REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITEYAHIA FARES DE MEDEA



Faculté de **T**echnologie

Mémoire de fin d'études de Master

Filière : GENIE ELECTRIQUE
Spécialité : ENERGIE RENOUVLABLE

AMELIORATION DE PERFORMANCES D'UN SYSTEME DE POMPAGE PHOTOVOLTAIQUE PAR LA LOGIQUE FLOUE TYPE-2

Présenté par :

M^{me} BELHADJER Iman

Proposé et Dirigé par :

Dr. HAMIDIA.F

Dr. ABBADI.A

Promotion 2019

Remerciement

Qu'ils ne sont d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers Allah. Le tout puissant pour la volante, la patience et la santé qu'il madonné pour que je puisse continuer ce travail.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance a mes promotrices Dr Hamidia.F et Dr.Abbadi .A, Je les remercie de m'avoir encadré, orienté avec patience, aidé et conseillé. Merci aussi pour vos qualités humaines qui mon encourager pour établir ce travaille.

Je remercie aussi tous les membres de jury; d'avoir m'honorer par leur présences ma soutenance et d'accepter du jurer ce travail.

Enfin nos remerciements à tout personne ayant participée à élaborer ce travail.

Mercis

RÉSUMÉ

تحسين أداء نظام الضخ باستعمال المنطق الضبابي من نوع-2

ملخص

الهدف الرئيسي من هذا العمل كان المساهمة في دراسة نظام الطاقة المتجددة الكهروضوئية بأقصى طاقة لها. حيث يتناول هذا العمل، التحكم في نظام الضخ الكهروضوئي استنادًا إلى تقنية ذكية.

كما يهدف هذا العمل إلى التحكم في الجهد أولاً ، باستخدام تقنية MPPT القائمة على المنطق الغامض من النوع-2، لتحل محل تقنية التقليدية P&O، ولتحسين أداء لتحكم المباشر في عزم الدوران الكهرومغناطيسي التقليدي وتقليل تموج عزم الدوران .بسبب استخدام المقارنة التباطؤ .ثانياً ، نقترح وحدة تحكم من النوع 2 لتحل محل مقارنات التباطؤ هذه ، وجهاز تحكم آخر من نفس النوع بدلاً من جهاز التحكم في سرعة PI التقليدي .يتم عرض نتائج المحاكاة لإظهار متانة تقنيات التحكم هذه.

كلمات مفتاحيه:.

الكهروضوئي, الاضطراب و الملاحظة , تتبع الطاقة القصوى ,الآلة اللامتزامنة,التحكم المباشر للعزم بالمنطق الضبابي النوع الثاني,التحكم المباشر للعزم بالمنطق الضبابي النوع الثاني.

IMPROVED PUMPING SYSTEM PERFORMANCES BY USING FUZZY LOGIC TYPE-2

Abstract

The main objective was contribution study of photovoltaic renewable energy system operating at its maximum power. The presented work concerns the control of pumping system based on artificial intelligent technique.

This work aims in one hand to control the voltage by using MPPT technique based on artificial intelligent as Fuzzy logic type-2. which have been used to replace tracking power point P&O.In other hand, this work aims to improve the classical DTC performances and to reduce high torque ripples caused by the uses of hysteresis comparators in classical DTC, we propose a fuzzy logic type-2 controller to replace these hysteresis comparators, and another fuzzy logic type-2 controller proposed it to replace the classical PI speed controller. The simulations results are introduced to show the robustness of these control techniques.

Key words

PVG. MPPT.P&O. asynchronous machine (IM), direct torque control (DTC).fuzzy logic type-2.

AMELIORATION DE PERFORMANCES D'UN SYSTEME DE POMPAGE PAR LA LOGIQUE FLOUE TYPE-2

Résumé

L'objectif principal a été la contribution à l'étude d'un système à énergie renouvelable photovoltaïque fonctionnant à sa puissance maximale. Le travail présenté, dans ce mémoire, concerne alors la commande d'une chaine de pompage basé sur une technique intelligente

Ce travail vise à contrôler en premier lieu la tension, en utilisant la technique MPPT basée sur la logique floue type- 2, pour remplacer le point de suivi de puissance P&O, et pour améliorer encore les performances du DTC classique et réduire les ondulations de couple élevées provoquées par l'utilisation des comparateurs d'hystérésis. Nous proposons en second lieu, un contrôleur de type- 2 pour remplacer ces comparateurs d'hystérésis, et un autre contrôleur de même type à la place de régulateur de vitesse classique PI. Les résultats de la simulation sont présentés pour montrer la robustesse de ces techniques de contrôle.

Mots Clés

PVG. MPPT.P&O, Machine asynchrone, Commande directe du couple (DTC), logique floue type-2 (FLC)

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1	Les avantages et les inconvénients des différents types d'hacheurs.....	26
Tableau III.1	Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur Vs appliqué dans la zone Zi	40
Tableau III.2	Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à deux niveaux	44
Tableau IV.1	T -normes et t-conformes.....	56
Tableau IV.2	Méthodes de réduction de type.....	60
Tableau IV.3	Base de règle……	64

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	Schéma synoptique décrivant le système photovoltaïque engénérale	04
Figure I.2	Représentation schématique d'une cellule solaire	06
Figure I.3	schéma équivalent électrique de la cellule PV	07
Figure I.4	Caractéristique courant - tension d'une cellule photovoltaïque	11
Figure I.5	Caractéristique courant-tension les caractéristiques puissance-tension	12
Figure I.6	Influence de l'éclairement sur I(v) et sur P(v).....	12
Figure I.7	Influence de la température sur I(v) et sur P(v)……..	13
Figure I.8	Caractéristique résultants d'un groupement de Ms cellules en série	14
Figure I.9	Caractéristique résultants d'un groupement Np cellules en parallèle	14
Figure I.10	Protection des modules par les diodes anti retour et by-pass.....	15
Figure II.1	Symbole d'un convertisseur DC -DC	17
Figure II.2	Circuit électrique de base du hacheur survolteur.....	18
Figure II.3	Caractéristique de la tension et du courant hacheur survolteur	22
Figure II.4	Circuit électrique de base du hacheur dévolteur	23
Figure II.5	Caractéristique de la tension et des courants dans le transistor et l'inductance d'un convertisseur Buck	24
Figure II.6	Variation de la tension de charge avec le courant de charge pour un convertisseur Buck.....	25
Figure II.7	Circuit électrique de base du hacheur dévolteur- survolteur.....	25
Figure II.8	Caractéristique de la tension et du courant Buck-Boost.....	26
Figure II.9	Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT	27
Figure II.10	Application de l'algorithme P& O sur la caractéristiques Ppv (Vpv).....	28
Figure II.11	Algorithme de perturbation et de l'observation (P&0).....	29
Figure II.12	Signe de dp/dv pour différents zones de fonctionnement.....	30
Figure II.13	Algorithme de la conductance.....	31
Figure III.1	Structure générale de la DTC.MAS.....	35
Figure III.2	Représentation vectorielle de l'onduleur de tension.....	36
Figure III.3	Evaluation de l'extrémité du vecteur φ_S.....	37
Figure III.4	Répartition des zones	40
Figure III.5	Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique	43
Figure III.6	Méthodes des pôles imposés	46
Figure III.7	Structure de régulation de la vitesse mécanique	47
Figure III.8	Résultat de simulation de DTC classique d'une (MAS) avec régulateur PI alimentée par GPV avec un contrôleur P&O.	47
Figure IV.1	Ensemble flou Gaussin de type-2 les appartenances secondaires sont représentées dans (b)	52
Figure IV.2	Représentation tridimensionnelle d'une fonction d'appartenance d'un	

	ensemble flou type -2 avec une fonction d'appartenance principale gaussienne	54
Figure IV.3	Fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2…….	55
Figure IV.4	Structure d'un système flou type -2, avec ses deux sorties(a) l'ensemble de type réduit, (b) la valeur défuzzifiée……..	57
Figure IV.5	Structure du régulateur MPPT basé sur la logique floue type-2	62
Figure IV.6	Le principe de la commande DTC par logique floue type-2	62
Figure IV.7	Fonction d'appartenance de correcteur flux	63
Figure IV.8	Fonction d'appartenance de correcteur couple.	63
Figure IV.9	Fonction d'appartenance de correcteur vitesse..	63
Figure IV.10	les résultats de simulation en boucle ouverte avec la DTC avec PI et la DTC améliorée par la logique floue type-2 a G=1000w/m² et T=25°…….	64
Figure IV.11	Les résultats de simulation en BF avec la DTC avec contrôle classique et la DTC amélioré par la logique floue type-2 a G=1000w/m² et T=25°…..	65
Figure IV.12	Réponses du système de pompage basées sur la logique floue de type 2 avec variation de la charge et de la température et les irradiations……	66
Figure IV.13	Résulta du couple, courant, flux, vitesse et la tension U_{dc} a G=1000w/m²et T=25°……	66
Figure IV.14	Différentes réponses utilisant DTC-MAS avec les méthodes de logique floue type-1et type -2 de P&O classique……	67
Figure IV.15	Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique et rotorique…..	68
Figure IV.16	Robustesse vis-à-vis la variation frottement et l'inertie…….	68

NOTATIONS ET ABRÉVIATION

T_{ec}	La période d'échantillonnage
D	Le rapport cyclique des impulsions qui commandent l'interrupteur
I_{ph}	Les courants générés par les cellules solaires (A).
R_s	Série de résistance (Ω).
R_p	Résistance parallèle (Ω).
G	Éclairement de la lumière du soleil (W/m2)
V_{OC}	Tension de circuit ouvert (V)
I_{CC}	Courant de court-circuit (A)
q	Charge élémentaire d'électron (1.602 x 10^{-19} Cb).
K	Constant de Boltzmann (1.381 x 10^{-23} J/K).
S_a ,S_b, S_c	Les signaux de commande
φ_r	Flux rotorique
φ_m	Flux magnétisant
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
α	Angle de déphasage entre les deux stators
d, q	Les axes directs et quadratiques du repère de Park
Rs, Rr	Les résistances statoriques et rotoriques
g	Glissement.
P_{em}	Puissance électromagnétique.
i_a,i_b,i_c	Courants instantanés dans les phases du moteur
$i_{s\alpha}$,$i_{s\beta}$ $\phi_{s\alpha}$, $\phi_{s\beta}$	Courants et Flux dans les axes (α,β)
F	Fréquence
k_f	Coefficient de frottement
k_p, k_i	Paramètres du régulateur PI
V_s	Vecteur de tension statorique
δ	Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique
θ	L'angle entre le flux statorique et l'axe de référence
Ω	Vitesse électrique
Ω_m	La vitesse mécanique du rotor.
P	Nombre de paires de pôles
σ	Coefficient de dispersion
θs	Pulsation statorique
θ_m	angle mécanique
θ_e	angle électrique
[L_{cs}], [L_{cr}] et [M_{rs}]	Matrices d'induction statorique, rotorique et mutuelle
J	Moment d'inertie de la machine
M_S	La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre deux phases de l'induit
$L_{s(r)}$	Inductance propre d'une phase du stator (rotor)
$M_{s(r)}$	Inductance mutuelle entre deux phases statorique(rotorique)

NOTATIONS ET ABRÉVIATION

MAS	**M**achine **A**synchrone
MPPT	Générateur Photovoltaïque
GPV	Maximum Power Point Tracking
AC	Courant Alternatif
DC	Courant continu
DTC	**D**irect **T**orque **C**ontrol
MLI	**M**odulation de **L**argeur d'**I**mpulsion
P&O	Perturbation et Observation
PI	**P**roportionnel – **I**ntégrale.
AI	**A**rtificiel **I**ntelligent
BO	**B**oucle **O**uverte
BF	**B**oucle **F**ermée
FLC	**F**uzzy **L**ogique **C**ontroller

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE..... 01

CHAPITRE.I.GENERALITES SUR LES GENERATEURS PHOTOVOLTAIQUES.

I.1.INTRODUCTION..... 04

I.2.LA CELLULE PHOTOVOLTAIQUE.....05

I.2.1.Historique 05

I.2.2.Définition..... 05

I.3.L'EFFET PHOTOVOLTAIQUE..... 07

I.4.MODELE D'UNE CELLULE PHOTOVOLTAIQUE A UNE DIODE 07

I.5.PARAMETRES D'UNE CELLULE PHOTOVOLTAIQUE 08

I.5.1. Courant de court-circuit-I_{CC}.....08

I.5.2. Tension de circuit ouvert V_{CO}.....09

I.5.3. Facteur de Forme 10

I.5.4.Point du fonctionnement P_{MAX}.....10

I.6. GENERATEURE PHOTOVOLTAIQUE ET CES PERFORMANCES 10

I.6.1. Caractéristique courant-tension..... 11

I.7. L'INFLUENCE DE LA TEMPERTEURE ET DE L'ECLAIREMENT SUR DU PV 11

I.7.1. Influence de l'éclairement..... 12

I.7.2. Influence de la température 13

I.7.3. Influence de l'association série des cellules PV..... 13

I.8. PROTECTION D'UN PV..... 14

I.9. SYSTEME DE REFROIDISSEMENT 15

I.10. CONCLUSION..... 15

CHAPITRE. II.CONVERTISSEURES DC-DC ET LA COMMANDE MPPT.

II.1.INTRODUCTION..... 17

II.2.LES CONVERTISSEURE DC-DC (HACHEURS)..... 17

II.2.1. Hacheur Survolteur(BOOST) 18

II.2.1.1. Modèle Mathématique équivalent 18

II.2.1.2.Modèle approximé du convertisseur BOOST..... 19

II.2.1.3. Les ondulations des courants et des tentions 20

II.2.1.4.Etude en régime continu..... 22

SOMMAIRE

II.2.2. Hacheur dévolteur (BUCK) 23
II.2.3. Le convertisseur BUCK-BOOST 25
II.3.AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES DEFFERENTES TYPES D'ACHEURS ... 26
II.4.COMMANDES MPPT DES CONVERTISSEURS DC-DC 27
II.4.1.Poursuite du point de puissance maximale du générateur photovoltaïque 27
II.4.2.Algorithme de perturbation et observation P&O 28
II.4.3. Algorithme Incrémental Conductance (INC) 30
II.5. AVANTAGES ET INCOVENIRNTS DE P&O 32
II.5.1. Avantages 32
II.5.2. Inconvénients 32
II.6. CONCLUSION 32

CHAPITRE.III. LA COMMANDE DIRETE DU COPLE (DTC).

III.1.INTRODUCTION 34
III.2. LE PRINCIPE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE 34
III.3. FONCTIONNEMENT D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE 36
III.4. CONTROLE DE FLUX STATORIQUE ET DE COUPLE ELECTROMAGNITIQUE 37
III.4.1. Principe de contrôle de flux statorique 37
III.4.2.Principe de contrôle de couple électromagnétique 39
III.4.3. Choix du vecteur de tension 39
III.4.4. ESTIMATEURS 41
III.4.4.1.Estimateur du flux statorique 41
III.4.4.2.Estimateur du couple électromagnétique 42
III.5.ELABORTION DU VECTEUR DU COMMANDE 42
III.5.1.Correcteur du flux 42
III.5.2. Correcteur du couple 43
III.5.2.1.Correcteur à deux niveaux 44
III.6. ELABORATION DE LA TABLE DE COMMANDE 44
III.7.LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DE LA DTC 45
III.7.1. Les avantages de la commande directe de couple 45
III.7.2.Les inconvénients de la commande directe de couple 45
III.8. REGLAGE DE VITESSE CONVENTINNEL 46

SOMMAIRE

III.8.1. Principe 46
III.9. RESULTAS DE LA SIMULATION 47
III.10. INTERPRETATION DES RESULTATS 48
III.11. CONCLUSION 48

CHAPITRE. IV. AMELOIRAYON DU SYSTEME DE POMPAGE PAR LA LOGIQUE FLOUE TYPE-2.

IV.1.INTRODUCTION 50
IV.2.TYPE DE REGULATEURS FLOUS 50
IV.3.TERMINOLOGIE DE LA LOGIQUE FLOU TYPE-2 51
IV.4. REPRESENTAION DES ENSENBLES FLOUS TYPE-2 54
IV.4.1. Ensemble flou type-2 gaussien 54
IV.4.2.Ensemble flou type-2 triangulaire 54
IV.4.3. Ensemble flou type-2 intervalle 55
IV.5. OPERATION SUR LES ENSEMBLES TYPE-2 55
IV.6. SYSTEME FLOUS TYPE-2 57
IV.6.1. Fuzzification 57
1.Fuzzification singleton 57
2.Fuzzification non-singleton 58
IV.6.2. Base de règle 58
IV.6.3.Mécanisme d'inférence 58
IV.6.4. Le module de traitement de la sortie 59
-réduction du type 59
- Défuzzification 60
IV.6.5. Les Avantage de la logique flou type-2 60
IV.6.6. Les inconvénients 61
IV.7. LE SYSTEME DE POMPAGE ABASE DELA LOGIQUE FLOUE TYPE-2 61
IV.7.1. MPPT basé sur l'intelligence artificielle 61
IV.7.2. Minimisation des ondulations du couple 62
IV.7.3. Réglage de vitesse 63
IV.8. RESULAT DE SIMULATION… 64
IV.8.1. La commande DTC améliorée par la logique floue type-2 en BO 64

SOMMAIRE

IV.8.2. La commande DTC améliorée par la logique floue type-2 en BF…….……..65
IV.9. VERIFICATION DE ROBUSTESSE…….…….……..…67
IV.10. CONCLUSION……...…….…….……....68
CONCLUSION GÉNÉRALE.....
ANNEXE .....
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....

INTRODUCTION GENERALE

La production d'énergie est un défi de grande importance pour les années à venir, les besoins énergétiques des sociétés industrialisées ainsi que les pays en voie de développement ne cessent de multiplier. Cette production a triplé depuis les années 60, la totalité de production mondiale d'énergie provient de sources fossiles, qui est la cause des émissions de gaz à effet de serre et donc elle est polluante.[MES16]

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 du 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 point tracking' (MPPT) afin que la puissance maximale soit générée en permanence. Pour cela on a des algorithmes permettant d'extraire le maximum d'énergie convertie par le panneau, donc de permettent un fonctionnement optimal du système photovoltaïque. On trouve dans la littérature des algorithmes basés sur des méthodes telles que: Perturbation &Observation (P&O) et Incrément les conductances(Inc.Cond)…etc. Ou par l'intelligence artificielle comme la logique floue type-2 qui utiliser dans notre étude.

La on présente une commande DTC de la machine asynchrone, grâce à faible coût et sa simplicité de construction conjuguée aux techniques de variation de vitesse, la machine asynchrone s'impose de plus en plus dans les domaines de l'entraînement à vitesse variable.

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control) où DTC introduite en 1985 par TAKAHASHI. Cette commande se base sur l'orientation du vecteur flux statorique par l'action directe sur l'état des interrupteurs d'onduleur de tension.la détermination de la commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est généralement basée sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système. [ZEG18]

L'inconvénient majeur de la commande directe du couple d'une machine asynchrone est les pulsations du couple. Pour régler la vitesse de la machine indépendamment de la charge appliquée on fait appel à des régulateurs classiques de type PI. Les performances de ce dernier restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres…).

INTRODUCTION GENERALE

Dans notre travail on va améliorer des performances de la commande DTC par la logique floue type-2 à la machine asynchrone, cet objectif comprend une amélioration de la réponse dynamique du système, ainsi que les performances en régime statique, particulièrement la minimisation des pulsations du couple électromagnétique de la MAS.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

- ***Le premier chapitre***, nous présentons des généralités sur les systèmes photovoltaïques, la Construction des cellules photovoltaïques, l'effet photovoltaïque, et le principe de fonctionnement.
- ***Le second chapitre***, On va étudie quelques types de convertisseurs DC-DC, utilisés dans les systèmes photovoltaïques. Ainsi, on décrive des commandes MPPT classique des convertisseurs DC-DC basée sur réaction de puissance (P&O) et (Ind-Cond) avec les avantages et inconvénient.
- ***Le troisième chapitre***, le travail sera consacré à la présentation de la commande directe du couple. Tout d'abord, on va exposer brièvement les méthodes de commande de la machine pour arriver à présenter le principe de la commande DTC, on explique le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique. On va étudier aussi la commande DTC en présence de réglage de vitesse en utilisant des régulateurs classiques, tels que les régulateurs type PI, passant par citer les avantages et les inconvénients de la DTC,nous terminons par des résultats de simulations.

  et nous les comparons avec des régulateurs intelligents tels quels régulateurs basés sur la logique floue type-2, Nous terminons par des résultats de simulations.
- ***Le quatrième chapitre,*** on présent les concepts fondamentaux de la théorie du la logique floue type-2, suives par les résultats comparatif entre la commande classique et la commande améliorer par la logique floue type-2.

Finalement, On termine par une conclusion sur l'ensemble de cette étude, on propose des perspectives à ce travail.

CHAPITRE I

Généralités sur les systèmes photovoltaïques

I.1. INTRODUCTION :

La conversion de la lumière en électricité, appelée effet photovoltaïque, a été découverte par Antoine Becquerel en 1839. Mais il faudra attendre près d'un siècle pour que les scientifiques approfondissent et exploitent ce phénomène de la physique.

Bien que fondamental dans la chaîne que représente un système, le module photovoltaïque à lui seul ne peut pas grand chose : pour répondre à un besoin défini, il faut en fait l'associer étroitement à un système complet correspondant à une application bien spécifique.

Un système photovoltaïque sera donc constitué du générateur précédemment décrit, généralement associé à l'un ou plusieurs des éléments suivants:

- un système d'orientation ou de suivi (rencontré assez rarement sous nos latitudes),
- une gestion électronique (stockage, mise en forme du courant, transfert de l'énergie),
- un stockage palliant la nature aléatoire de la source solaire,
- un convertisseur DC/AC -une charge en courant continu basse tension ou en courant alternatif standard

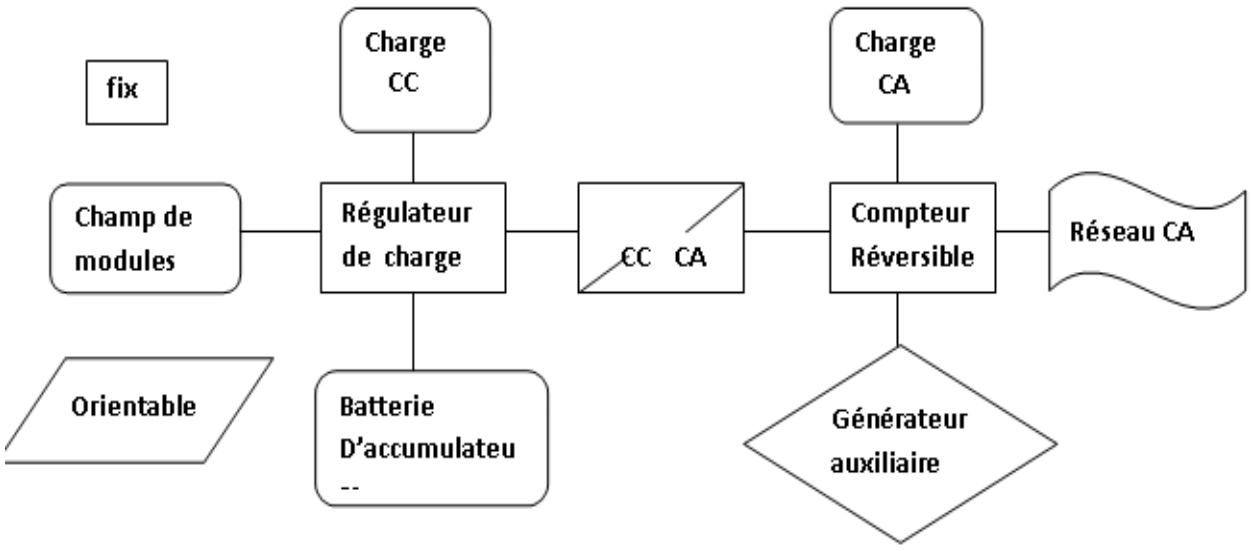


Figure I.1 Schéma synoptique décrivant le système photovoltaïque le plus général.[ABI17]

I.2. LA CELLULE PHOTOVOLTAIQUE :

I.2.1. Historique

En 1839 : Le physicien français Edmond Becquerel découvre le processus de l'utilisation de l'ensoleillement pour produire du courant électrise dans un matériau solide qui représente l'effet photovoltaïque.

En 1875 : Werner Von Siemens expose devant l'Académie des sciences de Berlin un article sur l'effet photovoltaïque dans les semi-conducteurs. Mais jusqu'à la seconde Guerre Mondiale, le phénomène reste encore une curiosité de laboratoire.

En 1958 : Une cellule avec un rendement de 9% est mise au point .Les premiers satellites alimentés par des cellules solaires sont envoyés dans l'espace.

En 1973 : La première maison alimentés par des cellules photovoltaïques est construite à l'université de Delaware.

En 1983 : La première voiture alimentée par énergie photovoltaïque parcourt une distance de 4000 (km) en Australie.[MES17]

En 1954 : La première cellule photovoltaïque (ou photopile) a été développée aux états unis par les chercheurs des laboratoires Bell.[BEN17]

II.2.2. Définition

Le fonctionnement de la photopile est basé sur les propriétés électronique acquises par le silicium quand des atomes étrangers en petit nombre (des impuretés) sont substitues dans un réseau cristallin. Cette action est appelée dopage. Si l'atome d'impureté contient plus d'électrons que le silicium, le matériau contiendra des électrons libres en excès : il sera dit de type N(exemple: silicium dope au phosphore).Si au contraire, l'atome d'impureté contient moins d'électrons que le silicium, le matériau sera déficitaire en électrons: il sera dit de type P(exemple: silicium dope au bore)

La fabrication des cellules s'effectue à partir de lingots de silicium. Ces lingots sont découpes 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 oppose (jonction PN).Au voisinage de lajonction apparait un champ électrique qui maintient la séparation des charges positives et négatives. Des contacts métalliques en formes de grille, contacts avent et arrière, sont déposes.

Une cellule photovoltaïque donc est un dispositif permet de transformer l'énergie solaire en énergie électrique .Cette transformation est basée sur les trois mécanismes suivants : Absorption des photons par le matériau constituant le dispositif ; conversion de l'énergie du photon en énergie électrique, ce qui correspond à la création des paire électrons/ trous dans le matériau semi-conducteur; collecter des particules générées dans le dispositif.[MES17]

Afin de collecter les particules générée, un champ électrique permettant de dissocier les pairs électrons/ trous crées est nécessaire. Pour cela ,on utilise le plus souvent une jonction P-N

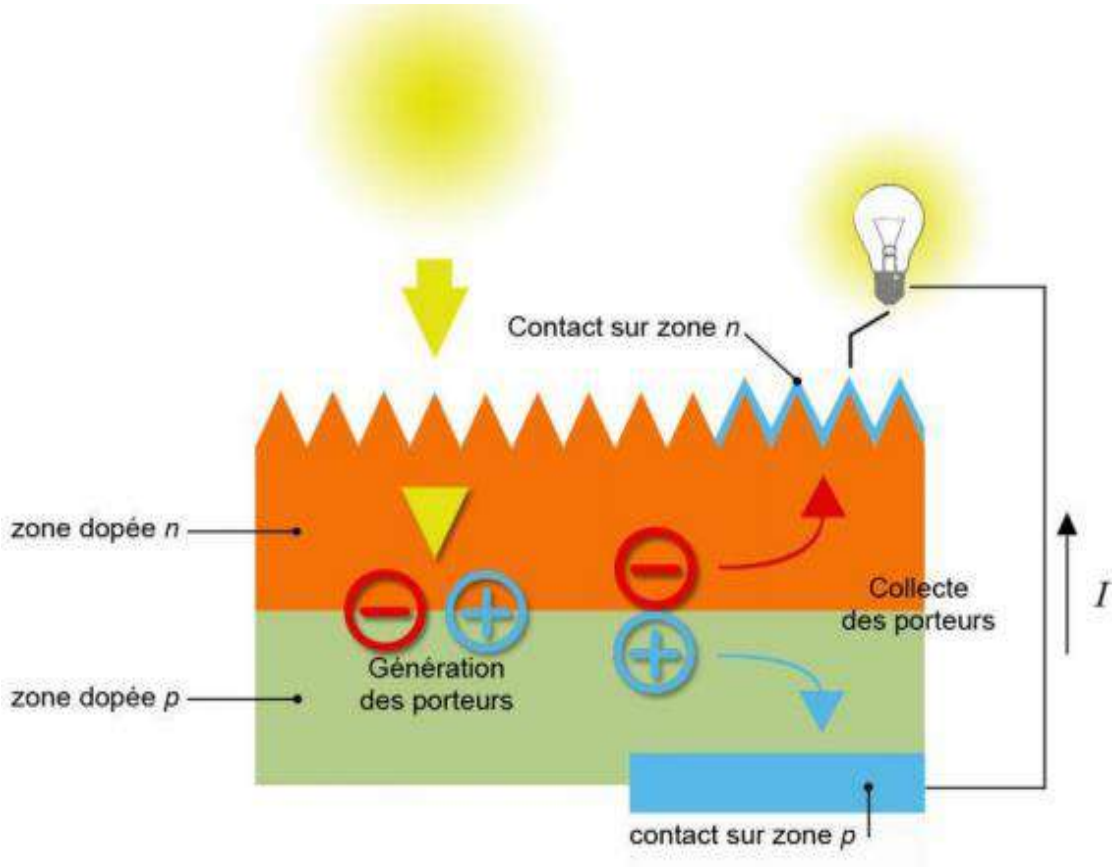


Figure I.2 Représentation schématique d'une cellule solaire.[ABI17]

I.3. L'EFFET PHOTOVOLTAIQUE :

Une cellule photovoltaïque est basée sur le phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à établir une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension générée peut varier entre 0.3Vet 0.7V en fonction du matériau utilise, et de sa disposition ainsi que de température de la cellule et du vieillissement de la cellule. Les performance de rendement énergétique atteintes industriellement sont de 12 à 16 % pour les cellule à base de silicium monocristallin ,11 à 14% avec du silicium poly cristallin et enfin 7a 8%.pour le silicium amorphe en films minces, la photopile ou cellule solaire est l'élément de base d'un générateur photovoltaïque.[BEL18]

I.4. MODELE D'UNE CELLULE PHOTOVOLTAÏQUE A UNE DIODE :

La (figure I.3) présente le schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque sous éclairement .il correspond a un générateur de courant $\boldsymbol{I_{ph}}$monte en parallèle avec une diode. Deux résistance parasites sont introduites dans ce schéma, ces résistance ont une certaine influence sur la caractéristique I=f(v) de la cellule.[MES17]

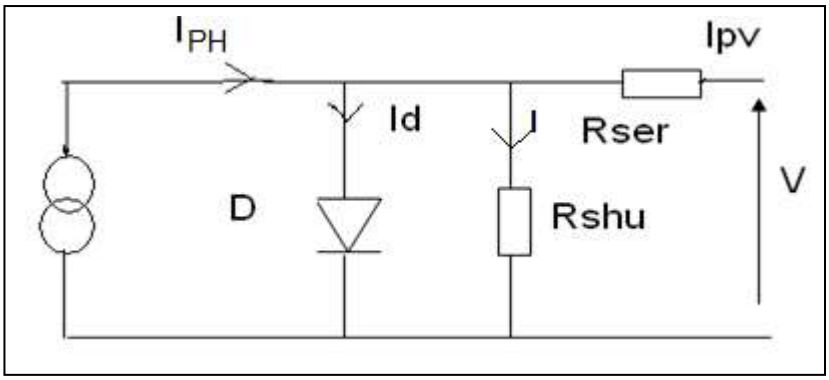


Figure I.3 schéma équivalent électrique de la cellule PV

La diode modélise le comportement de la cellule dans l'obscurité. Le générateur de courant $\boldsymbol{I_{ph}}$ génère par un éclairement .les deux résistances modélisent les pertes internes:

- Resistance série $\mathbf{R_{ser}}$: modélise les pertes ohmiques du matériau.

-Resistance shunt $\mathbf{R_{shu}}$**:** modélisation les courants parasites qui traversent la cellule.

Le modèle mathématique pour la caractéristique courant -tension d'une cellule PV est donne par :

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

I_{sat}: Est le courant de saturation.

K:la constante de Boltzmann (1.3810x10^{-23} J/K).

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

e : La charge de électron (e= 1.6x10^{-19} C).

n : Le facteur d'idéalité de la jonction (1<n<3).

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_{shu}: la résistance shunt caractérisant les courants de fuite de la jonction. [DEB15]

I.5.PARAMETRES 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.[OUD15]

I.5.1. Courant de court-circuit I_{cc}

C'est le courant pour lequel la tension aux bornes de la cellule ou du générateur PV est nulle. Dans le cas idéal (R_{ser} nulle et R_{shu} infinie). [DEB15]

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

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

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

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

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

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

I.5.2. Tension de circuit-ouvert V_{co}

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

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

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

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

Le rendement η ,des cellules PV désigne le rendement de conversion en puissance. Il est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale délivrée par la cellule et la puissance lumineuse incidente Il est donné par :[HEN14]

$$\eta = \frac{P_{\max}}{P_{inc}} = \frac{I_{opt}.V_{opt}}{P_{inc}} \quad \text{(I.7)}$$

I.5.3. Facteur de forme

On appelle facteur de forme *FF*, dit aussi facteur de courbe , il est le rapport entre la puissance maximale et la puissance correspondant a la tension de circuit ouvert et le courant de court-circuit :[MES17]

Il est défini par la relation suivante :

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

I.5.4.Point du fonctionnement P_{max}

La puissance maximale d'une cellule photovoltaïque éclairée est la grandeur essentielle pour évaluer sa performance ; elle est donnée par la relation :

$$P_{\max} = V_{\max}.I_{\max} \qquad (I.9)$$

I.6.GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE ET SES PERFORMANCES :

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

Elle est donc à son maximum lorsque le soleil est au zénith et nulle à la nuit, mais il est très souvent, que les besoins en électricité ne correspondent pas aux heures d'ensoleillement et nécessitent une intensité régulière (éclairage ou alimentation de réfrigérateurs par exemple).On équipe alors le système de batteries d'accumulateurs qui permettent de stocker l'électricité et de la restituer en temps voulu .Pour un certain nombre d'applications, le courant continu produit, par le générateur photovoltaïque, est convertit a l'aide d'un onduleur en courant alternatif.

Un générateur photovoltaïque est constitué d'un ou plusieurs modules PV en série et /ou parallèle pour obtenir une puissance, un I_{cc} et uneV_{co} désirés. [MES17]

I.6.1.CARACTERISTIQUE COURANT -TENSION

La figure (I.4) montre l'influence de l'éclairement sur la caractéristique I=f(v).A une température constante, on constant que le courant subit 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 fonction logarithmique. [ABI17]

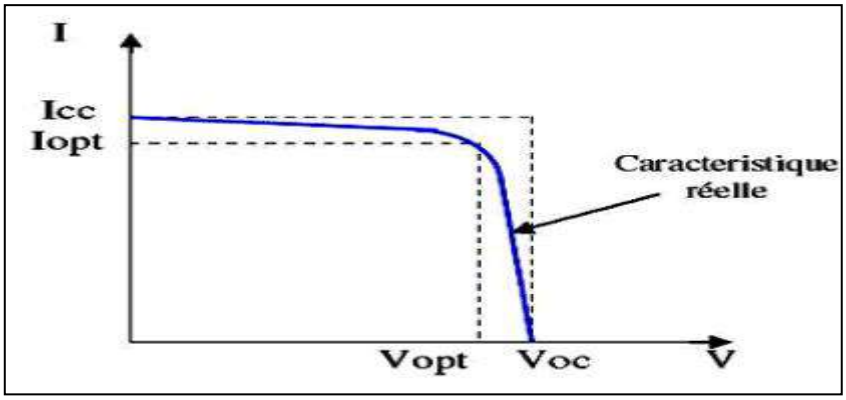


Figure I.4 Caractéristique courant-tension d'une cellule photovoltaïque.

La caractéristique se divise en trois parties :

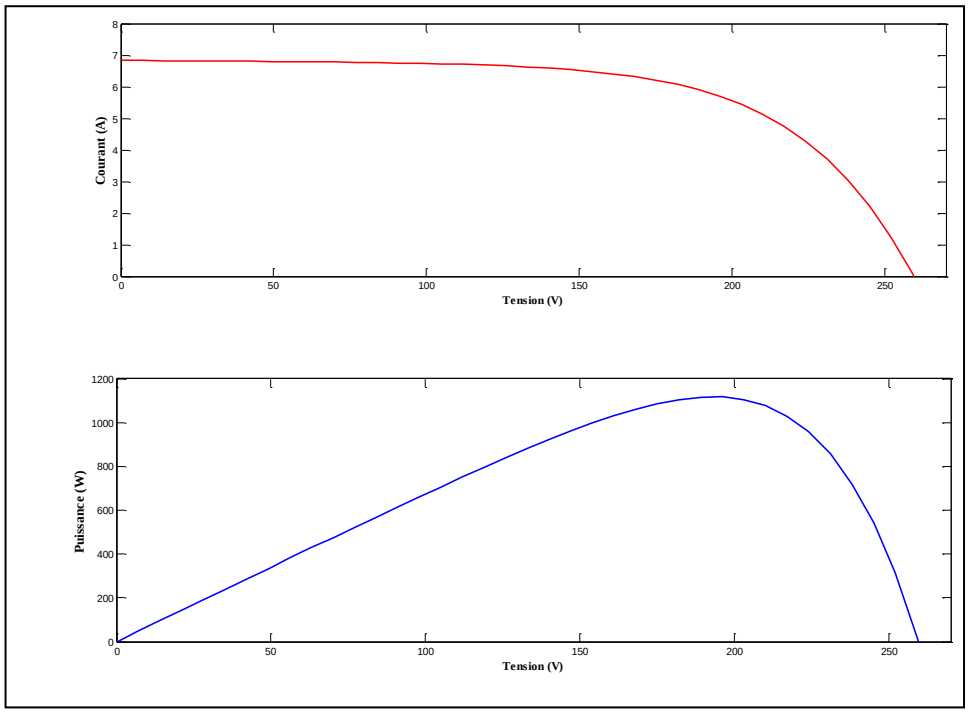
– où la cellule se comporte comme un générateur de courant I_{cc} proportionnel à l'éclairement,

– où la cellule se comporte comme un générateur de tension V_{co}.

– ou l'impédance interne du générateur varie rapidement.

I.7. L'INFLUENCE DE LA TEMPERATEURE ET DE L'ECLAIREMENT SUR LES CARACTERISTIQUES DU PV :

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



FigureI.5 Caractéristique courant- tensionavec lesCaractéristique puissance- tension.

I.7.1.Influence de l'éclairement

Lorsque on va maintenir une température constante (25°C) à différents éclairements (200W /m^2, 400W /m^2, 600W /m^2, 800W /m^2, 1000W /m^2) on remarque que l'accroissement du courant de court-circuit est beaucoup plus important que l'augmentation de la tension de circuit ouvert. (Figure (I-6))

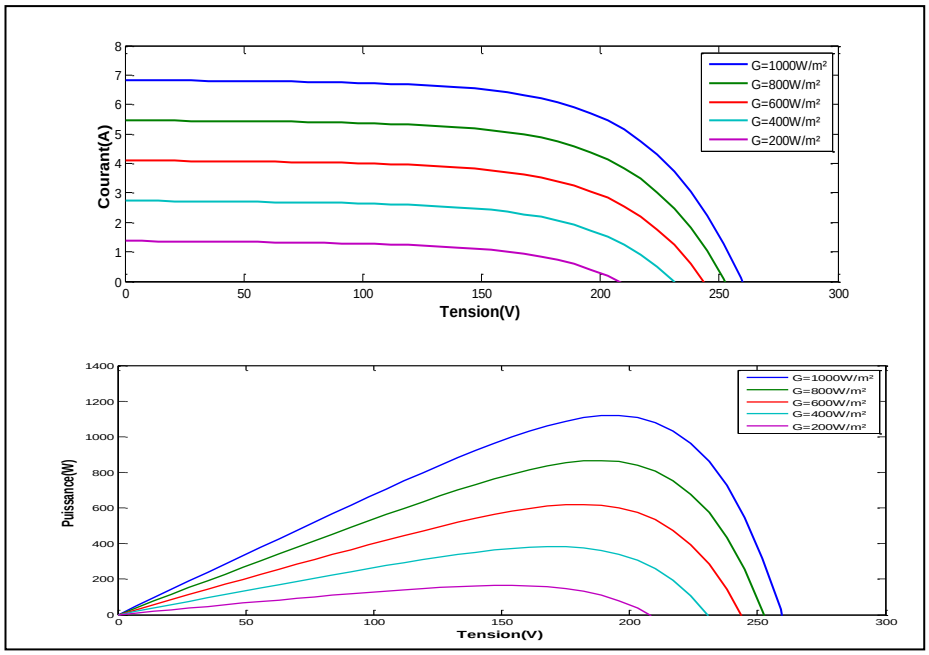


Figure I.6 Influence de l'éclairement sur I(V) et sur P(V).

I.7.2. Influence de la température

Il est essentiel de comprendre l'effet de changement de la température d'une cellule solaire sur la caractéristique I=f(v). Le courant dépend de la température puisque le courant augment légèrement à mesure que la température augmente, mais la température influe négativement sur la tension de circuit ouvert .Quand la température augmente, la tension de circuit ouvert diminue. Par conséquent la puissance maximale du générateur subit une diminution.[ABI17]

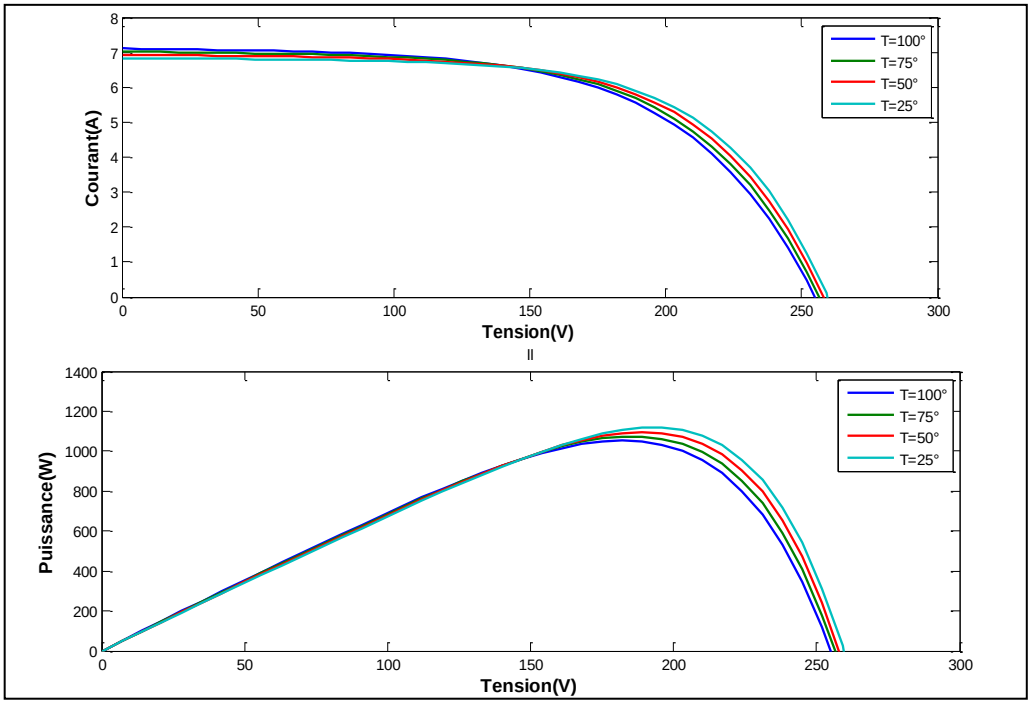


Figure 1.7 Influence de la température sur I(V) et sur P(V)

I.7.3.Influence de l'association série des cellules PV

La puissance maximale pour une cellule au silicium de 10cm^2 serait d'environ1.25 w. la cellule photovoltaïque élémentaire constitue donc un générateur électrique de très faible puissance insuffisant pour la plupart des applications domestiques ou industrielles. Les générateurs photovoltaïque sont de ce fait, réalisés par association, en série et /ou en parallèle d'un grand nombre de cellule élémentaires .Ces groupements sont appelés modules, puis panneaux.

a) Association série :

L'association en série permet ainsi d'augmenter la tension de l'ensemble et donc d'accroitre la puissance de l'ensemble.[DEB15]

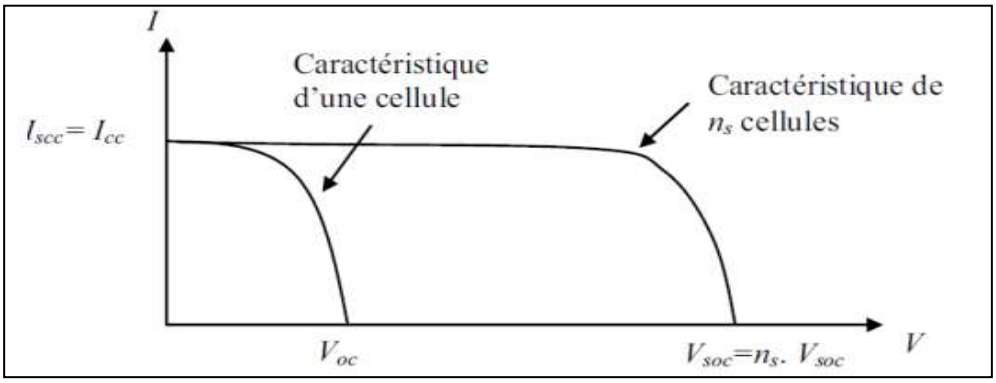


Figure I.8 Caractéristique résultants d'un groupement de n_S cellules en série.

b) **Association parallèle :**

L'association en parallèle des photopiles délivre un courant égal à la somme des courants individuels et une tension égale à celui d'une seule cellule. [DEB15]

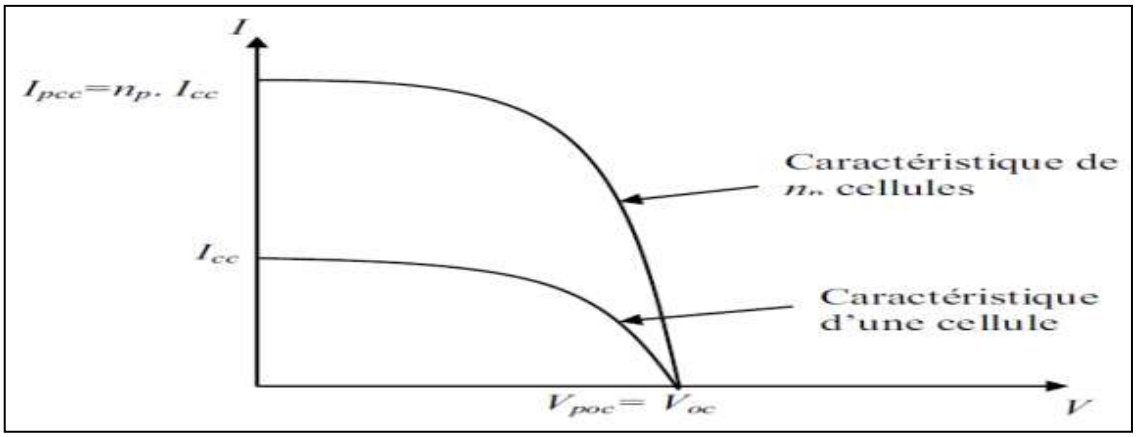


Figure I.9 Caractéristique résultants d'un groupement de n_p cellules en parallèle.

I.8. PROTECTION D'UN PV :

Deux types de protection sont utilisés dans les installations actuelles, afin d'augmenter sa durée de vie en évitant notamment des pannes liées à l'association des cellules et de leurs fonctionnements.

- la protection en cas de connexions en parallèle de modules PV pour éviter les courant 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 chaine (diode by -pass).[BEL18]

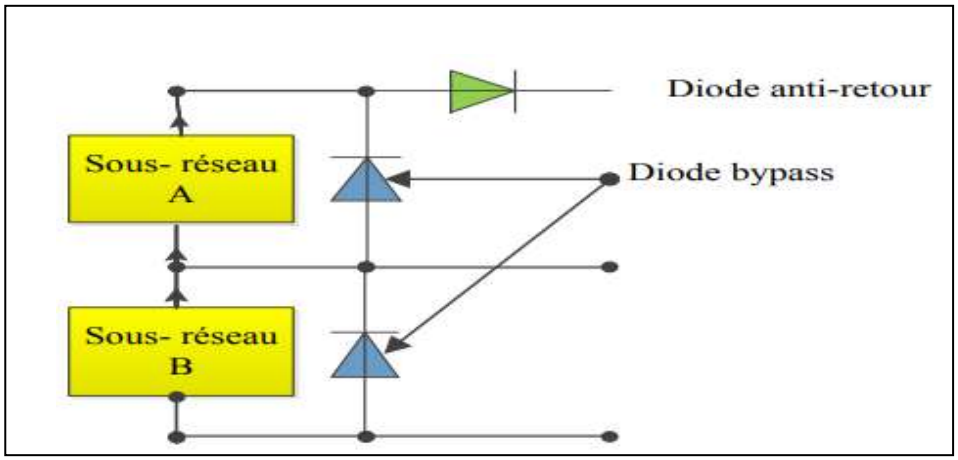


Figure I.10 protection des modules par les diodes anti retour et by-pass. [SLA11]

I.9. SYSTEME DE REFROIDISSEMENT :

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

Le système refroidissement est automatique, avec des ventilateurs qui nous a permis de placer la cellule PV à l'intérieure du panneau, placée derrière une couche plastique robuste qui protège contre les jets de pierre. [BER16]

I.10. CONCLUSION :

Ce chapitre a été consacré à présenter les différents composants d'un système photovoltaïque. Ou on a étudié le principe de l'effet photovoltaïque, la cellule PV et ses paramètres .Ensuite on a fait un rappel sur le système PV et leurs performances .Les caractéristique courant -tension et P(V), on a terminé avec la protection d'un PV.

Dans le chapitre prochain, on va présenter une étude sur les convertisseurs DC-DC (hacheurs) et leur commande MPPT pour chercher le point ou la puissance du générateur photovoltaïque est maximale.

CHAPITRE II

Convertisseurs DC-DC et la commande MPPT

II.1. INTRODUCTION :

Le but de ce chapitre est l'étude de quelques types de convertisseurs DC-DC (hacheur) utilisé dans les systèmes photovoltaïques.les principes de conversion de la puissance de commutation sont introduits et les détails des différents circuits de convertisseurs DC-DC sont discutés.les modèles mathématiques pour les convertisseurs (Boost, Buck..).ainsi, on décrive quelque méthodes de la commande (Maximum power point Tracking) dit MPPT des convertisseurs DC-DC, le module solaire ne peut génères sa puissance maximale que pour une certaine tension et courant. Pour que le module fournisse sa puissance maximale il faut une adaptation permanente de la charge avec les générateurs photovoltaïques. Cette adaptation pourra être réalisée par l'insertion d'un convertisseur DC-DC (hacheur) contrôlé par un mécanisme de poursuite (MPPT).

II.2. LES CONVERTISSEURS DC-DC (HACHEURS) :

Les hacheurs sont des convertisseurs de type continu-continu, permettant de contrôler la puissance électrique dans des circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé.

Le hacheur se compose de condensateurs, d'inductance et de commutateurs, Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle on a bons rendements dans les hacheurs. [ABI17]

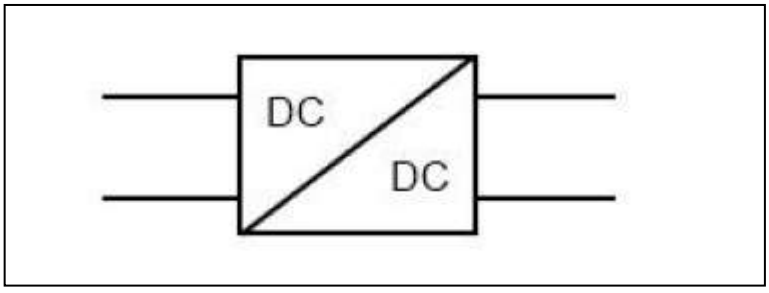


Figure II.1 Symbole d'un convertisseur DC-DC.

II.2.1. Hacheur Survolteur (Boost)

Le convertisseur Boost ou hacheur parallèle est connu par le nom d'élévateur de tension .Le schéma de la figure (II.2) représente le circuit électrique du Boost .Au premier temps $[0, DT_s]$ le transistor est fermé le courant dans l'inductance croit progressivement, et au fur et à mesure, elle emmagasine de l'énergie, jusqu'à la fin de la première période. Ensuite, le transistor s'ouvre et l'inductance (L) s'opposant à la diminution de courant (I_L), génère une tension qui s'ajoute à la tension de source, qui s'applique sur la charge (R) à travers la diode (D).[SLA11]

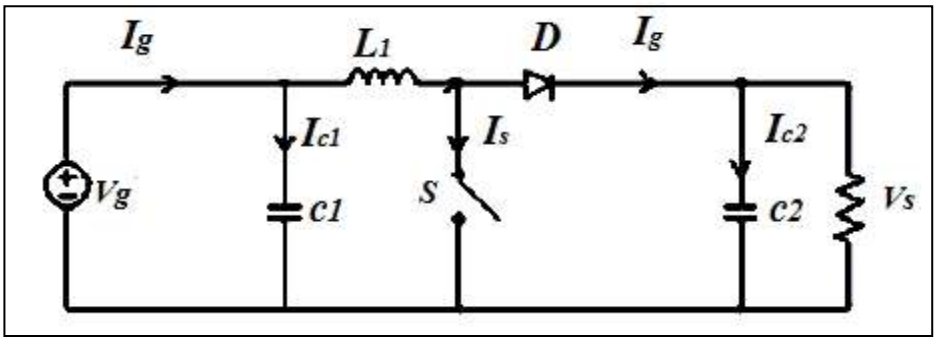


Figure II.2 Circuit électrique de base du hacheur survolteur.

II.2.1.1. Modèle mathématique équivalent

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

Pour la première période $D\ T_s$:

On note :

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

T_s : étant la période des impulsions.

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

$$I_{C_2} = C_2 . \frac{dv_o}{dt} = I_o \qquad \text{(II.2)}$$

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

Pour la deuxième période $(1-D)T_s$:[ABI17]

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

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

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

II.2.1.2.Modèle approximé du convertisseur Boost

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

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

Où $< \frac{d_x}{d_t} >$ est la valeur moyenne de la dérivée de x sur une période T_s .Cette relation est valide si : $\frac{d_x}{dt_{(DTs)}} et \frac{d_x}{dt_{(1-D)} T_s}$ Sont constants sur les périodes $DT_s \; et \; (1-D)T_s$ respectivement en d'autres termes cette approximation est valable si les périodes $DT_s \;\; et \;\; (1-D)T_s$ sont très faibles devant la constante de temps du circuit $C_1 R_g , C_2 L / R_L$ [SLA12].

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

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

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

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

En arrangeant les termes des équations précédents, on obtient la modélisation dynamique du convertisseur Boost.

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

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

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

II.2.1.3. Les ondulations des courants et des tensions

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

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

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_L}{L} \approx \frac{V_g - R_L L_L}{L} \quad \text{(II.14)}$$

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

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

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

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

Pour les capacités C_1 et C_2, on a :

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

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

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

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

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

Les valeurs des capacités C_1 et C_2 sont données par :

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

$$C_2 = \frac{-I_o}{2\Delta V_{c_2}} DT_s \tag{II.22}$$

II.2.1.4. Etude en régime continu

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

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

$$I_L = I_g \tag{II.23}$$

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

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

Comme le présente la figure (II.3), lorsque l'interrupteur du transistor (S) est sur la position (on), le courant de l'inductance du hacheur augmente linéairement et à cet période la diode (D) est bloquée (off).Et lorsque (S) tourne sur la position (off), l'énergie emmagasinée par l'inductance est dissipée dans le circuit (RC) bien que la diode (D) est passante. Les caractéristiques de tension et du courant de charge du convertisseur Boost dans le cas de la conduction continue sont décrites par la figure (II.3) comme suit : [SLA12]

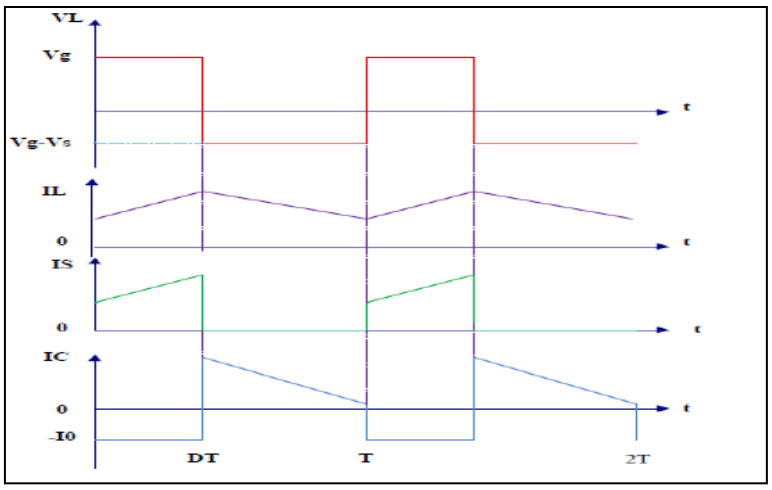


Figure II.3 Caractéristique de la tension et du courant hacheur survolteur.

II.2.2. Hacheur dévolteur (Buck)

La figure (II.4) présente le convertisseur Buck ou convertisseur dévolteur (abaisseur de tension)ou hacheur série. Son rôle principal est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure.

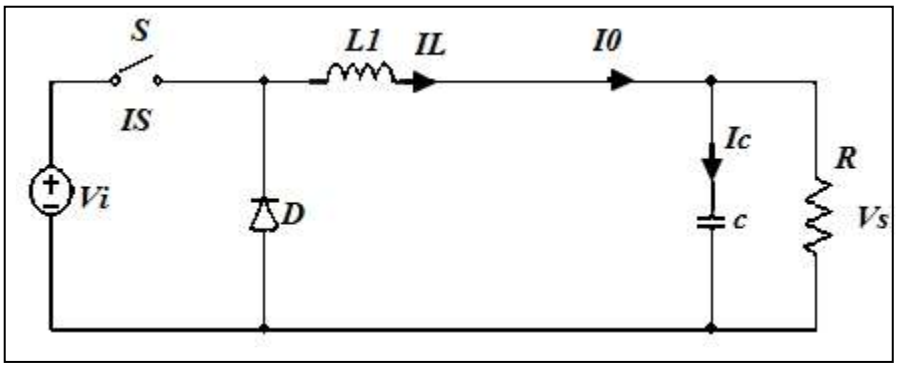


Figure II.4 Circuit électrique de base du hacheur dévolteur.

Les composantes clés sont l'inductance L_1, le commutateur (Transistor)*(S)*la diode*(D)*et le condensateur *C*. Celui-ci se charge par le commutateur*(S)*et qui maintient la tension à ces bornes jusqu'à l'ouverture ce qui fait décharger son énergie à travers la diode sur la charge pour un cycle de période de fonctionnement.[SLA12].

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

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

I_L : Le courant dans l'inductance.

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

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

L'interrupteur est commandé à la fréquence de découpage $f_e = \frac{1}{T_e}$. La source V_i fournit de l'énergie à la charge et à l'inductance. Pendant le temps $t \in \left[DT_s, T_s\right]$ l'interrupteur s'ouvre et l'énergie emmagasinée dans l'inductance commande la circulation du courant dans la diode de roue libre (D). La tension à ses bornes est donc nulle. [MES17].

Comme il est illustré sur La figure (II.5), et dans ce cas, si la tension de charge dépend seulement de la tension de source et du rapport cyclique $D = T_{on}/T$, la tension aux bornes de la charge :

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

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

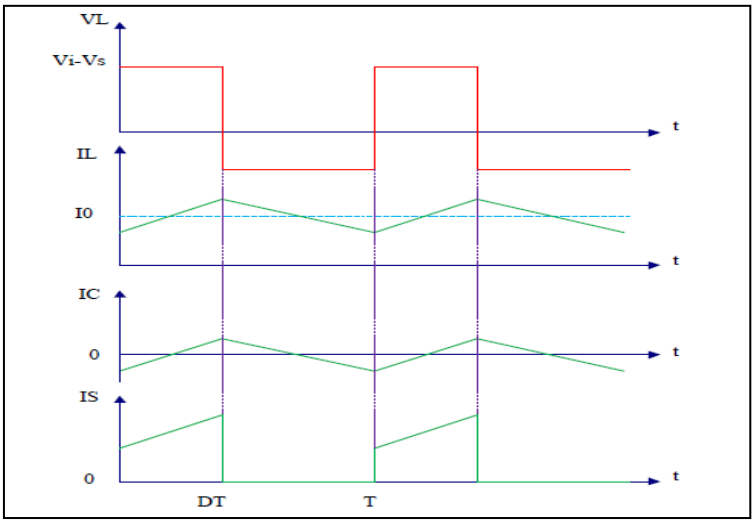


Figure II.5 Caractéristique de la tension et des courants dans le transistor et l'inductance d'un convertisseur Buck.

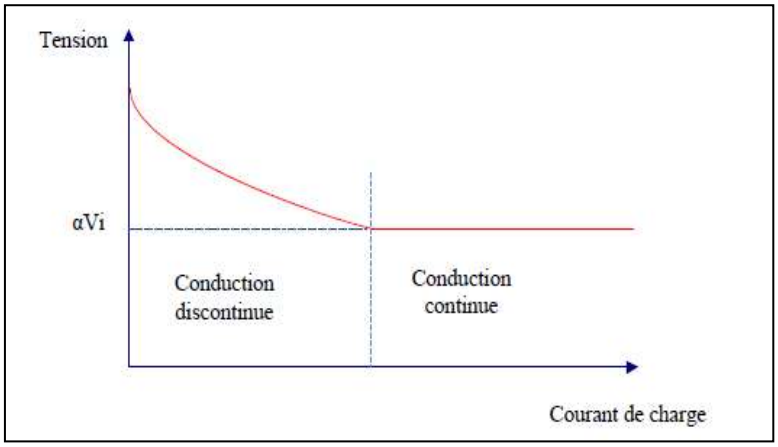


Figure II.6 Variation de la tension de charge avec le courant de charge pour un convertisseur Buck [SLA11].

II.2.3. Le convertisseur Buck-Boost

Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des configurations de dévolteur et de survolteur. Il peut être employé pour transformer idéalement n'importe quelle tension continue d'entrée en n'importe quelle tension continue désirée de sortie. [CHU17]

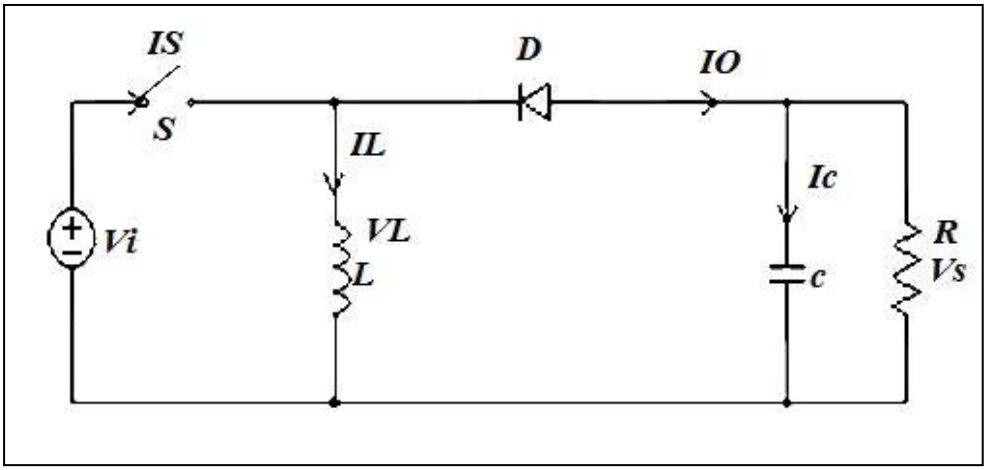


Figure II.7 Circuit électrique de base du hacheur dévolteur/survolteur.

La figure (II.7) montre le schéma du circuit électrique de base du hacheur dévolteur survolteur, et les caractéristiques du courant et de la tension de charge. Dans ce dispositif, la tension peut augmentée ou diminuée selon le mode de commutation. Cependant, La tension de sortie est de signe opposé à la tension d'entrée. [SLA11]

Lorsque le transistor est sur la position (on) le courant dans l'inductance augmente et l'énergie est stockée ; et quand le commutateur tourne sur la position (off) la tension à travers l'inductance est

renversée et l'énergie stockée se transfert vers la charge via la diode. Dans ce cas, l'équation de la tension aux bornes de la charge décrivant le fonctionnement en conduction continue est donnée comme suit:

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

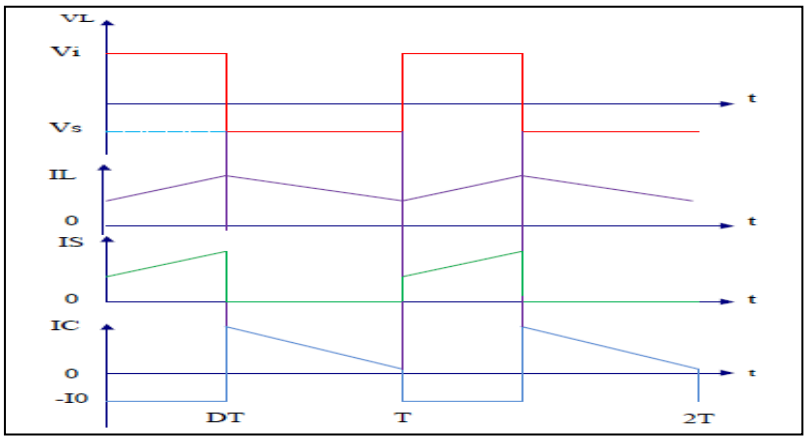


Figure II.8 Caractéristique de la tension et du courant du Buck-Boost.

II.3.AVENTAGES ET INCONVENIENTS DES DIFFERENTS TYPES D'HACHEURS :

On a résumé les avantages et les inconvénients des différents types d'hacheurs dans le tableau suivant :

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

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

II.4.COMMANDES MPPT DES CONVERTISSEURS DC-DC :

Nous pouvons classifier d'une manière générale les commandes du MPPT (Maximum Power Point Tracker) selon le type d'implémentation électrique : analogique, numérique ou mixte .Il est cependant plus intéressant de les classifier selon le type de recherche qu' elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande du MPPT. Bien qu'il existe un grand nombre de publications scientifique qui présentent des commandes du MPPT plus ou moins complexes.

La figure (II.9) montre le diagramme synoptique d'un système photovoltaïque, avec un module MPPT qui a pour entrées la tension et le courant de sortie du module. Dans la plupart des cas, on fait une maximisation de la puissance fournie par le module solaire. [BEN12]

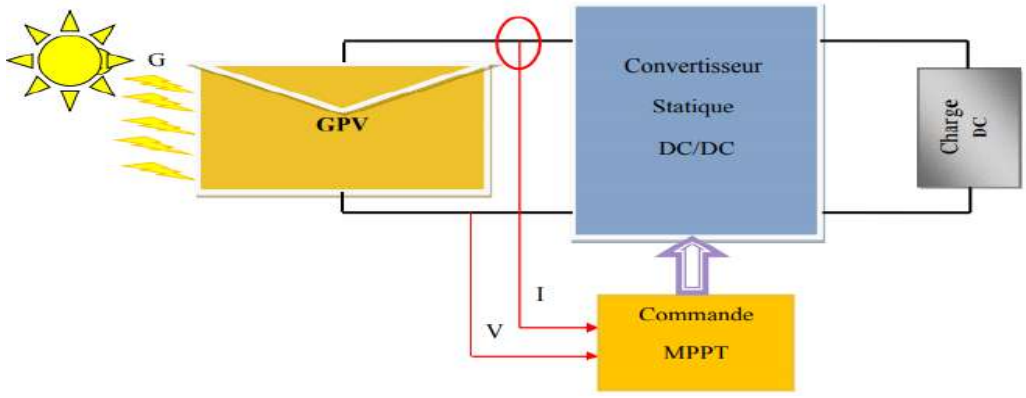


Figure II.9 Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT.

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 $P_{PV} = I_{pv} . V_{pv}$

II.4.1.Poursuite du point de puissance maximale du générateur photovoltaïque

La poursuite du point maximum de la puissance (MPPT) est une partie essentielle dans les systèmes photovoltaïque. Plusieurs techniques sont développées depuis 1968 dates de publication de la première loi de commande de ce type, adaptées à une source d'énergie renouvelable de type PV . Ces techniques se différent entre eux par leur complexité, nombre de capteurs requis, la vitesse de convergence, coût, rendement et domaine d'application [SLA11], à titre d'exemple :

-la commande MPPT classique : P&O, Inc,….

-les techniques intelligentes basés sur : La logique floue, réseaux de neurones.

II.4.2.Algorithme de perturbation et observation P &O

La méthode (P &O) fonctionne en perturbant périodiquement la tension du panneau V_{pv} ,avec une faible amplitude autour de sa valeur initiale (ΔV), et on observe la variation de la puissance P_{pv} qui en résulté .Ainsi ,on peut déduire que si une incrémentation positive de la tension V_{pv} engendre un accroissement de la puissance P_{pv} c'est -a dire $\Delta P > 0$, comme illustre dans la figure(2.10),la perturbation de la tension déplace le point de fonctionnement vers un point plus proche du MPP , et on continue à perturber la tension dans la même direction .ceci va déplacer le point de fonctionnement jusqu' a atteindre la tension le MPP .Si au contraire la puissance décroit$\Delta P < 0$, le point de fonctionnement s'éloigne du MPP. Alors , on doit perturber la tension avec un signe algébrique contraire au précédent pour déplace le point de fonctionnement jusqu'a atteindre le MPP A 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 PPM, et de faire converger ce dernier vers le maximum de puissance a travers un ordre de commande approprie .en résume , si suite a une perturbation de tension ,la puissance PV augmente , la direction de perturbation est maintenue .Dans le cas contraire ,elle est inversée pour reprendre de convergence vers le nouveau MPP.[LOU16]

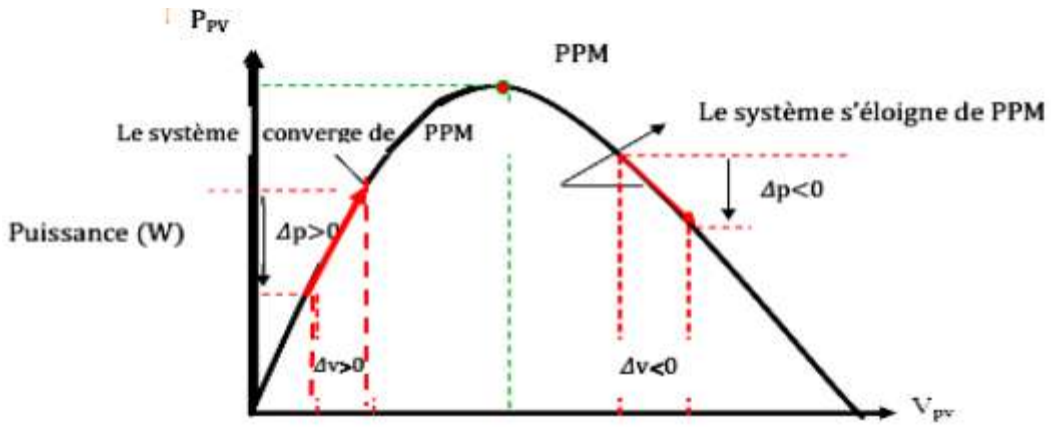


Figure II.10 Application de l'algorithme P&O sur la caractéristiques $P_{pv}(V_{pv})$. [LOU16]

L'algorithme connue associe a une commande MPPT de type P&O par la figure(II.11) ou l'évolution de la puissance est analysée âpres chaque perturbation de tension.

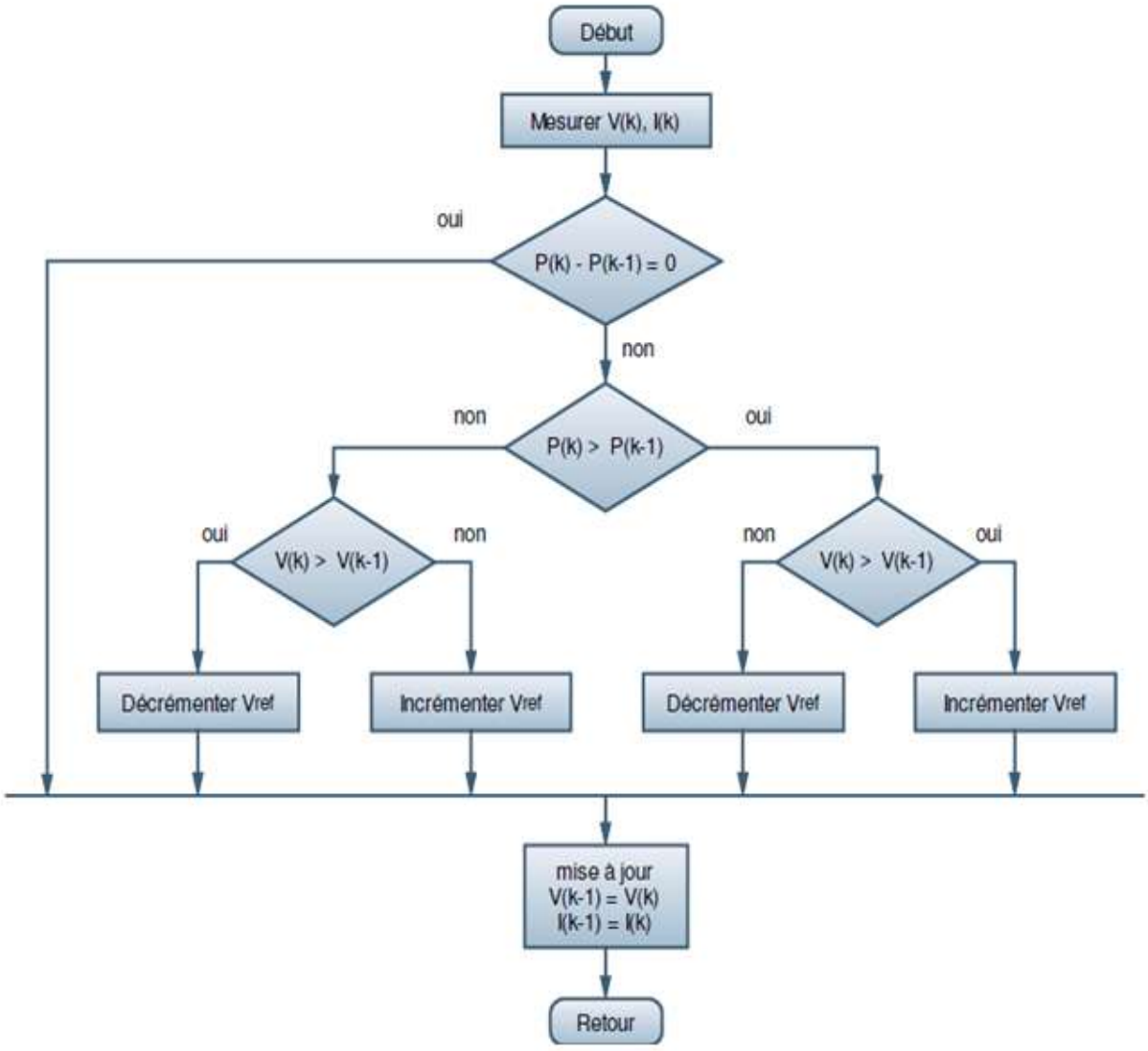


Figure II.11 Algorithme de perturbation et de l'observation (P&O).

II.4.3. Algorithme Incrémental Conductance (INC)

Cette méthode est basée sur la dérivée de la puissance de sortie du G_{pv} par rapport à la tension V_{pv} du G_{pv} qui doit être égale a 0 au point de puissance maximale (MPP),

La puissance du panneau solaire est donnée par :

$$P = I.V \tag{II.29}$$

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

$$\frac{dP}{dV} = I + V\frac{dI}{dV} \tag{II.30}$$

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

On définit la conductance de la source $G = \frac{I}{V}$ et l'incrémentale conductance $\Delta G = \frac{dI}{dV}$ Puisque la tension V du panneau est toujours positive, les relations (II.32) explique que le point de puissance maximale MPP est atteint si la conductance de la source G égale l'incrémentale conductance ΔG de la source avec un signe moins, et qu'elle est à gauche de ce point lorsque la conductance ΔG est supérieure à l'incrémentale conductance ΔG et vice-versa, comme suit :[BEN12]

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} > 0 \;\; si \;\; \frac{I}{V} > -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} = 0 \;\; si \;\; \frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} < 0 \;\; si \;\; \frac{I}{V} < \frac{dI}{dV} \end{cases} \tag{II.32}$$

La figure (II.12) présent le signe de $\frac{dP}{dV}$ pour différentes zones de fonctionnement.

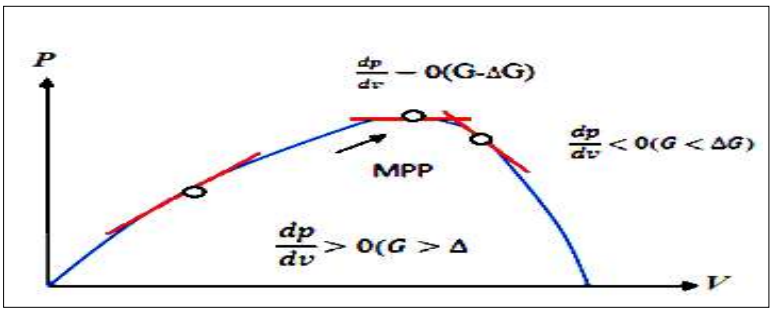


Figure II.12 Signe de $\frac{dP}{dV}$ pour différentes zones de fonctionnement.[BEN12]

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

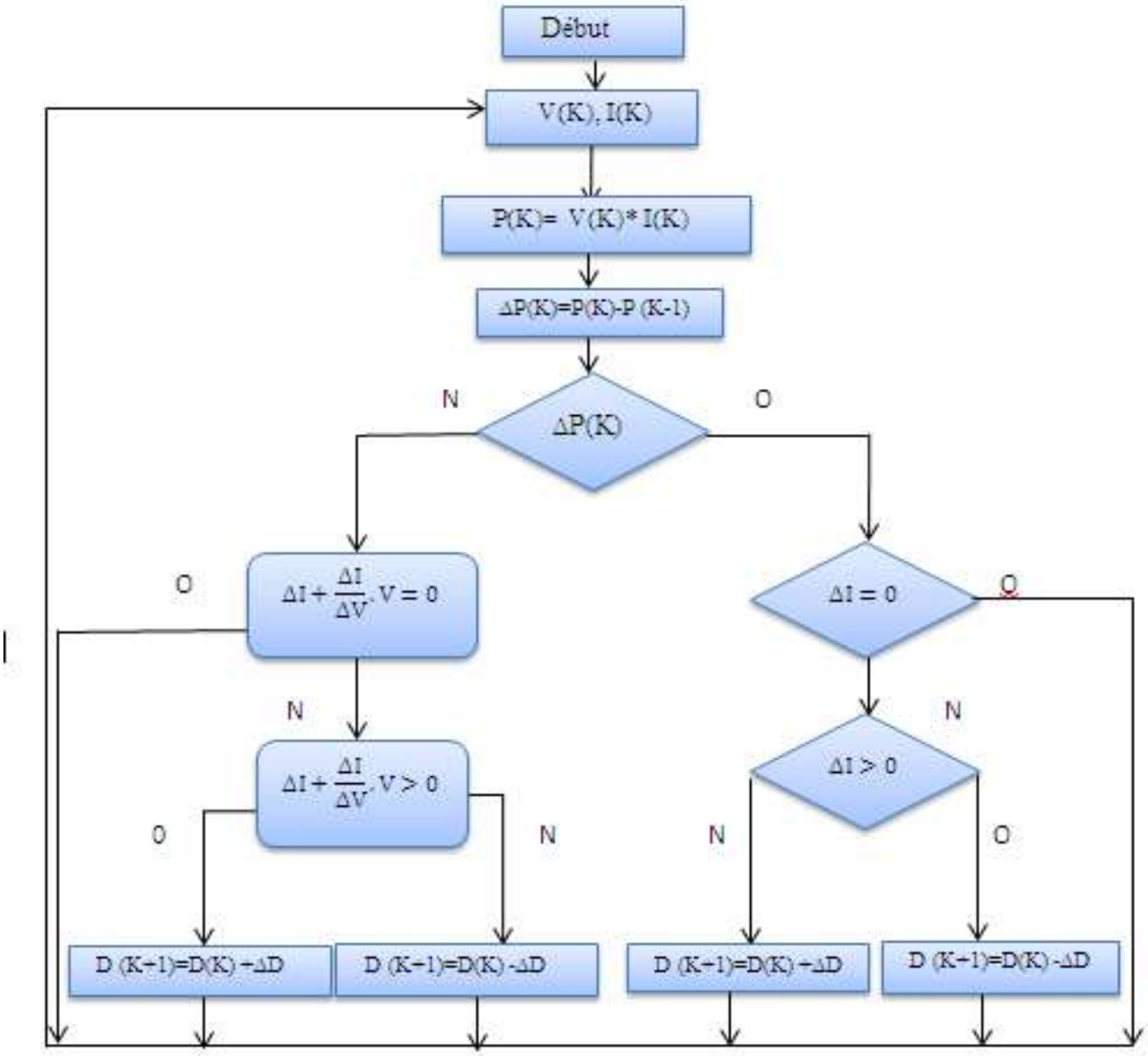


Figure II.13algorithme de la méthode de d'incrémentation de la conductance. [SAL11]

II.5.AVENTAGES ET INCONVENIENTS DE P&O :

II.5.1. Avantages

-Structure de régulation simple.

-Nombre des paramètres mesurés réduit

II.5.2. Inconvénients

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

II.6.CONCLUSION

Dans ce chapitre, On a présenté les caractéristiques électriques des convertisseurs statiques (DC-DC)(Buck, Boost et Buck/Boost).Avec l'étude de la commande MPPT des convertisseurs DC-DC pour rechercher le point ou la puissance du générateur photovoltaïque est maximale, sous déférentes conditions de fonctionnement. On a étudié les méthodes les plus utilises MPPT basées sur contre réaction de puissance, comme l'algorithme d'incrémentation de conductance et méthode de perturbation et observation, Ces deux commandes MPPT utilise directement la tension et le courant du panneau photovoltaïque pour chercher le point de fonctionnement correspondant à la puissance maximale.

Dans le chapitre suivant on va présenter la commande MPPT basée sur la logique floue.

CHAPITRE III

LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC)

III.1. INTRODUCTION :

Le contrôle direct du couple ,venu du terme anglais "Direct torque control(DTC)",est propose par Takachachi et Depenbrok qui est apparu dans la deuxième moitie des années 1980 comme concurrentielles aux méthodes classiques .la DTC (direct torque contrôle) est une régulation du couple de la machine asynchrone ,par l'application des déférents vecteurs des tensions de l'onduleur, qui détermine son état .Les variables sont contrôlées par le flux statorique et le couple électromagnétique ,elles sont habituellement contrôlées par des régulateurs à hystérésis .la sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimale à appliquer a chaque instant de commutation .[MES14]

Dans ce chapitre, on va présenter d'abord le principe de la commande directe du couple appliqué a la machine asynchrone à cage d'écureuil, en suite, on va expliqué le principe de réglage du flux, du couple électromagnétique, et la sélection du vecteur de tension statorique, et après en va étudier la théorie de la logique floue type-2 et leurs représentations et opérations sur les ensembles.

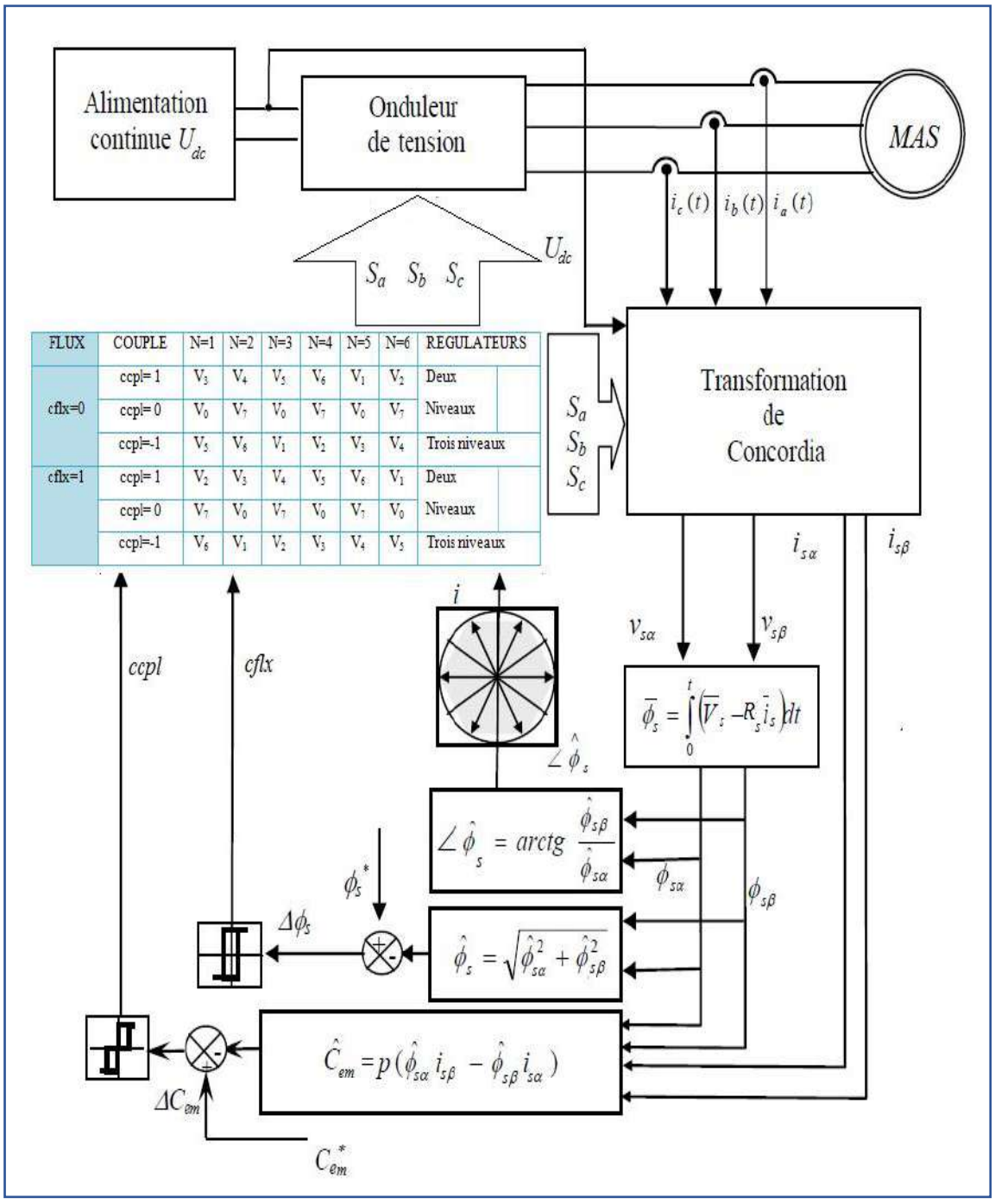
III.1.1. Le principe du contrôle direct du couple

Le terme commande directe du couple et du flux vient du fait que sur la base des erreurs entre les valeurs de références et celles estimées du couple et du flux, il est possible de commander directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs dans les limites de la bande de régulateurs à hystérésis prédéterminée **[**MES14].

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

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et des tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statorique proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeurdes bandes des régulateurs à hystérésis.

La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis



FLUX	COUPLE	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	REGULATEURS
cflx=0	ccpl= 1	V_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 III.1 Structure générale de la DTC-MAS.

Dans ce chapitre, nous proposons une commande par DTC de machine MAS. Cette commande est en suite simulée sur Matlab/Simulink.

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 sont calculés et comparés à leurs valeurs de référence pour déterminer les instants de commande des interrupteurs. D'ordinaire on cherche à maintenir le flux constant.[SAD 10].

III.1.2. Fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

Le vecteur tension V_S applique a la machine est délivre par un onduleur de tension triphasé qui permet d'atteindre sept postions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur

On peut écrire :

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

$[v_{an0}, v_{bn0}, v_{cn0}]^T$ est le vecteur des tensions de sortie de l'onduleur, qu'il dépend de l'état des interrupteurs cet état est suppose parfait, et représente par trois grandeurs booléennes de commande $S_i (i = a,b,c)$, tel que pour i[eme] bras de l'onduleur :

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

$S_i=1$: interrupteur haut ouvert et interrupteur bas ferme .

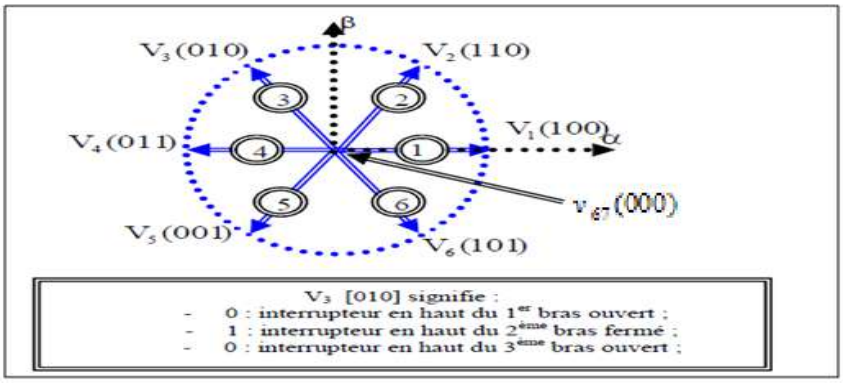


Figure III.2 représentation vectorielle de l'onduleur de tension.

La figure (III.2) montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs non nuls, Qui peuvent être génères par un onduleur de tension triphasé et les combinaisons $(S_a, S_b, S_c) = (0,0,0)\ et\ (1,1,1)$ correspondent aux vecteurs nuls. [CHI08]

III.1.3. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique

III.1.3.1. Principe de contrôle de flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante : [MES14]

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

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

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

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

Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme (R_s I_s) est négligeable devant la tension $V_s$sur un intervalle périodique de contrôle [*0* T_e] correspondant à une période d'échantillonnage T_e les commandes *(S_a, S_b, S_c)* sont fixées, ainsi on peut écrire : [BEN 10]

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

Où

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

Dans un intervalle de temps T_e , l'extrémité du vecteurφ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée V_s. La figure (III.3) illustre ce principe, lorsque, on sélectionne le vecteur V_s=V_3 par exemple.

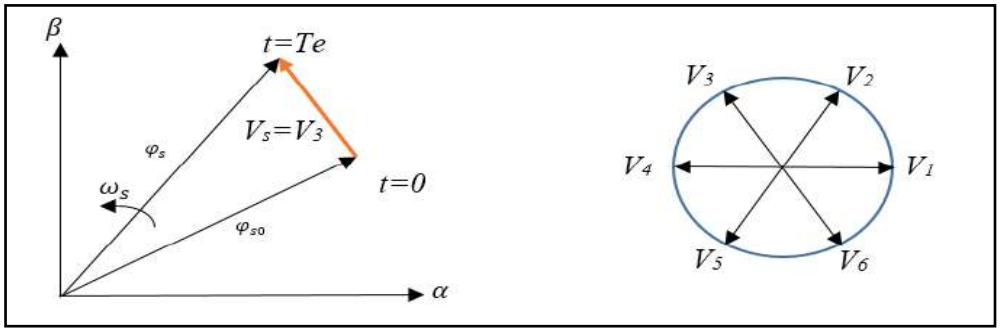


Figure III.3 Evolution de l'extrémité du vecteur φ_s.[CHI08]

Si la période de contrôle « T_e» 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 T_e, on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur flux $\varphi_s$la trajectoire désirée.

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

Par exemple quand φ_s atteint la valeur φ_{max}, on déclenche le changement d'interrupteurs pour que la nouvelle valeur deV_s entraîne une diminution du module de φ_s. En même temps la nouvelle phase du vecteur V_s provoque le décalage I_s et $\varphi_s$dans le sens de rotation, fait augmenter le déphasage et le couple. Quand φ_s chutera à la valeur φ_{min}, on commandera la commutation suivante.

Il est possible de fonctionner avec un module de flux φ_s 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 des 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 V_s est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux $\varphi_s$et donnée par sa dérivée ($d\varphi_s/dt$) correspondant pratiquement au vecteur V_s.En ce qui concerne le flux rotorique φ_r, on peut admettre que compte tenu de la forte constante du temps du rotor de la machine asynchrone, son amplitude ne varie pas durant un régime transitoire. [BEN 10], donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis de celle du flux statorique. [SAD 10]

III.1.3.2. 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]

$$C_{em} = k\left(\overline{\varphi_s} * \overline{\varphi_r}'\right) = k\left|\overline{\varphi_s}\right|\left|\overline{\varphi_r}'\right| \sin(\gamma) \qquad \text{(III.6)}$$

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.

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

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

III.1.3.3. Choix du vecteur de tension

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux $\overline{\varphi_s}$. Le tableau (III.4) 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 Z_i.[BEN10]

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 vecteurs tensions suivants : [BEN 10].

- ✓ Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\varphi_s}$ croit et le couple C_{em} croit
- ✓ Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\varphi_s}$ croit et le couple C_{em} décroit
- ✓ Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\varphi_s}$ décroit et le couple C_{em} croit
- ✓ Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\varphi_s}$ décroit et le couple C_{em} décroit
- ✓ Si V_0 ou V_7 est sélectionnée la rotation de $\overline{\varphi_s}$ est arrête, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangée. [MOK18]

Les vecteurs tension à appliquer dépendent de la zone où se trouve le vecteur flux. Les paramètres $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, Z_6$ (figure III.5) représentent les six zones possibles du fonctionnement.

Vecteur V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
φ_s	↗	↘	↗	↘
C_{em}	↗	↗	↘	↘

Tableau III.4 Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur V_s appliqué dans la zone Z_i.

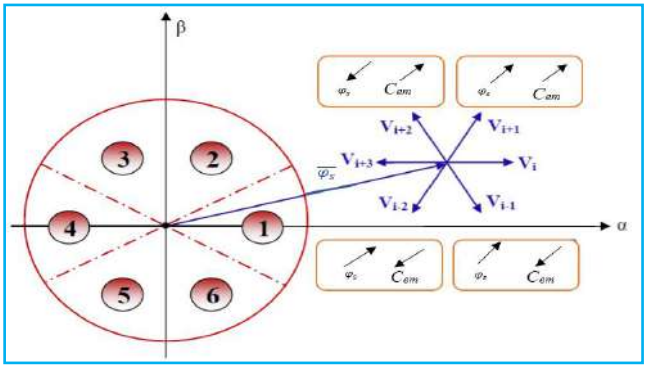


Figure III.5 Répartition des zones.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i.

En effet, en début de zone, les vecteurs $\overline{V_{i+1}}$et $\overline{V_{i-2}}$ sont perpendiculaires à $\overline{\varphi_s}$, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux$\overline{\varphi_s}$, alors qu'en fin de zone l'évolution est inverse. Avec les vecteurs $\overline{V_{i+1}}$et $\overline{V_{i-2}}$, il correspond à des évolutions lente du couple et rapide de l'amplitude du flux $\overline{\varphi_s}$en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

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

Un estimateur de $\overline{\varphi_s}$ on module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

III.1.4. Estimateurs

III.1.4.1. Estimateur du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statorique courants et tension de la machine. [AKK07], [BEN10]

A partir de l'équation :

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

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

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

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

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_a,S_b, S_c) et de la mesure de la tension U_0 et par application de la transformée de Concordia [AKK07]

$$\overline{V_s} = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} \qquad (III.9)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2}\left(S_b + S_c\right)\right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}}\, U_0 \left(S_b - S_c\right) \end{cases} \qquad (III.10)$$

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

$$\overline{I_s} = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \tag{III.11}$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(I_{sb} - I_{sc} \right) \end{cases} \tag{III.12}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \tag{III.13}$$

L'angle α_s entre le référentielle statorique et le vecteur flux $\varphi_s$est égal à [BEN 10]

$$\alpha_s = arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \tag{III.14}$$

III.1.4.2. Estimation du couple électromagnétique

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

$$C_{em} = p\left(\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha} \right) \tag{III.15}$$

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.

III.5. ÉLABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

III.5.1. 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 III.6).[AKK 07],[SAD 10]

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de$\overline{\varphi_s}$, 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 :

$$\left|(\varphi_s)_{ref} - \varphi_s\right| \le \Delta\varphi_s \qquad (III.16)$$

Avec

φ_{sref}: La consigne de flux ;

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

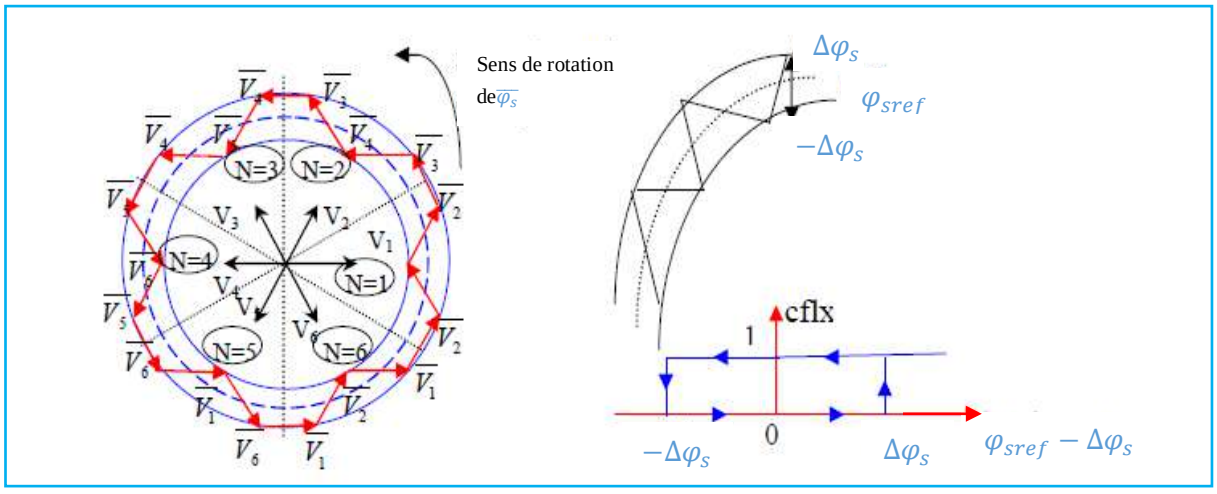


Figure III.6 Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique

III.5.2. 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

$$\left| C_{ref} - C_{em} \right| \le \Delta C \qquad (III.17)$$

Avec

C_{ref} : La référence de couple ;

ΔC : La bande d'hystérésis du correcteur.[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 :

III.5.3.1. Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs $\overline{V_{\iota+1}}$et $\overline{V_{\iota+2}}$, peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le fluxφ_s. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [SAD 10].

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire 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. [BEN 10]

III.6. 3. ÉLABORARTION DE LA TABLE DE COMMANDE :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables *cflx* et *ccpl*, et de la zone N_i de position de φ_s. Elle se présente donc sous la forme suivante :[BEL18]

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

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

III.7. LES AVANTAGES ET LES INCONVÉNIENTS DE LA DTC

III.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 a cage d'écureuil.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis dans la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de MLI.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information 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. [SAD10][ZEG17].

III.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 [ZAG17],[SAD 10].

III.8. REGLAGE DE VITESSE CONVENTIONNEL (REGULATEUR DE PI) :

III.8.1. Principe

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

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

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

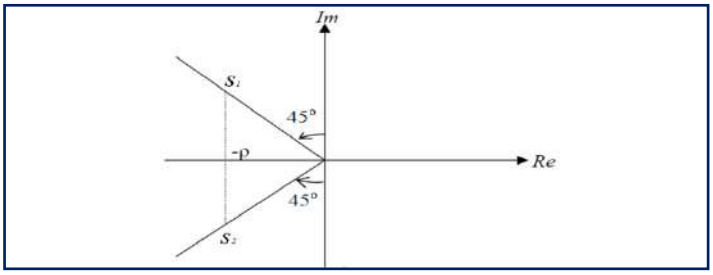


Figure III.7 Méthodes des pôles imposés.

Les expressions des paramètres du régulateur sont alors calculées selon

$$\begin{cases} K_p = 2j\rho - K_f \\ K_i = 2j\rho^2 \end{cases} \qquad \text{(III.18)}$$

En prenant :

$$S_{1,2} = -\rho \mp \rho j \qquad \text{(III.16)}$$

Afin d'éviter que l'intégrale accumule l'écart au-delà de valeurs pouvant conduire à des saturations, il est judicieux de limiter le couple entre Cem_{max} et Cem_{min} définis au préalable.[HAM13]

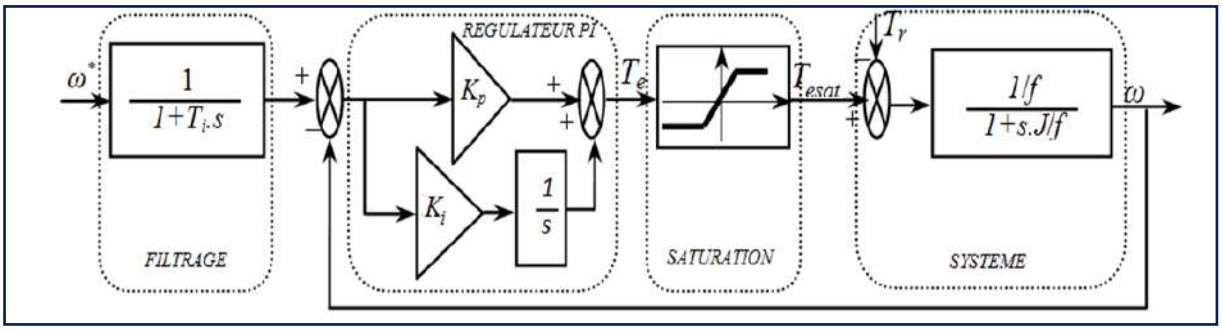


Figure III.8 Structure de régulation de la vitesse mécanique.

III.9. RESULTATS DE LA SIMULATION :

Les résultats de simulation de la commande directe du couple d'une MAS avec régulateur PI alimenté par GPV, à conditions standards, les valeurs d'irradiation et la température sont fixées à : G=1000W/m² et T=298°K (25°C), Sant présenter comme suite :

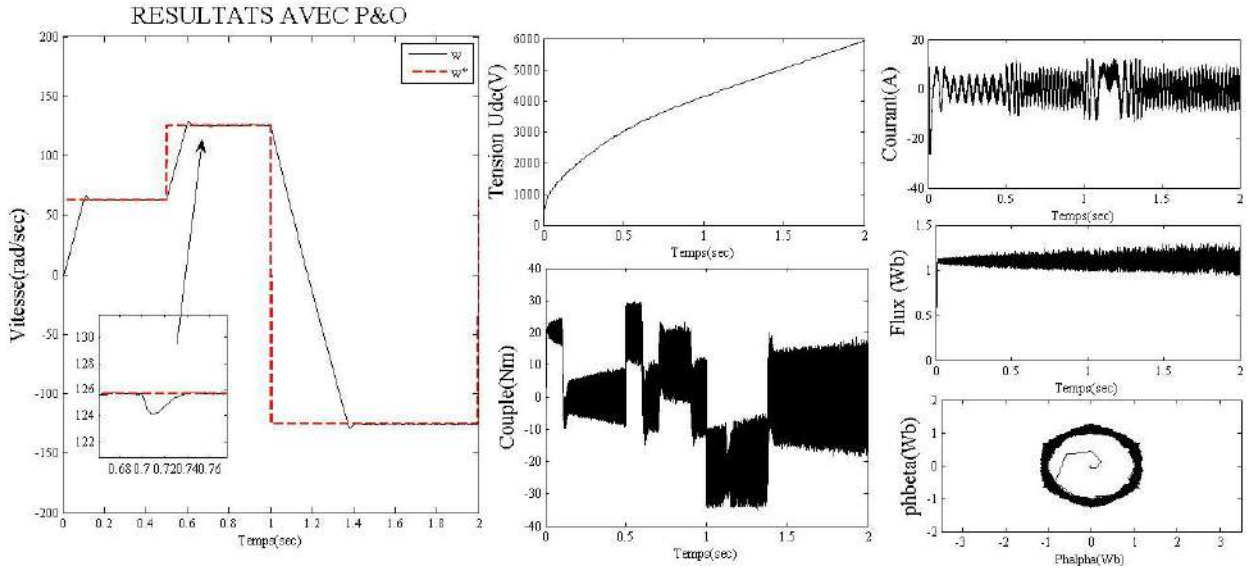


Figure III.9Résultat de simulation de la DTC classique d'une (MAS) avec régulateur PI alimentée par GPV avec un contrôleur P&O.

III.10. INTERPRITATION DES RESULTATAS

La figure (III.9) représente la réponse de la vitesse, du flux statorique, et la trajectoire du flux statorique, et la tension $U_{dc,}$ et du couple électromagnétique pour un flux de référence de 1.1 Wb, sous une charge nominale après un démarrage à vide, cette charge a été appliquée à chaque variation de vitesse (1200/2tr/min$\rightarrow$ 1200 tr/min $\rightarrow$ - 1200tr/min) .

On remarque que la vitesse atteint sa valeur de référence mais avec un petit dépassement. il réinjecte efficacement la perturbation. .Nous pouvons dire que la réponse de la vitesse présentent des performances très satisfaisantes.

Cependant, le résultat nous présente également de grande d'ondulations au niveau de la réponse du couple électromagnétique et du flux statorique , et ces ondulations sont dues au l'augmentation successive de la tension de sortie du panneau photovoltaïque.

Pour minimiser ces ondulations ou autrement dit pour obtenir une tension U_{dc} constante délivré par notre GPV, on va proposer par la suite un bloc de réglage basé sur la logique floue type2

III.11. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a détaillée une étude sur le contrôle direct du couple appliqué à la machine asynchrone, où on a présenté le principe de base de réglage de couple et de flux, et ensuite on a vu la table de commutation suivie par les avantages et les inconvénients de la DTC, à la fin une présentation et interprétation des résultats de simulation de la DTC avec régulateur de vitesse classique de type PI, à été présenter et discuter.

CHAPITRE IV

AMELIORATION DU SYSTEME DE POMPAGE PAR LA LOGLIQUE FLOUE TYPE-2

IV.1.INTRODUCTION :

La logique floue suscite actuellement un fervent intérêt de la part des chercheurs, des ingénieurs et des industriels, mais plus généralement de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser les modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine et de construire des systèmes artificiels capables d'effectuer les tâche habituellement prises en charge par les humains. à l'université de berkeley en 1965 Zadeh a fait le lien entre les ensembles flous et la modélisation non probabiliste de l'incertitude grâce à la théorie des possibilités, dans laquelle les fonctions d'appartenances des ensembles flous servent à représenter les idées de valeur incomplètement spécifiée et mal connue.

Toutes ces incertitudes apparaissent au niveau des fonctions d'appartenance généralement a cause de sens des mots utilisés dans la construction des règles, ou des mesures qui activent les systèmes flous type-1 peuvent être bruitées, ou les données utilisées pour ajuster les paramètres des systèmes flous type-1 peuvent être aussi bruitées.

ce qui rend les systèmes flous type-1 incapables de prendre en charge ces incertitudes. Par conséquent, des systèmes flous type-2 (proposés toujours par L. Zadeh comme une extension des systèmes flous type-1 mais présentés en 1999 par Liang et Mandel) sont introduits comme une solution alternative.

Son utilisation dans le domaine du contrôle (contrôle flou) a été l'une des premières applications de cette théorie dans l'industrie avec les travaux de Mamdani et Assilian (1975).[ANN11]

Dans ce chapitre on va en premier étudier les principes de base de la théorie de la logique floue type-2. En suit en va étudier la commande DTC de la MAS a base de la logique floue type-2.

IV.2. TYPES DE REGULATEURS FLOUS :

- Type 1 : régulateur flou de type Mamdani : Dans ce type, les conclusions sont symboliques ou linguistiques et le calcul de la sortie nécessite l'utilisation d'une méthode de défuzzification.

- Type 2 : régulateur flou de type Sugeno : Ici, il n'y a pas de défuzzification. En effet la conclusion de chaque règle est égale à une constante ou à une forme polynomiale plus générale. La sortie finale est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.
- Type 3 : régulateur flou de type Tsukamoto : Dans ce cas, les sorties sont des fonctions mono-toniques des variables d'entrées. La sortie totale est une moyenne pondérée des degrés de confiances de chaque règle floue et des valeurs des fonctions des variables de sortie.

IV.3. TERMINOLOGIE DE LA LOGIQUE FLOUE TYPE-2:

Définition 1 : Un ensemble flou type-2, noté Ã est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle $\mu_{\tilde{A}}(x,y)$:

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x,u)/(x,u) \qquad J_x \subseteq [0,1] \qquad \text{(IV. 1)}$$

où $\iint$ dénote l'union de tous les éléments du produit cartésien sur x et u avec $0 \le \mu_{\tilde{A}}(x,u) \le 1$.

a chaque point fixe x de x, J_x est l'appartenance primaire de x, et x est appelé variable primaire. [LAG16]

Définition 2 : a chaque valeur de x , notée x = x′ le plan 2 dimensionnel dont les axes sont u et $\mu_{\tilde{A}}$ (x′,u) est appelé tranche verticale (vertical slice) de $\mu_{\tilde{A}}(x,u)$

Une fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$.

Donc pour x'∈X et

$$\forall u \in J_x \subseteq [0,1], \text{ on a } \mu_{\tilde{A}}(x = x',u) = \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u \in J_{x'}} f_{x'}(u)/u \quad \forall u \in J_{x'} \subseteq [0,1] \qquad \text{(IV.2)}$$

Ou $0 \le f_{x'}(u) \le 1$ Puisque∀ x′ , ce x′ va appartenir à X, c.-à-d.'= X, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par $\mu_{\tilde{A}}(x)$ qui est une fonction d'appartenance floue type-1.

En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut réinterpréter un ensemble flou type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaire, c.-à-d., en utilisant l'équation (4. 2),on peut écrire Ã sous la forme suivante :

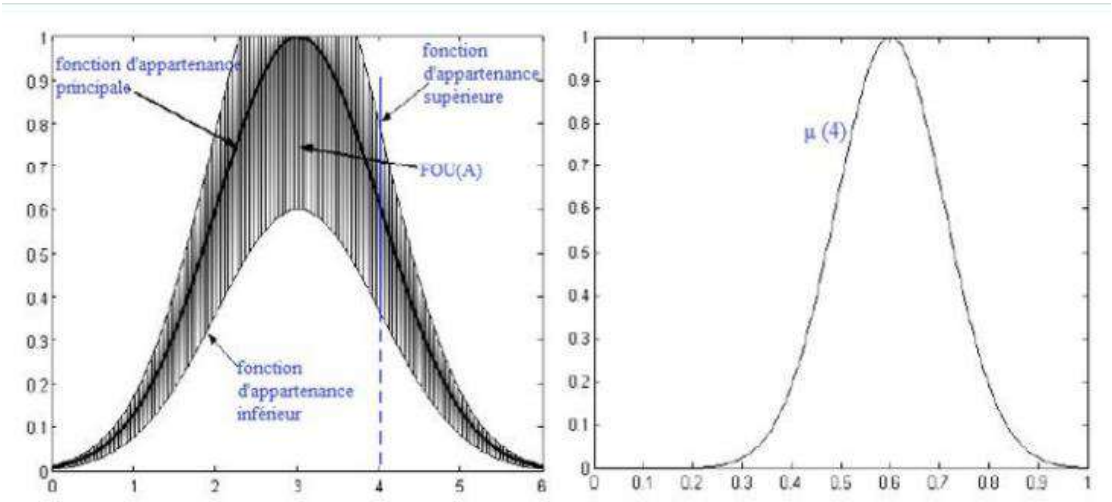
$$\tilde{A} = \left\{ (x, \mu_{\tilde{A}}(x)) / \forall x \in X \right\} \qquad \text{(IV.3)}$$

où sous la forme :[LAG16]

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x) / x = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f(u) / u \right] / x \quad J_x \subseteq [0.1] \qquad \text{(IV.4)}$$

Pour un univers de discours discontinu on remplace l'intégral $(\int)$ par la somme $\sum$.

Définition 3 : Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé l'appartenance primaire de x ,$J_x$est l'appartenance primaire de x, où $J_x \subseteq [0.1] \forall x \in X$



(a) (b)

Figure IV.1 Ensemble flou Gaussin de type-2.les appartenances secondaires sont représentées dans (b).[ANN11]

Définition 4 : l'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire est appelée degré d'appartenance secondaire noté $f_x(u)$

Définition 5: Un ensemble flou type-2 intervalle est un ensemble flou types -2 dont toutes les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles type-1 déformes intervalles:

$$f_x = 1 \forall u \in J_x \subseteq [0.1] \forall x \in X$$

les ensembles flous types -2 intervalle reflètent l'uniformité de incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire; ce types de fonctions d'appartenance est le plus souvent utilisé dans les systèmes flous types -2 Notons que ce types de fonctions d'appartenance est représenté seulement par ses domaines (intervalles), qui peuvent être exprimés en terme des bornes de gauches et de droites (1;r) ou par leurs centres et largeurs(c-s; c+s) ou C=(1+r) /2 et S=(r-1) / 2.

Définition 6: Supposons que fonction d'appartenance secondaire d'un ensemble flou type-2 possède un seul degré d'appartenance principale unitaire. On définit alors une fonction d'appartenance principale comme l'union de tout ce point :

$$u_{principale}(x) = \int_{u \in X} u / x \ ou \ f_x = 1$$

Pour un ensemble flou type- 2 intervalle, nous dé finissions d'appartenance principale comme étant l'union de toutes les valeurs d'appartenance moyennes de la fonction d'appartenance primaire. Notons que lorsque l'incertitude des fonctions d'appartenance disparait, la fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 se réduit a la fonction d'appartenance principale .

Définition 7: L'incertitude dans la fonction d'appartenance de l'ensemble flou type -2, consiste en une région bornée appelée l'empreinte d'incertitude (Footprint of uncertainty : FOU).c'est l'union de toutes les fonctions d'appartenance primaires (la surface sombre dans la figure(IV.2)) :

$$FOU\left(\tilde{A}\right) = \bigcup_{x \in X} J_x \qquad (IV.5)$$

Définition 8: Fonction d'appartenance supérieur et fonction d'appartenance inferieur sont des fonctions d'appartenance de type -1 et sont les frontières du FOU d'un ensemble flou A type-2.

La fonction d'appartenance supérieure sera notée par $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x) \ \forall x \in X$ .et la fonction d'appartenance inferieure sera notée par $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) \forall x \in X$ alors on a :[KHE11]

$$\bar{\mu}_{\tilde{A}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \ \forall x \in X \qquad (IV.6)$$

$$\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \ \forall x \in X \qquad (IV.7)$$

IV.4.REPRESENTATION DES ENSEMBLES FLOUS TYPE-2 :

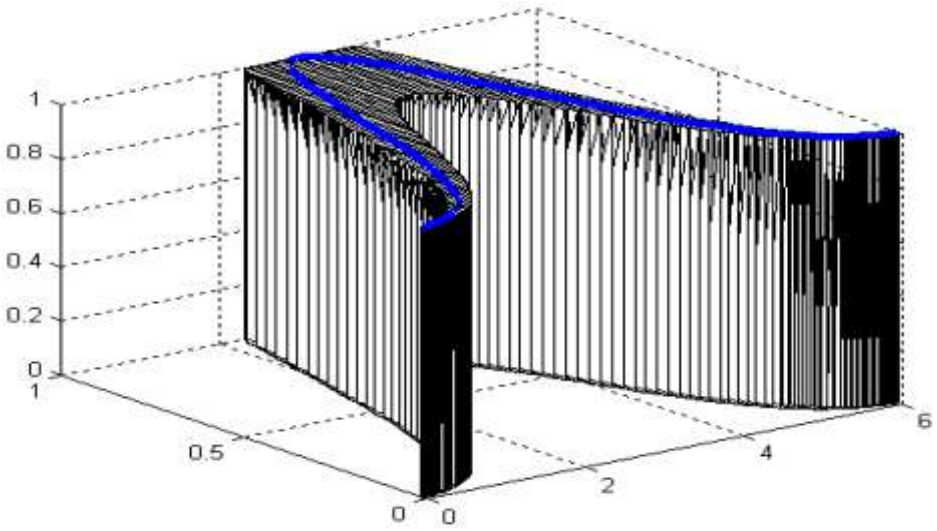


Figure IV. 2 Représentation tridimensionnelle d'une fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 avec une fonction d'appartenance principale gaussienne.[GAR12]

Les ensemble flous type-2 les plus utilises sont de forme intervalle, gaussienne, et triangulaire .le nom du type est pris de la forme du degré d'appartenance primaire .notons qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance principale soit de la même forme de type d'ensemble utilise

IV.4.1. Ensemble flou type -2 gaussien

Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle [1,0].notons qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance principale soit aussi gaussienne.

IV.4.2.Ensemble flou type -2 triangulaire

Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 triangulaire dont le domaine

de définition est inclus dans l'intervalle [1,0].

IV.4.3.Ensemble flou type-2 intervalle

Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle [1,0].

Dans ce cas, les appartenances secondaires sont égale a 1 .la figure (IV.3) schématise une fonction d'appartenance flou type-2 avec une zone d'incertitude.

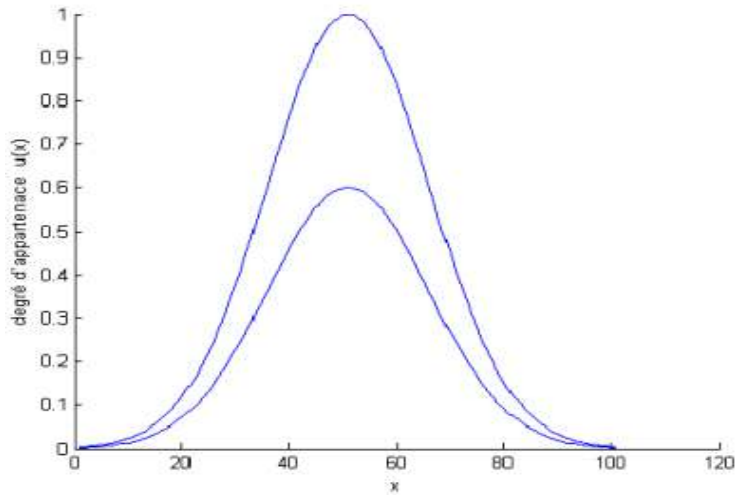


Figure IV.3 fonction d'appartenance d'un ensemble flou type -2.

IV.5.OPERATION SUR LES ENSEMBLES TYPE-2 :

On a vu que le degré d'appartenance d'un ensemble flou type -2 est un ensemble flou type-1;par conséquent pour accomplir les opérations telles que l'union et l'intersection sur les ensembles flous type-2 on a besoin d'être capable d'effectuer la t-conorme et la t-norme entre deux ensembles fous type-1. Cela est fait en utilisant le principe d'extension de Zadeh.

	t-normes	t-conormes
Zadeh(1973)	Min(x ,y)	Max(x,y)
Bendlerkahout(1980)	x. y	X+y-x .y
Lukasiewicz, Giles(1976)	Max(x+y-1 ,0)	Max(x+y,1)

Weber (1983)	$\begin{cases} xsiy = 1 \\ ysix = 1 \\ 0 \quad ailleus \end{cases}$	$\begin{cases} \text{x si} \quad y = 0 \\ \text{y si} \quad x = 0 \\ 0 \quad \text{ailleurs} \end{cases}$
Hamacher (1978) $\gamma > 0$	$\frac{xy}{\gamma + (1-\gamma)(x+y-xy)}$	$\frac{x+y-(2-\gamma)xy}{1-(1-\gamma)xy}$
Dubois et parade(1986)$\propto \in$ [0,1]	$\frac{xy}{\max(x,y,\alpha)}$	$\frac{x+y+xy-\min(x,y,1-\alpha)}{\max(1-\alpha,1-y,\alpha)}$

Tableau IV.1 t-normes et t-conformes. [GAR12]

Considérons deux ensembles flous type-2, $\tilde{A}$ *et* $\tilde{B}$ dans l'univers X .soit $\mu_{\tilde{B}}$ et $\mu_{\tilde{B}}$ les degrés d'appartenance (ensembles flous dans $J_x \in$ [0,1]) de ces deux ensembles, représenté pour chaque x, par:

$\mu_{\tilde{A}}(x) = \int_u f(u)/u$ *et* $\mu_{\tilde{A}}(x) = \int_w g(w)/w$ respectivement, ou (u,w)$\in J_x$ indique les degrés d'appartenance primaire de x, et fx(u),gx(w) $\in$[0,1] indique les degrés d'appartenance secondaire de x le degré d'appartenance de l'union, l'intersection et le complément des ensembles flous type -2 $\tilde{A}$ et $\tilde{B}$ sont définis comme suit :

Union: $\tilde{A} \cup \tilde{B} \Leftrightarrow \mu_{\tilde{A}\cup\tilde{B}}(x) = \int_u \int_w (f_x(u) * g(w))/u \vee w$

Intersection: $\tilde{A} \cap \tilde{B} \Leftrightarrow \mu_{\tilde{A}\cap\tilde{B}}(x) = \int_u \int_w (f_x(u) * g(w))/u \wedge w$

Complément : $\overline{\tilde{A}} \Leftrightarrow \mu_{\overline{\tilde{A}}}(x) = \neg\mu_{\tilde{A}}(x) = \int_u f_x(u)/(1-u)$

Ou $\wedge$ représentation le maximum t -conforme et $\vee$ représenté la t-norme .et les opérations

$\cup, \cap, \neg$ L'opération ''join'',''meet'', et négation.

IV.6. SYSTEME FLOUE TYPE-2 :

La structure de base d'un système flou de type -2.elle est très similaire à la structure d'un système flou de type-1:

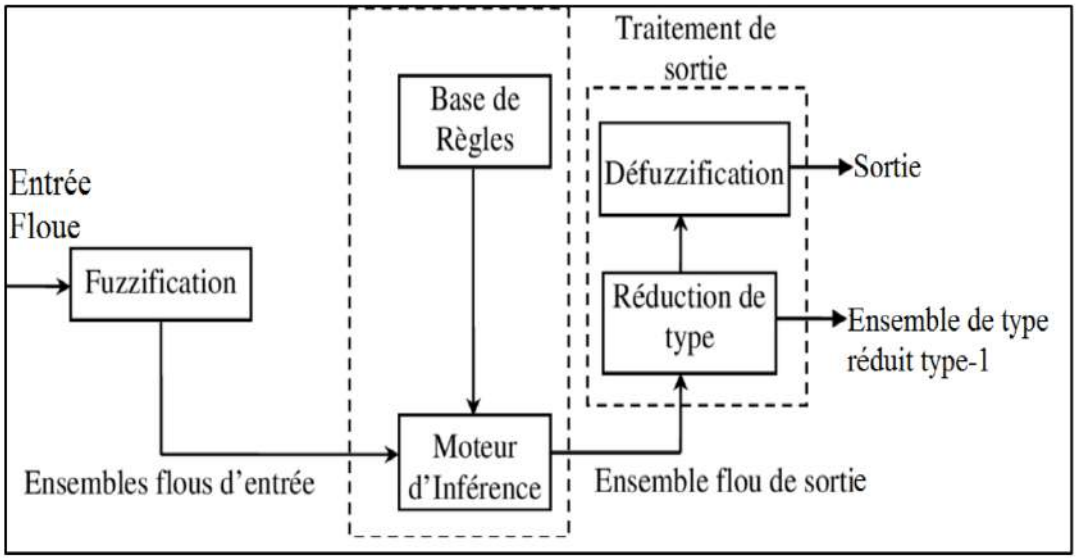


Figure IV.4 Structure d'un système flou type-2,

IV.6.1. Fuzzification

La fuzzification consiste a transformer les variables réelles d'entrée (en généralement est un EFT-2) qui a une nature numérique en variable linguistiques pour pouvoir effectuer une logique d'inference.il y a au minimum deux choix pour cette conversion.

1-Fuzzification singleton :

Ou l'opérateur de fuzzification concerti l'entrée numérique $u_0 \in U$ en un singleton flou F_x dans U tell que:

$$\mu_{\tilde{F}}(x) = 1 si \ \ x = x'$$

$$\mu_{\tilde{F}}(x) = 0 si \ \ x \neq x'$$

Cette stratégie est largement utilisée dans les applications de contrôle flou, car elle est facile à implémenter.

2-Fuzzification non –singleton

Est une fuzzification pour quelle $\mu_{\tilde{F}}(x)$ est égal a l'unité si u= u_0 et décroit quand on s'éloigneu_0.

IV.6.2. base de règle

Dans le cas de type -1 nous avons généralement des règles de la forme 'IF-THEN', ou l'[eme] règle possède la forme suivante:

$$R^1 : \text{IF } X_1 \text{ is } F_1 \text{ and } x_2 \text{ is } F_2 \text{ and } \ldots \text{and } x_n \text{ is } F_n \text{ then } y \text{ is } G^1 \qquad \text{(IV. 8)}$$

Ou $x_1 \epsilon X_1$, $x_2 \epsilon X_2 \ldots X_n \epsilon X_n$ sont des entrées, F_i^1 sont des ensembles des prémisses tel que (i =1,….,n), y ϵ Y la sortie, et G^1 sont les ensembles des conséquences.

la différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même, la seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2 ; alors, I'ieme règle d'un système flou type-2 aura la forme

$$R^1: \text{IF } x_1 \text{ is} \tilde{F}_1 \text{ and } x_2 \text{ is } \tilde{F}_2 \text{ and} \ldots\ldots \text{and } x_n \text{ is } \tilde{F}_n \text{ then y is } \tilde{G}^1 \qquad \text{(IV.9)}$$

Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et de la conséquence soient de type-2, Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système soit de type-2.

pour un système multi-entrées multi-sorties (MIMO) la base de règles peut être considérée comme un groupe de base de règles multi-entrées une seule sortie (MISO); donc il est suffisant de se concentrer sur la base de règles (MISO) seulement.[GRA12]

IV.6.3. Mécanisme d'inférence

Le mécanisme d'inférence calcule le degré d'activation de chaque règle en utilisant l'opération d'intersection définie entre les degrés d'appartenance de l'antécédent de chaque règle. Le degré d'activation correspondant à la l'ieme règle est alors :

$$\mu_{\tilde{B}^1}(y) = \mu_{\tilde{F}_1^1}(x_1) \cap \mu_{\tilde{F}_2^1}(x_2) \cap \ldots \cap \mu_{\tilde{F}_n^1}(x_n) \cap \mu_{\tilde{F}_G^1}(y) = \mu_{\tilde{G}^1}(y) \cap \prod_{j=1}^{n} \mu_{\tilde{F}_i^1}(x_i)$$

IV.6.4. Le module de traitement de la sortie

Le module de traitement de la sortie se compose de deux blocs, le réducteur de type et l'interface de défuzzification. Les méthodes de réduction de type donnent un EFT-1 à partir de l'EFT-2 obtenu à la sortie du mécanisme d'inférence. L'ensemble résultant obtenu par la rédaction de type sera par la suite défuzzifiee pour obtenir une sortie numérique (déterministe).

-Réduction de type:

- La réduction de type transforme un ensemble flou type-2 issue de la fuzzification à un ensemble flou type-1 par une des méthodes suivant :
- La réduction de type par le centre de gravité.
- La réduction de type par la hauteur.
- La réduction de type par le centre des ensembles.[BEN17]

Méthode réduction de type	Définition de y_l^i et y_r^i	Définition de $\underline{f}^i$ et $\overline{f}^i$	M	L'utilisation d'Algorithme de Karnak et Mendel
Centre des ensembles	les pointes limite gauche et droite d'ensemble conséquence de l'ieme règle	Le degré d'activation supérieur et inferieur de l'ieme règle	Nombre de règles	$C_l = (L_l^C + R_l^C)/2$ $S_l = (L_l^C - R_l^C)/2$ $h_i = (L_i + R_i)/2$ $\Delta_i = (L_i - R_i)/2$
Centre de gravite (controide)	$y_l^i = y_r^i = y^i$ et i^{eme} point dans l'univers de discours discrétise	Le degré d'appartenance supérieur et inferieur de l'ieme point de domaine de la sortie discrétise	Le nombre des points de discrétisation	$y_i = C_l$ $S_l = 0$ $h_i = (L_i + R_i)/2$ $\Delta_i = (L_i - R_i)/2$

Hauteur	$y_l^i=y_r^i=y^i$ un point dans le domaine de l'ensemble conséquence de l'ieme règle généralement choisit comme le point ayant le plus haut degré d'appartenance primaire dans fonction d'appartenance principale de la sortie	Le degré d'activation supérieur et inferieur de l'ieme règle	Nombre de règles	$y_i = C_l$ $S_l = 0$ $h_i = (L_i + R_i)/2$ $\Delta_i = (L_i - R_i)/2$

Tableau IV.2 Méthodes de réduction de type.[GAR12]

-Défuzzification :

A la fin de l'étape de la réduction de type, on obtient un EFT-1, type réduit, et puisque les entrées du le système à commander sont des valeurs précises, alors il est nécessaire de transformer l'ensemble type réduit en une valeur numérique bien déterminée. Parmi les méthodes utilisées pour la défuzzification, on cite la défuzzification par le centre de gravite

La façon la plus naturelle de faire ceci est de trouver le centre de gravité de l'ensemble type réduit. Le calcul du centre de gravité est équivalent à trouver une moyenne pondérée de la sortie de tout l'ensemble flou type-1 imbriqués dans le système flou type-2, ou les poids correspondront aux appartenances dans l'ensemble type réduit.[BEN17]

Si l'ensemble type réduit Y , pour une entrée x, est discrétisé en N points, l'expression de son centre de gravité est

$$C_Y(x) = \frac{\sum_{k=1}^{n} y_k \mu_y(y_k)}{\sum_{k=1}^{n} \mu_y(y_k)} \qquad \text{(IV.10)}$$

IV.6.5. Les avantages de la logique floue

- Nous n'avons pas besoin d'établir le modèle mathématique .cela évite des années de travail sur des modèles.
- Ensuite la logique floue permet de prendre en compte les typologies linguistiques et donc toutes les nuances que l'on a créées dans le but d'imiter au mieux le réel.

- Traitement des systèmes a comportement complexe (même si on a un exemple simplifié, cela reste un système complexe en mathématique pure)
- Nous pouvons aujourd'hui servir des solutions matérielles comme des Microprocesseurs uniquement dédiés aux calculs flous, ce qui permet d'accroitre le rendement puisque cela réduit la programmation.
- L'ajoute ou le retrait des règles ne change quasiment rien au principe de la logique floue, alors qu'en logique bivalente (logique classique), cela peut changer du tout au tout.
- On peut augmenter facilement le nombre d'entrées sans réellement compliquer les calculs (alors qu'en logique simple la taille des calculs est exponentielle).
- les ensembles flous type-2 sont très efficaces pour modéliser les incertitudes, minimiser leurs effets dans la base de règles, et trouver une fonction d'appartenance convenable quand la forme de cette dernière ou l'un de ces paramètres sont incertains.
- Il et utiliser pour leur bonne manipulation d'incertitudes, non prises en charge par les ensembles flous type-1,

IV.6.6. Les inconvénients

- Réglage empirique.
- Performances en boucle fermée dépendent de l'expertise.
- Il n'existe pas de théorie générale qui caractérise rigoureusement la stabilité, la robustesse (difficulté de certification dans le transport, espace).[LAG16]
- ces ensembles flous type-2 sont plus difficiles à définir et à utiliser que les ensembles flous type-1.

IV.7. SYSTEME DE POMPAGE A BASE DE LA LOGIQUE FLOUE TYPE-2

IV.7.1. MPPT basé sur l'intelligence artificielle

Le régulateur intelligent proposé est basé sur deux variables d'entrées qui sont l'erreur e (e_P_{pv}) et une variable de sortie ΔD qui représente la variation du rapport cyclique servant à piloter le convertisseur statique pour chercher le PPM. La figure suivante représente la structure du régulateur flou (type2),les fonctions d'appartenances pour les variables d'entrées/sorties du système d'inférences flou est gaussiennes à cinq classe (NP « Négativement petit», NG « Négativement grand», ZE « zéro», PP « positivement petit », PG « positivement grand »).

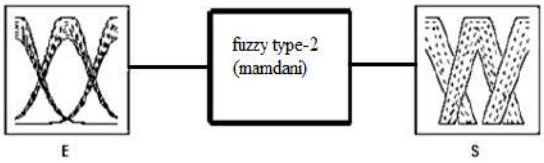


Figure IV.5 Structure du régulateur MPPT basé sur la logique floue type-2

IV.7.2. Minimisation des ondulations de couple

La commande DTC conventionnelle offre une réponse rapide et précise du couple électromagnétique et du flux statorique. Par contre, les inconvénients de cette commande sont l'existence des ondulations importantes dans le couple, le flux statorique et le courant due à l'utilisation des comparateurs à hystérésis. Dans cette partie, la commande directe floue du couple (DTFC : Direct Torque Fuzzy Control) a été proposée afin d'améliorer les performances de la commande DTC. Cette méthode propos de remplacer les comparateurs à hystérésis par un controleur basé sur un système d'inférence flou.

La figure(IV.6)Présente le principe de la commande DTFC d'une MAS.les erreurs de couple et de flux obtenues sont requises par le système d'inférence flou afin d'évoluer le vecteur de tension de référence pour conduire le couple et le flux vers leurs valeurs désirées [BEN17]

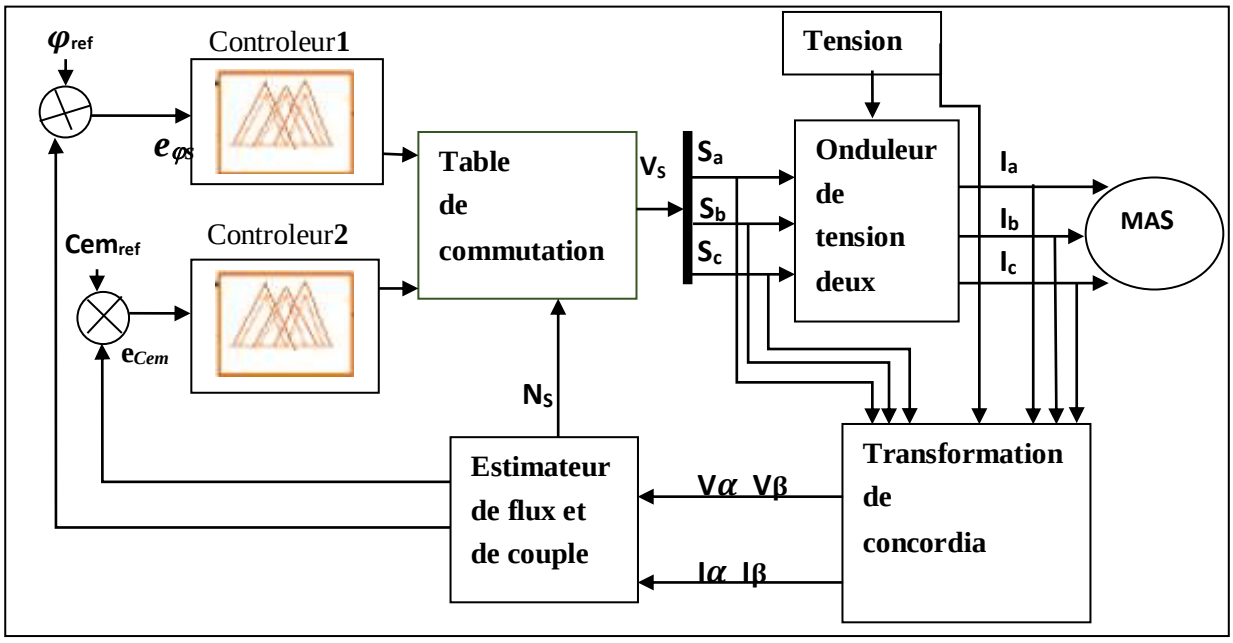


Figure IV.6 Le principe de commande DTC par logique flou type-2.

Les fonctions d'appartenances pour les variables d'entrées et du sorties du système d'inférences flou, Sant présenter par les figures (IV.7) et (IV.8), on a choisie des fonctions d'appartenances gaussiennes. L'entrée erreur de flux est composée de trois ensembles flous N(négatif),Z(zéro)et P(positif).sept ensembles flous forment les fonctions d'appartenance de l'erreur de couple ,NG(négatif grand),NM(négatif moyenne),NP(négatif petit),ZE(zéro),PP(positif petit) et PG(positif grand) ont été considérés.

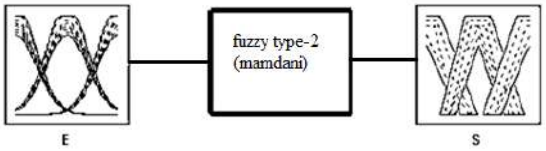


Figure IV.7 .Fonction d'appartenance de correcteur flux.

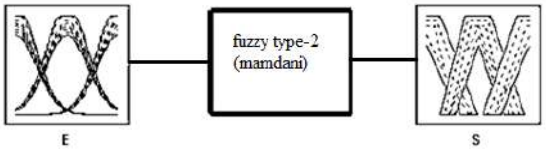


Figure IV.8 Fonction d'appartenance de correcteur couple.

IV.7.3. Réglage de vitesse

Les règles floues permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrées. Elles reliant les signaux de sortie aux d'entrés par des conditions linguistiques prenant en l'expérience acquise par un opérateur humain.

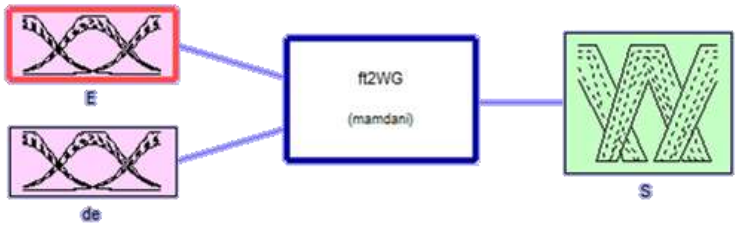


Figure IV.9 Fonction d'appartenance de correcteur vitesse.

Les règles floues permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrées. Elles reliant les signaux de sortie aux d'entrés par des conditions linguistiques prenant en l'expérience acquise par un opérateur humain. Ces règles de décision sont de la forme : si e est A

ETΔe est B, ALORS Δc est C cette base de règles de Macvicar-whelan est répartie sous la forme d'une table de décision diagonale, symétrique représentée au tableau suivant :

E / Δe	NG	NP	ZE	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NM	ZE
NM	NG	NG	NM	NP	PP
NP	NG	NM	NP	ZE	PM
ZE	NG	NP	ZE	PP	PG
PP	NM	ZE	PP	PM	PG
PM	NP	PP	PM	PG	PG
PG	ZE	PM	PG	PG	PG

Tableau IV.3 base de règle.

IV.8. RESULTA DE SIMULATION :

IV.8.1. la commande DTC améliorée par FLC type-2 en BO

Les résultats montre (système classique) les valeurs estimées suivent les valeurs de consigne, un échelon de couple 10N.m. on réalise que le flux et le couple suivent convenablement leur références, et on note les performances dynamique et statique du couple électromagnétique qui suit sa consigne, mais avec ondulation importantes.

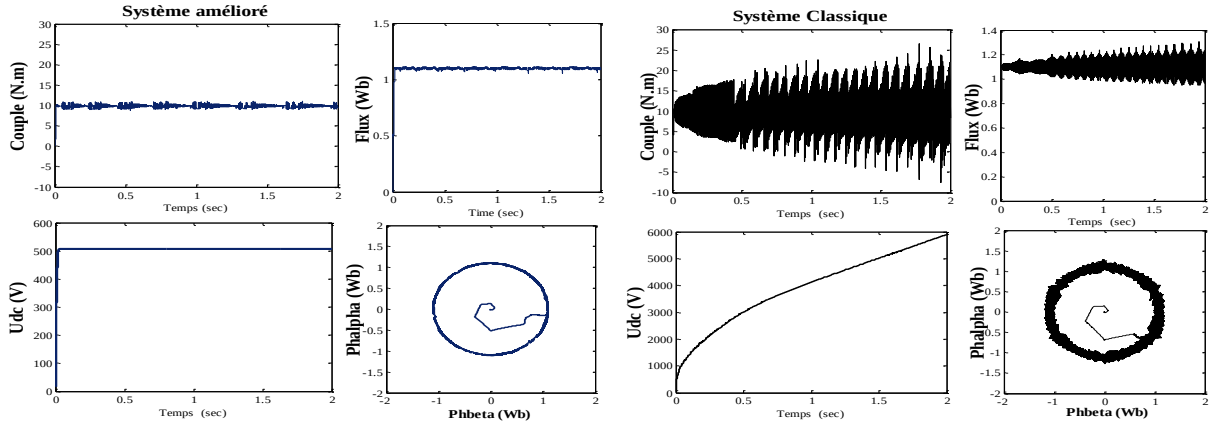


Figure IV.10 les résulta de simulation en boucle ouverte avec la DTC avec PI et la DTC amélioré par la logique floue type-2 a G=1000w/m² et T=25°.

Mais le système avec la DTC a bas du floue type-2 montre que la valeur du couple qui prend parfaitement la consigne imposée (10N.m), et durant le régime permanent le flux et le couple électromagnétique oscillent autour de leurs valeurs de références démontrant ainsi une grande stabilité, et la trajectoire de l'extrémité du flux statorique et parfaitement circulaire ce confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante par la structure de commande.

IV.8.2. La commande DTC améliorée par la FLC type-2 en BF

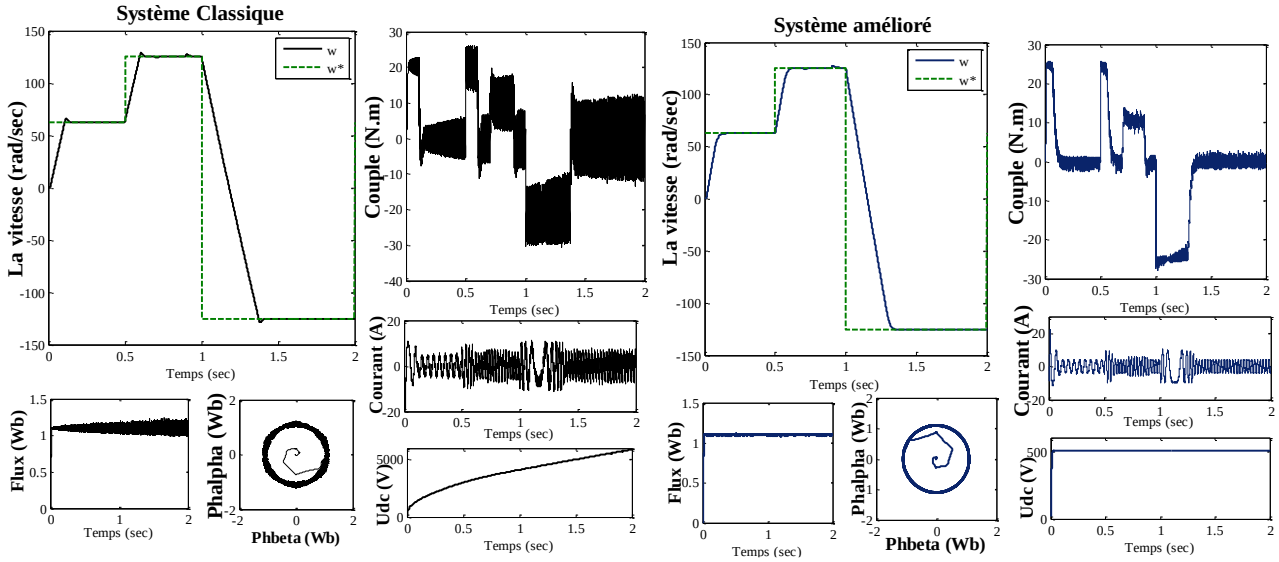


Figure IV.11. les résulta de simulation en boucle fermée avec la DTC avec contrôle classique et la DTC amélioré par la logique floue type-2 a G=1000w/m² et T=25°.

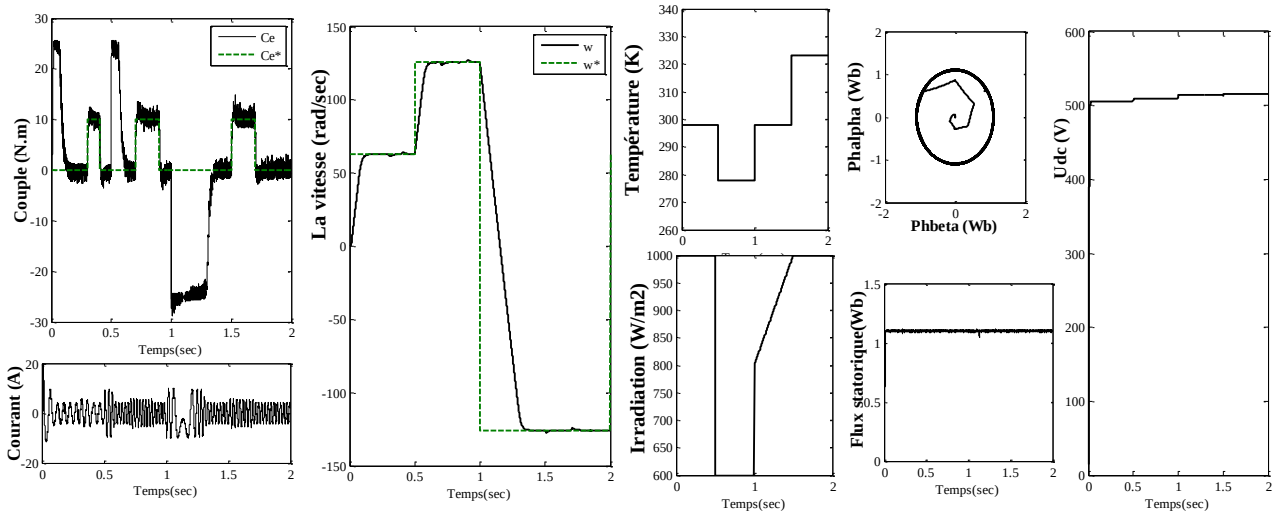


Figure 4.12.Réponses du système de pompage basées sur la logique floue de type 2 avec variation de la charge et de la température et les irradiations.

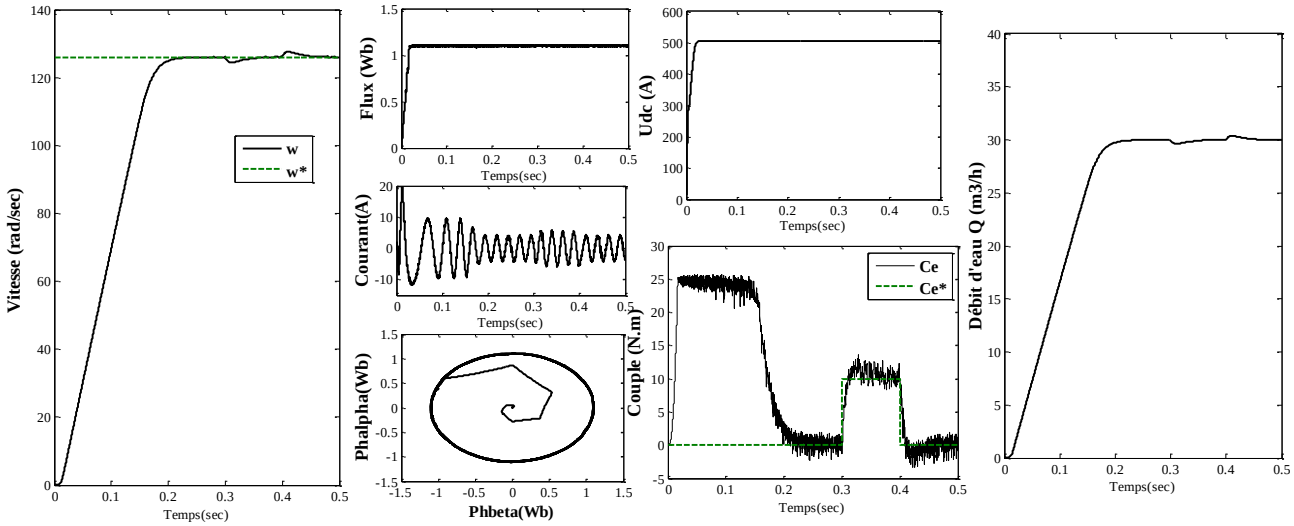


Figure IV.13 Résulta du couple, courant, flux, vitesse et la tension U_{dc} a G=1000w/m² et T=25°.

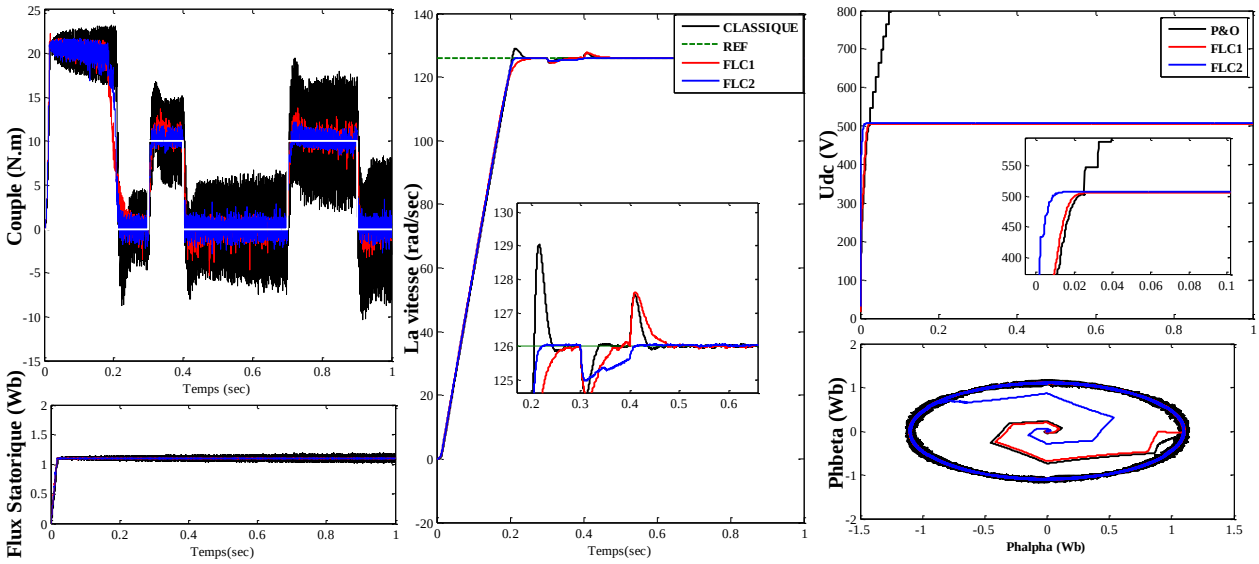


Figure IV.14 Différentes réponses utilisant DTC-DFIM avec les méthodes de logique floue type-1et type -2 de P & O classique.

Quand en a appliquer la commande avec la logique floue type-2 à la machine synchrone avec différentes formes de couple de charge et variation de vitesse en présence de la boucle de réglage de vitesse floue type-2. D'après les résultats l'utilisation de la logique floue type-2 offre de meilleures réponses par rapport la DTC classique, il ya une importante atténuation des ondulations du couple est même le flux et le courant qui parait sinusoïdale, le taux de réduction des ondulations de couple est inferieur par rapport a la DTC classique.

A la fin la comparaison entre les performances obtenus par l'utilisation du régulateur flou type-1 et floue type-1 et P&O montrée dans la figure (IV.14),a partir des résultats l'utilisation d'un régulateur floue type-2 a donnée des allures qui a de bonne poursuite des valeurs de consigne, on note que les valeurs estimées suivre les valeurs de consigne, en note que l'introduction de la charge conduit à une légère chute de vitesse qui ne sera complètement rejeté .

IV.8.3 .vérification de robustesse

Dans cette partie on présente les résultats de simulation pour voir la robustesse de la commande floue, face à la variation paramétrique due à plusieurs phénomènes et perturbations, à savoir, l'état magnétique de la machine caractérisé par le phénomène de saturation qui influe sur les inductances de la machine. L'effet de la température sur les résistances en particulier, la variation de la vitesse rotorique qui provoque l'évolution de l'effet de peau. La variation de la charge qui peut affecter l'inertie du rotor et le coefficient de frottement...etc.

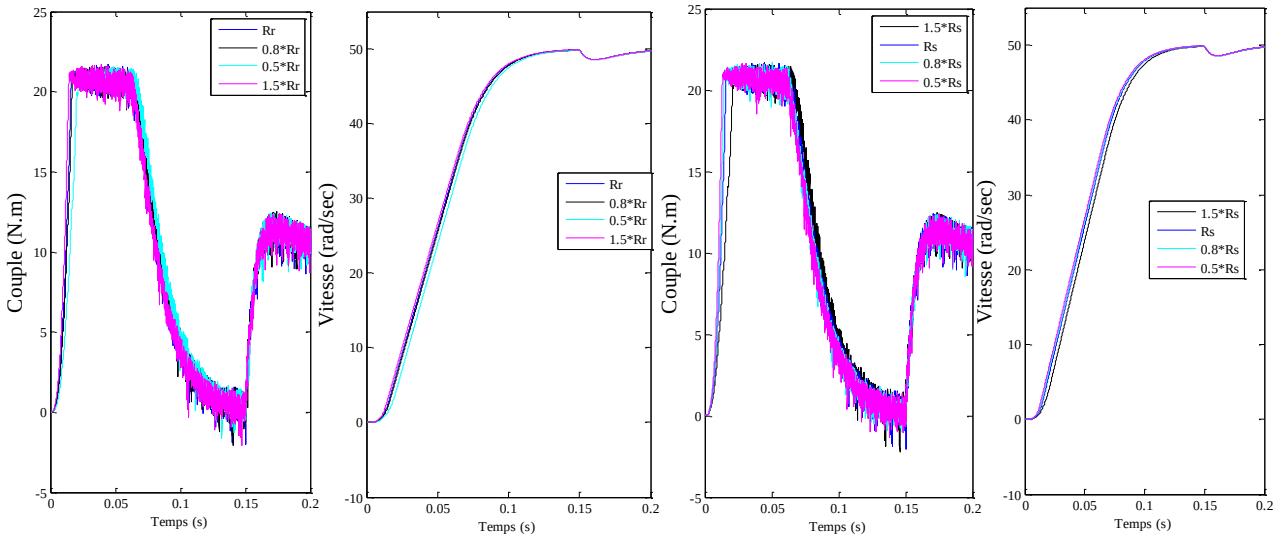


Figure IV.15 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique et rotorique

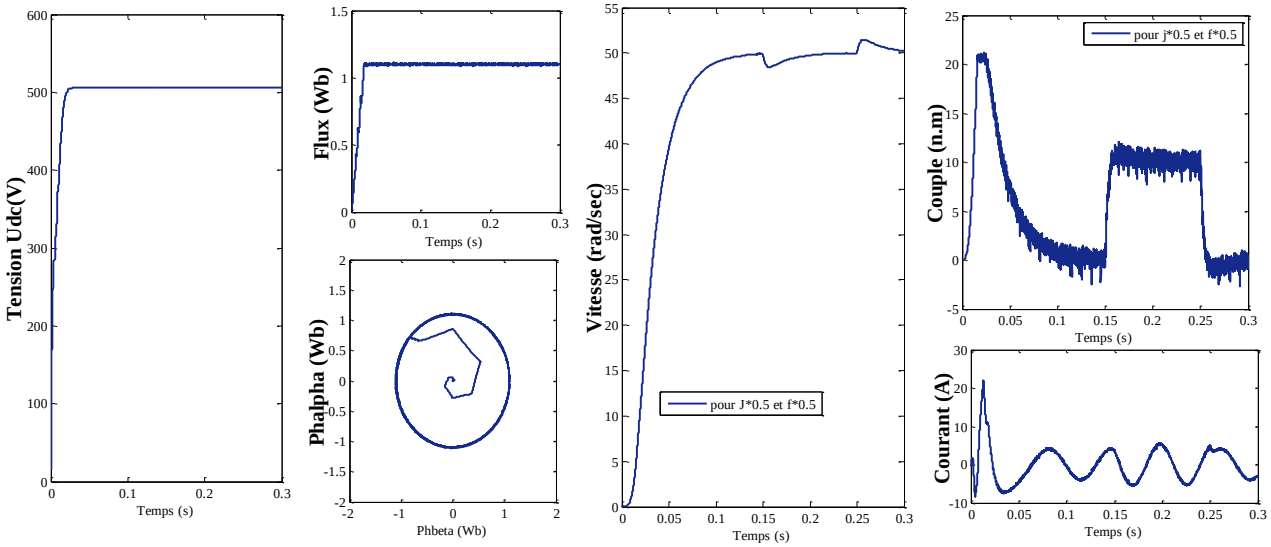


Figure IV.16 Robustesse vis-à-vis la variation frottement et l'inertie.

IV.9. CONCLUSION :

Dans ce travail, une solution à trois problèmes, dont le premier est lié à la technique utilisée pour contrôler le MAS, c'est-à-dire obtenir un contrôle robuste (DTC), avec moins d'ondulations de couple, a remplacé les comparateurs d'hystérésis par floue type-2 contrôleurs, pour minimiser les ondulations de couple élevé. Pour obtenir de meilleures performances en boucle fermée, nous avons remplacé la vitesse du rotor PI classique par un contrôleur floue type-2 et en a fait la comparaison entre les techniques de commande.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Plusieurs travaux ont été portés sur les systèmes à énergie renouvelable, que ce soit les énergies photovoltaïque, éolienne ou encore hybride.

Dans ce travail, on a proposé en premier lieu, des algorithmes 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 maintenue constante. C'est dans ce but que nous avons proposé des techniques basées sur l'intelligence artificielle telle que la logique floue type-2 en les comparant avec celle de la logique floue type-1, qui ont été par la suite comparé avec la méthode la plus classique dite P&O.

Le système proposé est testé pour un module de pompage composé d'une pompe centrifuge entrainée par un moteur asynchrone à cage d'écureuil. Les résultats de simulation ont illustré les performances de notre système pour différentes valeurs de la température et de l'irradiation. Afin de voir, le comportement du système par rapport aux variations climatiques, nous avons fait des simulations pour des variations de la charge en appliquant un couple résistant avec variation de la vitesse de rotation. Les résultats ont montré que le système est stable, en effet, la tension délivrée par le système photovoltaïque accompli une bonne poursuite de la tension de référence choisie, donc, une étude comparative entre ces différentes techniques de commande, nous a amené à conclure que le contrôleur flou est le plus performant concernant le temps de réponse de la tension et les oscillations du couple électromagnétique et le flux statorique. Donc, il nous offre de bons résultats avec la logique flous par rapport aux techniques conventionnelle.

Dans cette chaine, la méthode de contrôle direct du couple DTC, l'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquences de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants.

Nous avons montré, suite aux résultats de simulation, que cette commande intelligente assure la poursuite de la puissance maximale fournie par le générateur photovoltaïque et améliore sa tension de sortie afin d'obtenir une bonne source qu'on peut utiliser pour notre système de pompage, la vitesse du moteur arrive à la valeur de consigne dans un délai acceptable, et par conséquent le débit d'eau désiré.

L’ensemble de ces travaux présentés dans ce mémoire, nous a permis d’identifier plusieurs pistes de recherches pour nos prochains travaux. On peut citer :

- Une validation expérimentale de la chaine de pompage étudiée.
- Améliorer nos régulateurs intelligents par des techniques d’optimisation Méta-heuristiques par exemple en combinant (FLC-GOA),
- Appliquer ces techniques intelligentes aux systèmes à énergie renouvelable hybride (systèmes photovoltaïque/éolienne-batterie) connecté aux réseaux électriques.

PARAMÈTRES DE LA MACHINE ÉTUDIÉE :

Machine asynchrone (MAS)

Puissance nominale	4.5 Kw
Couple nominal	10 N.m
Flux nominal	1 Wb
Fréquence	50 Hz
Résistance	3.72 Ω
L_S	0.274 H
L_r	0.274 H
Inductances mutuelle $M_{s\,r}$	0.0258 H
Moment d'inertie	00.031 Kg/m^2
Coefficient de frottement	0.001136 SI
Nombre de pair de pôles	2

FICHE TECHNIQUE DE (BP MSX120) DE MODULE DE PV :

Tension de circuit ouvert V_{co}	42.1V
Courant de court-circuit I_{cc}	3.87A
Tension au MPP (V_{MPP})	33.7V
Puissance maximale (P_{MAX})	120W
Courant au MPP (I_{MPP})	3.56A
Résistance parallèle (R_p)	0.473Ω
Résistance série (R_S)	1367Ω

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[ABI17].Z.Abid, Alitim, « Application De La Logique Flou Pour Poursuite Du Point De Puissance Maximale D'un Générateur Photovoltaïque », Mémoire De Master, Université Dr Tahar Moulay, Sadïa, 2017.

[**ANN11**].M. Annane, « Analyse de stabilité et synthèse des systèmes flous type-2 », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas, Sétif.2011.

[AKK07].K.Akkouchi, « commande directe du couple(DTC) d'une machine asynchrone », Mémoirede Magister, université BadjiMoktar, Annaba,2007.

[Bel18].M.Belcacemi, L.Ghrdoui.« Etude Et Simulation De Poursuite Du Point De Puissance Maximale D'un Générateur Photovoltaïque Base Sur L'intelligence Artificielle ».Mémoire De Master, Université Yahia Fares, Médéa, 2018.

[BEN10].L.Benalia, « commande en tension des moteurs à induction double alimentés ».thèse de doctorat, université de Batna,2010.

[BEN12].W.Bensaci. « Modélisation et simulation d'un système Photovoltaïque adapté parune commande ».Mémoire De Master. Université Kasdi MERBAH. Ourgla.2012.

[BER16].H.Berrezzoug. « Principe De Fonctionnement Et Mesure Des Caractéristiques D'une Cellule Photovoltaïque ». Mémoire De Master. Université Dr Moulay Tahar. Saïda.2016.

[BEN17].N.Benmesoud.M.Keciri. « Etude Et Maximisation De Puissance D'un Système Photovoltaïque ». Mémoire De Master, Université Abderrahmane Mira, Bejaïa, 2017.

[BEN17].M. Benouatas. « Amélioration de commande DTC appliquée a la Machine synchrone a aimant permanant par la logic floue type-2 ».Diplôme de Master. Université Dr Yahia Fares. Médéa. 2017.

[DEB15].N.Debili, « Etude Et Optimisation En Environnement Matlab /Simuling D'un Système De Pompage Photovoltaïque ». Mémoire De Magister, Université Des Sciences Et Technologie, Constantine, 2015.

[**GAR12**].S.Garaidia. « commande Adaptative floue type-2- par mode glissant dse systemes chaotique ».diplome de Master.universite kasdi Merbah.Ouargla.2012.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[KHE11].A.Khemis. « Application de la logique floue type-2- intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone ».Mémoire de Magister. Université Mohamed Khider. Biskra.2011.

[LAG16].I.Laghouag « commande par logique floue type-2- appliquée à la machine asynchrone. "Asynchrone. »Mémoire de Master. Université Mohamed Boudiaf, M'sila.2016.

[LOU16].D.Loukiz. « Poursuite du Point Maximale d'un Système Photovoltaïque Par Les Méthodes Intelligents ».Mémoire De Master. Université Mohamed Boudiaf. Msila.2016.

[**MES17**].A. Mestouri. « Commande d'une machine asynchrone par un onduleur sa sœur d'énergie est obtenue par photovoltaïque ».Mémoire de Master, Université de Badji Mokhtar, Annaba,2017.

[**MOK18**].R.Mokadem.M.Benmchiriz. « Commande directe du couple(DTC) fermeture éclaire de la machine asynchrone ». Mémoire de master, université Yahia Fares de Médea, 2018.

[Sad10].R. Sadouni. «Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile ». Mémoire de magister université de djilaliliabes .sidi belabbes, 2010.

[SLA11].F. Slama. « Modélisation D'un Système Multi Générateurs Photovoltaïques Interconnectés Au Réseau Electrique ». Mémoire De Magistère. Université Ferhat Abbas. Sétif.2012.

[ZEG17].M.Zegai. « Synthèses des Techniques de DTC Associe à l'intelligence Artificielle Appliquée au contrôle d'un Moteur asynchrone Alimenté par onduleur Multi- Niveaux ». Mémoire de Doctorat, université Mohamed Boudiaf, Oran.2017.

[CHI08].A. CHIKLI . « Commande directe du couple du Moteur Asynchrone-Apport la logique floue ». Mémoire de Magister. Université de sciences de l'ingénieur. Batna.2008.

[HAM13].F.Hamida, « contribution à la commande Neuro-floue de machines électriques ».thèse doctorat de l'ENP.2013.

[CHO17].W.Chouikhi. « Réalisation D'une Commande Buck-Boost Pour PV ». Mémoire de Master. Université Abou Baker Belkaid. Tlemcen.2017.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES