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

UNIVERSITE d'ADRAR
FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME

DE MASTER EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUE

Thème

COMMANDE VECTORILLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMONTATION PAR LA LOGIQUE FLOUE

Soutenu le : 24/05/2017

Présenté par :

Melle GHANI MAMA

Melle DIHMANE FATIMA

Encadré par :

Mr,MANSOURI SMAIL

Présidant: **Mr**: OULEDALI OMAR

Examinateur: **Mr**: YAICHI BRAHIME

Promotion 2016/2017

Remerciements

Je remercie ALLAH, le tout puissant,

De m'avoir donné le courage et la volonté pour

Accomplir ce travail.

Nous tenons à remercier nos encadreurs :

**MANSOURI SMAIL* d'avoir* posé un sujet très

Intéressent et pour leurs conseils, leur disponibilité et

Pour nos avoir fait profiter de leurs connaissances et de

Leurs qualités tant professionnelles qu'humaines.

Nos respectueux remerciements à l'ensemble des

Membres du jury **:Ouledali Omar,Yaichi Brahim** *pour*

l'intérêt porté sur mon travail.

Nos remerciements vont également à toutes les

Personnes qui nous ont aidées à réaliser ce travail

MAMA

FATIMA

Dedicace

Avant tout, je remercie dieu le tout puissant de
M'avoir donné le courage et la patience pour
Réaliser ce travail malgré toutes les difficultés
Rencontrées.
Je dédie ce modeste travail :

Pour l'esprit pur de mon père
Au cœur du meilleur et le plus cher être humain en présence de Dieu « Maman »
Pour « mon oncle et ma tante, »*dieu les garde et*
Les protège pour leur soutien moral et financier,
Pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils
Ont endurés.
A mes frères
A mes sœurs
A ma grande famille
Aux chers amis
A tous les amis (es) d'études surtout ceux
D'électrotechnique promotion 2017

MAMA

Dedicace

Avant tout, je remercie dieu le tout puissant de
M'avoir donné le courage et la patience pour
Réaliser ce travail malgré toutes les difficultés
Rencontrées.
Je dédie ce modeste travail :
A mes très chers parents, que dieu les garde et
Les protège pour leur soutien moral et financier,
Pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils
Ont endurés.
Mon mari
A mes frères
A mes sœurs
A ma grande famille
Aux chers amis
A tous les amis (es) d'études surtout ceux
D'électrotechnique promotion 2017

Fatima

ملخص : تهدف هذه المذكرة الى عرض دراسة تحكم الماكينة الكهربائية اللامتزامنة مضاعفة التغذية بواسطة معدل للسرعة يعتمد على تقنية المنطق الغامض ويتكون نظام التغذية لهذه الآلة من التغذية المباشرة من الشبكة بالنسبة للجزء الساكن وعن طريق مموج بالنسبة للجزء الدوار .

بعد ما قدمنا نبذة حول الماكينة اللامتزامنة مضاعفة التغذية ومختلف استراتيج يات التغذية و طرق استعمالها كمحرك أو مولد كذالك قمنا بإعطاء الصيغة الرياضية للماكينة وذالك لتسهيل تطبيق التحكم الشعاعي بواسطة توجيه تدفق الدوار وبعد استعمال هذا الأخير لاحظنا عدم كفائتة في المجال الديناميكي المؤقت ولذالك لجانا الى استخدام طرق أخرى تعتمد على تقنيات الذكاء الاصطناعي ونذكر منها المنطق الغامض هذه الأخيرة جلبت تحسينات كبيرة و معتبرة في التحكم في هذه الماكينة وقد عرضنا النتائج المحاكاة المفصلة لكل تقنية لمقارنتها بالتقنيات الأخرى .

Résumé : Ce mémoire présente une étude et commande floue d'une machine asynchrone à double alimentation à flux rotorique orienté. Le système d'alimentation de cette machine comporte un système d'alimentation a partie de rotor constitué par un redresseur ,filtre ,et un onduleur commande par la technique MLI . Et par le réseau directe par rapport a partie de stator .

Après avoir présente la généralité sur la MADA ,nous avons presente la commande vectorielle de la MADA par orientation du flux rotorique ensembles avec un régulateur PI classique ,cette dernier son remplace par régulateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle tels que les régulateurs flous, pour l'amélioration des performances de la commande vectorielle . Les résultats de simulations par Matlab / simulink

Abstract :

This work presents a study and control the doubly fed induction machine by using fuzzy regulator. The supply system of this machine includes two Inverters, one for the stator and the other for the rotor.

First, a mathematical model of DFIM written in an appropriate d-q reference frame is established to investigate simulations results. The control law is synthesized using PI controller based on the field oriented control. Then, an intelligent artificial control such as fuzzy logic,

Liste des figures

Figure.I.1: Représentation de la machine asynchrone à double alimentation..... 02
Figure. I.2 : Le fonctionnement en mode moteur hypo synchrone 04
Figure. I.3 : Le fonctionnement en mode moteur hyper synchrone 04
Figure. I.4 : Fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone 04
Figure. I.5 : Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone 05
Figure .I.6: MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor..... 06
Figure .I.7: MADA alimentée par deux onduleurs avec deux bus continus 06
Figure .I.8: MADA alimentée avec deux onduleurs et un bus continu commun..... 07
Figure .II.1: Représentation électrique des enroulements d'une machine asynchrone triphasée à double alimentation..... 10
Figure. II.2 : Modèle de PARK de la MADA 14
Figure. II.3 : Représentation de la machine dans le repère diphasé..... 16
Figure .II.4: Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation... 17
Figure .II.5: Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes…….....18
Figure .II.6: Circuit de filtrage de la tension redressée 18
Figure .II.7: Schéma simplifié de l'onduleur à MLI sinus – triangle..... 20
Figeure .II. 8 :Schéma de simulation de la MADA 21
Figure II.9: Réponse dynamique de la vitesse de la machine avec application de la commande par PI Classique lors de l'introduction d'un couple de charge de $C_r = 10(N.m)$ à l'instant t=3(s) 22
Figure II.10: Réponse dynamique du couple électromagnétique de la machine avec application de la commande par PI Classique lors de l'introduction d'un couple de charge de $C_r = 10(N.m)$ à l'instant t=3(s) 22
Figure. II.11: Les composantes des courantes statorique de phase a 23
Figure. II.12: Les composantes des courantes rotorique de phase a……23
Figure .III.1: Principe du pilotage découplé du couple d'une MCC..... 26
Figure .III.2 : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC 29
Figure .III.3 : Orientation du flux statorique..... 30
Figure .III.4: Orientation du flux rotorique..... 30
Figure III.5.Schéma bloc de régulation de flux 32
Figure III.6.Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation..... 34

Figure. III.7: Schéma de principe de la commande vectorielle d'une MADA à flux rotorique orienté, utilisant un régulateur PI ..... ……..34
Figure III.8: Réponse dynamique de la vitesse de la machine avec application de la commande par PI Classique lors de l'introduction d'un couple de charge de $C_r = 10(N.m)$ à l'instant t=1(s) ..... ……..34
Figure III.9: Réponse dynamique de la couple électromagnétique de la machine avec application de la commande par PI Classique lors de l'introduction d'un couple de charge de $C_r = 10(N.m)$ à l'instant t=1(s ..... ……35
Figure .III.10: Les composantes des courante statoriques de phase a..... ……35
Figure .III.11: Les composantes des courante rotorique de phase a……..….36
Figure .IV.1 Comparaison de l'appartenance de la température en logique classique vs la logique floue ..... ……39
Figure .IV.2 : Différentes formes des fonctions d'appartenance ..... ……40
Figure . IV.3 : Fonction d'appartenance singleton..... ……41
Figure . IV.4 Exemple d'opérations sur des ensembles flous ..... ……...42
Figure .VI .5: Structure interne d'un Régulateur de la logique floue ..... ……43
Figure. IV.6 : Schéma bloc de règulation à controleur flou..... ……46
Figure .IV.7: Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou ..... ……48
Figure . IV.8: Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation..... ……49
Figure.IV.9: Réponse dynamique de la vitesse..... ……50
Figure.IV.10: Réponse dynamique du couple électromagnétique ..... ……50
Figure .IV.11: Les composantes des courante statoriques de phase a ....…….51
Figure .IV.12: Les composantes des courante rotorique de phase a……..……..51

Nomenclature

Symbole	Signification
$\mathbf{f_s, f_r}$	Respectivement les fréquences statorique et rotorique .
s, r	Indices correspondants au stator et ou rotor .
a, b, c	Indices correspondants aux trois phase a, b, c .
d, q	Axes corrsepondants au référentiel lié au champ tournant.
$\boldsymbol{\theta_s}, \boldsymbol{\theta_r}$	Angles électriques statoriques et rotorique .
$\boldsymbol{L_s, L_r}$	Inductance cyclique statorique et rotorique par phase.
M	Inductances mutuelle cyclique entre stator et rotor .
$\boldsymbol{M_s}$	coefficient de mutelle inductance entre deux phase du stator .
$\boldsymbol{M_r}$	coefficient de mutelle inductance entre deux phase du rotor .
$\boldsymbol{R_s, R_r}$	Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase .
$\boldsymbol{T_r}$	constante de temps rotorique
P	Nombre de paire de pole
Cem	couple électromagnétique
Cr	couple résistant
$\boldsymbol{\omega_s, \omega_r}$	statorique et rotorique pulsation électrique.
$\boldsymbol{\omega_{gl}}$	pulsation électrique de glissement.
Ω	vitesse mécanique du rotor.
$\boldsymbol{\varphi_s, \varphi_r}$	Flux statorique et rotorique.
J	Inertie des masse tournantes
$\boldsymbol{f_r}$	Coefficient de frottement
$\boldsymbol{p(\theta)}$	Matrice de transformation de Park .
$\mathbf{p(\theta)^{-1}}$	Matrice de transformation de Park inverse.

II. LISTE DES ABREVIATIONS

MADA	Machine asynchrone à double alimentation
MLI	Modulation de largeur d'Impulsions

SOMMAIRE

REMERECIMENT

DEDICASE

RESUME

LISTE DE FIGEUE

NOTATIONS SYMBOLIQUES

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE …….…….1

Chapitre I: Etat de l'art de la machine asynchrone a double alimentation

I.1. Introduction …….…2

I.2. Description de la machine asynchrone à double alimentation…….… …….2

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation……3

I.4. Modes de fonctionnement de la MADA :…….....3

I.4.1. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone …….....3

I.4.2. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone :……...…4

I.4.3. Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone :……..4

I.4.4. Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone ……..5

I.5.Différentes stratégies de l'alimentation de la MADA ……...…..5

I.5.1 Première configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur…… ……....…5

I.5.2 Deuxième configuration : MADA alimenté par deux convertisseurs indépendants ……...……6

I.6. Domaines d'application de la MADA ……7

I.7. Avantages et inconvénients de la MADA …….……..……7

I.7.1. Avantages de la MADA …….……..…8

II.7.2. Inconvénients de la MADA…….……8

I.8. Conclusion ……..8

Chapitre II : Modélisation de la MACHINE ASYNCHRON A DOUBLE ALIMENTATION

II.1. Introduction …….……..……9

II.2.Modélisation de la MADA ……..……9

II.3 Hypothèses et conventions …….……..…….……9

II.4.Modèle triphasé de la MADA……..……9

II.4.1 Représentation de la machine dans l'espace électrique……. 9

II.4.2 Equations électriques réelles de la machine……...……10

II.4.3 Equations magnétique…….……..……..11

II.4.4 Le couple électromagnétique …….....12
II.5. Modèle biphasé de la MADA …….…13
II.5.1. La transformation de Park …..……..13
II.5.1.1. Equation des tensions……14
II.5.1.2 Equation des flux……14
II.5.1.3.Equation du couple électromagnétique……15
II.6. Choix de référentiel de Park ……....15
II.7. Modèle d'état de la MADA……16
II.8. Modélisation de l'alimentation de la MADA…….…17
II.8.1 Modélisation d'un redresseur triphasé double alternance à diodes…….. 17
II.8.2 Modélisation du circuit de filtrage……18
II.8.3.1 Description de l'onduleur……19
II.8.3 Modélisation de l'onduleur triphasé à MLI ……..19
II.8.3.2 Commande de l'onduleur……...19
II.9. Résultats de simulation……22
II.9. Conclusion…….…...24
Chapitre III : Command vectorielle de la machine asynchron a double alimentation
III.1. Introduction……25
III.2. Généralités sur la commande vectorielle……25
III.2.1. But de la commande vectorielle……25
III.2.2 Principe de la commande vectorielle…….. 25
III.2.3 Variantes de la commande vectorielle…… 26
III.2.4 .Les types de la commande vectorielle……... 27
III.2.4.1. Commande vectorielle directe…… 27
III.2.4.2. Commande vectorielle indirecte…… 27
III.3. Application de la commande vectorielle à la MADA……...27
III.4. Choix de repère de référence ……... 28
III.5. Réglage de vitesse de la MADA à flux statorique oriente par un PI Classique.30
III.6. Contrôle vectoriel de la MADA ……30
III.7 Calcul des régulateurs …….. 31
III.7.1Régulateur du flux …….. 31
III.7.2 Régulateur de la vitesse ……. 32
III.8. Résultats de simulation…… 34
III.9.Conclusion …… 36
Chapitre VI : command de la machine asynchrone a double alimentation par logique floue

IV.1.Introduction ……37
IV.2. Historique De La Logique Floue ……..……37
IV.3 .Domaines d'application…….…….……38
IV.4 .Principe de la Logique Floue ……... 38
IV.5 Elément de bas la logique floue……... .……39
IV.5.1 .Variables linguistiques et ensembles flous…….……39
IV.5.2 .Fonctions d'appartenance …….…….. 40
.IV.5.3. Opérateurs Flous …….. 41
IV.6 .Commande Par Logique Floue …… 42
IV.6.1. interface de fuzzification ……..…..43
IV.6.2 .Base de règles ……... 43
IV.6.3 .mécanisme d'Inférence floue…….. ..44
IV.6.4. interface de défuzzification ……...45
IV.7.Avantages Et Inconvénients De La Commande Par La Logique Floue ……45
IV.8.Commande Floue De La Vitesse D'une MADA ……..46
IV.8.1 .Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse……. 46
IV.8.1.1 .Fuzzification……... 47
IV.8.1.2 .Base des règles……48
IV.8.1.3 .Mécanisme d'inférence…….. 49
IV.8.1.4. Défuzzification……. 49
IV.8.2. Réglage de vitesse de la MADA par un contrôleur flou……49
IV.9 .Résultats de Simulation …… 50
IV.10 CONCLUSION……. 52
CONCLUSION GENERALE……53
ANNAXE
REFERENCES

Introduction générale

Introduction générale

La machine asynchrone, très appréciée dans les applications industrielles pour sa grande robustesse électromécanique et son faible coût, requiert des structures de contrôles spécifiques et complexes, qui sont utilisées dans des systèmes d'entraînement à vitesse variable performants.

De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), qui est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor.

La machine asynchrone à cage ou à double alimentation est particulièrement non linéaire, dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Le contrôle vectoriel par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple[1].

L'objectif de ce mémoire est de comprendre le comportement de la machine asynchrone à double alimentation afin de la commander. C'est donc dans ce cadre que 1' étude va être développée à travers les chapitres suivants :

Le premier chapitre: présente une synthèse bibliographique orientée vers l'état de l'art sur la MADA. Nous présenterons les configurations les plus utilisées pour un système d'entraînement utilisant la machine asynchrone à double alimentation, son mode de fonctionnement, ses inconvénients et ses avantages.

Dans le second chapitre : les hypothèses simplificatrices permettant la
modélisation du comportement de la machine asynchrone à double alimentation à 1 'aide du passage des équations électriques du repère (abc) vers le repère de Park. Ensuite, **,** on va présenter la modélisation de l'alimentation du rotor, basée sur deux convertisseurs électroniques redresseur et onduleur commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI).

Dans le troisième chapitre : On a la présentation de la technique de commande vectorielle avec orientation au flux rotorique de la MADA munie d'un réglage de vitesse par un PI classique. le comportement de la machine asynchrone à double alimentation est rendu semblable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée afin d'être commandé Les performances de cette commande vectorielle seront validées par des résultats de simulation .

Le quatrième chapitre : a pour but de présenter les aspects théoriques de la logique floue et ses applications dans les systèmes de commande. On va aussi construire un régulateur de vitesse à base de la logique floue.

chapitre I
Etat de l'art

I.1. Introduction :

La machine a double alimentation (MADA)porte un caractère qui lui permet d'occuper un large domaine d'application, soit dans les entrainement a vitesse variable (fonctionnement moteur),soit dans les entraiment a vitesse variable et a fréquence constante(fonctionnement générateur).Dans ce chapitre nous avons présenté une étude générale sur la MADA, son principe de fonctionnement et modes de fonctionnement et différentes stratégies de l’alimentation ,et de évaluer les avantages et les inconvénients de cette machine, ainsi que les différents domaines d'application.

I.2. Description de la machine asynchrone à double alimentation:

La première apparition de cette machine asynchrone à double alimentation , date de l’année 1899; il ne s’agit pas d’une nouvelle structure mais d’un nouveau mode d’alimentation [2].

La MADA est une machine triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements.

Ce type de machines nécessite une seule source d'alimentation alternative qui peut alimenter les deux côtés de la machine et ceci constitue un avantage principale surtout dans les domaines de l'entrainement et de la génération à vitesse variable et ou le glissement de la machine à double alimentation peut être modifié au moyen de l'association des convertisseurs de puissance du côté statorique ou rotorique ou les deux à la fois.[3]

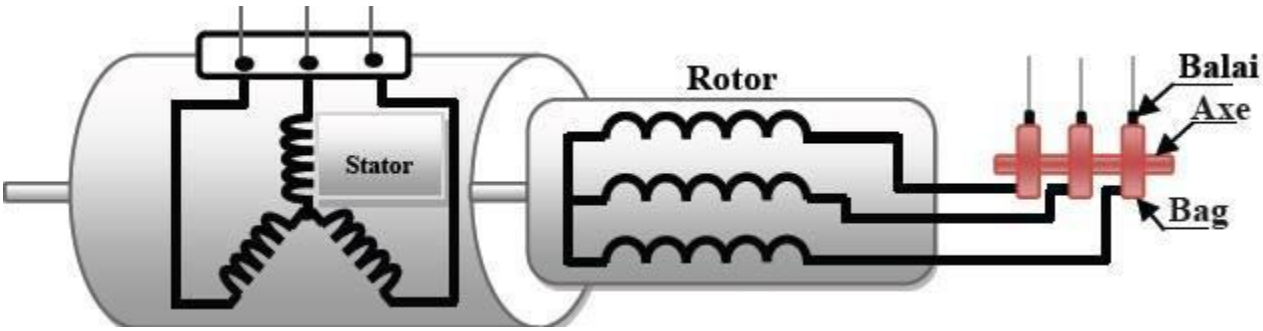


Figure.I.1: Représentation de la machine asynchrone à double alimentation

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation:

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Et du moment que le vecteur résultant de FMM des enroulements statoriques tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_S = 2\pi f$ et le rotor tourne avec la vitesse ωr ; alors pour que cette condition soit vérifiée, il faut que le vecteur des FMM des enroulements rotoriques tourne par rapport au rotor avec une vitesse ω_{gl} telle que [4]: $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \omega_g$ (I.1)

Où : g est le glissement et ω_{gl} est la vitesse angulaire de glissement.

Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de synchronisme, les sens de rotation des deux vecteurs sont identiques ; dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à la vitesse de synchronisme les sens seront opposés [4].

Pour que la rotation du vecteur résultant des FMM par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement doit avoir une fréquence f_{ro}, définie à partir de

$$\omega_{gl} = 2\pi f_{ro} \quad (I.2)$$

C'est -à-dire :

$$f_{ro} = f_g \quad (I.,3)$$

I.4. Modes de fonctionnement de la MADA :

En générale, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur, mais la différence avec les autres types de machine réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur. En effet nous savons qu'une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur [6].

Par contre dans le cas de la MADA, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper-synchronisme ou en hypo-synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur.

Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement :

I.4.1. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone :

- La puissance est fournie par le réseau au stator.
- La puissance de glissement" est renvoyée au réseau.
- La vitesse de rotation est inférieure au synchronisme.
- La machine asynchrone à cage peut être fonctionné ainsi mais la puissance de glissant est Alor dissipée en pertes Joule dans le rotor [5].

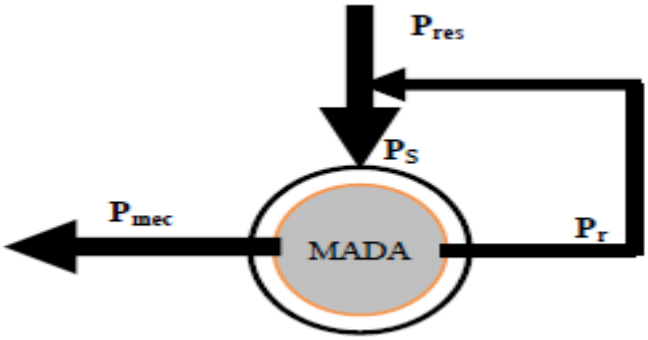


Figure. I.2 : Le fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.

I.4.2. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone :

- La puissance fournie par le réseau va au rotor et stator.
- La vitesse de la machine au-dessus de la vitesse de synchronisme,
- La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce fonctionnement [4].

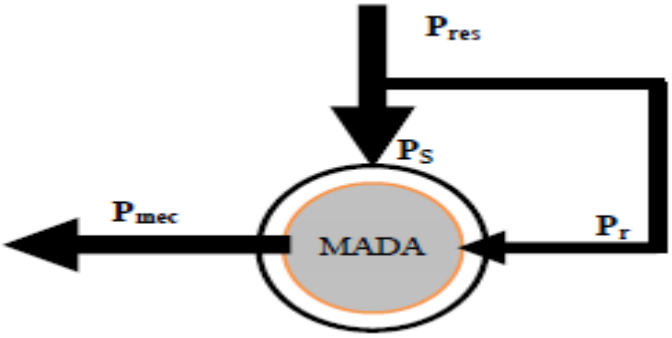


Figure. I.3 : Le fonctionnement en mode moteur hyper synchrone

I.4.3. Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone :

- La puissance est fournie au réseau par le stator.
- Une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor.
- La vitesse de rotation en dessous de la vitesse de synchronisme.
- La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce fonctionnement [5].

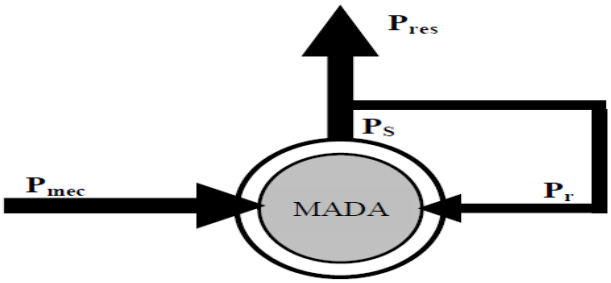


Figure. I.4 : Fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone

I.4.4. Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone :

- La puissance est fournie au réseau par le stator.
- La puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau.
- la vitesse de la machine au dessus de la vitesse de synchronisme.
- La machine asynchrone à cage peut être fonctionnée ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [6].

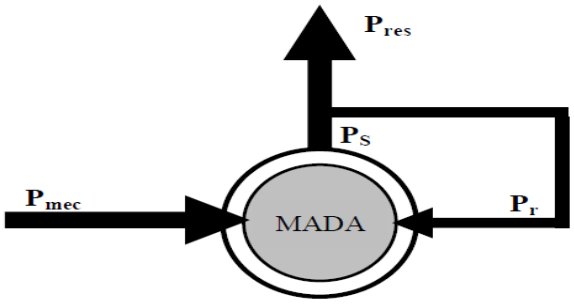


Figure. I.5 : Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone

I.5.Différentes stratégies de l'alimentation de la MADA :

Les principales études ont été dédiées aux stratégies de commande linéaire ou non linéaire avec ou sans capteur de vitesse ou de position de la MADA. La stratégie de commande la plus utilisée mentionnée par la bibliographie est le contrôle vectoriel par orientation du flux. Les convertisseurs utilisés pour alimenter la MADA sont soient les cycloconvertisseurs, soit des onduleurs à base d'IGBT.

I.5.1 Première configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur:

Les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à son propre onduleur (Single Doubly Fed Induction Machine). Cette classe est dite MADA simple.

La figure (I-6) présente un schéma de principe de cette catégorie de MADA.

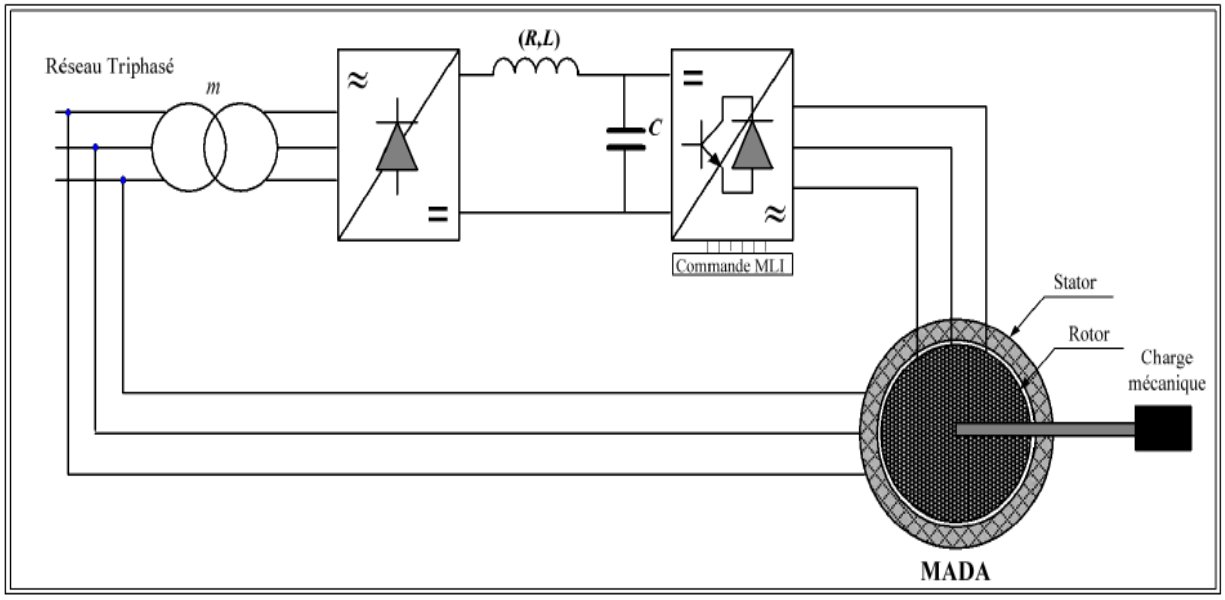


Figure .I.6: MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor.

Cette structure est appelée aussi la cascade hyposynchrone. Elle permet de contrôler la puissance active et réactive statorique à la fois en régime permanent et transitoire [7]. La machine dans ce cas peut fonctionner en moteur ou générateur, mais l'application la plus courante est l'utilisation dans les systèmes de production d'énergie électrique notamment les systèmes éoliens et hydrauliques.

I.5.2 Deuxième configuration : MADA alimenté par deux convertisseurs indépendants :

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure (I-7).
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun comme représenté à la figure (I-8).

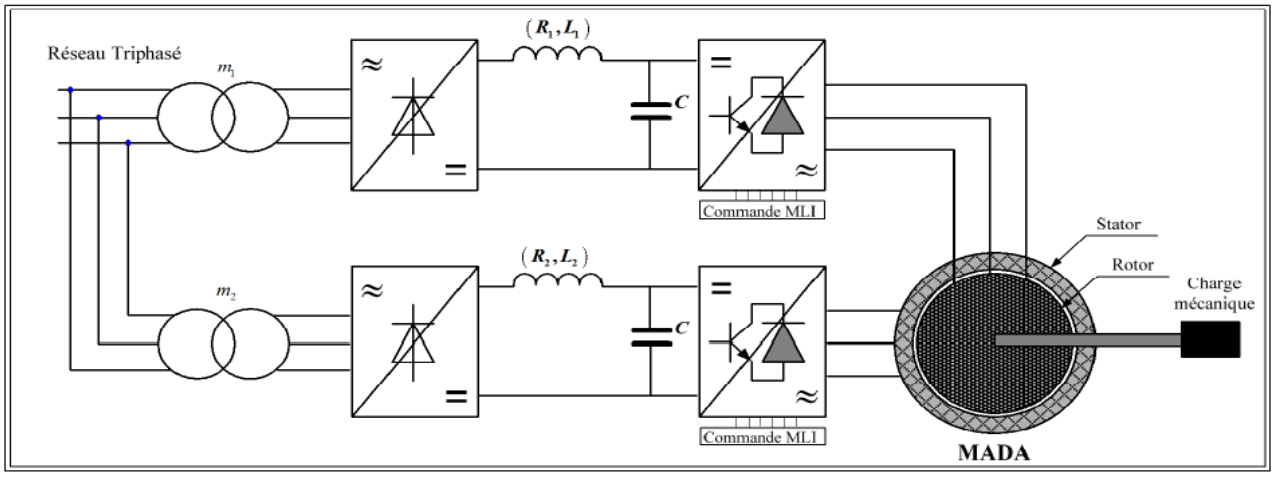


Figure .I.7: MADA alimentée par deux onduleurs avec deux bus continus

indépendants. La deuxième structure de cette configuration est semblable à la précédente, sauf que les onduleurs sont alimentés par un seul redresseur. Cette structure est représentée par la figure suivante [8] :

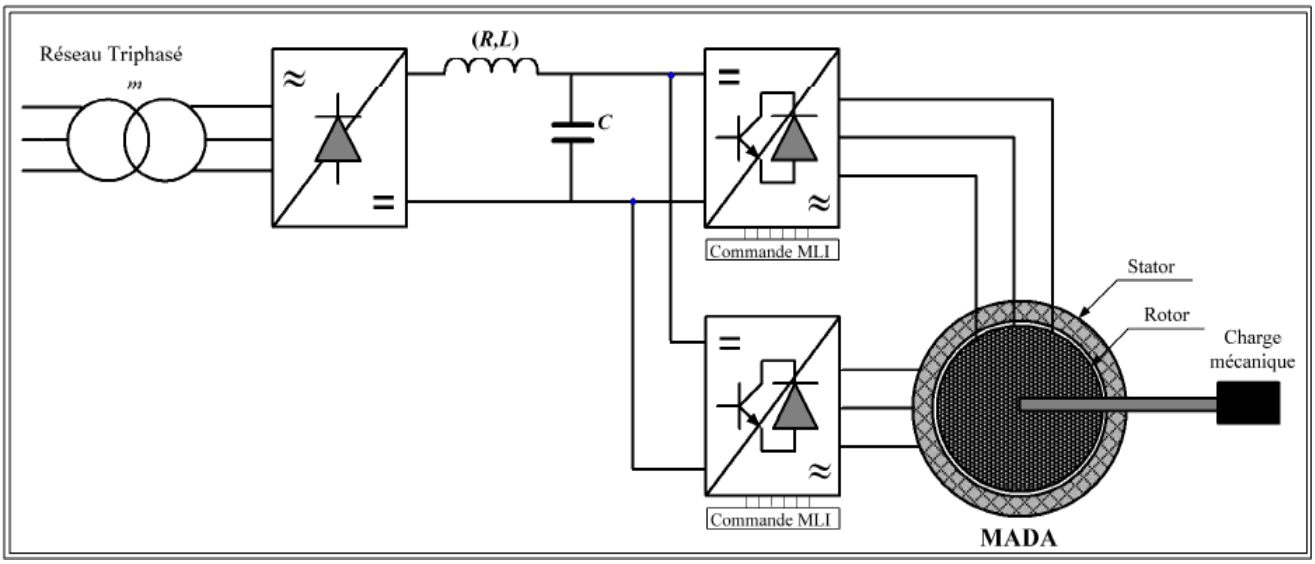


Figure .I.8: MADA alimentée avec deux onduleurs et un bus continu commun

Ces deux dernières structures de commande sont utilisées généralement dans le fonctionnement en moteur, pour les applications de traction électrique[8].

I.6. Domaines d'application de la MADA :

La machine asynchrone à double alimentation été conçue pour fonctionner en moteur sur une grande plage de variation de vitesse comme première application. L'utilisation d'une MADA permet de varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques, ce dispositif sera donc économique quand on place les convertisseurs entre le rotor et le réseau en réduisant leurs tailles d'environ 70% Pour le fonctionnement de la MADA en génératrice, l'alimentation du circuit rotoriques à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines asynchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [9].

- Génération des réseaux de bord des navires ou des avions.
- Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable.
- Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable.
- Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation du carburant.

I.7. Avantages et inconvénients de la MADA :

Nous introduisons dans ce paragraphe les avantages et les quelque inconvénients que présente la machine asynchrone à double alimentation.

I.7.1. Avantages de la MADA :

La machine asynchrone à double alimentation présente plusieurs avantages dont on peut citer :

- Production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo en hyper-synchronisme) et la récupération de la puissance de glissement la puissance nominale sans être surchauffée.
- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donne ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- Les convertisseurs utilisés sont dimensionnés que pour une fraction de la puissance de la machine (30%) contrairement au système utilisant la machine asynchrone à cage d'écureuil ou le convertisseur est dimensionné pour la totalité de la puissance de la machine[10].
- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor en effet dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs qui alimentation la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentation son rendement.
- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivre une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse ce fonctionnement présenté la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale[10].

I.7.2. Inconvénients de la MADA :

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais [10].
- La présence des balais nécessités des interventions périodiques, ce qui augmente le cout de la maintenance.
- Le cout total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage nous soulignons que des études récentes, tenant complet de la chute du prix du silicium donnent maintenant un petit avantage à la MADA [10].

I.8. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons fait en premier une description générale de la machine asynchrone à double alimentation. sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de sa commande ainsi que ses domaines d'application. on va utilise dans cette mémoire la machine asynchrone à double alimentation avec stator alimenté par le réseau et rotor alimenté par un onduleur

chapitrell

Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

II.1. Introduction :

Pour connaitre le comportement d'une machine asynchrone afin d'en effectuer ensuite la commande et le réglage ,il est important de connaitre les relations qui existent entre les grandeur d'entrée et les grandeur de sortie . l'ensemble de ces relations constitue le modèle mathématique de la machine.

Dans ce chapitre, on représente le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation, cette machine fonctionne en moteur. En suite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée par un redresseur , un filtre et un onduleur à deux niveaux contrôles par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

II.2.Modélisation de la MADA :

La modélisation des machines électriques consiste en création des modèles mathématique qui permettent de prédire le comportement de la machine dans différents régimes de fonctionnement, en prévoyant ainsi les points qui risquent de provoquer des perturbations.

II.3 Hypothèses et conventions :

- Nous supposons que la machine est constituée d'un stator et d'un rotor cylindrique et coaxiaux dont les enroulements sont symétriques triphasés et répartis d'une façon uniforme dans les encoches.
- Nous supposons que l'épaisseur de l'entrefer est uniforme ce qui conduit à une perméance d'entrefer constante.
- Nous négligeons la saturation du circuit magnétique ainsi que son hystérésis, ce qui - permet de définir des inductances constantes.
- Nous supposons que l'induction dans l'entrefer est à répartition sinusoïdale.
- Nous ne tenons compte que des fondamentaux des grandeurs alternatives seulement.
- Nous ne tenons compte que des pertes joules dans la machine. Nous négligeons les pertes fer [9].

II.4.Modèle triphasé de la MADA :

II.4.1 Représentation de la machine dans l'espace électrique :

La machine asynchrone à double alimentation est représentée à la figure (II-1) par ces six enroulements dans l'espace électrique, l'angle *(θ)*, repère le décalage de l'axe de la phase rotorique de référence $\overrightarrow{R_a}$par rapport à l'axe fixe de la phase statorique $\overrightarrow{S_a}$[8].

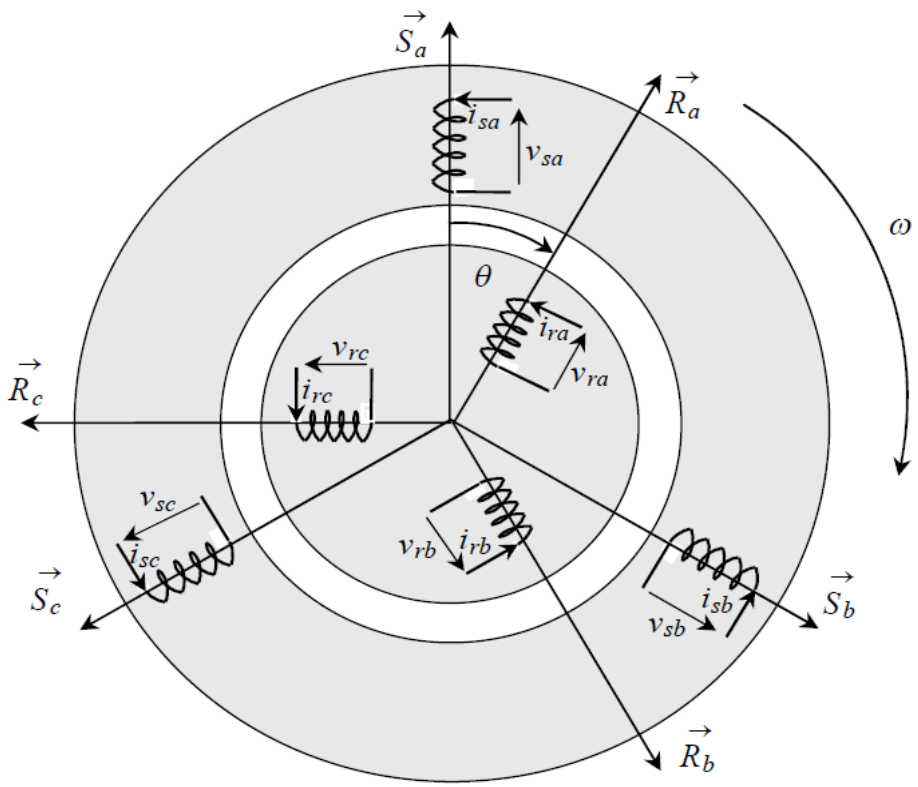


Figure .II.1: Représentation électrique des enroulements d'une machine asynchrone triphasée à double alimentation.

Notons que caractérise la position du rotor (tournant) par rapport au stator (fixe), d'où la vitesse angulaire de rotation :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \qquad \text{(II.1)}$$

II.4.2 Equations électriques réelles de la machine

La loi de Faraday, nous donne

- pour les tensions statoriques :

$$\begin{cases} v_{sa} = R_S i_{sa} + \frac{d}{dt}\emptyset_{sa} \\ v_{sb} = R_S i_{sb} + \frac{d}{dt}\emptyset_{sb} \\ v_{sc} = R_s\, i_{sc} + \frac{d}{dt}\emptyset_{sc} \end{cases} \qquad \text{(II.2)}$$

et pour les tensions rotoriques :

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt}\emptyset_{ra} \\ v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt}\emptyset_{rb} \\ v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt}\emptyset_{rc} \end{cases} \qquad \text{(II.3)}$$

Ce qui peut se résumer sous la forme matricielle suivante :

$$[V_S] = [R_S]\ [I_S] + \frac{d}{dt}[\emptyset_S] \quad \text{(II.4)}$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\emptyset_r] \quad \text{(II.5)}$$

avec :

$V_S = [v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]^T$:Tension instantanées des phases a, b et c statorique

$I_S = [i_{Sa}, i_{Sb}, i_{sc}]^T$:Couronts instantanées des phases a, b et c statorique

$\varphi_S = [\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}]^T$:Flux instantanées des phases a, b et c statorique

$V_r = [v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}]^T$: Tension instantanées des phases a, b et c rotorique

$I_r = [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T$:Couronts instantanées des phases a, b et c rotorique

$\varphi_r = [\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}]^T$:Flux instantanées des phases a, b,c rotorique

R_s et R_r :Résistances d'une phase statorique et d'un phase rotorique respectivement.

II.4.3 Equations magnétique

Quant aux flux magnétiques traversant chaque phase statorique et rotorique , ils son décrits par:

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_S] + [m_{sr}][I_r] \quad \text{(II.6)}$$

$$[\varphi_r] = [m_{rs}][I_S] + [L_{rs}][I_r] \quad \text{(II.7)}$$

Avec :

$$[l_{SS}] = \begin{bmatrix} l_{ss} & m_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & l_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & m_{ss} & l_{ss} \end{bmatrix}, \qquad [l_{rr}] = \begin{bmatrix} l_{rr} & m_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & l_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & m_{rr} & l_{rr} \end{bmatrix}$$

$$[m_{sr}] = m_{sr}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[m_{rs}] = [m_{sr}]^T, \left[m_{sr(-\theta)}\right] = [m_{rs}(\theta)]$$

l_{ss} *et* l_{rr} : Inductances propres d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement.

m_{ss} *et* m_{rr} : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques, respectivement.

m_{sr} : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et phase rotorique.

En raisonnant sur les équations de tensions statoriques et rotoriques ainsi que sur l'expression des flux magnétiques qui traversent ces phases, on obtient les équations matricielles des tensions de phases :

$$[V_S] = [R_S][I_S] + \frac{d}{dt}\{[L_{SS}][I_S]\} + \frac{d}{dt}\{[m_{sr}][I_r]\} \quad \text{(II.8)}$$

$$[V_r] = [R_S][I_r] + \frac{d}{dt}\{[m_{rs}][I_S]\} + \frac{d}{dt}\{[L_{rr}][I_r]\} \quad \text{(II.9)}$$

II.4.4 Le couple électromagnétique

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

$$C_{em} = [I_S]^T \left\{\frac{d}{dt}[m_{sr}]\right\}[I_r] \quad \text{(II.10)}$$

On peut également exprimer le couple électromagnétique en fonction du couple résistant C_r opposé par la charge mécanique du moteur, du moment d'inertie de toutes les parties tournantes et du coefficient de frottement visqueux f:

$$\mathrm{C_{em}} = \mathrm{J}.\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{dt}} + f\Omega + \mathrm{C_r} \quad \text{(II.11)}$$

Ces équations, (II.8) - (II.9) - (II.10), représentent deux inconvénients majeurs:

1. Un nombre important de variables couplées entre elles,
2. La dépendance des matrices $[\mathrm{m_{sr}}]$et $[\mathrm{m_{rs}}]$de l'angle de rotation θ .

Pour palier à ce problème, on cherche des transformations, des variables triphasés de la machine asynchrone, permettant de passer du repère triphasé de la machine réelle à un repère diphasé fixe ou tournant par rapport au stator ou au rotor.

En effet, si la source est triphasée équilibrée, ce qui est réalisable même lorsque la machine est alimentée par un onduleur, on a intérêt à utiliser la théorie des deux axes [9].

II.5. Modèle biphasé de la MADA :

II.5.1. La transformation de Park :

Les transformations utilisées doivent conservées la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de Park. (Figure II-2).

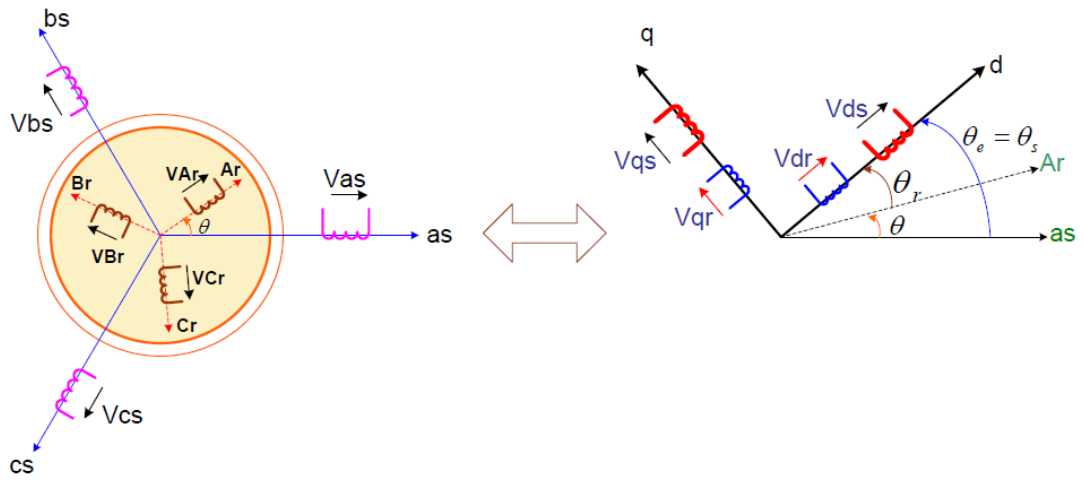


Figure. II.2 : Modèle de PARK de la MADA.

La machine asynchrone est une machine fortement couplée, sa représentation dans le système triphasé est par conséquent particulièrement complexe. Pour mieux représenter le comportement d'une machine asynchrone, il est nécessaire de faire appel à un modèle précis et suffisamment simple.

Le modèle diphasé (d-q) donné par la transformation de Park est alors

utilisé. Le nouveau modèle est obtenu en multipliant les équations des flux et des tensions par la matrice de Park qui s'exprime par [12] :

$$p_{(\theta)} = k\begin{bmatrix} \cos\theta & -\cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \qquad \text{(II.12)}$$

Dans le cas de la conservation de la puissance nous avons $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$

Pour les grandeurs statoriques: $\theta = \theta_s$

Et pour les grandeurs rotorique :$\theta = \theta_s - \theta_r$

$$\mathrm{p}(\theta)^{-1} = \mathrm{k}\begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \qquad \text{(II.13)}$$

Le changement de variables relatifs aux (courants, tensions et flux) est défini par la transformation (II.14) :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [p_{(\theta)}].\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \qquad \text{(II.14)}$$

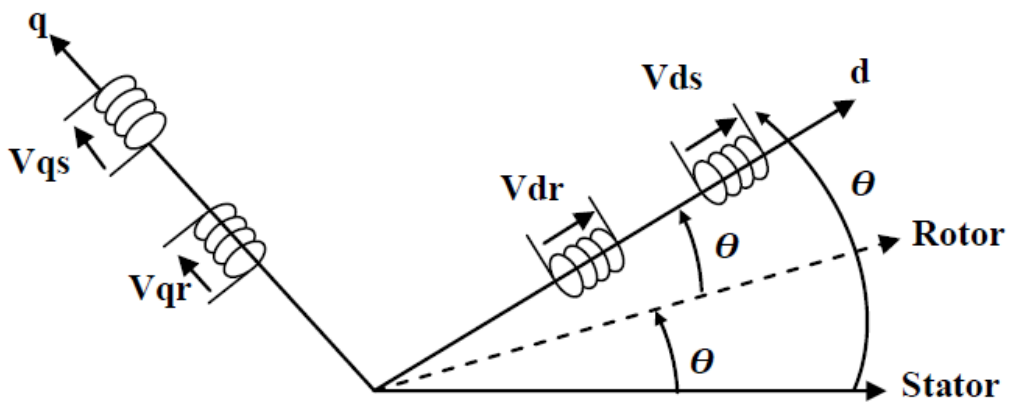


Figure. II.3 : Représentation de la machine dans le repère diphasé

II.5.1.1. Equation des tensions :

Après l'application de transformation de Park pour l'équation (II.2) du stator et l'équation (II.3) du rotor, les expression des tensions statorique et rotorique suivant l'axe (d,q) sont données par:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_S I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega\varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_S I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega\varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} \end{cases} \quad \text{(II.15)}$$

Pour les grandeurs statoriques :

$$\theta = \theta_s \Longrightarrow \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{(II.16)}$$

Et pour les grandeurs rotorique :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \Longrightarrow \frac{d\theta}{dt} = \frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} = \omega_s - \omega_r \quad \text{(II.17)}$$

Talque :

ω_s : Pulsation du champ tournant d'axe (d, q)

ω_r : Pulsation électrique du rotor

La composante homopolaire du système (II.15) est nulle pour un système équilibré.

II.5.1.2 Equation des flux :

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant. Le système matriciel de flux peut également s'écrire sous la forme suivante :

- Au stator

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & 0 \\ 0 & L_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad \text{(II.18)}$$

- Au rotor :

$$\begin{bmatrix}\varphi_{dr}\\ \varphi_{qr}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}L_r & 0\\ 0 & L_r\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}i_{dr}\\ i_{qr}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}L_m & 0\\ 0 & L_m\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}i_{ds}\\ i_{qs}\end{bmatrix} \quad \text{(II.19)}$$

Telque : les inductances cycliques

$L_S = I_{S-}M_{sr}$ $\quad L_r = I_r - M_{rs}$ $\quad L_m = \frac{3}{2}M_{sr}$

II.5.1.3.Equation du couple électromagnétique

Après qu'ont effectué le changement de variable, l'expression du couple électromagnétique peut être exprimée sous différentes formes, on trouve celle-ci [12] :

$$C_e = p\left(\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}\right) \quad \text{(II.20)}$$

$$C_e = p.M\left(i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}\right) \quad \text{(II.21)}$$

$$C_e = \frac{P.M}{L_s}\left(\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}\right) \quad \text{(II.22)}$$

$$C_e = \frac{p.M}{L_s}\left(\varphi_{qs} i_{qs} - \varphi_{ds} i_{qs}\right) \quad \text{(II.23)}$$

II.6. Choix de référentiel de Park :

Suivant la constitution et le principe de fonctionnement de la MADA, On peut trouver trois choix utiles pour le référentiel des deux axes :

1- Référentiel fixe au stator($\theta_s = 0$), (référentiel stationnaire $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$). Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.

2- Référentiel fixe au rotor($\theta_r = 0$), (référentiel tournant avec $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega = p\Omega$). Ce choix est très utilisé dans l'étude des régimes transitoires des machines asynchrones.

3- Référentiel fixe au champ tournant statorique (référentiel tournant à la vitesse de pulsation statorique$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$,): axes désigné par (d, q) .

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude et la synthèse des lois de commande.

C'est ce dernier que l'on considérera en vue de la commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous étudierons au chapitre suivant.

Ce référentiel est solidaire au champ tournant statorique c'est-à-dire qu'il tourne à la vitesse ω_S , ce qui se traduit par :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r \quad \text{(II.24)}$$

Ce choix permet de définir une pulsation de glissement

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r \quad \text{(II.25)}$$

II.7. Modèle d'état de la MADA :

la représentation d'etat de la MADA dépend du repére du choix des variables d'etat pour les équation électriques. On écrit les équations dans les repére (d,q) car c'est la solution la plus générale .

On écrit le modèle de la machine utilisée pour la commande sous forme d'un système d'equations d'etat:

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

$$Y = CX$$

Avec

X: vecteur d'état du système :$[i_{ds}, i_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}]^T$

A:matrice d'état du systéme .

B: matrice de commande.

U: vecteur de commande :$[u_{ds}, u_{qs}, u_{dr}, u_{qr}]^T$

Y: veteur de sortie .

C:matrice d'observation .

Après les remplacement et les décomposition des équations d'état nous donne:

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{k}{T_r} & \omega_r k \\ -\omega_s & -\lambda & -\omega_r k & \frac{k}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_s & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{(II.26)}$$

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & k & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & k \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.27)}$$

Avec:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s};\ \lambda = \frac{-R_s \times {L_r}^2 + {L_m}^2 \times R_r}{\sigma . L_s . {L_r}^2}; K = \frac{L_m}{\sigma\, L_s L_r};\ \sigma = 1 - \frac{{L_m}^2}{L_s L_r}$$

L'équation mécanique régissant la partie tournante de la machine est donnée par :

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{JL_s}\left(\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}\right) - C_r/J - f_r\Omega/J \quad \text{(II.28)}$$

$$Ce == -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s}\left(\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}\right) \quad \text{(II.29)}$$

II.8. Modélisation de l'alimentation de la MADA :

Dans ce travail, on va étudier l'association d'une machine asynchrone à rotor bobiné avec un système d'alimentation à fréquence variable au rotor. La figure (II.4) présente le schéma de principe de la MADA à vitesse variable.

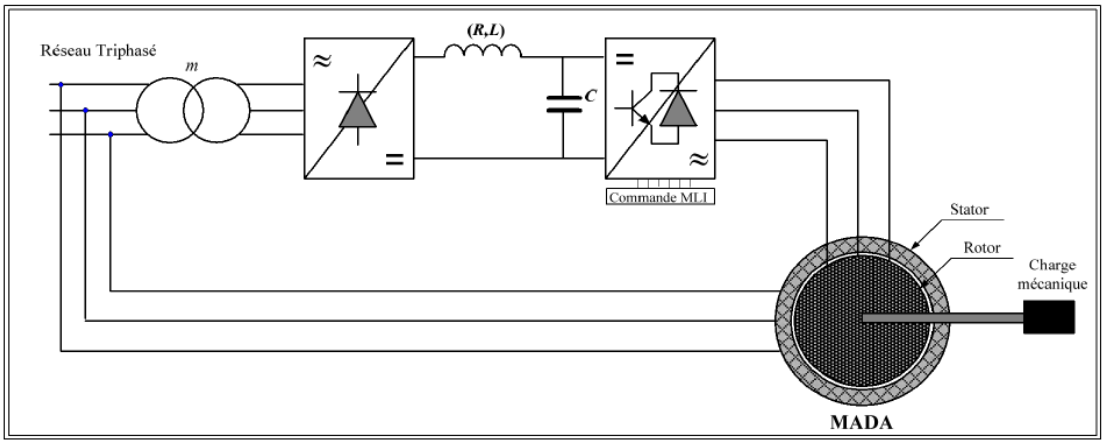


Figure .II.4: Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation

L'ensemble d'un entraînement électrique, lorsqu'il est alimenté par le réseau comprend :

- Un redresseurs d'entrée,
- Un filtres comportant une forte capacité qui rend négligeable l'ondulation de la tension U à l'entrée de l'onduleur,
- Un onduleurs de tension à MLI,
- Le moteur asynchrone doublement alimenté (MADA).

II.8.1 Modélisation d'un redresseur triphasé double alternance à diodes :

Le redresseur utilisé dans les deux alimentations de la MADA est un redresseur triphasé double alternance à diodes. La figure (II.5) représente son schéma de principe, il est composé de trois diodes (D1,D2 ,D3) à cathode commune chacune conduit lorsque le potentiel de son anode est le plus positif, et de trois diodes (D4,D5 ,D6) à anode commune, chacune conduit lorsque le potentiel de sa cathode est le plus négatif assurant ainsi le retour de courant id(t).

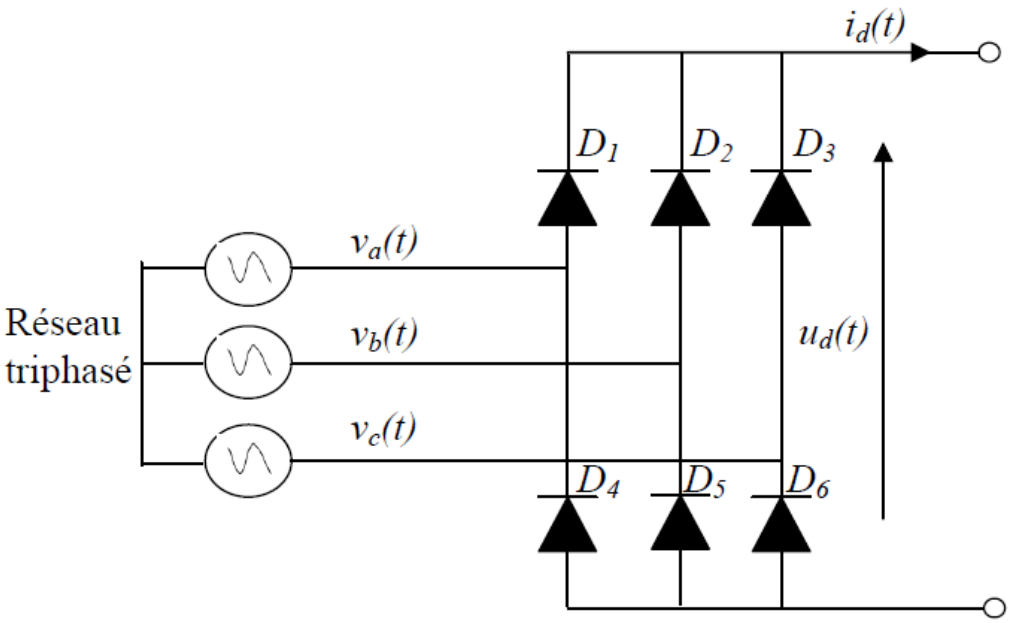


Figure .II.5: Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.

Le redresseur est alimenté par un système de tension triphasé exprimé par

$$\begin{cases} V_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_b(t) = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c(t) = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{(II.30)}$$

La tension redressée peut être déterminée par :

$$V_0 = V_{moy} = \frac{1}{\pi/3}\int_0^{\pi/3} V_m\left[\sin(\omega t) - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right].d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}.V_m \quad \text{(II.31)}$$

II.8.2 Modélisation du circuit de filtrage

Le rôle de ce circuit est de réduire le taux d'ondulations de la tension redressée. La figure (II.6) représente son schéma de principe

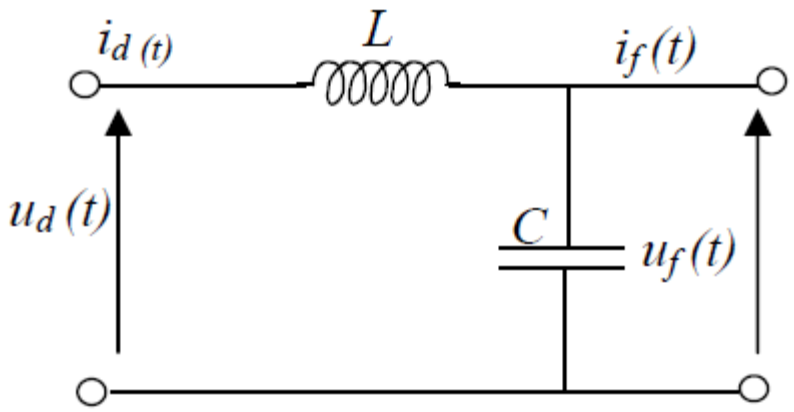


Figure .II.6: Circuit de filtrage de la tension redressée

On peut modéliser ce circuit par le système d'équations suivantes:

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L}\left(u_d(t) - u_f(t)\right) \quad \text{(II.32)}$$

$$\frac{du_f(t)}{dt} = \frac{1}{L}\left(i_d(t) - i_f(t)\right) \quad \text{(II.33)}$$

Où :

$u_d(t)$:est la tension redressée.

$u_f(t)$:est la tension filtrée appliquée à l'onduleur.

II.8.3 Modélisation de l'onduleur triphasé à MLI :

II.8.3.1 Description de l'onduleur :

L'onduleur de tension est un convertisseur d'électronique de puissance qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. Il fonctionne en commutation forcée et conçu généralement à base de transistors (Bipolaires, MOSFET, IGBT).

Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI).

Elle transforme les trois tensions de référence provenant de la commande en signaux de mise en conduction ou en blocage des semi-conducteurs de l'onduleur.

II.8.3.2 Commande de l'onduleur :

L'onduleur est le plus souvent commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), c'est-à-dire, qu'au lieu de former chaque alternance des tensions de sortie d'un seul créneau rectangulaire, on la forme d'une succession de créneau de largeurs convenables [13].

Cela permet d'obtenir des tensions ne contenant pas d'harmoniques à basses fréquences. La technique de modulation de largeur d'impulsion retenue dans cette étude est la méthode à MLI triangulo-sinusoïdale.

Le schéma de cet onduleur est donné dans la figure (II.7)

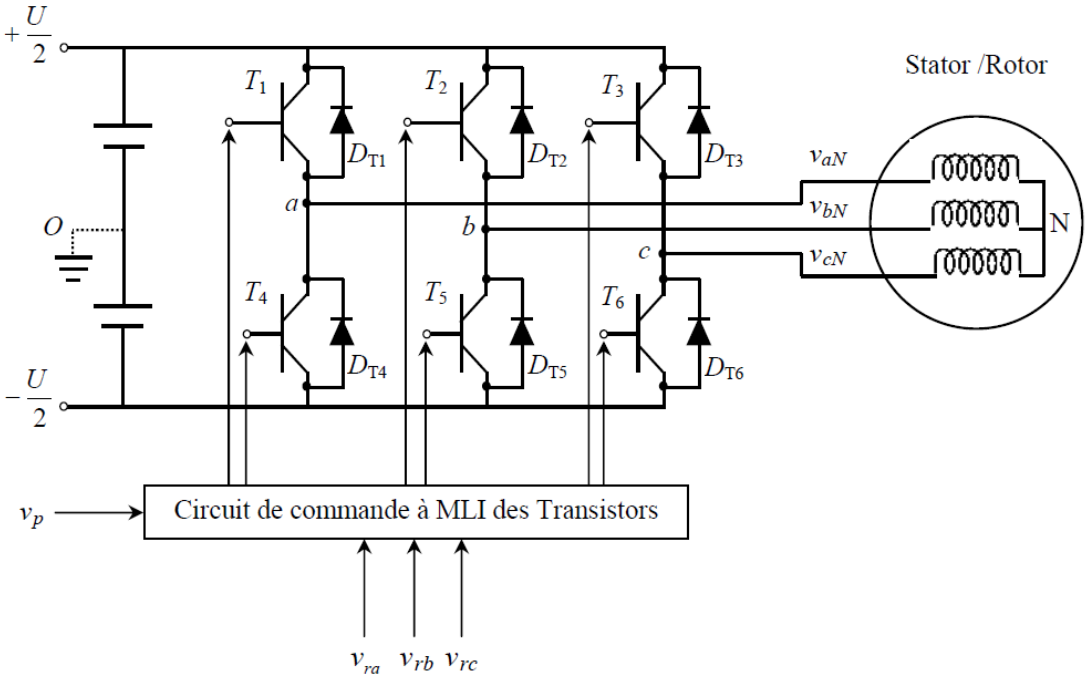


Figure .II.7: Schéma simplifié de l'onduleur à MLI sinus – triangle.

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_a = V_{aO} + V_{ON} \\ V_b = V_{bO} + V_{ON} \\ V_c = V_{cO} + V_{ON} \end{cases} \quad \text{(II.34)}$$

Par addition on a :

$$V_a + V_b + V_c = V_{aO} + V_{bO} + V_{cO} + 3V_{ON} \quad \text{(II.35)}$$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique donc :

$$V_{aO} + V_{bO} + V_{cO} + 3V_{ON} = 0 \quad \text{(II.36)}$$

d'où :

$$V_{ON} = \frac{1}{3}(V_{aO} + V_{bO} + V_{cO}) \quad \text{(II.37)}$$

On remplace (II.37) dans (II.34), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_a = \frac{2}{3}V_{aO} - \frac{1}{3}V_{bO} - \frac{1}{3}V_{cO} \\ V_b = -\frac{1}{3}V_{aO} + \frac{2}{3}V_{bO} - \frac{1}{3}V_{cO} \\ V_c = -\frac{1}{3}V_{aO} - \frac{1}{3}V_{aO} + \frac{2}{3}V_{cO} \end{cases} \quad \text{(II.38)}$$

On peut écrire le système (II.38) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{1}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} V_{aO} \\ V_{bO} \\ V_{cO} \end{bmatrix} \quad \text{(II.39)}$$

avec :

$$\begin{cases} V_{aO} = \frac{U}{2} S_1 \\ V_{bO} = \frac{U}{2} S_2 \\ V_{cO} = \frac{U}{2} S_3 \end{cases} \tag{II.40}$$

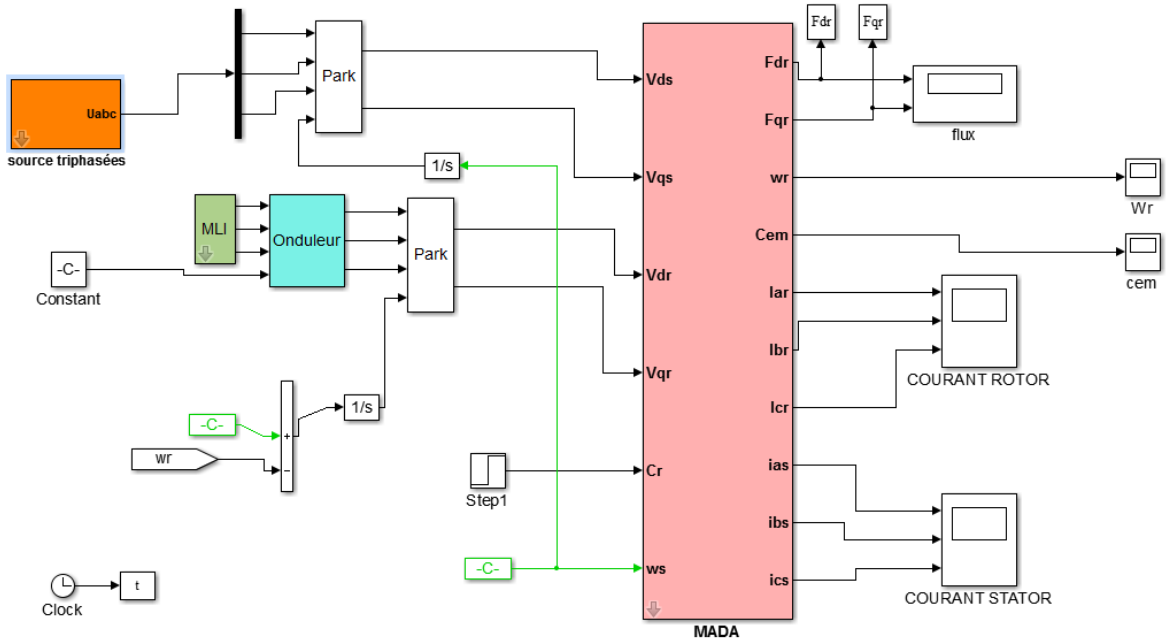
tel que :

$$\begin{cases} S_1 = 1 \text{ si } K_1 \text{ fermé si non } S_1 = -1 \\ S_2 = 1 \text{ si } K_2 \text{ fermé si non } S_2 = -1 \\ S_3 = 1 \text{ si } K_3 \text{ fermé si non } S_3 = -1 \end{cases}$$

On remplace (II.40) dans (II.39), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \tag{II.41}$$

Le système (II.41) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI.



Figeure .II. 8 :Schéma de simulation de la MADA

II.9. Résultats de simulation :

Machine asynchrone Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur.

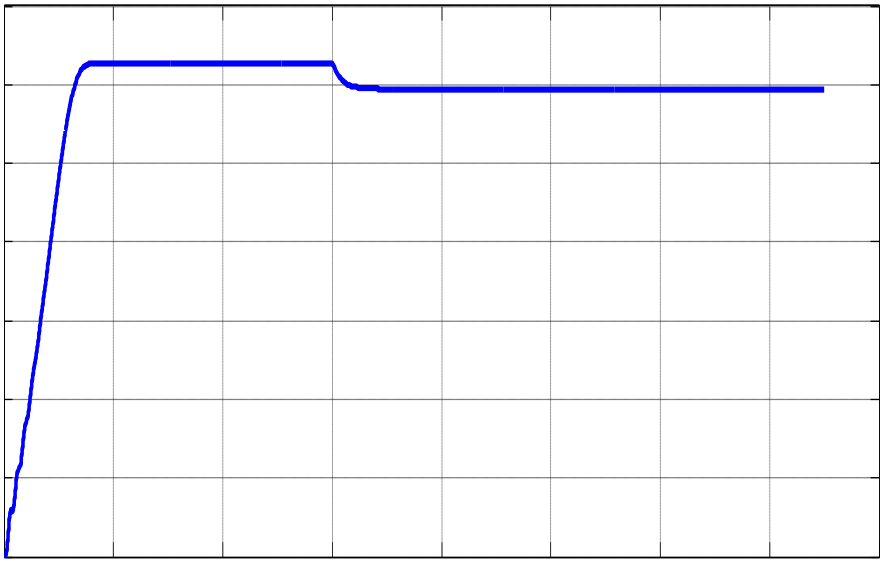


Figure II.9: Réponse dynamique de la vitesse de la machine lors de l'introduction d'un couple de charge de $C_r = 10(N.m)$ à l'instant t=3s.

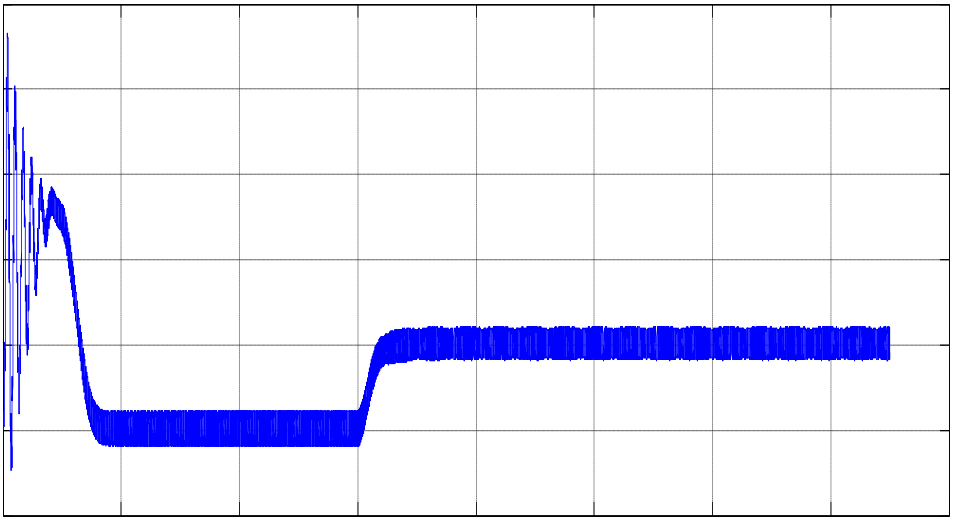


Figure II.10: Réponse dynamique du couple électromagnétique de la machine lors de l'introduction d'un couple de charge de$C_r = 10(N.m)$ à l'instant t=3(s).

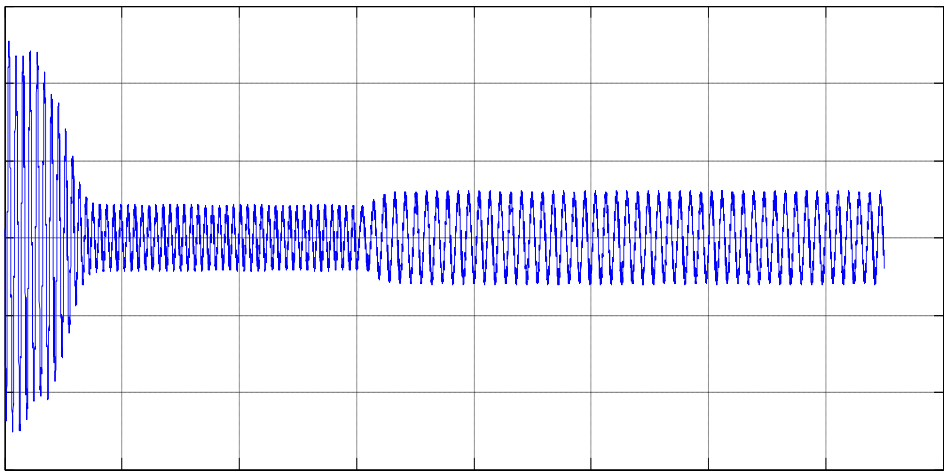


Figure. II.11: Les composantes des courantes statorique de phase a

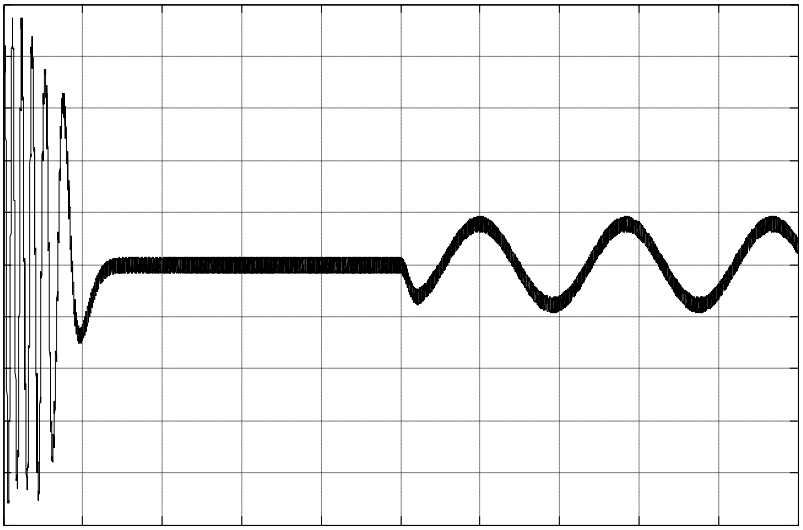


Figure. II.12: Les composantes des courantes statorique de phase a

Les résultats de simulation de la machine MADA en fonctionnement moteur est présentée sur les figure (II.9) respectivement la vitesse et le couple, et sur les figure(II.10) les composante du courant statoriques, les composante du courant rotorique.

Selon le résultats obtenue on remarque que toutes les grandeurs passent par un régime transitoire avant l'établissement du régime permanent caractérisé par une vitesse proche du synchronisme Figure(II.9.) et une fréquence des courants rotoriques presque nulle. En plus, le couple électromagnétique se stabilise à une valeur proche du zéro Figure(II.10.).L'application a

l'instant (t=3s) d'un couple résistant se traduit par une augmentation du couple électromagnétique, augmentation de l'amplitude des courants statoriques et une diminution de la vitesse .

II.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone doublement alimentée dans le repère de Park lié au champ tournant. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices qu'on doive les respecter.

Ensuite, nous avons modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, nous avons appliqué la technique de la MLI sinus – triangle pour le commander. La modélisation de la MADA et son système d'alimentation ont pour but de faciliter la mise en oeuvre de la commande vectorielle. Cette dernière est le sujet du troisième chapitre.

Chapitre III

Command vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation

III.1. Introduction

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute opération sur l'une d'elles se reproduit sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui développe la simplicité de la commande de cette machine pourtant par rapport à la machine à courant continu, la machine asynchrone est plus robuste . Le but de ce chapitre est de présenter les orientations du flux dans une machine asynchrone fonctionnement moteur La simulation à été faite pour l'orientation du flux rotoriques seulement, pour une machine alimentée en tension.

III.2. Généralités sur la commande vectorielle:

Les origines de la commande vectorielle contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du siècle dernier et aux travaux de Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes.

Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transposer cette théorie au contrôle des machines électriques [14].

III.2.1. But de la commande vectorielle:

Le but de la commande vectorielle 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). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent [4]

III.2.2 Principe de la commande vectorielle:

Le principe du pilotage vectoriel des machines électriques est déduit de la machine à courant continu qui était dominante dans le marché industriel des machines à vitesse variable à cause de son caractère spécial lié au contrôle séparé du flux par le courant d'excitation et du couple par le courant d'induit [15].

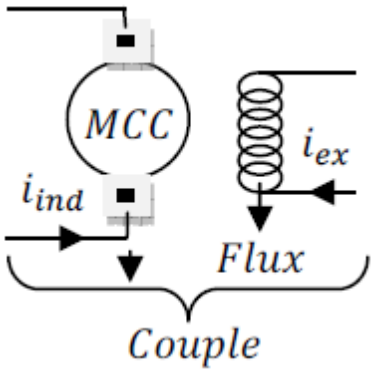


Figure .III.1: Principe du pilotage découplé du couple d'une MCC

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée,i_{ds} est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant i_{qs} est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes et sont mutuellement découplées.[16]

III.2.3 Variantes de la commande vectorielle:

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classifier [4]

Plusieurs techniques 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 du repère (d,q) :

- Le flux rotorique ;
- Le flux statorique ;
- le flux de l'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 de glissement.

III.2.4 .Les types de la commande vectorielle:

III.2.4.1. Commande vectorielle directe:

Ce mode de contrôle est ainsi appelé par ce qu'une régulation du flux statorique est introduite par une boucle de contre réaction nécessitant la mesure ou l'estimation de ses variation.

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quelque soit le régime de fonctionnement.

Pour cela deux procèdes 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 très fragiles et ne peuvent travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables.

- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine[16].

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

1- La non fiabilité de la mesure de flux :

- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

2- Le coût de production élevé (capteur + filtre) .[17]

III.2.4.2. Commande vectorielle indirecte:

Cette technique de commande est basée sur le principe à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude du flux mais seulement sa position. Elle consiste à estimer la position du vecteur du flux, et de régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations [14].

III.3. Application de la commande vectorielle à la MADA:

L'expression du couple électromagnétique de la MADA permet de considérer de point de vue conversion, la machine asynchrone comme l'association mécanique de deux machines à courant

continu, ce qui permet de mieux interpréter le problème de couplage entre les grandeurs des deux axes, direct et en quadrature. En effet.

L'expression du couple électromagnétique d'une machine à courant continu compensée à excitation séparée, en absence de la saturation est donnée par[4]:

$$C_{em} = K_a \varphi(I_f) I_a \quad \text{(III.1)}$$

$\varphi(I_f)$:est le flux imposé par le courant d'excitation I_f

I_a :est le courant d'induit.

Selon l'expression (II.1), le flux dépend du courant d'excitation. Alors, si le flux est constant le contrôle du couple se fait uniquement par le courant. Donc la production du couple et la création du flux sont indépendantes.[18]

On peut schématiser cette méthode comme suit:

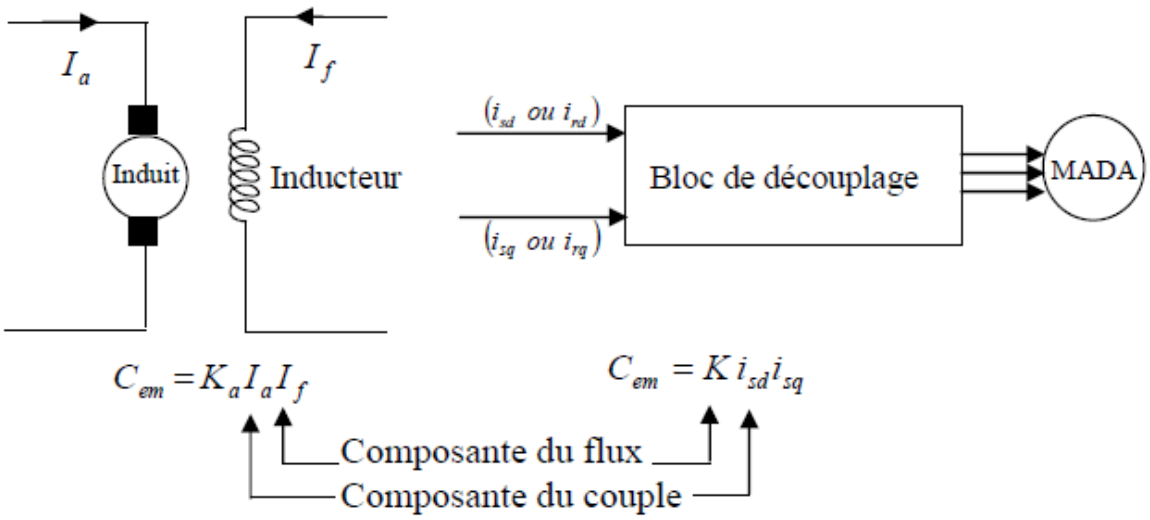


Figure .III.2 : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.

III.4. Choix de repère de référence :

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence. On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer.

Pour orienter le flux statorique, il faut choisir un référentiel (d ,q) de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (od). Cela permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle les deux composantes de courant statorique ou rotorique interviennent ; la première produit le flux et l'autre produit le couple. L'orientation du flux statorique conduit à ce que

$$\varphi_S = \varphi_{ds} \rightarrow \varphi_{qs} = 0 \quad \text{(III.2)}$$

Le principe de ce type d'orientation de flux est illustré par la figure (II.3)

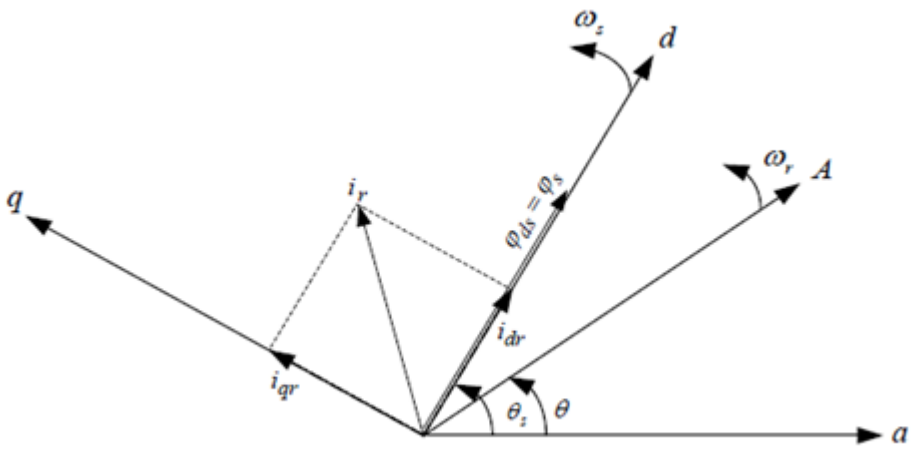


Figure .III.3 : Orientation du flux statorique

Les expression de couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{3P}{2}\left(\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}\right) \quad \text{(III. 3)}$$

A partir de l'equation du flux statorique (III.3)et suivant la condition d'orientation du flux ,les courant statorique s expriment par :

$$i_{ds} = \frac{\varphi_{ds} - M i_{dr}}{L_s} \quad \text{(III. 4)}$$

$$i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \quad \text{(III. 5)}$$

En remplaçant les deux composantes du courant statorique dans l'equation (III. 3) du couple électromagnétique ,on obtient l' expression suivante:[6]

$$C_{em} = -\frac{3PM}{2L_s}\varphi_s i_{qs} \quad \text{(III. 6)}$$

D'après cette équation et pour $\varphi_s = \varphi_{ds}$ constant, le couple électromagnétique peut être contrôlé par le courant i_{qr}. [19]

Alors, le couple de la MADA peut prendre une forme similaire à celle de la machine à courant continu. D'autre part, et de la même manière, on peut orienter le flux rotorique suivant l'axe (od) de Park .Dans ce cas, le flux est aligné avec alors on aura:

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{qr} = 0 \quad \text{(III. 7)}$$

Donc l'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3PM}{2L_r}\varphi_r i_{qs} \quad \text{(III.8)}$$

On peut représenter ce type d'orientation par la figure (II.4)

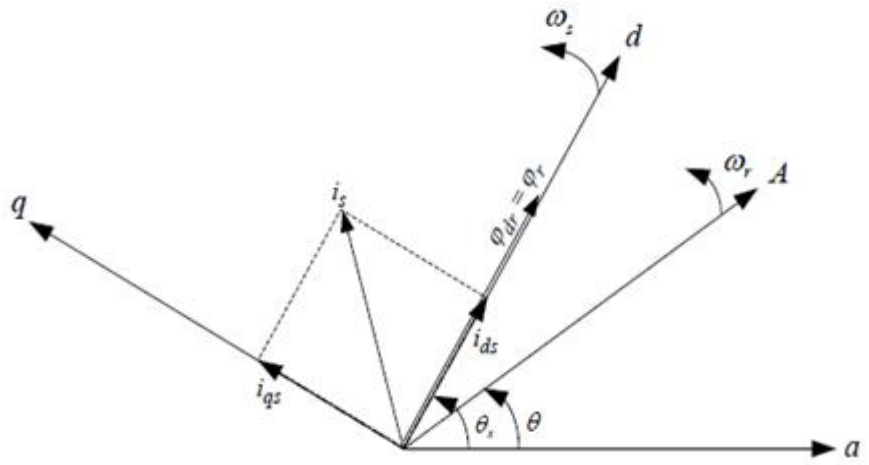


Figure .III.4: Orientation du flux rotorique

III.5. Réglage de vitesse de la MADA à flux statorique oriente par un PI Classique:

La commande vectorielle par régulateur PI classique du moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) alimenté par un onduleurs de tension Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse à sa référence Un régulateur PI classique peut être utilisé pour assurer ce but**.**

le réglage de vitesse peut se faire par un régulateur PI classique, Ce dernier est rapide et simple à manipuler. Il est caractérisé par deux coefficients, l'un de proportionnalité et l'autre d'intégration. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$F(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \qquad \text{(II.9)}$$

K_P: est le coefficient de proportionnalité ;

K_i: est le coefficient d'intégration ;

S: est l'opérateur de Laplace.

III.6. Contrôle vectoriel de la MADA :

On rappelle brièvement la relation de Park liant les différentes grandeurs principales de la MADA :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_S I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} \end{cases} \qquad \text{(III. 10)}$$

Les équations liant les flux sont :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s . i_{ds} + L_m . i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s . i_{qs} + L_s . i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r . i_{dr} + L_m . i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r . i_{qr} + L_r . i_{qs} \end{cases} \quad \text{(III. 11)}$$

Principe de la commande vectorielle de cette machine a été conçu en orientant le repère de Park pour que le flux rotorique suivant l'axe q soit constamment nul :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \quad \text{(III. 12)}$$

L'équation de couple et de flux :

$$C_{em} = \frac{3PM}{2L_r} \varphi_r i_{qs} \quad \text{(III. 13)}$$

$$\varphi_r = \frac{T_s}{1+sT_r} u_{dr} + \frac{L_m}{1+sT_r} i_{ds} \quad \text{(III. 14)}$$

L'équation de tension estimé :

$$\begin{cases} V_{dr} = \frac{R_r}{L_r} \varphi_r + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} \\ V_{qr} = \omega_g \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_r} i_{qs} \end{cases} \quad \text{(III. 15)}$$

III.7 Calcul des régulateurs :

III.7.1Régulateur du flux :

Après transformation de la place, nous pouvons écrire :

$$\varphi_r = \frac{T_s}{1+sT_r} u_{dr} + \frac{L_m}{1+sT_r} i_{ds} \quad \text{(III. 16)}$$

Le flux rotorique dépend de la composante i_{ds} et de la tension u_{dr} on éviter le couplage entre les deux composantes.

Flux de référence est donné par :

$$\varphi_{dr}{}^{*} = \varphi_{dr}{}^{r} + \varphi_{dr}{}^{c} \quad \text{(III. 17)}$$

Flux de sortie de régulateur :

$$\varphi_r{}^{r} = \frac{L_m}{1+sT_r} i_{ds} \quad \text{(III. 18)}$$

La boucle externe est consacrée pour la régulation du flux rotorique pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux est maintenu constant à sa valeur nominale d'après l'équation :

$$\frac{\varphi_r{}^{r}}{u_{ds}} = \frac{\left(\frac{L_m}{T_r}\right)}{s+\rho_s} \quad \text{(III. 19)}$$

Avec

$\rho_s = \frac{1}{T_r}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

La boucle de régulation du courant est représentée par la figure :

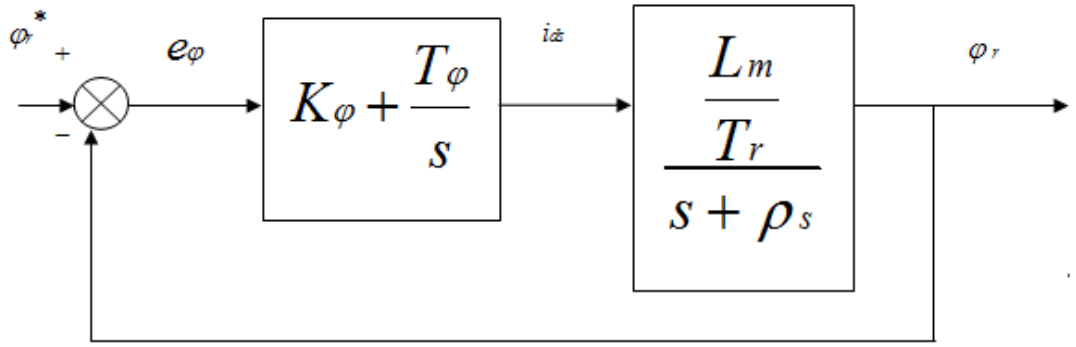


Figure III.5.Schéma bloc de régulation de flux φ_r

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\frac{\varphi_r}{\varphi_r^*} = \frac{K_\varphi(1+sT_\varphi)\left(\frac{L_m}{T_r}\right)}{s^2+S\left(\rho_S+K_\varphi\frac{T_\varphi L_m}{T_r}\right)+\frac{K_\varphi L_m}{T_r}} \quad \text{(III. 20)}$$

Le dimensionnement du correcteur se fait à l'aide du principe d'imposition des pôles, comme le polynôme caractéristique est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative pour assurer la stabilité en boucle fermée.

Afin d'avoir une réponse avec amortissement relatif optimale, les pôles sont choisis complexes conjugués avec partie réelle égale à partie imaginaire.

Les pôles sont $S_{1,2} = -\rho \pm j\rho$et le polynôme caractéristique s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho S + 2\rho^2 \quad \text{(III. 21)}$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur proportionnel intégral PI :

$$\begin{cases} K_\varphi = 2\rho^2 \frac{T_r}{L_m} \\ T_\varphi = \frac{2\rho-\rho_s}{2\rho^2} \end{cases} \quad \text{(III. 22)}$$

III.7.2 Régulateur de la vitesse :

La boucle fermée de la régulation de la vitesse peut être représente par le schéma fonctionnel suivant :

D'après l'équation mécanique, nous avons :

$$\frac{\omega}{C_{em}} = \frac{\left(\frac{p}{J}\right)}{s+\rho_m} \quad \text{(III. 23)}$$

Avec : $\rho_m = \frac{f_c}{J}$

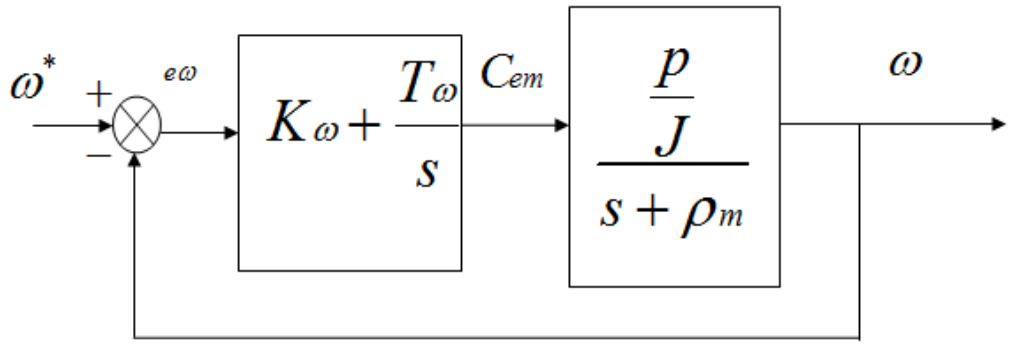


Figure III.6.Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation ω.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{K_\omega(1+sT_\omega)\left(\frac{p}{J}\right)}{s^2+S\left(\rho_m+K_\omega\frac{T_\omega p}{J}\right)+\frac{K_\omega p}{J}} \qquad \text{(III. 24)}$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons le paramètre du correcteur de

$$\begin{cases} K_\omega = 2\rho^2\frac{j}{p} \\ T_\omega = \frac{2\rho-\rho_m}{2\rho^2} \end{cases} \qquad \text{(III. 25)}$$

La figure ci-dessous (Figure III.7) présente le schéma complet de la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation à flux rotorique orienté.

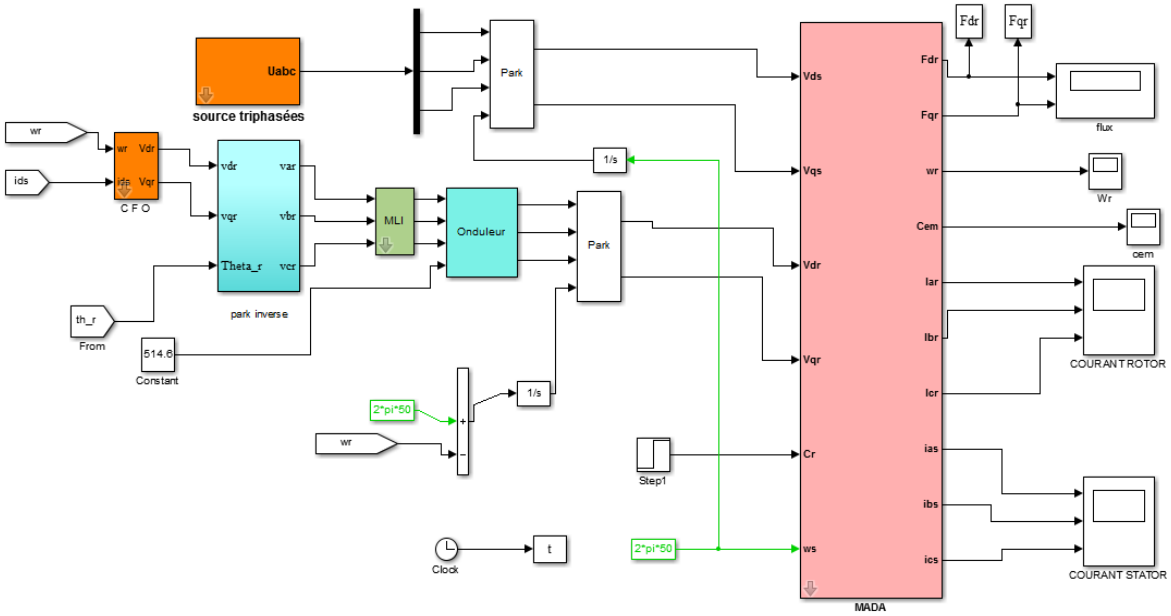


Figure. III.7: Schéma de principe de la commande vectorielle d'une MADA à flux rotorique orienté, utilisant un régulateur PI

III.8. Résultats de simulation

Modèle de la machine avec application de commande

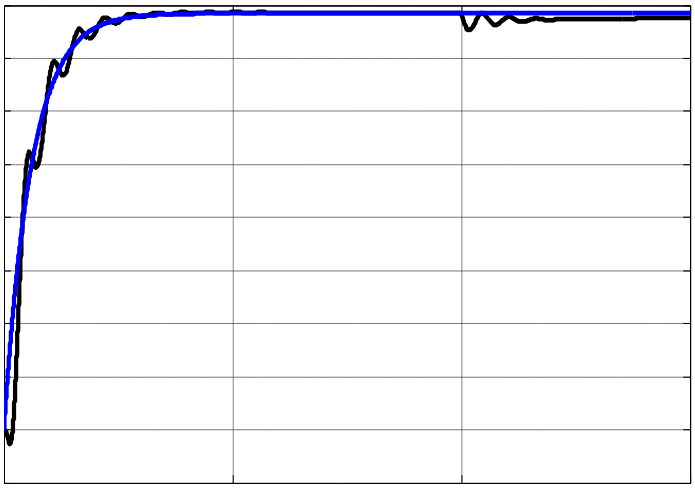


Figure III.8: Réponse dynamique de la vitesse de la machine avec application de la commande par PI Classique lors de l'introduction d'un couple de charge de$C_r = 10(N.m)$ à l'instant t=1(s).

Figure III.9: Réponse dynamique couple électromagnétique de la machine avec application de la commande par PI Classique lors de l'introduction d'un couple de charge de$C_r = 10(N.m)$ à l'instant t=1(s).

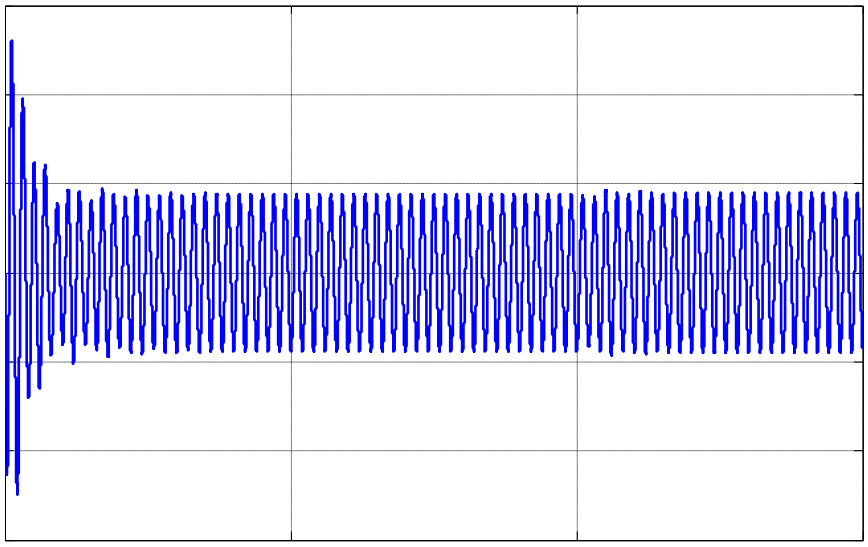


Figure .III.10: Les composantes des courante statoriques de phase a

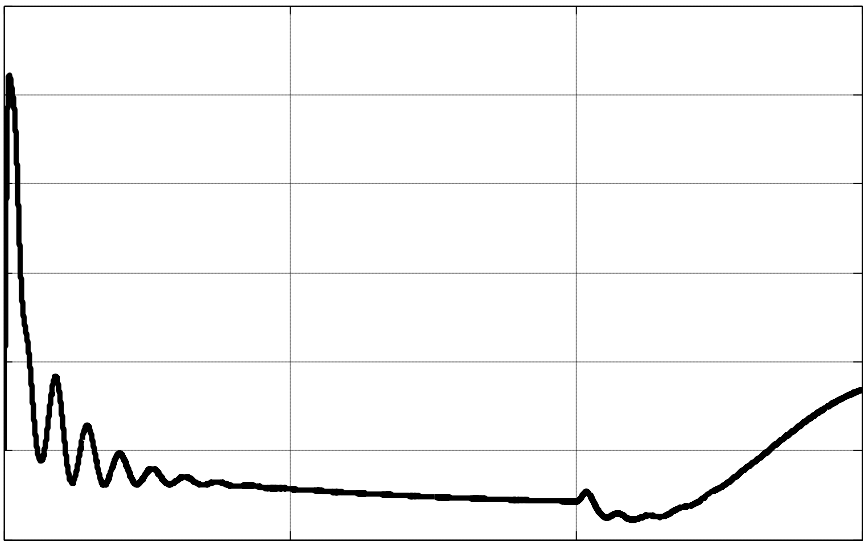


Figure .III.11: Les composantes des courante rotorique de phase a

On remarque que l'allure de la vitesse à l'instant de l'application de la charge présente une chute rejetée rapidement, puis se stabilise à sa grandeur de référence, et le temps de réponse est rapide.

Pour la variation du couple, on constate qu'il rejoint après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliquée.

III .9.Conclusion :

ce chapitre nous avons choisi une stratégie basée sur la commande vectorielle à orientation du flux rotorique et on a présenté aussi la structure de la commande de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation, munie d'un régulateur PI classique.

Pour remédier à ce problème et améliorer les performances obtenues par le PI classique ; une autre technique de commande sera présentée et utilisée, à savoir la logique floue.

Le but du prochain chapitre est de présenter les aspects de la logique floue et son application au réglage de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation .

Chapitre IV

Command de la machine asynchrone à double alimentation par logique floue

IV.1.Introduction :

La logique floue est un branche de l'intelligence artificielle, suscite un intérêt certain dans la communauté scientifique, tout comme les réseaux de neurones artificiels, les algorithmes génétiques et les systèmes experts. la commande vectorielle par PI-classique sont basées sur une modélisation adéquate du système à régler et un traitement analytique à l'aide de la fonction de transfert ou d'équations d'état. Malheureusement, celles-ci ne sont pas toujours disponibles.

Afin d'apporter une solution à ces problèmes, une nouvelle stratégie de commande basée sur la "Théorie de la logique floue" .L'origine du développement de cette théorie a été le contrôle des processus basé sur l'expertise de l'opérateur.

Les bases théoriques de la logique floue (fuzzy logic) ont été établies au début des années 1965 par le professeur Zadeh de l'université de Californie de Berkeley.

Nous présentons dans la première partie de ce chapitre un aperçu général sur l'historique de la logique floue, le domaine d'application et la théorie de logique floue et ses principes de base. , dans la deuxième partie on présentera la description de la commande par logique floue avec ses différentes étapes de fuzzification, inférence et défuzzification et on appliquera cette commande pour le réglage de vitesse du MADA

IV.2. 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.[20]

Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue [21] :

- 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 [22] ;
- 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. Suegnoau 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).

IV.3 .Domaines d'application

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications, on peut citer [14] :

– Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...) ;

– Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.) ;

– Systèmes autonomes mobiles ;

– Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...) ;

– Systèmes de conditionnement d'ambiance ;

– Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;

– Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance ;

– Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;

– Robotique : contrôle de la place et organisation de chemin ;

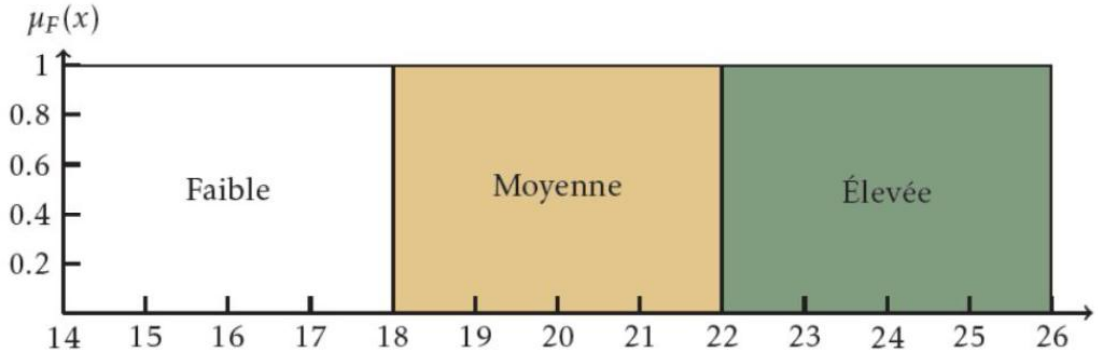
– Produits de consommation courante.

IV.4 .Principe de la Logique Floue :

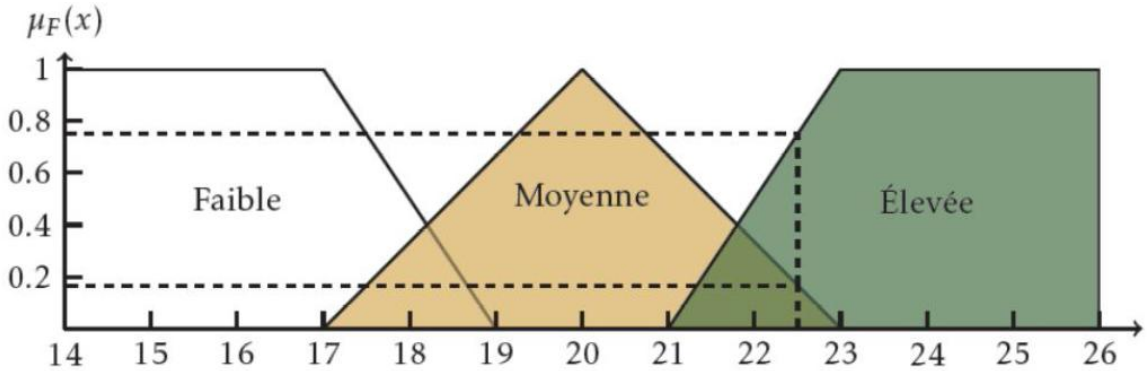
Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système. Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on ne retiendra que les éléments indispensables à la compréhension du principe du réglage par logique floue.

Afin de mettre en évidence le principe de la logique flou, on présente deux exemples de représentation de la température, une en logique classique, et l'autre en logique floue la figure (VI.1). Selon cette figure, en logique classique, une température de 22.5° est considérée comme "élevée". En logique floue, une température de 22.5° appartient au groupe "moyenne" avec un

degré d'appartenance de 0.167, et appartient au groupe "élevée" avec un degré d'appartenance de 0.75, (et au groupe "faible" avec
un degré d'appartenance de 0).



a) Représentation classique



b) Représentation floue

Figure .IV.1 Comparaison de l'appartenance de la température en logique classique vs la logique floue

µ: Degré d'appartenance

IV.5. Eléments De Base De La Logique Floue :

Dans cette partie, on va exposer d'une façon non exhaustive les éléments de base de la logique floue.

IV.5.1 .Variables linguistiques et ensembles flous:

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues à savoir; {grand, petit, positif, négatif, etc. …}. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques.

Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe.[23]

IV.5.2 .Fonctions d'appartenance :

Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme, mais en général, les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont définies par des formes géométriques ou des fonctions, on cite les suivantes :[24]

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaire et trapézoïdale, donc par des segments de droite, les fonctions sont alors dites linéaires par morceaux.

Dans la plupart des cas, et en particulier pour le réglage par la logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous.[2]

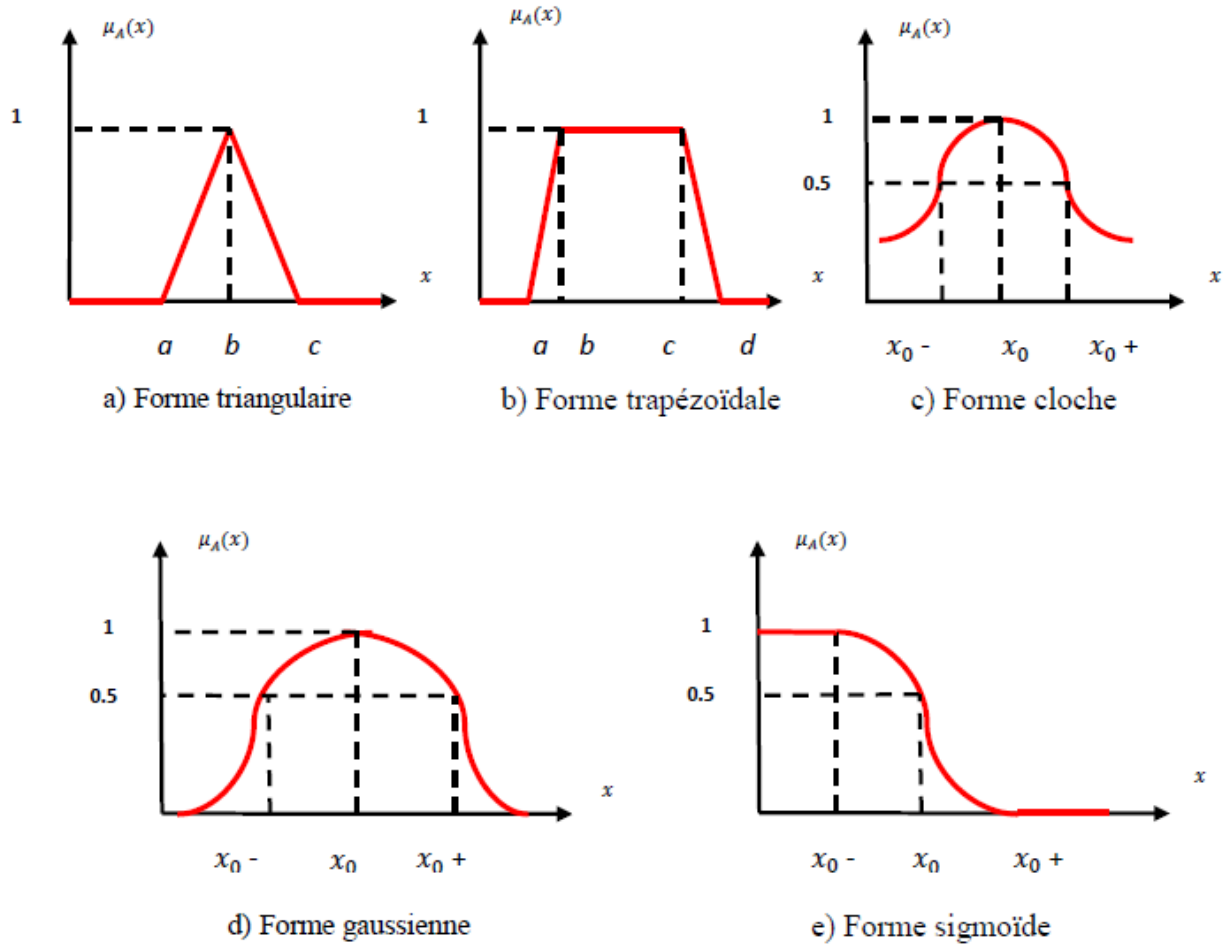


Figure .IV.2 : Différentes formes des fonctions d'appartenance

Pour certaines situations, les fonctions d'appartenance sont égales à l'unité pour une seule valeur de la variable et égale à 0 pour les autres comme le montre la figure (VI.3). Elles prennent alors le nom de « fonction d'appartenance singleton ». Elle correspond dans le domaine flou à une valeur particulière de cette variable.[20]

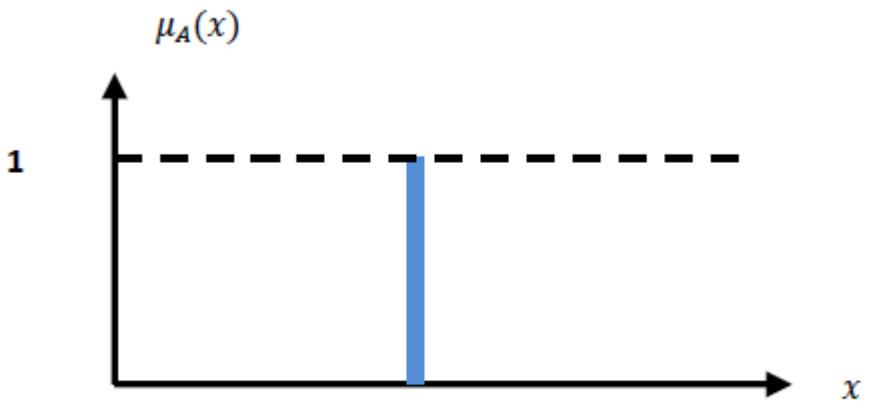


Figure . IV.3 : Fonction d'appartenance singleton

.IV.5.3. Opérateurs Flous :

Les opérateurs flous décrivent comment des ensembles flous interagissent ensembles. On regardera certaines opérations communes, comme le complément, l'intersection et l'union.

- Le complément permet de vérifier de combien un élément n'appartient pas à un ensemble. Comme exemple, si on a l'ensemble des températures élevées, le complément est l'ensemble des températures qui ne sont pas élevées. Si A est l'ensemble flou, son complément : A est :

$$\mu_{-A}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad \text{(IV.1)}$$

- L'intersection de deux ensembles, en logique flou, est un peu différente des méthodes classiques. On cherche à savoir de combien un élément est-il dans les deux ensembles. On utilise alors la valeur minimale d'appartenance pour calculer l'intersection.

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad \text{(IV.2)}$$

- En logique floue, l'union est le contraire de l'intersection. On cherche à savoir de combien un est-il dans l'un des deux ensembles. On utilise la valeur maximale d'appartenance.

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad \text{(IV.3)}$$

La figure VI.4 résume ces opérations, de façon graphique :

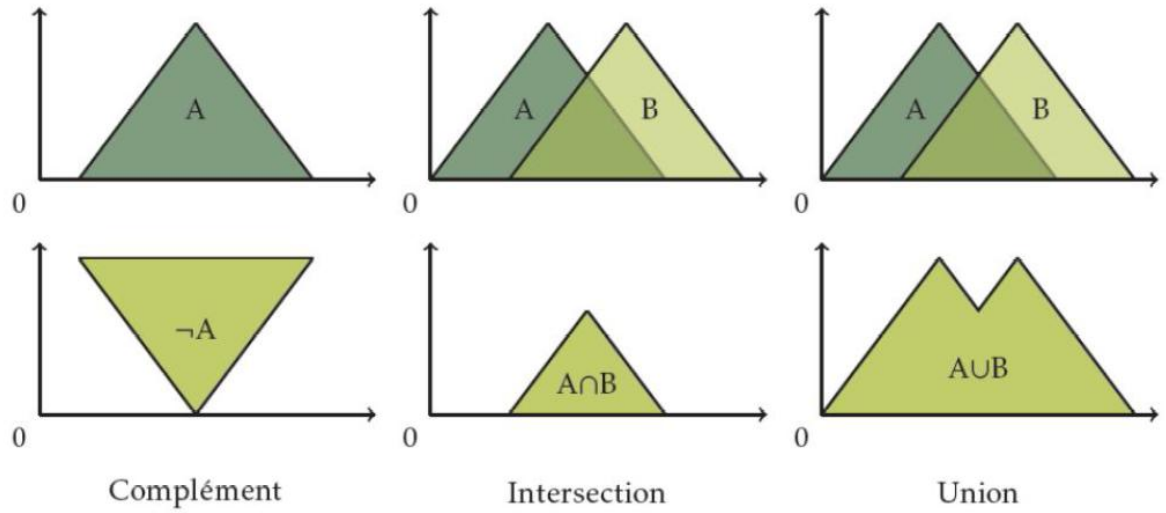


Figure . IV.4 Exemple d'opérations sur des ensembles flous

IV.6 .Commande Par Logique Floue :

Contrairement aux techniques de réglage classique, le réglage par la logique floue n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées ou précises. Mais, il manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS,…etc, appliquées à des variables linguistiques.[23]

On peut distinguer trois parties principales constituant la structure d'un régulateur floue:

- une interface de fuzzification,
- un mécanisme d'inférence,
- et une interface de Defuzzification.

La figure (VI.5) représente, à titre d'illustration la structure d'un régulateur flou à deux entrées et une sortie : ou X_1 et X_2 représentent les variables d'entrée, et X_r celle de sortie ou la commande.[20]

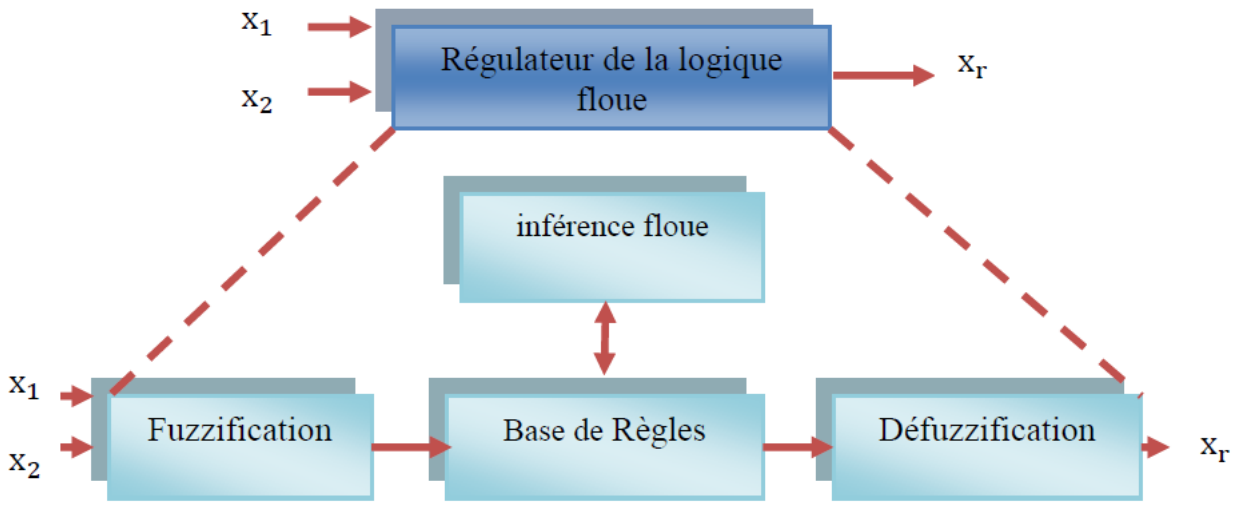


Figure .VI .5: Structure interne d'un Régulateur de la logique floue.

IV.6.1. interface de fuzzification :

Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées ;
- effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous. Cette opération doit être effectuée dans un domaine normalisé généralement par l'intervalle [1 ,1] afin de faciliter le calcul.

IV.6.2 .Base de règles :

Le bloc base de connaissance comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en « base de données » et en « base de règles linguistiques (floues) de commande » :

- La base de données effectue des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans un RLF ;
- La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques.

IV.6.3 .mécanisme d'Inférence floue :

Le bloc inférence est le cœur d'un RLF**,** il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait par différentes méthodes, on cite principalement [20]:

- la méthode d'inférence max-min ;
- la méthode d'inférence max-produit ;
- et la méthode d'inférence somme-produit.

Chacune de ces trois méthodes utilise un traitement numérique propre des opérateurs de la logique floue .

La méthode d'inférence somme-produit l'opérateur ET par la formation du produit. Pour la conclusion de chaque règle précédée par ALORS, le produit du facteur d'appartenance de la condition et de la fonction d'appartenance de la variable de sortie liées entre eux par la même règle représentent l'action linguistique de la règle en question. Les actions des différentes règles sont liées entre elles par l'opérateur OU qui est réalisé par la formation de la somme (moyenne arithmétique).

Si on suppose que les entrées du régulateur sont (X_1, X_2)et sa sortie estX_r , alors l'action de chaque règle est donnée par :

$$\mu_{R_i}(X_r) = \mu(X_1)\mu(X_2)\mu_{oi}(X_r) \qquad \text{(IV.4)}$$

$$\mu_{R_i}(X_r) = \mu_{ci}(X_r)\mu_{oi}(X_r) \qquad \text{(IV.5)}$$

Où :$\mu(X_1), \mu(X_2)$: Sont les facteurs d'appartenance des deux variables linguistiquesX_1 et X_2par rapport à la condition de la règleR_i .

μ_{ci} : Est le facteur d'appartenance de la condition.

$\mu_{oi}(X_r)$: Est la fonction d'appartenance de la décision correspondante à la $i^{éme}$ règle R_i. La fonction d'appartenance résultante est donnée par:

$$\mu_{res}(X_r) = \frac{1}{m}\sum i = 1\left(\mu_{R_i}(X_r)\right) \qquad \text{(IV.6)}$$

m : Est le nombre des règles intervenant dans l'inférence.

IV.6.4. interface de défuzzification :

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées sont:

a) 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 est simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie. [25]

b) Méthode de la moyenne des maxima:

Cette méthode génère un signal de commande qui représente la valeur moyenne de tous les maximums, dans le cas où il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale**.**

c) Méthode du centre de gravité:

Cette méthode est la plus utilisé dans les systèmes de commande floue. Elle génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation suivante**:**

$$X_{GR} = \frac{\int X_r \cdot \mu_{res}(X_r) dX_r}{\int \mu_{res}(X_r) dX_r} \qquad \text{(IV.7)}$$

L'avantage principal de cette méthode est qu'elle tient compte de toutes les règles et ne présente pas une confusion de prise de décision, malgré sa complexité, puisqu'elle demande des calculs importants**.**

IV.7.Avantages Et Inconvénients De La Commande Par La Logique Floue :

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages. Les avantages essentiels sont [26] :

- La non nécessité d’une modélisation mathématique rigoureuse du processus ;
-La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus ;
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser) ;
- La réduction du temps de développement et de maintenance ;
- La simplicité de définition et de conception.

Par contre, les inconvénients sont [26] :

- 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) .

IV.8.Commande Floue De La Vitesse D'une MADA :

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation .

IV.8.1 .Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse:

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entrainements électriques exige les choix des paramètres suivants :

- Choix des variables linguistiques ;
- Choix des fonctions d'appartenance ;
- Choix de la méthode d'inférence ;
- Choix de la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante [14] :

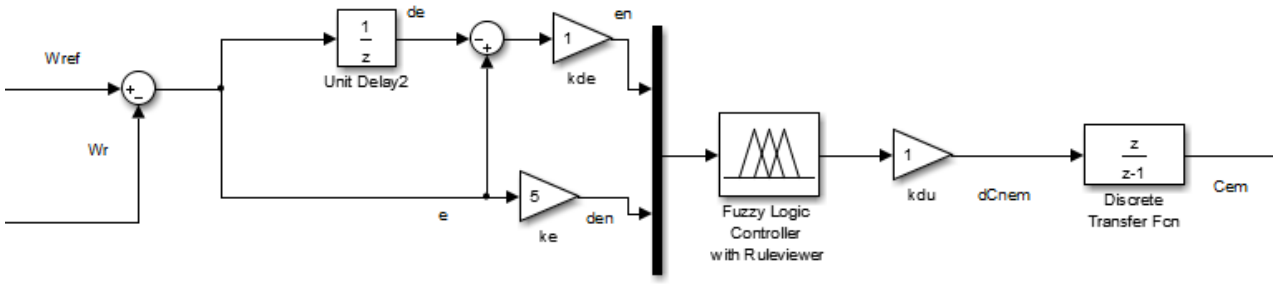


Figure. IV.6 : Schéma bloc de règulation à controleur flou

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

-L'erreur de vitesse notée (e) est définie par :

$$e = W_{ref} - W_r \qquad \text{(IV.8)}$$

-La variation de l'erreur de vitesse notée de est définie par :

$$de = \frac{de}{dt} \approx \frac{e(t+1)-e(t)}{\Delta t} \qquad \text{(IV.9)}$$

La sortie du régulateur correspond le couple Electromagnétique notée . Les trois grandeurs,e et de et dCem sont normalisées comme suit :

$$e_n = k_e e \qquad \text{(IV.10)}$$

$$de_n = ke_n de \quad (IV.11)$$

$$dC_{em} = k_{du} C_{nem} \quad (IV.12)$$

Ou k_e, k_{de} et k_{du} et sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande. Le régulateur flou représenté par la figure (IV.6) est composé de :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse (de) au cours de temps ;
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande ;
- Un bloc de fuzzification ;
- Des règles floues ;
- Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;
- Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

IV.8.1.1 .Fuzzification:

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en trois ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- ✓ petit P
- ✓ moyenne M
- ✓ grand G

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure suivante :

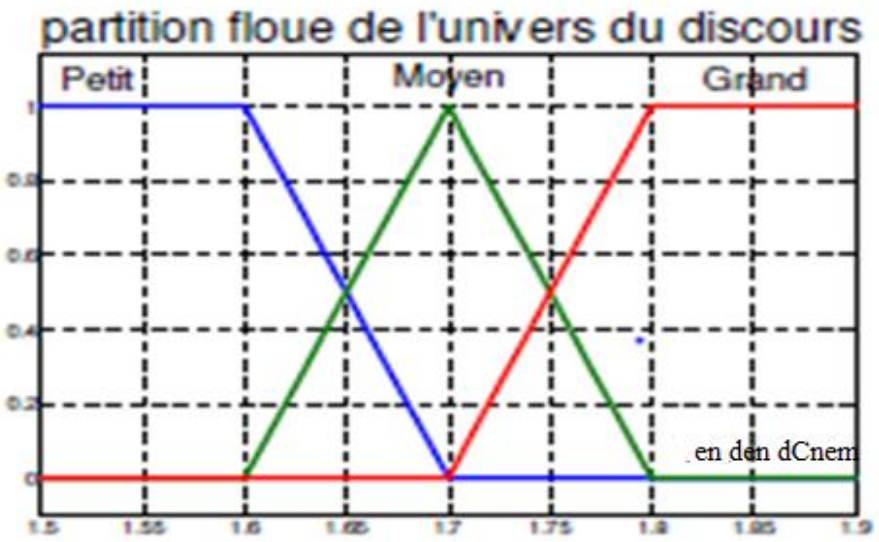


Figure .IV.7: Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

IV.8.1.2 .Base des règles:

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [27]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie. A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

Tableau (IV.1) : Matrice d'inférence des règles floues.

en / den	P	M	G
P	P	P	M
M	G	M	G
G	M	G	G

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes :

Si e_n est P et de_n est P alors dC_{nem} est P

Si e_n est G et de_n est G alorsdC_{nem} est G

IV.8.1.3 .Mécanisme d'inférence:

A partir de la base des règles et les sous ensembles flous correspondant à la fuzzification, le mécanisme d'inférence floue permet la détermination des variables Flous de sortie. En effet, la traduction des opérateurs ''Et '',''Ou'' et '' Alors '' par des fonctions et la combinaison de ces différentes fonctions donnent la sortie floue du régulateur.

IV.8.1.4. Défuzzification:

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité, qu'on a adoptée dans notre travail. L'abscisse du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

$$X_{GR} = \frac{\int X_r . \mu_{res}(X_r) dX_r}{\int \mu_{res}(X_r) dX_r} \qquad \text{(IV.13)}$$

IV.8.2. Réglage de vitesse de la MADA par un contrôleur flou:

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 (IV.8).

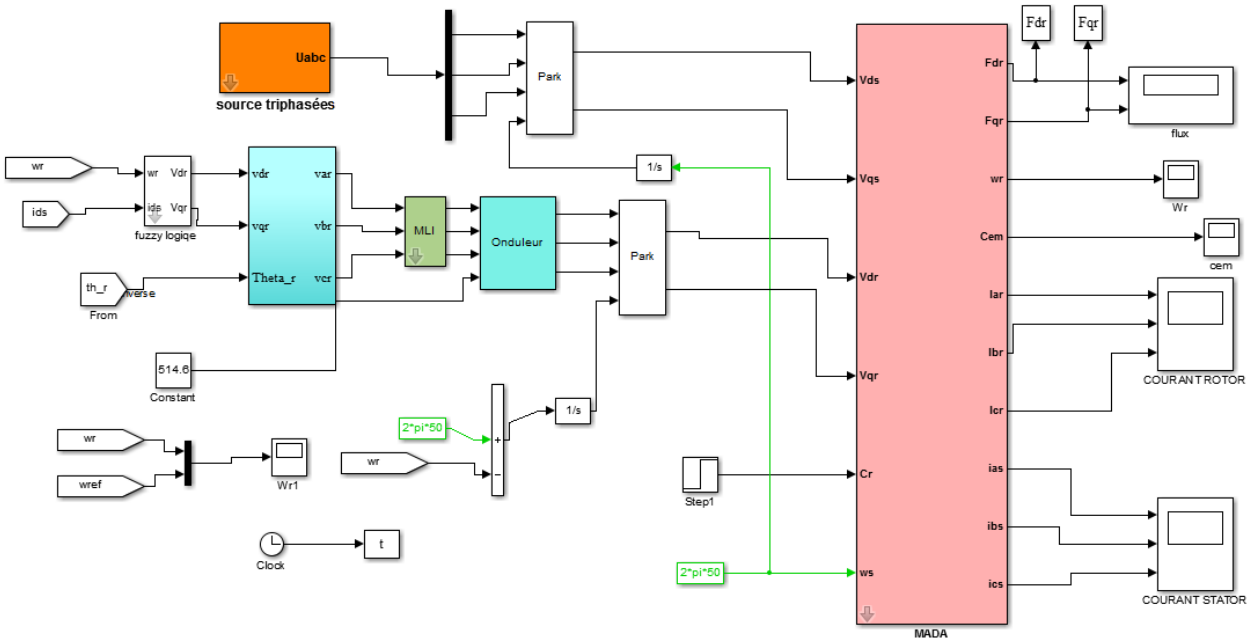


Figure . IV.8: Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation

IV.9 .Résultats de Simulation :

La Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par régulateur floue lors de l'introduction d'un couple de charge d' $C_r = 10(N.m)$ à l'instant$t = 2(s)$

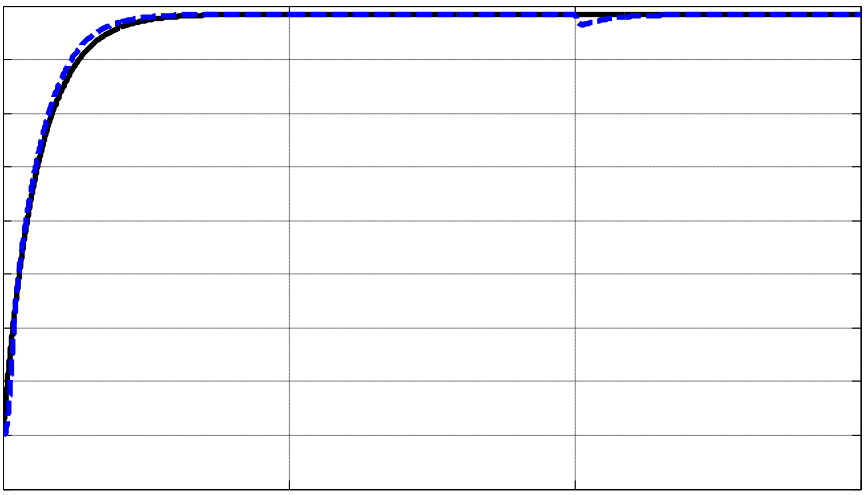


Figure.IV.9: Réponse dynamique de la vitesse

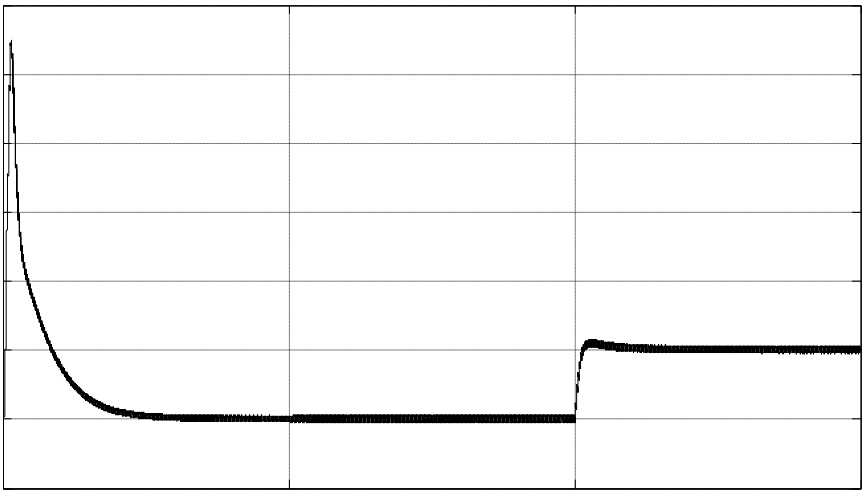


Figure.IV.10: Réponse dynamique du couple électromagnétique

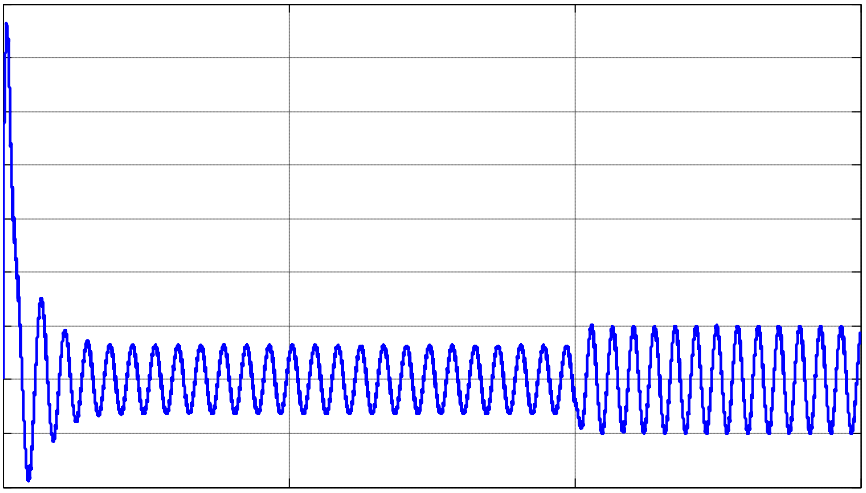


Figure .IV.11: Les composantes des courante statoriques de phase a

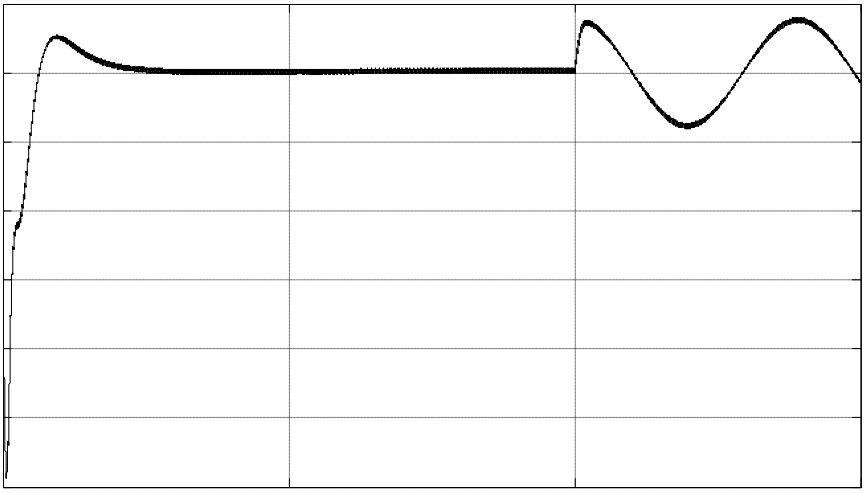


Figure .IV.12: Les composantes des courante rotorique de phase a

La figure (IV.9) représente l'évolution des caractéristiques de la MADA avec la régulation de la vitesse par logique floue, suive de l'application des charges = 10 (N.m) ,en imposant la vitesse de référence = 100 (rd/s).

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur référence à t = 0.1s. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale presque de 55 N.m à t = 0. 1s, puis il rattrapé le régime permanent à t=0.2(s) .

Toutefois, le mode de fonctionnement de la machine (moteur). Pourtant, avec une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse par la technique de commande par logique floue, car l'insertion de la charge n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) de la vitesse.

IV .10.Conclusion :

la commande floue avec sa possibilité de contrôle des systèmes complexes sans nécessité de leur modélisation ,donc dans ce où on a présenté l'historique, le principe de la logique floue et les domaines d'application, ainsi que les bases de cette logique. Puis on a donné la description du contrôleur flou, avant de faire une application sur la commande de la machine asynchrone à double alimentation afin de régler la vitesse.

Les résultats obtenus en utilisant un contrôleur flou appliqué a la machine asynchrone étudiée nous permettent de conclure que La régulation par logique floue donne de bonnes performances pour ce qui est de la qualité des réponses dynamiques du système.

conclusion générale

Conclusion Générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone a double alimentation via deux différentes structures de commande : la commande vectorielle directe et le réglage par logique floue

En premier lieu nous avons présente un état de l'art de la machine étudiée. son principe de fonctionnement et modes de fonctionnement et différentes stratégies de l'alimentation ,et de évaluer les avantages et les inconvénients de cette machine, ainsi que les différents domaines d'application.

Dans le second chapitre, nous avons établi le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation linéarisée de Park, Il s'agit de trouver un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement dynamique de la machine, puis le simuler à travers le Matlab/Simulink.

Ensuite, nous avons donner les principes de bases la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer a la machine asynchrone a double alimentation un comportement semblable a celle de la machine a courant continu a excitation séparée , L'application de cette commande à la MADA peut maîtriser la difficulté de son réglage. Elle permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et améliore la dynamique de la vitesse. L'association de la commande vectorielle à un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance.

L'amélioration du découplage entre le flux et le couple se fait en utilisant une autre commande , cette dernière est développée au quatrième chapitre. Elle est basée sur la théorie du la Logique flou , L'origine du développement de cette théorie a été le contrôle des processus basé sur l'expertise de l'opérateur.

annexes

- Paramètres du moteur asynchrone utilisé durant la simulation :

Puissance	P=1.5 kW
Tension statorique nominale (étoile)	usn=380 V
Courant statorique	is=6.4/3.7 A
Tension rotorique nominale (étoile)	urn=130 V
Courant rotorique	ir=19 A
Vitesse de rotation nominale	Nn=1500 tr/min
Résistance de phase statorique	R_s=4.85 Ω
Résistance de phase rotorique	R_r=3.805 Ω
Inductance cyclique statorique	L=274 mH
Inductance cyclique rotorique	L=274 mH
Inductance mutuelle	L_m=258 mH
Nombre de paires de pôles	P=2
Moment d'inertie	J=0.031 kg.m2
Coefficient des frottements	f_r=0.0114 N.m.s/rd

Paramètres du réseau d'alimentation :

Tension efficace de phase V=220 V.
Fréquence f =50 Hz.

- Paramètres de l'alimentation rotorique :

L'alimentation rotorique est similaire à celle du stator, sauf que le redresseur rotorique est relié à un transformateur abaisseur. Ses caractéristiques sont résumées dans le tableau suivant

Tension moyenne redressée, appliquée à l'onduleur	E_r=150 volt
Capacité du filtre	C=0.075 F
Inductance du filtre	L=400 mH
Fréquence rotorique	f_{ro}=5 Hz

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Références

[1]: KHENGAOUI Nafissa "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation" Mémoire de master université de KASDI MERBAH OUARGLA 2015.

[2] : A. Fenni, "Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)", Mémoire de Magister, université de BATNA, 2013.

[3] : R. Abdessemed, " Modélisation et simulation des machines électrique", Edition marketing Paris 2011.

[4] : Y. ELBIA, ''Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Alimentation et à Flux Orienté,'' Mémoire de magister de l'université de Batna, 2009.

[5] : Fr. POITIERS, « etude et commande de generatrices asynchrones pour l'utilisation de l'energie eolienne », Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, France 2003.

[6] : MA.HASSAD, « Influence de la commande d'une GADA des systèmes éoliens sur la stabilité des réseaux électriques », Mémoire de magistère, Université SETIF 1, 2012.

[7] : P-E. VIDAL, "Commande non-linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation " Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2004.

[8] : G. SALLOUM, "Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double Alimentation ", thèse de doctorat, institut national polytechnique de Toulouse, Mars 2007.

[9] : F. MERRAHI.,"Alimentation et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (Application à l'énergie éolienne)" Mémoire de magister de l'Ecole Nationale polytechnique,2007.

[10] : M.Bouaraki ."Etude d'un entrainement à double alimentation pour turbin éolienne àvitesse variable Application sur un site à TINDOUF", Mémoire de magister de l'université M'hamed bougara,boumardas,2011

[11] : S. KHOJET EL KHIL, " Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ", thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2006.

[12] :L.BAGHLI, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", notes de cours de l'IUFM de Lorraine – Nancy 1, non édité, France, 2005

[13] : R. AZAIZIA, " Etude et Commande d'une Machine Asynchrone a Double Alimentation Alimentée par un convertisseur Multiniveaux", ", Mémoire de master Université M'hamed Bougara Boumerdes ,2008.

[14] :M. Khami, "Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone à double alimentation par la technique Neuro-flou", Mémoire de master, université de ouargla, 2013.

[15] : L. Benalia, " Commande en tension des moteurs à Induction Double Alimentes ", Thèse de doctorat, université de Batna, 2010.

[16] : D.Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, " Steady and simulation of space vector PWM control of Double-Star Induction Motors ", 2000 IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp 42-47

[17] : L. Achab, " Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par Mode de Glissement", Mémoire de master, université d'Ouargla, 2014.

[18] :S. belkacem, " Etude Comparative des Performances Statiques et Dynamiques d'un Contrôle de Découplage et d'un DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Convertisseur Statique ", Mémoire de magister, Université de Batna, 2005.

[19] : B. Kelkoul " Etude et commande d'une turbine éolienne utilisant une Machine Asynchrone à Double Alimentation", Mémoire de magister, université de Tlemcen, 2011.

[20] : B. Toual " Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable ", Mémoire de magister, Université de Batna, 2010.

[21] : A. Mechernene, " Commande Neuro-Floue Adaptative pour la Régulation de Vitesse d'un Moteur Asynchrone", Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique d'Oran, Algérie, 2008.

[22] : F. Michel, " Application de la Logique Floue dans la Commande des Machines Synchrones à Aimants Permanents ", Thèse Présentée en vue de l'Obtention de la Maîtrise en Sciences Appliquées, Faculté d'Ingénierie, Université de Moncton, Canada, 2007.

[23] : Z. Zouaoui "Commande des convertisseurs statiques DC/DC Par la logique floue ", Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2007.

[24] :A. Mechernene, " Commande Neuro-Floue Adaptative pour la Régulation de Vitesse d'un Moteur Asynchrone ", Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique d'Oran, Algérie, 2008.

[25] :K.Kouzi, " Commande vectorielle d'un moteur a induction sans capteur de vitesse par un PI flou a gains adaptes associe a un observateur d'état par mode de glissement" . Memoire de Magister de l'université de Batna,2002.

[26] : O.Guennounou, "Méthodologie de Contrôleurs Intelligents par l'Approche Génétique Application a un Bioprocédé ". Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse-III, 2009.

[27]: G.Calcev,C.Greco,B.Bona, " Fuzzy Controller Synthesis Using Sliding Mode Approach, " NAFIPS/IFIS/NASA'94 Proceeding of the First International Joint Conference of the North American Fuzzy Information Processing Society Biannual Conference.