctorat, Université de Constantine2, 2013**.**
[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**.**
[A.HAR16]	A. HARRAG, "Etude et simulation d'une commande MPPT pour système PV", Mémoire de master, Université Mohamed Boudiaf, Msila, 2016**.**
[HAR 16]	B.HAMZA, "Modélisation et commande d'une chaine de conversion photovoltaïque", Mémoire Master, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie2016**.**
[KAM 12]	H. KAMELIA,"Modélisation d'une cellule photovoltaïque", Mémoire de Magistère, Université Tizi-Ouzou, 2012**.**
[LOU 16]	D.LOUKIZ, "Poursuite du point maximale d'un système photovoltaïque par les méthodes intelligente", Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf, Msila, 2016**.**
[MAN 12]	N.MANCER, « Contribution à l'optimisation de la puissance réactive en présence de dispositifs de compensation dynamique (FACTS) », Magister en : Electrotechnique Université Mohamed Khider – Biskra, 2012**.**
[MAA 15]	Maamra Ali, Rehouma Ridha « Commande Optimisée du GADA Par La Méthode Essaim de Particules (PSO), MASTER ACADEMIQUE, Université Echahid Hama Lakhdar d'El-Oued, 2015**.**
[MOU 20]	M. MOUACI"Amélioration de Perfomances du Systeme PV-FOC-MADA par des Techniques de L'Intelligences Artificiles (La Logique Floue)", Mémoire De Master, Université Dr Yahia Farès, Médéa, 2020**.**

[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 interdigités", Thèse de Doctorat, L'institut nationale des sciences appliquées de Lyon, 2005**.**
[OUL08]	A.OULD MOHAMED YAHYAet 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 bi machine 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**.**