الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

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

---

Université Dr. Yahia Farès de Médéa
Faculté des Technologies



Mémoire de fin d'étude de Master

Département du Génie Électrique
Spécialité : Commande Electrique

THEME

AMÉLIORATION DE PERFORMENCES DU SYSTEME PV-CV-MADA PAR DES TECHNIUQES DE L'INTELLIGENCES ARTIFICIELLE (LA LOGIQUE FLOUE)

Proposé et dirigé par :

M^elle^MOUACI Manel.
M^elle^BELKHIRAT Feriel.

Préparé et présenté par :

Dr. HAMIDIA.Fethia
Dr. ABBADI.Amel

PROMOTION 2019-2020

Dédicace

Je dédiée ce modeste travail :

A ma chère mère,

A mon cher père,

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

A mes chères frères, Younes et Abderrahmane.

A mes chères sœurs, Haïfa et Soumia,

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

A ma chère binôme, Feriel

Pour sa sympathie et entente.

A toute ma famille

✍ MOUACI MANEL

Dédicace

Je dédiée ce modeste travail :

A ma chère mère

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

A mon cher père

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

A mes très chères frères Oussama et Abdelkrim.

A mes chères amies Manel et Meriem pour les aides dans les moments difficiles.

Puisse Dieu vous donne santé, bonheur, et surtout réussite

✍ BELKHIRAT FERIEL

Remerciement

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

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

On remercie aussi tous les membres jury d'avoir nous honorer par leur présence dans notre soutenance et d'accepter jury ce travail.

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

Merci à tous et toutes

تحسين أداء نظامالمتكون من آلة غير متزامنة مزدوجة التغذية- تقنية التحكم الشعاعي- النظام الكهروضوئي بمنطق الضبابي

ملخص

الهدف من العمل المقدم في هذه الأطروحة هو تحسين أداء النظام المتكون من آلة غير متزامنة مزدوجة التغذية- تقنية التحكم الشعاعي- النظام الكهروضوئيالخاص بنا.

لكي يعمل النظام الكهروضوئي بأقصى طاقته ولأنه من الضروري الحفاظ على ثبات الجهد الذي يوفره النظام الكهروضوئي .سيقترح هذا العمل منطقًا ضبابيًا ليحل محل طريقة P&O-MPPT ومنظم السرعة PI الكلاسيكي.

كلمات مفتاحية:

آلة غير متزامنة ثنائية التغذية، النظام الكهروضوئي،التحكم الشعاعي،'MPPT-P&O' , الذكاء الاصطناعي ' منظم السرعةPI.

PVG-FOC-DFIM system performance using Fuzzy Logic Technique Improved

Abstract

The aim of the work presented in this thesis is to improve the performance of our PV-FOC-DFIM. To operate photovoltaic panel at maximum power and as it is necessary to keep the voltage delivered by the photovoltaic system constant.

This work proposes a fuzzy logic technique to replace the traditional P&O-MPPT method and PI speed regulator.

Key words

Double-fed asynchronous machine, PVG, field-oriented control (FOC),MPPT, fuzzy logic, P&O.

Amélioration de performances du système PV-MADA-CV basé sur la logique floue

Résumé

L'objectif des travaux présentés dans ce mémoire est d'améliorer les performances de notre système PV-MADA-FOC. Pour que le système photovoltaïque fonctionne à sa puissance maximale et comme il est nécessaire de maintenir la tension délivrée par le système photovoltaïque constante. Ce travail proposera la logique floue pour remplacer la méthode P&O-MPPT et le régulateur classique PI.

Mots clés

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), PVG, la commande vectorielle (FOC), MPPT, la logique floue, P&O.

LISTE DES TABLEAUX

Tableau. III.1	Etablissement des expressions des tensions simples et composées.....	48
Tableau. V.2	Base de règle.....	79

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	Schéma d'un système photovoltaïque	03
Figure I.2	Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque	04
Figure I.3	Représentation schématique d'une cellule solaire	05
Figure I.4	Schéma électrique d'une cellule photovoltaïque	06
Figure I.5	Composants d'un générateur PV	09
Figure I.6	Courbe P=f(V) d'un module photovoltaïque	09
Figure I.7	Caractéristique I =f (V) d'un module photovoltaïque	10
Figure I.8	Caractéristique I(V) pour différentes températures (G=1000W/m²)	11
Figure I.9	Caractéristique P(V) pour différentes températures (G=1000W/m²)	11
Figure I.10	Caractéristique I(V) pour différents niveaux d'éclairement (T=25°C)	12
Figure I.11	Caractéristique P(V) pour différents niveaux d'éclairement (T=25°C)	12
Figure I.12	Module photovoltaïque	13
Figure I.13	Groupement de cellules en série	14
Figure I.14	Groupement de cellules en parallèle	14
Figure I.15	Groupement de cellules série- parallèle	15
Figure I.16	Protection des modules par les diodes anti retour by-pass	15
Figure II.1	Schéma fonctionnel général du système P(V) avec MPPT	18
Figure II.2	Schéma électrique du convertisseur Boost	20
Figure II.3	Caractéristique de la tension et du courant du hacheur survolteur	21
Figure II.4	Circuit électrique de base du hacheur dévolteur	22
Figure II.5	Caractéristique de la tension et des courants d'un convertisseur Buck	23
Figure II.6	Circuit électrique de base du hacheur dévolteur /survolteur	23
Figure II.7	Caractéristique de la tension et du courant du Buck-Boost	24
Figure II. 8	Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT	25
Figure II.9	Schéma de converge vers le MPP par P&O	27
Figure II.10	Algorithme de perturbation et de l'observation (P&O)	27
Figure II. 11	Signe de $\frac{dP}{dV}$ pour différentes zones de fonctionnement	29
Figure II. 12	Organigramme de la méthode d'incrémentation de l'inductance	30
Figure III. 1	Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	31
Figure III. 2	Représentation schématique de la MADA	33
Figure III. 3	Repérage angulaire de système d'axes (d_q)	36
Figure III. 4	Représentation des enroulements fictifs d'axes d etq	40
Figure III. 5	Schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la MADA	43
Figure III. 6	Structure de redresseur triphasé	43
Figure III. 7	Structure d'un filtre passe bas	44
Figure III. 8	Schéma simplifié de l'onduleur triphasé	44
Figure III. 9	Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé	47
Figure III .10	Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle	48
Figure III.11	Evolution du flux statoriques et rotoriques	50
Figure III.12	Démarrage à vide pour une MADA alimentée en tension (où rotor est Court-circuité et alimenté à l'instant 2sec)	50
Figure III.13	Démarrage à vide pour une machine MADA alimentée par un Onduleur (où rotor est Court-circuité et alimenté à l'instant 2sec)	51

LISTE DES FIGURES

Figure IV.1	Principe de commande découplée pour la machine à CC à excitation séparée et la machine asynchrone à double alimentation.....	53
Figure IV.2	Orientation du flux statorique.....	55
Figure IV.3	Schéma de principe de la commande vectorielle.....	58
Figure IV.4	Schéma de régulation de courant Ird.....	59
Figure IV.5	Schéma de régulation du courant Irq.....	62
Figure IV.6	Schéma de régulation du flux statorique.....	62
Figure IV.7	Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.....	63
Figure IV.8	Résultats de simulation de la Commande Vectorielle.....	65
Figure V.1	Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.....	66
Figure V.2	Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.....	67
Figure V.3	Schéma synoptique général d'un système flou.....	67
Figure V.4	Fonction d'appartenance caractérisant un ensemble classique (a) et d'un ensemble flou (b).....	69
Figure V.5	Exemple de fonctions d'appartenance.....	70
Figure V.6	Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation.....	77
Figure V.7	Fonction d'appartenance de MPPT-Flou.....	78
Figure V.8	Structure de réglage de la vitesse de la machine en utilisant un régulateur floue.....	78
Figure V.9	Les fonctions d'appartenance des différents variables linguistiques.....	79
Figure V.10	Réponse de tension Udc.....	80
Figure V.11	Réponse de couple , de flux et de courant en utilisant FOC-DFIM avec méthode MPPT floue et variation de charge (G=1000W/m²,T=298k°).....	81
Figure V.12	Tension continue vitesse rotorique avec variation de température et d'irradiation.....	81

C_{em}	Le couple électromagnétique (N.m).
C_r	Couple résistant (N.m).
d	Indice de l'axe direct.
e	La charge d'électron ($e = 1.6 \times 10^{-19} C$) .
FF	Facteur de forme.
f	Coefficient de frottement (N.m sec/rad).
Icc	Le courant de court-circuit (A).
$Imax$	Le courant maximale (A).
Iph	Les photo- courants générés par les cellules solaires (A).
Ipv	Le courant fournie par la cellule lorsqu'elle fonctionne en générateur(A)
I_r	Courant rotorique (A).
I_s	Courant statorique (A).
I_{sdq0}, I_{rdq0}	Le courant statorique et rotorique dans le repère (d, q,0).
J	Le moment d'inertie des parties tournantes (Kg.m^2)
K	La constante de Boltzmann ($1.381 \times 10^{-23}\ J/K$).
L_s, L_r	L_s, L_r : matrices d'inductances statorique et rotorique (H)
L_{s0}, L_{r0}	Coefficient d'inductance homopolaire statorique et rotorique
l_s, l_r	Coefficients d'inductances statoriques et rotoriques (H).
M_{rs}, M_{sr}	Matrices d'inductances mutuelles entre stator et rotor (H).
m_{sr}, m_{rs}	Valeurs maximales de l'inductances mutuelle entre le stator et le rotor (H).
n	Le facteur de qualité de la diode.
η	Le rendement.
o	Indice de l'axe homopolaire.
P	Nombre de pair de pole.
$P(\theta)$	La matrice de transformation de Park.
P_{elec}	La puissance électrique (W).
$Pmax$	La puissance maximale (W).
q	Indice de l'axe en quadrature.
R_s	La résistance série (Ω).
Rsh	La résistance parallèle (Ω).
R_s	Résistance statorique (Ω).
R_r	Résistance rotorique (Ω).
T	La température des cellules en Kelvin (K).
Ts	La période des impulsions.
Vco	La tension de circuit ouvert (V).
$Vmax$	La tension maximale (V).
Vpv	La tension aux bornes du PV (V).
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Les tensions simples statoriques (V).

v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}	Les tensions simples rotoriques (V).
V_{sdq0}, V_{rdq0}	La tension statorique et rotorique dans le repère (d, q,0)
ω_s	La pulsation statorique (red/sec).
ω_r	La pulsation rotorique (red/sec).
σ	Coefficient de dispersion magnétique.
Ωs	Vitesse glissement.
α	Le rapport cyclique des impulsions qui commandent l'interrupteur
θ_s	Position de stator (rad).
θ_r	Position de rotor (rad).
ϕ_s	Le flux statorique (Wb).
ϕ_r	Le flux rotorique (Wb).

AC	Courant alternatif.
AI	Artificiel intelligent.
CVD	Commande Vectorielle directe.
CVI	Commande vectorielle indirecte.
DC	Courant continue.
FLC	Fuzzy logique controller.
FOC	Field Oriented Control.
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée.
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.
GPV	Maximum Power Point Tracking.
IP	Action Intégral Proportionnelle.
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation.
MLI	Modulation à Largeur d'Impulsions.
MPPT	Maximum Power Point Tracking.
P&O	Perturbation et Observation.
PI	Action Proportionnelle et Intégrale.

INTRODUCTION GÉNÉRALE 01

CHAPITRE. I.ETAT DE L'ART DES SYSTEMES PHOTOVOLTAIQUES

I.1. Introduction 03
I.2. Définition du photovoltaïque 03
I.3. L'effet photovoltaïque 04
I.4. La cellule photovoltaïque 04
I.5. Modèle d'une cellule photovoltaïque 05
I.6. Paramètres d'une cellule photovoltaïque 07
I.6.1. Courant de court-circuit (Icc) 07
I.6.2. Tension de circuit –ouvert *Vco* 07
I.6.3. Puissance axiale. 08
I.6.4. Facteur de forme 08
I.6.5. Le rendement. 08
I.7.Générateur photovoltaïque 09
I.7.1. Caractéristique D'un Générateur PV 09
I.7.1.1. Caractéristique puissance-tension 09
I.7.1.2. Caractéristique courant-tension. 10
I.8. Effets climatiques sur la cellule PV. 11
I.8.1. Influence de la température sur la cellule. 11
I.8.2. Influence de l'éclairement sur le générateur PV 12
I.8.3. Influence de l'association série des cellules PV 13
I.9. Protection d'un PV. 15
I.10. Système de refroidissement. 16
I.11. Conclusion 16

CHAPITRE. II.CONVERTISSEURS DC-DC ET COMMANDE MPPT

II.1. Introduction 18
II.2. Etages d'adaptations 18
II.3. Les convertisseurs DC-DC (Hacheurs 19
II.4. Type de convertisseurs... 19
II.4.1 Hacheur survolteur (Boost)... 19
II.4.1.1. Modèle mathématique équivalent. 20

II.4.2. Hacheur dévolteur (Buck).... 22
II.4.3. Convertisseur Buck-Boost…. 24
II.5. Commande MPPT des convertisseurs DC-DC…. 25
II.5.1. Classification des commandes MPPT selon le type derecherche..... .25
II.5.1.1. MPPT indirecte..... .25
II.5.1.2. MPPT direct. ..... .25
II.5.2. Poursuite du point de puissance maximale du générateur photovoltaïque..... 26
II.5.2.1. Algorithme de perturbation et observation (P&O)..... 26
II.5.2.1. Algorithme Incrémental conductance (INC). ..... .27
II.5.2.3. Le contrôle du MPPT à base de logique floue (Fuzzy Logic Control).....30

II.6. Avantages et inconvénients de (P&O) 29
II.6.1. Avantages..... 29
II.6.2. Inconvénients..... ..... .29
II.7. Conclusion..... 30

CHAPITRE. III.

LA MODELISATION DE LA MADA

III.1. Introduction. ..... .31
III.2. Structure de MADA..... ..... .31
III.3. Modélisation de la MADA..... 32
III.3.1.Hypothèse simplificatrice…. 32
III.3.2. Modèle triphasé de MADA..... 32
III.3.2.1. Les équations électriques…. 33
III.3.2.2.les équations magnétiques..... .34
III.3.2.3. Couple électromagnétique..... 35
III.4. La transformation de Park..... 36
III.4.1. Définition..... 36
III.5. Le modèle mathématique dans le référentiel de Park 37
III.5.1.les équations électriques..... .37
III.5.2. Les équations magnétiques..... 38
III.6. Choix de référentiel de Park..... 42
III.7. Modélisation de la MADA sous la forme d'état.... 43
III.8. Modélisation des convertisseurs..... 43
III.9. Résultats de simulation..... 49

III.10 .Conclusion.....51

CHAPITRE. IV.LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA

IV.1. Introduction..... .52
IV.2. Généralité sur la commande vectorielle.....52
IV.2.1. But de la commande vectorielle.....53
IV.2.2. Principe de la commande vectorielle... 53
IV.2.3. Variante de la commande. 54
IV.3. La commande vectorielle par orientation de flux statorique. 54
IV.4. Les types de la commande vectorielle 57
IV.4.1. Commande vectorielle directe(CVD) 57
IV.4.2. Commande vectorielle indirecte (CVI).....57
IV.5. Structure de la commande vectorielle directe de la Mada… 57
IV.5.1. Bloc de défluxage... 58
IV.5.2. Principe Du Découplage Par Compensation.....58
IV.5.3. Estimation Du Flux Statorique. 58
IV.6. Calcul des régulateurs.....59
IV.6.1. Régulation Du Courant Rotorique Directe..... 59
IV.6.2. Régulation du courant rotorique quadrature. 61
IV6.3. Régulateur du flux statorique 62
IV.6.4. Régulation de vitesse par un régulateur IP…. 63
IV.7. Résultats de Simulation avec Application de la Commande 64
IV.8. Conclusion 64

CHAPITRE. V.PV-FOC-MADA BASE SUR LA LOGIQUE FLOUE

V.1.Introduction. 65
V.2. Principe et Historique de la Logique Floue.....65
V.3. Théorie des ensembles floue. 66
V.3.1.Définition 66
V.3.2. Les sous-ensembles flous. 67
V.3.2.1. Théorie des sous-ensembles flous. 68
V.3.3.les Variable linguistique. 69
V.4. Fonction d'appartenance. 69
V.4.1. Opérations sur les ensembles flous. 70
V.4.2. Raisonnement en logique floue 72

V.5. Défuzzification ... 74
V.5.1. Méthode du maximum vitesse. 75
V.5.2. Méthode de la moyenne des maximal. 75
V.5.3. Méthode du centre de gravité. 75
V.5.4. Méthode des hauteurs pondérées. 75
V.6.Les avantages et inconvénients de la logique floue. 76
V.6.1. Les avantages..... 76
V.6.2. Les inconvénients..... 77
V.7.Système de pompage a base de la logique floue. 77
V.7.1. MPPT basé sur l'intelligence artificielle..... 78
V.7.2. Réglage de vitesse..... 78
V.8. Schéma de commande du MADA... 78
V.9.Résultats de Simulation..... 79
V.10.Conclusion..... 81

CONCLUSION GÉNÉRALE 82
PARAMÈTRES DE LA MACHINE 83
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES 85

L'énergie est la base de toute activité humaine. Parmi les différents types d'énergie que l'homme a besoin au quotidien, c'est l'électricité, elle est la plus importante qui lui sert pour l'éclairage, le chauffage, la cuisson, la distraction, la communication et l'information, etc. Au cours du XXe siècle, on a abondamment utilisé les combustibles et les sources d'énergie à base d'hydrocarbures, ce qui s'est manifesté par le dégagement de grandes quantités de gaz notamment le dioxyde de carbone. [GHE18]

Les énergies renouvelables telles que l'énergie solaire non polluante et inépuisable, est la solution prometteuse pour nos problèmes énergétiques. La production de cette énergie est non linéaire et elle varie en fonction de l'intensité lumineuse, de la température et de la charge donc, le point de fonctionnement de panneau photovoltaïque PV ne coïncide pas toujours avec le point de puissance maximale. On utilise alors une technique qui permet la recherche et la poursuite du point de puissance maximale appelé « maximal power Tracking », afin que la puissance maximale soit générée en permanence .Pour cela, on a des algorithmes permettent d'extraire le maximum d'énergie convertie par le panneau, donc un fonctionnement optimal du système photovoltaïque. On trouve dans la littérature des algorithmes basés sur des méthodes telles que :Perturbation & Observation (P&O) et Incrément les conductances (INC-COND), ou par l'intelligence artificielle comme la logique floue proposée dans notre étude. [BEL19]

Dans le domaine des entraînements de grandes puissances, il existe une solution nouvelle et originale, utilisant une machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier. Il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) DFIM (en anglais : Doubly Fed Induction Machine), où le stator est alimenté par un réseau fixe et le rotor par alimentation variable qui peut être une source de tension ou une source de courant. La MADA trouve son application dans les entraînements de grande puissance, elle se caractérise par sa robustesse, sa longévité et une plage de variation de vitesse plus importante. Afin d'obtenir une machine asynchrone à double alimentation dont les performances sont semblables à machine à courant continu, il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de commande vectorielle, ou la commande par orientation du flux. [BEK10]

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

Donc, ce présent travail fera l'objet d'une étude de la technique de la commande vectorielle dotée d'une commande intelligente floue appliquée à la MADA et alimentée par un panneau photovoltaïque. Cette technique de commande connaît un développement important ces dernières années notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence artificielle telles que, les réseaux de neurones, la logique floue, les algorithmes génétiques, …etc.

Notre mémoire se compose de cinq chapitres :

- ✓ ***Dans le premier chapitre***, nous présentons des généralités sur les systèmes photovoltaïques, la construction des cellules PV, et le principe de l'effet photovoltaïque et un rappelle sur les générateurs PV.
- ✓ ***Dans le deuxième chapitre,*** On va étudier quelques types de convertisseurs DC-DC, Ainsi, on décrive des commandes MPPT classique Des convertisseurs DC- DC basée sur réaction de puissance (P&O et IndCond) avec les avantages et inconvénients.
- ✓ ***Dans le troisième chapitre,*** nous présentons la machine asynchrone à double alimentation, ses caractéristiques et son principe de fonctionnement, ses avantages et inconvénients. Ce chapitre est aussi consacré à la modélisation de la MADA, nous commençons par son modèle basé sur la transformation de Park afin d'obtenir sa représentation d'état, nous commentons par la suite les résultats de simulation après illustration et visualisation.
- ✓ ***Le quatrième chapitre,*** est dédié à la présentation de la technique de commande vectorielle appliquée au flux statorique munie d'un réglage de vitesse du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par un régulateur classique IP. Les performances de cette commande vectorielle seront montrées par des résultats de simulation.
- ✓ ***Dans le cinquième chapitre,*** pour améliorer les performances du système hybride PV-FOC-MADA, on appliquera la commande par logique floue pour remplacer les techniques classiques tels que la méthode P&O et le régulateur IP. Où on va faire une présentation générale sur la théorie de la logique floue, suivie par la commande MPPT basé sur la logique floue, ensuite nous exposerons les résultats de simulation.

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

CHAPITRE

I

ETAT DE L'ART DES SYSTEMES PHOTOVOLTAIQUES

I.1. Introduction :

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

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

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

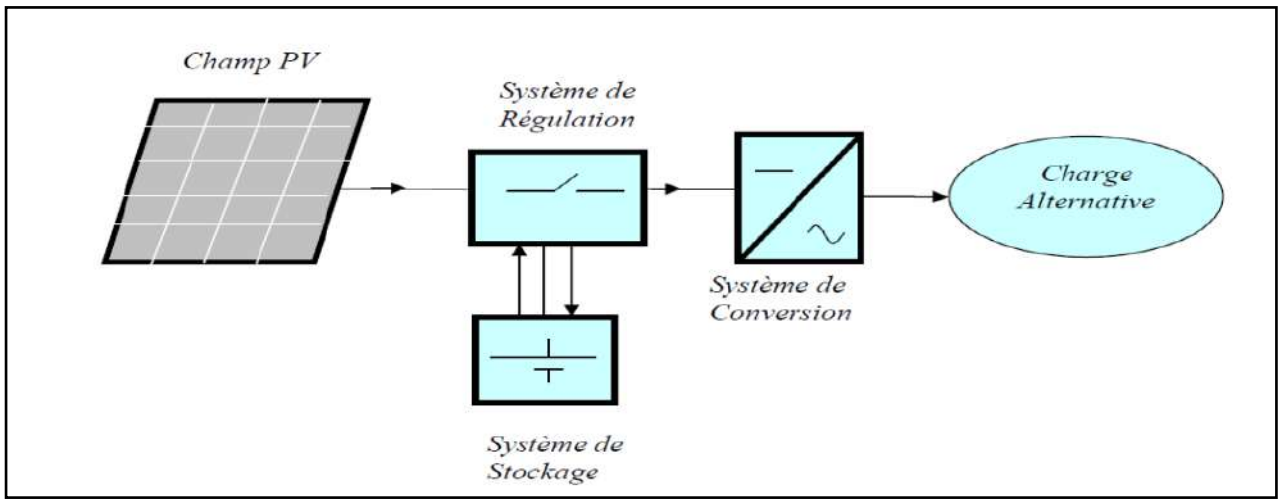


Figure I.1 : Schéma d'un système photovoltaïque

I.2. Définition du photovoltaïque :

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

l'énergie solaire en électricité qui a été découverte par le physicien français Antoine BECQUEREL en 1839.

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

I.3. L'effet photovoltaïque :

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

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

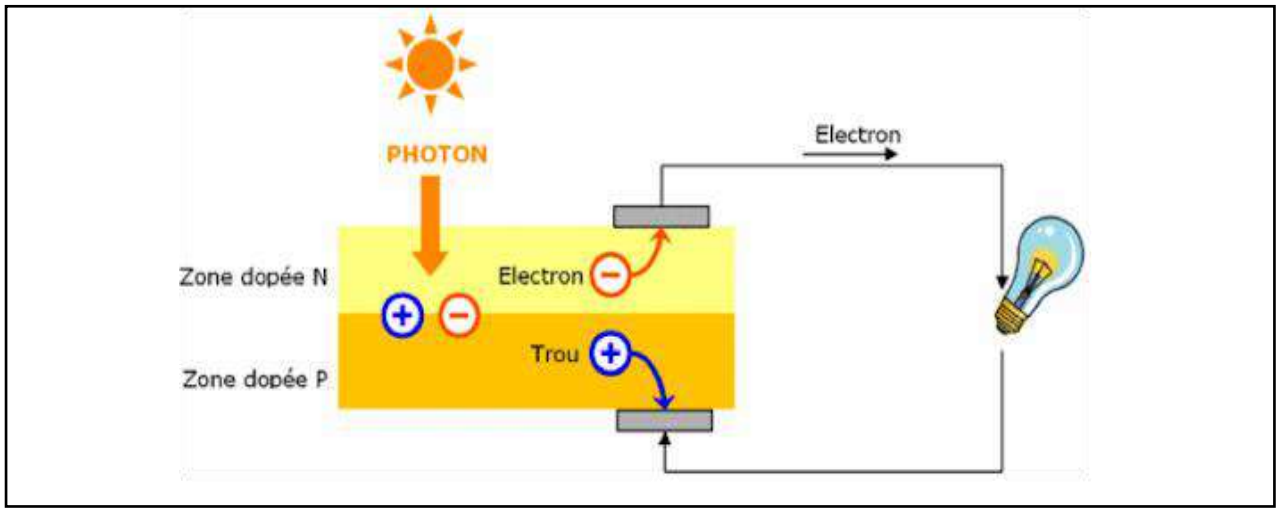


Figure I.2 : Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque

I.4. La cellule photovoltaïque :

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

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

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

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

- Absorption des photons par le matériau.
- Transfert d'énergie des photons aux charges électriques.
- Collecte des charges générées dans le dispositif. [BEN14]

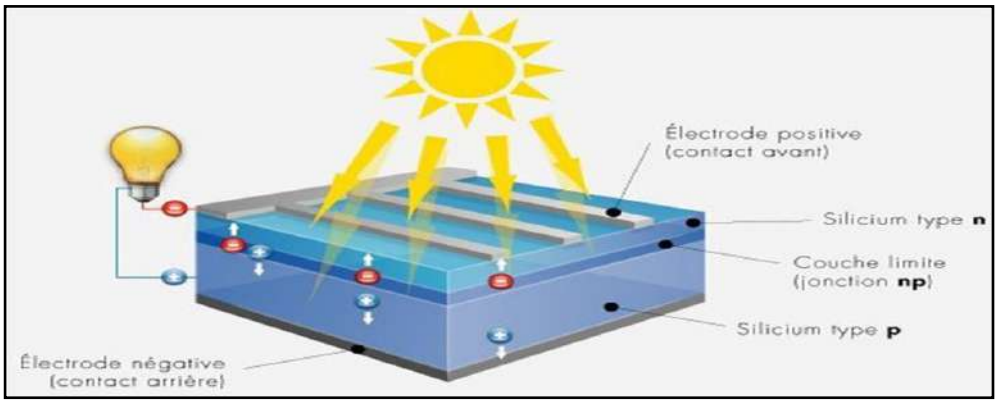


Figure I.3 : Représentations schématique d'une cellule solaire

I.5. Modèle d'une cellule photovoltaïque :

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

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

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

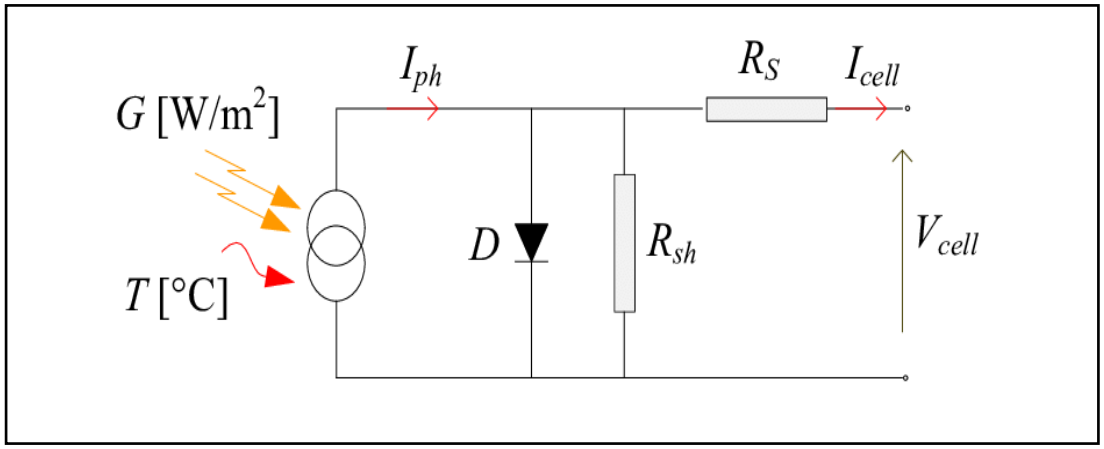


Figure I.4 : Schéma électrique d'une cellule photovoltaïque

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

$$Ipv = Iph - Isat\left(\exp^{\left(\frac{e\,(Vpv+(Ipv*Rs))}{nkT}\right)} - 1\right) - \frac{(Vp+(Ipv*Rs))}{Rsh} \qquad \textbf{(I.1)}$$

Les différents paramètres caractéristiques des cellules photovoltaïques sont :

Ipv : le courant fournie par la cellule lorsqu'elle fonctionne en générateur.
Iph :Les photo-courants générés par les cellules solaires (A).
Isat : Le courant de saturation (A).
e : La charge d'électron ($e = 1.6 \times 10^{-19} C$) .
Vpv : La tension aux bornes du PV (V).
Rs : La résistance série (Ω).
Rsh : La résistance parallèle (Ω).
n : Le facteur de qualité de la diode ($1 < n < 3$).
K : c'est la constante de Boltzmann ($1.381 \times 10^{-23}\ J/K$).
T : la température des cellules en Kelvin (K). [BEL19]

I.6. Paramètres d'une cellule photovoltaïque :

Les paramètres des cellules photovoltaïques (*Icc, Vco et FF*) extraits des caractéristiques courant-tension, permettent de comparer différentes cellules éclairées dans des conditions identiques. [KAM12]

I.6.1. Courant de court-circuit (Icc) :

C'est le courant pour laquelle la tension aux bornes de la cellule ou du générateur PV est nulle .Dans le cas idéal (Rs nulle et Rsh infinie).

$$Icc = Iph - Isat\left(\exp^{\left(\frac{e(Icc*Rs}{nkT}\right)} - 1\right) - \left(\frac{Icc*Rs}{Rsh}\right) \quad \textbf{(I.2)}$$

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

$$Isat\left(\exp^{\left(\frac{e(Icc*Rs}{nkT}\right)} - 1\right) \quad \textbf{(I.3)}$$

Devant Iph, l'expression approchée du courant de court-circuit est alors :

$$Icc \cong \frac{Iph}{\left(1+\frac{Rs}{Rsh}\right)} \quad \textbf{(I.4)}$$

Quantitativement, il a la plus grande valeur du courant généré par la cellule pratiquement(Icc=Iph**)**. [BEL19]

I.6.2. Tension de circuit–ouvert *Vco* :

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

$$0 = Icc - Isat\left(\exp^{\left(\frac{eVpv}{nkT}\right)} - 1\right) - \left(\frac{Vpv}{Rsh}\right) \quad \textbf{(I.5)}$$

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

$$Vco = V_T \ln\left(\frac{Iph}{Isat}+1\right) \quad \text{[BER16]} \quad \textbf{(I.6)}$$

I.6.3. Puissance maximale :

C'est la relation entre la tension maximale (Vmax)et l'intensité maximale (Imax) et que sous les conditions normalisées d'ensoleillement standard (Température=25° et un Eclairement = 1000 w/m2), elle est donnée par la relation : [FON09]

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

I.6.4. Facteur de forme :

A l'aide de la caractéristique courant-tension d'une cellule dans l'obscurité et sous éclairement, il est possible d'évaluer les performances et le comportement électrique de la cellule photovoltaïque, donc Facteur de forme ou facteur de courbe, est définit comme le rapport entre la puissance maximale et le produit (Icc, Vco), d'où il est donne par la relation : [BER16]

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

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

I.6.5. Le rendement :

Il est défini comme le rapport entre la puissance maximale produite par la cellule et la puissance du rayonnement solaire qui arrive sur la cellule. [OLE05]

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

Puic: Puissance incident. Où d'après : **Pu= FF x Icc x Vco**

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

I.7.Générateur photovoltaïque :

Les cellules solaires sont généralement associées en série et en parallèle, puis encapsulées sous verre pour obtenir un module photovoltaïque. Un générateur PV est constitué de modules interconnectés pour former une unité produisant une puissance continue élevée compatible avec le matériel électrique usuel, le modèle est schématisé dans la Figure (I.5).

Les modules PVs sont habituellement branchés en série-parallèle pour augmenter la puissance et la tension Vco, le courant Icc à la sortie du générateur. Les modules interconnectés sont montés sur des supports métalliques et inclinés suivant l'angle désiré en fonction du lieu, cet ensemble est souvent désigné par champ de modules.

Pour un certain nombre d'applications, le courant continu produit, par le générateur photovoltaïque, est convertit à l'aide d'un onduleur en courant alternatif. [OUL08]

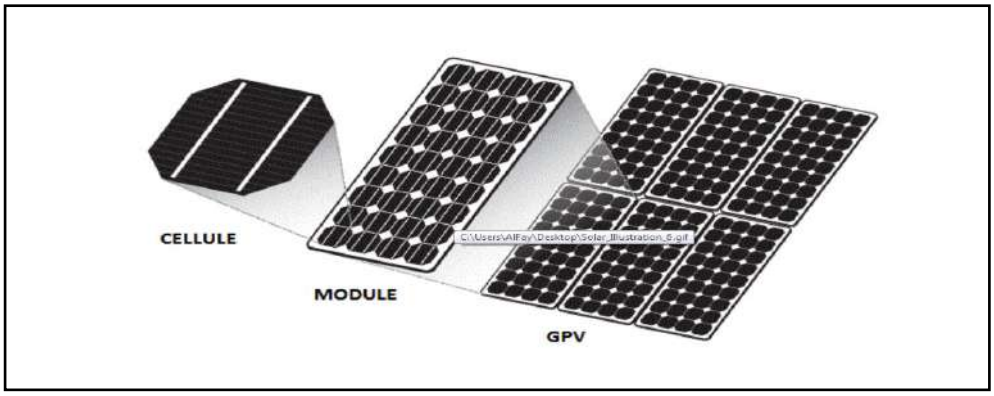


Figure I.5 : Composants d'un générateur PV

I.7.1. Caractéristique D'un Générateur PV :

I.7.1.1. Caractéristique puissance-tension :

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

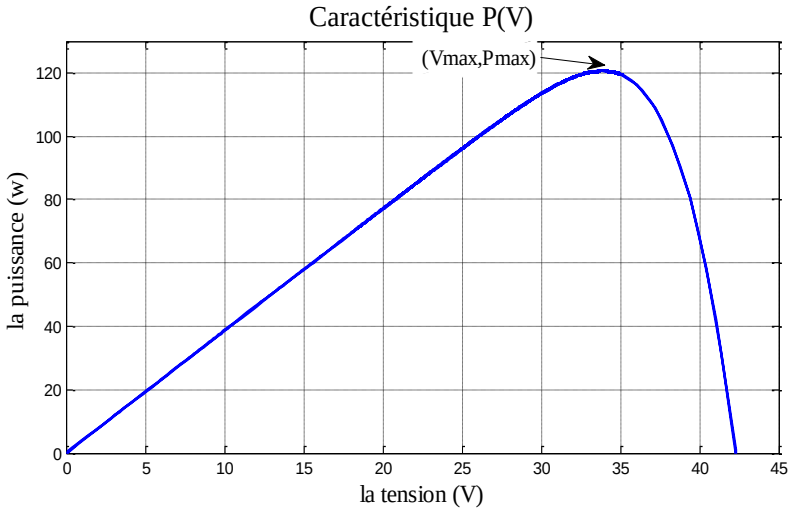


Figure I.6: Courbe P=f(V) d'un module photovoltaïque.

I.7.1.2. Caractéristique courant-tension :

Il est difficile de donner un caractère source de courant ou de tension à un panneau photovoltaïque sur toute l'étendue de la caractéristique courant-tension. Le panneau photovoltaïque est donc à considérer comme une source de puissance. On s'aperçoit alors de l'existence d'un point Pm où la puissance se trouve être maximale. [OUD15]

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

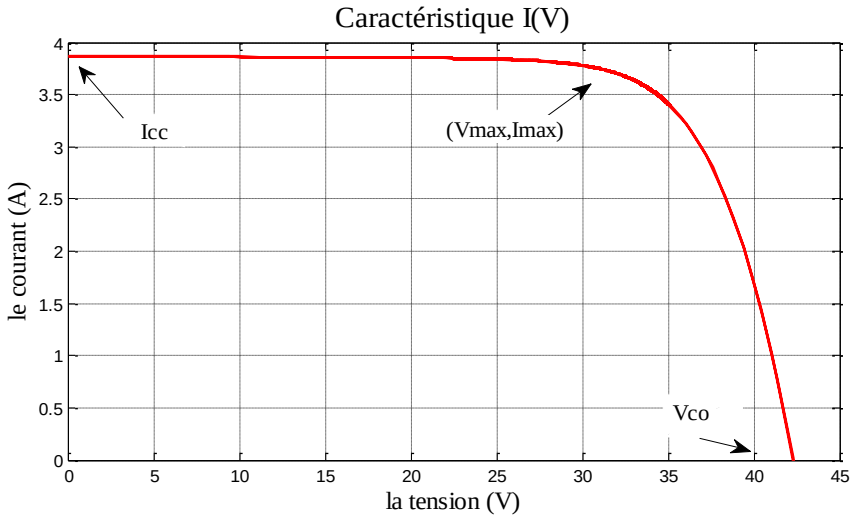


Figure I.7: Caractéristique I =f (V) d'un module photovoltaïque.

La caractéristique se divise en trois parties :

- **La zone (a) :**où le courant reste constant, le générateur photovoltaïque fonctionne comme un générateur de courant.
- **La zone (b) :**représente la région préférée pour le fonctionnement du générateur, où le point optimal (caractérisé par une puissance maximale) peut être déterminé.
- **La zone (c) :** qui se distingue par une variation de courant correspondant à une tension Presque constante, dans ce cas le générateur est assimilable à un générateur de tension. [SAL12]

I.8. Effets climatiques sur la cellule PV :

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

Les figures (I.8,I.9) représentent la caractéristique courant–tension I(V) et puissance–tension P(V) dans la même condition de l'éclairement (G=1000 W/m²) et pour différents température (T=0°C ,25°C ,50°C ,75°C).La tension de circuit ouvert est diminuée avec l'augmentation de la température, par contre le courant de court-circuit augmente légèrement avec l'augmentation de la température et la puissance maximale diminue. On constate que la température influe négativement sur la tension de circuit ouvert.

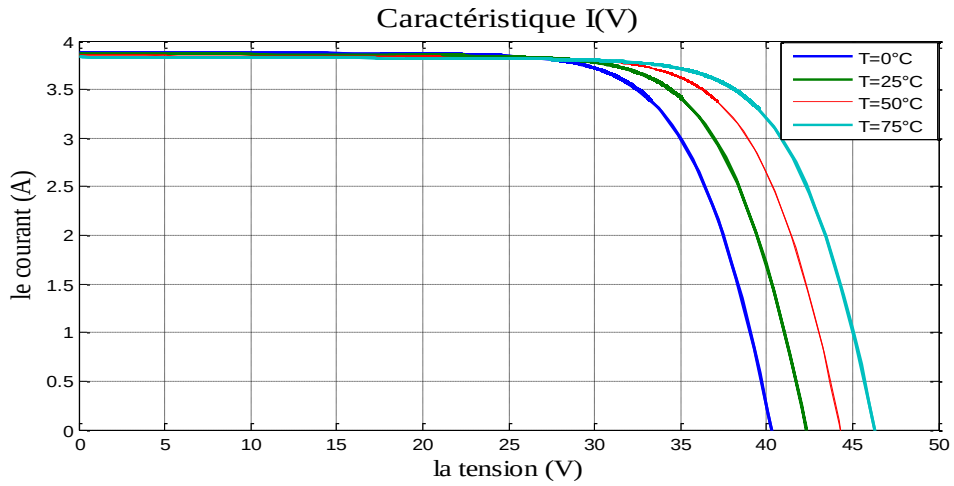


Figure I.8: Caractéristique I(V) pour différentes températures (G=1000W/m²)

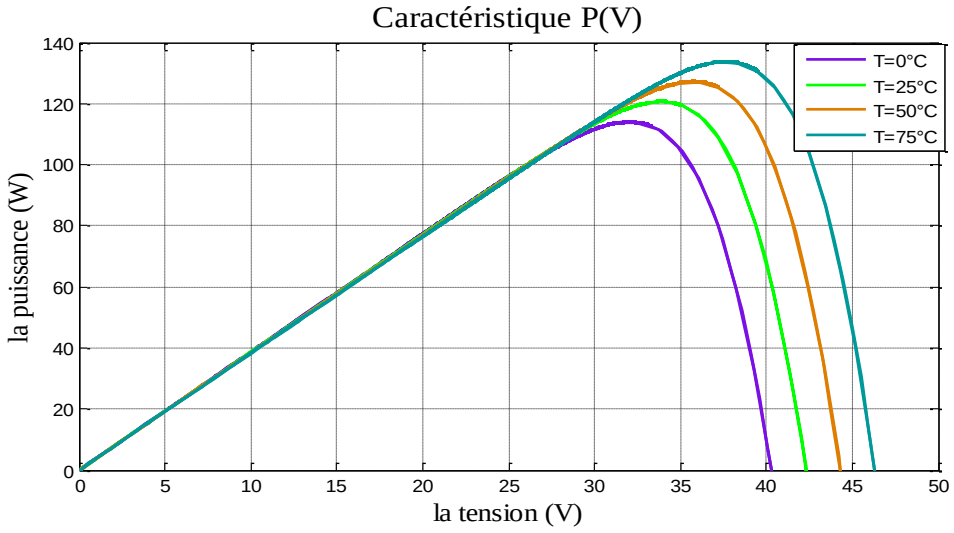


Figure I.9: Caractéristique P(V) pour différentes températures (G=1000W/m²)

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

Les figure (I.10, I.11) montre l'influence de différents éclairements sur la caractéristique I=f(V) et P=f(V). A une température constante (T=25°C), on constate que le courant subit à une variation importante, mais par contre la tension varie légèrement. Car le courant de court-circuit est une fonction linéaire de l'éclairement alors que la tension de circuit ouvert est une fonction logarithmique.

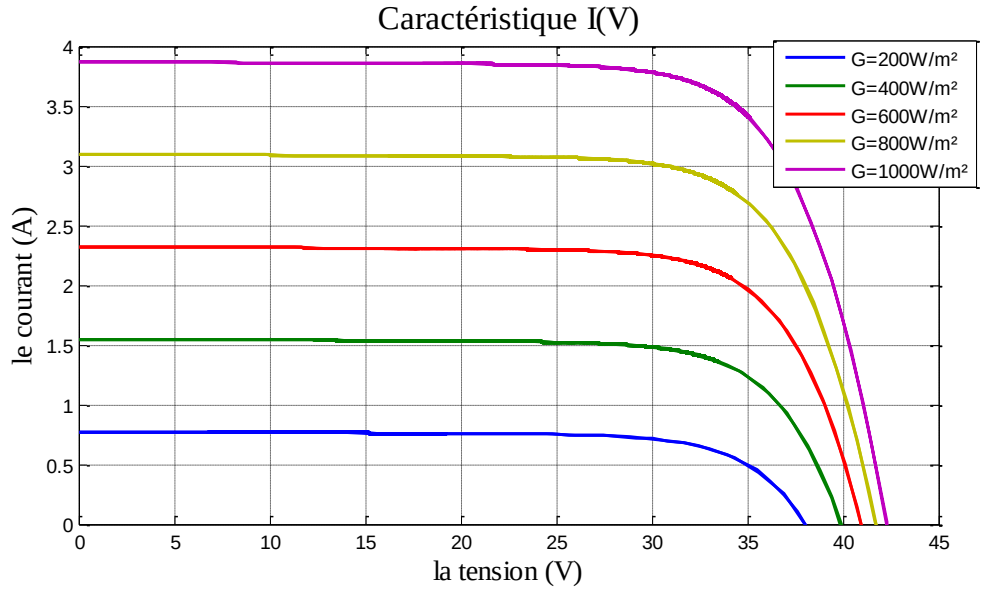


Figure I.10: Caractéristique I(V) pour différents niveaux d'éclairement (T=25°C).

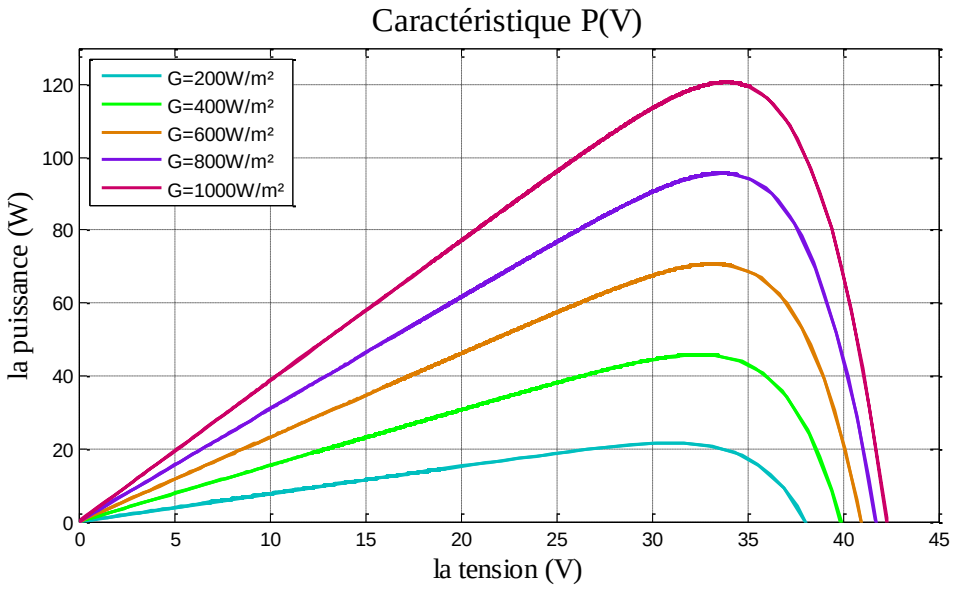


Figure I.11: Caractéristique P(V) pour différents niveaux d'éclairement (T=25°C).

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

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



Figure I.12: Module photovoltaïque

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

a) Association en série :

Dans un groupement de ***Ns*** cellules ou de modules identiques en série figure (I.13), le courant de la branche reste le même mais la tension augmente proportionnellement au nombre de cellules (modules) en série. La figure (I.13) présente la courbe de puissance du groupement ainsi réalisé.

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

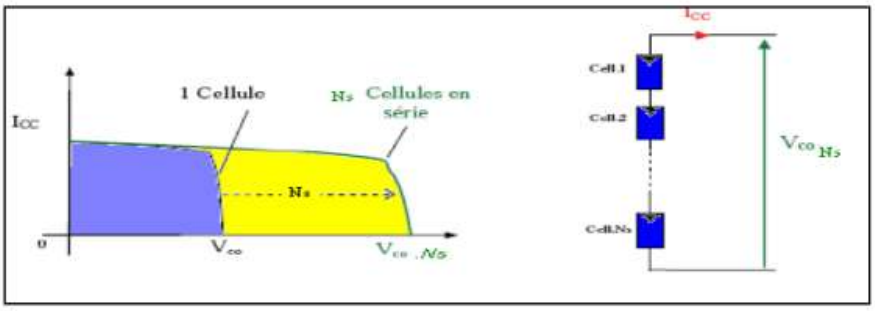


Figure I.13: Groupement de cellules en série

b) Association en parallèle :

La figure (I.14) présente la courbe de puissance de ***Np*** cellules (ou de modules) en parallèles. Cette fois-ci, c'est la tension de chacun des éléments qui doit être identique, les courants s'ajoutant, la nouvelle courbe est obtenue en multipliant point par point et pour chaque valeur de tension, le courant de la cellule élémentaire par ***Np***.

L'impédance optimale du groupement sera ***Np*** fois plus faible que celle de l'élément de base. Ce sont les inverses des résistances série qui s'ajoutent, ainsi que les conductances shunts.

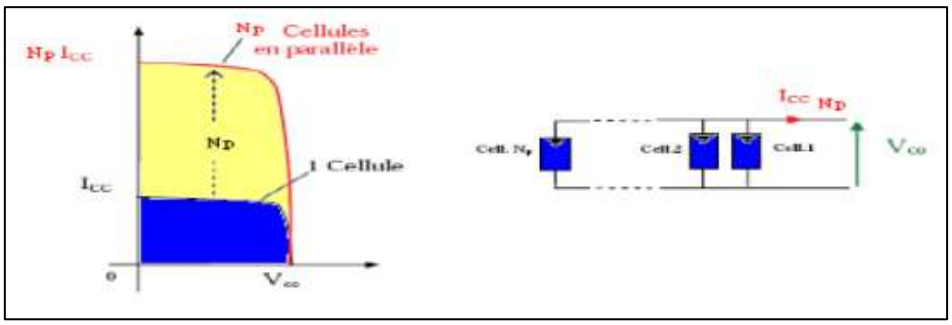


Figure I.14: Groupement de cellules en parallèle

c) Association en série -parallèle :

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

D'où, le champ photovoltaïque est l'ensemble des panneaux photovoltaïques montés en série et en parallèle pour atteindre une tension et un courant plus grands. Une association série-parallèle de panneaux photovoltaïques aura une caractéristique I (V) théorique en tout point homothétique à celle des modules de base et obtenue en modifiant les échelles sur les deux axes. [BEN11]

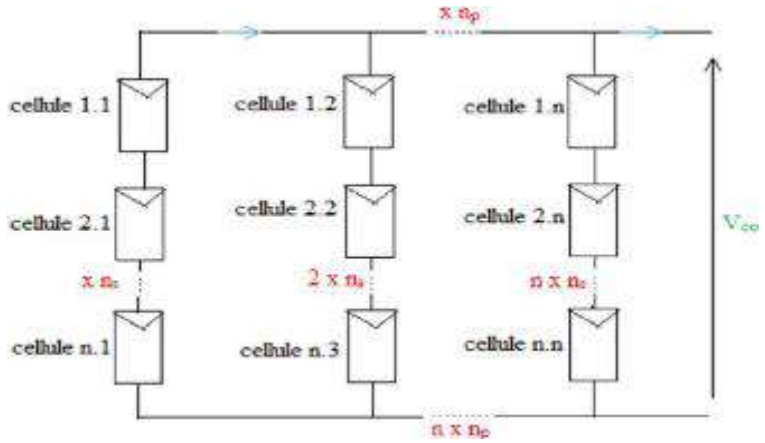


Figure I.15: Groupement de cellules série- parallèle

I.9. Protection d'un PV :

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

- La protection en cas de connexions en parallèle de modules PV pour éviter les courants négatifs dans les GPV (diode anti-retour).
- La protection lors de la mise en série de modules PV permettant de ne pas perdre latotalité de la chaîne (diode by-pass). [GHE18]

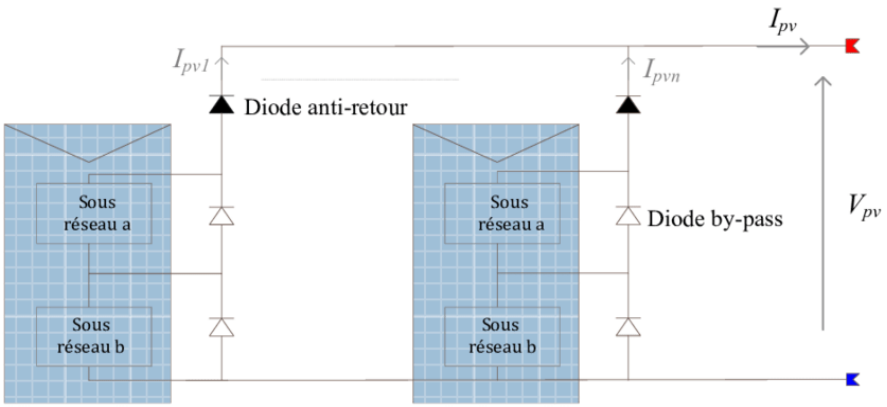


Figure I.16: Protection des modules par les diodes anti retour by-pass.

I.10. Système de refroidissement :

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

Le système de refroidissement est automatique, avec des ventilateurs qui nous a permis de placer la cellule PV à l'intérieur du panneau, placée derrière une couche plastique robuste qui protège contre les jets de pierre. [BEL19]

I.11. Conclusion :

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

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

CHAPITRE

II

CONVERTISEURS (DC-DC) ET LA COMMANDE MPPT

II.1. Introduction :

Comme nous l'avons montré au premier chapitre, un GPV présente des caractéristiques I(V) non linéaires et qui admettent un seul point de fonctionnement optimal dans les conditions homogènes d'éclairement et de température. Pour obtenir la puissance maximale du panneau solaire, l'algorithme (MPPT) est utilisé, le principe de cette commande basé sur la variation automatique du rapport cyclique *D* de manière à maximiser la puissance délivrée par le panneau PV.

Le circuit de base d'un système MPPT est un convertisseur DC-DC piloté par un circuit de commande, afin d'extraire la totalité de la puissance produite par le GPV.

Dans ce chapitre, on présente les différents algorithmes de commande MPPT les plus populaires. D'abord, on étudie les différents types des convertisseurs statiques qu'on peut utiliser dans le système PV.

II.2. Etages d'adaptations :

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

Il est possible d'insérer un convertisseur DC-DC entre le générateur PV et la charge, en commandant un suiveur de point maximum de la puissance (PPM). Ce convertisseur est appelé traqueur maximum de point de puissance (MPPT) géré par un algorithme de suiveurs de PPM. Comme le montre la(figure II.1), l'entrée du convertisseur DC-DC est le générateur photovoltaïque (GPV) et la sortie est la charge. Le rôle du MPPT est d'assurer le fonctionnement du générateur PV à son PPM, extrayant la puissance disponible maximale. [HAM16]

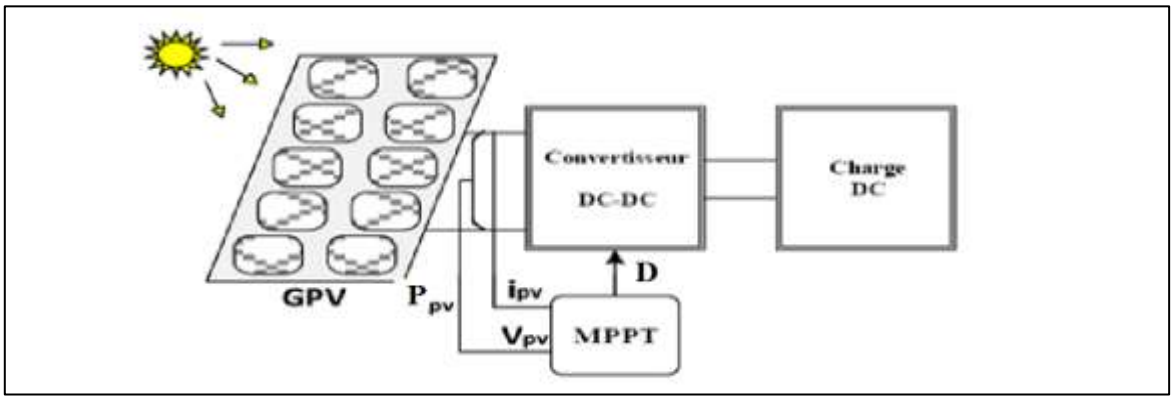


Figure II.1: Schéma fonctionnel général du système P(V) avec MPPT

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

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant de générer une tension continue variable à partir d'une source de tension fixe. Ils se composent de condensateurs, d'inductances et de commutateurs. Tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance dans le cas idéal, c'est pour cette raison que les hacheurs ont de bons rendements. [HAR19]

II.4. Type de convertisseurs :

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

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

Les convertisseurs de topologie non isolée sont classés en trois catégories : abaisseur, élévateur et mixte (élévateur-abaisseur) et sont respectivement, appelés en anglais Buck, Boost. [HAR16]

II.4.1 Hacheur survolteur (Boost) :

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

Il se compose d'une source de tension d'entrée continue (Vi), d'une inductance (*L1)*, d'un interrupteur (k), d'une diode(D), et deux condensateurs (*C*1 et *C*2).

En premier temps [0, α*T*] le transistor est fermé, d'une part le courant dans l'inductance croit progressivement, d'autre part elle emmagasine de l'énergie, jusqu'à la fin de la première période, le transistor s'ouvre et l'inductance (*L)* s'oppose à la diminution du courant (*I)*ainsi elle génère une tension qui s'ajoute à la tension de source, qui s'applique sur la charge (R) à travers la diode.[GHE18]

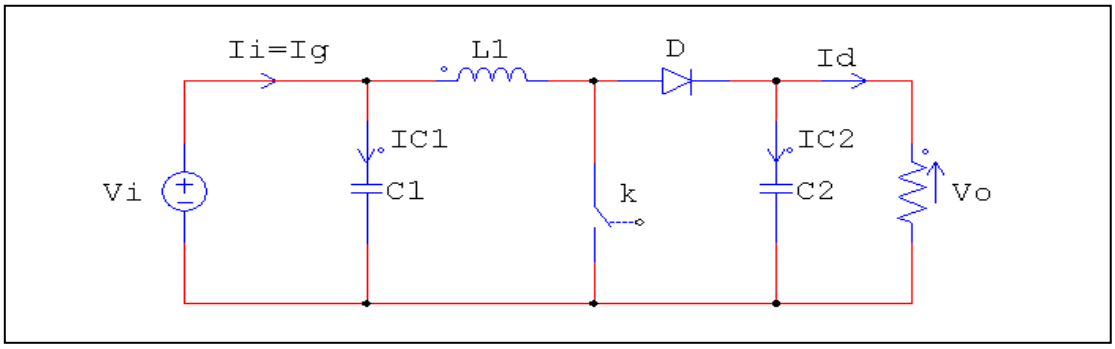


Figure II.2 : Schéma électrique du convertisseur Boost.

II.4.1.1. Modèle mathématique équivalent :

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

Pour la première période αTs :

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

$$\begin{cases} I_{C_1} = C_1 . \dfrac{dv_i}{dt} = I_i - I_L \\ I_{C_2} = C_2 . \dfrac{dv_0}{dt} = I_0 \\ V_L = L . \dfrac{dI_L}{dt} = v_g - R_L I_L \end{cases} \quad \textbf{(II.1)}$$

Pour la deuxième période (1-α) Ts :

$$\begin{cases} I_{C_1} = C_1 . \dfrac{dv_i}{dt} = I_i - I_L \\ I_{C_2} = C_2 . \dfrac{dv_0}{dt} = I_L - I_0 \\ V_L = L . \dfrac{dI_L}{dt} = V_g - V_0 - R_L L_L \end{cases} \quad \textbf{(II.2)}$$

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

On obtient les équations suivantes :

$$I_L = I_g \quad \textbf{(II.3)}$$

$$I_0 = (1-\alpha) I_L \quad \textbf{(II.4)}$$

$$Vg = (1-\alpha) V_0 \quad \textbf{(II.5)}$$

Comme le présente la (figure II.2), lorsque l'interrupteur du transistor (k)est sur la position (on), le courant de l'inductance du hacheur augmente linéairement et à cet instant la diode (*D)* est bloquée (off) et lorsque (k) tourne sur la position (off), l'énergie emmagasinée par l'inductance est dissipée dans le circuit (*RC)* bien que la diode (*D)* est passante.

Les caractéristiques de tension et du courant de charge du convertisseur Boost dans le cas de la conduction continue sont décrites par la (figure II.3), comme suit : [BEL19]

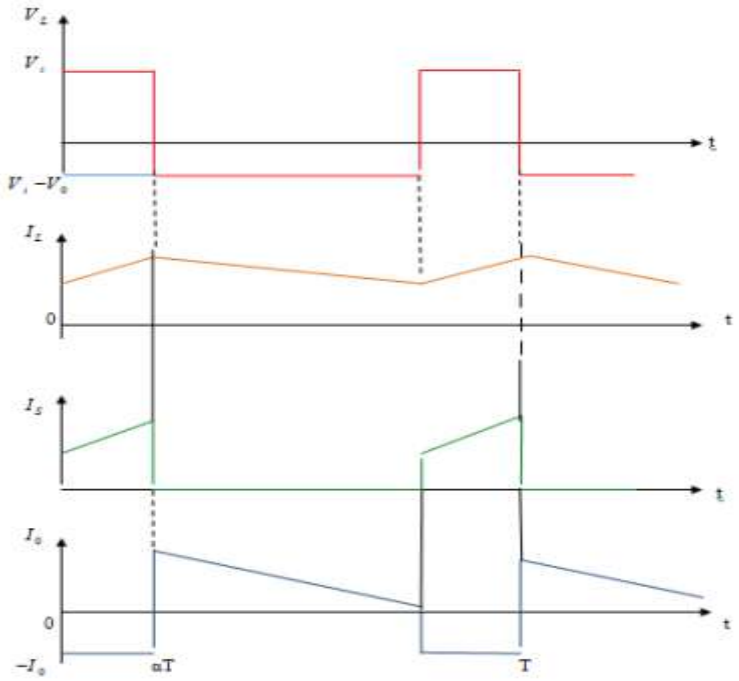


Figure II.3: Caractéristique de la tension et du courant du hacheur survolteur.

II.4.2. Hacheur dévolteur (Buck) :

Le convertisseur Buck ou convertisseur dévolteur (abaisseur de tension) ou hacheur série. Son rôle principal est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure. Le hacheur se compose de condensateur(C), d'inductance (L1), de diode (D) et de commutateur (S).Celui-ci se

charge par le commutateur (S) et qui maintient la tension à ces bornes jusqu'à l'ouverture de qui fait décharger son énergie à travers la diode sur la charge pour un cycle de période de fonctionnement.

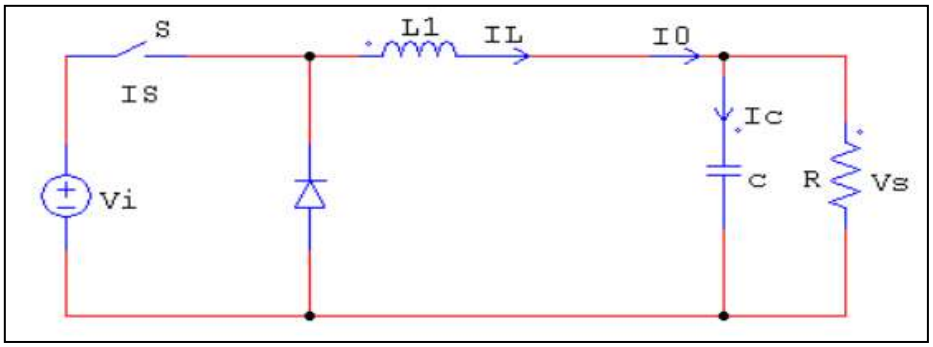


Figure II.4 : Circuit électrique de base du hacheur dévolteur.

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

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

$$\frac{\delta I}{\delta t} = \frac{V_i - V_s}{L} \qquad \textbf{(II.6)}$$

Avec I_L : le courant dans l'inductance.

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

$$\frac{\delta I}{\delta t} = \frac{-V_i}{L} \qquad \textbf{(II.7)}$$

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

$$V_s = \alpha V_i \qquad \textbf{(II.8)}$$

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

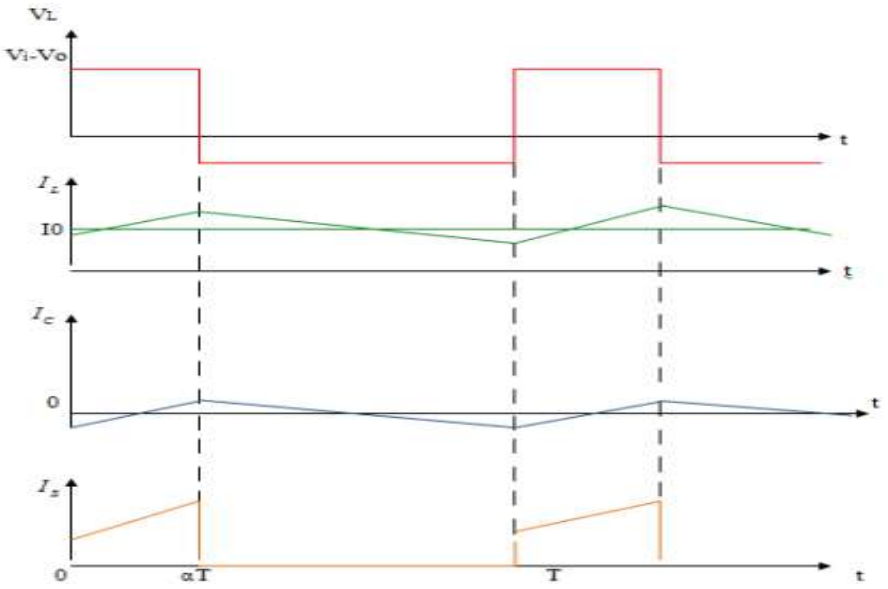


Figure II.5: Caractéristique de la tension et des courants d'un convertisseur Buck

II.4.3. Convertisseur Buck-Boost :

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

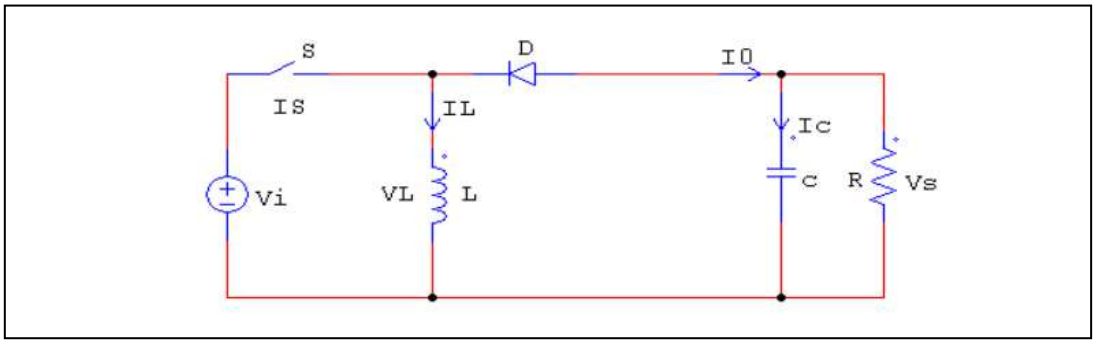


Figure II.6 :circuit électrique de base du hacheur dévolteur /survolteur

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

Dans ce dispositif, la tension peut être augmentée ou diminuée selon le mode de commutation .Cependant, La tension de sortie est de signe opposé à la tension d'entrée.

Lorsque le transistor est sur la position **(on)** le courant dans l'inductance augmente, l'énergie est stockée, et quand le commutateur tourne sur la position **(off).** La tension à travers l'inductance est renversée et l'énergie stockée se transfert vers la charge via la diode. Dans ce cas, l'équation de la tension aux bornes de la charge décrivant le fonctionnement en conduction continue est donnée comme suit :

$$V_S = \frac{\alpha}{1-\alpha} V_i \qquad \textbf{(II.9)}$$

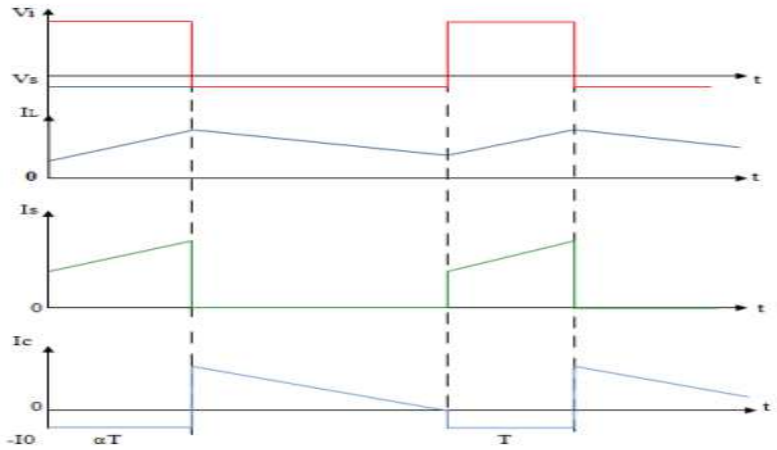


Figure II.7 : Caractéristique de la tension et du courant du Buck-Boost

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

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

La figure (II.8) montre La chaîne de conversion photovoltaïque, avec un module MPPT qui a pour entrées la tension et le courant de sortie du module. Dans la plupart des cas, on fait une maximisation de la puissance fournie par le module solaire. [HAR16]

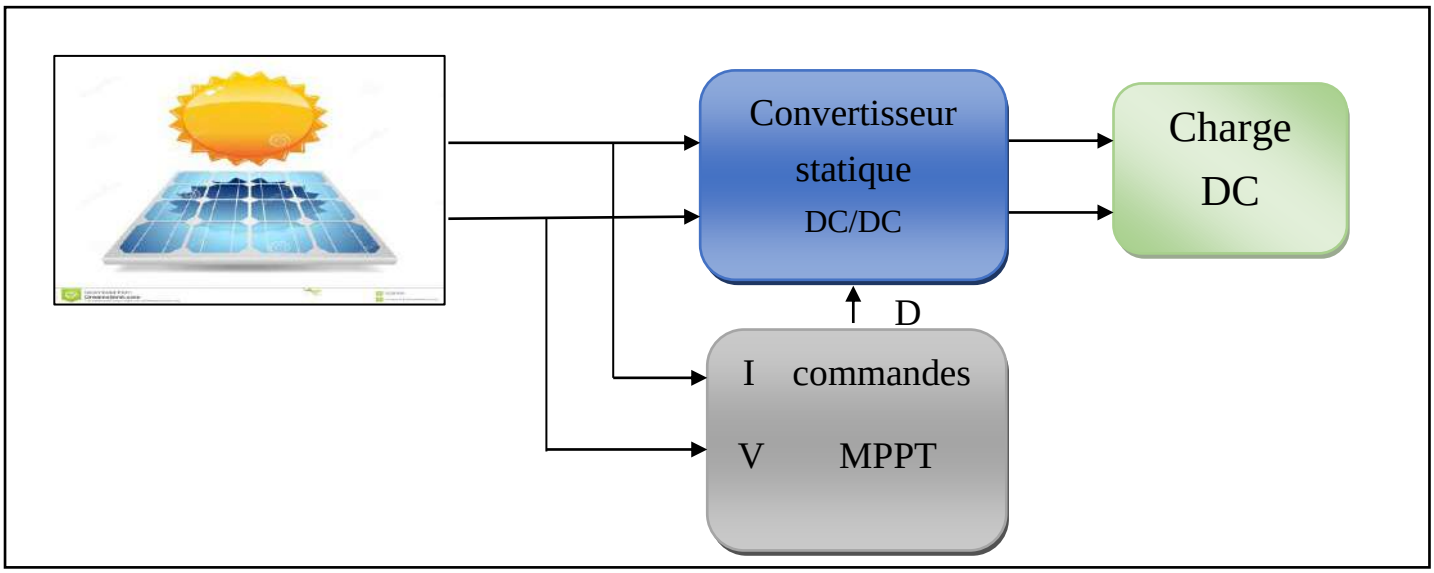


Figure II. 8 : Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT

La puissance extraite du module est calculée à partir des mesures de courant (*I)* et de tension (*V)*du module et la multiplication de ces deux grandeurs $P_{PV} = I_{pv} . V_{pv}$. [ABO09]

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

II.5.1.1. MPPT indirecte :

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

Ces commandes ont l'avantage d'être simples à réaliser. Elles sont plutôt destinées à des systèmes peu coûteux et peu précis dans des zones géographiques où il y a peu de changements climatiques. [HAR19]

II.5.1.2. MPPT direct :

Ces méthodes utilisent les mesures de tension et de courant des panneaux et dont l'algorithme est basé sur la variation de ces mesures. L'avantage de ces algorithmes est qu'ils ne nécessitent pas une connaissance préalable des caractéristiques des GPV. [KAM12]

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

La poursuite du point maximum de la puissance (MPPT) est une partie essentielle dans les systèmes photovoltaïque. Plusieurs techniques sont développées depuis 1968 c'est la date de publication de la première loi de commande de ce type, adaptées à une source d'énergie renouvelable de type PV. Ces techniques se diffèrent entre eux par leur complexité, nombre de capteurs requis, la vitesse de convergence, coût, rendement et domaine d'application exemple : [BEL19]

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

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

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

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

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

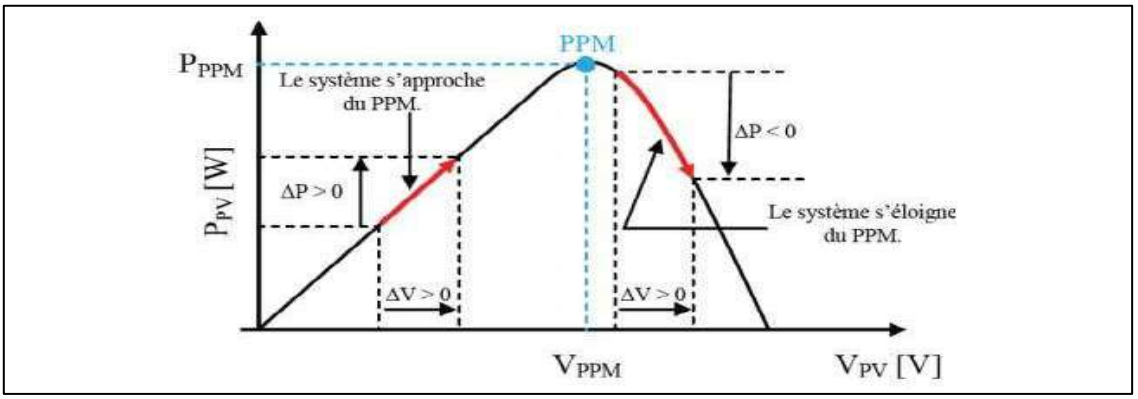


Figure II.9: Schéma de converge vers le MPP par P&O

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

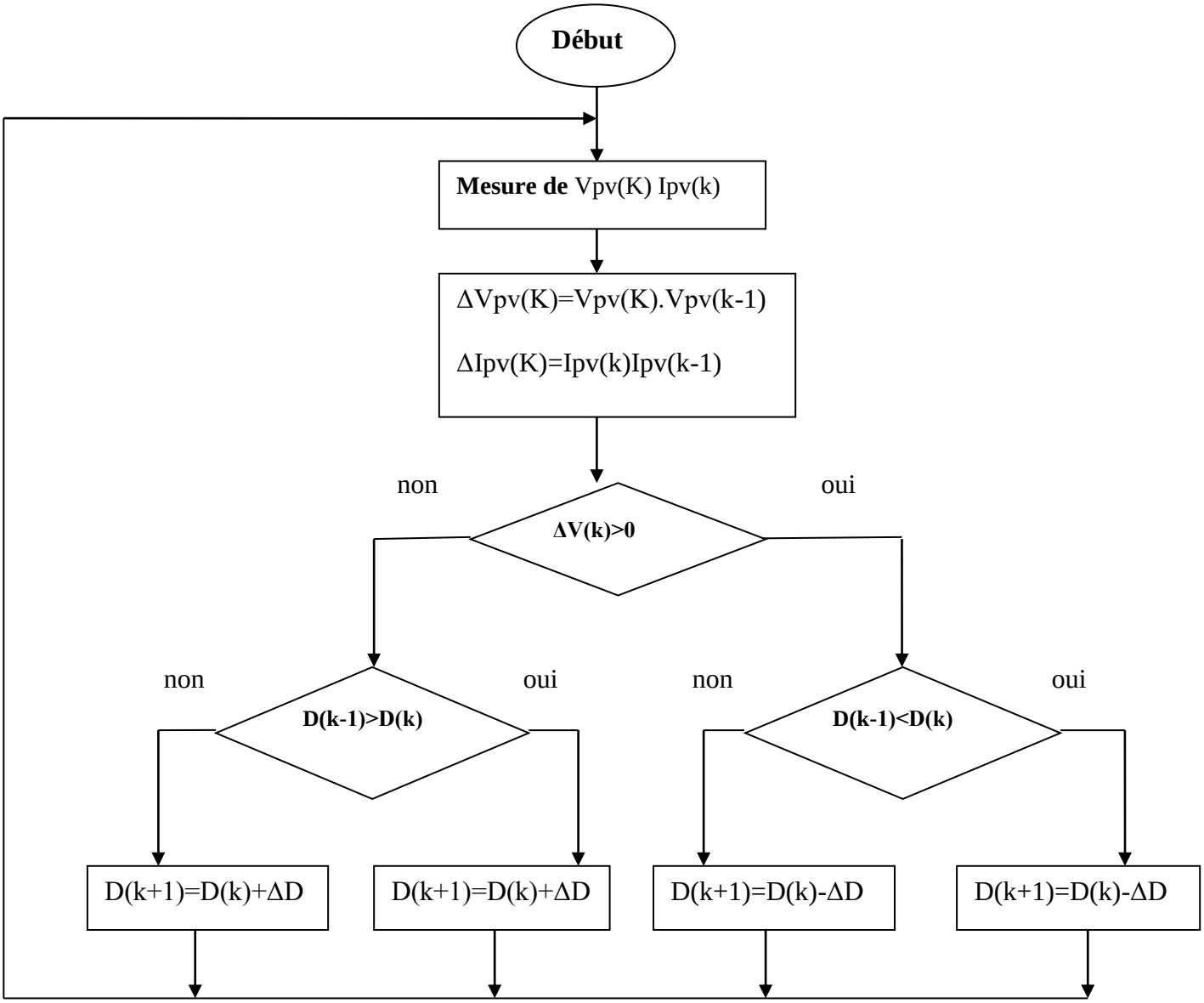


Figure II.10 : Algorithme de perturbation et de l'observation (P&O).

II.5.2.2. Algorithme Incrémental conductance (INC) :

Dans cet algorithme la dérivée de la puissance de sortie du panneau Gpv. Elle est calculée en fonction de la tension Vpv et sa différence *dV* et du courant *I* et sa différence *dI*. Cette dérivée est nulle au point de puissance maximale MPP.

La puissance du panneau solaire est donnée par :

$$P = I \cdot V \tag{II.10}$$

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

$$\frac{dP}{dV} = I + V\frac{dI}{dV} \tag{II.11}$$

$$\frac{I}{V}\frac{dP}{dV} = \frac{I}{V}\frac{dI}{dV} \tag{II.12}$$

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.11) explique que le point de puissance maximale MPP est atteint si la conductance de la source *G* égale l'incrémentale conductance ΔG de la source avec un signe moins , et qu'elle est à gauche de ce point lorsque la conductance ΔG est supérieure à l'incrémentale conductance ΔG et vice-versa, comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} \succ 0 si \frac{I}{V} \succ -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} = 0 si \frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} \prec 0 si \frac{I}{V} \prec \frac{dI}{dV} \end{cases} \tag{II.13}$$

La figure (II.11) présent le signe de $\frac{dP}{dV}$pour différentes zones de fonctionnement.

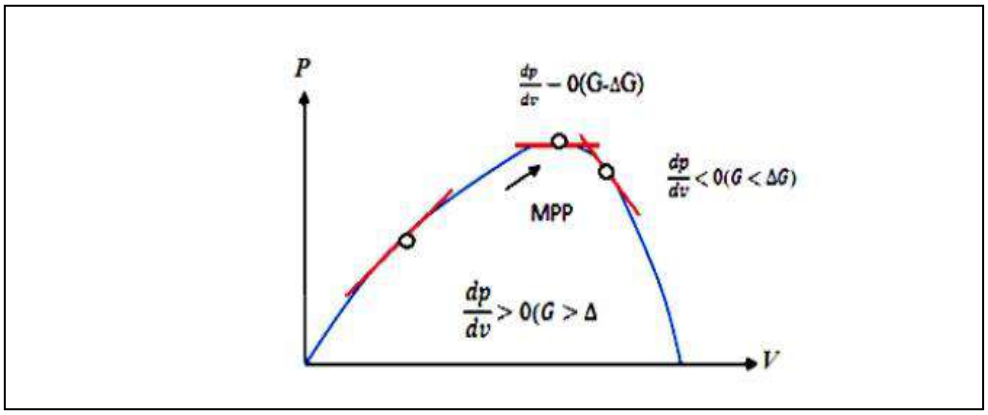


Figure II. 11 : Signe de $\frac{dP}{dV}$ pour différentes zones de fonctionnement.

Les tensions et courants du panneau sont monitoires, de telle manière que le contrôleur peut calculer la conductance et la conductance incrémentale, et décider de son comportement. Cet algorithme implique un nombre important de calculs de dérivées. [OUD15]

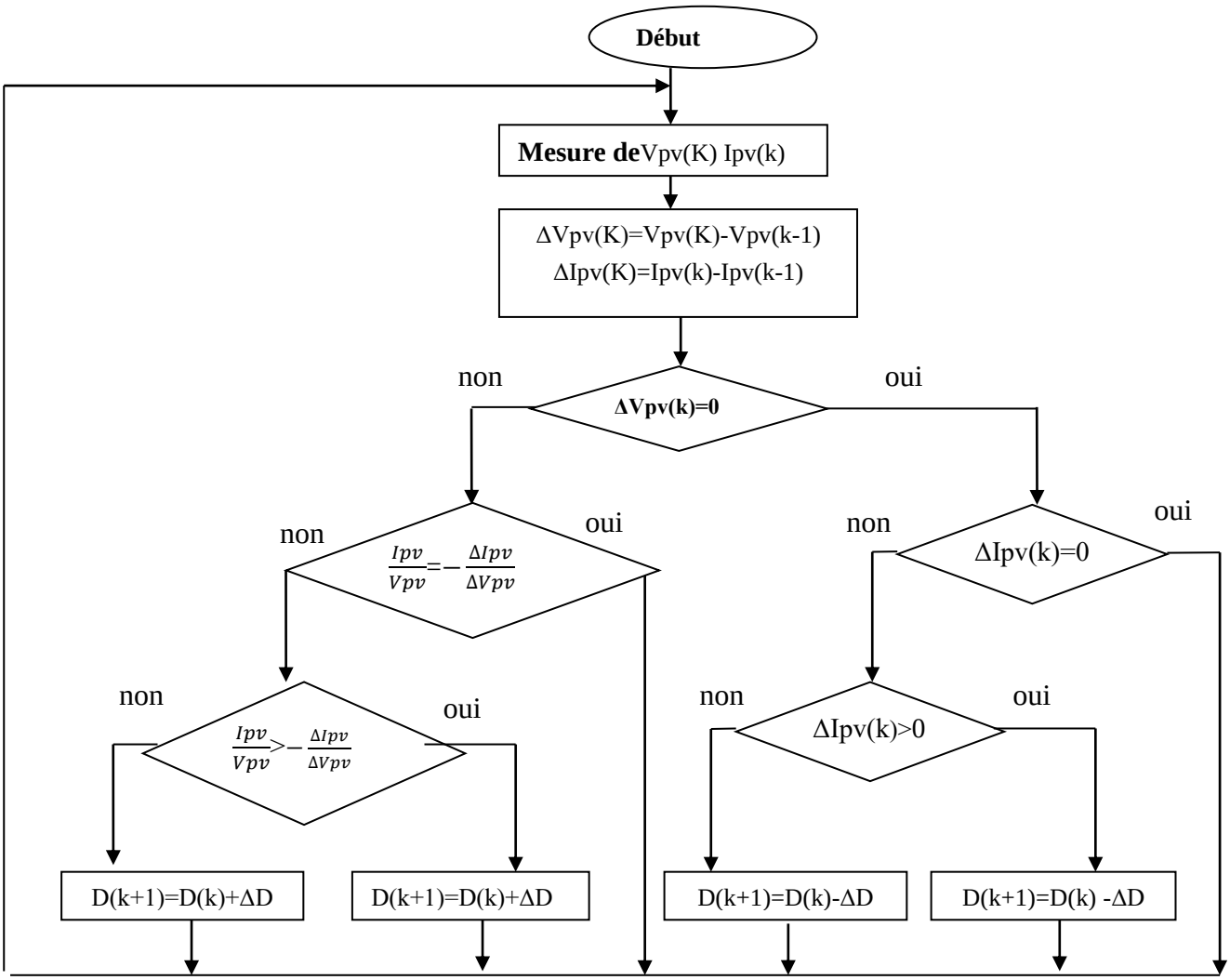


Figure II. 12 Organigramme de la méthode d'incrémentation de l'inductance.

II.5.2.3. Le contrôle du MPPT à base de logique floue (Fuzzy Logic Control) :

Dans cette catégorie, l'une des méthodes les plus efficaces et utilisés est de la logique floue, . Mise en œuvre d'un régulateur flou Cette approche est basée sur deux concepts essentiels : celui de la décomposition d'une plage de variation d'une variable sous forme de nuances linguistiques, c'est concepts sont basés sur une partie de la théorie des sous-ensembles flous.

Un régulateur flou peut être présenté de différentes façons, mais en général la présentation adoptée se scinde en trois parties **la fuzzification, les règles d'inférence et la défuzzification,** On prend comme exemple de règles de contrôle :

« Si E est PG et CE est ZE Alors dD est NG » . Ce qui veut dire que :

Si le point de fonctionnement est loin du point de puissance maximale (PPM) vers le coté gauche, **et** le changement de la pente de la courbe ($P_{ph} = f(V_{ph})$) est environ Zéro, **Alors** diminuer le rapport cyclique (dD) largement". [HAT08]

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

II.6.1. Avantages :

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

II.6.2. Inconvénients :

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

II.7. Conclusion :

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

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

CHAPITRE

III

MODELISATION DE LA MADA

III.1. Introduction :

La présentation des processus physique par des modèles mathématiques est une étape très importante dans l'asservissement des systèmes. Afin d'élaborer une structure de commande performante, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les dynamiques du processus. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique, ni trop complexe pour ne pas compliquer la structure de commande. [BEN11]

Dans ce chapitre, il sera question de modélisation de la machine asynchrone à double alimentation. Nous donnerons de manière détaillée le modèle mathématique équivalent. Ensuite, nous présenterons d'une façon succincte l'alimentation de cette machine par un onduleur de tension.

III.2. Structure de MADA :

La première apparition de cette machine date de l'année 1899, il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation. La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures ; elle présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone ou synchrone). Son rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais, il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne. [RED15]

La figure suivante représente la structure de la machine asynchrone à double alimentation.

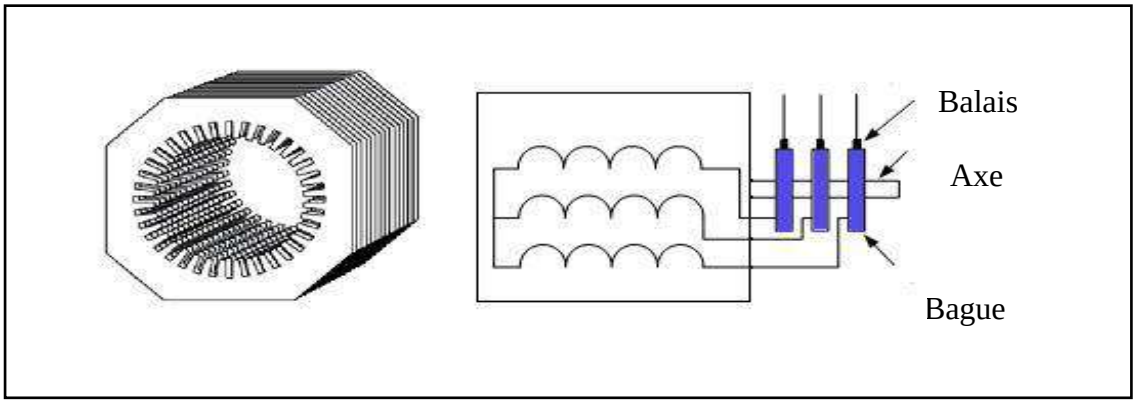


Figure III.1: Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

Dans cette machine, les enroulements statorique sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs autonomes en général.

III.3. Modélisation de la MADA :

La modélisation de la machine électrique est une étape primordiale pour l'élaboration des systèmes de commande. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels, permettent de réaliser des simulations performantes et d'envisager l'optimisation des systèmes de régulation.

Le modèle classique de la machine asynchrone à double alimentation correspondant au schéma monophasé équivalent, n'est valable qu'en régime sinusoïdal à fréquence fixe au stator. Pour étudier son comportement à une fréquence variable et avec des signaux fournis par les convertisseurs statiques qui ne sont pas sinusoïdaux, il faut faire appel à un modèle plus précis. À l'aide de la transformation de PARK, chaque armature triphasée statorique ou rotoriques peut être représentée par une armature diphasée équivalente. [TAM17]

III.3.1.Hypothèse simplificatrice :

- L'entrefer est constant, les effets des encoches et les pertes ferromagnétiques sont négligeables.
- Le circuit magnétique est non saturé, c'est à dire à perméabilité constante.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- La fmm créée par chacune des phases des deux armatures est supposée à répartition sinusoïdale.
- Asymétrie de construction est parfaite.

III.3.2. Modèle triphasé de MADA :

La machine asynchrone à double alimentation est formée d'un stator fixe et d'un rotor cylindrique mobile. Le stator a trois enroulements couplés en étoile ou en triangle et sont alimentés par un système de tensions triphasées.

Il en résulte alors la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer de la machine (Théorème de Ferraris).La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est$\Omega_s=\omega_s/p$ ou ω_s désigne la pulsation du réseau d'alimentation statorique triphasée et p lenombre de paires de pôles. Le rotor de la machine, de même, un bobinage triphasé avec le mêmenombre de paires de pôles que celui du stator [RED17].

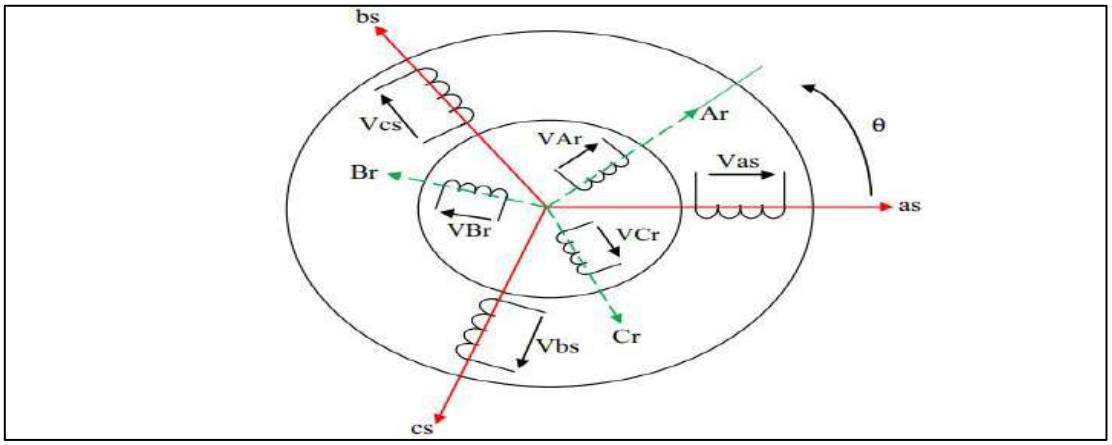


Figure III.2 : Représentation schématique de la MADA

III.3.2.1. Les équations électriques :

La loi de Faraday, qui exprime la tension ***V*** aux bornes d'une bobine, est donnée la relation suivante :

$$v(t) = Ri(t) + \frac{d(t)}{dt} \qquad \textbf{(III.1)}$$

Appliquons cette relation aux enroulements triphasés du stator et du rotor, nous trouvons :

- **Pour le stator :**

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \dfrac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \dfrac{d\phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \dfrac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases} \qquad \textbf{(III.2)}$$

$$\text{Où : } [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi]_s \qquad \textbf{(III.3)}$$

- **Pour le rotor :**

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r I_{ra} + \dfrac{d\phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r I_{rb} + \dfrac{d\phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r I_{rc} + \dfrac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \qquad \textbf{(III.4)}$$

$$\text{Où : } \quad [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi]_r \qquad \textbf{(III.5)}$$

Avec :

$$[V_s]=\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}[I_s]=\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}[\phi_s]=\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}[R_s]=\begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[V_r]=\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}[I_r]=\begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}[\phi_r]=\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}[R_r]=\begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad \textbf{(III.6)}$$

Et :

$[V_s] = [v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]^T$ Vecteur des tensions instantanées des phases a,b et c statorique.

$[I_s] = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T$ Vecteur des courants instantanées des phases a,b et c statorique.

$[\phi_s] = [\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}]^T$ Vecteur des flux instantanées des phases a,b et c statorique.

$[V_r] = [v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}]^T$ Vecteur des tensions instantanées des phases a ,b et c rotoriques.

$[I_r] = [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T$ Vecteur des courants instantanées des phases a,b et c rotoriques.

$[\phi_r] = [\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}]^T$ Vecteur des flux instantanées des phases a,b et crotoriques.

$[R_s] et [R_r]$ Résistances d'une phase statorique et d'une phaserotorique.

III.3.2.2.les équations magnétiques :

Ces équations sont données par :

$$[\phi_s]=[L_S][I_s]+[M_{sr}][I_r] \quad \textbf{(III.7)}$$

$$[\phi_r]=[L_r][I_r]+[M_{rs}][I_s] \quad \textbf{(III.8)}$$

Avec :

$$[L_s]=\begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, \qquad [L_r]=\begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad \textbf{(III.9)}$$

$$[M_{sr}] = m_{sr}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-4\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \cos\cos\theta & \cos(\theta-4\pi/3) \\ \cos(\theta-4\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad \textbf{(III.10)}$$

$$[M_{rs}] = m_{rs}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta-4\pi/3) \\ \cos(\theta-4\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta-4\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

Et :

$[L_s]et[L_r]$ Lamatrice des coefficients d'inductances statorique et rotoriques.

$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$ La matrice des coefficients d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$l_s et\ l_r$ Coefficient d'inductance propre d'une phase statorique et rotoriques

$m_{sr} = m_{rs}$ Valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre phases rotoriques et statorique.

III.3.2.3. Couple électromagnétique :

L'équation du couple électromagnétique est donnée par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2}.[I]^T.\left\{\frac{d}{d\theta}[L]\right\}.[I] \quad \textbf{(III.11)}$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad \textbf{(III.12)}$$

Et :

$$[I] = [i_{sa} i_{sb} i_{sc} i_{ra} i_{rb} i_{rc}]^T = \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad \textbf{(III.13)}$$

Les matrices $[L_s]et[L_r]$ne contiennent que des termes constants lorsque l'angle θ varient, cela permet de simplifier l'expression du couple :

$$C_{em} = 1/2.[I_s]^T.\frac{d\theta}{dt}[M_{sr}].[I_r] \quad \textbf{(III.14)}$$

Et d'autre part, on peut exprimer le couple par une autre expression donné la relation entre le couple électromagnétique et le couple résistant C_r et le moment d'inertie et le coefficient de frottement :

$$C_{em} = J.\frac{d}{dt} + f\ .+C_r \quad \textbf{(III.15)}$$

III.4. La transformation de Park:

III.4.1. Définition :

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivied'une rotation. Elle permet de passer des référentiels (*A, B, C*) vers (α, β, *O*), puis (*d, q, O*). Le référentiel (*α, β, O*) est toujours fixe, par rapport à (*A, B, C*), par contre le référentiel (*d, q, O*) est mobile. Il forme avec le repère fixe (α, β, *O*) un angle qui est appelé angle de la transformation de Park [RED15].

On désigne par : "*d*" l'axe direct et par "*q*" l'axe en quadrature arrière.

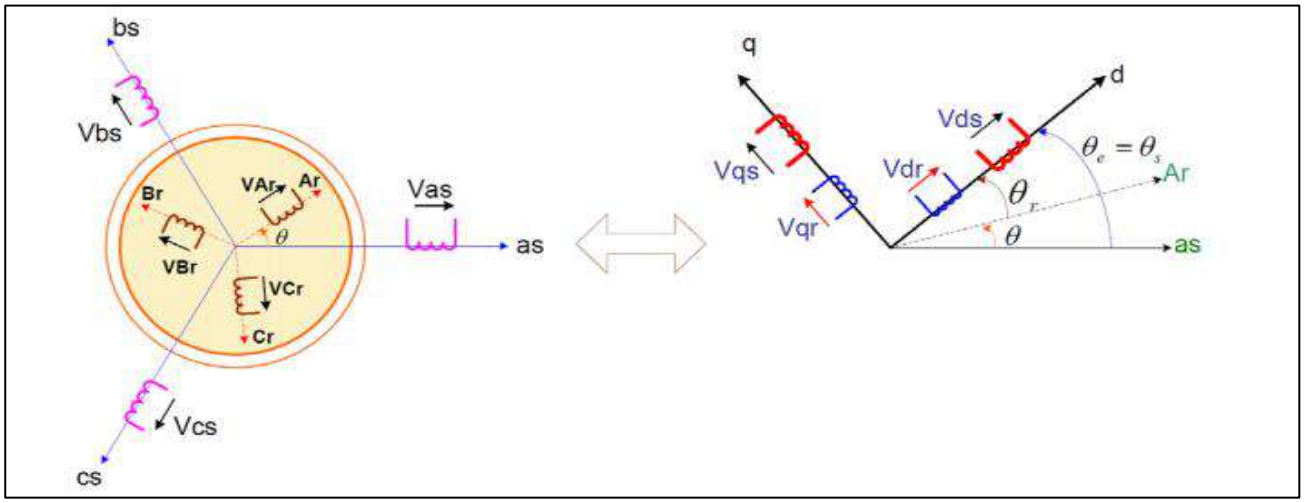


Figure III.3 : repérage angulaire de système d'axes (d_q)

La transformation matricielle définissant la transformation de Park est la suivante :

$$\left[X_{dq0}\right]=\left[P(\theta)\right]\left[X_{abc}\right] \qquad \textbf{(III.16)}$$

Avec :

- Pour la transformation directe de Park :

$$\left[P(\theta)\right]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\cos(\theta) & \cos\cos(\theta-2\pi/3) & \cos\cos(\theta-4\pi/3) \\ -\sin\sin(\theta) & -\sin\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin\sin(\theta-4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \qquad \textbf{(III.17)}$$

- Pour la transformation inverse de Park :

$$\left[P(\theta)\right]^{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \textbf{(III.18)}$$

Les enroulements réels statorique (A, B, C) et rotoriques sont transformés respectivement en deux enroulement statorique fictif et deux enroulements également fictif rotoriques dans le même référentiel diphasé (d,q,O) afin de simplifier les équations. Désignons par θ_r et θ_s les ongles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park.

III.5. Le modèle mathématique dans le référentiel de Park :

III.5.1. Les équations électriques :

Rappelons les expressions des tensions statorique dans le référentiel triphasé données par :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi]_s \quad \textbf{(III.19)}$$

Après l'application de la transformation de Park, on obtient :

$$\left[p(\theta_s)\right]^{-1}\left[V_{sdq0}\right] = \left[p(\theta_s)\right]^{-1}[R_s]\left[I_{sdq0}\right] + \frac{d}{dt}\left\{\left[p(\theta_s)\right]^{-1}[\phi]_{sdq0}\right\} \quad \textbf{(III.20)}$$

Ce qui donne en multipliant chacun des membres de l'équation $[p(\theta_s)]$ par l'équation matricielledes tensions pour le référentiel (d, q, O) :

$$\left[V_{sdq0}\right] = [R_s]\left[I_{sdq0}\right] + [p\theta_s]\frac{d}{dt}\left\{\left[p(\theta_s)\right]^{-1}[\phi]_{sdq0}\right\} + \frac{d}{dt}\left\{[\phi]_{sdq0}\right\} \quad \textbf{(III.21)}$$

De plus on démontre que :

$$[p\theta_s].\frac{d}{dt}\left\{\left[p(\theta_s)\right]^{-1}\right\} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \textbf{(III.22)}$$

D'où :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \dfrac{d\phi_{sd}}{dt} - \dfrac{d\theta_s}{dt}.\phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \dfrac{d\phi_{sq}}{dt} + \dfrac{d\theta_s}{dt}.\phi_{sd} \\ V_0 = R_s I_{s0} + \dfrac{d\phi_{s0}}{dt} = 0 \end{cases} \quad \textbf{(III.23)}$$

De façon analogue pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \dfrac{d\phi_{rd}}{dt} - \dfrac{d\theta_r}{dt}.\phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \dfrac{d\phi_{rq}}{dt} - \dfrac{d\theta_r}{dt}.\phi_{rd} \\ V_0 = R_r I_{r0} + \dfrac{d\phi_{r0}}{dt} = 0 \end{cases} \quad \textbf{(III.24)}$$

III.5.2. Les équations magnétiques :

Rappelons les expressions des flux statorique et rotoriques dans le référentiel triphasé donné par les relations :

$$\begin{aligned} [\phi_s] &= [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\phi_r] &= [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{aligned} \quad \textbf{(III.25)}$$

Apres l'application de la transformation de Park on obtient :

$$\begin{aligned} [p(\theta_s)]^{-1}[\phi_s] &= [L_s][p(\theta_s)]^{-1}[I_{sdq0}] + [M_{sr}][p(\theta_s)]^{-1}[I_{rdq0}] \\ [p(\theta_r)]^{-1}[\phi_s] &= [L_s][p(\theta_r)]^{-1}[I_{rdq0}] + [M_{rs}][p(\theta_r)]^{-1}[I_{sdq0}] \end{aligned} \quad \textbf{(III.26)}$$

Enfin on obtient en développement :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{s0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - m_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - m_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - m_s \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{s0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (3/2)m_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & (3/2)m_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & (3/2)m_{sr} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{r0} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r - m_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r - m_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r - m_r \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{r0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (3/2)m_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & (3/2)m_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & (3/2)m_{sr} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{s0} \end{bmatrix} \quad \textbf{(III.27)}$$

<u>Posons :</u>

$L_s = l_s - m_s$:Coefficient d'inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - m_r$:Coefficient d'inductance cyclique rotorique.

$M_{sr} = 3/2(m_{sr})$:Coefficient d'inductance mutuelle cyclique entrestator et rotor.

$L_{s0} = l_s - 2.m_s$: Coefficient d'inductance homopolaire statorique.

$L_{r0} = l_r - 2.m_r$: Coefficient d'inductance homopolaire rotorique.

On obtient finalement :

Au stator :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s.I_{sd} + M_{sr}.I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s.I_{sd} + M_{sr}.I_{rq} \\ \phi_{s0} = L_{s0}.I_{s0} \end{cases} \quad \textbf{(III.28)}$$

Au rotor :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r.I_{rd} + M_{sr}.I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r.I_{rq} + M_{sr}.I_{sq} \\ \phi_{r0} = L_{r0}.I_{r0} \end{cases} \quad \textbf{(III.29)}$$

On peut transformer les équations précédentes afin de déterminer les expressions des courants en fonctions des flux comme suit :

Au stator :

$$\begin{cases} I_{sd} = \dfrac{1}{\sigma.L_s}.\phi_{sd} - \dfrac{M_{sr}}{\sigma.L_r}.\phi_{rd} \\ I_{sq} = \dfrac{1}{\sigma.L_s}.\phi_{sq} - \dfrac{M_{sr}}{\sigma.L_r L_s}.\phi_{rq} \\ I_{s0} = \dfrac{\phi_{s0}}{L_{s0}} \end{cases} \quad \textbf{(III.30)}$$

Au rotor :

$$\begin{cases} I_{rd} = \dfrac{1}{\sigma.L_s.L_r}.\phi_{sd} - \dfrac{M_{sr}}{\sigma.L_r}.\phi_{rd} \\ I_{rq} = \dfrac{1}{\sigma.L_s.L_r}.\phi_{sq} - \dfrac{M_{sr}}{\sigma.L_r}.\phi_{rq} \\ I_{s0} = \dfrac{\phi_{r0}}{L_{r0}} \end{cases} \quad \textbf{(III.31)}$$

Ou constatons que grâce à la substitution des enroulements fictifs diphasé aux enroulements réels triphasé nous aboutissons à un système dont :

- Les flux ne dépendent plus que de trois paramètres (L_s , L_r, M_{sr}).
- Les coefficients d'inductance sont indépendants du temps, et donc la dépendance avec l'angle θ a disparue.

- Les matrices sont diagonales. C'est-à-dire que les grandeurs des axes d et q ne sont que couplées. Les composantes homopolaires des différentes grandeurs étant nulles pour les régimes de fonctionnement équilibrés et en mode non dégradé, la transformation de Park réduit donc l'ordre du système.

La puissance électrique peut être mise sous forme :

$$P_{elec} = \left[V_s\right]^T .\left[I_s\right] = \left[V_{sdq0}\right]^T .\left[I_{sdq0}\right] = V_{sd}.I_{sd} + V_{sq}.I_{sq} + V_{s0}.I_{s0} \qquad \textbf{(III.32)}$$

En remplaçant les composantes directes et en quadratures par leurs expressions, et éliminant le terme homopolaire, on peut écrire :

$$P_{elec} = \underbrace{\left[R_s.I^2_{sd} + R_s.I^2_{sq}\right]}_{lespertesjoules} + \underbrace{\left[\dot{\phi}_{sd} I_{sd} + \dot{\phi}_{sq} I_{sq}\right]}_{lapuissanceréactive} + \underbrace{\left[\dot{\theta}_s\left(\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}\right)\right]}_{lapuissanceélectromagnitique} \qquad \textbf{(III.33)}$$

L'expressions du couple électromagnétique peut être déterminer par la relation suivante :

$C_{em} = P_{em}/\Omega_s$Et sachant que $d\theta_s/dt = \omega_s = p.\Omega_s$

Alors on peut écrire l'expression du couple comme suit :

$$C_{em} = p\left(\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}\right) \qquad \textbf{(III.34)}$$

Et encore :

$$\begin{cases} C_{em} = p.\dfrac{M_{sr}}{L_r}\left(\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}\right) \\ J\dfrac{d}{dt} + f = C_{em} - C_r \end{cases} \qquad \textbf{(III.35)}$$

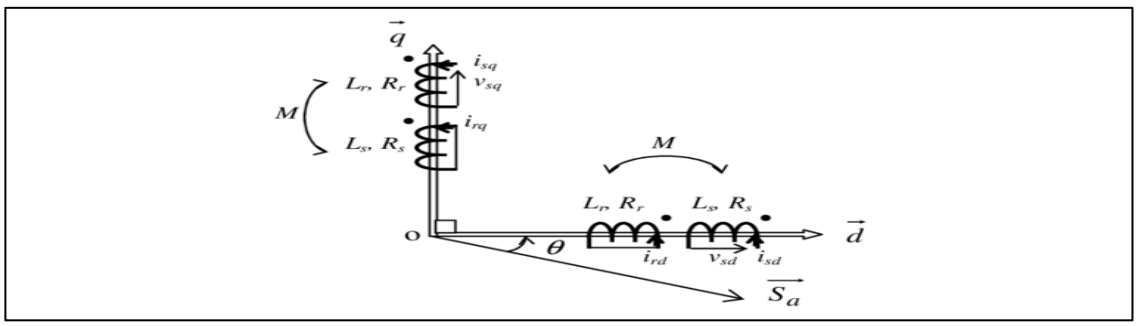


Figure III.4: Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q

III.6. Choix de référentiel de Park :

En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de Park pour différents référentiels. Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique :

- **Référentiel fixe au stator** (référentiel stationnaire $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$): Ce référentiel est utilisé pourétudier les régimes de démarrage et de freinage des machines électriques.
- **Référentiel fixé au rotor** (référentiel tournant $\frac{d\theta_r}{dt} = 0 = \omega = p.\Omega$) : Ce référentiel est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.
- **Référentiel fixé au champ tournant statorique** (référentiel tournant à la vitesse de pulsation statorique ($\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s$) : Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude et la synthèse des lois de commande. Les axes sont désigné par(d,q).

C'est ce dernier référentiel que nous allons utiliser en vue de l'étude de la commande vectorielle à flux statorique orienté que nous présenterons au chapitre suivant. Ce choix permet de définir une pulsation de glissement $\omega_g = \omega_s - \omega_r$. La formulation des équations du modèle mathématiques n'est pas simplifiée, et garde donc la forme par les relations suivantes :

- **Au stator :**

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \dfrac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \dfrac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{s0} = R_s I_{s0} + \dfrac{d\phi_{s0}}{dt} = 0 \end{cases} \quad \textbf{(III.36)}$$

- **Au rotor :**

$$\begin{cases} V_{rd} = R_s I_{rd} + \dfrac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_s \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \dfrac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_s \phi_{rd} \\ V_{r0} = R_r I_{r0} + \dfrac{d\iota_{r0}}{dt} = 0 \end{cases} \quad \textbf{(III.37)}$$

III.7. Modélisation de la MADA sous la forme d'état :

Le modèle de la machine sera représenté sous la forme d'état qui dépend du type d'alimentation et des grandeurs à réguler (flux rotoriques, statorique, courants, couple et vitesse).

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{I}_{rd} \\ \dot{I}_{rq} \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & (a\omega+\omega_s) & a_3 & a_5\omega & 0 & 0 \\ -(a\omega+\omega_s) & -a_1 & -a_5\omega & a_3 & 0 & 0 \\ a_4 & -a_6\omega & -a_2 & (\omega_s-\omega/\sigma) & 0 & 0 \\ a_6\omega & a_4 & -(\omega_s-\omega/\sigma) & -a_2 & 0 & 0 \\ -m.I_{rq} & m.I_{rd} & 0 & 0 & -m_2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 & -b_3 & 0 & 0 \\ 0 & b_1 & 0 & -b_3 & 0 \\ -b_3 & 0 & b_2 & 0 & 0 \\ 0 & -b_3 & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -m_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \\ C_r \end{bmatrix} \quad \textbf{(III.38)}$$

Avec :

$$a = \frac{1-\sigma}{\sigma}, a_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s}, a_2 = \frac{R_r}{\sigma L_r}, a_3 = \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_s L_r}, a_4 = \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r}, a_5 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s}, a_6 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_r}$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}, b_2 = \frac{1}{\sigma L_r}, b_3 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \quad \textbf{(III.39)}$$

$$m_1 = \frac{p^2 M_{rs}}{J}, m_2 = \frac{f}{J}, m_3 = \frac{P}{J}$$

II.8. Modélisation des convertisseurs :

L'alimentation de la machine au niveau rotoriques est assurée par un ensemble comprenant

- Un redresseur d'entrée,
- Un filtre passe bas comportant un condensateur de forte capacité qui rend négligeable l'ondulation de la tension *U* à l'entrée de l'onduleur,
- Un onduleur de tension

Le schéma détaillé du convertisseur assurant l'alimentation rotoriques de la machine est représenté par la figure III.5

Dans notre étude, nous considérons le cas d'un onduleur triphasé idéal à deux niveaux de tension, à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), modélisé par des interrupteurs parfaits à commutation instantanée. Le point milieu de la source de tension est fictif.

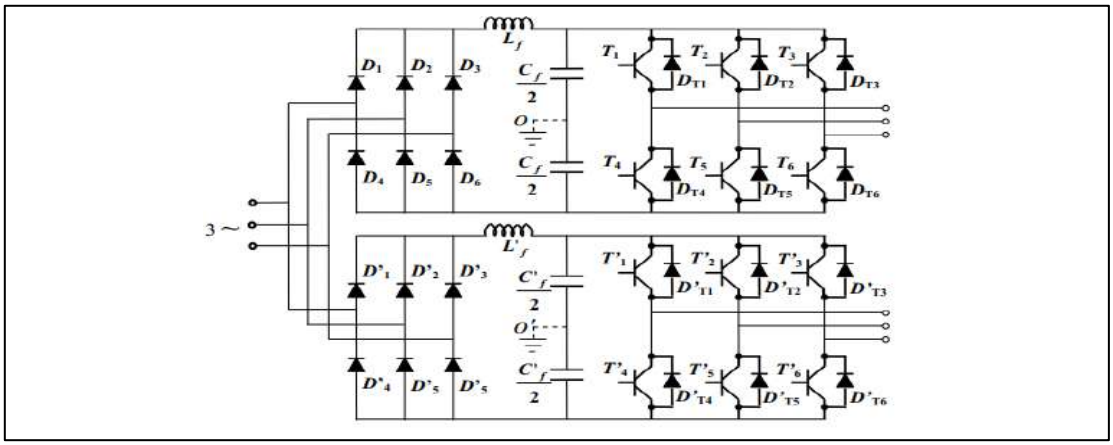


Figure III.5 : Schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la MADA

- **Le redresseur :**

On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif (alternatif/continue).

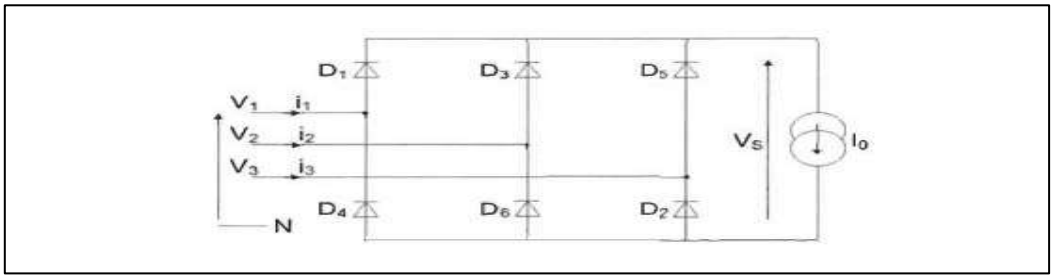


Figure III.6: structure de redresseur triphasé

Si nous considérons l'expression des tensions simples de la forme suivante :

$$\begin{cases} V_1 = V_m.\sin\sin(\omega t) \\ V_2 = V_m.\sin\sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_3 = V_m.\sin\sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad \textbf{(III.40)}$$

et que les diodes employées soit idéales, la tension redressée peut être déterminée par :

$$V_0 = V_{moy} = \frac{1}{\pi/3}.\int_0^{\pi/3} V_m\left[(\sin\sin\omega t) - \sin\sin(\omega t - 2\pi/3)\right].d\,\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}V_m \quad \textbf{(III.41)}$$

- **Le filtre passe bas :**

La tension obtenue en sortie du redresseur n'est pas sans ondulations, elle est donc superposée à une composante alternative, d'où la nécessité d'utiliser un filtre passe bas afin d'atténuer l'effet de cette composante. Un filtre passe bas est un quadripôle dont la tension de sortie doit être faiblement amortie pour le fondamental et le plus possible pour les harmoniques.

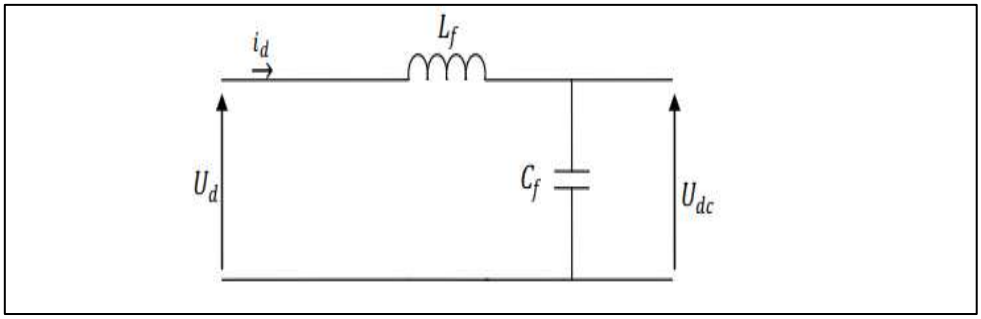


Figure III.7 : Structure d'un filtre passe bas

- **Onduleur :**

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative. Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz.

On peut remplacer chaque groupe transistor-diode de la figure (III.5) par des interrupteurs *kj* avec (*j = 1, 2, 3, 4, 5, 6*), on obtient le schéma simplifié pour chaque onduleur comme l'indique la figure (III.8).

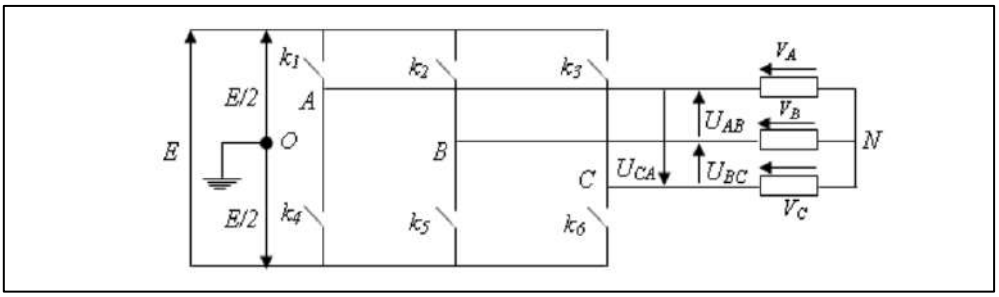


Figure III.8 : Schéma simplifié de l'onduleur triphasé.

Les six interrupteurs électroniques représentés, et que nous supposerons parfaits, peuvent être des transistors (Bipolaires, MOSFET, IGBT) associés à des diodes en tête bêche, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage.

Afin d'éviter de court circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaire. Pour simplifier l'étude nous supposerons que le couplage est du type étoile sans neutre (bien que le branchement d'une charge en triangle soit envisageable). Ainsi les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées, et le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impairs différents de trois.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens. L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs.

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad \textbf{(III.42)}$$

Par addition on a :

$$V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{ON} \quad \textbf{(III.43)}$$

Sachant que le système des tensions triphasées statorique est symétrique

Donc :

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{ON} = 0 \quad \textbf{(III.44)}$$

D'où :

$$V_{ON} = -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad \textbf{(III.45)}$$

On remplace (III.45) dans (III.42), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad \textbf{(III.46)}$$

On peut écrire le système (III.46) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad \textbf{(III.47)}$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2}S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2}S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2}S_3 \end{cases} \quad \textbf{(III.48)}$$

Tel que :

$$\begin{cases} s_1 = 1 \; si \; k_1 \; fermé \; si \; non \; s_1 = -1 \\ s_2 = 1 \; si \; k_2 \; fermé \; si \; non \; s_2 = -1 \\ s_3 = 1 \; si \; k_3 \; fermé \; si \; non \; s_3 = -1 \end{cases}$$

On remplace (III.48) dans (III.47), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad \textbf{(III.49)}$$

Le système (III.49) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI. Le tableau ci-dessous montre les expressions qui prennent les tensions simples et les tensions composées, en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs *k1, k2, k3* (les états de *k4, k5, k6* sont respectivement complémentaires de ceux de *k1, k2, k3*).

K_1	K_2	K_3	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}	V_A	V_B	V_C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
F	F	F	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	0
F	0	F	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	E	-E	0
F	F	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	-E/3	-2E/3	0	E	-E
F	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	E	0	-E
0	F	F	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	-E	0	E
0	0	F	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	0	-E	E
0	F	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	-E	E	0
0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	0

Tableau III.1 : Etablissement des expressions des tensions simples et composées

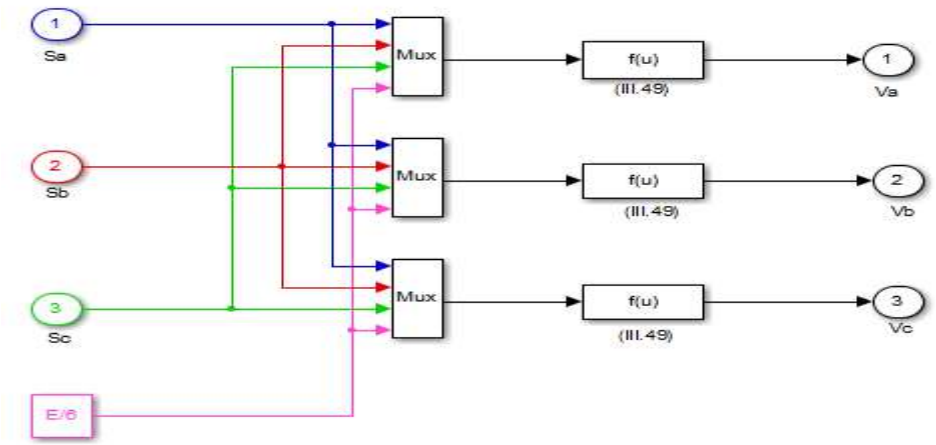


Figure III.9: Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé

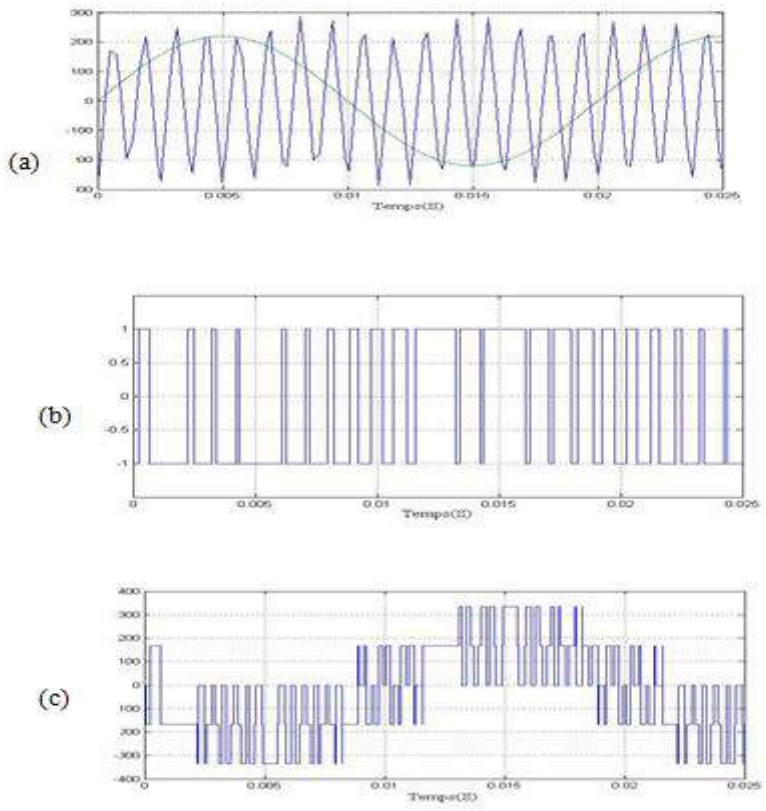
- **<u>Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :</u>**

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bonnes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative.

Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de

référence appelé aussi modulatrice d'amplitude A_r et de fréquence f , avec un signal appelé porteuse d'amplitude $A_p$et de fréquence $f_p$très élevée.

Le principe exposé dans la figure (III.10) consiste à comparer chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer (ondes modulantes ondulantesVr (t), i= (1, 2 , 3) par un signal triangulaire de haute fréquence (porteuse). Les intersections des ondes modulantes avec l'onde triangulaire, déterminent les impulsions de commande ($S1$, $S2$, $S3$) de l'onduleur.



(a)= Signaux de comparaison (référence et porteuse).
(b)= Tension composée de sortie de l'onduleur (V).
(c)= Impulsion de commande du premier transistor.

Figure III.10 : Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.

III.9. Résultats de simulation :

La simulation numérique nous permet de modéliser, d 'analyser et de simuler les systèmes avec beaucoup de précision. De nos jours, il existe toute une panoplie de logiciels utilisés pour l'étude

des machines électriques. Afin de simuler le comportement de la MADA, nous avons opté pour le logiciel MATLAB/SIMULINK. La machine asynchrone à double alimentation dont les paramètres sont donnés dans l'annexe, est alimentée par un réseau triphasé équilibré, puis par des onduleurs de tensions à MLI. Les résultats de simulation obtenus sont donnés par les figures ci-après.

- **Interprétation des résultats :**

La vitesse atteint une valeur de 3000 min/s mais une fois la charge est appliquée, la vitesse diminue. Le couple électromagnétique commence au premier instant par un régime transitoire oscillé puis le système stabilisé. Quand on applique une charge sa réponse change.

Les figures (I.11) à (I.13), illustrent les résultats de simulation de la MADA pour un démarrage à vide (C_r = 0) avec alimentation du rotor à l'instant t =2s. À gauche, on a les simulations du modèle de la machine par le réseau triphasé tel que, le rotor et pour des raisons de stabilité est alimenté par une tension et une fréquence réduite (de l'ordre de 10%) par rapport aux grandeurs statoriques, et à droite et dans les mêmes conditions, sont donnés les résultats de simulation de l'association Convertisseurs-MADA.

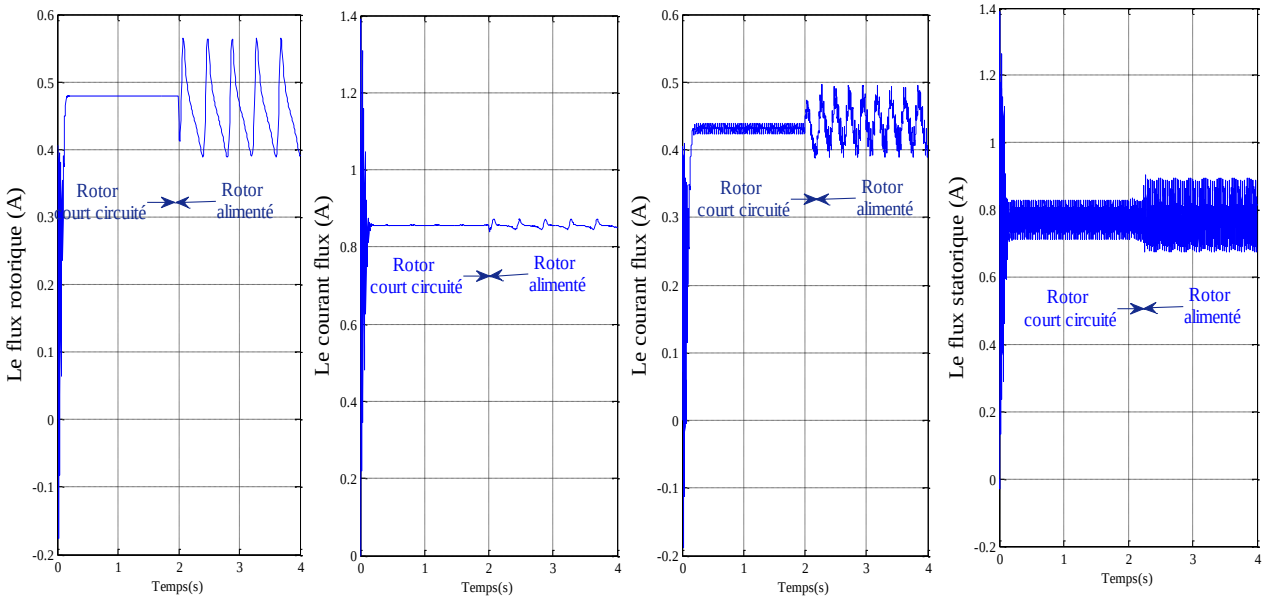


Figure III.11 : Evolution du flux statoriques et rotoriques.

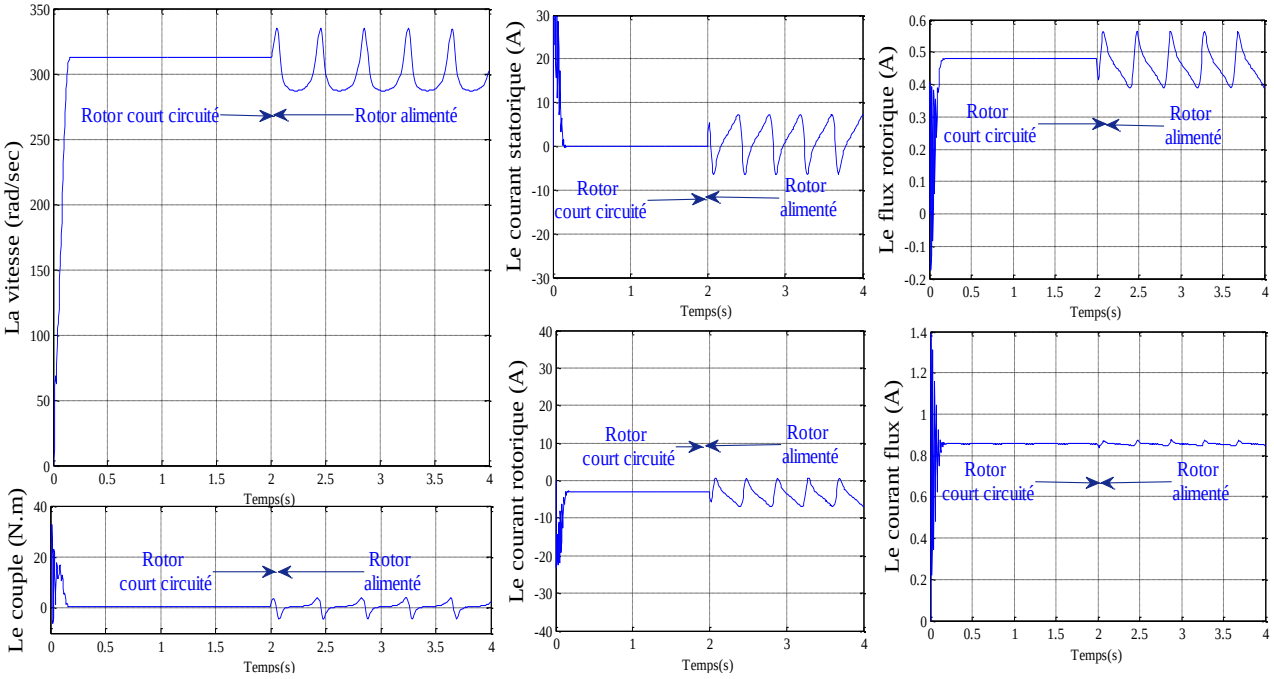


Figure III.12 :Démarrage à vide pour une machine MADA alimentée en tension (où rotor est Court-circuité et alimenté à l'instant 2sec)

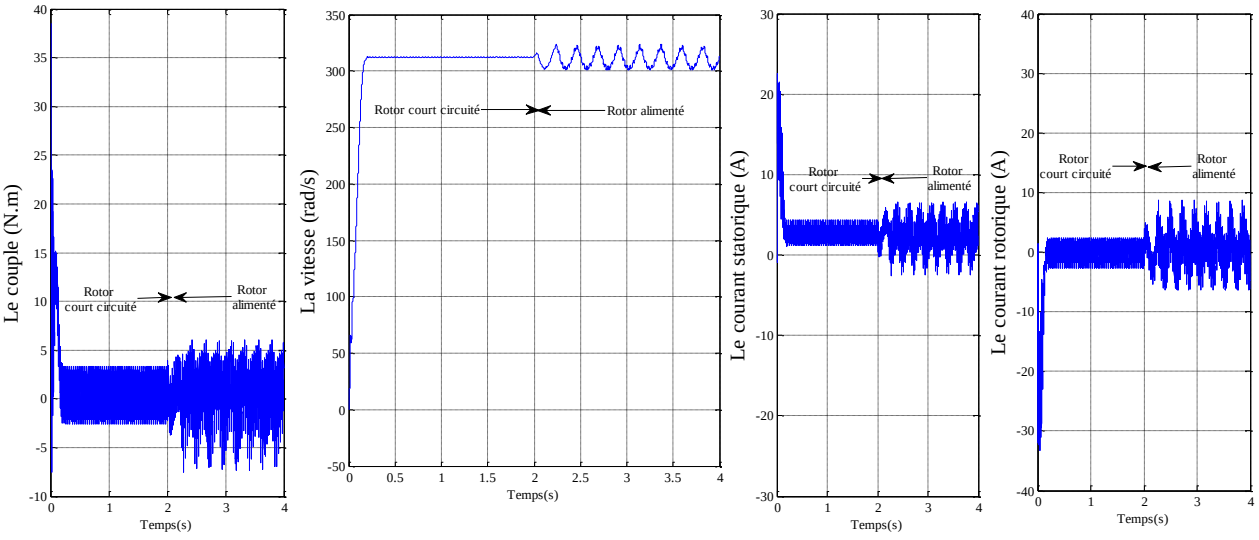


Figure III.13:Démarrage à vide pour une machine MADA alimentée par un Onduleur (où rotorest Court-circuité et alimenté à l'instant 2sec)

À travers les résultats de simulation obtenus, il est clairement apparu que la machine asynchrone à double alimentation se distingue par un caractère très instable en boucle ouverte. En effet, des perturbations trop exagérées sont apparues sur les différentes grandeurs de la machine depuis l'alimentation du rotor.

Ces dernières sont dues à l'absence d'un contrôle strict de la position relative entre les deux forces magnétomotrices développées par les deux armatures de la machine. Afin de régler ce problème, le recours aux commandes bouclées devient indispensable.

III.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone doublement alimentée MADA dans le repère de Park. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices qu'on doive les respecter. Lors de cette modélisation, nous sommes attachés à développer un modèle en vue de la commande.

Comme on a pu le voir, le modèle mathématique obtenu est fortement non-linéaire et présente des dynamiques différentes et d'ordre élevé. De plus, l'expression du couple électromagnétique montre une interaction complexe entre les champs statorique et rotoriques. De ce fait, l'analyse et le contrôle de tels systèmes peuvent s'avérer difficiles.

Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique de la MLI pour la commander. La modélisation de la MADA et son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande vectorielle. Cette dernière est le sujet du chapitre suivant.

CHAPITRE

IV

LA COMMANDE VECTORIELLE FOC-MADA

IV.1. Introduction :

A l'heure actuelle, dans les applications à vitesse variable, la machine asynchrone de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût, détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue synchrone couvrant ainsi une large plage de puissance de quelques watts jusqu'à quelques mégawatts. Une association ″convertisseur statique machine asynchrone″ exige un procédé de contrôle efficace et performant. La commande à haute performance d'une machine asynchrone est devenue très complexe, mais sa réalisation ne pose plus de problème vu que les possibilités des techniques numériques modernes ouvrent des perspectivesde plus en plus compétitives tout en respectant l'aspect économique de cette réalisation. [SER17]

Depuis plusieurs années, plusieurs recherches universitaires et industrielles ont été réalisées et proposées pour remédier le problème de commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées et de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ; et les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement).[BRA19]

Pour maitriser ces difficultés, et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle en anglais(field oriented control) ou la commande par orientation du flux. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, plusieurs entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant de point de vue rapidité et précision. L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser des performances meilleures pour les applications de la production d'énergie dans une gamme de vitesse limitée et constitue actuellement un domaine de recherche.

Dans ce chapitre, on va présenter l'application de la commande vectorielle sur la machine asynchrone à double alimentation suivi par les résultats de simulation de cette application.

IV.2. Généralité sur la commande vectorielle :

Pour remédier à ce problème Mr.B. Laschkee proposa au début des années 70 la solution rendant possible ce découplage par la commande vectorielle à flux orienté ; avec cette technique, on améliore les performances de la machine asynchrone. En effet, on obtient un couple plus grand que le couple nominal même lorsque le machine est à l'arrêt. [SER17]

IV.2.1. But de la commande vectorielle :

L'objectif de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). C'est-à-dire de trouver un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique. [GHI19]

IV.2.2. Principe de la commande vectorielle :

Le principe de cette dernière consiste à transformer le modèle de la machine asynchrone à une structure similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée et compensée .En effet, en absence de la saturation et de la réaction magnétique d'induit, le flux principal de l'inducteur est proportionnel au courant d'excitation. Il n'est pas affecté par le courant d'induit à cause de l'orientation perpendiculaire des flux statorique et rotoriques. C'est pourquoi, le couple électromagnétique d'une machine à courant continu à excitation séparée est directement proportionnel au courant de l'induit pour une valeur constante du flux, ce qui présente un réglage rapide du couple. Et pour la machine asynchrone, l'angle entre les deux champs statorique et rotoriques est différent de 90°.

L'idée proposée par Blaschke et Hasse c'est de décomposer le vecteur des courants statorique ou rotoriques en deux composantes, l'une produit le flux, et l'autre produit le couple. Ce qui permet d'avoir un angle de 90° entre les deux flux de la machine, et on obtient une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. [SER17]

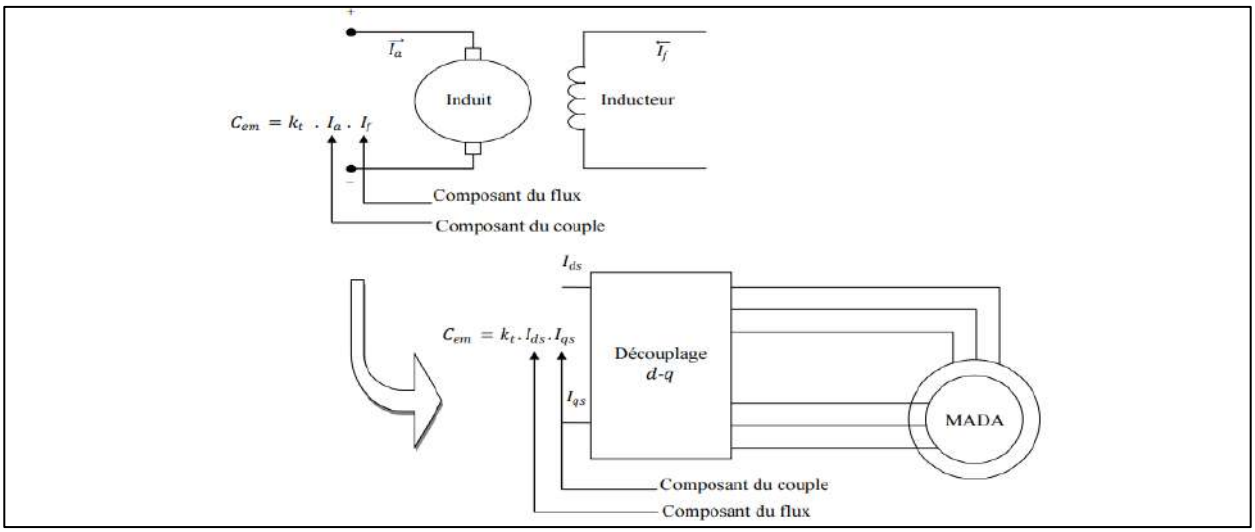


Figure IV.1 : Principe de commande découplée pour la machine à CC à excitation séparée et la machine asynchrone à double alimentation.

II.2.3. Variante de la commande :

Afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, Idr est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant Iqr est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes Idr et Iqr sont mutuellement découplées.

De nombreuses variétés de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer :

- **Suivant la source d'énergie :**
  - Commande en tension.
  - Commande en courant.
- **Suivant l'orientation de repère :**
  - Le flux rotorique
  - Le flux statorique
  - Le flux d'entrefer
- **Suivant la détermination de la position du flux :**
  - Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase).
  - Indirecte par contrôle de la fréquence du glissement.
- **Procède d'orientation du flux :**
  - Orientation du flux statorique : $\varphi_{ds} = \varphi_s \ et \ \varphi_{qs} = 0$
  - Orientation du flux rotorique : $\varphi_{dr} = \varphi_r \ et \ \varphi_{qr} = 0$
  - Orientation du flux d'entrefer : $\varphi_{dg} = \varphi_g \ et \ \varphi_{qg} = 0$

IV.3. La commande vectorielle par orientation du flux statorique :

La machine asynchrone est un système multi-variable régit par des équations différentielles .L'utilisation de la transformation de Park par le changement des repères, sous certaines hypothèses, permet de simplifier ces équations et donc d'appréhender une meilleure compréhension du comportement physique de la machine. [BRA19]

Un choix adéquat du référentiel (d-q) est fait de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (d) permettant d'obtenir une expression du couple dans laquelle deux courants

orthogonaux (i_{rd} ,i_{rq}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple . [SER17]

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d-q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. [NAC17]

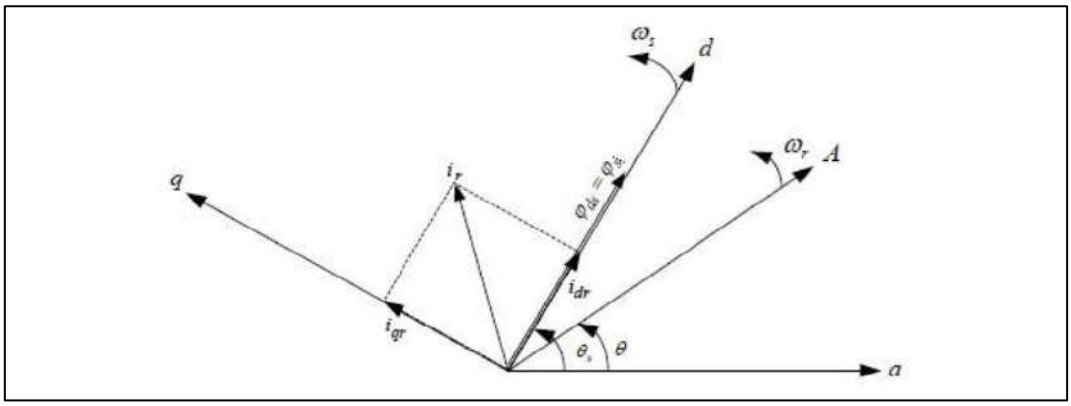


Figure IV.2 : Orientation du flux statorique.

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel (**d-q**) lié au champ tournant avec une orientation du flux statorique (l'axe **d** aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la figure (IV.2). On obtient :

$$\varphi_{ds} = \varphi_s \qquad et \qquad \varphi_{qs} = 0 \tag{VI.1}$$

On remplace l'équation (IV.1) dans l'équation (III.23) et (III.24), on trouve :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s I_{sd} \\ v_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r I_{rd} - \omega_r \varphi_{sd} \\ v_{rq} = R_r I_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \leftrightarrow \begin{cases} \varphi_{sq} = 0 \rightarrow i_{sq} = -\dfrac{M}{L_s} I_{rq} \\ i_{sd} = 0 \\ i_{rd} = \dfrac{\varphi_s^*}{M} \end{cases} \tag{VI.2}$$

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{p.M}{L_s}\left(\varphi_{sq} i_{rd} - \varphi_{sd} i_{rq}\right) \quad \textbf{(VI.3)}$$

En remplaçant l'équation (IV.1) dans (IV.3) on trouve

$$C_{em} = \frac{p.M}{L_s}\left(-\varphi_s .i_{rq}\right) = -\frac{p.M}{L_s}\varphi_s .i_{rq} \quad \textbf{(VI.4)}$$

Alors : $$I_{rq} = -\frac{L_s}{pM}.\frac{C_{em}^{*}}{\varphi_s^{*}} \quad \textbf{(VI.5)}$$

De l'équation (III.17) on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \left(\frac{R_s.M}{L_s}.i_{rq} + v_{sq}\right)/\varphi_s^{*} \quad \textbf{(VI.6)}$$

D'après les équations des flux statorique, on aura :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s .i_{sd} + M .i_{rd} \rightarrow i_{sd} = \dfrac{1}{L_s}\left(\varphi_{sd} - M .i_{rd}\right) \end{cases} \quad \textbf{(VI.7)}$$

$$\begin{cases} \varphi_{sq} = L_s .i_{sq} + M .i_{rq} \rightarrow i_{sq} = \dfrac{1}{L_s}\left(\varphi_{sq} - M .i_{rq}\right) \end{cases} \quad \textbf{(VI.8)}$$

En exprimant le flux rotoriques en fonction de flux statorique φ_{sd} et le courant rotorique i_{rd} .En remplaçant l'équation (IV.7) et l'équation (IV.8) dans l'équation (III.29), on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \dfrac{M}{L_s}\varphi_{sd} \end{cases} \quad \textbf{(VI.9)}$$

$$\begin{cases} \varphi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} + \dfrac{M}{L_s}\varphi_{sq} \end{cases} \quad \textbf{(VI.10)}$$

On remplace l'équation (IV.7) et l'équation (IV.8) dans (III.18) on trouve :

$$\begin{cases} \varphi^{*}_{sd} = v_{sd} + \dfrac{M}{T_s}.i_{rd} - \dfrac{1}{T_s}.\varphi_{sd} \end{cases} \quad \textbf{(VI.11)}$$

$$\begin{cases} \varphi^{*}_{sq} = 0 = v_{sq} + \dfrac{M}{T_s}.i_{rq} - \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad \textbf{(VI.12)}$$

En insérant les équations (IV.9), (IV.11) et (III.28), (III.29) dans l'équation (III.24), on trouve :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \dfrac{di_{rd}}{dt} + \dfrac{M}{L_s} v_{sd} - (\omega_s - \omega)\sigma L_r i_{rq} \end{cases} \quad \textbf{(VI.13)}$$

$$\begin{cases} v_{rq} = \left(R_r + \dfrac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \dfrac{di_{rq}}{dt} + \dfrac{M}{L_s} v_{sq} - \dfrac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega)\sigma L_r i_{rd} \end{cases} \quad \textbf{(VI.14)}$$

IV.4.Les types de la commande vectorielle :

IV.4.1. Commande vectorielle directe(CVD) :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement. Pour cela deux procédés sont utilisés :

La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs. [SER17]

L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

IV.4.2. Commande vectorielle indirecte(CVI) :

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif « méthode indirecte » signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine. [SER17]

IV.5. Structure de la commande vectorielle directe de la MADA :

Le schéma de principe de la commande vectorielle directe (CVD) à flux statorique orienté sur l'axe *d*est montré par la figure ci-dessous.

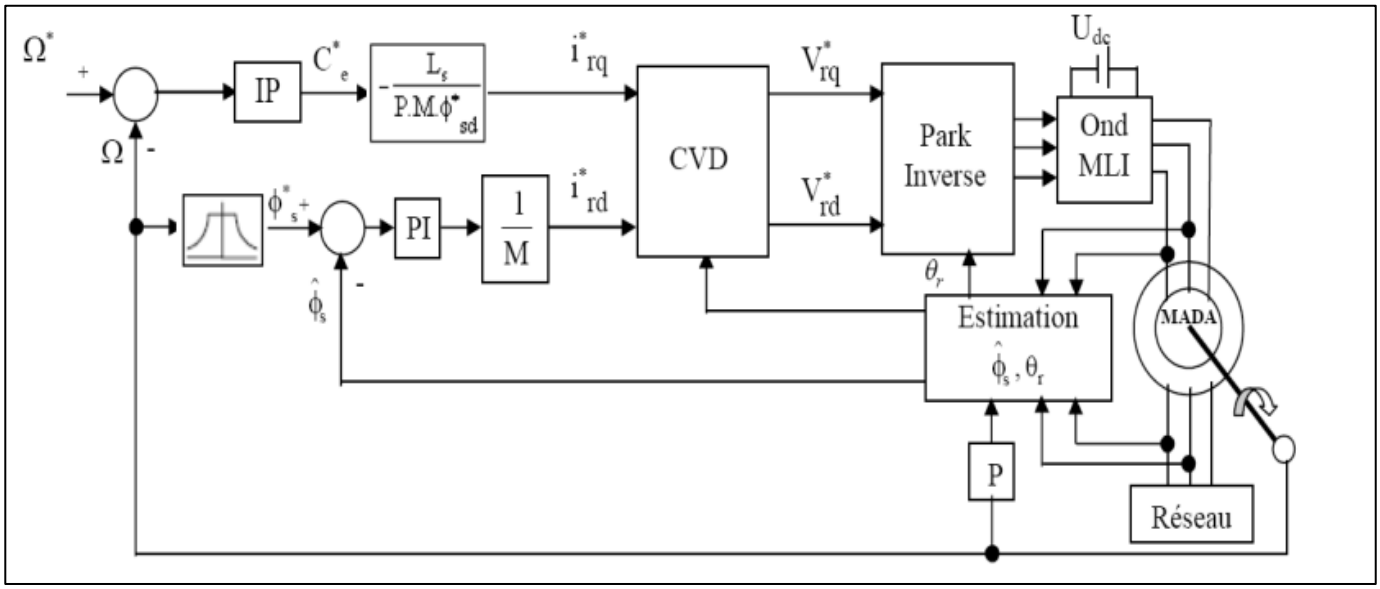


Figure IV.3 : Schéma de principe de la commande vectorielle.

IV.5.1. Bloc de défluxage :

Ce bloc permet une exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine ; Et permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. En plus, il permet d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction suivante :

$$\varphi^*_s = \begin{cases} \varphi_{sn} & si \quad |\omega| \le \omega_n \\ \varphi_{sn}\dfrac{|\omega|}{\omega_n} & si \quad |\omega| > \omega_n \end{cases}$$

Où :

$\omega_n = p.\Omega_n$:est la vitesse angulaire nominale de la machine.

Ω_n :est la vitesse de rotation mécanique nominale de la machine.

φ_{sn} :est le flux statorique nominale.

IV.5.2. Principe du découplage par compensation :

D'après les équations (IV.13) et (IV.14), on peut remarquer que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe *d* et l'axe *q*. Nous devons présenter un système de découplage, en présentant les termes de compensation :

$$\begin{cases} e_d = \sigma L_r \left(\omega_s - \omega\right) I_{rq} \end{cases} \qquad \textbf{(VI.15)}$$

$$\begin{cases} e_q = \dfrac{M}{L_s}\omega\varphi_{sd} - \sigma L_r\left(\omega_s - \omega\right) I_{rd} \end{cases} \quad \textbf{(VI.16)}$$

Puis, on définit deux nouvelles variables intermédiaires de découplage par deux expressions qui sont:

$$\begin{cases} v_{rd1} = v_{rd} + e_d - \dfrac{M}{L_s} v_{sd} \end{cases} \quad \textbf{(VI.17)}$$

$$\begin{cases} v_{rq1} = v_{rq} + e_q - \dfrac{M}{L_s} v_{sq} \end{cases} \quad \textbf{(VI.18)}$$

IV.5.3. Estimation du flux statorique :

Dans la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA, la connaissance précise de l'amplitude et la position du vecteur de flux statorique est nécessaire .En mode moteur de la MADA, les courants statorique et rotorique sont mesurables, le flux statorique peut être estimé. L'estimateur de flux peut être obtenu par les équations suivantes (III.3,13,17 et 19),(IV.13 et IV.14) :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \end{cases} \quad \textbf{(VI.19)}$$

$$\begin{cases} \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \end{cases} \quad \textbf{(VI.20)}$$

La position du flux statorique est calculée par l'équation suivante :

$$\theta_r = \theta_s - \theta \quad \textbf{(VI.21)}$$

Tel que :

$\theta_s = \int \omega_s dt\,, \qquad \theta = \int \omega dt, \qquad \omega = p.\Omega$

Où :

θ_s : est la position électrique de stator.
θ : est la position électrique de rotor.

IV.6. Calcul des régulateurs

IV.6.1. Régulation Du Courant Rotoriques Directe :

La fonction de transfert du courant rotoriques directe est obtenue à partir de l'équation (IV.13) et par l'annulation du terme de compensation e_d.

$$v_{rd1} = v_{rd} + e_d - \frac{M}{L_s} v_{sd} = R_r + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} = R_r \left(1 + \sigma T_r . S\right) I_{rd} \quad \textbf{(VI.22)}$$

$$\frac{I_{rd}}{v_{rd1}} = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r . S} \quad \textbf{(VI.23)}$$

La boucle de régulation de courant Ird présenter par le schéma bloc de la figure (IV.4) :

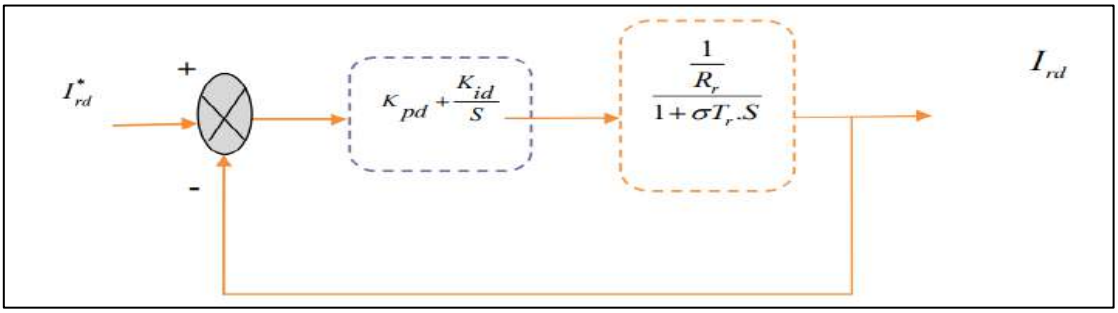


Figure IV.4: Schéma de régulation de courant Ird.

Soit un régulateur **PI** de fonction de transfert :

$$PI\left(s\right) = K_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \quad \textbf{(VI.24)}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (IV.3) sera :

$$FTBO\left(s\right)_{Ird} = \frac{S.k_{pd} + K_{id}}{S} . \frac{1}{1 + \sigma T_r . S} \quad \textbf{(VI.25)}$$

$$FTBO\left(s\right)_{Ird} = \frac{K_{id}}{R_r . S} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} S + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r . S} \quad \textbf{(VI.26)}$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{k_{id}} = \sigma T_r \quad \textbf{(VI.27)}$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte écrire à partir du format :

$$FTBO\left(s\right)_{Ird} = \frac{K_{id}}{R_r . S} \quad \textbf{(VI.28)}$$

Afin d'obtenir le comportement du système de premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$FTBF(s)_{Ird} = \frac{1}{1+\tau S} \quad \textbf{(VI.29)}$$

Alor la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de la figure (IV.5) sera :

$$FTBF(s)_{Ird} = \frac{1}{1+\frac{R_r}{K_{id}}.S} \quad \textbf{(VI.30)}$$

Après la comparaison de l'équation (IV.28) par l'équation (IV.29) on trouve :

$$\tau = \frac{R_r}{k_{id}} \quad \textbf{(VI.31)}$$

Par l'équation (IV.26) et (IV.30) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \dfrac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id}\sigma T_r = \dfrac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad \textbf{(VI.32)}$$

La constante du temps électrique du système dans notre cas est τe= σTr =0.0191s, nous avons choisiτ=0.001s, pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

IV.6.2. Régulation du courant rotoriques quadrature :

La fonction de transfert du courant rotoriques quadrature est obtenue à partir de l'équation (III.14) etpar l'annulation de eq.

$$v_{rq1} = v_{rq} + e_q - \frac{M}{L_s}v_{sq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}\right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} = k_q \left(1+\sigma\frac{L_r}{K_q}S\right) I_{rq} \quad \textbf{(VI.33)}$$

Ou :$K_p = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}$

Donc : $$\frac{I_{rq}}{v_{rq}} = \frac{\frac{1}{K_p}}{1+\sigma\frac{L_r}{K_q}S} \quad \textbf{(VI.34)}$$

La boucle de régulation de courant I rq présenter par le schéma bloc de la figure (IV.5)**:**

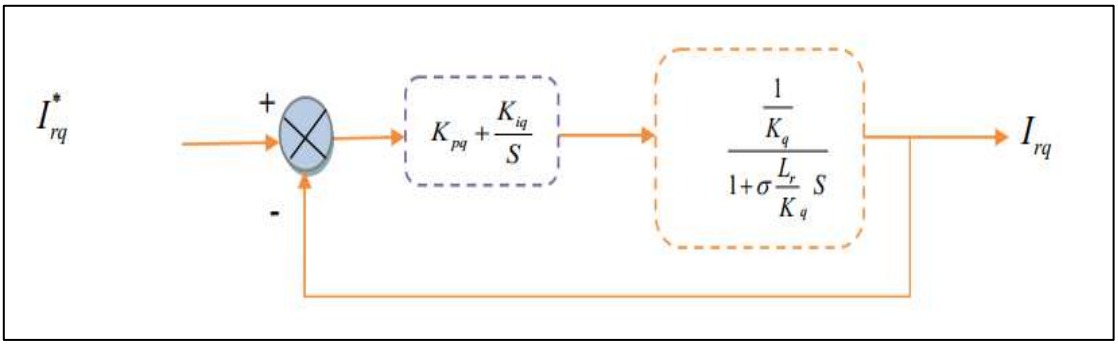


Figure IV.5 : Schéma de régulation du courant Irq.

Pour calculer les deux coefficients Kpq et Kiq, nous suivons les mêmes étapes pour le courant Ird**.** Si on trouve :

$$\begin{cases} K_{iq} = \dfrac{K_q}{\tau} = \left(R_r + \dfrac{M^2}{L_s T_s} \right) / \tau \\ K_{pq} = K_{iq} \dfrac{\sigma L_r}{K_q} = \dfrac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \qquad \textbf{(VI.35)}$$

La constante du temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma\frac{L_r}{K_q}$=0.0086*s* .Pour avoir une dynamique du processus plus rapide, nous avons choisi le mêmeτque pour le courant ***Ird*** (τ=0.001*s*).

IV6.3. Régulateur du flux statorique :

Après les équations (IV.9), nous avons $V_{sd} = 0$:

$$\frac{\varphi_{sd}}{I_{rd}} = \frac{M}{1 + T_s.S}$$

Le schéma de la boucle de régulation de flux est donné par la figure (IV.6) :

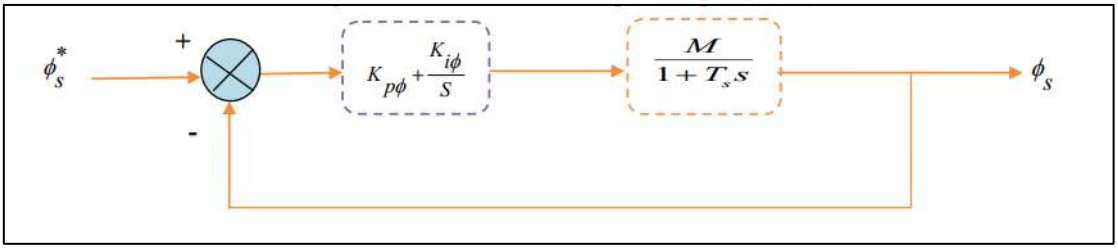


Figure IV.6: Schéma de régulation du flux statorique.

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (IV.7) sera :

$$FTBO(s)_{\varphi s} = \frac{K_{p\varphi}S + K_{i\varphi}}{s}.\frac{M}{1+T_s S} \quad \textbf{(VI.36)}$$

$$FTBO(s)_{\varphi s} = \frac{K_{i\varphi}}{S}\left(\frac{K_{p\varphi}S}{K_{i\varphi}}+1\right)\frac{M}{1+T_s S} \quad \textbf{(VI.37)}$$

La compensation des pôles donne :

$$T_s = \frac{K_{p\varphi}}{K_{i\varphi}} \quad \textbf{(VI.38)}$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s)_{\varphi s} = \frac{1}{1+\frac{S}{MK_{i\varphi}}} \quad \textbf{(VI.39)}$$

Après la comparaison de l'équation (IV.39) par l'équation (IV.29) on trouve :

$$\begin{cases} K_{i\varphi} = \dfrac{1}{M\,\tau} \\ K_{p\varphi} = K_{i\varphi}T_s = \dfrac{T_s}{M\,\tau} \end{cases} \quad \textbf{(VI.40)}$$

IV.6.4. Régulation de vitesse par un régulateur IP :

Le régulateur Intégral Proportionnel (IP) a été appliqué pour la commande des machines asynchrone en raison de ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesseavec l'utilisation d'un régulateur de type IP est schématisée par la figure suivante :

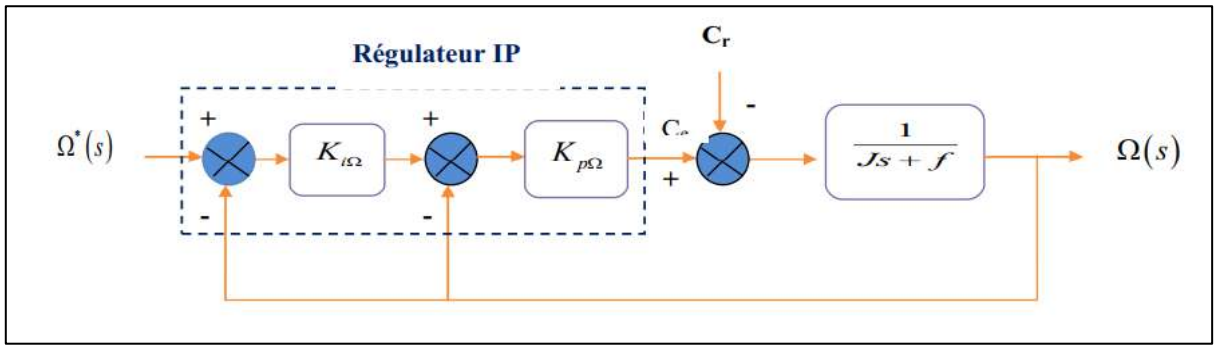


Figure IV.7: Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

Le régulateur IP est utilisé pour le réglage de la grandeur mécanique. Ce type de régulateur est dérivédu régulateur classique Proportionnel Intégral (PI), mais a l'avantage de conduire à une fonctionde transfert en boucle fermée sans zéro donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^{*}(s)} = \frac{1}{1+\frac{K_p+f}{K_pK_i}S+\frac{J}{K_pK_i}S^2} \quad \textbf{(VI.41)}$$

Où:$K_{p\Omega}\ et\ K_{i\Omega}$sont respectivement les gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse IP. Onpeut voir que la vitesse de moteur est représentée par l'équation différentielle du second ordre, Lafonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$FTBF(s) = \frac{1}{1+\frac{2}{\omega_n}S+\frac{1}{\omega_n^2}S^2} \quad \textbf{(VI.42)}$$

Par identification avec l'équation caractéristique du second ordre fondamental (IV.42) avec l'équation(IV.41), on trouve :

$$\begin{cases} K_p = 2J\omega_n - f \\ K_i = \dfrac{J\omega^2{}_n}{K_p} \end{cases} \quad \textbf{(VI.43)}$$

IV.7. Résultats de simulation avec application de la commande :

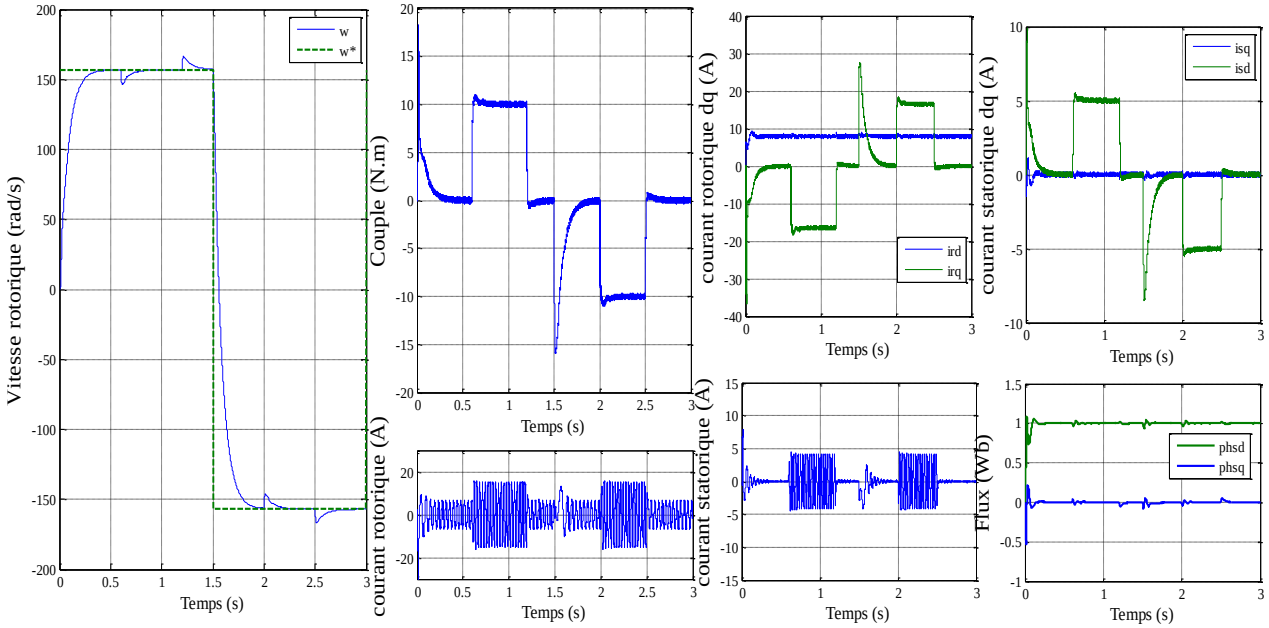


Figure IV.8 : Résultats de simulation de la Commande Vectorielle.

Au regard des résultats de simulation obtenus, nous pouvons remarquer les biens faits de la commande vectorielle munit de la structure de régulation de vitesse de type IP, la vitesse de rotation suit relativement bien sa référence.

On observe une bonne orientation du flux rotoriques sur l'axe direct. Ce qui se répercute sur le couple électromagnétique, qui suit parfaitement le couple de référence, représentant la loi de commande générée par le contrôleur et avec une bonne sensibilité aux perturbations de charge, avec un temps de rejet relativement faible.

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre, on a abordé la commande vectorielle, les différents repères d'orientation du flux et le principe de cette méthode. La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la MADA reste la méthode la plus répondue .En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

On a utilisé la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique et la régulation des courants rotoriques ainsi que la vitesse de rotation de la machine .La commande vectorielle de la MADA que nous avons présentée donne des performances satisfaisantes.

CHAPITRE

V

PV-CV-MADA BASE SUR LA LOGIQUE FLOUE

V.1.Introduction :

La logique floue ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de forts non linéarité ou imprécision. Les premières applications de la logique floue au niveau des systèmes de réglage ne parurent que dès 1975. Ce sont les Japonais qui commencent à utiliser dans des produits industriels pour résoudre les problèmes de réglages et récemment cette technique de commande est incluse en Europe, une intense activité de recherche a été introduite afin d'exploiter ce principe de réglage.

Dans ce chapitre, on va étudier les principes de base de la théorie de la logique floue, ensuite en va étudier la commande vectorielle de la MADA à base de la logique floue.

V.2. Principe et Historique de la Logique Floue :

Ce sont les premières approches du concept d'incertitude d'Heisenberg développées par des chercheurs américains dans les années 20 et 30 qui ont conduit à l'apparition de la logique floue. Mais ce n'est qu'en 1965 que les bases théoriques de cette logique sont proposées par le professeur Lotfi Zadeh, dans un article intitulé «Fuzzy sets» (Ensembles flous). Cet automaticien, de réputation internationale, a depuis réalisé de nombreuses avancées théoriques qui ont contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, dans le but de palier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle. Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue :

- **En 1973**, Lotfi Zadeh propose d'appliquer la logique floue pour résoudre les problèmes de réglage.
- **En 1975,** le professeur Mamdani propose à Londres, une première application très encourageante du réglage par la logique floue et développe une stratégie pour le contrôle d'une chaudière à vapeur.
- **En 1978,** c'est la société danoise F.L. Smidth-Fuller qui réalise le contrôle d'un four à ciment : c'est la première véritable application industrielle de la logique floue.
- **En 1983,** c'est un épurateur d'eau à commande par la logique floue qui est mis au point avec succès.
- **A partir de 1985,** la logique floue est introduite par le chercheur M. Suegno au Japon. Ce type de commande fut alors l'objet des premières réalisations remarquables développées à

la fin des années 80 et au début des années 90 telles que le métro Sendai (1987) et le lave-linge Aïsaïgo Pay Fuzzy de Matsushita (1990). [GUE19]

V.3. Théorie des ensembles flous :

V.3.1.Définition :

Le terme « logique floue » à deux aspects :

- Le premier correspond à tous les développements concernent la théorie des ensembles flous.
- Le deuxième représente une extension de la logique classique dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites.

Afin de connaître le principe fondamental de la logique floue, on introduit un exemple simple, celui de la classification des personnes en trois ensembles « jeune », « entre deux âges » et « âgé ».Pour le cas de la logique classique (logique de boucle) qui admet deux valeurs 0 ou 1, la classification pourrait se faire comme dans la figure (V.I)Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans appartiennent à l'ensemble jeune et toutes les personnes âgées de plus 50 ans sont considérées comme appartenir à l'ensemble « âgé ».

Cependant une telle logique de classification n'est même pas logique car la question qui se pose : pourquoi une personne âgée de 50 ans doit être considérée comme appartenant à l'ensemble « âgé »? En réalité un tel passage se fait progressivement et individuellement. En autre lors de la classification par logique classique, on ne prend pas en considération des personnes situées dans la zone « entre deux âges ».

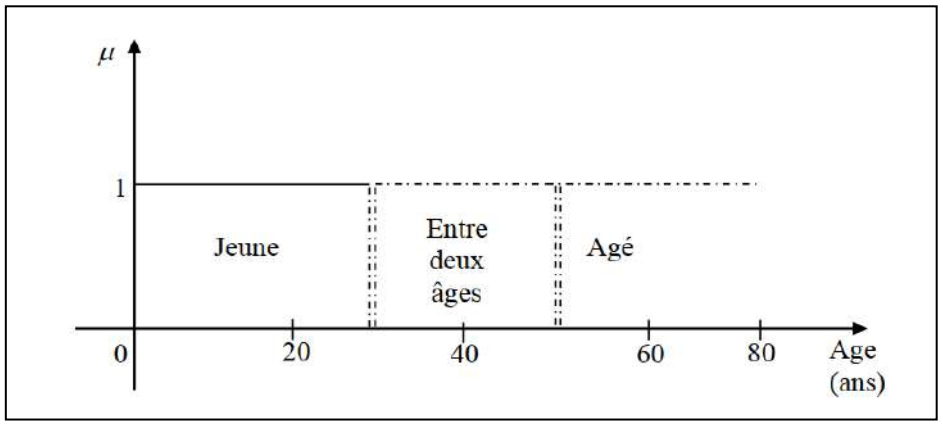


Figure V.1 : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique**.**

La logique floue, dont la fonction d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 permet de tenir compte de cette réalité. Il est donc possible de trouver une autre classification pour

l'exemple précédant à l'aide de la logique floue. Les limites ne varient pas soudainement mais progressivement comme le montre la figure (V.II) :

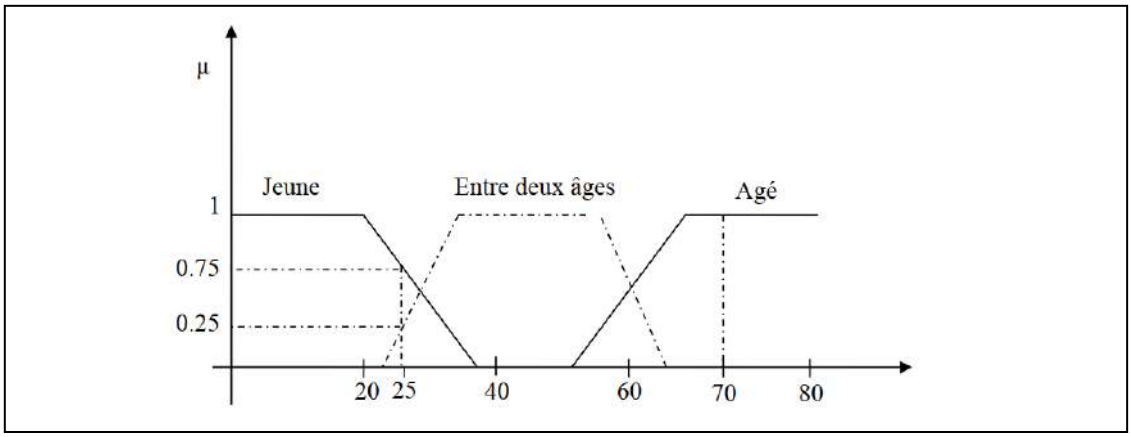


Figure V.2 : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue. [DER11]

V.3.2. Les sous-ensembles flous :

Selon George Contor (1845-1918), un ensemble est définit par ses éléments. En 1965, Lotfi A. Zadeh élabora une nouvelle théorie.

Il constata que dans le monde qui nous entoure, un ensemble n'a pas de limite nette à partir desquelles, on peut dire qu'un élément appartient ou non à cet ensemble. Ce fut pour cette raison qu'une nouvelle théorie à vue le jour et porte le nom « théorie des sous-ensembles floues ».

Un système flou peut être vu comme un système expert fonctionnant à partir d'une représentation de connaissances basée sur la théorie des ensembles flous, la figure V.III montre le schéma synoptique d'un tel système.

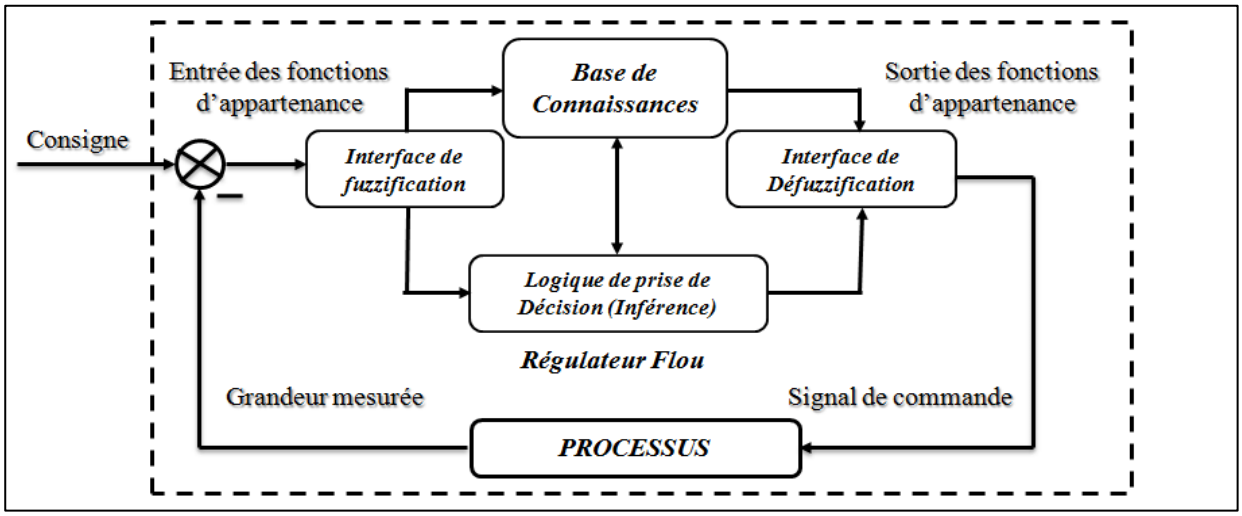


Figure V.3 :Schéma synoptique général d'un système flou.

Nous allons fournir dans ce qui suit une description sommaire de chaque module composant ce contrôleur :

- **Base de données du processus :** elle est composée de l'ensemble des renseignements que nous possédons sur le processus. Elle permet de définir les fonctions d'appartenance et les règles floues du système flou.
- **Base de règles de décision :** une action, sous forme symbolique est décidée en fonction des variables floues précédemment calculées.
- **Interface de fuzzification ou « Numérique→Symbolique »:** ce module traduit les données numériques caractérisant l'état du système. Il fournit une caractérisation floue des variables du système flou sous forme symbolique.
- **Interface de défuzzification ou «Symbolique→Numérique » :** ce module traduit l'action floue en une action directement applicable au processus à commander. [CHA17]

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous, qui sont une généralisation de la théorie des ensembles classiques.

Les ensembles classiques sont également appelés ensembles nets, par opposition à flou, et de même la logique classique est également appelée logique booléenne ou binaire.

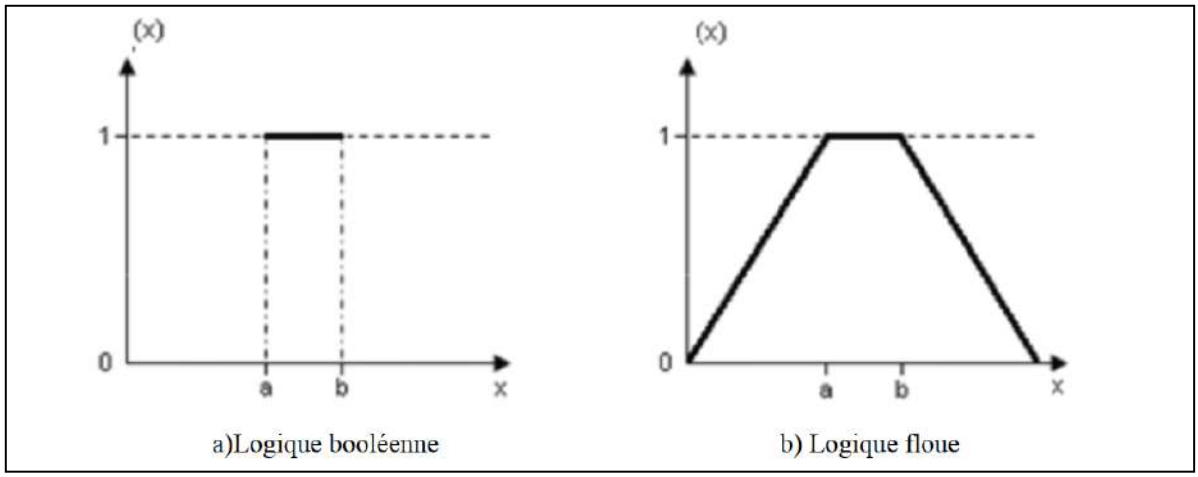


Figure V.4 : Fonction d'appartenance caractérisant un ensemble classique (a) et d'un ensemble flou (b). [DER11]

Sur un univers de discours U, un sous-ensemble flou A est défini par la donnée d'une fonction $\mu_A(x)$.

$$\mu_A \begin{cases} U \rightarrow [0,1] \\ x \rightarrow \mu_A(x) \end{cases} \quad \textbf{(V.1)}$$

Nous avons défini le sous-ensemble flou A comme suivant : A = {(x, $\mu_A(x)$) / x ∈U}, où : $\mu_A(x)$ est une fonction caractéristique d'appartenance qui prend ces valeurs dans l'intervalle [0,1].

Elle indique le degré d'appartenance de l'élément x à A, ainsi x au U pourrait :

- Ne pas appartenir à A $\mu_A(x) = 0$
- Appartenir un peu à A $\mu_A(x)$ est voisin de 0
- Appartenir assez à A $\mu_A(x)$ entre 0 et 1
- Appartenir fortement à A $\mu_A(x)$ est voisin de 1
- Appartenir à A $\mu_A(x) = 1$ [CHA17]

V.3.3.les Variable linguistique :

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en générale des expressions floues comme :

- Quelque, beaucoup, souvent.
- Chaud, froid, rapide, lent.

- Grand, petit, …etc.

Une variable linguistique est généralement décomposée en un ensemble de termes, qui couvrent tout son domaine de variation. Elle sera représentée par un triplé (x, T(x), U) dans lequel :

x : est le nom de variable linguistique.
T(x) : ensemble des termes de variable linguistique.
U : l'univers de discours. [HAM13]

V.4. Fonction d'appartenance :

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par calculateur. Dans ce contexte, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance μ, dont la valeur varie entre 0 et 1. Le plus souvent, on utilise des fonctions d'appartenance de type triangulaire ou trapézoïdal, gaussienne. On utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes :

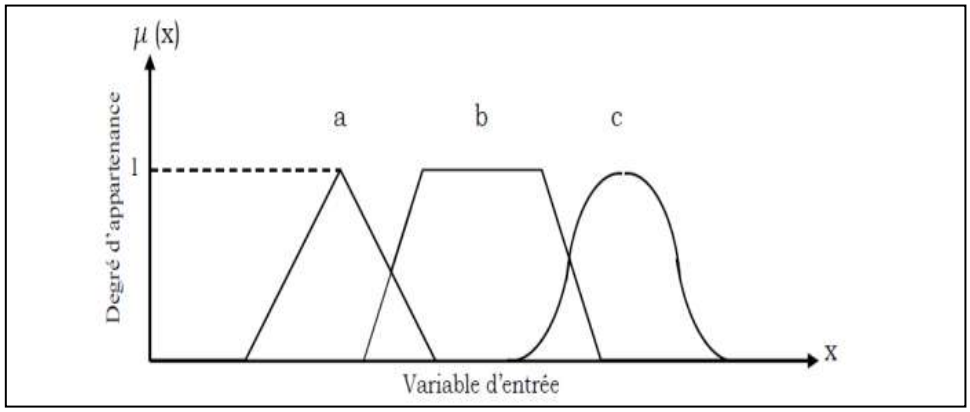


Figure V.5 : Exemple de fonctions d'appartenance.
a) Fonction triangulaire.
b) Fonction trapézoïdale.
c) Fonction gaussienne.

a) <u>Fonction triangulaire :</u>l'allure est complètement définie par trois paramètres.

$$\mu(x) = \max\left(\min\frac{x-a}{b-a};\frac{c-x}{c-b}\right),0 \qquad \textbf{(V.2)}$$

b) <u>Fonction trapézoïdale :</u> elle est définie par quatre paramètres {a, b, c, d} :

$$\mu(x) = \max\left(\min\frac{x-a}{b-a};\frac{d-x}{d-c}\right),0 \quad \textbf{(V.3)}$$

c) <u>Fonction gaussienne :</u> Elle est définie par deux paramètres {m, σ} :

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma}\right),0 \quad \textbf{(V.4)}$$

V.4.1 .Opérations sur les ensembles flous :

Dans la théorie des ensembles classiques on définit les relations intersection, union et complémentation qui sont traduites par les opérateurs OU, ET, NON. Ces opérateurs existent également en logique floue, mais sont adaptés aux spécificités de cette logique pour traiter les ensembles flous. Ainsi des opérateurs homologues à ceux de la logique booléenne sont créés en essayant de respecter un certain nombre de propriétés et afin de retrouver les opérations de base existant en logique classique.

Soient A et B, deux sous-ensembles flous d'une variable linguistique définis sur l'univers de discours U par leurs fonctions d'appartenance respectives $\mu_A$et μ_B.

- **<u>Opérateur OU (l'union) :</u>**

L'union de deux ensembles flous A et B de U est l'ensemble flou constitué des éléments du U affectés de plus grand de leurs deux degrés d'appartenance, elle est définie comme l'ensemble flou : C = A∪B (A ou B), tel que :

$$\forall x \in U\ \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad \textbf{(V.5)}$$

L'opérateur max est commutatif et associatif :

$$\begin{aligned} \mu_C &= \max\left[\mu_A, \mu_B, \mu_C\right] \\ \mu_C &= \max\left[\max\left[\mu_A, \mu_B\right], \mu_C\right] \\ \mu_C &= \max\left[\mu_A, \max\left[\mu_B, \mu_C\right]\right] \\ \mu_C &= \max\left[\max\left[\mu_A, \mu_C\right], \mu_B\right] \end{aligned} \quad \textbf{(V.6)}$$

- **<u>Opérateur ET (l'intersection) :</u>**

L'intersection de deux ensembles flous A et B de U est l'ensemble flou constitué des éléments *U* affectés du plus petit de leurs deux degrés d'appartenance, elle est définie comme l'ensemble flou : D = A∩B (A et B).Tel que :

$$\forall x \in U\ \mu_D(x) = \max\left(\mu_A(x), \mu_B(x)\right) \quad \textbf{(V.7)}$$

L'opérateur min est commutatif :

$$\mu_D(x) = \min\left(\mu_A(x), \mu_B(x)\right) = \min\left(\mu_B(x), \mu_A(x)\right) \textbf{(V.8)}$$

- **Opérateurs NON (complément) :**

La fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ du complément d'un ensemble flou A est définie par :

$$\forall x \in U, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad \textbf{(V.9)}$$

- **Produit cartésien :**

Soient A_1, A_2, A_3,…, $A_n$des ensembles flous dans les univers de discoursU_1,...,U_n respectivement. Le produit cartésien de A_1,...,A_n,est un ensemble flou dans l'espace produit de x_1, x_2,…,$x_n$dont sa fonction d'appartenance est exprimée par :

$$\mu_{A1\times A2\times A3\times\ldots\times An} = \min(\mu_{A1(x)}, \mu_{A2(x)}, \ldots, \mu_{An(xn)}) \textbf{(V.10)}$$

- **Egalité :**

Nous avons dit que *A* et *B* sont égaux si et seulement si :

$$\mu_A(x) = \mu_B(x) \quad \textbf{(V.11)}$$

- **Inclusion :**

Nous avons dit que$A \subset B$ si et seulement si :

$$\mu_B(x) \leq \mu_A(x) \quad \textbf{(V.12)}$$

- **Relation floue :**

Une relation floue est un ensemble flou dans les univers de discours$U_1 \times U_2 \times \ldots \times U_n$. Elle est exprimée comme suit :

$$R_{U1\times U2\times\ldots\times Un} = \left\{\left(\left(x_1, x_2, \ldots, x_{n),}\mu_R(x_1, x_2, \ldots, x_n\right)/\left(x_1, x_2, \ldots, x_n\right)\partial U_1 \times U_2 \times \ldots \times U_n\right)\right\} \textbf{(V.13)}$$

- **Composition de deux relations floues :**

Soient les deux relations floues R_1 dans $U_1 \times U_2$ et R_2 dans $U_2 \times U_3$. Nous avons défini la composition (sup-*)de R_1 et R_2 notée R_1 O R2 par :

$$R_1 O R_2 = \left\{\left[(U_1, U_3)\, sub\left(\mu_{R1}(U_2, U_3)\right)\right], u_i \partial U_i\right\} \quad \textbf{(V.14)}$$

Ou *(*)* représenté une loi de composition pouvant être min, produit, …etc.

V.4.2. Raisonnement en logique floue :

Les ensembles flous sont des éléments importants de la représentation des connaissances imparfaitement définies, pour raisonner sur telles connaissances, la logique classique ne suffit pas et on utilise une logique floue, lorsque les connaissances sont imprécises, vagues et éventuellement incertaines.

Après avoir exposé la répartition des valeurs mesurées en ensemble flous et défini les opérations sur ces ensembles, nous allons maintenant introduire le raisonnement flou et avoir comment un régulateur peut être exécuté sur la base des règles floues. Avec l'unique schéma de raisonnement (Si les conditions sont remplies, Alors la conclusion est validée.

Le raisonnement flou fait appel à trois notions et étapes fondamentales :

- Implication floue.
- L'inférence floue
- L'agrégation des règles.

➢ Implication floue :

L'implication floue donne une information sur le degré de vérité d'une règle floue. En d'autres termes, nous avons quantifie la force de véracité entre la prémisse et la conclusion.

Considérons par exemple les deux propositions floues : « *x est A* » « *y est B* » où *x* et *y* sont des variables floues et *A* et *B* des ensembles floues de l'univers de discours *U*.

Ainsi que la règle floue : *Si « x est A » Alors « y est B ».*

L'implication floue donne alors le degré de vérité de la règle floue précédente à partir des degrés d'appartenance de *x* à *A* (prémisse) et de *y* à *B* (conclusion).

Les normes d'implication les plus utilisées sont : [CHA17]

- **La norme Mamdani :**

$$imp(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad \textbf{(V.15)}$$

- **La norme Larsen :**

$$imp(\mu_A(x), \mu_B(y)) = (\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad \textbf{(V.16)}$$

➢ Inférence floue :

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Elle a l'aptitude de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et l'expertise. On peut décrire l'inférence de manière explicite par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles.

Chaque règle possède une condition précédée du symbole SI et une conclusion, action ou opération, précédée du symbole ALORS.

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons.

- **Linguistiquement :**
- **Symboliquement :**
- **Par matrice d'inférence :**

Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont : Max-min, Max-produit et Somme-produit.

- **Méthode d'inférence Max-min :**

Cette méthode réalise l'opérateur « Et » par la fonction « Min », la conclusion « Alors » de chaque règle par la fonction « min » et la liaison entre toutes les règles (opérateur « ou ») par la fonction « max ». La dénomination de cette méthode, dite max-min ou « implication de Mamdani » est due à la façon de réaliser les opérateurs « Alors » et « Ou » de l'inférence.

- **Méthode d'inférence Max-produit :**

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réduire la conclusion « Alors ». Dans ce cas, on utilise le produit.

Nous remarquons que les fonctions d'appartenances partielles ici ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur « Et ». On l'appelle également « implication de Larsen ».

- **Méthode d'inférence Somme-produit :**

Dans ce cas, l'opérateur « ET » est réalisé par le produit, de même que la conclusion « Alors ». Cependant, l'opérateur « OU » est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence.

- **Agrégation des règles :**

L'agrégation des règles utilise la contribution de toutes les règles activées pour en déduire une action de commande floue. Généralement, les règles sont activées en parallèle et sont liées par l'opérateur « où ».Nous avons pu considérer que chaque règle donne un avis sur la valeur à attribuer au signal de commande, le poids de chaque avis dépend de degré de vérité de la conclusion.

V.5. Défuzzification :

La défuzzification transforme la variable floue de sortie en valeur non floue permettant la commande effective du système. Plusieurs stratégies de défuzzification existent les plus utilisées sont :

V.5.1. Méthode du maximum :

Comme son nom l'indique, la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale. La méthode du maximum simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (par fois on trouve deux valeurs maximales). [TOU10]

V.5.2. Méthode de la moyenne des maximal :

Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale. [OUD15]

V.5.3. Méthode du centre de gravité :

Cette méthode est la plus souvent utilisée et donne généralement les meilleurs résultats. Elle génère l'abscisse du centre de gravité de l'espace flou comme commande de sortie, l'abscisse de centre de gravité Upeut être déterminé à l'aide de la relation générale suivante :

$$U = \frac{\int x\,\mu(x)dx}{\mu(x)dx} \qquad \textbf{(V.17)}$$

V.5.4. Méthode des hauteurs pondérées :

Dans cette méthode, on choisit des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des singletons (rectangles de largeurs étroites), et on aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité. L'abscisse du centre de gravité se calcule alors à l'aide de la relation suivante :

$$U = \frac{\sum_{i=1}^{M} \mu_i x_i}{\sum_{i=1}^{M} \mu_i} \qquad \textbf{(V.18)}$$

Avec :

- **M** : nombre de règles
- μ_i : représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_i.
- x_i : est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle R_i. [CHA17]

V.6.Les avantages et inconvénients de la logique floue :

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de dés inconvénients.

V.6.1. Les avantages :

- Le non nécessité d'une modélisation du processus.
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus.
- Deux solutions sont possibles : solution par logiciels (par microprocesseur, DSP et PC) ou solution matérielle (par fuzzy processeurs).

V.6.2. Les inconvénients :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile).
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable). [GUE19]

V.7. Schéma de commande du MADA :

Les performances du régulateur flou présenté précédemment sont étudiées et évaluées à travers une application sur la machine asynchrone à double alimentation pour commander sa vitesse. Le schéma bloc de cette simulation est représenté par la figure (V.7). [LAA15]

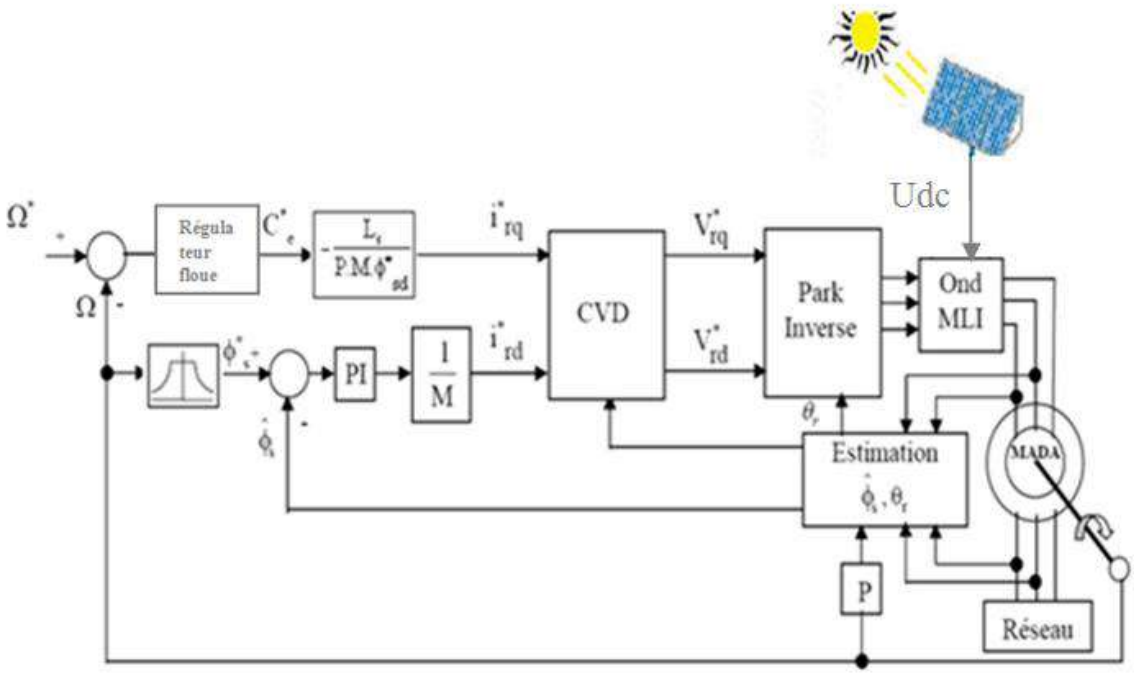


Figure V.6: Structure globale de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par PV.

V.8.Système PV-FOC-MADA à base de la logique floue :

V.8.1.MPPT basé sur la logique floue :

Le régulateur intelligent proposé est basé sur deux variables qui sont l'erreur e (e_Ipv,e_Vpv) 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 de régulateur floue, les fonctions d'appartenances pour les variables d'entrées/sorties du systèmes d'inférences flou est triangulaires à cinq classe (NP « négativement petit »,NG « négativement grand »,ZE « zéro », PP « positivement petit », PG « positivement grand »).

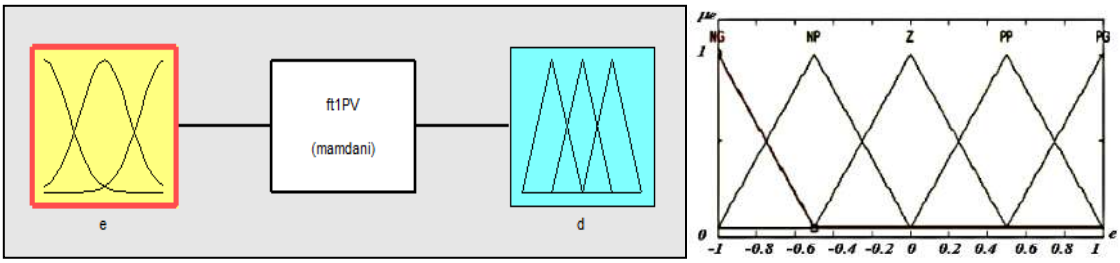


Figure V.7: Fonction d'appartenance de MPPT-FLOU.

V.8.2. Réglage de vitesse basé sur la logique floue :

Le régulateur intelligent proposé est basé sur trois variables dont les variables linguistiques sont en entrée ; l'erreur et la variation de l'erreur (e et Δe) et en sortie ; la variation de la commande (ΔU), U représente la variation de T_e pour le régulateur de la vitesse.

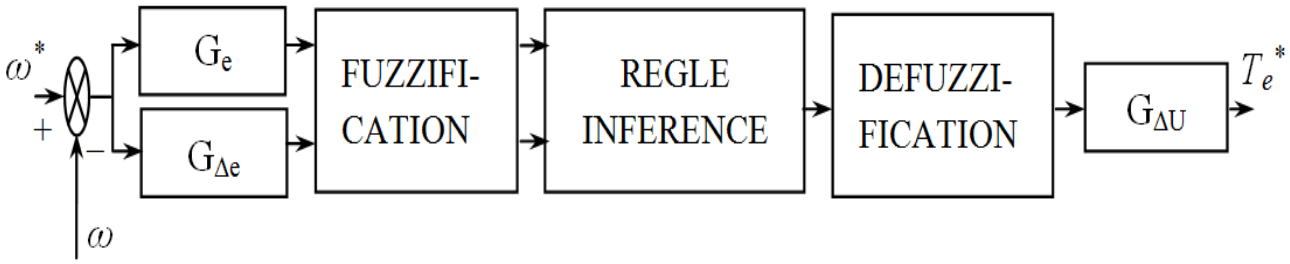


Figure V.8: Structure de réglage de la vitesse de la machine en utilisant un régulateur flou.

Où

G_e, $G_{\Delta e}$ et G_u sont des gains associés à e, Δe et u respectivement. En jouant sur ces gains pour assurer la stabilité et établir les performances dynamiques et statiques désirées.

Les trois variables linguistiques e, Δe, U sont normalisées et adaptées comme suit :

$$x_e = \frac{e}{G_e}$$
$$x_{\Delta e} = \frac{\Delta e}{G_{\Delta e}} \qquad \textbf{(V.19)}$$
$$x_u = \frac{\Delta u}{G_u}$$

L'intervalle d'intérêt de chaque variable linguistique en entrée et en sortie est subdivisé en sept classes pour obtenir respectivement quarante-neuf règles. On présente un régulateur à sept classes par exemple qui sont notées comme suit :

Exemple de sept classes : NG: négative grand; NM: négative moyen; NP: négative petit; EZ: zéro, PP : positive petit ; PM : positive moyen ; PG : positive grand.

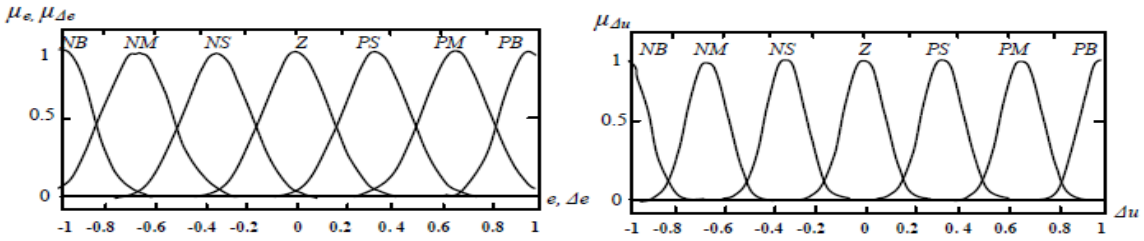


Figure V.9: Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques

La base de règles de Mac Vicar Whelan est repartie sous la forme d'une table de décision diagonale, symétrique représentée au tableau suivant : [BEL19]

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

Tableau V.2 : Base de règle.

V.9.Résultats de Simulation :

Les résultats obtenus montrent que les valeurs estimées suivent leurs références, en appliquant un couple de charge 10Nm (à 0,5-1 s) et un flux de commande constant de 1Wb.

On trouve bien que la tension continue obtenue suit parfaitement la valeur nécessaire pour alimenter notre machine qui est égale à 514V en utilisant MPPT basé sur la logique floue, cependant, que la tension obtenue par la méthode P&O est très grande comme le montre la figure V.8.

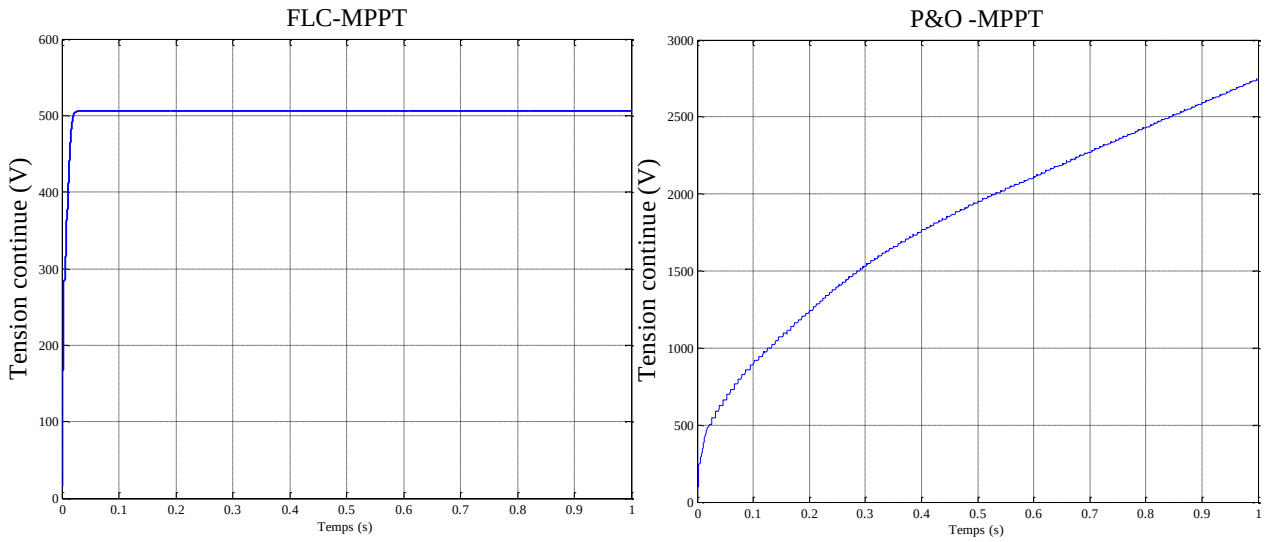


Figure V.10: Réponse de Udc

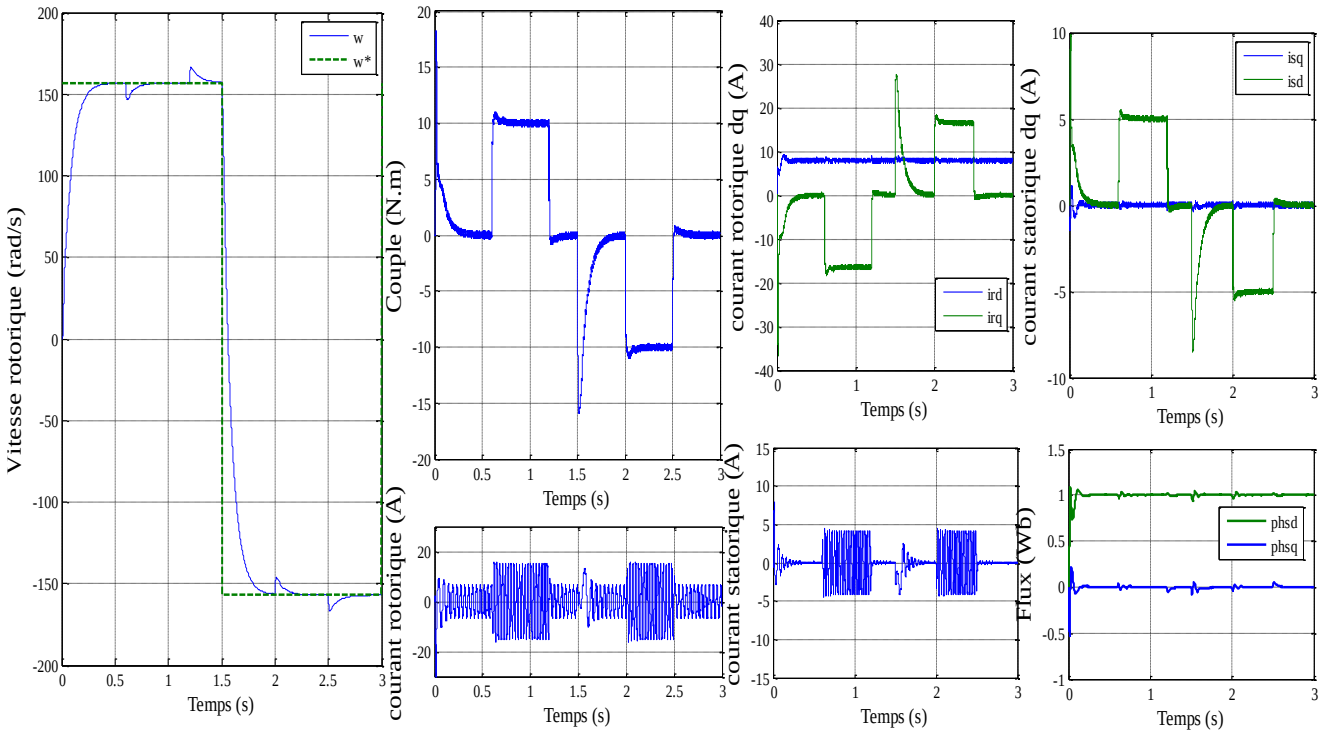


Figure V.11: Réponses de couple, de flux et de courant en utilisant FOC-DFIM avec méthode MPPT floue et variation de charge (G = 1000W / m2, T = 298K °).

Le découplage couple-flux est maintenu en mode permanent. La figure 9 représente, lors du démarrage sans charge, le système est simulé avec une référence de vitesse changeante ; (157rad / sec à 1.5sec, la vitesse du rotor est inversée à -157rad / sec).

Sur la figure 10. La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence sans dépassement, la commande rejette rapidement la perturbation. De ces résultats de simulation, on constate que les résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique traduit par la réponse de l'Ird et Composants Irq du courant du rotor. Les résultats de simulation ont illustré les performances de notre système pour différentes valeurs de la température et de l'irradiation.

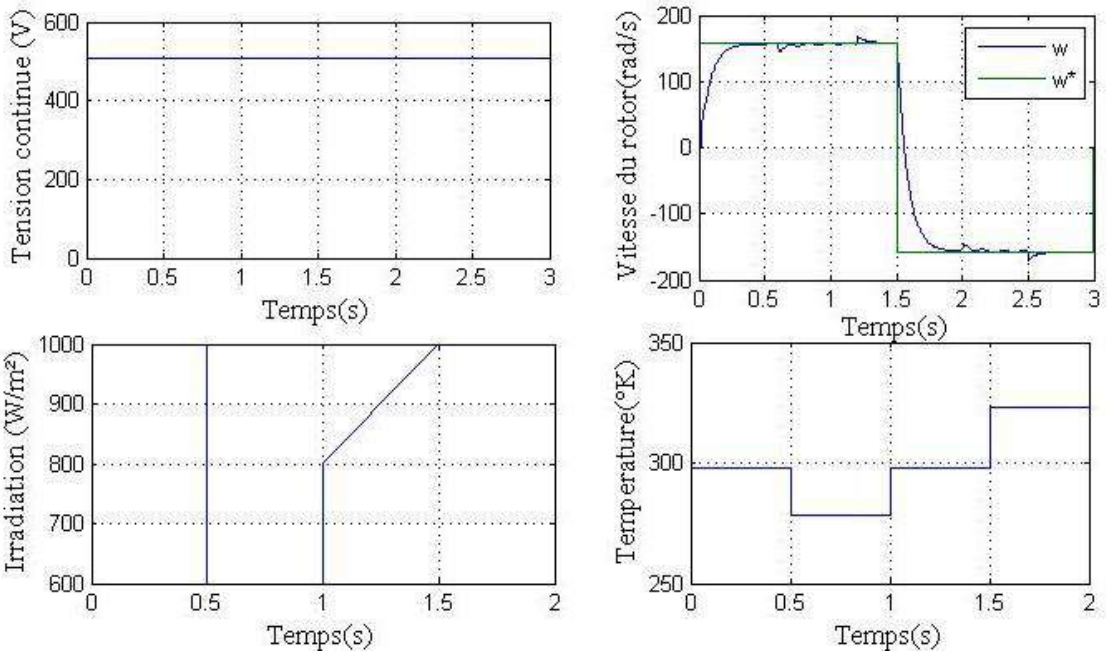


Figure V.12: Tension continue vitesse rotoriques avec variations de température et d'irradiation

V.10.Conclusion :

Plusieurs travaux ont été portés sur les systèmes à énergie renouvelable, que ce soit les énergies photovoltaïques, éolienne ou encore hybride. Dans ce chapitre, on a proposé d'améliorer les performances de système en utilisant des régulateurs flous dont le but de remplacer les techniques classiques tel MPPT-P&O et le réglage de vitesse de type PI.

Le travail présenté dans ce mémoire, fait la synthèse d'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation, commandé par la commande vectorielle et alimenté par un panneau photovoltaïque, son maximum d'énergie est extrait par l'algorithme MPPT.

En premier lieu, nous avons mis en évidence les principes fondamentaux des machines asynchrones à double alimentation. Nous avons fait premièrement une étude générale de modélisation de la MADA, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MADA, Après la simulation de la machine alimentée par deux sources triphasées et équilibrées accordé par deux onduleurs de tension à commande MLI.

Les résultats de simulation obtenus en alimentation directe ou par l'onduleur de la MADA montrent bien le fort couplage entre le flux et le couple. Ceci nous a conduits à introduire dans ce travail une commande découplée. Il s'agit de la commande vectorielle, consacré à la modélisation et la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique pour la régulation de la vitesse du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) utilisant un régulateur classique (IP).

En second lieu, nous avons proposé 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 constante .C'est dans ce but que nous avons proposé des techniques basées sur l'intelligence artificielle telle que la logique floue en la comparant avec la méthode la plus classique dite P&O. résultat de la simulation montre la bonne performance du système panneau-MADA.

L'ensemble de ces travaux présentés dans ce mémoire, nous a permis d'identifier plusieurs pistes de recherche pour nos prochains travaux.

On citer :

- Améliorer de nos régulateurs intelligents par des techniques d'optimisation Méta-heuristiques par exemple (PSO, ACO)
- Appliquer ces techniques intelligentes aux systèmes à énergie renouvelable hybride (système photovoltaïque/éolienne-batterie) connecté aux réseaux électriques

A.1. PARAMÈTRES DES MACHINES ÉTUDIÉE :

Machine asynchrone double alimentation**(MADA-1)**

Puissance nominale	1.5 Kw
Couple nominale	10N.m
Flux nominale	1 Wb
Fréquence	50Hz
Résistance statorique	1.75Ω
Résistance rotorique	1.68 Ω
Inductance statorique	0.295H
Inductance rotorique	0.104H
Inductance mutuelle (Msr)	0.165H
Moment d'inertie	0.01Kg/m^2
Coefficient de frottement	0.0027 I.S
Nombre de pair de pole	2

Machine asynchrone double alimentation**(MADA-2)**

Puissance nominale	0.8Kw
Couple nominale	10N.m
Flux nominale	1 Wb
Fréquence	50Hz
Résistance statorique	11.98Ω
Résistance rotorique	0.904 Ω
Inductance statorique	0.414H
Inductance rotorique	0.0556H
Inductance mutuelle (Msr)	0.126H
Moment d'inertie	0.01Kg/m^2
Coefficient de frottement	0.00 I.S
Nombre de pair de pole	2

A.2. FICHES TECHNIQUES DE (BP MSX120) MODULE PV :

Tension de circuit ouvert Vco	42.1 V
Courant de court-circuit Icc	3.87A
Tension au MPP(Vmpp)	33.7 V
Puissance maximale (Pmax)	120W
Courant du MPP(Impp)	3.56A
Résistance parallèle (Rp)	0.473Ω
Résistance série (Rs)	1367Ω

[ABO09] N.ABOUCHABANA, "étude d'une nouvelle topologie Buck-boost appliquée à un MPPT",Mémoire de Magister, école nationale polytechnique, Alger,2009.

[AMO16] N.AMOUCHAS, A.BOUTALEB , « Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI », Mémoire de Master , Université M'Hamed Bouguera, Boumerdes,2016.

[BEK10] Y.BEKAKRA , « Etude et commande d'un moteur asynchrone a double alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées » , Mémoire de Magister, Université d'El-oued,2010.

[BEL19] I.BELHADJER, « Amélioration des performances d'un systèmes de pompage photovoltaïque par la logique floue type-2», Mémoire de Master, Université Dr Yahia Farès, Médéa ,2019.

[BEN11] S. BENSALEM, « Effet de la température sur les paramètres caractéristiques des cellules solaire », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas, Sétif, 2011.

[BEN14] N. BENHADDOUCHE, « la commande DTC d'un système photovoltaïque d'un satellite », Mémoire de Magister, Université de Tlemcen,2014.

[BER16] H. BERREZZOUG, « Principe de fonctionnement et mesure des caractéristiques d'une cellule photovoltaïque » , Mémoire de master, Université Dr Moulay Tahar , Saida, 2016.

[BRA19] T.BRAKHLIA,« Commandes en Tension d'un MoteurAsynchrone à Double Alimentation (MADA) », Master Académique, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF M'SILA,2019.

[BET14] A. BETTACHE, A. YAHAOUI, « application de la technique du mode glissant pour la poursuite du point de puissance maximale MPPT d'un générateur photovoltaïque », Mémoire de Master, Université Dr Yahia Farès, Médéa ,2014.

[CHA17] M.CHANDARL,A. BENKHELIFA, « La Command DTC Appliqué à la Machine Asynchrone Double Alimentation Avec un Réglage Intelligent »,Mémoire de Master , Université Dr Yahia Fares Medea ,2017.

[DJE18] K. DJERMOUNI, « Gestion d'énergie d'une station multi sources dédiée au chargement des véhicules hybrides », Université A/Mira de Bejaia ,2018.

[ELB09] Y. ELBIA , « commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation a flux orienté » , Mémoire de Magister, Université de Batna,2009.

[GHE18] L.GHERDAOUI, « Etude et simulation de la poursuite du point de puissance maximale d'un générateur photovoltaïque base sur l'intelligence artificielle »,

Mémoire de master, Université Dr Yahia Farès , Médéa, 2018.

[GHI19] I.GHITHAN, M. TCHABLAOU, « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone avec Variation Paramétriques », Mémoire de Master,Université Dr YAHIA FARES MEDEA,2019.

[GUE19] A. GUEDIRI,M.GUEDIRI ,A.DJEMOUI , « Commande par la logique floue appliquée à la machine asynchrone », Master Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar EL OUED ,2019.

[HAM16] B. HAMZA , « Modélisation et commande d'une chaine de conversion photovoltaïque », Mémoire Master, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie2016.

[HAR16] A. HARRAG, « Etude et simulation d'une commande MPPT pour système PV », Mémoire de master, Université Mohamed Boudiaf, Msila, 2016.

[HAR19] M.HARAOUBIA, « Etude et simulation d'un générateur de panneau photovoltaïque »,Mémoire de master, Université Badji Mokhtar, Annaba,2019.

[KAM12] H. KAMELIA, « Modélisation d'une cellule photovoltaïque », Mémoire de Magistère, Université Tizi-Ouzou,2012.

[LAA15] T. LAAMAYED, « Commande adaptative d'une machine asynchrone à double alimentation » , Mémoire Académique, Université Kasdi Merbah Ouargla,2015.

[LOU16] D.LOUKIZ, « Poursuite du point maximale d'un système photovoltaïque par les méthodes intelligente », Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf, Msila,2016.

[LOU15] B.LOUZAZNA ,S.MADI, « Etude et caractérisation d'un panneau photovoltaïque type condor », Mémoire de master, Université A.Mira, Bejaia, 2015.

[NAC17] Y.NACIRA, « Etude comparative entre la commande vectorielle indirecte et la commande Backstepping d'un Moteur Asynchrone à cage d'écureuil» ,MASTER En Electrotechnique, Université Akli Mohand Oulhadj Bouira,2017.

[OUD15] S.OUDJOUADJ ,M.BENNINE , « Etude de la poursuite de point du maximale (MPPT) d'un générateur photovoltaïque basé sur l'intelligence artificielle » , Mémoire de master, Université Dr Yahia Farès, Médéa , 2015.

[RED17] F.REDOUANI, M.DEHBE, «Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)», Master Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued,2017.

[TAM17] Z.TAMINDJOUTE,A.TOUATI, « Etude et commande d'une Machine Asynchrone a Double Alimentation (MADA) »,Mémoire de Master, Université

de Bejaia,2017.

[TOU10] B.Toual, « Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation Application à un Système Eolien à Vitesse Variable », Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2010.

[HAM13] F.HAMIDIA, « Contribution à la commande neuro-floue des machines électriques », thèse de Doctorat de L'ENP,2013.

[MAK12] M.MAKHLOUF, « étude et optimisation d'un modèle de conversion d'énergie photovoltaïque application », Thèse de Doctorat, Université de Constantine,2012.

[NEZ06] M.NEZAR, « Diagnostic des associations convertisseurs statiques- machines asynchrones en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle », thèse de doctorat d'état de l'université de Batna, 2006.

[OLE05] N.OLEKSIY, « Simulation , fabrication et analyse de cellule a contacte arrière interdigités », Thèse de Doctorat ,L'institut nationale des sciences appliquées de Lyon,2005.

[ABD15] B.ABDELHAKIM, « Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaine de conversion photovoltaïque autonome », Université Ferhat Abbas, Sétif-IUFAS ,2015.

[BEN11] H.BENNANI, « machine asynchrone à double alimentation les lois de commande en régime permanent » , Département de Génie électrique et Génie informatique, faculté des sciences et de génie ,Université laval ,Québec,2011.

[DER11] F.DERNONCOURT, « introduction à la logique floue », Fichier électronique , www.developpez.com, Paris,2011.

[HAT08] M.Hatti, « contrôleur Flou pour la Poursuite du Point de Puissance Maximum d' un Système Photovoltaïque ». *JCGE'08 LYON*, 16 et 17 décembre 2008.

[OUL08] A.OULD MOHAMED YAHYA , A.OULD MOHAMED et I.YOUM ,étude et modélisation d'un générateur photovoltaïque, Revue des énergies renouvelables ,vol.11n°3,Sénégal,2008.