



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHESCIENTIFIQUE



Université Echahid Hamma Lakhrad El-Oued

Faculté des Sciences et de la Technologie

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

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

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences de la Technologie

Filière : Génie Électrique

Spécialité: Commande Électrique

Thème

**Commande par logique floue appliquée à la
machine asynchrone**

Président : Mammerie Oussama

Examinateur : Barka Nouredine

Encadreur : Guediri AbdelKarim

Présente par :

Guediri Abdelhafid

Guediri Mourad

Atallah Mohamed Djemoui

PROMOTION 2019

Rémerciment

Avant tout on remercie Dieu le tout puissant qui nous a donné le courage la patience, l'aide et la volonté de réaliser ce modeste travail.

*Nous tenons à remercier vivement notre encadreur Dr : **GUEDIRI A.Karim** qui à ménagé un grand effort afin de nous permettre de mener à bien le présent travail et à qui nous exprimons notre gratitude et notre respect.*

Nous remercions aux enseignants du département d'électrotechnique.

GUEDIRI ABDELHAFID

GUEDIRI MOURAD

ATALLAH Med DJEMOUI

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

À mes très chers parents et ma grande famille.

À mon très cher frère et mes sœurs.

À tous mes amis.

À tous ceux qui m'aiment et que j'aime.

*À tous mes collègues de la promotion **commande électrique 2019.***

À vous.

GVEDIRI ABDELHAFID

GVEDIRI MOURAD

ATALLAH Med DJEMOUI

Résumé

تقدم هذه الرسالة دراسة للنمذجة والتحكم في سرعة المحرك اللاتزامني الذي يعمل بمحولات الجهد العكسي عرض لنظرية التحكم الضبابي ، للتحكم في الآلة ثم استخدام منظم السرعة التقليدية من النوع الأول ؛ ثم منظم غامض واستخدامها لتصميم نظام التحكم في التطواف الضبابي . وأخيرا يتم عرض نتائج المحاكاة لإظهار حقيقة تقنيات التحكم هذه.

كلمات البحث:

آلة غير متزامنة ، التحكم في ناقل الحركة ، عاكس الجهد ، تقنية التخيير ، منظم ، منطق ضبابي .

Ce mémoire présente une étude de la modélisation et la commande en vitesse de la moteur Induction (MAS) alimentée par onduleurs de tension MLIà hystérésis.

Pour commander la machine, on a utilisé un régulateur de vitesse de type PI classique en premier lieu ; puis un régulateur PI flou. Présentation de la théorie de la commande floue, et son utilisation pour la conception d'un régulateur de vitesse flou ;

Enfin, des résultats de simulation sont présentés pour montrer la faisabilité de ces techniques de commande.

Mots clés :

Machine asynchrone (MAS), Commande Vectorielle, Onduleur de Tension, Technique MLIà hystérésis, Régulateur PI, Logique floue, FLC,

This thesis presents a study of the modeling and speed control of the induction motor (MAS) powered by PWM voltage inverters with hysteresis. To control the machine, a conventional PI type speed controller was used first; then a PI regulator blur. Presentation of the theory of fuzzy control, and its use for the design of a fuzzy cruise control;

Finally, simulation results are presented to show the fact of these control techniques.

Keywords:

Asynchronous Machine (MAS), Vector Control, Voltage Inverter, MLI Hysteresis Technique, PI Regulator, Fuzzy Logic, FLC,

Sommaire

Sommaire

Introduction général.....	1
---------------------------	---

Chapitre I

Modélisation de La MAS

I.1.Introduction:.....	3
I.2.Constitution et principe de fonctionnement.....	3
I.2.1.Constitution de la machine asynchrone.....	3
I.2.2.Description du MAS triphasée :.....	4
I.2.3.Principe de fonctionnement.....	4
I.3.Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :.....	5
I.3.1.Avantages.....	5
I.3.2.Inconvénients.....	5
I.4. La variation de la vitesse dans les MAS :.....	5
I.4.1.Réglage par variation de tension :.....	5
I.4.2.Réglage par action sur le glissement :.....	5
I.4.3.Réglage par variation de la vitesse :.....	6
I.5. Modèle générale de la machine :.....	6
I.5.1.Hypothèses simplificatrices :.....	6
I.5.2. Mise en équations du modèle de la machine asynchrone :.....	7
I.5.2.1. Les équations électriques :.....	7
I.5.2.2. Les équations magnétiques	8
I.5.2.3.Les équations mécaniques	10
I.6. Transformation du système triphasé :.....	10
I.6.1. Transformation de PARK :	11
I.6.1.1.Les équations électriques :.....	12
I.6.1.2. Les équations magnétiques :.....	12
I.6.1.3. Les équations mécaniques :.....	13
I.7. Choix du référentiel :.....	13
I.8. Forme d'état du modèle de la MAS dans le référentiel (α, β) :.....	14
I.9.Simulation de la machine asynchrone.....	15
I.10.Résultats de simulation de la machine asynchrone :.....	16

I.10.1. Résultats de simulation de la machine asynchrone à vide :	16
I.10.2. Résultats de simulation de la machine asynchrone en charge :	16
I.11. Interprétations des résultats de simulation :	17
I.12. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes :	18
I.13. Modélisation des onduleurs :	19
I.14. Résultats de simulation de la MAS alimenté par MLI à hystérésis :	21
I.15. Conclusion	22

Chapitre II

Commande par flux orienté de la machine asynchrone

II.1. Introduction :	23
II.2. La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF) :	23
II.3. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique :	24
II.4. Types de la commande vectorielle :	27
II.4.1. Commande vectorielle directe :	27
II.4.2. Commande vectorielle indirecte :	28
II.4.3. avantages et inconvénients de la commande vectorielle:	28
II.5. Structure de la CV-OFR de la MAS alimentée en tension :	29
II.5.1. Description:	29
II.5.2. Système d'équations liées au flux rotorique :	29
II.5.3. Découplage entré-sortie :	30
II.5.3.1. Découplage par compensation :	30
II.5.4. Bloc de dé fluxage :	31
II.5.5. Principe de fonctionnement :	32
II.5.6. Régulation :	32
II.5.6.1. Conception des régulateurs :	32
II.5.6.1.1. Action proportionnelle :	33
II.5.6.1.2. Action intégrale :	33
II.5.6.2. Caractéristiques des régulateurs :	33
II.6. Calcul des régulateurs :	33
II.6.1. Régulation de courant statorique i_{sd} :	33
II.6.2. Régulation de courant statorique i_{sq} :	34

II.6.3.Régulation de la vitesse :.....	35
II.7. Schéma bloc Simulink de la commande vectorielle d'un MAS :.....	36
II.7.1.Résultat de simulation à vide :.....	36
II.7.2.Interprétation des résultats de simulation à vide :.....	37
II.7.3.Résultat de simulation en charge :.....	37
II.7.4.Interprétationdes résultats de simulation en charge :.....	38
II.8.Conclusion:.....	38

Chapitre III

La théorie de la logique floue

III.1.Introduction:.....	39
III.2.Principe et Historique de la Logique Floue:.....	39
III.3.Avantages et inconvénients de la commande par logique floue.....	40
III.3.1. Les avantages essentiels sont :.....	40
III.3.2. Les inconvénients de la commande par logique floue sont :.....	40
III.4.La logique floue dans l'industrie :.....	41
III.5.Théorie des ensembles floue :	41
III.5.1.Définition :.....	41
III.5.2.Ensembles flous:.....	43
III.5.2.1.Les sous-ensembles flous.....	43
III.5.2.2.Support :.....	43
III.5.2.3.Point de croisement :.....	43
III.5.2.4.Singleton flou :	44
III.5.3.Caractéristique d'un sous ensemble flou :.....	44
III.5.3.1.Support :.....	44
III.5.3.2.Hauteur :.....	44
III.5.3.3.Noyau :.....	44
III.5.3.4.Cardinalité :.....	44
III.5.4.Fonction d'appartenance :.....	45
III.5.5.Variable linguistique :.....	46
III.5.6.Opérateurs de la logique floue :.....	47
III.5.6.1.Opérateur OU (l'union) :.....	47
III.5.6.2.Opérateur ET (l'intersection) :.....	48

III.5.6.3.Opérateurs NON (complément) :	48
III.5.6.4.Produit cartésien :....	49
III.5.6.5Relation floue :	49
III.5.6.6La composition sup-star :	49
III.5.7.Logique floue et raisonnement approximatif :....	49
III.5.8.Implication floue :	50
III.6.Le contrôleur floue :	50
III.6.1.Normalisation :	50
III.6.2.Fuzzification :	51
III.6.3 Règles d'inférence floue :	51
III.6.4.Dé fuzzification :.....	52
III..6.4.1. Méthode du maximum :	52
III..6.4.2. Méthode de la moyenne des maxima :	52
III..6.4.3. Méthode du centre de gravité :	52
III.6.5.De normalisation :.....	53
III.7.Conclusion:	53

Chapitre IV

Commande par logique floue de La MAS

IV.1.Introduction:	54
IV.2.Réglage et commande par logique floue :	54
IV.2.1.Structure d'une commande par logique floue :	55
IV.2.1.1.L'interface de fuzzification :	55
IV.2.1.2.Base de règles :	55
IV.3.Application de la logique floue à la commande de la vitesse de la MAS :	56
IV.3.1.Conception d'un RLF :	56
IV.3.2.Développement d'un régulateur floue :	57
IV.3.2.1.Etape du fuzzification :	59
IV.3.2.2.Etape d'établissement des règles d'inférence :	60
IV.3.2.3.Dé fuzzification :	61
IV.4. Développement du contrôleur flou :	61
IV.4.1 Description du contrôleur :	61
IV.4.2. Loi de commande :	63
IV.5.Résultats de simulation et évaluation :	63

IV.5.1.Schéma fonctionnement :	63
IV.5.2. Schéma bloc Simulink de la commande par logique floue de la MAS :.....	64
IV.5.3.Test un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge :.....	65
IV.5.4.Test d'une inversion de sens de rotation de la vitesse :.....	66
IV.5.5.Test de fonctionnement à basse vitesse :.....	66
IV.5.6.Test de variation de vitesse avec une application d'un couple de charge :.....	67
IV.5.7.Test de robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques :.....	68
IV.5.8.Test de robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie :.....	69
IV.6.Conclusion:.....	70

Listes des figures

Listes des figures

Figure I.1: constitution du moteur asynchrone.....	3
Figure I.2 : Interaction rotor stator.....	4
Figure I.3: Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée.....	6
Figure I.4: Représentation de passage d'un système triphasé à celui biphasé.....	11
Figure I.5: représentation des axes triphasés réels de la machine.....	13
Figure (I.6) : Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.....	15
Figure I.7:a.b.c. Résultats de simulation de la Machine a induction a vide.....	16
Figure I.8:a.b.c. Résultats de simulation de la Machine a induction en charge	17
Figure I.9: Représentation de la redresseuse triphasée double alternance.....	18
Figure I.10: Représentation d'un filtre passe bas.....	19
Figure I.11: Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse.....	20
Figure I.12: Résultats de simulation de la MAS alimenté par onduleur de tension MLI à hystérésis, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5N.m à $t=0.5\text{sec}$	22
Figure II.1: Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).....	24
Figure II.2: Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS.....	27
Figure II.3: Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	31
Figure II.4: Bloc dé fluxage.....	32
Figure II.5: commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS Alimenté en tension.....	32
Figure II.6: Représentation de la commande par PI.....	32
Figure II.7: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}	33
Figure II.8: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}	34
Figure II.9: Schéma –bloc de régulation de vitesse.....	35
Figure II.10: Modèle machine asynchrone alimentée en courant.....	36
Figure II.11.a.b.c.d : Résultat de simulation de la Commande vectorielle d'un MAS.....	37
Figure II.12.a'.b'.c'.d' : Résultat de simulation de la Commande vectorielle d'un MAS en charge.....	38
Figure III.1 : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.....	42
Figure III.2 : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.....	42
Figure III.3 : Fonction d'appartenance caractérisant un ensemble classique (a) t d'un ensemble floue (b).....	43

Figure III.4 : Exemple de fonctions d'appartenance.....	45
Figure III.5 : Représentation des variables linguistiques.....	47
Figure III.6 : Union des sous-ensembles flous «petite » et « moyenne » pour la variable Linguistique.....	48
Figure III.7 : Intersection des sous ensembles flous «petite » et « moyenne » pour la variable Linguistique.....	48
Figure III.8 : Complémentation du sous-ensemble flou «petite».....	49
Figure III.9: Structure de base d'un contrôleur flou.....	50
Figure III.10: Exemple de fuzzification.....	51
Figure III.11 : Méthode du centre de gravité.....	52
Figure IV.1: Structure d'un contrôleur flou.....	55
Figure IV.2 : Etapes principales lors de la conception d'un FLC.....	57
Figure IV.3 : Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse.....	58
Figure IV.4 : Les fonctions d'appartenance.....	60
Figure IV.5: Schéma bloc d'un contrôleur flou.....	62
Figure IV.6: Fonctions d'appartenance utilisées par le contrôleur.....	63
Figure IV.7 : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une MAS linéarisant.....	64
Figure IV.8: Modèle machine asynchrone de la commande par logique floue.....	64
Figure IV.9 : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage vide suivi d'une variation de la charge.....	65
Figure IV.10 : Comportement dynamique de la MAS lors d'une inversion du sens de la rotation de la vitesse.....	66
Figure IV.11 : Comportement dynamique de la MAS à basse vitesse.....	67
Figure IV.12 : Comportement dynamique de la MAS lors d'une variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge.....	68
Figure IV.13 : Comportement dynamique de la MAS lors d'une variation paramétrique.....	69
Figure IV.14: Comportement dynamique de la MAS lors d'une variation de l'inertie.....	69

Listes des tableaux

Listes des Tableaux

Tableau IV.2: Table de règles pour le RLF de la vitesse.....61

Notations Symboliques

Notations Symbolique

Symbole	Signification
t	: Temps.
CV	: Commande vectorielle.
s, r	: Indices respectifs du stator et du rotor.
p	: Nombre de paires de pôles.
R_s, l_s	: Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, l_r	: Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
M_s	: Coefficient de la mutuelle inductance entre deux phases du stator.
M_r	: Coefficient de la mutuelle inductance entre deux phases du rotor.
M_{sr}	: Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor ; Il est obtenu lorsque les axes sont alignés.
α/p	: Angle mécanique entre $\vec{R}_a$ et $\vec{S}_a$.
α	: Angle électrique entre $\vec{R}_a$ et $\vec{S}_a$.
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	: Tensions d'alimentation des phases S_a, S_b, S_c .
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Courants statoriques des phases S_a, S_b, S_c .
v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}	: Tensions aux bornes des phases R_a, R_b, R_c , ($= 0$).
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	: Courants rotoriques des phases R_a, R_b, R_c .
Ω	: Vitesse angulaire de rotation $\Omega = (1 / p) (d\alpha / dt)$.
Ω_s	: Vitesse angulaire du champ tournant en régime permanent sinusoïdal.
ω	: Vitesse angulaire électrique, $\omega = p\Omega$.
θ_s, θ_r	: Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et au rotor.
ω_s, ω_r	: Vitesses angulaires des axes d, q dans le repère statorique et rotorique
L_s, L_r	: Inductances cycliques statorique et rotorique
M	: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
$L_{\sigma s}, L_{\sigma r}$	: Inductances homopolaires statorique et rotorique
τ_r	: Constante de temps rotorique
σ	: Coefficient de dispersion total
C_e	: Couple électromagnétique
ϕ	: Flux d'induction
B	: Induction magnétique

$f_{\text{é.m.}}$	: force électromotrice
P	: Matrice de <i>Park</i>
P^{-1}	: Matrice inverse de <i>Park</i>
C	: Matrice de <i>Concordia</i>
R	: Matrice de rotation
$L(\alpha)$	: Matrice des inductances
P_e, P_m	: Puissances électrique et mécanique
$\varepsilon_\phi, \varepsilon_T$	: Bande d'erreur du flux et du couple
VI	: Onduleur de tension
V_{dc}	: Tension d'alimentation continue de l'onduleur de tension
IM	: Moteur à induction
μ	: Fonction d'appartenance
$\Delta\phi$	: Erreur du flux

Introduction Générale

Introduction générale

Dans sa quête permanente pour une vie meilleure, l'homme ne cesse, depuis l'aube de son histoire, de développer des outils et des techniques afin de rendre ses conditions de vie et de travail plus conforme à son désir. Notre siècle occupe certainement une place prépondérante dans cette longue épopée d'accumulation de connaissances qui se trouve aujourd'hui couronnée par des progrès spectaculaires dans tous les domaines.

Les progrès réalisés en commande et les avancées technologique considérables, que celui de la micro-électronique, ont rendu possible l'implication de commandes performantes pour les machines électriques.

D'une façon générale, la commande des machines électriques par les méthodes classiques telles que les régulateurs standard, *PI*, *PID*,...etc. a l'avantage d'être efficace et simple à régler. Mais, elle est souvent limitée en raison de la complexité réelle des systèmes.

L'amélioration des performances peut se faire en utilisant les techniques de l'automatique moderne telle que la commande vectorielle. Mais, l'emploi de cette technique de contrôle nécessite une bonne modélisation du système à commander, ce qui n'est pas toujours évident. En effet, dès que le système présente des non linéarités importantes et/ou qu'il est trop complexe pour être modélisé, les méthodes classiques ont du mal à réaliser une commande performante. Des nouvelles techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle ont été développées pour ces types de système.

L'émergence de la logique floue qui est connue pour sa simplicité et sa robustesse réduit la complexité de calcul en se basant sur le comportement du système où des algorithmes pourront être implantés facilement par l'établissement des règles par les experts, ces règles qui décrivent le comportement du système tout en assurant sa robustesse et aller jusqu'à l'amélioration des performances dynamiques.

L'apport des commandes intelligentes est bien mis en valeur puisque les performances obtenues aujourd'hui permettent souvent à la machine asynchrone de supplanter d'autres machines.

Le présent travail a pour but d'utiliser la logique floue pour développer les performances de la commande CVFLO dans les systèmes à moteur asynchrone (moteur à induction).

Structure de Mémoire :

*L*e premier chapitre aborde les problèmes actuels rencontrés. Nous allons tout d'abord modéliser la machine asynchrone et discrétiser le modèle dans le référentiel d-q.

Dans le deuxième chapitre : Nous allons aussi exprimer et discuter des méthodes et techniques appliquées dans la commande vectorielle de la machines asynchrones.

Dans le troisième chapitre, nous allons voir d'une manière bien détaillée la théorie de la logique floue

Dans le quatrième chapitre, nous allons commencer par une introduction à la logique floue. Les principes de base de la commande et le réglage par logique floue sont ensuite étudiés. La commande par logique floue est finalement appliquée pour concevoir un régulateur de vitesse.

Une conclusion générale vient clôturer les quatre chapitres de cette thèse. Une proposition pour les travaux futurs est également donnée.

Chapitre I

Machine Asynchrone Notions et Modélisation

I.1.Introduction :

En générale les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres trop complexé, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, on doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible de modèle réel [1]. Pour réaliser une commande performante d'un système dynamique, nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement réel du système. Pour les machines électriques tournantes, la modélisation nécessite une parfaite connaissance de la structure électromécanique (machine électrique), de la structure électrique (alimentation électrique) et de la structure mécanique (masse tournante, couple résistant, frottement visqueux) [2]. Dans ce chapitre, on donne premièrement une généralité sur la MAS, Puis on passe au Développement du modèle de la MAS (machine asynchrone) à partir des équations générales Suivit par la transformation de PARK et le choix du référentiel afin d'obtenir la représentation D'état du modèle. La simulation de ce modèle est réalisée par le logiciel SIMULINK sous MATLAB. Enfin on arrive à faire l'interprétation de ces résultats.

I.2.Constitution et principe de fonctionnement

I.2.1.Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est la machine la plus utilisée du faite qu'elle nécessite peu d'entretien, moins coûteuse, et se présente avec une construction assez simple, elle est aussi très connue par sa standardisation et sa robustesse. Sur la figure (I.1) on représente les différentes parties de la machine asynchrone :

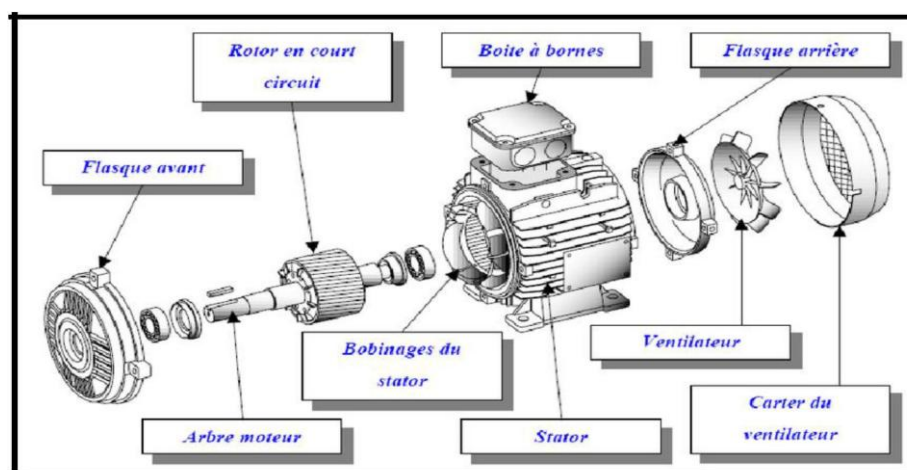


Figure (I. 1) :constitution du moteur asynchrone

I.2.2. Description du MAS triphasée :

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieure de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, voir figure (I.1), et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier [3].

I.2.3. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [3].

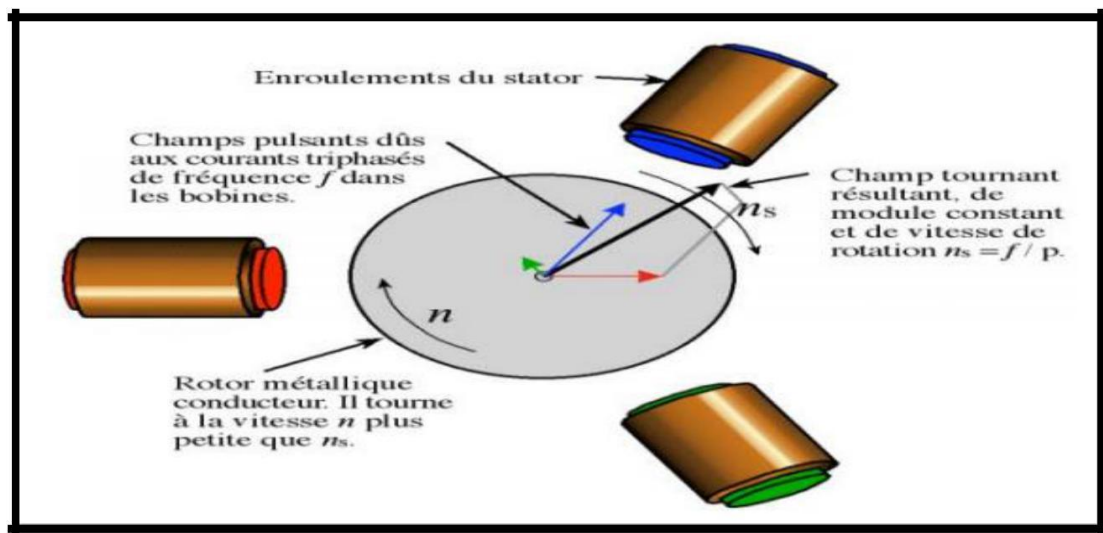


Figure (I.2) :Interaction rotor stator

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de ω_R exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à ω_s exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω_R est généralement inférieure à ω_s et on a :

$$\Omega_R = \frac{\omega_s}{P} \quad (I.1)$$

Avec :

ω_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

P : Nombre de pair de pôle de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court-circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à ω_s , et on note :

g : Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique.

f_s : Fréquence de la vitesse statorique.

f_R : Fréquence de la vitesse rotorique.

On obtient les relations de glissement g [4] :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{f_s - f_R}{f_s} \quad (I.2)$$

Dans une machine asynchrone, la condition de fréquence, $\omega_s = \omega_g + \omega_R$ d'où

$f_s = fg + f\omega_R$ Est constamment satisfait. Quand la pulsation mécanique ω_R est égale à la pulsation du champ tournant ω_s , le phénomène d'induction électromagnétique disparaît.

ω_g : Pulsation de glissement.

I.3. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :

I.3.1. Avantages

- ✓ Structure simple.
- ✓ Robuste et facile à construire.
- ✓ Coût réduit.
- ✓ Absence d'un système bagues balais.

I.3.2. Inconvénients

- ✓ Non découplage naturel.
- ✓ Non linéarités.

I.4. La variation de la vitesse dans les MAS :

I.4.1. Réglage par variation de tension :

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un Gradateur triphasé. Cette solution est le plus souvent utilisée pour le démarrage de charges à caractéristique de couple quadratique ($C_r = k.\Omega^2$).

I.4.2. Réglage par action sur le glissement :

L'utilisation de résistances rotorique permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. On essaiera donc de récupérer cette

énergie transmise au rotor : c'est la cascade hypo synchrone réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné.

I.4.3. Réglage par variation de la vitesse :

La fréquence de rotation de la machine étant au glissement près proportionnel à la fréquence d'alimentation des enroulements statorique, on essaiera de créer pour ces enroulements un réseau à fréquence variable ce sont les Onduleurs de tension. On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine ce sont les Onduleurs de courant ou commutateurs de courant. On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un cyclo convertisseur à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence en courant ou vectoriellement.

I.5. Modèle générale de la machine :

Le modèle de la machine à induction triphasé est illustré par le schéma de la figure (I.3) avec les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, sont trois enroulements du stator : S_A , S_B et S_C , et pour les trois enroulements rotoriques : R_a , R_b et R_c , et θ : Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

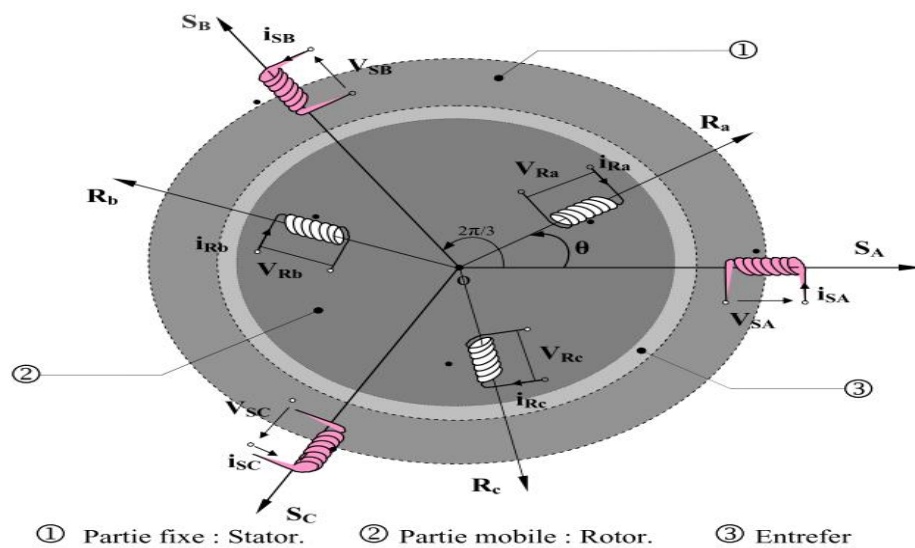


Figure (I.3) :Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée.

I.5.1. Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses [5], [6], [7], [8]:

- La parfaite symétrie de la machine .

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

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

- ❖ L'additivité de flux.
- ❖ La constance des inductances propres.
- ❖ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

I.5.2. Mise en équations du modèle de la machine asynchrone :

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir [8]:

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

Dans les conditions précédentes, les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques se présentent sous forme matricielle donnée ci-après, voir «Fig. (I.1)».

I.5.2.1. Les équations électriques :

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasé s'écrivent respectivement :

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$v = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (I.3)$$

- pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Ou'

$$[V_s \ abc] = R_s [i_s \ abc] + \frac{d}{dt} [\varphi_s \ abc] \quad (I.5)$$

pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Ou'

$$[V_r \ abc] = R_r [i_r \ abc] + \frac{d}{dt} [\varphi_r \ abc] = [0] \quad (I.7)$$

Avec :

R_s, R_r ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

Et :

$[V_s \ abc] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$: Vecteur de tension statorique.

$[V_r \ abc] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$: Vecteur de tension rotorique.

$[i_s \ abc] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$: Vecteur de courant statorique.

$[i_r \ abc] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$: Vecteur de courant rotorique.

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$[\varphi_s \ abc] = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T$ Vecteur de flux statorique.

$[\varphi_r \ abc] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$ Vecteur de flux rotorique.

I.5.2.2. Les équations magnétiques :

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux/inductance propre).

Exemple de la phase a statorique :

$$\varphi_{as} = l_s i_{as} + m_s i_{bs} + m_s i_{cs} + m_1 i_{ar} + m_2 i_{br} + m_3 i_{cr} \quad (I.8)$$

➤ En matriciel :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 9})$$

Où :

➤ Pour le stator :

$$[\varphi_s \text{ abc}] = [l_s][i_s \text{ abc}] + [m_{sr}][i_r \text{ abc}] \quad (\text{I. 10})$$

➤ Pour le rotor :

$$[\varphi_r \text{ abc}] = [l_r][i_r \text{ abc}] + [m_{sr}]^T[i_s \text{ abc}] \quad (\text{I. 11})$$

$[l_s]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[l_r]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[m_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.

Avec : $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

➤ Stator-rotor.

$$\text{Alors : } [l_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, [l_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I. 12})$$

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 13})$$

Où :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_{sr} : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

➤ On obtient finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \times [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [l_s] \times [i_{sabc}] + [M_{sr}] \times [i_{rabc}] \} \quad (I.14)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] \times [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [l_r] \times [i_{rabc}] + [M_{sr}]^T \times [i_{sabc}] \} \quad (I.15)$$

I.5.2.3. Les équations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [9] :

$$C_e = p \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [M_{sr}] \times \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (I.17)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω : Vitesse rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

$(f_r \Omega)$: Terme de couple de frottement visqueux.

I.6. Transformation du système triphasé :

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variable. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide des équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet

d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé. [10]

I.6.1. Transformation de PARK :

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes réel triphasé (a_s, b_s, c_s) et le système d'axe fictif(dq).

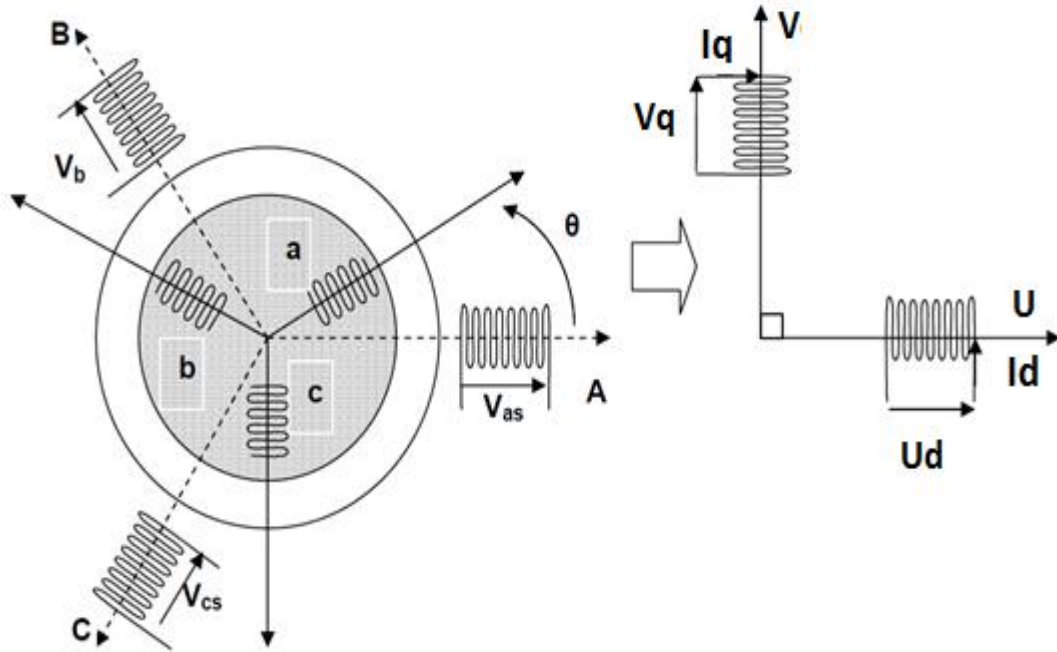


Figure (I.4) : Représentation de passage d'un système triphasé à celui biphasé

➤ Le passage se fait ainsi :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P] \times \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

X_o : Indice de l'axe homopolaire.

X : Ce sont des variables statoriques ou rotoriques tension, courant ou flux.

$[P]$: est la matrice de Park, définie par :

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

$[P]^{-1}$: est la matrice inverse de Park, définie par :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I. 19)$$

Le coefficient $\sqrt{2/3}$ a été choisi pour donner une expression invariante du couple électromagnétique a partir de la propriété $[P]^{-1} = [P]^t$.

Le modèle de la machine asynchrone après l'application de la transformation de PARK est décrit par le système d'équations suivant :

I.6.1.1. Les équations électriques :

La transformation de Park des équations électriques donne :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I. 20)$$

V_{dr} et V_{qr} sont nuls puisque le rotor étant en court-circuit.

Puisque le système est équilibré on a : $V_{os} = V_{or} = 0$.

I.6.1.2. Les équations magnétiques :

La transformation de Park des équations magnétiques donne :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I. 21)$$

Puisque le système est équilibré on a : $\varphi_{os} = \varphi_{or} = 0$

I.6.1.3. Les équations mécaniques :

La transformation de Park des équations mécaniques donne :

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega$$

$$C_e = pM(i_{dr}i_{qs} - i_{qr}i_{ds}) \quad (I.22)$$

I.7.Choix du référentiel :

Le choix du référentiel est déterminé par l'objectif de l'application [11]. On peut fixer le repère au stator, au rotor ou au champ tournant. dq

- Le repère d'axes d,q fixe lié au stator θ . Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation ω_s . Cette méthode est généralement utilisée dans l'étude des observateurs (d,q = α,β).

- Le repère d'axes d,q lié au rotor θ_r . Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation ω_r .

- Le repère d'axes d,q lié au champ tournant θ_{sl} . En régime permanent les grandeurs du modèle sont continues. Cette méthode est retenue dans l'étude de la commande ω_s

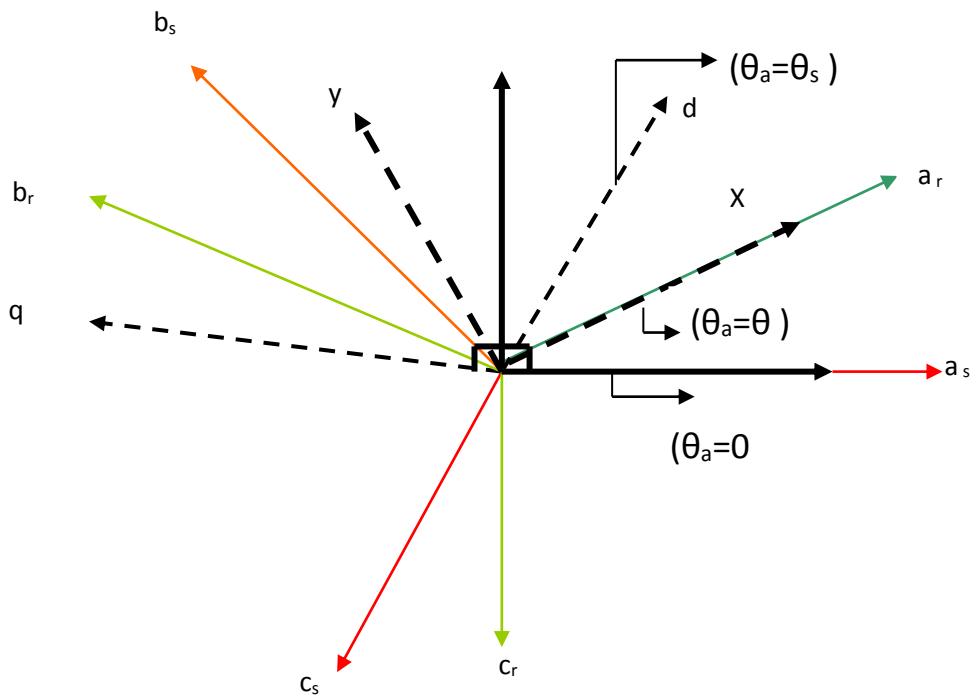


Figure (I.5) :représentation des axes triphasés réels de la machine.

- Axes (α, β) : système biphasé avec $\theta_a=0$ (———)
- Axes (x, y) : système biphasé avec $\theta_a=\theta$ (- - -)

➤ Axes (d, q) : système biphasé avec $\theta_a = \theta_s$ (- - - -)

I.8. Forme d'état du modèle de la MAS dans le référentiel (α, β) :

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U \\ y = C.X \end{cases} \quad (I.23)$$

Avec :

$X = [i_{s\alpha} i_{s\beta} i_{r\alpha} i_{r\beta}]^T$: Le vecteur d'état.

$$U = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]^T : \text{Vecteur de commande.} \quad (I.24)$$

$y = [i_{s\alpha} i_{s\beta}]^T$: Vecteur de mesure.

$$\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & -w_r & \frac{1}{T_r} & -w_r \\ w_r & 0 & w_r & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} l_s & 0 & (1-\sigma)l_s & 0 \\ 0 & l_s & 0 & (1-\sigma)l_s \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (I.25)$$

Considérant le changement de variable opéré l'expression du couple devient :

$$C_e = P(1-\sigma)l_s(i_{s\beta}i_{r\alpha} - i_{s\alpha}i_{r\beta}) \quad (I.26)$$

Sous forme d'état :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} l_s & 0 & (1-\sigma)l_s & 0 \\ 0 & l_s & 0 & (1-\sigma)l_s \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} - \begin{pmatrix} l_s & 0 & (1-\sigma)l_s & 0 \\ 0 & l_s & 0 & (1-\sigma)l_s \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & -w_r & \frac{1}{T_r} & -w_r \\ w_r & 0 & w_r & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix}$$

La mise sous forme d'état permet une résolution du système et met en évidence les entrées et les sorties.

Le système d'équation peut se mettre sous la forme :

$$[\dot{I}] = [L]^{-1}[U] - [L]^{-1}[R][I][X] = \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.27)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s \cdot l_r} : \text{Coefficient de dispersion de Blondel.}$$

$T_r = \frac{l_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

Avec :

$$L = \begin{pmatrix} l_s & 0 & (1-\sigma)l_s & 0 \\ 0 & l_s & 0 & (1-\sigma)l_s \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad R = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & -w_r & \frac{1}{T_r} & -w_r \\ w_r & 0 & \frac{1}{T_r} & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \quad (I.28)$$

On peut écrire $[R]$ comme suit : $[R] = [R_1] + \omega_r [R_2]$

$$\text{Ou } R_1 = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \quad R_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (I.29)$$

I.9.Simulation de la machine asynchrone

La simulation à été effectuée par le logiciel «simulink» sous «Matlab». Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'une machine asynchrone triphasé sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ. La figure (I.6) représente le schéma de simulation d'une machine asynchrone

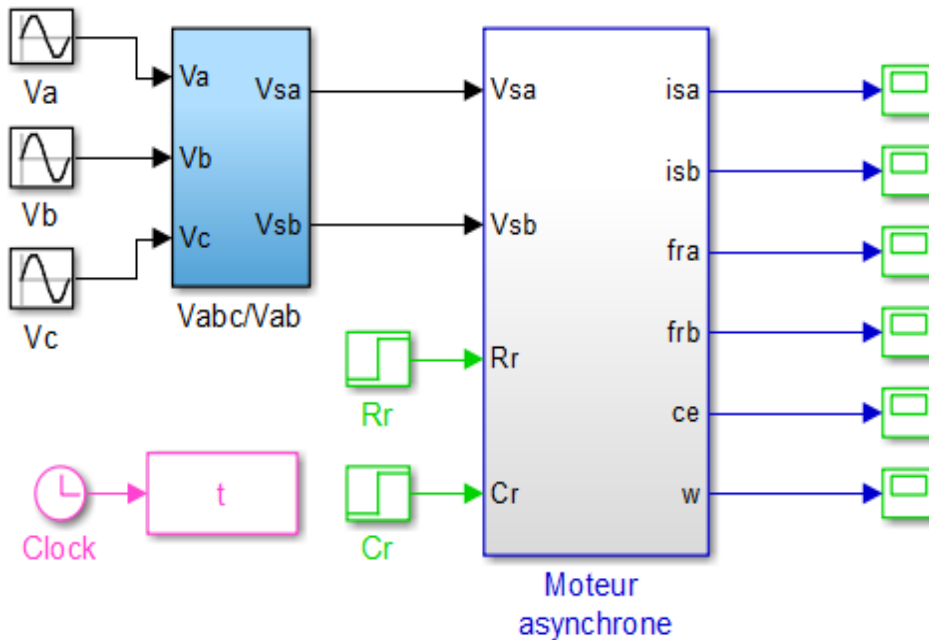
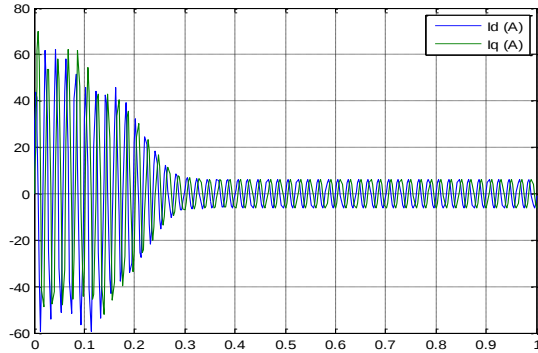


Figure (I.6) : Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension triphasée

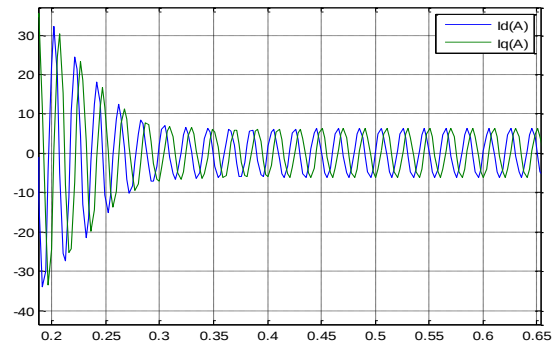
I.10. Résultats de simulation de la machine asynchrone :

I.10.1. Résultats de simulation de la machine asynchrone à vide :

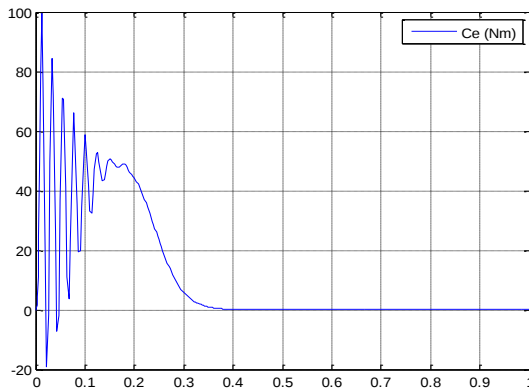
✓ à vide : le couple résistant $C_r=0$



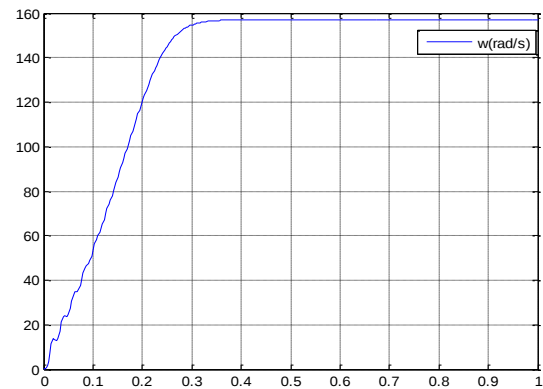
a) courant statorique



a') courant statorique avec zoom



b) couple électromagnétique

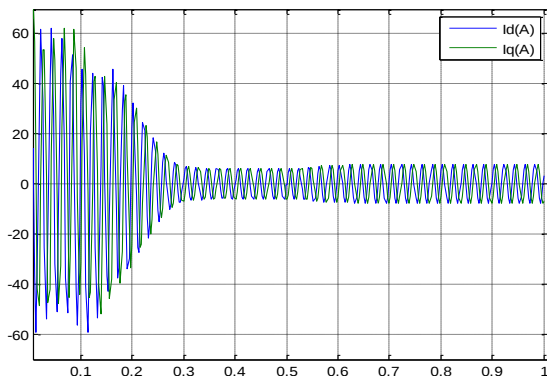


c) vitesse de rotation statorique

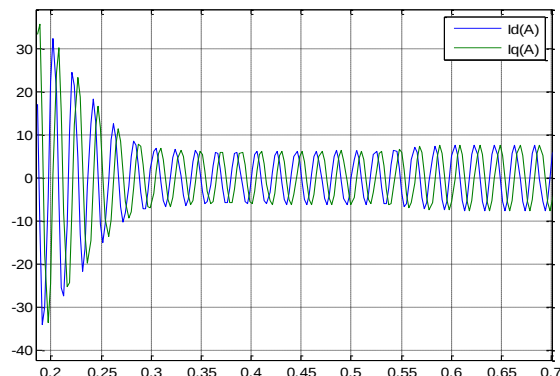
Figure (I.7).a.b.c. Résultats de simulation de la Machine a induction a vide

I.10.2. Résultats de simulation de la machine asynchrone en charge :

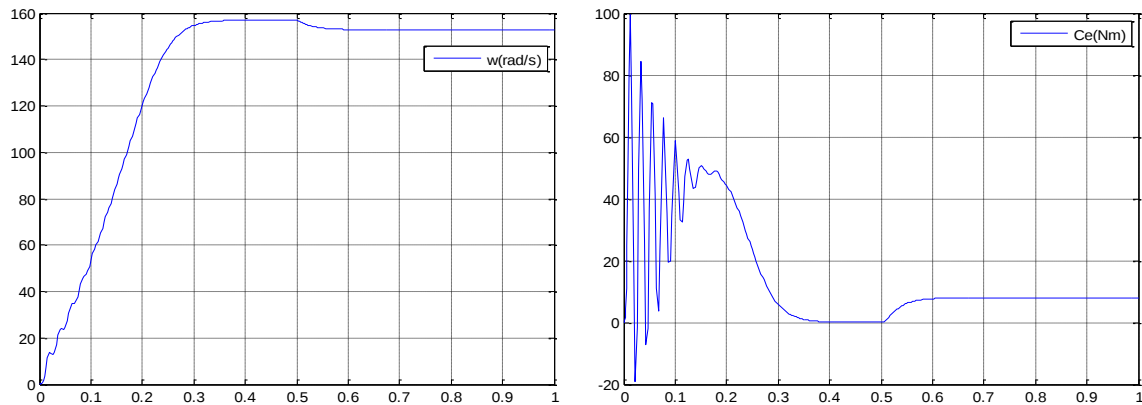
✓ En charge : le couple résistant $C_r=5\text{Nm}$; à $t=0.5\text{s}$



a) le courant statorique



a') le courant statorique avec zoom



c) vitesse de rotation statorique

b) couple électromagnétique

Figure (I.8).a.b.c. Résultats de simulation de la Machine à induction en charge

suivie d'une application de charge de 5N.m à $t=0.5\text{sec}$

I.11. Interprétations des résultats de simulation :

La figure (I.7.b.c) montre l'évolution de la vitesse de rotation (w) en rad/S , et La couple électromagnétique (C_{em}), figure (I.7.a) montre des courants (i_d, i_q) ainsi que celle du courant d'une phase statorique (i_{as}) lors d'un démarrage de la machine, suivi d'une perturbation de charge. La machine asynchrone est alimentée directement par le réseau standard (220/380V, 50Hz).

➤ A vide :

• Evolution des courants statoriques

On reconnaît le classique appel de courant au démarrage, le courant statorique (i_{as}) présente des dépassements excessifs de phase (faible "f.c.e.m" et faible vitesse) mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques pulsations pour donner lieu à une forme sinusoïdale qui correspond au comportement inductif du moteur avec une amplitude constante. Les courants statoriques (i_{ds}, i_{qs}) présentent également des dépassements excessifs, qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, en régime permanent.

• Evolution du couple électromagnétique

Pendant le régime transitoire de démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire, par contre en régime stationnaire, le couple électromagnétique tend à compenser les pertes par frottements.

- **Evolution de la vitesse**

L'allure de la vitesse (w) n'est pas régulièrement croissante mais à tendance à osciller tout en croissant en valeur moyenne ce qui est due à l'inertie des masses tournantes et le coefficient d'amortissement du flux qui sont faibles au cours de ces oscillations ; il se produit la transformation d'énergie électromagnétique.

➤ **En charge :**

Avec $t \in [0.5 \ 1]s$: nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = C_n = 5 \text{ N.m}$) à l'instant ($t = 0.5 \text{ s}$).

I.12. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes :

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative, il est représenté par la figure (I.8).

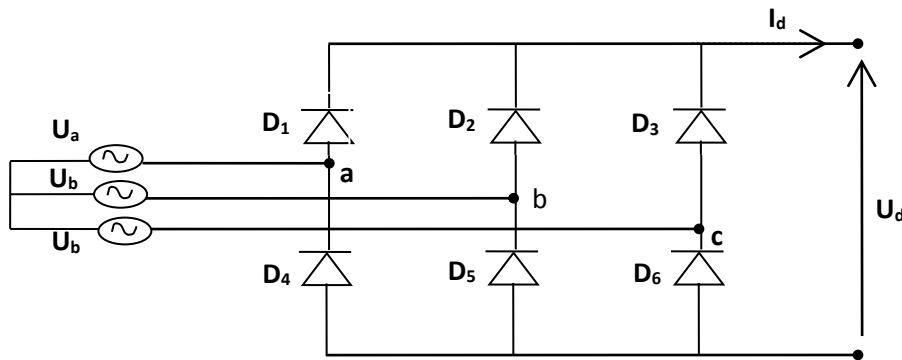


Figure.(I.9) : Représentation de la redresseuse triphasée double alternance

Ce redresseur comporte trois diodes (D_1, D_2, D_3) à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et trois diodes (D_4, D_5, D_6) à anode commune assurant le retour du courant I_d .

Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension moyenne :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ U_b(t) = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c(t) = V_m \sin\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

Et si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit: $U_{rd}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)]$ (I.31)

➤ **Modélisation du filtre :**

On utilise un filtre passe-bas « LC », pour éliminer les hautes fréquences [12]. Ce filtre est schématisé par la figure(I.9).

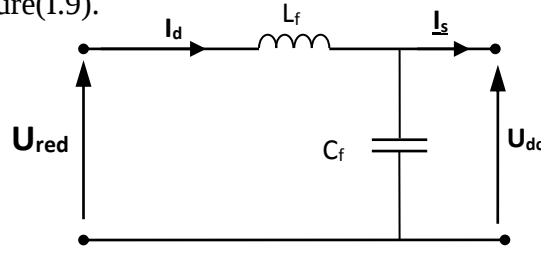


Figure.(I.10) :Représentation d'un filtre passe bas

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} U_{re}(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} [I_d(t) - I_s(t)] \end{cases} \quad (I.32)$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(S) = \frac{U_{dc}(S)}{U_{rd}(S)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2} \quad (I.33)$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (I.34)$$

I.13.Modélisation des onduleurs :

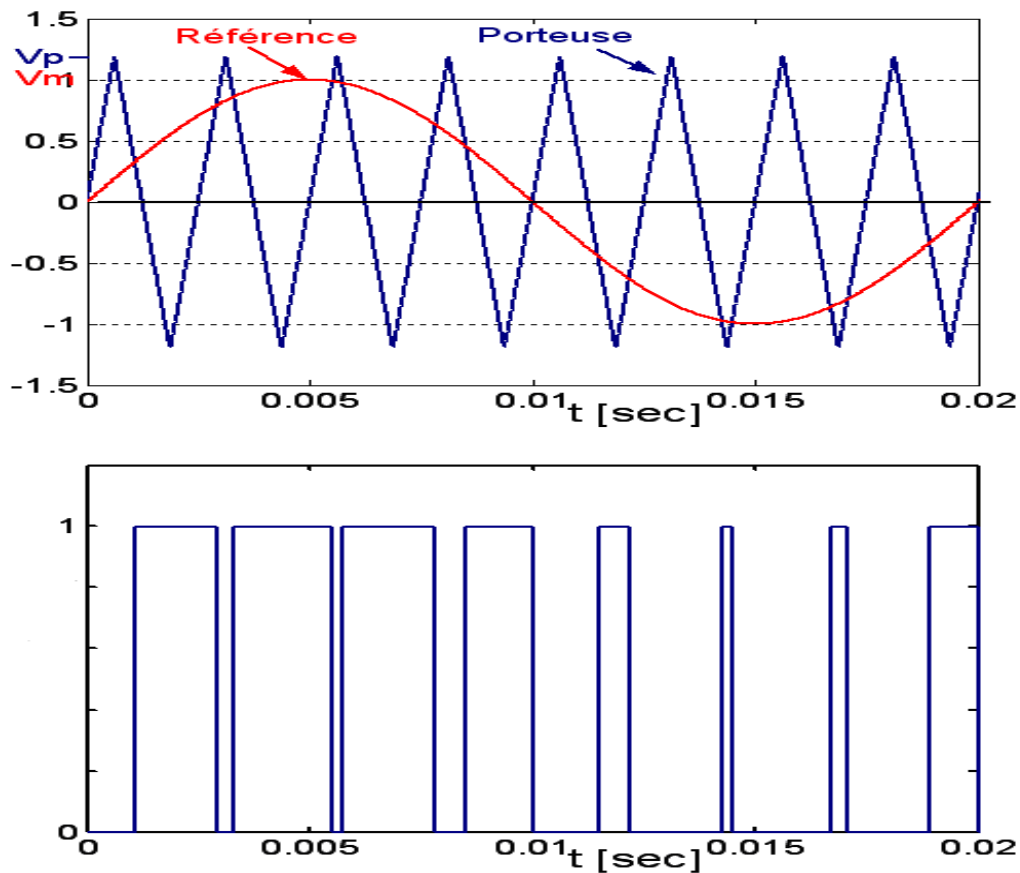
➤ **Onduleur de tension MLI à hystérésis :**

Les onduleurs de tension commandés en MLI sont des convertisseurs de type continu-alternatif, à commutation forcée, ils peuvent être associés à la machine synchrone ou asynchrone. Au jour d'aujourd'hui, cette association est la plus indiquée [13]. Ce type d'onduleur a la particularité d'avoir une très bonne réponse dynamique, avec un faible niveau d'ondulation de couple. De nos jours, c'est le type de convertisseur le plus convoité en raison de l'amélioration apportée sur les composants électroniques et les innovations apportées sur les topologies de convertisseurs tels que les onduleurs multi-niveaux.

➤ **Principe :**

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs de largeur variable (d'où le nom MLI, modulation de largeur d'impulsion, PWM pulse width modulation en anglais). Les angles de commutation sont calculés de façon à éliminer un

certain nombre d'harmonique généré à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux figure (I.10) Le premier qui est appelé signal de référence $V_{\text{réf}}$ représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Le second qui est appelé signal de la porteuse V_{por} , généralement triangulaire, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence HF par rapport au signal de référence. Ces deux signaux sont comparés, les résultats de comparaison servent à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [14].



Figure(I.11) : Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si la fréquence :

$$f_{\text{porteuse}} \gg 20 f_{\text{référence}} \quad (\text{I.35})$$

La technique de MLI se caractérise par deux paramètres :

- L'indice de modulation, il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion.

$$I_{\text{mod}} = \frac{V_m}{V_p} \quad (\text{I.36})$$

I_{mod} : Indice de modulation

V_m : Valeur maximale de la tension de référence.

V_p : Valeur de crête de la porteuse.

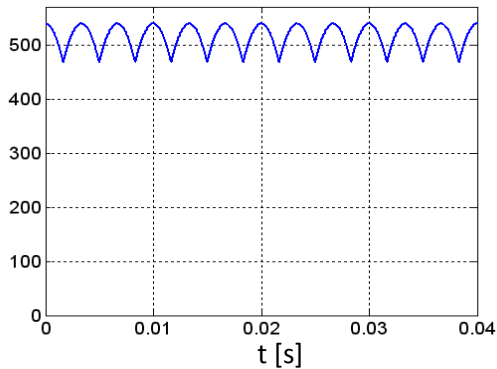
La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur)

$$V_{1\text{max}} = \frac{U_c}{2} I_{\text{mod}} \quad (\text{I.37})$$

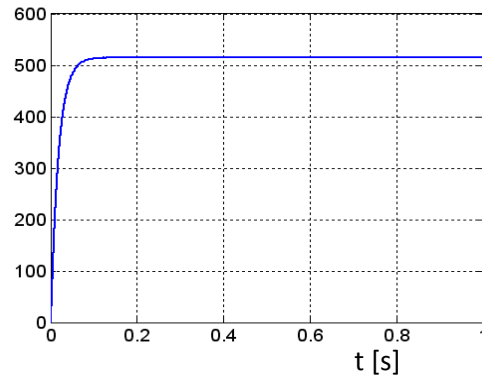
U_c : La tension continue à l'entrée de l'onduleur.

I.14. Résultats de simulation de la MAS alimenté par MLI à hystérésis :

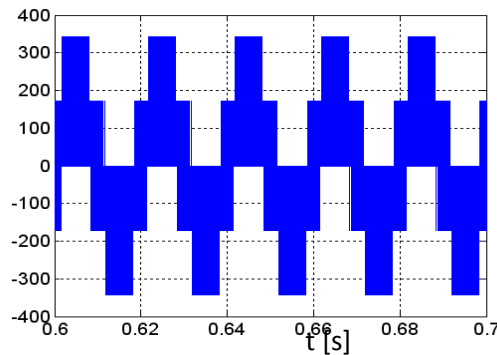
Nous avons simulé notre machine alimentée par onduleur de tension MLI à hystérésis. Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe.



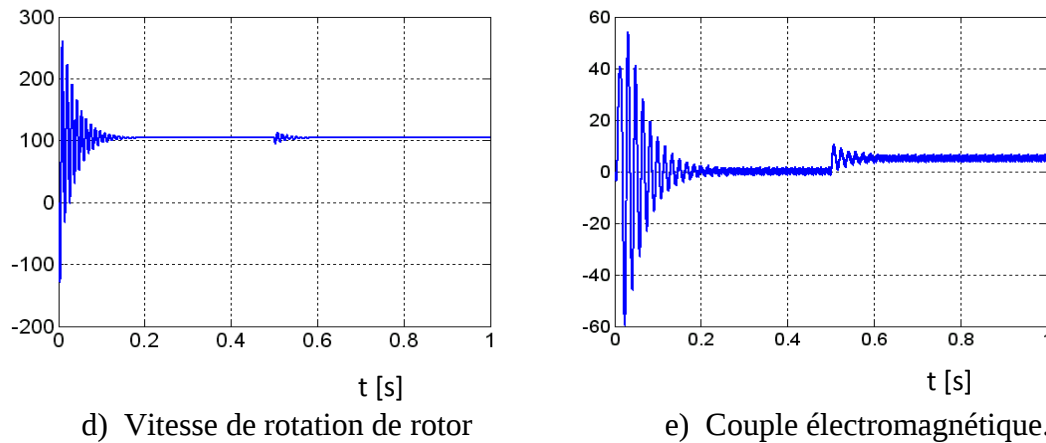
a) Tension à la sortie du redresseur



b) Tension à la sortie du filtre



c) Tension V_a , à la sortie de l'onduleur



Figure(I.12) :Résultats de simulation de la MAS alimenté par onduleur de tension MLI à hystérésis, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5N.m à $t=0.5$ sec

I.15.Conclusion :

On a présenté au premier chapitre la modélisation et la simulation d'une machine asynchrone par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Ce type de machine s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction ; par contre sa simulation est difficile, car le modèle est fortement non linéaire. Actuellement, la disponibilité de puissants outils informatiques de calcul permet de surmonter cette difficulté. Le processus de démarrage du machine, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisé et simulé. Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé. D'autres régimes de fonctionnement de la machine peuvent être facilement étudiés. Dans le deuxième chapitre nous avons présenté la commande vectorielle de cette machine.

Chapitre II

*Commande par flux
orienté de la machine
asynchrone*

II.1.Introduction :

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse). L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif est précisément la machine asynchrone. Toute fois cette machine possède une difficulté au niveau de la commande. C'est-à-dire que le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une d'elle se répercute sur l'autre [15]. Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle [16]. Le but de ce chapitre est de présenter les différentes possibilités d'orientation du flux dans une machine asynchrone triphasé commande en tension et en courant, la simulation a été faite pour l'orientation du flux rotorique seulement, pour une machine alimentée en tension sans pertes et une machine alimentée en courant sans et avec pertes fer.

II.2.La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF) :

Il est bien connu que le moteur à courant continu a d'excellentes performances dynamiques, cela est dû principalement au découplage entre le champ magnétique du stator et celui du rotor. Le couple électromagnétique est généré par l'interaction de deux champs magnétiques perpendiculaires. En général, on maintient le champ statorique (champ inducteur) constant et on commande directement le couple électromagnétique à partir du courant rotorique (champ induit). La commande par orientation du flux rotorique, aussi connue par la commande vectorielle, est une technique de commande permettant à la machine asynchrone d'imiter la machine à courant continu. Cette commande permet la décomposition du courant statorique en deux composantes, une productrice du champ magnétique rotorique et la deuxième génératrice du couple électromagnétique. Cette méthode consiste à choisir un système d'axe tournant (d, q), orienté sur le flux rotorique et une commande qui permet le découplage couple-flux. Il existe deux méthodes de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, une commande vectorielle directe, qui nécessite une régulation du flux rotorique ainsi que sa connaissance, alors que dans la commande vectorielle indirecte, on s'affranchit de la connaissance de ce flux. Dans ce chapitre, on s'intéressera à la première

technique [17] La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II.1).

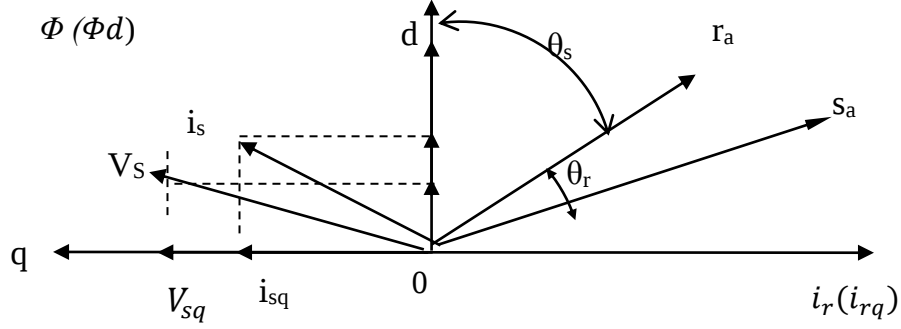


Figure (II.1) : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

➤ **Choix d'orientation de flux :**

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

- ☒ $\Phi_{rq}=0$ et $\bar{\Phi}_r = \Phi_{rd}$: c'est le flux rotorique qui orienté.
- ☒ $\Phi_{sq}=0$ et $\bar{\Phi}_r = \Phi_{sd}$: c'est le flux statorique qui orienté.
- ☒ $\Phi_{mq}=0$ et $\bar{\Phi}_m = \Phi_{md}$: c'est le flux d'entrefer qui orienté.

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique. [18] Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

II.3.Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique :

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'une référence solide au champ tournant de vitesse (ω_s), donc on peut remarquer les propriétés suivantes :

- La composante transversale du flux rotorique est nulle. ($\Phi_{rq}=0$)
- L'axe «d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique. ($\bar{\Phi}_r = \Phi_{rd}$)
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant. ($\Phi_r = cst \Rightarrow i_{rd} = 0$)

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \Rightarrow \bar{i}_r = \frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \end{cases} \quad (\text{II. 2})$$

Avec :

$\bar{x} = x_d + jx_q$ ($\bar{x}$:Représente le flux, les courants et les tensions)

Pour écrire le modèle de la MAS avec l'état $(\bar{i}_s, \bar{\Phi}_r)$ on réalise les changements suivants :

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M^2}{L_r} \bar{i}_s = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right) \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II. 3})$$

$$\bar{\Phi}_s = \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II. 4})$$

(II.4) dans l'équation de la tension statorique et (II.5) dans l'équation de la tension de la tension rotorique donne :

$$\bar{i}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \quad (\text{II. 5})$$

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) + j\omega_s \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) \\ 0 = R_r \left(\frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \right) + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II. 6})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \bar{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + j\omega_r \right) \bar{\Phi}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II. 7})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \bar{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + j\omega_r + S \right) \bar{\Phi}_r ;$$

$$\bar{\Phi}_r = \Phi_{dr} \quad (\text{l'orientation du flux rotorique}) \quad (\text{II. 8})$$

On décompose l'équation en partie réelle et imaginaire, on aura :

$$\begin{cases} 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{ds} + \left(\frac{R_r}{L_r} + S \right) \Phi_r (\text{partie réelle}) \\ 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{qs} + \omega_r \Phi_r \Rightarrow i_{qs} = \frac{\omega_r L_r}{R_r} \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{S + \frac{R_r}{L_r}}{\frac{MR_r}{L_r}} \Phi_r = \frac{S + \frac{1}{T_r}}{\frac{M}{T_r}} \Phi_r = \frac{T_r S + 1}{M} \Phi_r \\ i_{qs} = \frac{T_r \omega_r}{M} \Phi_r \end{cases} \quad (\text{II. 10})$$

La relation de i_{ds} signifie que dans le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d,q) à flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante directe du courant statorique i_{ds} moyennant une dynamique du premier ordre avec la constante de temps

$$T_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (\text{II. 11})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} = 0 & (*) \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} & (**) \end{cases}$$

$$(*) \Rightarrow 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \quad (\text{II. 12})$$

$$\Phi_{dr} = Cte \Rightarrow \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = 0 \quad (\text{II. 13})$$

D'après ces propriétés on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{rq} = 0 \\ \Phi_{rd} = \Phi_r = cst \\ i_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 14})$$

On remplace ce système dans les équations des flux, on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_r = M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 15})$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (\text{II. 16})$$

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{II.17})$$

Ou encore, le couple devient :

$$C_e = K_2 i_{sd} i_{sq} \quad (\text{II. 18})$$

Avec :

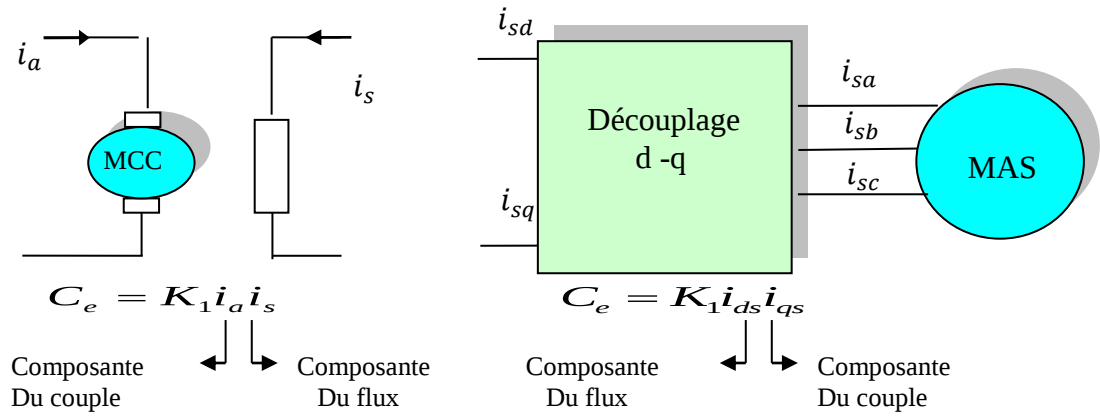
$$K_2 = \frac{PM^2}{L_r} \quad (\text{II. 19})$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. La figure (II.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone. Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui

permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante [19] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega_a = P\Omega_r + \omega_a$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$



(Figure II.2): Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

II.4.Types de la commande vectorielle :

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse.

II.4.1.Commande vectorielle directe : [18]

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Tout fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- La non fiabilité de la mesure du 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.
- Le coût de production élevé (capteurs + filtre).

II.4.2. Commande vectorielle indirecte : [12]

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées. Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique. L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué. Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension (sans convertisseur).

II.4.3. avantages et inconvénients de la commande vectorielle

La commande vectorielle a les avantages suivants :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire la commande scalaire)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase

Elle a également certains inconvénients :

- Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.). Le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.
 - Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
 - Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
 - Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.
-

- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.
- De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple.

II.5. Structure de la CV-OFR de la MAS alimentée en tension :

II.5.1. Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et la vitesse du champ tournant (ω_s). Considérons les deux tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}) comme variables de commande, les deux courants statoriques (i_{ds}, i_{qs}), le flux rotorique (Φ_r) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme variables d'état, nous obtenons le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par orientation du flux rotorique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma T_s \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} = \frac{V_{ds}}{R_s} + \sigma T_s \omega_s i_{qs} - \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \sigma T_s \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs} = \frac{V_{qs}}{R_s} - \omega_s \left[\sigma T_s i_{ds} + \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \Phi_r \right] \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{ds} \\ \omega_a = \frac{M i_{qs}}{T_r \Phi_r} ; \omega_s = P\Omega + \frac{M i_{qs}}{T_r \Phi_r} \\ T_e = \frac{P.M}{L_r} \Phi_r i_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_l - f \cdot \Omega_r \end{array} \right. \quad (II.20)$$

II.5.2. Système d'équations liées au flux rotorique :

Les équations (I.11), (I.12), munies de la contrainte ($\Phi_{rq} = 0$) se simplifient :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \quad (II.21)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r \quad (II.22)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (II.23)$$

$$C_e = \frac{PM_{sr}}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (II.24)$$

$$\omega_a = \frac{M i_{sq}}{T_r \Phi_r} \quad (II.25)$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (II.26)$$

Les équations (II.23) et (II.24) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux i_{sd} , et le courant producteur du couple i_{sq} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

II.5.3. Découplage entré-sortie :

Les lois de commande vectorielle des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes «d» et «q». Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{sd} et V_{sq} , donc il faut réaliser un découplage [11].

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation.

II.5.3.1. Découplage par compensation :

Définitions de deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que :

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_q \quad (II.27)$$

et :

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_d \quad (II.28)$$

Avec :

$$e_q = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r \quad (II.29)$$

$$e_d = - \left(\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \right) \quad (II.30)$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1}

(Figure (II.3)). Tel que :

$$V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \quad (II.31)$$

$$V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \quad (II.32)$$

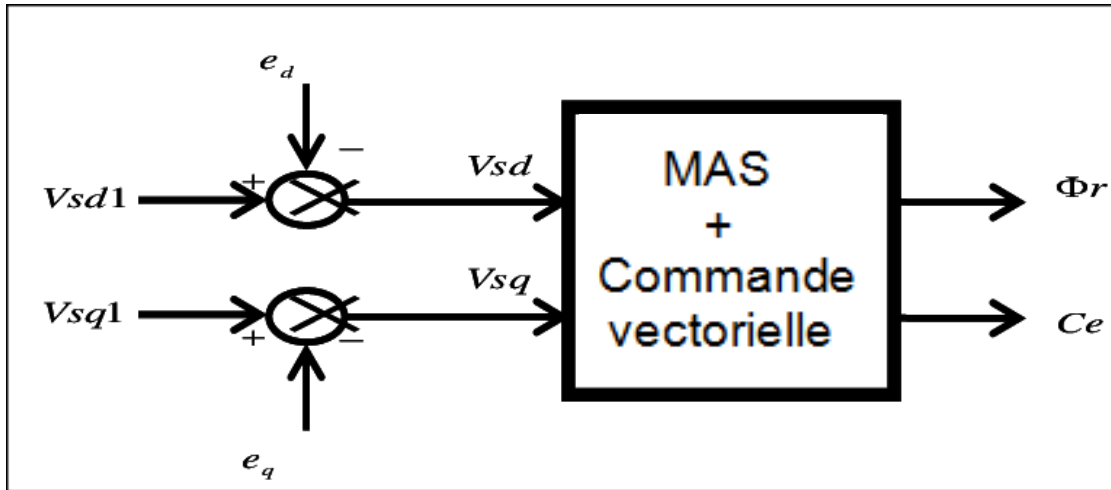


Figure (II.3) : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

II.5.4. Bloc de dé fluxage :

Le bloc de dé fluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante [19]:

- sous-vitesse :

$$\Phi_r = \Phi_{nom} \quad \text{Pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{nom}$$

- sur -vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega_r|} \cdot \Phi_{nom} \quad \text{Pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{nom} \text{ Avec :}$$

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{nom} : Flux rotorique nominale.

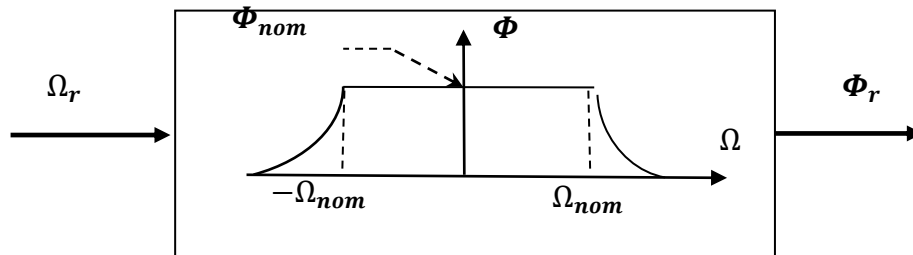


Figure (II.4) : Bloc dé fluxage

II.5.5.Principe de fonctionnement :

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS alimenté en tension est représenté par la figure (II. 5).

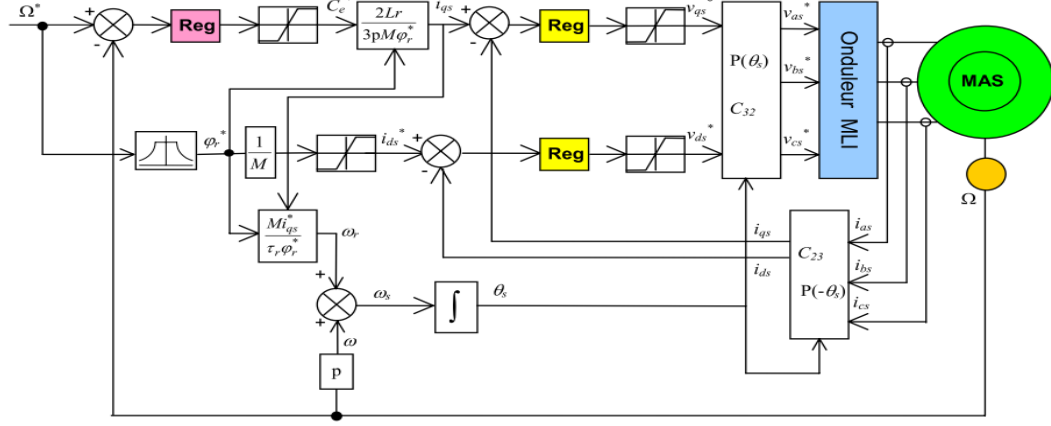


Figure (II.5) : commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS

Alimenté en tension

La vitesse est aisément asservie (régulée) par une boucle à contre réaction en utilisant un régulateur PI. par contre, le flux rotorique est difficile à mesurer, donc son contrôle, le plus simple, est du type réaction le signal d'erreur de vitesse, une fois traité par le régulateur PI, fournit la référence de courant de couple i_{sqref} , qui même réglé par une boucle avec un régulateur PI pour générer la composante directe de la commande de la machine. Le pôle supplémentaire $(-1/T_0)$ est introduit dans le but de limiter la bande passante pour compenser la dérivation du flux, ainsi le filtre soit réalisable physiquement. T_0 doit être très inférieur à T_r .

II.5.6.Régulation :

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

II.5.6.1.Conception des régulateurs :

Soit $Y^*(t)$ le signal à pour suivre, et $y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

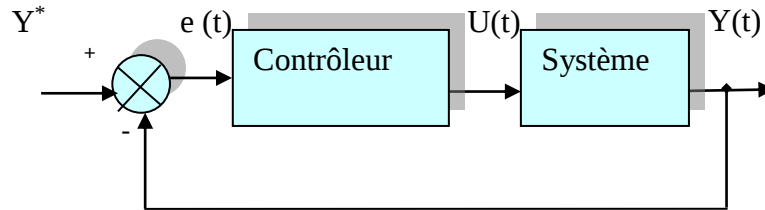


Figure (II.6) : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) \quad (II. 33)$$

II.5.6.1.1. Action proportionnelle :

- Si k_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît
- Si k_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II.5.6.1.2. Action intégrale :

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne. Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $u(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.5.6.2. Caractéristiques des régulateurs :**a- Stabilité :**

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

b-Précision :

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

c- Rapidité :

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

II.6. Calcul des régulateurs :**II.6.1. Régulation de courant statorique i_{sd} :**

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique i_{sd} est représenté par la figure (II.7).

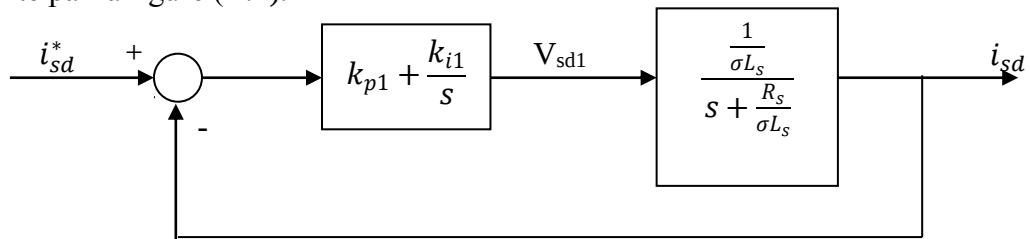


Figure (II.7) : Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit :

$$F_{i_{sd}} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = k_{p1} \frac{s + \frac{k_i}{k_{p1}}}{s} \frac{\frac{1}{sL_s}}{s + \frac{R_s}{sL_s}} \quad (\text{II. 34})$$

Compensons le pôle $(s + \frac{k_{i1}}{k_{p1}})$ par $(s + \frac{R_s}{\sigma L_s})$ ce qui se traduit par la condition

$$\frac{k_{i1}}{k_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{II.35})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F_{isd} = \frac{k_{p1}}{s\sigma L_s} \quad (\text{II.36})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{isd} = \frac{F_{isd}}{1+F_{isd}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{k_{p1}} + 1} \tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} \quad (\text{II.37})$$

Nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps $\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}}$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep1(5\%)}$, nous obtenons la condition suivante :

$$3\tau_1 = t_{rep1(5\%)}$$

$$3 \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} = t_{rep1(5\%)}$$

Donc :

$$k_{p1} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (\text{II.38})$$

et, d'après l'équation (II.35):

$$k_{i1} = \frac{3R_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (\text{II.39})$$

II.6.2. Régulation de courant statorique i_{sq} :

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est Représenté par la figure (II.8).

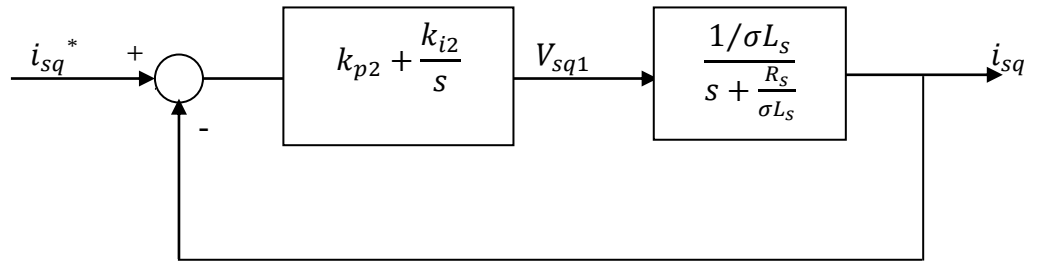


Figure (II.8) : Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}

On remarque que le courant i_{sq} a la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment

$$k_{p2} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep\ 2(5\%)}} \quad (II.40)$$

$$k_{i2} = \frac{3R_s}{t_{rep\ 2(5\%)}} \quad (II.41)$$

II.6.3. Régulation de la vitesse :

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II-9)

La fonction de transfert en boucle ouvert avec un couple résistant nul est donnée par :

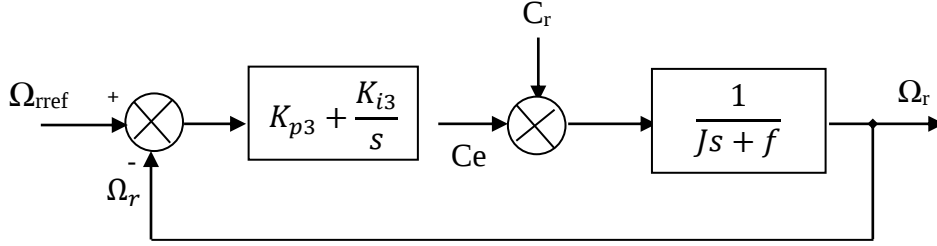


Figure (II.9): Schéma –bloc de régulation de vitesse

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{k_{p3}s + k_{i3}}{s(Js + f)} \quad (II.42)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{k_{p3}s + k_{i3}}{Js^2 + (k_{p3} + f)s + k_{i3}} \quad (II.43)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (II.44)$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{k_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (II.45)$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{k_{p3} + f}{k_{i3}} \quad (II.46)$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient :

$$k_{i3} = J\omega_n^2 \quad (II.47)$$

$$k_{p3} = 2J\omega_n - f \quad (II.48)$$

Afin d'éviter le dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante de Temps τ .

II.7. Schéma bloc Simulink de la commande vectorielle d'un MAS :

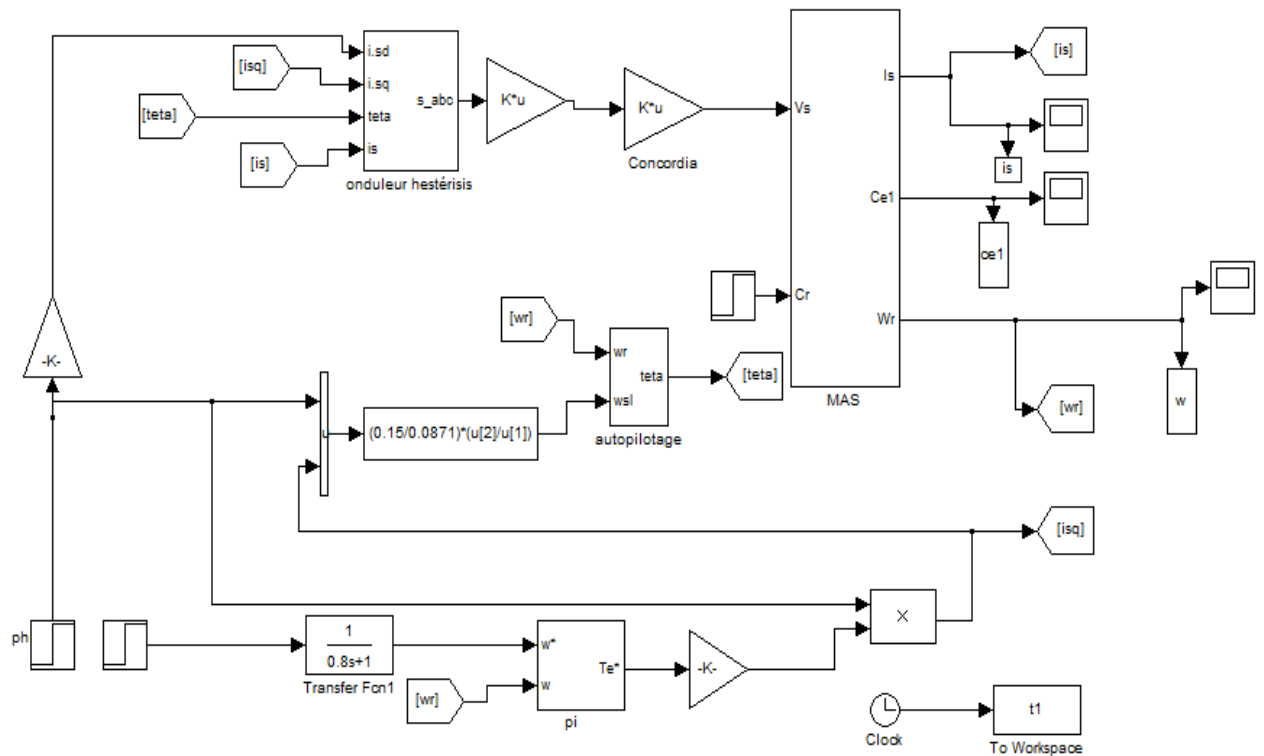
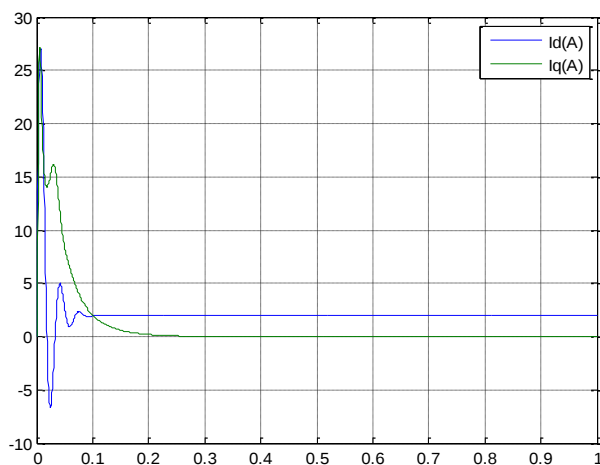


Figure (II.10) : Modèle machine asynchrone alimentée en tension

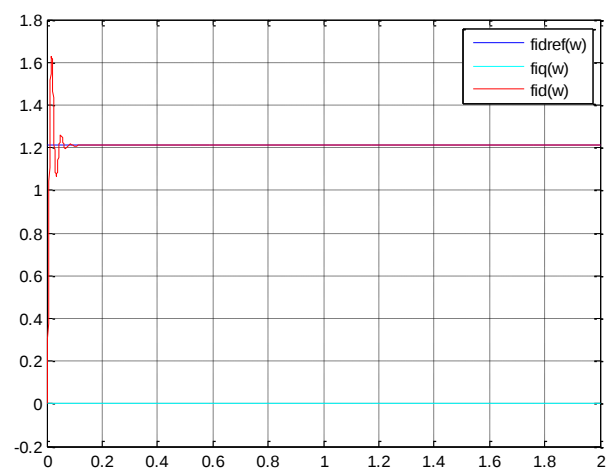
II.7.1.Résultat de simulation à vide :

le couple résistant $C_r=0$

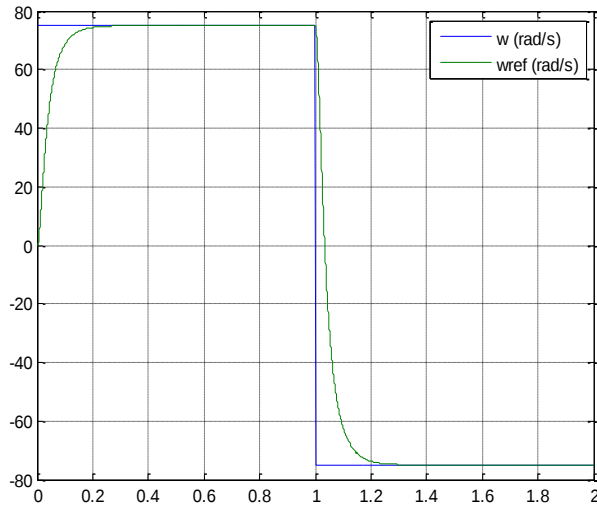
La figure (II.11.a.b.c.d) représente le résultat de simulation de la Commande vectorielle d'un MAS



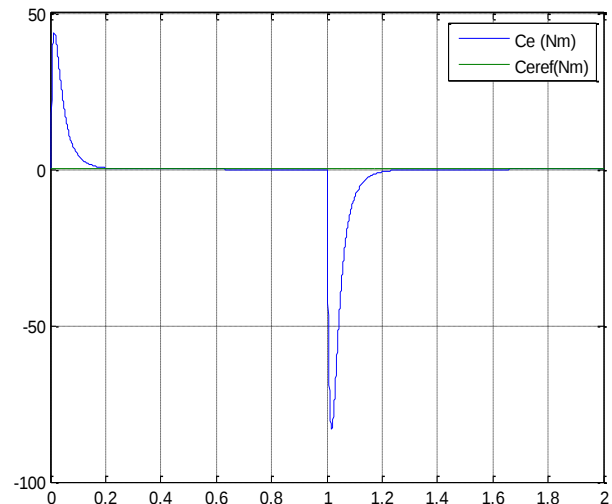
a). le courant



b). le flux



c). la vitesse



d) le couple

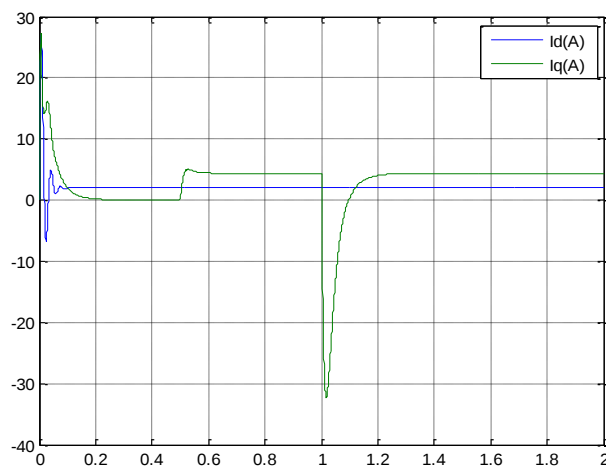
Figure (II.11.a.b.c.d) : Résultat de simulation de la Commande vectorielle d'un MAS.

II.7.2. Interprétation des résultats de simulation à vide :

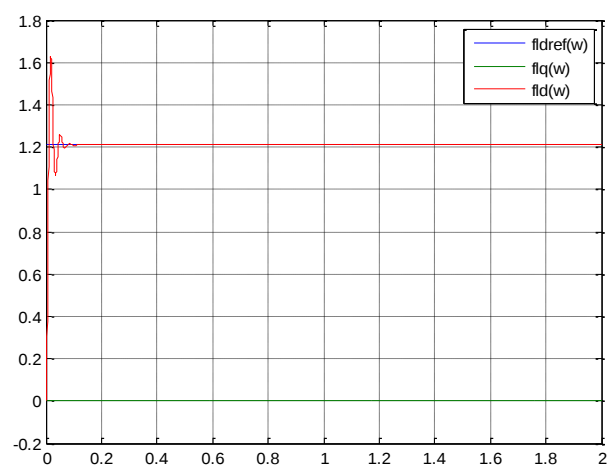
On observe que l'intensité de courant est égale à près $I=27(A)$ dans le régime transitoire après diminue jusqu'à l'instant $T=0,1(s)$ est égale $I=3,5(A)$. Dans le régime permanent la machine stable. Le couple dans le régime transitoire monte jusqu'à $48(Nm)$, à l'instant $T=0,1(s)$ diminue $Ce=10(Nm)$, La vitesse de rotation n'influe pas par la perturbation de système, est prend la valeur c^{ts} dans le régime permanent a cause du régulateur de vitesse PI.

II.7.3. Résultat de simulation en charge :

Le couple résistant $Cr=5,5Nm$; à $t=0,5$. La figure (II.12.a'.b'.c'.d') représente le résultat de simulation de la Commande vectorielle d'un MAS en charge



a').le courant



b').le flux

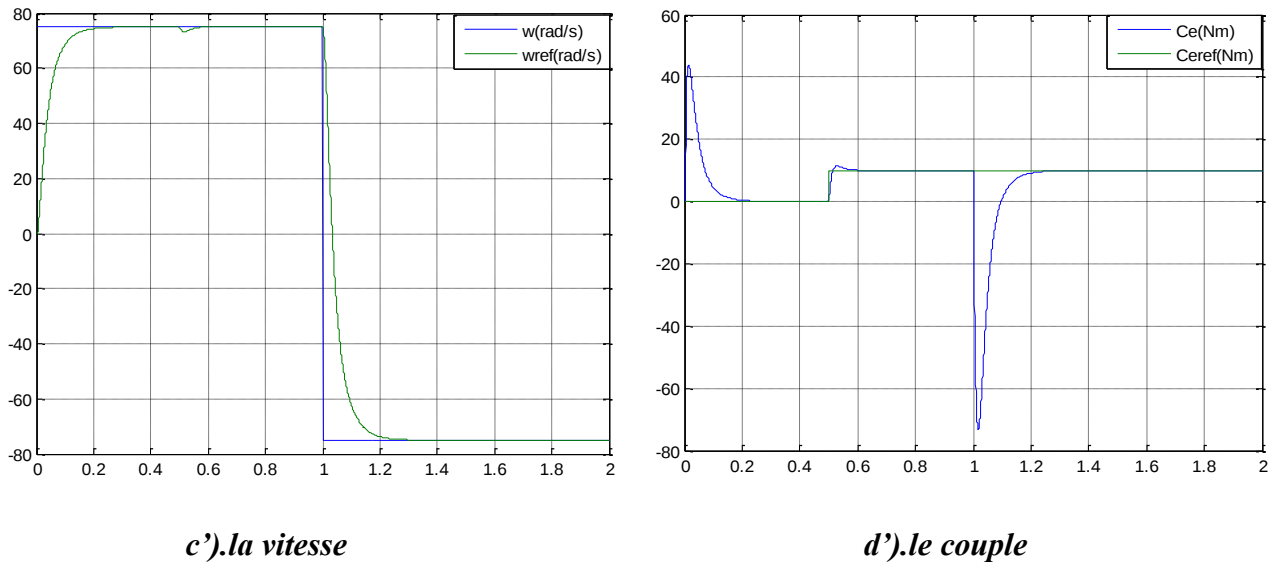


Figure (II. 12.a'.b'.c'.d') : Résultat de simulation de la Commande vectorielle d'un MAS en charge

II.7.4. Interprétation des résultats de simulation en charge :

On observe avec $C_r=5,5\text{Nm}$ que l'intensité de courant est égale à près $I=28(\text{A})$ dans le régime transitoire après diminuer jusqu'à l'instant $T=0,5(\text{s})$ est égale $I=18(\text{A})$. Dans le régime permanent la machine stable ; à l'instant $T=0,5(\text{s})$ on applique couple résistant $C_r=5,5(\text{Nm})$ l'intensité de courant est diminué jusqu'à $I=4(\text{A})$. Le couple dans le régime transitoire monte jusqu'à $42(\text{Nm})$, à l'instant $T=0,1(\text{s})$ diminue $C_e=15(\text{Nm})$, du $T \in [1,2 \text{ } 2]$ le couple prend le régime permanent, à l'instant $T=0,5(\text{s})$ on applique couple résistant $C_r=5,5(\text{Nm})$ couple est diminué jusqu'à $C_e=12(\text{Nm})$. La vitesse de rotation augmente à l'instant de démarrage à $T \in [0 \text{ } 0,2]$; jusqu'à $w=78(\text{rad/s})$, on applique $C_r=5,5(\text{Nm})$ diminue cette dernière, à $T=1,2(\text{s})$ retient le régime permanent.

II.8. Conclusion :

La méthode du flux orienté appliquée au modèle multi-enroulements de la machine asynchrone à cage d'écureuil moyennant un réglage classique, nous a permis de simuler le système, avec ou sans défauts rotoriques. Les résultats obtenus montrent l'influence des ruptures de barres sur le couple électromagnétique, la vitesse de rotation et le courant statorique. Cela se traduit par des ondulations et déformations des allures. Il faut signaler que le régulateur P.I ne permet pas en tout cas de maîtriser le régime transitoire. En outre, la faiblesse de la commande vectorielle, se traduit par l'apparition d'une pointe de courant très gênante pour le bon fonctionnement de la machine. Ce sont les raisons pour lesquelles nous consacrons un chapitre à l'application d'un régulateur flou. On s'intéresse dans ce qui suit à l'estimation des états de la machine asynchrone par le filtre de Kalman étendu, afin de détecter les défauts rotoriques.

Chapitre III

La Théorie de la logique floue

III.1.Introduction :

La logique floue ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché [20]. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de forts non linéarité ou imprécision. Les premières applications de la logique floue au niveau des systèmes de réglage ne parurent que dès 1975. Ce sont les Japonais qui commencent à utiliser dans des produits industriels pour résoudre les problèmes de réglages et récemment cette technique de commande est incluse en Europe, une intense activité de recherche a été introduite afin d'exploiter ce principe de réglage [21]. Les performances de ce réglage seront montrées par des résultats de simulation, et les tests de robustesse seront aussi effectués.

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

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

Voici l'essentiel de l'histoire de la logique floue [22] :

- ✓ 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 [23] .
- ✓ 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. Sugeno au Japon. Ce type de commande fut alors l'objet des premières réalisations remarquables

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

Depuis, la logique floue connaît au Japon un véritable essor dû au fait que les sociétés japonaises ont vite compris ses avantages, à la fois techniques et commerciaux [24] :

- Facilité d'implantation .
- Solutions de problèmes multi variables complexes .
- Robustesse vis-à-vis des incertitudes .
- Possibilité d'intégration du savoir faire de l'expert.

On voit alors apparaître une véritable panoplie de produits estampillés « Fuzzy logic inside », dont on citera les quelques exemples suivants :

Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateur, autocuiseur, ... etc) .

Systèmes audio-visuels (appareil photographique autofocus, caméscope à stabilisateur d'image, photocopieur,... etc.) . Systèmes automobiles embarqués (suspension, climatisation, ... etc.) . Systèmes de transports (train, métro, ascenseur, ... etc.). Enfin, il est intéressant de noter que depuis quelques années des processeurs flous sont apparus sur le marché, et sont de véritables processeurs dédiés à des applications de réglage par la logique floue[25].

III.3. Avantages et inconvénients de la commande par logique floue

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

III.3.1. Les avantages essentiels sont :

- La non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable).
- 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).
- L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non-linéaire).
- Deux solutions sont possibles: solution par logiciels (par microprocesseur, DSP et PC) ou solution matérielle (par fuzzy processeurs).

III.3.2. Les inconvénients de la commande par logique floue sont :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile).

- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable).
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause de fonctionnement non-linéaire.
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

III.4. La logique floue dans l'industrie :

Depuis quelques années, on voit émerger, notamment aux États-Unis, plusieurs applications utilisant des systèmes de contrôle basées sur la théorie des ensembles flous. Les principaux domaines de recherche et d'application de la logique floue sont les suivants :

- Automatisation de la production de fer et de l'acier, purification de l'eau, chaîne de montage et robots de fabrication.
- Commande des instruments (capteur, et instruments de mesure), et reconnaissance de voix et de caractères.
- Conception, jugement et décision (consultation, investissement et développement horaires de train).
- Commande des unités arithmétiques, des micro- ordinateurs, et réalisation des opérateurs.
- Traitement d'information telles que les données, recherche de l'information modélisation des systèmes,... etc.

III.5. Théorie des ensembles floue :

III.5.1. Définition :

Le terme «logique floue » à deux aspects :

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

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

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

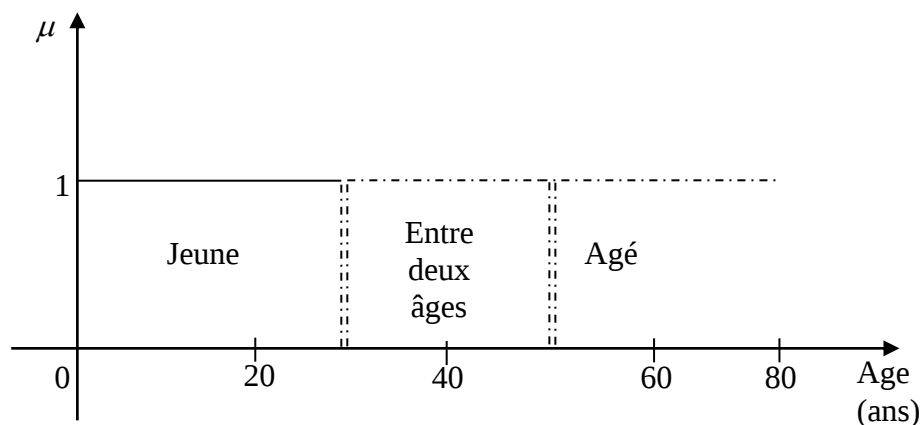


Figure (III.1) : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.

La logique floue, dont la fonction d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 permet de tenir compte de cette réalité. Il est donc possible de trouver une autre classification pour l'exemple précédant à l'aide de la logique floue. Les limites ne varient pas soudainement mais progressivement comme le montre la figure (III.2)

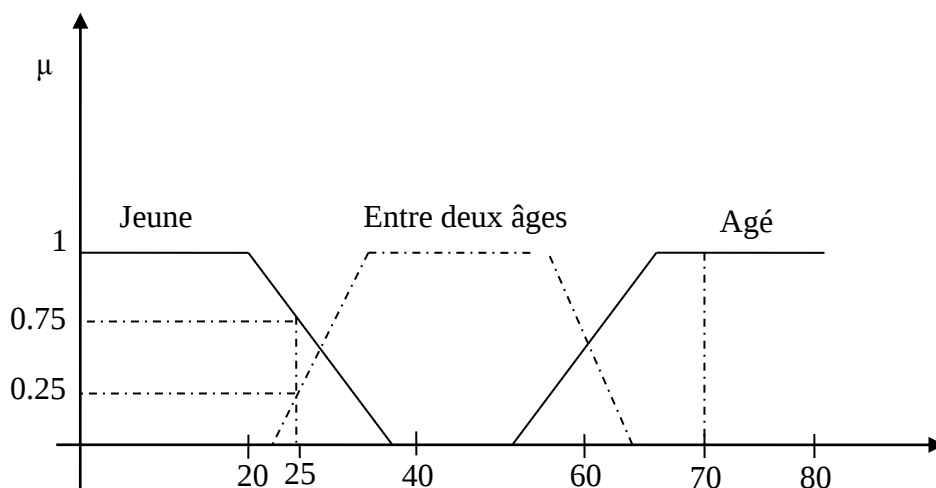


Figure (III.2) : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.

Une personne de 25 ans appartient à l'ensemble « jeune » avec une valeur de la fonction d'appartenance $\mu=0.75$ et à l'ensemble « entre deux âges » avec $\mu=0.25$ par contre, une personne de 70 ans appartient avec une valeur $\mu=1$ à l'ensemble « âgé ».

III.5.2.Ensembles flous:

III.5.2.1.Les sous-ensembles flous

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous, qui sont une généralisation de la théorie des ensembles classiques. Par abus de langage, suivant les us de la littérature, nous utiliserons indifféremment les termes sous-ensembles flous et ensembles flous. Les ensembles classiques sont également appelés ensembles nets, par opposition à flou, et de même la logique classique est également appelée logique booléenne ou binaire[26].

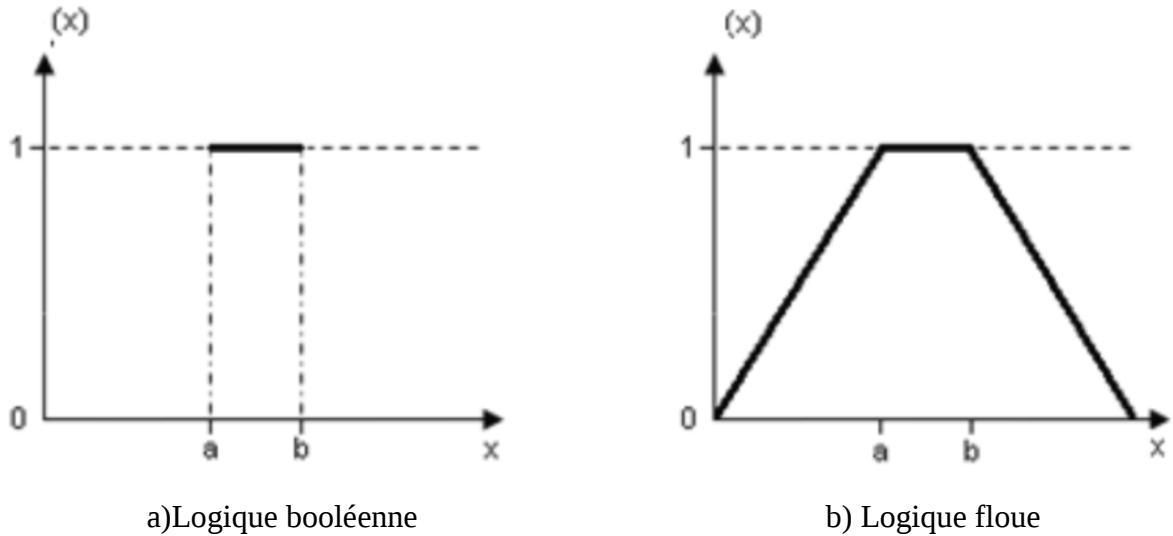


Figure (III.3) : Fonction d'appartenance caractérisant un ensemble classique (a) et d'un ensemble floue (b).

Pour la logique floue, la fonction d'appartenance peut être écrite sous la forme :

$$\mu_F : U \rightarrow [0 \ 1] \quad (III.1)$$

$$F = \{(u, \mu_F(u)), u \in U\}$$

On peut avoir une autre forme de F comme :

$$\begin{cases} F = \int \frac{\mu_F(u)}{u} & \text{si } U \text{ est continu} \\ F = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_F(u_i)}{u_i} & \text{si } U \text{ est discret} \end{cases} \quad (III.2)$$

III.5.2.2.Support :

le support de l'ensemble flou F est l'ensemble numérique de tous les points u dans U tel que $\mu_F(u) > 0$.

III.5.2.3.Point de croisement :

on appelle un point de croisement, l'élément u de U tel que $\mu_F(u)=0.5$.

III.5.2.4.Singleton flou :

si le support de l'ensemble flou contient un seul point $u \in U$ tel que $\mu_F = 1$, on dit qu'il est un singleton flou.

III.5.3.Caractéristique d'un sous ensemble flou :

Les caractéristiques d'un sous ensemble flou E_1 de U les plus utilisés pour décrire sont celle qui montrent à quel point il diffère d'un sous ensemble ordinaire de U [27].

III.5.3.1.Support :

Le support de E_1 est l'ensemble des éléments de U appartiennent, au moins un peu à E_1 .
Définition le support de E_1 , noté $\text{supp}(E_1)$, est la partie U sur laquelle la fonction d'appartenance de E_1 n'est pas nulle :

$$\text{Supp}(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\}$$

III.5.3.2.Hauteur :

La hauteur de E_1 est le plus fort degré avec lequel un élément de U appartient à E_1 .
Définition : la hauteur, notée $h(E_1)$, du sous ensemble flou E_1 de U est la plus grande valeur prise par sa fonction d'appartenance :

$$h(E_1) = \sup_{x \in U} \mu_A(x)$$

On utilise souvent des sous ensemble flous normalisés. C'est-à-dire pour lesquels il existe au moins un élément de U appartient de façon absolue (avec un degré 1) à E_1 .
Définition : le sous ensemble flou E_1 de U est normalisé si sa hauteur $h(E_1)$ est égal à 1.

III.5.3.3.Noyau :

Un ensemble flou normalisé suppose qu'il existe des éléments de U typique de la propriété à laquelle il est associé. Ce sont les éléments appartenant de façon absolue E_1 . Dont l'ensemble est appelé le noyau de E_1 .
Définition : le noyau de E_1 , noté $\text{noy}(E_1)$, est l'ensemble des éléments de U pour lesquels fonction d'appartenance de E_1 vaut 1.

$$\text{noy}(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\}$$

III.5.3.4.Cardinalité :

Lorsque U est fini, on caractérise également le sous ensemble flou E_1 de U par sa cardinalité, qui indique le degré global avec lequel les éléments de U appartiennent à E_1 .

III.5.4. Fonction d'appartenance :

La variable x varie dans un domaine appelé univers de discours, ce dernier est partagé en sous-ensembles flous de façon que dans chaque zone il y ait une situation dominante. Ces zones sont décrites par des fonctions convexes, généralement sous forme triangulaire ou trapézoïdale, elles admettent comme argument la position de la variable x dans l'univers de discours, et comme sortie le degré d'appartenance de x à la situation décrite par la fonction; notée :

$\mu_A(x)$: degré d'appartenance de x au sous ensemble A .

Le choix de la répartition des fonctions, leurs chevauchements ainsi que leurs formes doit être judicieux comme indiqué dans [7-8]. La figure (III.4) donne quelques fonctions d'appartenance.

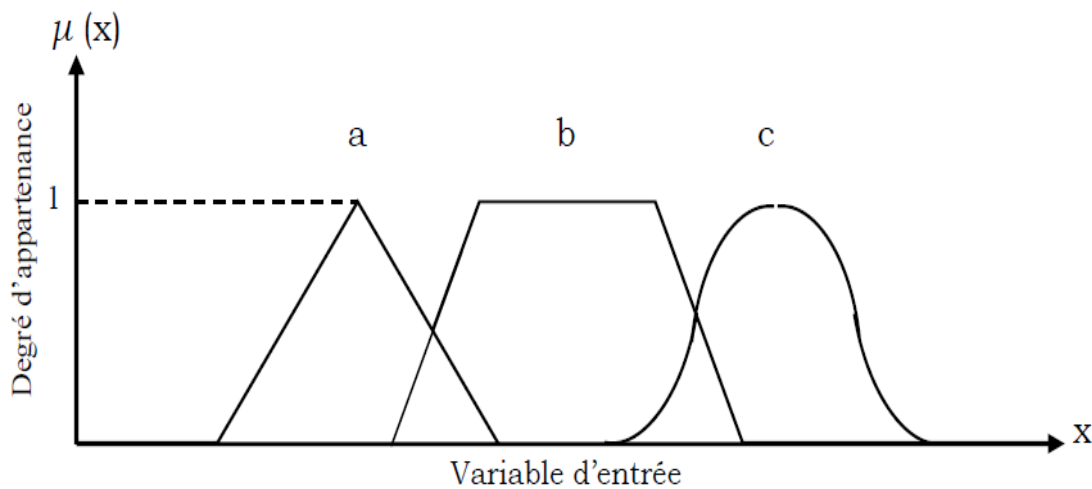


Figure (III.4) : Exemple de fonctions d'appartenance.

- a) Fonction triangulaire.
- b) Fonction trapézoïdale.
- c) Fonction gaussienne.

a) Fonction triangulaire (figure III.4. a)

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

b) Fonction d'appartenance trapézoïdale (figure III.4. b)

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

c) Fonction d'appartenance gaussienne (figure III.4. c)

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[- \left(\frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad -\infty < x < +\infty \quad (\text{III.5}).$$

III.5.5.Variable linguistique :

Le concept des variables linguistiques joue un rôle important dans le domaine de la logique floue. Une variable linguistique comme son nom le suggère, est une variable définie à base de mots ou des phrases au lieu des nombres. En effet, la description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme "quelque, beaucoup, souvent, chaud, froid, rapide, lent, grand, petit ...etc." [28]. Ce genre d'expressions forme ce qu'on appelle des variables linguistiques de la logique floue. Une "variable linguistique" en logique floue est définie par son domaine de variation, souvent appelé univers de discours qui peut être divisé en plusieurs sous-ensembles au moyen de fonctions d'appartenance. En d'autres termes, l'univers de discours couvre l'ensemble des valeurs prises par une variable donnée. Une variable linguistique est caractérisée par un triplé $(x, T(x), u)$ ou :

X : le nom de variable

$T(x)$: ensemble de termes de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x dont chaque valeur est un sous-ensemble flou défini dans U .

U : l'univers de discours.

Comme exemple de variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de termes T (vitesse) peut être :

$$T(\text{vitesse}) = \{\text{lente, moyenne, rapide, ...}\}$$

- **Nombre flou :**

Un nombre flou f dans un univers de discours U continu est un ensemble flou normal et convexe dans U :

$$\begin{cases} \max_{u \in U} \mu(u) = 1 & \text{(normal)} \\ \mu_F(\lambda u_1 + (1-\lambda)u_2) \geq \min(\mu_F(u_1), \mu_F(u_2)) & \text{(convexe)} \\ u_1, u_2 \in U, \lambda \in [0, 1] \end{cases}$$

Ou chaque termes dans T (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours $U = [0, 200]$ par exemple.

Pour les vitesses inférieures ou égales à 80 intervient la variable linguistique (lente), et pour les vitesses supérieures ou égales à 150 intervient la variable linguistique (rapide). Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenances sont montrées sur la figure (III.5)

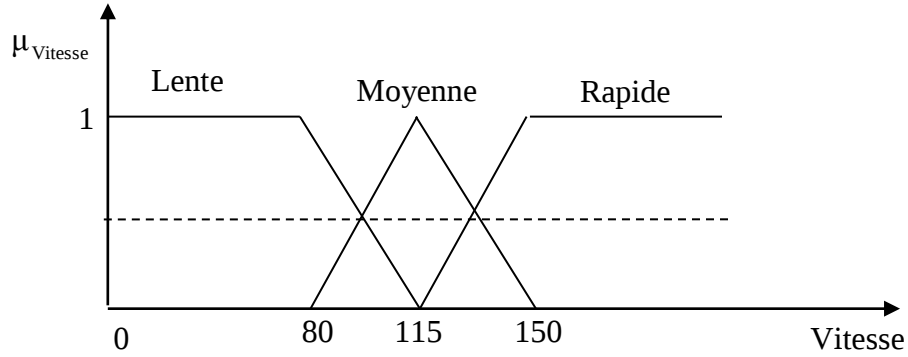


Figure (III.5) : Représentation des variables linguistiques

III.5.6. Opérateurs de la logique floue :

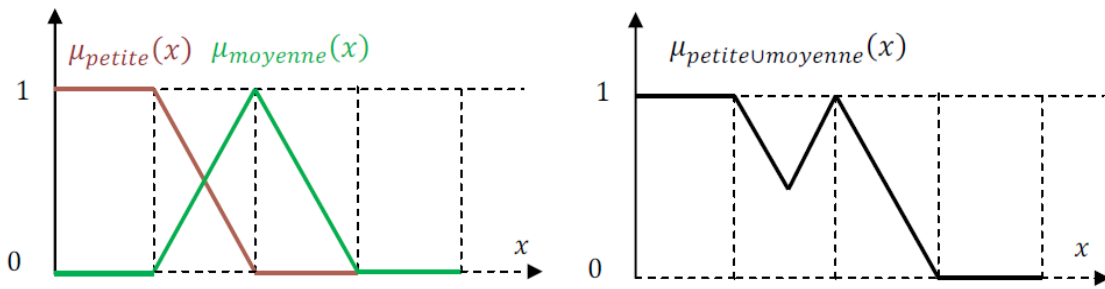
- Dans la théorie des ensembles classiques on définit les relations intersection, union et complémentation qui sont traduites par les opérateurs OU, ET, NON. Ces opérateurs existent également en logique floue, mais sont adaptés aux spécificités de cette logique pour traiter les ensembles flous. Ainsi des opérateurs homologues à ceux de la logique booléenne sont créés en essayant de respecter un certain nombre de propriétés et afin de retrouver les opérations de base existant en logique classique [20].
- Soient A et B, deux sous-ensembles flous d'une variable linguistique définis sur l'univers de discours UD par leurs fonctions d'appartenance respectives μ_A et μ_B .

III.5.6.1. Opérateur OU (l'union) :

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ pour l'ensemble flou $A \cup B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad \forall x \in UD \quad (III.7)$$

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad \forall x \in UD \quad (III.8)$$



a) Partition floue de l'univers de discours

b) Ensemble flou

Figure (III.6) : Union des sous-ensembles flous «petite » et « moyenne » pour la variable Linguistique

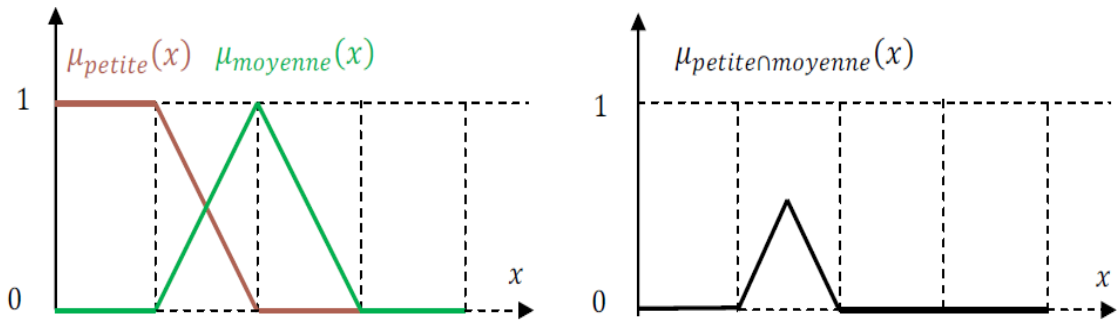
III.5.6.2. Opérateur ET (l'intersection) :

Le sous-ensemble flou, correspondant à l'intersection des sous-ensembles A et B est défini par les éléments x de l'univers de discours UD qui appartiennent à A et à B.

Dans la logique floue, l'opérateur ET peut être exprimé par :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad \forall x \in UD \quad (III.9)$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad \forall x \in UD \quad (III.10)$$



a) Partition floue de l'univers de discours

b) Ensemble flou

Figure (III.7) : Intersection des sous-ensembles flous «petite » et « moyenne » pour la variable Linguistique

III.5.6.3. Opérateurs NON (complément) :

Comme l'illustre la figure (III.8), le sous-ensemble flou complémentaire du sous-ensemble A est un sous-ensemble de l'univers de discours UD défini par les éléments x de l'UD qui n'appartiennent pas au sous-ensemble flou A. On peut exprimer ça par :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad \forall x \in UD \quad (III.11)$$

Le complément flou représente l'opération NON de la logique classique au sens flou.

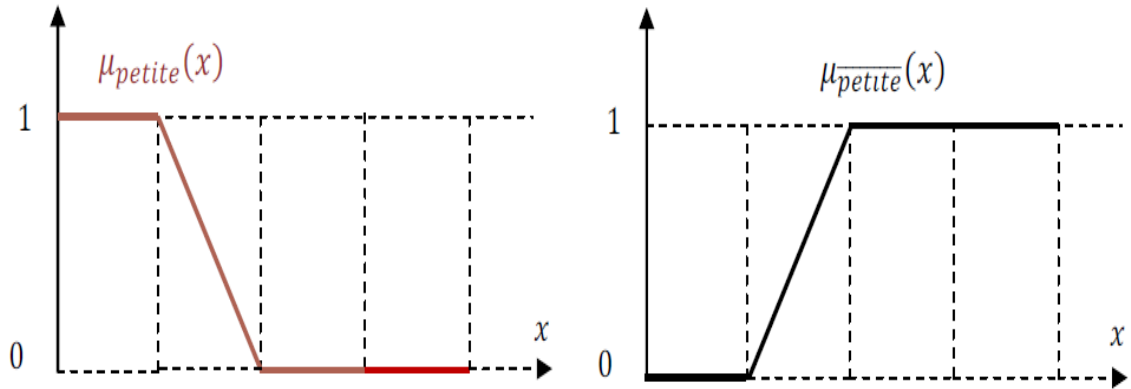


Figure (III.8) : Complémentation du sous-ensemble flou «petite».

III.5.6.4. Produit cartésien :

Soit $A_1, \dots, A_n$ des ensembles flous, dans les univers de discours $u_1, \dots, u_n$ respectivement. Le produit cartésien de $A_1, \dots, A_n$ est un ensemble flou dans l'univers de discours $u_1 \cdot u_2 \cdot \dots \cdot u_n$ dont sa fonction d'appartenance est exprimée par :

$$\mu_{A_1 \cdot A_2 \cdot \dots \cdot A_n}(u_1, u_2, \dots, u_n) = \min \{ \mu_{A_1}(u_1), \dots, \mu_{A_n}(u_n) \}$$

ou :

$$\mu_{A_1 \cdot A_2 \cdot \dots \cdot A_n}(u_1, u_2, \dots, u_n) = \mu_{A_1}(u_1) \cdot \dots \cdot \mu_{A_n}(u_n)$$

(III.12)

III.5.6.5 Relation floue :

Une relation floue est un ensemble flou dans les univers de discours $u_1, \dots, u_n$. Elle est exprimée comme suit :

$$R_{u_1 \cdot u_2 \cdot \dots \cdot u_n} = \{ ((u_1, \dots, u_n), \mu_{R(u_1, \dots, u_n)}) \mid (u_1, \dots, u_n) \in u_1 \cdot \dots \cdot u_n \}$$

(III.13)

III.5.6.6 La composition sup-star :

Soit R et S deux relations floues dans les univers de discours $U \times V$ et $V \times W$ respectivement, la composition de R et S est une relation floue notée ROS telle que :

$$ROS = \{ ((u, w), \sup(\mu_{R(u, v)} * \mu_{S(v, w)})) \mid u \in U, v \in V, w \in W \}$$

(III.14)

Avec $*$ est un opérateur appartient à la norme triangulaire T-norme

III.5.7. Logique floue et raisonnement approximatif :

Règle compositionnelle sup-star pour inférence :

Si R est une relation floue dans $U \times V$ et si x est un ensemble flou dans U , alors la règle compositionnelle “sup-star” pour l'inférence affirme que l'ensemble flou y dans V peut se déduire par : $y = XOR$

Où XOR représente sup-star composition.

III.5.8.Implication floue :

L'implication floue est un opérateur qui a pour but d'évaluer un degré de vérité d'une règle R sous la forme :

Si x est A alors y est B

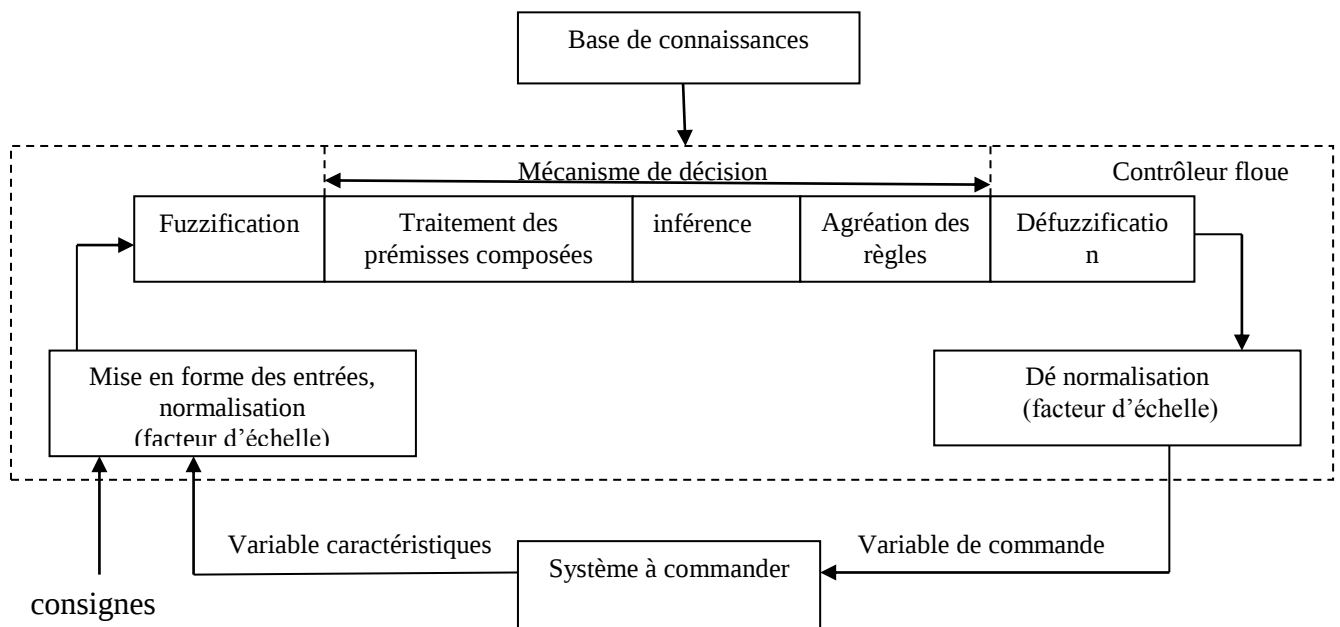
Cette évaluation est donnée à partir des valeurs de la prémisse et celle de la conclusion.

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{III.15})$$

Où I est un opérateur d'implication.

III.6.Le contrôleur floue :

Un contrôleur flou est un système à base de connaissance particulier utilisant un raisonnement en profondeur limitée, dans une procédure de chaînage avant des règles (activation des règles par les prémisses) ; Un schéma représentatif peut être le suivant : [21]



Figure(III.9):Structure de base d'un contrôleur flou

III.6.1.Normalisation :

Cette première étape permet le traitement des variables d'entrée du contrôleur flou. Par exemple, calcul d'erreurs (Différence entre grandeurs mesurée et consignes) et variation d'erreurs. L'utilisation de domaine normalisée (Univers de discours compris entre $[-1, 1]$) nécessite une transformation d'échelle, celle-ci est réalisée par l'intermédiaire de facteurs d'échelle de transformation des grandeurs physiques des entrées en des valeurs normalisées appartenant à l'intervalle $[-1, 1]$.

III.6.2.Fuzzification :

La fuzzification est l'opération qui consiste à affecter pour chaque entrée physique, un degré d'appartenance à chaque sous-ensemble flou. En d'autres termes c'est l'opération qui permet le passage du numérique (grandeurs physiques) au symbolique (variables floues) [28]. Pour illustrer le mécanisme de la fuzzification, nous allons donner un exemple en fixant comme valeur d'entrée $e_k = 0.45$. Le résultat de la fuzzification sera présenté sur la figure (III.10). On remarque que pour cette erreur correspond les ensembles flous PP et PM avec les degrés d'appartenance $\mu_{PP}(e_k) = 0.75$ et $\mu_{PM}(e_k) = 0.25$.

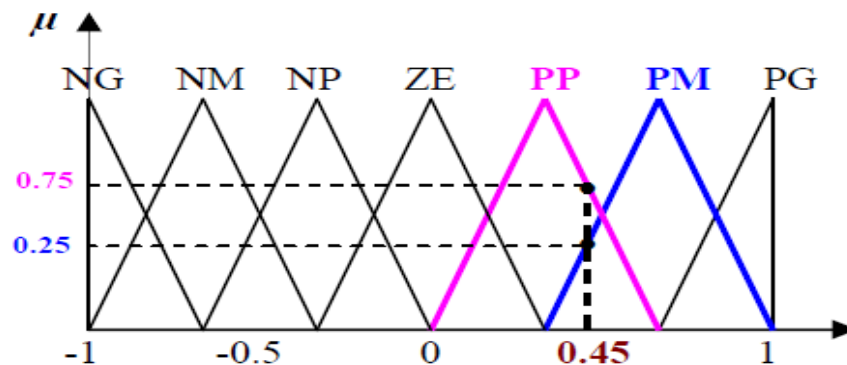


Figure (III.10) : Exemple de fuzzification

III.6.3 Règles d'inférence floue :

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Elle a l'aptitude de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et l'expertise. On peut décrire l'inférence de manière explicite par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles. Chaque règle possède une condition précédée du symbole SI et une conclusion, action ou opération, précédée du symbole ALORS. Selon la stratégie du réglage adopté. Pour la présentation des différentes possibilités d'exprimer les inférences, on choisit un exemple de système à régler avec deux variables floues x_1 et x_2 qui forment les variables d'entrées de l'inférence, et une variable de sortie x_r exprimée elle aussi comme variable floue. Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons.

La description linguistique des inférences peut être écrite comme suit :

SI (x_1 est négatif grand ET x_2 est environ zéro) ALORS (x_r est négatif grand), Où

SI (x_1 est négatif grand ET x_2 est positif moyen) ALORS (x_r est positif moyen)

La condition d'une règle peut aussi contenir des opérateurs OU et NON, et les règles sont déterminées selon la stratégie de réglage adoptée [29].

- Symboliquement il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

SI(x_1 NG **ET** x_2 EZ) **ALORS** x_r = NG, OU

SI(x_1 NG **ET** x_2 PM) **ALORS** x_r = PM,

Ainsi de suite.

- Par matrice d'inférence elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées (x_1 et x_2). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie (x_r) définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles. Si toutes les cases de la matrice sont remplies, on parle alors de règles d'inférence complètes [21].

III.6.4. Défuzzification :

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées sont, [22]:

III..6.4.1. Méthode du maximum vitesse :

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

III..6.4.2. Méthode de la moyenne des maxima :

Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale [20].

III..6.4.3. Méthode du centre de gravité :

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

$$: \quad \Delta u_n = \frac{\int x \cdot \mu(x) dx}{\int \mu(x) dx} \quad (\text{III.16})$$

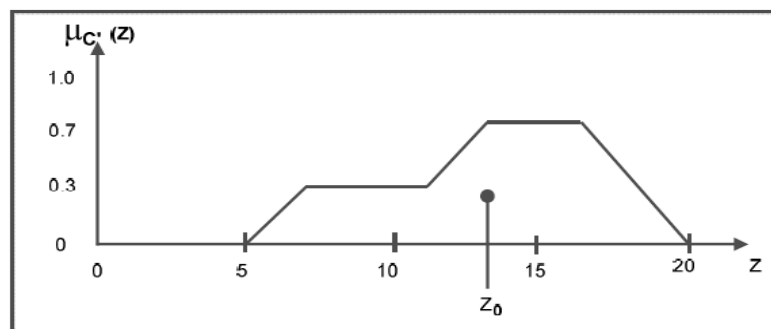


Figure (III.11) : Méthode du centre de gravité

III.6.5.Denormalisation :

Cette dernière étape transforme les valeurs normalisées des variables de commande des valeurs appartenant à leur domaine physique respectif.

III.7.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'utilisation de la logique floue en commande, et au développement des contrôleurs flous pour les deux algorithmes de commutation. Dans le chapitre suivant, on s'intéressera au développement du système *RLF* et ses résultats de simulation.

Chapitre IV

*Commande Par Logique
floue de la machine
asynchrone*

IV.1.Introduction :

La logique floue est une description mathématique d'un processus basée sur la théorie des ensembles flous. Cette théorie introduite en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh .A cette époque la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (*1 ou 0*), ont commencé à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement .Son but est, comme en automatique classique, de traiter des problèmes de commande de processus c'est-à-dire de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus, mais son approche est différente de celle de l'automatique classique. Elle se sert le plus souvent des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus [31]. Le but de ce chapitre est de représenter un premier temps un bref rappel sur les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone triphasée par un remplacement du régulateur classique de vitesse de commande par linéarisation entrée sortie par un régulateur flou. [32].

IV.2.Réglage et commande par logique floue :

Des expériences ont montré que, dans de nombreux cas, les résultats obtenus avec un régulateur flou (technique non conventionnelle) sont meilleurs que ceux obtenus avec des algorithmes de contrôle conventionnels. Ainsi, le contrôle par la logique floue peut être vu comme un pas vers un rapprochement entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine. La commande par logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique flou (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique [27]. Dans ce qui suit, nous allons présenter les bases générales de la commande par logique floue et la procédure générale de la conception d'un réglage par logique floue. Nous allons détailler les démarches de la conception d'un RLF pour commander la vitesse de la machine asynchrone.

IV.2.1. Structure d'une commande par logique floue :

Un régulateur flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux à savoir : la base de règle, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification comme il est montré par la figure (IV.1): [33].

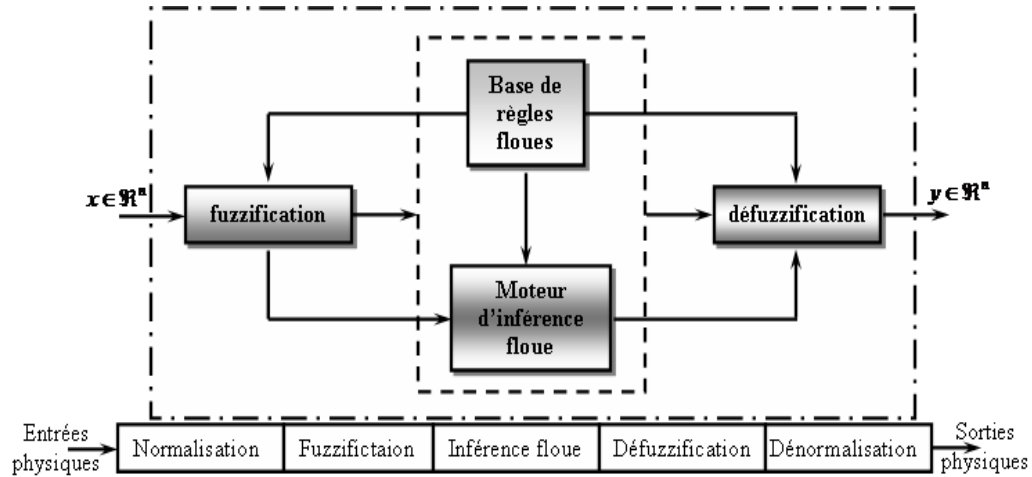


Figure (IV.1) : Structure d'un contrôleur flou

IV.2.1.1. L'interface de fuzzification :

Cette interface accomplit les fonctions suivantes :

- La définition des fonctions d'appartenances pour les variables d'entrées.
- Le passage des grandeurs physiques en variables linguistiques qui peuvent être ainsi traitées par les règles d'inférences.

Il existe deux techniques de fuzzification :

1. la fuzzification singleton.
2. la fuzzification non singleton.

La Fuzzification singleton est la plus utilisée en contrôle, elle interprète un point numérique μ_0 comme un ensemble flou $A_{\text{dans } X}$, ayant pour fonction d'appartenance $\mu_A(x)$.

$$\text{Avec : } \mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si } x \neq x_0 \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

IV.2.1.2. Base de règles :

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final elle est composée [34] :

1. D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation
2. la base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles :
Si <condition> Alors <conséquence>

• **Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani) :**

La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur « *ET* » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « *ALORS* », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « *OU* » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum

• **Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen) :**

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « *ET* » par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par « *ALORS* » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « *OU* », qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum.

• **Méthode de Sugeno :**

L'opérateur « *ET* » est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

IV.3. Application de la logique floue à la commande de la vitesse de la MAS :

Dans cette partie, nous allons suivre les étapes indiquées dans le diagramme de la figure (IV.1) pour concevoir un régulateur par logique floue de type Mamdani pour la boucle de commande de vitesse.

IV.3.1. Conception d'un RLF :

Les étapes principales pour concevoir un FLC sont montrées à la figure (IV. 2). D'abord, il faut étudier le système à régler (procédé) et en faire une description adéquate. Il ne s'agit pas d'une analyse afin d'établir un modèle mathématique. On doit plutôt déterminer les grandeurs mesurables et analyser les comportements dynamiques du procédé vis-à-vis de la variation de la grandeur de commande. La description peut faire appel aux variables linguistiques qui peuvent être incorporées aux connaissances de théorie de commande et/ou aux expériences d'opération. On peut alors établir les bases de données et de règles

nécessaires pour déterminer la stratégie de réglage. On passe par la suite à la conception du FLC qui comprend la fuzzification, les inférences et la défuzzification. Il est généralement nécessaire de modifier les fonctions d'appartenance et les règles floues interactivement en plusieurs passages, afin de trouver un comportement acceptable [35]

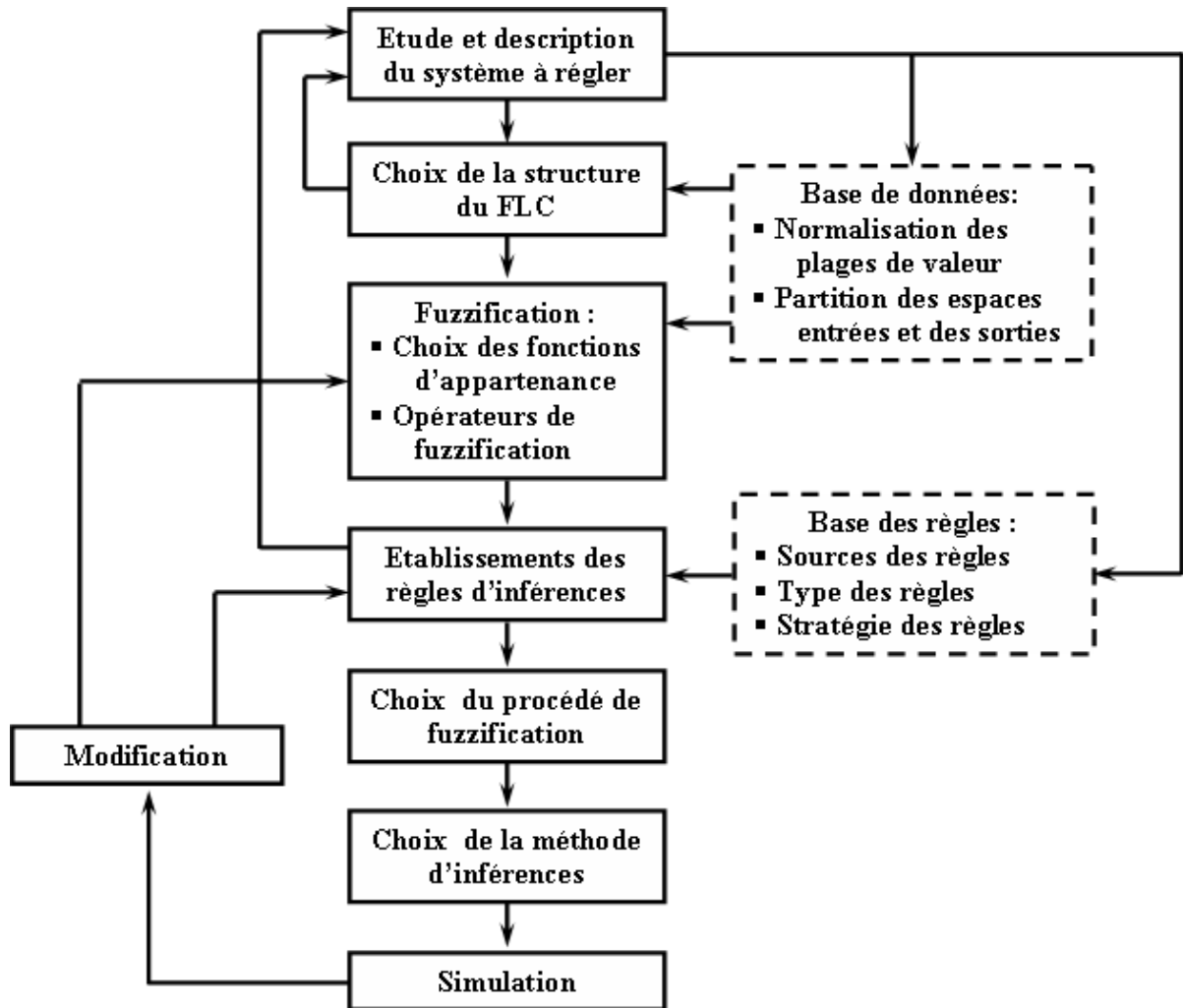


Figure (IV.2) : Etapes principales lors de la conception d'un FLC

IV.3.2. Développement d'un régulateur floue :

Après avoir énoncé des concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou. Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande par linéarisation entrée sortie de la machine asynchrone. La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe. La grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est le couple électromagnétique. Le contrôleur développé utilise le schéma proposé par Mamdani. Ce schéma est présenté par la figure (IV.3) il est composé [37]. :

- Des facteurs de normalisation associent à l'erreur(e), à sa variation (Δe) et à la variation de la commande (Δu).
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et sa variation.
- Des règles de contrôle flou.
- La stratégie de commande est présentée par une matrice d'inférence du même type celle présentée dans le tableau (IV.1).
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique.
- D'un intégrateur.

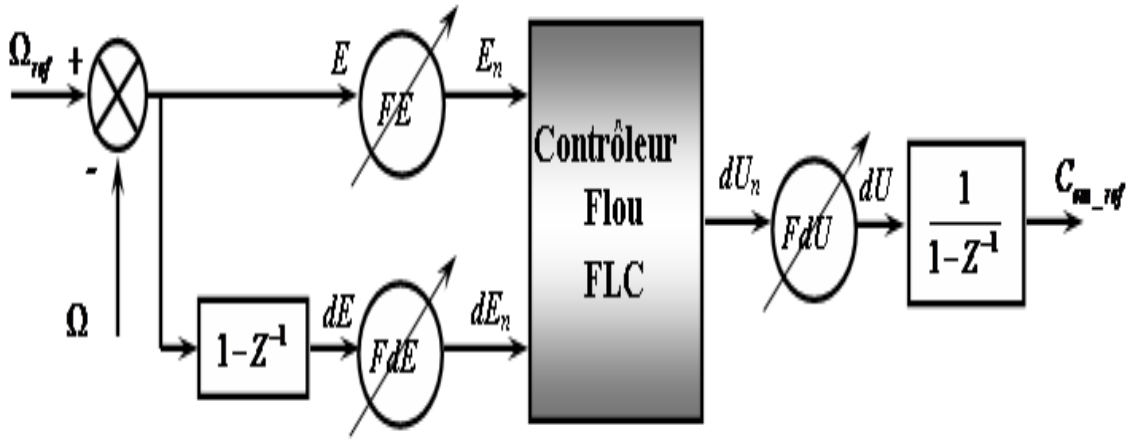


Figure (IV.3) : Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons :

E : L'erreur, elle est définie par :

$$E(k) = \Omega_{ref}(k) - \Omega(k) \quad (IV.2)$$

dE : La dérivée de l'erreur, elle est approchée par :

$$dE(k) = \frac{E(k) - E(k-1)}{T_e} \quad (IV.3)$$

T_e : Etant la période d'échantillonnage.

La sortie du régulateur est donnée par :

$$C_{eref}(k) = C_{eref}(k-1) + dU(k) \quad (IV.4)$$

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les

grandeurs indicées "n" sont donc les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou. Les règles d'inférences permettent de déterminer le comportement du contrôleur flou. Il doit donc inclure des étapes intermédiaires qui lui permettent de passer des grandeurs réelles vers les grandeurs floues et vice versa ; ce sont les étapes de fuzzification et de défuzzification (figure IV.5). Les entrées du contrôleur flou E_n et dE_n sont normalisées par l'utilisation des expressions suivantes :

$$E_n = k_e E \quad (IV.5)$$

$$dE_n = k_e dE \quad (IV.6)$$

De la même façon, la sortie dU_n du contrôleur est dénormalisée à dU en utilisant la relation suivante :

$$dU_n = k_e dU \quad (IV.7)$$

Il est important de bien choisir les plages de valeurs. Un bon choix de plages avec une bonne répartition peut garantir une conception réussie. En revanche, un mauvais choix entraîne des longues corrections dans les étapes qui suivent; il faut souvent même redéfinir les plages des valeurs afin d'éviter l'échec dans la conception. Un bon choix demande de l'expérience et de la connaissance du système à commander [35],

IV.3.2.1. Etape du fuzzification :

Les ensembles flous des variables d'entrée (E_n , dE_n) et de sortie dU_n sont défini par des fonctions d'appartenance à 7 ou 5 ou 3 ensembles (figure IV.4). Une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler [36]. Les différents ensembles sont caractérisés par des désignations standard

- Négative Grande NG
- Négative Moyenne NM
- Négative Petite NP
- Environ Zéro EZ
- Positive Petite PP
- Positive Moyenne PM
- Positive Grande PG

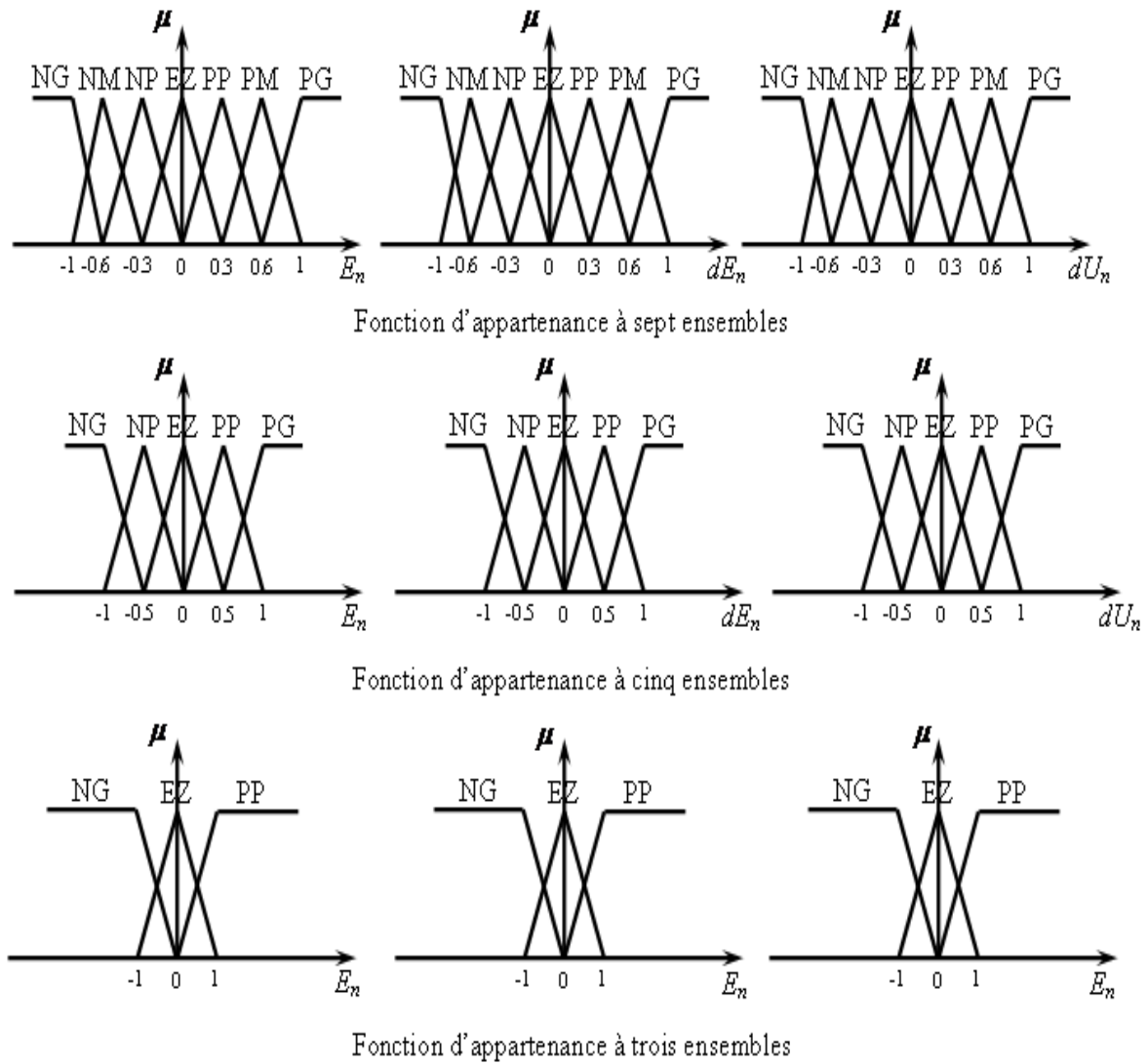


Figure (IV.4) : Les fonctions d'appartenance

IV.3.2.2. Etape d'établissement des règles d'inférence :

A partir de l'étude du comportement du système en boucle fermée de la vitesse basée sur les expériences, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons constaté, il y a sept ensembles flous, ce qui implique quarante-neuf combinaisons possibles de ces entrées, d'où quarante-neuf règles.[35] Les règles sont du genre:

Règle 1. SI E_n est NG ET dE_n NG ALORS dU_n est NG

Règle 2. SI E_n est NG ET dE_n NM ALORS dU_n est NG.

.Règle n. SI E_n est PG ET dE_n PG ALORS dU_n est PG

Les 49 règles décrites précédemment peuvent être présentes dans une matrice dite matrice

d'inférence montrée dans le tableau suivant, où un exemple pour la règle 35 est illustré

E_w CE_w	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

EX : règle 35 : Si $E_w = \text{PG}$ et $CE_w = \text{PP}$ alors $Ci_{qs}^* = \text{PG}$

Tableau (IV.1) : Table de règles pour le RLF de vitesse

IV.3.2.3. 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 [34]. L'abscisse du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^{+1} x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^{+1} \mu_B(x) dx} \quad (\text{IV.8})$$

IV.4. Développement du contrôleur flou :

IV.4.1 Description du contrôleur :

Notre but est de contrôler la vitesse rotorique d'une machine asynchrone. Le contrôleur développé utilise le schéma proposé par Mamdani. Ce schéma est représenté par la figure (IV.5), il est composé:

- ❖ Des facteurs de normalisation associés à l'erreur e , à sa variation Δe et à la variation de la commande (Δu);
- ❖ D'un bloc de fuzzification de l'erreur et sa variation;

- ❖ Des règles de contrôle flou;
- ❖ La stratégie de commande est présentée par une matrice d'inférence du même type que celle présentée dans le tableau (IV.1);
- ❖ D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique;
- ❖ D'un intégrateur.

La sortie du régulateur est donnée par :

$$V_{rd}^v = V_{rd}^v(k-1) + du(k) \quad (IV.9)$$

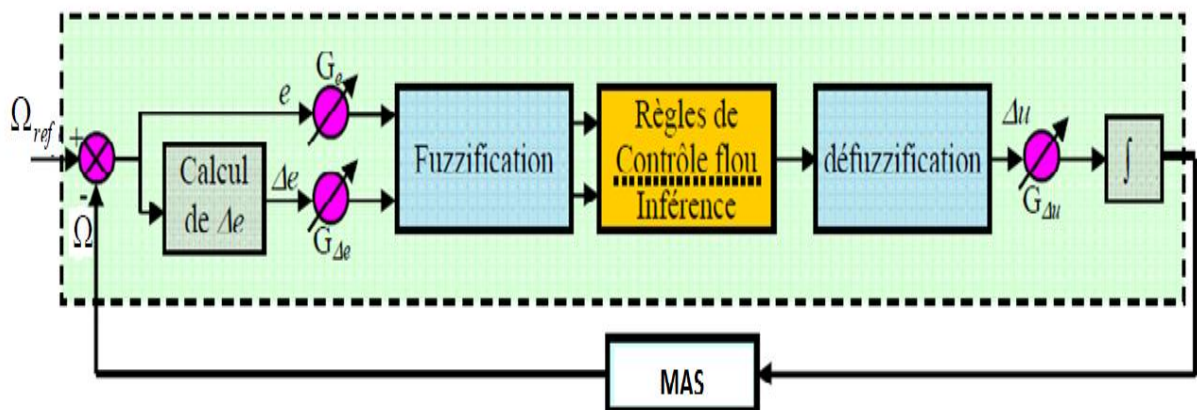


Figure (IV.5) : Schéma bloc d'un contrôleur flou.

Le contrôleur flou considéré utilise [36]:

- Les fonctions d'appartenances triangulaires et trapézoïdales, ce choix est du à la simplicité de mise en œuvre ;
- Un univers de discours normalisé;
- L'univers de discours est découpé en sept (réglage fin) pour les variables d'entrées et de sortie; une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler, [38].
- L'implication de Mamdani pour l'inférence;
- La méthode du centre de gravité pour la défuzzification;

La figure (IV.6) représente les fonctions d'appartenance utilisées par le contrôleur.

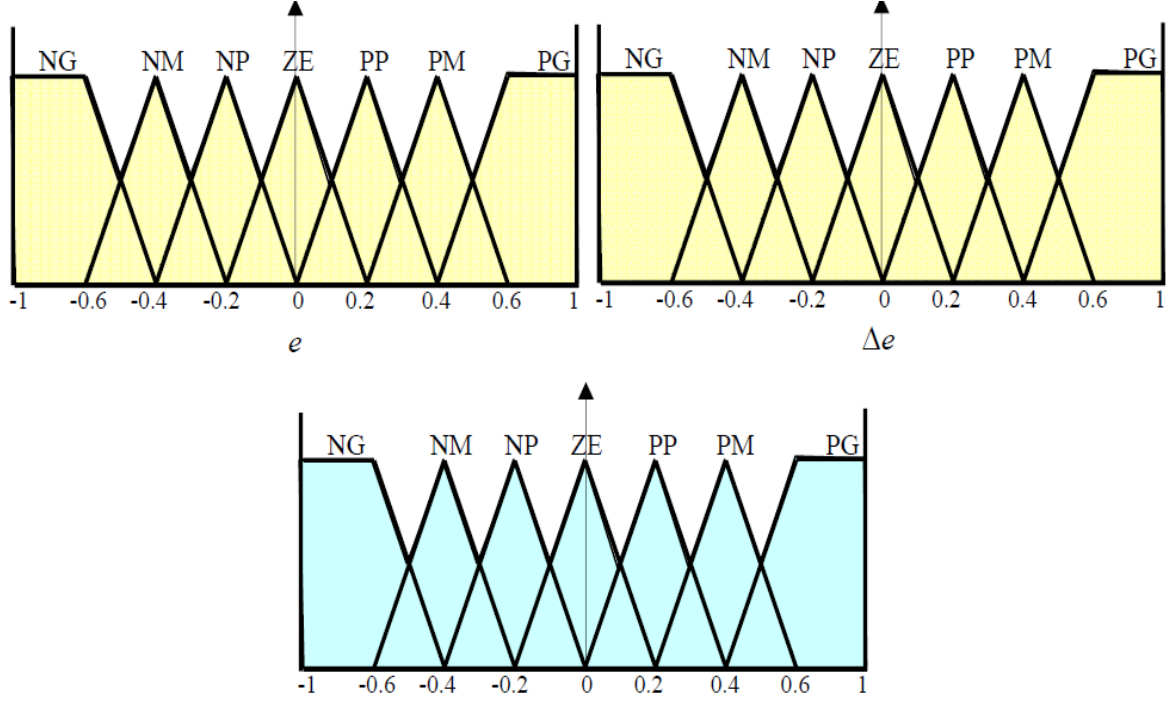


Figure (IV.6) : Fonctions d'appartenance utilisées par le contrôleur.

IV.4.2. Loi de commande :

Cette loi est fonction de l'erreur et sa variation ($u = f(e, \Delta e)$). Elle est donnée par :

$$u_{k+1} = u_k + G_{\Delta u} \cdot \Delta u_{k+1} \quad (IV.10)$$

Avec : $G_{\Delta u}$ le gain associé à la commande u_{k+1}

Δu_{k+1} : La variation de la commande.

L'erreur e et la variation de l'erreur Δe sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} x_e = G_e \cdot e \\ x_{\Delta e} = G_{\Delta e} \cdot \Delta e \end{cases} \quad (IV.11)$$

Avec : G_e et $G_{\Delta e}$ sont les facteurs d'échelle (normalisation). Nous faisons varier ces facteurs jusqu'à ce qu'on puisse avoir un phénomène transitoire de réglage convenable. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande.

IV.5. Résultats de simulation et évaluation :

IV.5.1. Schéma fonctionnement :

Afin de conclure sur les performances de l'utilisation d'une régulation par la logique floue nous allons présenter les simulations réalisées sur une machine asynchrone linéarisée alimenté par un onduleur de tension commandé en tension [34], le schéma bloc de cette simulation est présenté par la figure (IV.7). Les gains du régulateur flou sont ajustés par tâtonnement pour atteindre les performances désirées. L'univers de discours des variables d'entrées et de sortie du contrôleur est divisé en sept sous-ensembles (NG, NM, NP, EZ, PP, PM, PG) de forme triangulaire et trapézoïdale. Ces performances ont été établies à partir de la

simulation des modes de fonctionnement suivants : un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge, une inversion de sens de rotation, fonctionnement à basse vitesse, test de variation de vitesse avec une application d'un couple de charge, la robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques (résistance statorique et résistance rotorique) et tester l'effet de la variation de l'inertie sur le comportement du système

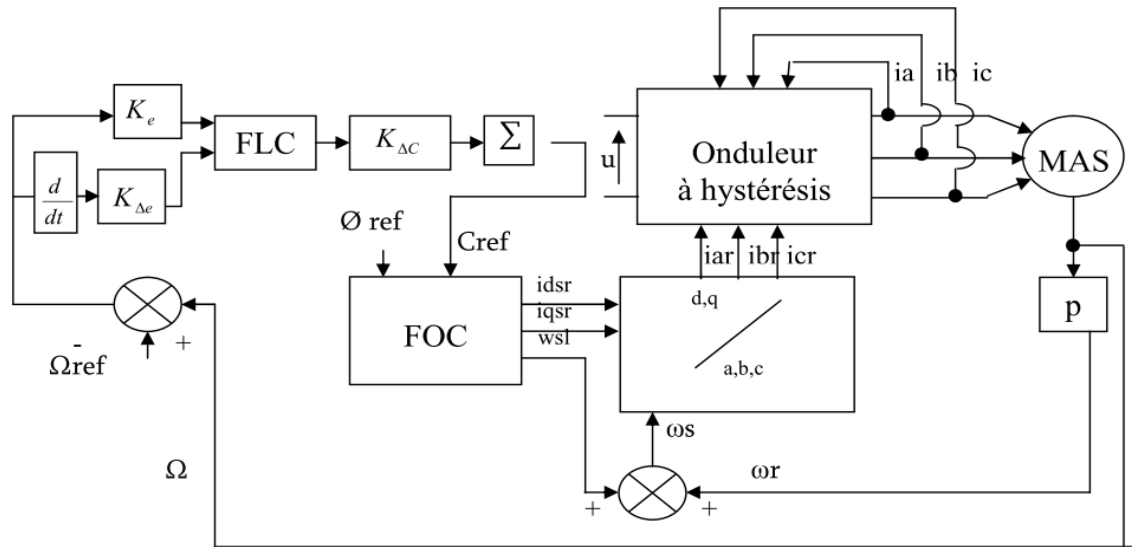


Figure (IV.7) : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une MAS linéarisant

IV.5.2. Schéma bloc Simulink de la commande par logique floue de la MAS :

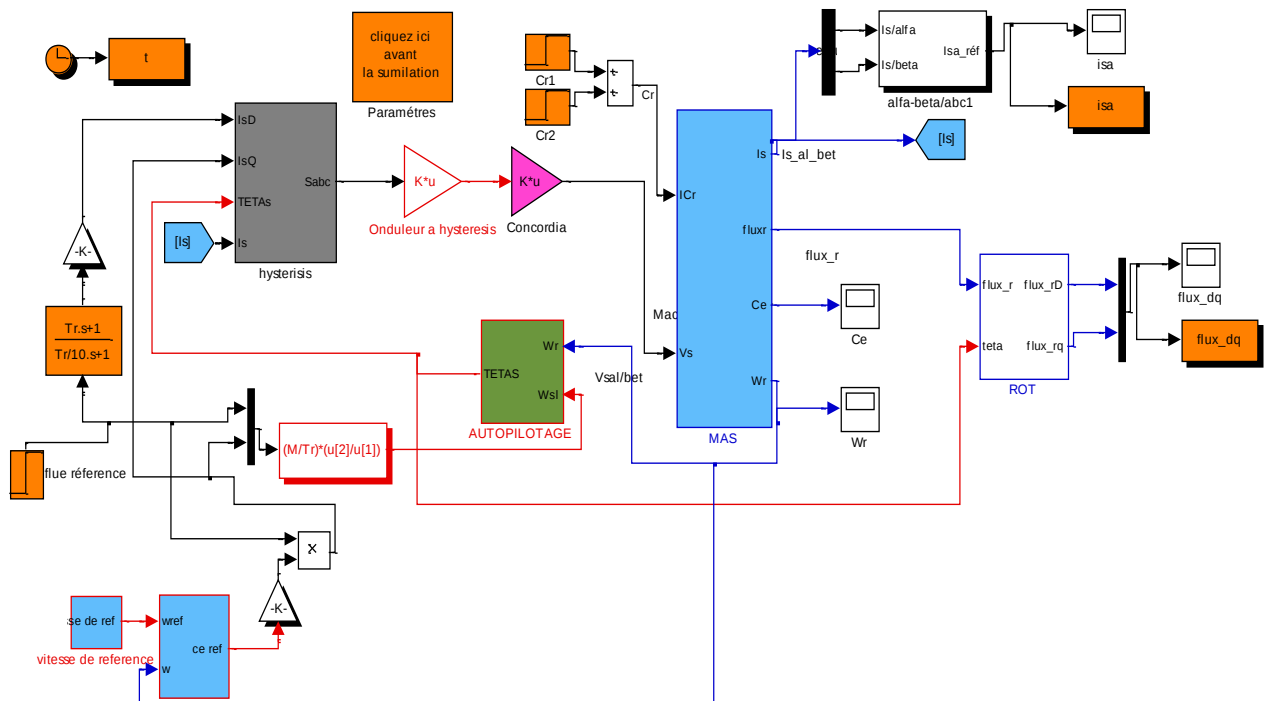


Figure (IV.8) : Modèle machine asynchrone de la commande par logique floue

IV.5.3. Test un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge :

La figure (IV.9) représente l'évolution du comportement de la MAS dans des conditions de charge variable. Après d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence 100 rad/s , on fait subir à la machine une charge nominale de 25 Nm dans l'intervalle $t = [0.3 \text{ } 0.6] \text{ s}$. Nous avons obtenu d'une réponse de la vitesse est très satisfaisante, les impacts de charge n'ont pas d'influence sur ses valeurs. Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux lors de l'application de la charge qui est rapidement rejetée par le contrôleur flou de la vitesse.

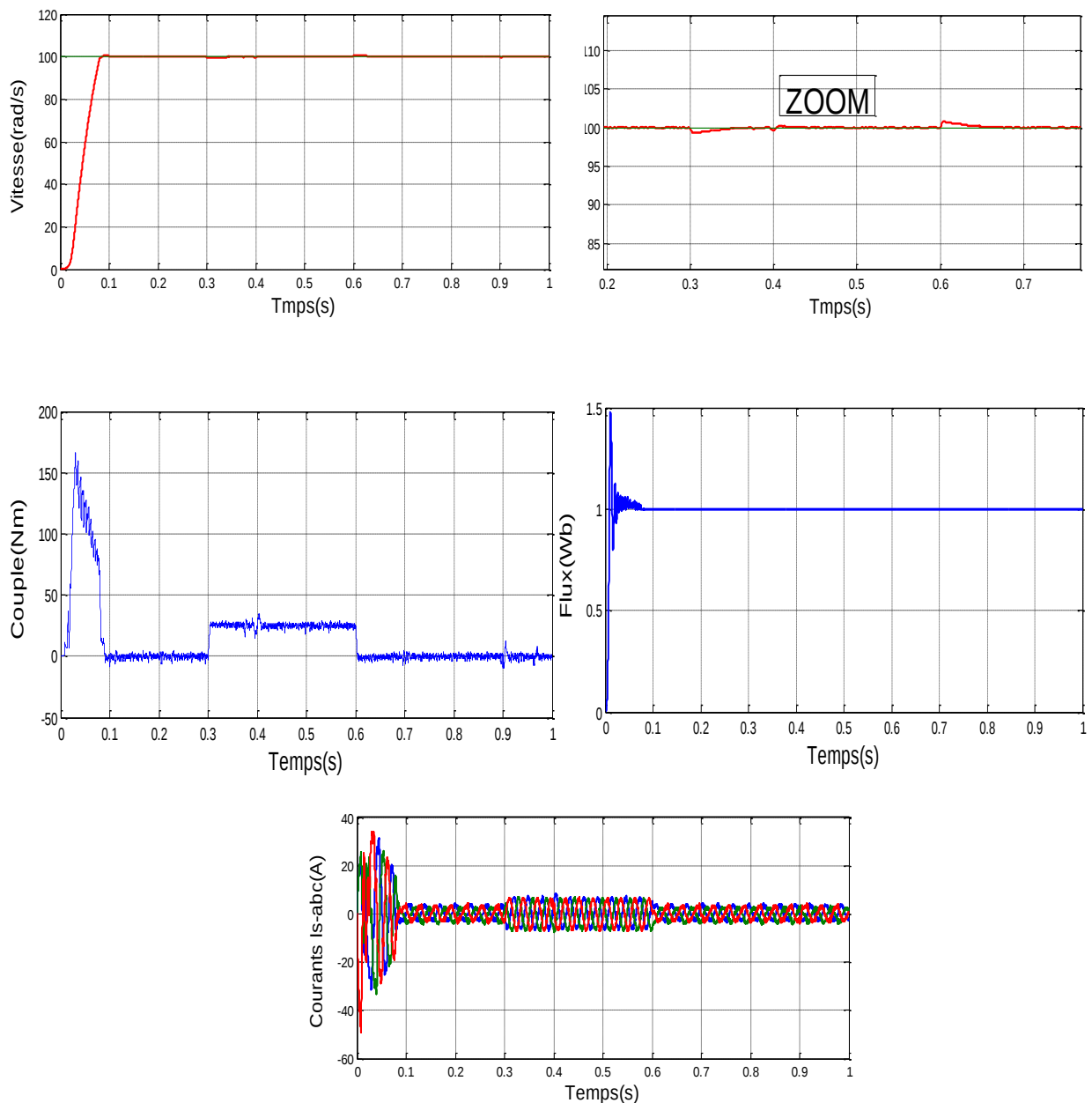


Figure (IV.9) : Comportement dynamique de la MAS lors d'un démarrage vide suivi d'une variation de la charge

IV.5.4. Test d'une inversion de sens de rotation de la vitesse :

Les résultats de la figure (IV.10) ont été obtenus suite à un démarrage à vide suivi par une variation de la consigne de vitesse de 100rad/s à -100rad/s , à partir de l'instant $t=0.5\text{s}$, nous avons remarqué que la réponse en vitesse est très satisfaisante dans les deux zones de fonctionnement rapide et précise. Que la machine tourne à la vitesse de $+100\text{rad/s}$ ou à vitesse du sens inverse de -100rad/s l'inversion de rotation de la vitesse permet de déduire que la commande est robuste la met en évidence le découplage du flux sous l'action d'une inversion de vitesse.

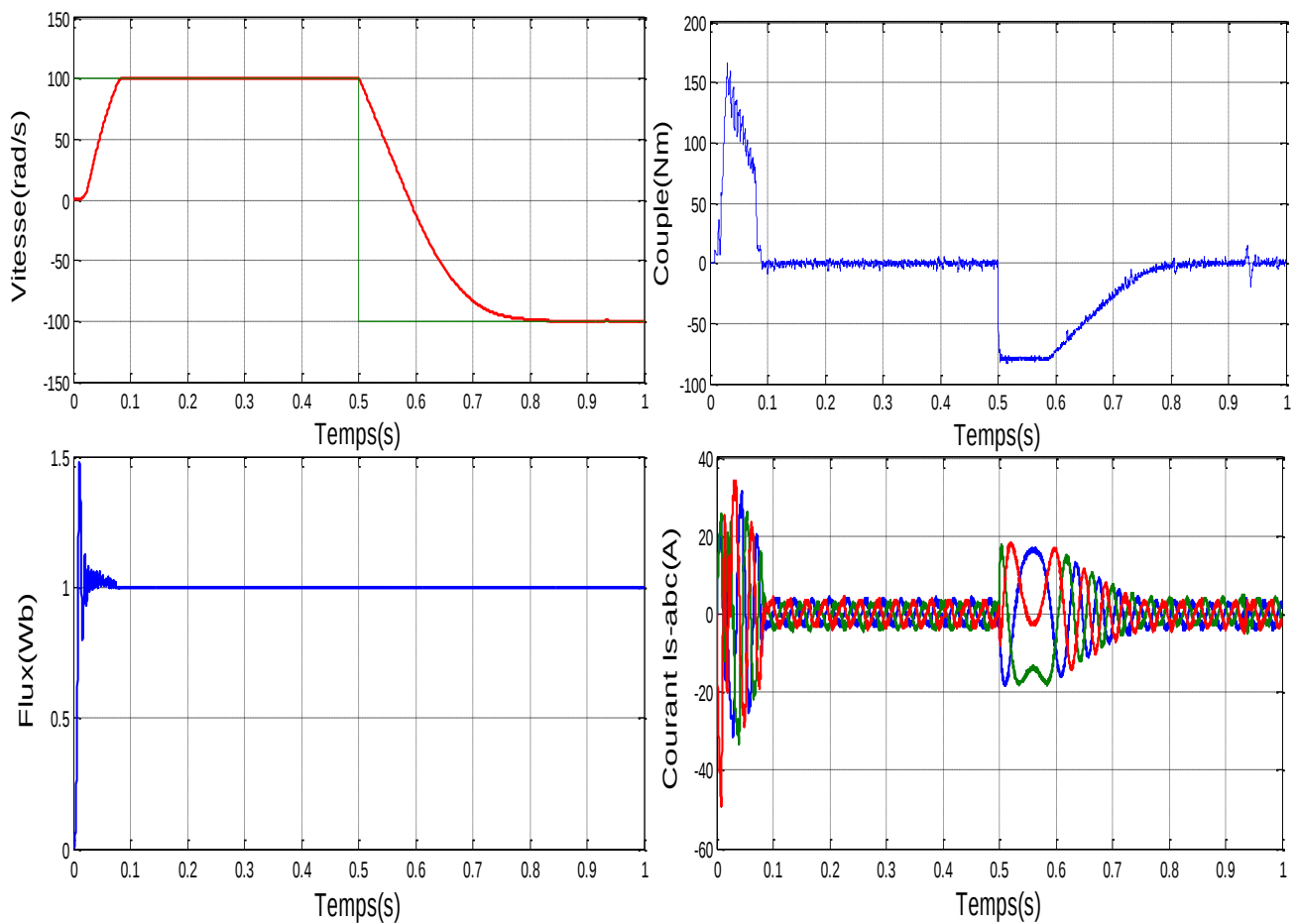


Figure (IV.10) : Comportement dynamique de la MAS lors d'une inversion du sens de la rotation de la vitesse

IV.5.5. Test de fonctionnement à basse vitesse :

Les résultats de la figure (IV.11) ont été obtenus suite à un démarrage à vide suivi par une variation de la consigne de vitesse de $+10\text{rad/s}$ à -10rad/s , à partir de l'instant $t=0.5\text{s}$, nous avons remarqué que la réponse en basse vitesse est très satisfaisante dans les deux zones de fonctionnement rapide et précise. Que la machine tourne à la vitesse de $+10\text{rad/s}$ ou à vitesse du sens inverse de -10rad/s le découplage entre le flux et la variation de la vitesse est vérifié. La commande à basse vitesse permet de déduire que la commande est robuste

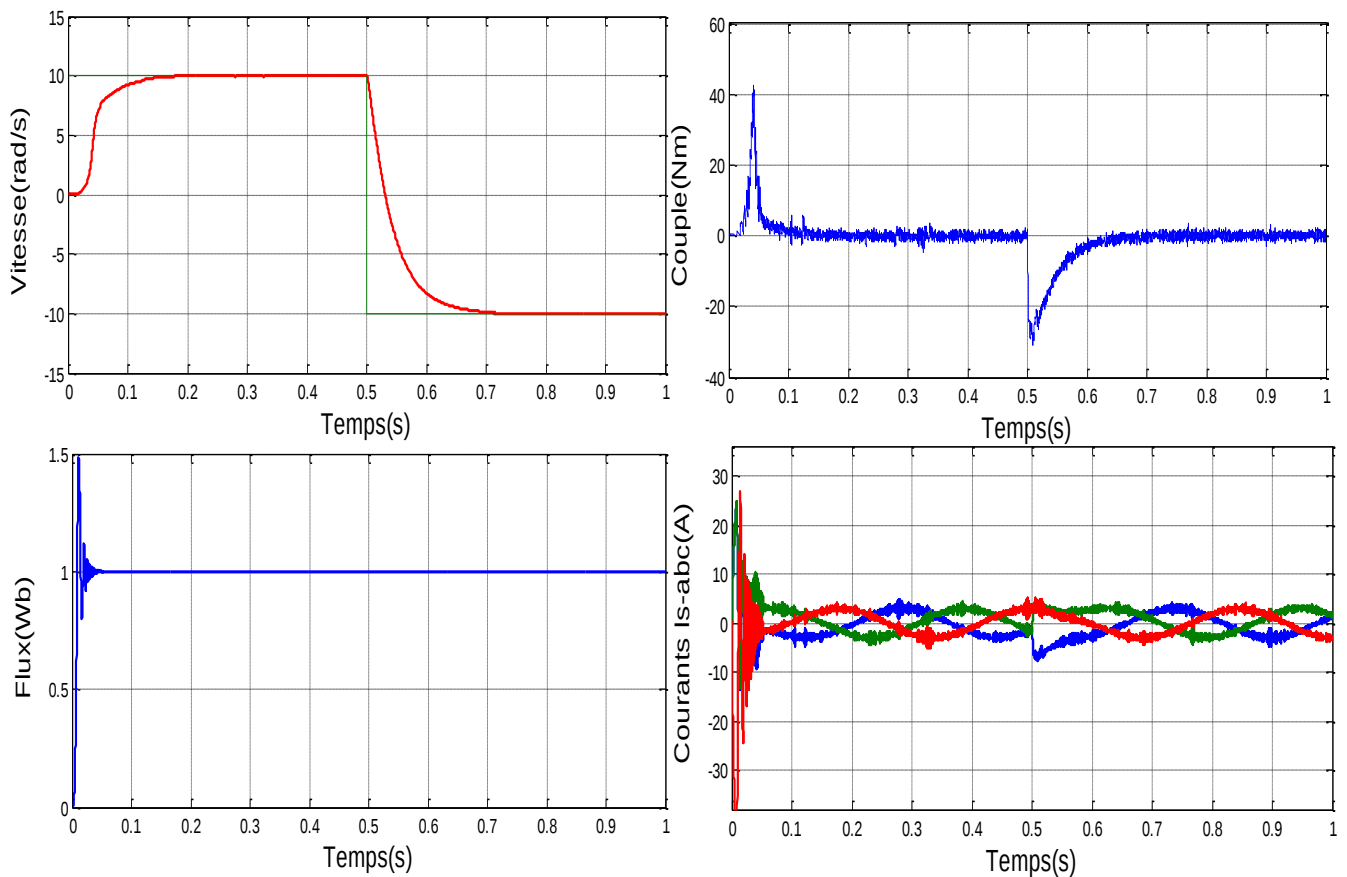


Figure (IV.11) : Comportement dynamique de la MAS à basse vitesse

IV.5.6. Test de variation de vitesse avec une application d'un couple de charge :

Pour réaliser ce test nous avons varié la vitesse de 100rad/s à 10rad/s à l'instant $t=0.4\text{s}$ puis de 10rad/s à 100rad/s à $t=1\text{s}$, cependant nous avons introduit un couple de charge $C_r = 25\text{Nm}$ dans un intervalle $t= [0.3, 1.4]\text{s}$ après un démarrage à vide la figure (IV.12) montre que la réponse de régulation de la vitesse est très satisfaisante dans tous les intervalles de fonctionnement. Que le moteur tourne à vitesse nominale ou à vitesse réduite, les impacts de charge n'ont pas d'influence sur sa valeur. Comme nous avons un découplage entre le flux et la variation de la vitesse. Le couple de charge n'a pas d'effet sur le flux rotorique, nous constatons qu'un fonctionnement à faible vitesse n'a pas de conséquence sur l'état magnétique du moteur. Donc notre commande est robuste vis-à-vis des variations de la charge et de la vitesse.

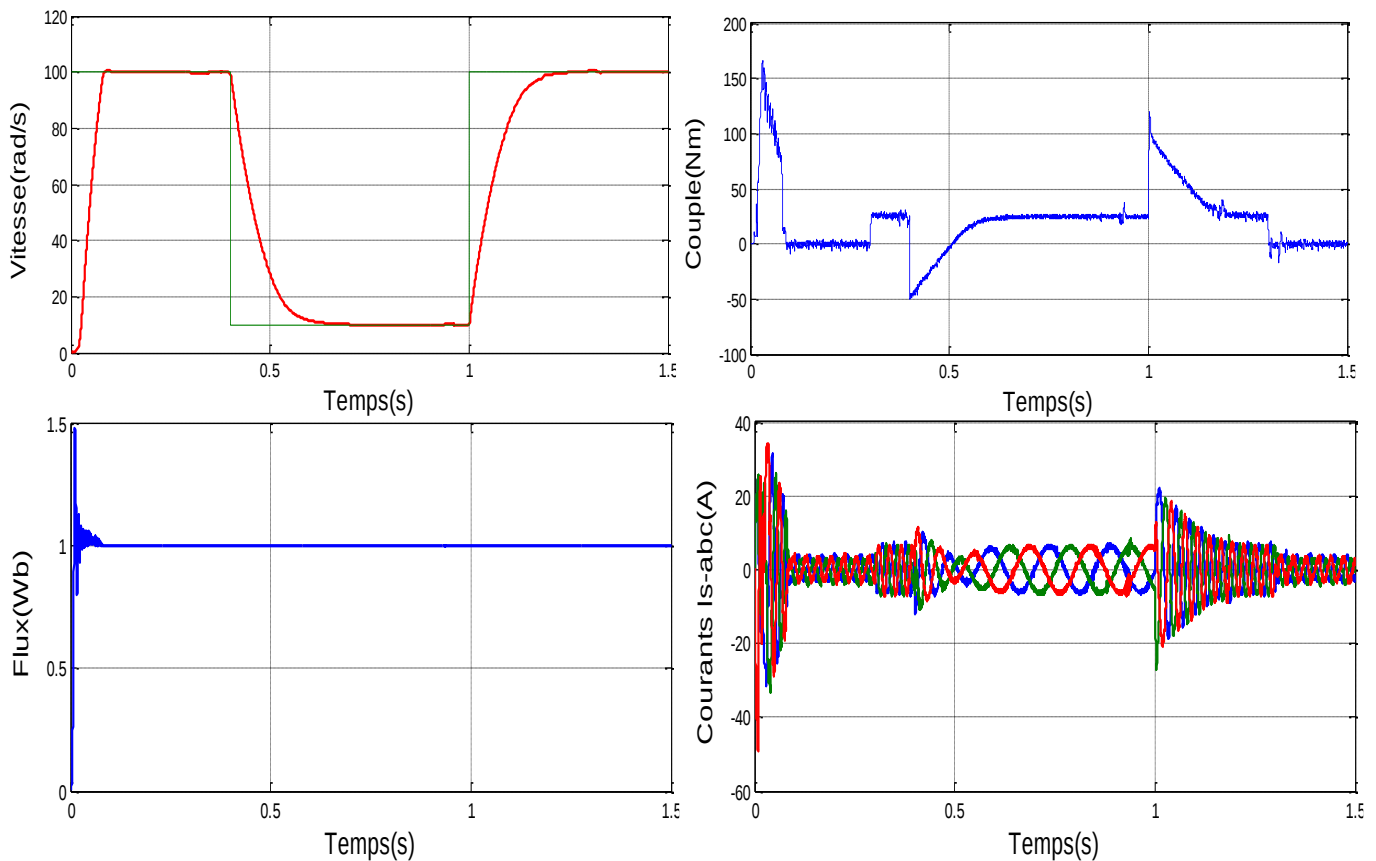
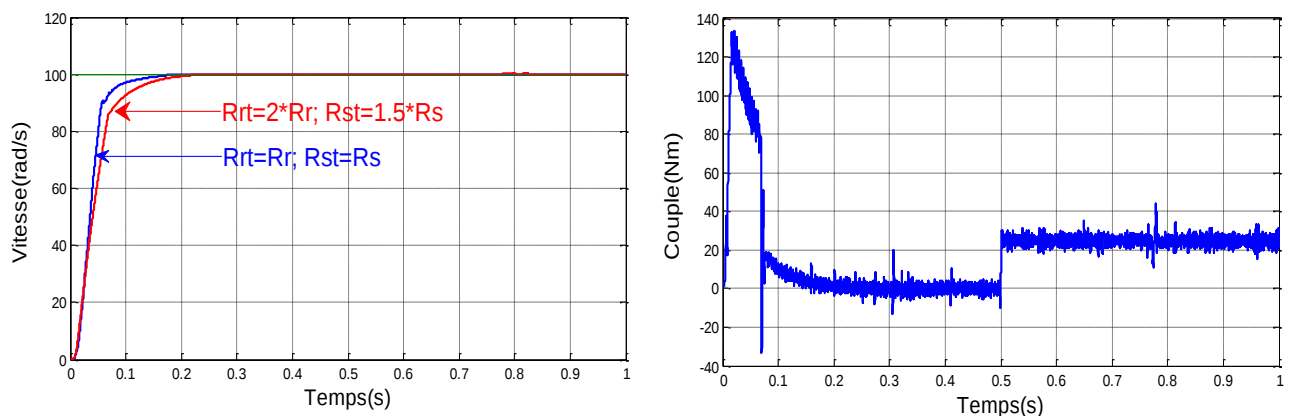


Figure (IV.12) : Comportement dynamique de la MAS lors d'une variation de la vitesse avec une application d'un couple de charge

IV.5.7. Test de robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques :

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance statorique R_s et la résistance rotorique R_r sur le découplage entre le flux et le couple, entre le flux et la variation de la vitesse et la régulation de la vitesse par un régulateur flou. Pour cela nous avons simulé notre système pour une variation de R_s (50%) et R_r (100%) illustré par la figure (IV.13). Les résultats de simulation montrent que le découplage entre le flux et le couple et entre le flux et la variation de la vitesse est persiste. La régulation est robuste vis-à-vis la variation de la résistance statorique et rotorique.



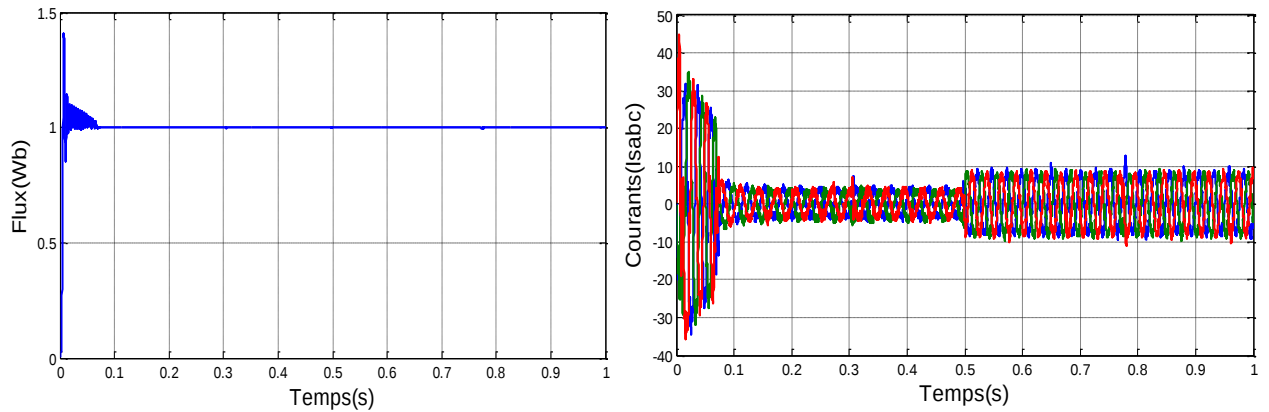


Figure (IV.13) : Comportement dynamique de la MAS lors d'une variation paramétrique
IV.5.8. Test de robustesse vis-à-vis de la variation de l'inertie :

Nous avons également étudié l'influence de la variation de l'inertie découplage entre le flux et le couple, entre le flux et la variation de la vitesse et la régulation de la vitesse par retour d'état. Pour cela nous avons simulé notre système pour une variation de J (50%) illustré par la figure (IV.14). Les résultats de simulation montrent que le découplage entre le flux et le couple et entre le flux et la variation de la vitesse est persiste. La régulation est robuste vis-à-vis la variation de l'inertie.

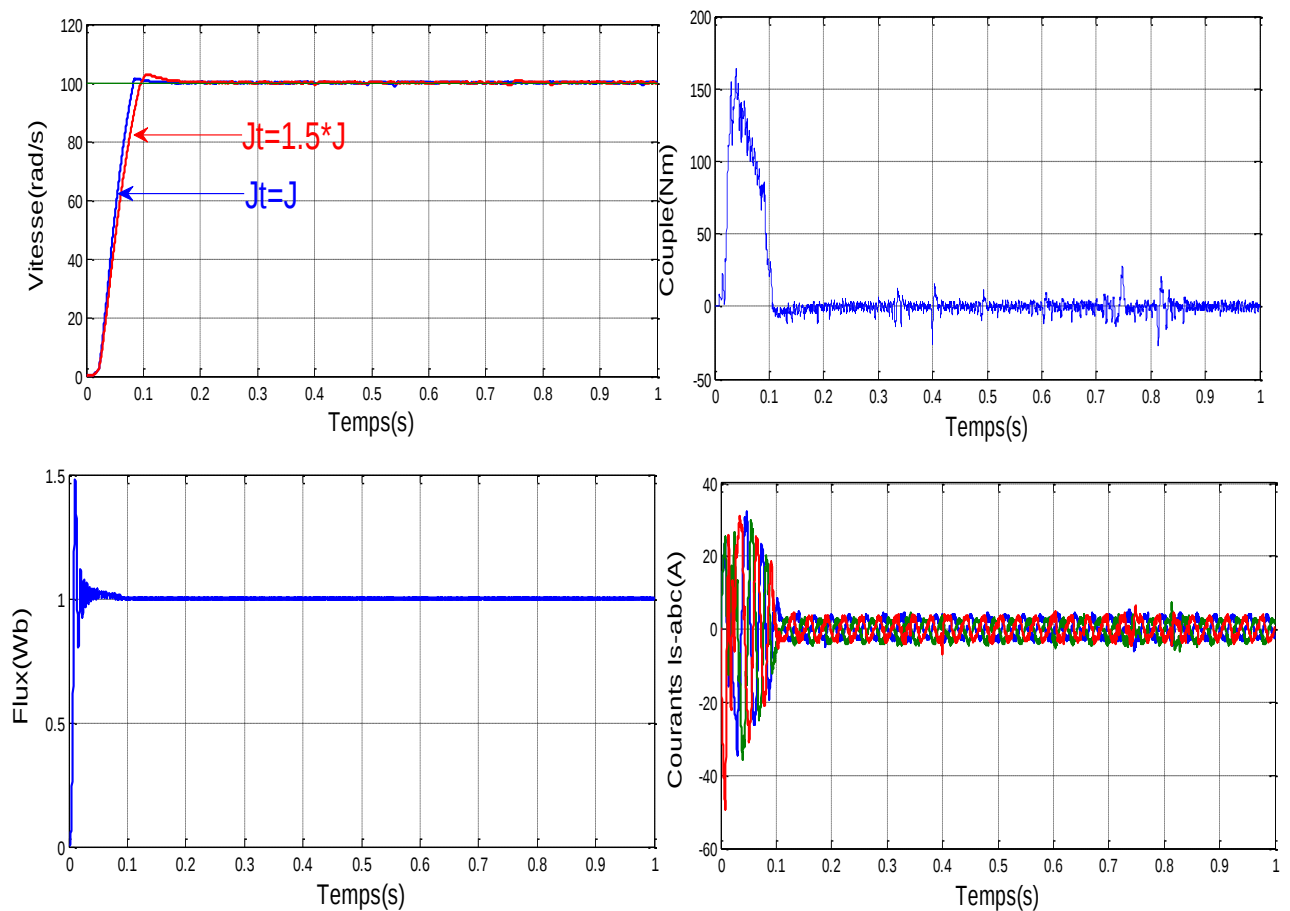


Figure (IV.14): Comportement dynamique de la MAS lors d'une variation de l'inertie

IV.6.Conclusion :

Les notions de base de la logique floue ont été présentées au début de ce chapitre. Les aspects de la commande par logique floue, ainsi que la conception d'un contrôleur flou ont été introduits tout en justifiant notre choix de ce type de commande qui réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague et sa simplicité de conception. Une simulation à base d'un contrôleur flou a été effectuée pour faire le réglage de vitesse d'une machine asynchrone linéarisation. Les résultats de simulation montrent un découplage parfait entre les deux sous systèmes (flux et vitesse). Les performances de cette commande sont satisfaisantes. Elle peut être employée pour des systèmes non linéaires mal modélisés.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté un développement de la commande vectorielle pour un moteur asynchrone (à induction).

Malgré la simplicité des méthodes classiques, elles sont souvent limitées à la contrainte d'avoir un système non linéaire. Pour cela, on a utilisé une méthode dite non conventionnelle. Elle a été proposée comme de véritable solution pour la commande des systèmes complexes et/ou non-linéaires.

Cette méthode est la logique floue, de point de vue commande, elle est la généralisation de la logique classique. Par son aspect symbolique, elle est alors très bien, au réglage de la commande des processus mal maîtrisable par les méthodes conventionnelles à cause des variables non précises, ou entachées des perturbations lors de leurs mesures. Pour ce faire, on a remplacé les deux algorithmes proposés pour la *DTC* (avec hystérésis et sans hystérésis) par des contrôleurs flous.

Nous pensons que les objectifs visés par ce travail ont été atteints. De plus les expériences de simulations sous l'environnement *MATLAB* et *SIMULINK* du système de commande ont montré la stabilité du système et l'excellente performance du comportement dynamique du contrôle du flux et des performances acceptables concernant le contrôle du couple.

Des différents tests, ont permis d'obtenir un compromis satisfaisant entre la fréquence de commutation et les ondulations du courant et du couple et bandes d'erreurs de flux et du couple.

Enfin, nous recommandons des recherches sur la *CVFLO*. Dans cet axe, plusieurs améliorations peuvent être apportées à savoir :

- L'utilisation des autres techniques intelligentes (réseaux de neurons, neuro-flou,...).
- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux afin d'augmenter le nombre des vecteurs de tension utiles.
- Amélioration des algorithmes de commutations.

*Références
Bibliographiques*

Références Bibliographiques

- [1]: **C.HALIME**, « Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant » Mémoire d'ingénieur université de Batna [2001].
- [2]: **P-E. VIDAL**, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [3] **DEBICHE A, SMATI A** « commande non linéaire adaptative avec observateurs d'état d'un mas alimentée en courant », mémoire d'ingénieur. Université Mohamed Boudiaf de M'sila 2004.
- [4] « Amélioration de l'alimentation du moteur asynchrone par l'utilisation de l'onduleur à MLI », mémoire d'ingénieur. Centre université d'El oued 2008.
- [5] **Ben Hadda Nabil**, « Commande Direct du Couple d'une Machine Asynchrone, », mémoire d'ingénieur, Université de Batna, 2003.
- [6] **Lameche Toufik**, « Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Commande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM, », Thèse de magister, université de Sétif, 2003.
- [7] **Carlos Canudas de wit**, « Commande des Moteur Asynchrones. Volume1, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC », Paris, Hermès Science publications, 2000.
- [8] **Guy STRUTZER, Eddie SAMIGIEL**, « Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones. Commande numérique par contrôleurs DSP ». Ellipses, Mars 2000.
- [9] **Guy, S. Eddie, S.** « Modélisation et commande des moteur triphasés » ellipses, Première Edition 2000
- [10] **M Mourad, L Salim** « Commande Victorville Directe et Indirect d'une Machine a Induction Aliment par Un Onduleur à MLI » mémoire d'ingénieur, Univ de Batna 2008.
- [11] **Rosendo Peña Eguiluz**, Commande algorithmique d'un système mono -onduleur bimachine asynchrone destinée à la traction ferroviaire. Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [12] **Y. D. LANDAU**, « Adaptive Control ». The Modèle Référence Approche. Inc., New Yorck, 1979.
- [13] **B.TARK** « Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST » ,Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.
-

- [14] **A Iqbal** «indirect rotor Field Oriented Control a Five-phase induction Motor Drive-an Experimental Investing» Unv Aligarh Muslim, Vol 89, Aligarh 202 002 UP
- [15] **Y. D. LANDAU**, « Adaptive Control ». The Modèle Référence Approche. Inc., New Yorck, 1979.
- [16] **B.TARK** « Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST » ,Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.
- [17] **AOUFI Ahmed** ‘’ Utilisation d’observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d’une machine asynchrone à cage’’ ‘Magister en Electrotechnique l’Université d Biskra, Algérie, 2011.
- [18] **G.Suiguier**«Electronique de Puissance »Edition dunod, tome 7.
- [19] **KADJOUDJ MOHAMED, BOUAKAZ OUAHID** « Modélisation et commande vectorielle d’une machine asynchrone avec prise en compte des pertes fer», Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2006
- [20] **Y.Elbia**, "Commande Floue Optimisee d’une Machine asynchrone a Double Alimentation à Flux Orienté". Mémoire de Magister de l’universite de Batna, 2009.
- [21] **B.Toual**, "Modelisation et Commande Floue Optimisee d’une Génératrice à Double Alimentation Application à un Système Eolien à Vitesse Variable". Memoire de Magister de l’universite de Batna, 2010
- [22] **Zadeh, L. A**, “Fuzzy Sets”, Information and Control, 8, 338, 1965.
- [23] **Zadeh, L. A**, “A ationale for Fuzzy Control”, J. Dynamic Syst., Meas and Control, Vol. 94, Series G, 3, 1972.
- [24] **Zadeh, L. A**, “Making the Computers Think Like People”, IEEE Spectrum, 1994.
- [25] **J. Yan, M. Ryan & J. Power**, “Using fuzzy logic”, Prentice Hall International (UK), 1994.
- [26] **Franck Dernoncourt**, « introduction à la logique floue », fichier électronique, www.developpez.com, Paris, Avril 2011.
- [27] **K. Derafa** « Commande de position des machines synchrones avec pilotage vectoriel. Application : Asservissement de position d’une antenne radar ». Thèse de magister-Farhet Abbes, Sétif 2000.
- [28] **A. Kandel, and G. Langholz, editors**, Fuzy Conbvl Systems, CRC Press, 1994.
- [29] **Nezar. M**, “Diagnostic des associations convertisseurs statiques- machines asynchrones en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle”, thèse de doctorat d’état de l’université de Batna, 2006.
-

- [30]**Runkler. T.A**, “Selection of appropriate defuzzification methods using application specific properties”, IEEE Transactions on Fuzzy Systems,5, 72–79, 1997.
- [31] **F.Chevrie et F.Guely**, «cahier technique n° 191 : la logique floue», groupe Schneider, 1998.
- [32]**A. Kerbi** « Poursuite d’un mobile par la logique floue » PFE– Université Farhet Abbes, Setif 1996.
- [33]**L.Baghli**, « contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de logique floue, réseaux de neurones et les algorithmes génétiques», Thèse Doctorat NANCY ,2003.
- [34]**O.Maamri I.Khalil**«Développement d’une commande vectorielle DTC d’une machine Asynchrone par la logique floue»Mémoire De fin d’étude d’ingénieur d’état en électronique Université Kasdi Merbah Ouargla2007.
- [35] **B. Kosko**, Neural Network and Fuzzy Systems: A Dynamical System Approach to Machine Intelligence, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N J., 1991.
- [36]**Chaiba. A, R. Abdessemed, M. L. Bendaas and A. Dendouga**, “Performances of Torque Tracking Control for Doubly Fed Asynchronous Motor using PI and Fuzzy Logic Controllers”, Journal of Electrical Engineering, JEE, Vol.5, N°2, pp. 25-30, Romania, 2005.
- [37]**P. Borne, J. Rozinot, J. Y. Dieulot**, “Introduction à la logique floue”, Edition technip, 1998.
- [38] **O.Maamri I.Khalil** ‘‘Développement d’une commande vectorielle DTC d’une machine Asynchrone par la logique floue’’ Mémoire De fin d’étude d’ingénieur d’état en électronique Université Kasdi Merbah Ouargla2007
-

Annexes

Annexe A

Paramètres de la Machine Asynchrone Utilisée :

- Tension nominale $V = 220/380 \text{ V}$
- Fréquence d'alimentation $f = 50 \text{ Hz}$
- Résistance statorique $R_s = 1.2 \Omega$.
- Résistance rotorique $R_r = 1.8 \Omega$.
- Inductance statorique $L_s = 0.1554 \text{ H}$.
- Inductance rotorique $L_r = 0.1568 \text{ H}$.
- Inductance mutuelle $M = 0.15 \text{ H}$.
- Coefficient de frottement $f = 1\text{e-}3$.
- Moment d'inertie $J = 0.05 \text{ kgm}^2$.
- Nombre de paires de pôles $P = 2$.
- $\omega_s = 2\pi f$