

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA
Faculté des Nouvelles Technologies de l'information et de la Communication
Département d'électronique et des télécommunications



Mémoire
MASTER PROFESSIONNEL
Domaine : Sciences et Technologies
Filière : Automatique
Spécialité : Instrumentation

Présenté par :

BEN AHMED NOURINE Abdelghani

BOUAZIZ Nasreddine

Thème:

**IDENTIFICATION PARAMETRIQUE
FLOUE D'UNE MACHINE
ASYNCHRONE A DOUBLE CAGE A
MODELE INCERTAIN**

Soutenu publiquement

Le : 31/05/2016

Devant le jury :

Mr. HAMIDA Mohamed Assaad	MCB	Président	UKM Ouargla
Mr. CHAIBAINOU Khaled	MAB	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
Mr. KADRI Farid	MAA	Examineur	UKM Ouargla
Mme. SOURI Samira	MAA	Examineur	UKM Ouargla

Année universitaire 2015/2016



----- REMERCIEMENTS

D'abord, nous remercions Fort Bien ALLAH qui nous permis de rédiger ce mémoire.

Nous remercions notre encadreur, Monsieur Khaled CHAIBAINOU, pour son l'accompagnement et ces précieuses aides assurées tout au long du mémoire, et ces remarquables compétences scientifiques.

Merci encore.



----- **DÉDICACES**

*A la mémoire de mon cher
père;*

A ma chère mère;

A toute ma famille ;

A tous mes frères et mes amis ;

*A tous les enseignants et les
éducateurs ;*

...je dédie ce modeste travail.

B. Abdelghani



*Je profite de l'occasion pour dédier ce pressent mémoire
Aux deux êtres qui me sont les plus chers aux mondes.*

Ma mère ;

Et mon père.

Dans l'espoir que celui-ci puisse apporter un peu plus

De joie de leur vie.

Je tiens également à le dédier à :

Mes frères et mes sœurs.

Et toute ma famille.

Et tous mes amis de l'université d'Ouargla.

B. Nasreddine

LISTE DES FIGURES

<i>Figure (1.1) : Schéma d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor</i>	<i>5</i>
<i>Figure (1.2) : Schéma équivalent d'une MAS (partie inférieure et supérieure)</i>	<i>16</i>
<i>Figure (1.3) : Schéma classique du moteur asynchrone</i>	<i>17</i>
<i>Figure (1.4) : Bloc d'un modèle vectoriel de la MAS à cage dans le repère (α, β).</i>	<i>19</i>
<i>Figure (1.5) : Résultat de la simulation du processus de démarrage du moteur asynchrone à cage</i>	<i>20</i>
<i>Figure (2.1) : Schéma équivalent du système.</i>	<i>23</i>
<i>Figure (2.2) : Représentation des fuites d'encoches d'une MAS à double cage.</i>	<i>24</i>
<i>Figure (2.3) : Schéma équivalent du système.</i>	<i>28</i>
<i>Figure (2.4) : Schéma équivalent d'une MAS à double cage.</i>	<i>28</i>
<i>Figure (2.5) : Bloc d'un modèle vectoriel de la MAS à double cage dans le repère</i>	<i>30</i>
<i>Figure (2.6) : Résultats de simulation (pour MASDC)</i>	<i>31</i>
<i>Figure (3.1) : classification des températures d'une pièce en deux ensembles.</i>	<i>34</i>
<i>Figure (3.2) : Fonction d'appartenance triangulaire.</i>	<i>36</i>
<i>Figure (3.3) : Fonction d'appartenance trapézoïdale.</i>	<i>36</i>
<i>Figure (3.4) : Fonctions d'appartenance usuelles en logique floue</i>	<i>37</i>
<i>Figure (3.5) : Ensembles flous avec : N : Négatif, EZ : Environ Zéro, P : Positif</i>	<i>38</i>
<i>Figure (3.6) : Principe de la méthode d'inférence Max-Min</i>	<i>40</i>
<i>Figure (3.7) : Configuration générale d'un contrôleur flou.</i>	<i>41</i>
<i>Figure (3.8) : Structure générale d'un régulateur flou.</i>	<i>42</i>
<i>Figure (3.9) : schéma équivalent d'une MAS à double cage.</i>	<i>44</i>
<i>Figure (3.10) : Organigramme global de l'identification flou</i>	<i>45</i>
<i>Figure (3.11) : Schéma bloc du système identification floue</i>	<i>45</i>
<i>Figure (3.12) : Caractéristiques couple glissement avec les quatre points d'erreur ΔC_i.</i>	<i>46</i>
<i>Figure (3.13) : Résultats de simulation pour MASDC (ΔC_e en fonction des R et L)</i>	<i>47</i>
<i>Figure (3.14) : Synoptique générale du système d'identification paramétrique floue</i>	<i>49</i>
<i>Figure (3.15) : Fuzzification des variables E/S</i>	<i>50</i>
<i>Figure (3.16) : Fuzzification des variables</i>	<i>51</i>

<i>Figure (3.17) : Fuzzification des variables E</i>	52
<i>Figure (3.18) : Fuzzification des variables S.....</i>	53
<i>Figure (3.19) Caractéristique des erreurs ΔC_i avec un réglage grossier.....</i>	54
<i>Figure (3.20) : Caractéristique des gains d'adaptation KR et KL pour un réglage grossier</i>	54
<i>Figure (3.21) : Caractéristique des erreurs ΔC_i avec un réglage fin</i>	55
<i>Figure (3.22) : Caractéristiques des gains d'adaptation KR et KL pour un réglage fin</i>	55
<i>Figure (3.23) : Caractéristique des erreurs ΔC_i avec un réglage plus fin</i>	56
<i>Figure (3.24) : Caractéristique des gains d'adaptation KR et KL pour un réglage plus fin</i>	56
<i>Figure (3.25): Réseaux de courbes pour plusieurs valeurs de R et L pour un réglage fin .</i>	57

----- LISTE DES TABLEAUX

<i>Table (3.1) : les règles</i>	39
<i>Table (3.2) : Table de discussion pour les R à 16 règles (réglage grossier).....</i>	50
<i>Table (3.3) : Table de discussion pour les L à 16 règles (réglage grossier).....</i>	51
<i>Table (3.4) : Base de règles pour les résistances à 16 règles (Réglage fin)</i>	52
<i>Table (3.5) : Base de règles pour les inductances à 16 règles (Réglage fin).....</i>	52
<i>Table (3.6) : Base de règles pour les résistances à 36 règles (Réglage plus fin).....</i>	53
<i>Table (3.7) : Base de règles pour les inductances à 36 règles (Réglage plus fin)</i>	53

----- **NOMENCLATURE**

Symbole et acronyme	Signification	Unité
θ	Position du rotor	rd
ω	Vitesse électrique	rd/s
Ω	Vitesse mécanique	rd/s ; tr/min
$R_s, (R_r)$	Résistance des enroulements statoriques (rotoriques)	Ω
$a_s, b_s, c_s, (a_r, b_r, c_r)$	Enroulements de phase du stator (du rotor)	
$L_s, (L_r)$	L'inductance propre des phases statoriques (rotoriques)	H
$M_s, (M_r)$	L'inductance mutuelle entre phase statorique (rotorique)	H
M_{sr}	La mutuelle inductance entre ces phases (statorique et rotorique)	H
$[K(\theta)], ([K(\theta)]^{-1})$	La matrice de transformation (la transformation inverse) de Ku	
$\varphi_{SA}, \varphi_{SB}, \varphi_{SC}, (\varphi_{RA}, \varphi_{RB}, \varphi_{RC})$	Les flux résultants à travers ses trois phases (A, B et C) du stator (du rotor)	Wb
a	Le nombre complexe de module unitaire (1) et d'argument (+120°)	
i_b, i_f, i_0	Les nombres complexes	
$K_L, (K_R)$	Gains du régulateur pour l'inducteur (résistance)	
$e, (\Delta e)$	Erreur de vitesse et sa variation	rd/s
T_x	L'ensemble de ces sous-ensembles (A1, A2,..... An)	

Symbole et acronyme	Signification	Unité
$L_{SS}, (L_{RR})$	L'inductance propre des phases statoriques (rotoriques)	H
μ	La perméabilité magnétique	H/m
$\mathcal{L}_S, (\mathcal{L}_R) = \mathcal{L}_S, (\mathcal{L}_R)$	Inductances cycliques propres du stator (du rotor)	H
$\mathcal{L}_{S0}, (\mathcal{L}_{R0}) = \mathcal{L}_{S0}, (\mathcal{L}_{R0})$	Les inductances homopolaires du stator (du rotor)	H
$\mathcal{M} = \mathcal{M}$	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor	H
$C_{em} = C_e, (\Delta C_{em} = \Delta C_e)$	Le couple électromagnétique (sa variation)	N.m
$[F_1]$	La matrice de Fortescue	
C_r	Le couple résistant	N.m
$V_{Sf}, V_{Sb}, V_{Rf}, V_{Rb}$	les composants des tensions	V
$I_{Sf}, I_{Sb}, I_{Rf}, I_{Rb}$	les composants des courants	A
g	Glissement	
m	Indice de modulation	
$b-f$	Axes biphasés de Ku	
J	Moment d'inertie ramené sur l'axe de moteur.	Kg.m ²
A, B	Ensembles flous	
U	(Univers de discours) caractérisé par une fonction d'appartenance μ_A	
μ_A	Fonction d'appartenance	
r	Grandeur rotor ou de repère rotor (R)	
s	Grandeur stator ou de repère stator(S)	
α	Axe α du repère stator $\equiv (\alpha, \beta)$	
β	Axe β du repère stator $\equiv (\alpha, \beta)$	
f_r	Le coefficient de frottement	

Symbole et acronyme	Signification	Unité
$C_e nom$	Couple nominale	N.m
$C_e d$	Couple du démarrage	N.m
$C_e max$	Couple maximale	N.m
$C_e min$	Couple minimale	N.m
x	Représente la variable floue	
T_x	L'ensemble de ces sous-ensembles (A1, A2,..... An)	
ΔU	La variable de la sortie de la commande	
$E, (\Delta E)$	Erreur d'entrée (sa variation)	
t	Temps	s
Φ_f	Le flux à l'axe f	Wb
f	Fréquence du réseau d'alimentation	Hz
s	Opérateur de Laplace (=d/dt)	
$\theta_s, (\theta_r)$	Position du champ statorique (rotorique)	rd
MAS	Machine Asynchrone	
MASSC	Machine Asynchrone à Simple Cage	
MASDC	Machine Asynchrone à Double Cage	
BIF	Boucle Identification Floue	
Identif	Identification	
Tab	Tableaux	

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GÉNÉRALE..... 1

**Chapitre ① : Modélisation vectorielle d'une MAS par la transformation de
Ku –machine simple cage–**

1.1. INTRODUCTION.....	3
1.2. Machine asynchrone	3
1.2.1. Constitution de la MAS	3
1.2.2. Stator.....	3
1.2.3. Rotor à cage	4
1.3. Modèles électromagnétiques de la MAS en grandeurs de phases	4
1.3.1. Schéma d'un moteur asynchrone triphasé	4
1.3.2. Equations générales de la machine idéalisée	5
1.4. La transformation de KU	7
1.4.1. La transformation initiale de Ku	7
1.4.2. Origine mathématique des composants	7
1.4.3. Propriété des composants de Ku	9
1.4.4. Relations entre les composants modifiées de Park et de Ku.....	10
1.4.5. Emploi de la transformation de Ku.....	11
1.5. Transformation de KU.....	11
1.5.1. Forme générale des équations transformées	11
1.5.2. Condition de simplification	12
1.5.3. Expression du couple	15
1.5.4. Impédance opérationnelles. Schéma équivalent	15
1.6. Modélisation vectorielle de la machine asynchrone à simple cage.....	18
1.6.1. Choix du système d'axe de référence	18
1.6.1.1. Equation d'état du modèle du MAS a simple cage	18
1.6.1.2. Calcul du couple.....	18
1.6.1.3. L'équation fondamentale de la mécanique	18
1.7. Modèle SIMULINK de la machine asynchrone à cage	18
1.7.1. Simulation.....	18
1.7.1.1. Schéma de simulation	18
1.7.1.2. Résultats de simulation	19
1.7.2. Discussion :.....	21

1.8. CONCLUSION 21

**Chapitre ② : Modélisation vectorielle d'une MAS par la transformation de
Ku –machine double cage–**

2.1. INTRODUCTION..... 23

2.2. Modélisation de la machine asynchrone à double cage..... 23

2.2.1. Généralités sur la machine à double cage23

2.2.2. Modèle triphasé de la MAS à double cage24

2.2.2.1. Equation de fonctionnement24

2.2.2.2. Schéma équivalent27

2.2.3. Modèle vectoriel de la MAS à double cage29

2.2.3.1. Le Couple électromagnétique29

2.2.4. Comparaison avec les résultats de la transformation de Park.....29

2.2.5. Schéma de simulation30

2.2.6. Résultats de simulation31

2.2.7. Discussion32

2.3. CONCLUSION 32

Chapitre ③ : Identification floue d'une MAS à double cage

3.1. INTRODUCTION..... 33

3.2. Logique classique et logique floue 33

3.3. Théorie de la logique floue 34

3.3.1. Ensemble floue34

3.3.1.1. Partitionnement avec des fonctions triangulaires.....35

3.3.1.2. Représentation des fonctions d'appartenance trapézoïdales36

3.3.2. Terminologie et opérations sur les ensembles flous36

3.3.2.1. Terminologie36

3.3.2.2. Operateurs et normes en logique floue.....37

3.3.3. Dédution des inférences37

3.3.4. Compositions des règles39

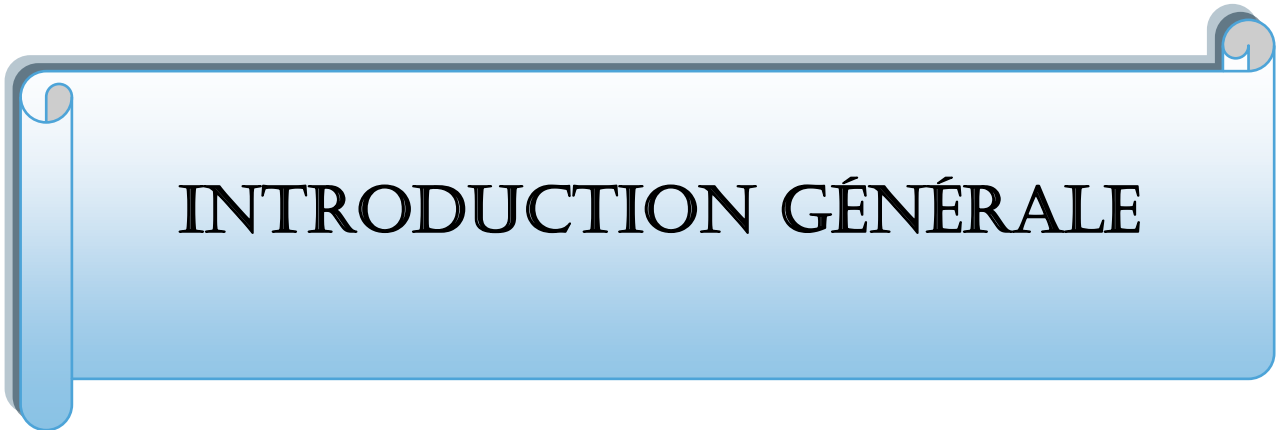
3.3.4.1. Méthode Max-Min39

3.4. Commande floue 40

3.4.1. La structure d'un régulateur floue41

3.4.1.1. Fuzzification.....	42
3.4.1.2. Inférence.....	43
3.4.1.3. Défuzzification.....	43
3.5. Organigramme de la méthode proposée.....	43
3.5.1. Schéma équivalent.....	43
3.5.2. Architecture de la méthode proposée.....	45
3.5.3. Schéma bloc du système identification floue.....	45
3.6. Expertise.....	46
3.7. Conception du bloc BIF.....	48
3.7.1. Justification des choix des variables entrées.....	48
3.7.2. Pourquoi deux BIF (Blocs d'Identification Floue).....	49
3.7.3. La sortie :.....	49
3.7.4. Fuzzification des variables entrée/sortie :.....	49
3.7.4.1. Réglage grossier :.....	49
3.7.4.2. Réglage fin.....	51
3.7.4.3. Réglage plus fin.....	52
3.7.5. Résultats de la minimisation des ΔC_i , K_L et K_R	54
3.7.5.1. Réglage grossier.....	54
3.7.5.2. Réglage fin.....	55
3.7.5.3. Réglage plus fin.....	56
3.8. Discussion.....	56
3.9. CONCLUSION.....	57
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	58
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUE.....	A
<i>Annexe " A "</i>	<i>c</i>
<i>Annexe " B "</i>	<i>d</i>
RÉSUMÉ	

ملخص



INTRODUCTION GÉNÉRALE



INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'un des principaux éléments constitutifs des procédés industriels modernes est l'entraînement électrique à vitesse variable. Ce dernier, aussi présent sur les chaînes de production que dans les moyens de transport, se trouve généralement à des emplacements clef des processus industriels. A cet effet, son fonctionnement optimal et ses caractéristiques de réglage influent directement sur le coût et la qualité de la production. Dans ce contexte les industriels optent actuellement pour les ensembles convertisseur statique – moteur asynchrone à double cage, en raison, d'une part, de leur robustesse et de leur faible coût et, d'autre part, de la disponibilité des convertisseurs statiques ayant des fréquences de commutation très élevées et des moyens de traitement de signal très sophistiqués, entre autres, le Digital Signal Processing (DSP). Ces technologies permettent l'implémentation des stratégies de commande assez complexes, et les performances de réglage sont similaires à celles obtenues par le moteur à courant continu. Par ailleurs, La stratégie de contrôle par orientation du champ, en particulier, celle à champ rotorique orienté, est actuellement reconnue comme étant la technique la plus répandue dans le domaine du contrôle des machines asynchrones [1].

Toutefois, l'entraînement électrique par un moteur asynchrone à double cage, découplé par la technique à champ rotorique orienté, pose un sérieux problème d'efficacité. En effet, son fonctionnement optimal est fortement altéré, d'une part, par la variation de la résistance rotorique provoquée principalement par l'effet thermique et, d'autre part, par la consommation inutile du courant statorique en régime permanent à faible charge. Les deux aspects cités ci-dessus ont suscité l'intérêt de la plupart des chercheurs parmi lesquels, un bon nombre ont axé leurs travaux sur l'application des techniques de l'intelligence artificielle en vue de résoudre les problèmes suscités [1].

Grâce à l'intelligence artificielle et plus particulièrement à la logique floue, on peut identifier ou modéliser un système dont les paramètres sont imprécis ou inconnus. Les systèmes flous appartiennent à la classe des "systèmes à base de connaissance" et leur but principal consiste à implémenter un savoir-faire humain, ou des règles heuristiques, sous la forme d'un programme informatique. La logique floue fournit un formalisme mathématique pour réaliser ce but. Les régulateurs flous modélisent l'expérience humaine sous la forme de règles linguistiques ' Si....Alors...' ; un moteur d'inférence calcule les actions de commande pour chacune des situations données. Les algorithmes basés sur la

logique floue sont considérés comme une solution très intéressante pour le réglage de systèmes non linéaires.

Le travail que nous avons étudié est essentiellement un travail d'identification floue.

L'identification paramétrique d'un processus physique relève d'une triple démarche et qui caractérise une modélisation de fait :

- Choisir le modèle ;
- Evaluer ses paramètres à l'aide d'essais et d'un algorithme de calcul ;
- Valider le modèle choisi et, au besoin, le modifier.

Il a pour objectif principal, la détermination des paramètres d'un schéma équivalent du moteur à double cage.

● ORGANISATION DU TRAVAIL:

Le présent mémoire est articulé sur trois chapitres organisés comme suit :

✓ Dans *le premier chapitre*, nous présenterons la modélisation vectorielle d'une machine asynchrone par la transformation de "Ku" dans le but de minimiser le maximum de coefficients de la matrice du système à étudier, la machine simple cage. Où quelques résultats de simulation numérique seront présentés.

✓ Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation vectorielle d'une machine asynchrone par la transformation de "Ku" appliquée à la machine à double cage. Où quelques résultats de simulation numérique seront présentés.

✓ Une description générale des outils théoriques, nécessaires à la compréhension du système flou, sera notamment exposée. Les concepts présentés, seront appliqués dans une méthode d'identification des paramètres de la machine asynchrone à double cage ayant un modèle de profondeur d'encoche flou. Cette partie du travail sera consignée dans le troisième chapitre.

✓ Finalement nous clôturons ce travail par une conclusion générale.



CHAPITRE **1** : MODELISATION
VECTORIELLE D'UNE MAS PAR LA
TRANSFORMATION DE KU
-MACHINE SIMPLE CAGE -





1.1. INTRODUCTION

La modélisation de la machine asynchrone est une phase primordiale pour son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ce chapitre porte sur la machine asynchrone à cage. La première partie fait un rappel succinct sur la constitution des machines électriques, et plus particulièrement sur celle de la machine asynchrone à cage d'écureuil (simple cage). La seconde partie traite de la transformation de Ku et la relation entre la transformation de Park et Ku. Nous évoquerons, essentiellement, la relation matricielle. La troisième partie est consacrée à Modélisation vectorielle et simulation d'une MAS (Machine Asynchrone) à simple cage.

1.2. Machine asynchrone

La machine asynchrone est par excellence la machine la plus répandue dans l'industrie. Cet intérêt croissant est justifié par de nombreux avantages tels que sa puissance massique, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre, son faible coût ... etc. Le développement des convertisseurs de fréquence permettant de varier la fréquence de rotation dans une large gamme ω , grandement, favorisé son développement. En effet, il entre dans la conception de nombreux procédés industriels associant les convertisseurs statiques et des machines électriques (traction électrique, laminoirs, levage, pompage, etc...) [2].

1.2.1. Constitution de la MAS

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction, comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on définit 2 types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil. Toutefois, nous admettrons que sa structure est, électriquement, équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit [3].

1.2.2. Stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des

encoches parallèles à l'axe de la machine. Le bobinage statorique peut se décomposer en 2 parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines [2].

Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique.

1.2.3. Rotor à cage

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor. Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettés dans les tôles du rotor [2]. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques. Mais, leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre [4]. Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné. De ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones, actuellement, en service.

1.3. Modèles électromagnétiques de la MAS en grandeurs de phases

La machine asynchrone est constituée par deux circuits couplés électromagnétiquement. Elle est représentée par un schéma équivalent vu du stator, analogue à celui d'un transformateur [5].

1.3.1. Schéma d'un moteur asynchrone triphasé

Nous pouvons représenter la machine asynchrone schématiquement par les trois enroulements de phase du stator a_s , b_s , c_s , ainsi, que les trois enroulements du rotor a_r , b_r , c_r (*figure (1.1)*) [5].

Les deux axes O_d et O_q , sont perpendiculaires et serviront à transformer les équations de la machine. Leurs positions peuvent être quelconques vue l'isotropie du stator et du rotor [5].

$$O_{as}, O_d = \theta_s / O_{ar}, O_d = \theta_r / O_{as}, O_{ar} = \theta_s - \theta_r = \theta \quad (1.1)$$

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (1.2)$$

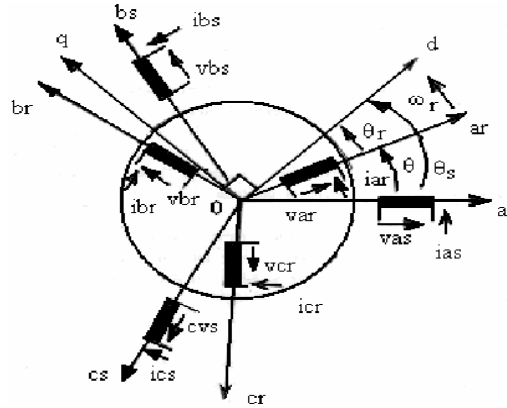


Figure (1.1) : Schéma d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor

1.3.2. Equations générales de la machine idéalisée

Les équations des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques s'écrivent [6]:

$$\begin{cases} v_{SA} = R_S i_{SA} + \frac{d\varphi_{SA}}{dt} \\ v_{SB} = R_S i_{SB} + \frac{d\varphi_{SB}}{dt} \\ v_{SC} = R_S i_{SC} + \frac{d\varphi_{SC}}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} v_{RA} = R_R i_{RA} + \frac{d\varphi_{RA}}{dt} \\ v_{RB} = R_R i_{RB} + \frac{d\varphi_{RB}}{dt} \\ v_{RC} = R_R i_{RC} + \frac{d\varphi_{RC}}{dt} \end{cases} \quad (1.3)$$

En désignant par :

v_{SA}, v_{SB}, v_{SC} , Les tensions appliquées aux trois phases du stator,

i_{SA}, i_{SB}, i_{SC} , Les courantes dans ces trois phases,

$\varphi_{SA}, \varphi_{SB}, \varphi_{SC}$, Les flux résultants à travers ces phases,

R_S , la résistance de celles-ci,

Et en adoptant pour le rotor les mêmes notations, au remplacement de l'indice S par l'indice R après.

✓ Pour évaluer les flux, on remarque que l'entrefer étant constant, le stator et le rotor étant triphasé et la construction symétrique, les inductances propres et mutuelles entre phases d'un même enroulement sont constantes et égale.

L_S Désigne l'inductance propre des phases statoriques,

L_R , celle des phases rotoriques,

M_S , l'inductance mutuelle entre phase statorique,

M_R , celle entre phases rotorique.

✓ Pour évaluer les inductances mutuelles entre stator et rotor, on remarque que, si θ est l'écart angulaire, compté dans le sens de rotation entre les phases d'indice A du stator au rotor, l'écart angulaire entre la phase s du stator et celle de range r du rotor est [6]:

$$\theta + \frac{2\pi(r-1)}{3} - \frac{2\pi(s-1)}{3} = \theta + \frac{2\pi(r-s)}{3}. \quad (1.4)$$

En désignant par M_{sr} la mutuelle inductance entre ces phases, par M sa valeur lorsque leurs axes coïncidant, on a donc :

$$M_{sr} = M \cos \left[\theta + (r-s) \frac{2\pi}{3} \right] \quad (1.5)$$

D'où les expressions des flux résultats :

$$\begin{cases} \varphi_{SA} = L_S i_{SA} + M_S i_{SB} + M_S i_{SC} + M_{AA} i_{RA} + M_{AB} i_{RB} + M_{AC} i_{RC} \\ \varphi_{SB} = M_S i_{SA} + L_S i_{SB} + M_S i_{SC} + M_{BA} i_{RA} + M_{BB} i_{RB} + M_{BC} i_{RC} \\ \varphi_{SC} = M_S i_{SA} + M_S i_{SB} + L_S i_{SC} + M_{CA} i_{RA} + M_{CB} i_{RB} + M_{CC} i_{RC} \\ \varphi_{RA} = L_R i_{RA} + M_R i_{RB} + M_R i_{RC} + M_{AA} i_{SA} + M_{BA} i_{SB} + M_{CA} i_{SC} \\ \varphi_{RB} = M_R i_{RA} + L_R i_{RB} + M_R i_{RC} + M_{AB} i_{SA} + M_{BB} i_{SB} + M_{CB} i_{SC} \\ \varphi_{RC} = M_R i_{RA} + M_R i_{RB} + L_R i_{RC} + M_{AC} i_{SA} + M_{BC} i_{SB} + M_{CC} i_{SC} \end{cases} \quad (1.6)$$

Compte-tenu des expressions des flux, en désignant p l'opérateur dérivation $\frac{d}{dt}$, les équations des tensions au stator et au rotor, s'écrivent sous forme matricielles [6].

$$\begin{aligned} [v_s] &= [R_s][i_s] + p \{ [L_{ss}][i_s] \} + p \{ [M_{sr}][i_r] \} \\ [v_r] &= p \{ [M_{rs}][i_s] \} + [R_r][i_r] + p \{ [L_{rr}][i_r] \} \end{aligned} \quad (1.7)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [v_s] &= \begin{bmatrix} v_{SA} \\ v_{SB} \\ v_{SC} \end{bmatrix}; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{RA} \\ v_{RB} \\ v_{RC} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{SA} \\ i_{SB} \\ i_{SC} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{RA} \\ i_{RB} \\ i_{RC} \end{bmatrix} \\ [R_s] &= R_s [1]; [R_r] = R_r [1]; [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix}; \\ [L_{rr}] &= \begin{bmatrix} L_R & M_R & M_R \\ M_R & L_R & M_R \\ M_R & M_R & L_R \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.8)$$

Et :

$$[M_{SR}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix}; [M_{RS}] = [M_{SR}]^t \quad (1.9)$$

1.4. La transformation de Ku

L'utilisation de la transformation de Ku permet de contourner, dans un premier temps, ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants ce qui facilite sa résolution.

La transformation de Ku fait correspondre aux variables réels leurs composantes :

- ✓ Homopolaire (indice 0)
- ✓ Forward (indice f)
- ✓ Backward (indice b)

La matrice de transformation est notée $[K(\theta)]$ ou simplement $[K]$. Dans le cas d'une machine asynchrone, θ désigne, par exemple, l'écart angulaire compté dans le sens de rotation entre l'axe de la première phase du rotor et celui de la première phase de stator [6].

1.4.1. La transformation initiale de Ku

La matrice de transformation liant le courant i_A, i_B et i_C à leur composantes notées i_0, i_f et i_b à été d'abord présenté par Y.H. Ku sous forme [7]:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & e^{i\theta} & e^{-i\theta} \\ 1 & a^2 e^{i\theta} & a e^{-i\theta} \\ 1 & a e^{i\theta} & a^2 e^{-i\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_f \\ i_b \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Ou $[i] = [K(\theta)][i_C]$

La transformation inverse $[i_C] = [K(\theta)]^{-1}[i]$ s'écrit donc [7]:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & e^{i\theta} & e^{-i\theta} \\ 1 & a^2 e^{i\theta} & a e^{-i\theta} \\ 1 & a e^{i\theta} & a^2 e^{-i\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_f \\ i_b \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

1.4.2. Origine mathématique des composants

Utilisant les composants de Fortescue pour l'étude de la machine synchrone et se heurtant aux inductances fonction de l'angle θ . Y.H. Ku effectua un second changement de variables [7].

- Dans l'expression du fluo Φ_f à travers l'enroulement inducteur :

$$\Phi_f = M_{FS} \left[i_A \cos \theta + i_B \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + i_C \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right] + L_F i_F + M_{F,KD} i_{KD} \quad (1.12)$$

Si on pose :

$$\begin{aligned} i_A &= i_0 + i_d + i_i; \\ i_B &= i_0 + a^2 i_d + a i_i; \\ i_C &= i_0 + a i_d + a^2 i_i; \end{aligned} \quad (1.13)$$

Il vient :

$$\begin{aligned} \Phi_f &= M_{FS} \left\{ i_0 \left[\cos \theta + \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \right. \\ &\quad + i_d \left[\cos \theta + a^2 \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + a \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \\ &\quad \left. + i_i \left[\cos \theta + a \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + a^2 \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \right\} \\ &\quad + L_F i_F + M_{F,KD} i_{KD} \end{aligned} \quad (1.14)$$

Donc :

$$\Phi_f = \frac{3}{2} M_{FS} (i_d e^{-i\theta} + i_i e^{i\theta} +) + L_F i_F + M_{F,KD} i_{KD} \quad (1.15)$$

De même l'expression de Φ_{KD} devient :

$$\Phi_f = \frac{3}{2} M_{KD,S} (i_d e^{-i\theta} + i_i e^{i\theta} +) + M_{F,KD} i_F + L_{KD} i_{KD} \quad (1.16)$$

Et le même changement de variable donne :

$$\Phi_f = \frac{3}{2} M_{KQ,S} (-i_d e^{-i\theta} + i_i e^{i\theta} +) + L_{KQ} i_{KQ} \quad (1.17)$$

(Avec : KD axe direct et QD axe en quadrature)

- De sortie qu'en posant :

$$\left. \begin{aligned} i_0 &= i_0 \\ i_f &= i_d e^{-i\theta} \\ i_b &= i_i e^{i\theta} \end{aligned} \right\} \text{soit} \left. \begin{aligned} i_0 &= i_0 \\ i_d &= i_f e^{i\theta} \\ i_i &= i_b e^{-i\theta} \end{aligned} \right\} \quad (1.18)$$

Les flux à travers les enroulements rotoriques deviennent :

$$\begin{aligned} \Phi_f &= \frac{3}{2} M_{FS} (i_f + i_b) + L_F i_F + M_{F,KD} i_{KD} \\ \Phi_f &= \frac{3}{2} M_{FS} (i_f + i_b) + M_{F,KD} i_F + L_{KD} i_{KD} \\ \Phi_f &= \frac{3}{2} M_{KQ,S} (-i_f + i_b) + L_{KQ} i_{KQ} \end{aligned} \quad (1.19)$$

Les relations (1.13) et (1.18) monttent les deux changements successifs de variable [7] :

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{i\theta} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-i\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_f \\ i_b \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & e^{i\theta} & e^{-i\theta} \\ 1 & a^2 e^{i\theta} & a e^{-i\theta} \\ 1 & a e^{i\theta} & a^2 e^{-i\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_f \\ i_b \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_f \\ i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{-i\theta} & a e^{-i\theta} & a^2 e^{-i\theta} \\ e^{i\theta} & a^2 e^{i\theta} & a e^{i\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}$$

Forme modifiée de la transformation de Ku

La matrice $[K(\theta)]^{-1}$ différente de $[K(\theta)]_r^*$, la matrice de la transformation de Ku sous sa forme initiale n'est pas unitaire. Mais le produit scalaire sur \mathbf{C} de deux vecteurs colonne de $[K(\theta)]$ est nul ; en divisant chacun de ses vecteurs par sa norme, on obtient la matrice unitaire définissant la forme modifiée de la transformation de Ku [7].

Celle-ci et son inverse s'écrivent :

$$[K_1(\theta)] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{i\theta} & e^{-i\theta} \\ 1 & a^2 e^{i\theta} & a e^{-i\theta} \\ 1 & a e^{i\theta} & a^2 e^{-i\theta} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$$[K_1(\theta)]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{-i\theta} & a e^{-i\theta} & a^2 e^{-i\theta} \\ e^{i\theta} & a^2 e^{i\theta} & a e^{i\theta} \end{bmatrix}$$

Avec $a = e^{i\frac{2\pi}{3}}$

$$1 + a + a^2 = 0 \quad (1.22)$$

✓ θ l'angle de rotation de champ.

1.4.3. Propriété des composants de Ku

✓ Si les trois grandeurs dont on prend les composants relatifs sont sinusoïdaux et équilibrées, si le θ de la transformation de Ku est égale de leur pulsation par le temps, ces grandeurs, des courants par exemple, s'écrivent [7]:

$$\begin{aligned}
i_A &= I_m \cos(\theta - \varphi); \\
i_B &= I_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right); \\
i_C &= I_m \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right).
\end{aligned} \tag{1.23}$$

Le composant i_f s'écrit :

$$\begin{aligned}
i_f &= \frac{1}{\sqrt{3}}(i_A e^{-i\theta} + i_B a e^{-i\theta} + i_C a^2 e^{-i\theta}) \\
\text{Alors:} \\
i_f &= \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{I_m}{2} \left\{ e^{i\theta} e^{-i\varphi} + e^{-i\theta} e^{i\varphi} + a(e^{i\theta} e^{-i\varphi} a^2 + e^{-i\theta} e^{i\varphi} a) + a^2(e^{i\theta} e^{-i\varphi} a + e^{-i\theta} e^{i\varphi} a^2) \right\} e^{-i\theta}
\end{aligned} \tag{1.24}$$

$$\begin{aligned}
\text{Donc :} \\
i_f &= \sqrt{\frac{3}{2}} I e^{-i\varphi}
\end{aligned}$$

La composante i_f est un nombre complexe dont le vecteur image est, à $\sqrt{\frac{3}{2}}$ près, le même que celui que l'on dessine dans le diagramme de Fresnel.

$$i_b \text{ Égale à } i_f = \sqrt{\frac{3}{2}} I e^{i\varphi} \text{ est le conjugué de } i_f$$

i_0 Est évidemment nul.

Compte tenu de la définition même des composants i_f et i_b , si les quantités, i_A , i_B et i_C sont des réels quelconques [5].

$$\begin{aligned}
i_b &= \frac{1}{\sqrt{3}}(i_A e^{i\theta} + a^2 i_B e^{i\theta} + a i_C e^{i\theta}) \\
i_b &= \left[\frac{1}{\sqrt{3}}(i_A e^{-i\theta} + a i_B e^{-i\theta} + a^2 i_C e^{-i\theta}) \right]^* \\
\text{Donc:} \\
i_b &= i_f^*
\end{aligned} \tag{1.25}$$

Cette propriété peut dans certains cas conduire à des simplifications supplémentaires.

1.4.4. Relations entre les composants modifiées de Park et de Ku

Si on met les expressions de i_d et i_q

$$\begin{aligned}
i_d &= \sqrt{\frac{3}{2}} \left[i_A \cos \theta + i_B \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_C \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right], \\
i_q &= \sqrt{\frac{3}{2}} \left[-i_A \sin \theta - i_B \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - i_C \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right]
\end{aligned} \tag{1.26}$$

Sous la forme exponentielle complexe équivalente, elles deviennent :

$$i_d = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ e^{i\theta} (i_A + a^2 i_B + a i_C) + e^{-i\theta} (i_A + a i_B + a^2 i_C) \right\},$$

$$i_q = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{3}} i \left\{ e^{i\theta} (i_A + a^2 i_B + a i_C) - e^{-i\theta} (i_A + a i_B + a^2 i_C) \right\},$$

Donc :

$$i_d = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_f + i_b); i_q = \frac{1}{\sqrt{2}} i (-i_f + i_b) \quad (1.27)$$

et inversement:

$$i_f = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_d + i i_q); i_b = \frac{1}{\sqrt{2}} (-i i_q + i_d)$$

Sous forme matricielle, on a donc :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -i & i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_b \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} i_f \\ i_b \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & i \\ 1 & -i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

La matrice: (1.28)

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & i \\ 1 & -i \end{bmatrix}$$

Est la matrice de Fortescue modifiée d'un système diphasé, de sorte que les composantes f et b sont les composantes symétrique des composantes relatives d et q [6], [7].

1.4.5. Emploi de la transformation de Ku

Nous allons avec la transformation de Ku procéder comme nous venons de la faire avec celle de Park, c'est-à-dire rapporter les équations de la machine à deux systèmes d'axes tournants fictifs avant de chercher ceux qui présentent le plus d'intérêt.

Nous comparerons les deux transformations et établirons le schéma équivalent très simple illustrant les relations entre les composants des courants et des tensions issues de la transformation de Ku [7].

1.5. Transformation de KU

1.5.1. Forme générale des équations transformées

La transformation de Ku d'angle θ est :

$$[K(\theta)] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{i\theta} & e^{-i\theta} \\ 1 & a^2 e^{i\theta} & a e^{-i\theta} \\ 1 & a e^{i\theta} & a^2 e^{-i\theta} \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

On applique la transformation de Ku d'angle θ_s aux grandeurs statorique, celle d'angle θ_r aux grandeurs rotoriques :

$$\begin{aligned} [v_S] &= [K(\theta_S)][v_{cS}]; [i_S] = [K(\theta_S)][i_{cS}] \\ [v_R] &= [K(\theta_R)][v_{cR}]; [i_R] = [K(\theta_R)][i_{cR}] \end{aligned} \quad (1.30)$$

$$\text{Avec:} \\ [v_{cS}] = \begin{bmatrix} v_{S0} \\ v_{Sf} \\ v_{Sb} \end{bmatrix}; [i_{cS}] = \begin{bmatrix} i_{S0} \\ i_{Sf} \\ i_{Sb} \end{bmatrix}; [v_{cR}] = \begin{bmatrix} v_{R0} \\ v_{Rf} \\ v_{Rb} \end{bmatrix}; [i_{cR}] = \begin{bmatrix} i_{R0} \\ i_{Rf} \\ i_{Rb} \end{bmatrix}$$

En reportant dans (1.30) et en pré multipliant la première relation matricielle par $[K(\theta)]^{-1}$ pour obtenir $[v_{cS}]$, la seconde par $[K(\theta)]^{-1}$ pour obtenir $[v_{cR}]$, on arrive au système d'équations différentielles liant les composants [6]:

$$\begin{aligned} [v_{cS}] &= [R_S][i_{cS}] + [K(\theta_S)]^{-1} [L_{SS}] \{P[K(\theta_S)][i_{cS}]\} + [K(\theta_S)]^{-1} [P\{[M_{SR}][K(\theta_R)][i_{cR}]\}] \\ [v_{cR}] &= [R_R][i_{cR}] + [K(\theta_R)]^{-1} [L_{RR}] \{P[K(\theta_R)][i_{cR}]\} + [K(\theta_R)]^{-1} [P\{[M_{RS}][K(\theta_S)][i_{cS}]\}] \end{aligned} \quad (1.31)$$

On pose, comme précédemment,

$$\mu = \theta + \theta_R - \theta_S \quad (1.32)$$

On introduit les grandeurs cycliques :

\mathcal{L}_S Et \mathcal{L}_R inductances cycliques propres du stator et du rotor,

\mathcal{M} , inductance mutuelle cyclique stator-rotor,

Et les inductances homopolaires \mathcal{L}_{S0} et \mathcal{L}_{R0} du stator et du rotor ainsi définies [6]:

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_S &= L_S - M_S; \mathcal{L}_R = L_R - M_R; \quad \mathcal{M} = \frac{3}{2} M; \\ \mathcal{L}_{S0} &= L_S + 2M_S; \quad \mathcal{L}_{R0} = L_R + 2M_R \end{aligned} \quad (1.33)$$

Tous calculs faits, on obtient :

$$\begin{aligned} v_{S0} &= R_S i_S + \mathcal{L}_{S0} \frac{di_{S0}}{dt} \\ v_{Sf} &= \left(R_S + \mathcal{L}_S i \frac{d\theta_S}{dt} \right) i_{Sf} + \mathcal{L}_S \frac{di_{Sf}}{dt} + e^{i\mu} \left[i \left(\omega' + \frac{d\theta_R}{dt} \right) i_{Rf} + \frac{di_{Rf}}{dt} \right] \\ v_{Sb} &= \left(R_S - \mathcal{L}_S i \frac{d\theta_S}{dt} \right) i_{Sb} + \mathcal{L}_S \frac{di_{Sd}}{dt} + e^{-i\mu} \left[-i \left(\omega' + \frac{d\theta_R}{dt} \right) i_{Rb} + \frac{di_{Rb}}{dt} \right] \\ v_{R0} &= R_R i_R + \mathcal{L}_{R0} \frac{di_{R0}}{dt} \\ v_{Rf} &= \left(R_R + \mathcal{L}_R i \frac{d\theta_R}{dt} \right) i_{Rf} + \mathcal{L}_R \frac{di_{Rf}}{dt} + e^{-i\mu} \left[i \left(\frac{d\theta_S}{dt} - \omega' \right) i_{Sf} + \frac{di_{Sf}}{dt} \right] \\ v_{Rb} &= \left(R_R - \mathcal{L}_R i \frac{d\theta_R}{dt} \right) i_{Rf} + \mathcal{L}_R \frac{di_{Rf}}{dt} + e^{i\mu} \left[-i \left(\frac{d\theta_S}{dt} - \omega' \right) i_{Sb} + \frac{di_{Sb}}{dt} \right] \end{aligned} \quad (1.34)$$

1.5.2. Condition de simplification

$$\theta + \theta_r - \theta_s = \mu = 0 \quad (1.35)$$

Si on laisse de côté les composants homopolaire, totalement découplées et généralement nulles, en faisant $\mu = 0$ dans les équations précédentes, celles-ci mise sous forme matricielle s'écrivent [6]:

$$\begin{bmatrix} v_{sf} \\ v_{sb} \\ v_{rf} \\ v_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \mathcal{L}_s \left(p + i \frac{d\theta_s}{dt} \right) & 0 & \left[p + i \left(\omega' + \frac{d\theta_r}{dt} \right) \right] & 0 \\ 0 & R_s + \mathcal{L}_s \left(p - i \frac{d\theta_s}{dt} \right) & 0 & \left[p - i \left(\omega' + \frac{d\theta_r}{dt} \right) \right] \\ \mathcal{M} \left[p + i \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \omega' \right) \right] & 0 & R_r + R_r \left(p + i \frac{d\theta_r}{dt} \right) & 0 \\ 0 & \mathcal{M} \left[p - i \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \omega' \right) \right] & 0 & R_r + R_r \left(p - i \frac{d\theta_r}{dt} \right) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sf} \\ i_{sb} \\ i_{rf} \\ i_{rb} \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

Parmi toutes les solutions satisfaisant la condition (1.35), trois sont particulièrement intéressantes [6]:

- Dans la première, on prend $\theta_s = 0$. Donc

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0; \theta_r = -\theta = -\omega t; \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega' \quad (1.37)$$

D'où la relation matricielle (1.40)

- Dans la seconde, on prend $\theta_r = 0$, Donc

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0; \theta_s = \theta = \omega t; \frac{d\theta_s}{dt} = \omega' \quad (1.38)$$

D'où la relation matricielle (1.41)

- Dans la seconde, on prend $\theta_s = \alpha t$

Donc :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega; \theta_r = \theta_s - \theta = \alpha t - \omega t = g \alpha t; \frac{d\theta_r}{dt} = g \omega \quad (1.39)$$

D'où la relation matricielle (1.42)

*Définition (**)* : Par analogie avec la transformation de Park, la rapporte les équations de la machine asynchrone à un système d'axes fictifs [6]:

- ✓ Liés au stator, dans première cas,
- ✓ Liés au rotor, dans la seconde,
- ✓ Tournant à la vitesse synchrone, dans le troisième.

$$\underline{\theta_S = 0; \theta_R = -\theta}$$

$$\begin{bmatrix} v_{Sf} \\ v_{Sb} \\ v_{Rf} \\ v_{Rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S + \mathcal{L}_S p & 0 & p & 0 \\ 0 & R_S + \mathcal{L}_S p & 0 & p \\ \mathcal{M}(p - i\omega) & 0 & R_R + R(p - i\omega) & 0 \\ 0 & \mathcal{M}(p - i\omega) & 0 & R_R + R(p + i\omega) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{Sf} \\ i_{Sb} \\ i_{Rf} \\ i_{Rb} \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

$$\underline{\theta_R = 0; \theta_S = -\theta}$$

$$\begin{bmatrix} v_{Sf} \\ v_{Sb} \\ v_{Rf} \\ v_{Rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S + \mathcal{L}_S(p + i\omega) & 0 & (p + i\omega) & 0 \\ 0 & R_S + \mathcal{L}_S(p - i\omega) & 0 & (p - i\omega) \\ \mathcal{M}_p & 0 & R_R + R p & 0 \\ 0 & \mathcal{M} p & 0 & R_R + R p \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{Sf} \\ i_{Sb} \\ i_{Rf} \\ i_{Rb} \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

$$\underline{\theta_S = \alpha t; \theta_R = g \alpha t}$$

$$\begin{bmatrix} v_{Sf} \\ v_{Sb} \\ v_{Rf} \\ v_{Rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S + \mathcal{L}_S(p + i\omega) & 0 & (p + i\omega) & 0 \\ 0 & R_S + \mathcal{L}_S(p - i\omega) & 0 & (p - i\omega) \\ \mathcal{M}(p + ig\omega) & 0 & R_R + R(p - ig\omega) & 0 \\ 0 & \mathcal{M}(p - ig\omega) & 0 & R_R + R(p - ig\omega) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{Sf} \\ i_{Sb} \\ i_{Rf} \\ i_{Rb} \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

Les trois solutions conduisent à des matrices de même forme et de complexité équivalente.

La simplification obtenue par la transformation de Ku est plus importante que celle que donnait la transformation de Park [6].

✓ Sur les 36 termes de la matrice impédance de départ, il ne reste que 8 terme non nuls, au lieu de 16 ou 12.

✓ Surtout les 4 sous-matrice liant $[v_{cS}]$ et $[v_{cR}]$ à $[i_{cS}]$ et $[i_{cR}]$ sont diagonale, donc les composantes f et b sont découplées : dans les équations liant v_{Sf} et v_{Rf} à i_{Sf} et i_{Rf} les composants i_{Sb} et i_{Rb} n'interviennent pas ; de même, dans les équations liant les composantes b , les composantes f n'interviennent pas.

✓ Enfin, l'étude des composantes b n'est pas nécessaire puisque elles sont les conjuguées des composantes f .

- Ces trois raisons expliquent le choix de transformation de Ku pour l'étude analytique des régimes transitoires de la machine asynchrone [6].

1.5.3. Expression du couple

Comme l'a déjà indiqué, puisque pour le moteur asynchrone les sous matrices $[L_{SS}]$ et $[L_{RR}]$ ne dépendent pas de θ , l'expression générale du couple électromagnétique se réduit à [6]:

$$C_{em} = [i_s]_t \left\{ \frac{d[M_{SR}]}{d\theta} \right\} [i_r]. \quad (1.43)$$

Avec les deux changements de variables :

$$[i_s] = [K(\theta_s)][i_{cs}]; [i_r] = [K(\theta_r)][i_{cr}] \quad (1.44)$$

L'expression du couple s'écrit :

$$C_{em} = [i_{cs}]_t [K(\theta_s)]_t \left\{ \frac{d[M_{SR}]}{d\theta} \right\} [K(\theta_r)][i_{cr}] \quad (1.45)$$

Ce qui donne :

$$C_{em} = i \mathcal{M} \left(i_{sb} i_{rf} e^{i(\theta_r - \theta_s)} - i_{sf} i_{rb} e^{-i(\theta_r - \theta_s)} \right) \quad (1.46)$$

Ou, si la condition de simplification (*) est remplie,

$$C_{em} = i \mathcal{M} (i_{sb} i_{rf} - i_{sf} i_{rb}). \quad (1.47)$$

1.5.4. Impédance opérationnelles. Schéma équivalent

- La transformation de Ku ayant conduit à un système d'équations différentielles à coefficients constants, dans ces équations p peut représenter l'opérateur symbolique de Heaviside [6].

La matrice carrée des relations (1.36), (1.40), (1.41) et (1.42) est la matrice des impédances opérationnelles donnant les transformées V_{sf}, V_{sb}, V_{rf} et V_{rb} des composants des tensions à partir de celles I_{sf}, I_{sb}, I_{rf} et I_{rb} des courants [6].

- Il est facile de déterminer le schéma équivalent qui traduit les relations entre les transformées des composants f et b des tensions et des courants [6].

Mise en forme opérationnelle, (1.34), s'écrit :

$$\begin{cases} V_{sf} = \left[R_s + \mathcal{L}_s \left(p + i \frac{d\theta_s}{dt} \right) \right] I_{sf} + \left(p + i \frac{d\theta_s}{dt} \right) I_{rf} \\ V_{rf} = \mathcal{M} \left(p + i \frac{d\theta_r}{dt} \right) I_{sf} + \left[R_r + \mathcal{L}_r \left(p + i \frac{d\theta_r}{dt} \right) \right] I_{rf} \\ V_{sb} = \left[R_s + \mathcal{L}_s \left(p - i \frac{d\theta_s}{dt} \right) \right] I_{sb} + \left(p - i \frac{d\theta_s}{dt} \right) I_{rb} \\ V_{rb} = \mathcal{M} \left(p - i \frac{d\theta_r}{dt} \right) I_{sb} + \left[R_r + \mathcal{L}_r \left(p - i \frac{d\theta_r}{dt} \right) \right] I_{rb} \end{cases} \quad (1.48)$$

Où $\frac{d\theta_s}{dt}$ et $\frac{d\theta_R}{dt}$ sont des constants.

On peut présenter ces deux systèmes d'équations sous forme :

✓ Pour le système d'indice f :

$$\begin{cases} \frac{V_{sf}}{p+i\frac{d\theta_s}{dt}} = \left[\frac{R_s}{p+i\frac{d\theta_s}{dt}} + (\mathcal{L}_s - \mathcal{M}) \right] I_{sf} + (I_{sf} + I_{Rf}) \\ \frac{V_{Rf}}{p+i\frac{d\theta_s}{dt}} = \left[\frac{R_R}{p+i\frac{d\theta_s}{dt}} + (\mathcal{L}_R - \mathcal{M}) \right] I_{Rf} + (I_{sf} + I_{Rf}) \end{cases} \quad (1.49)$$

✓ Pour le système d'indice b

$$\begin{cases} \frac{V_{sb}}{p-i\frac{d\theta_s}{dt}} = \left[\frac{R_s}{p-i\frac{d\theta_s}{dt}} + (\mathcal{L}_s - \mathcal{M}) \right] I_{sb} + (I_{sb} + I_{Rb}) \\ \frac{V_{Rb}}{p-i\frac{d\theta_s}{dt}} = \left[\frac{R_R}{p-i\frac{d\theta_s}{dt}} + (\mathcal{L}_R - \mathcal{M}) \right] I_{Rb} + (I_{sb} + I_{Rb}) \end{cases} \quad (1.50)$$

Sous cette présentation, le premier système correspond à la partie supérieure du schéma équivalent de la figure (1.2), la seconde à la partie inférieure de ce schéma [6].

On vérifie que la partie inférieure est indiquée à la partie supérieure au remplacement de i par $-i$ près, suivant le cas, on prendra :

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ donc } \frac{d\theta_R}{dt} = -\omega \\ \text{Ou } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \text{ donc } \frac{d\theta_R}{dt} = 0 \\ \text{Ou } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \text{ donc } \frac{d\theta_R}{dt} = g\omega. \end{aligned} \quad (1.51)$$

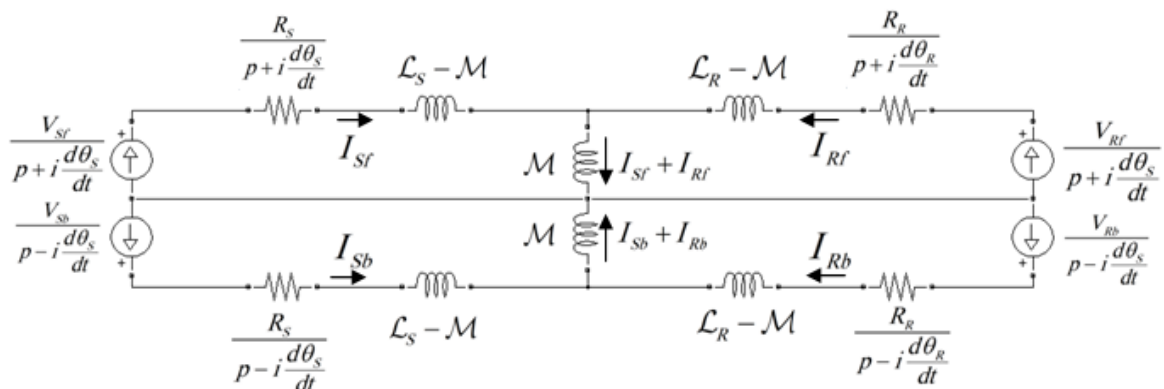


Figure (1.2) : Schéma équivalent d'une MAS (partie inférieure et supérieure) [7] et [6]

- Remarque : pour trouver le schéma équivalent en régime permanent du moteur asynchrone à rotor à court-circuit alimenté par des tensions sinusoïdales équilibrées ou non, il

suffit de remplacer les équations opérationnelles par les équations complexes équivalentes [6].

Si on ramène toutes les tensions et tous les courants à la pulsation ω des tensions primaires, on remplace p par $i\omega$ et les grandeurs opérationnelles par les grandeurs complexes équivalentes.

En adoptant des axes fictifs liés au stator, les équations (1.40) deviennent :

$$\begin{cases} \bar{V}_{sf} = (R_s + i\omega\mathcal{L}_s)\bar{I}_{sf} + i\omega \bar{I}_{rf} \\ 0 = \mathcal{M}i(\omega - \omega')\bar{I}_{sf} + [R_r + iR_r(\omega - \omega')]\bar{I}_{rf} \\ \bar{V}_{sb} = (R_s + i\omega\mathcal{L}_s)\bar{I}_{sb} + i\omega \bar{I}_{rb} \\ 0 = \mathcal{M}i(\omega + \omega')\bar{I}_{sb} + [R_r + iR_r(\omega + \omega')]\bar{I}_{rb} \end{cases} \quad (1.52)$$

Ou puisque $\omega - \omega' = g\omega$ et $\omega + \omega' = (2 - g)\omega$,

$$\begin{cases} \bar{V}_{sf} = [R_s + i(\mathcal{L}_s - \mathcal{M})\omega]\bar{I}_{sf} + i\omega(\bar{I}_{sf} + \bar{I}_{rf}) \\ 0 = \left[\frac{R_r}{g} + i(\mathcal{L}_r - \mathcal{M})\omega\right]\bar{I}_{rf} + i\omega(\bar{I}_{sf} + \bar{I}_{rf}) \\ \bar{V}_{sb} = [R_s + i(\mathcal{L}_s - \mathcal{M})\omega]\bar{I}_{sb} + i\omega(\bar{I}_{sb} + \bar{I}_{rb}) \\ 0 = \left[\frac{R_r}{2-g} + i(\mathcal{L}_r - \mathcal{M})\omega\right]\bar{I}_{rb} + i\omega(\bar{I}_{sb} + \bar{I}_{rb}) \end{cases} \quad (1.53)$$

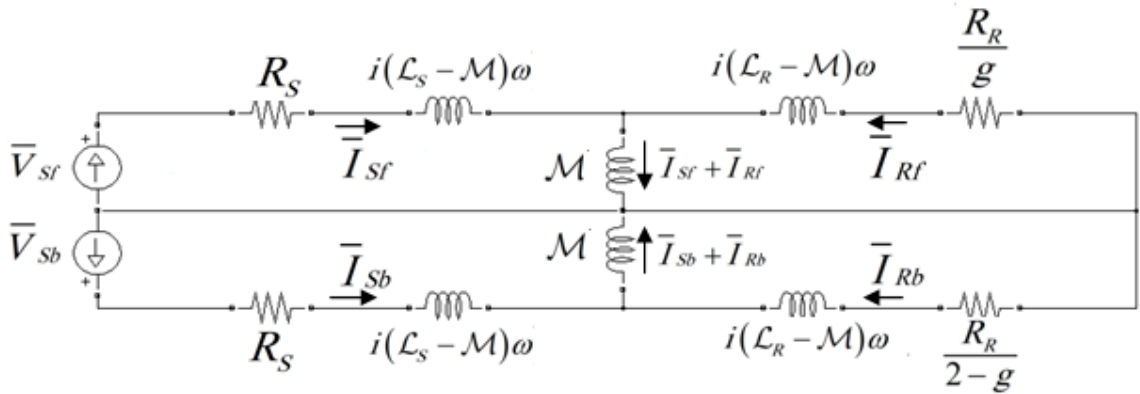


Figure (1.3) : Schéma classique du moteur asynchrone [7] et [6]

Ces deux systèmes d'équations correspondant au schéma de la figure (1.3) où on reconnaît, en haut, le schéma classique du moteur asynchrone alimenté par un système équilibré direct, en bas celui de même moteur alimenté par un système équilibré inverse.

On retrouve les résultats de la transformation de Fortescue car la matrice de Ku $[K(\theta_s)]$ dans laquelle on fait $\theta_s = 0$ n'est autre chose que la matrice de Fortescue modifiée pour assurer l'invariance de la puissance $[F_1]$,

$$[F_1] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \quad (1.54)$$

1.6. Modélisation vectorielle de la machine asynchrone à simple cage

1.6.1. Choix du système d'axe de référence

En utilisant le 1^{er} cas - *Définition (**)* - liés au stator (α, β). Donc on repart des équations (1.40)

1.6.1.1. Equation d'état du modèle du MAS a simple cage

$$\begin{bmatrix} v_{sb} \\ v_{sf} \\ v_{rb} \\ v_{sf} \end{bmatrix}_V = \underbrace{\begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 & 0 \\ -i\omega\mathcal{M} & 0 & R_R - i\omega_R & 0 \\ 0 & i\omega\mathcal{M} & 0 & 0 \end{bmatrix}}_Z \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sb} \\ i_{sf} \\ i_{rb} \\ i_{rf} \end{bmatrix}}_I + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathcal{L}_S & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathcal{L}_S & 0 & \omega \\ \omega & 0 & \mathcal{L}_R & 0 \\ 0 & \omega & 0 & \mathcal{L}_R \end{bmatrix}}_L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sb} \\ i_{sf} \\ i_{rb} \\ i_{rf} \end{bmatrix}_I \quad (1.55)$$

1.6.1.2. Calcul du couple

En utilisant les inductances définies par la relation (1.47).

1.6.1.3. L'équation fondamentale de la mécanique

L'équation du mouvement :

$$C_{em} - C_r = f_r \Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (1.56)$$

Avec C_{em}, C_r, f_r, J : le couple électromagnétique, le couple résistant, le coefficient de frottement et le moment d'inertie, respectivement.

1.7. Modèle SIMULINK de la machine asynchrone à cage

1.7.1. Simulation

Le but de cette simulation est d'étudier l'évolution de la vitesse, du couple et du courant lors de la mise sous tension d'une machine asynchrone à cage, ce qui permettra de valider le modèle de la machine en enregistrant la vitesse et le courant au démarrage [8].

1.7.1.1. Schéma de simulation

Le contenu de bloc (Mas-Vectoriel) est représenté dans la figure (1.4).

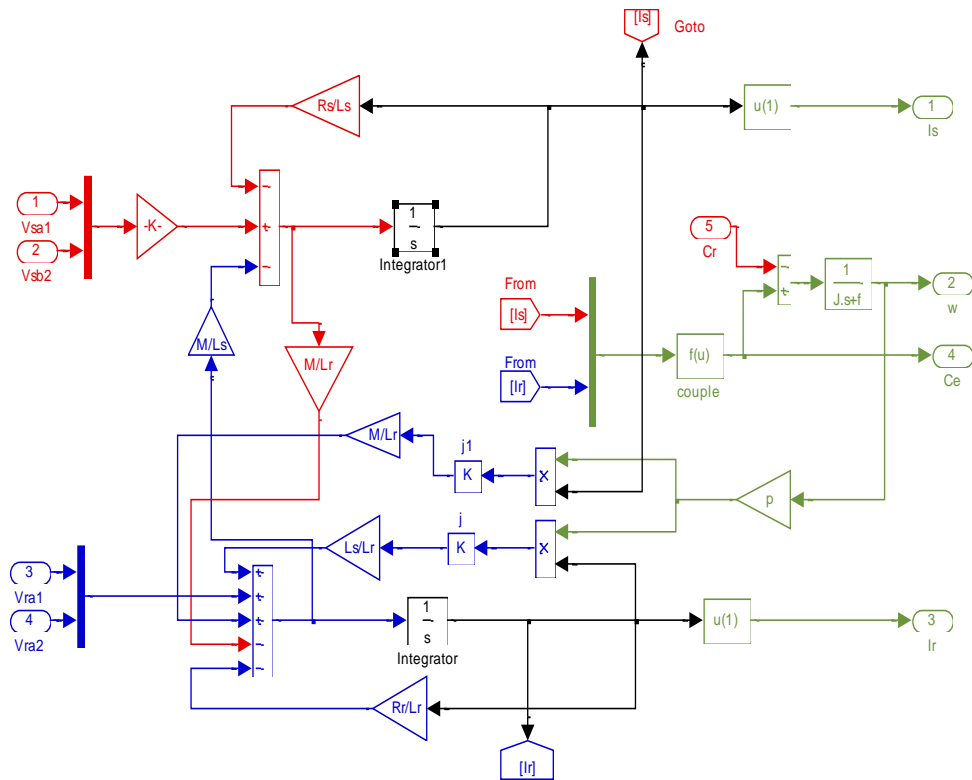


Figure (1.4) : Bloc d'un modèle vectoriel de la MAS à cage dans le repère (α, β) .

1.7.1.2. Résultats de simulation

La figure (1.5) montre les résultats de la simulation du processus de démarrage du moteur asynchrone à cage suivi de l'application d'une charge de 25 Nm (charge nominale) à l'instant 0.3 s. Les données de la machine simulées sont données en annexe A.

Les figures (1.5.a), (1.5.b), (1.5.c) et (1.5.d) et (1.5.e), représentent respectivement les courbes de la vitesse, le couple électromagnétique, le courant statorique, le courant rotorique et le couple en fonction de la vitesse du modèle de la machine exprimée dans le réf (α, β) .

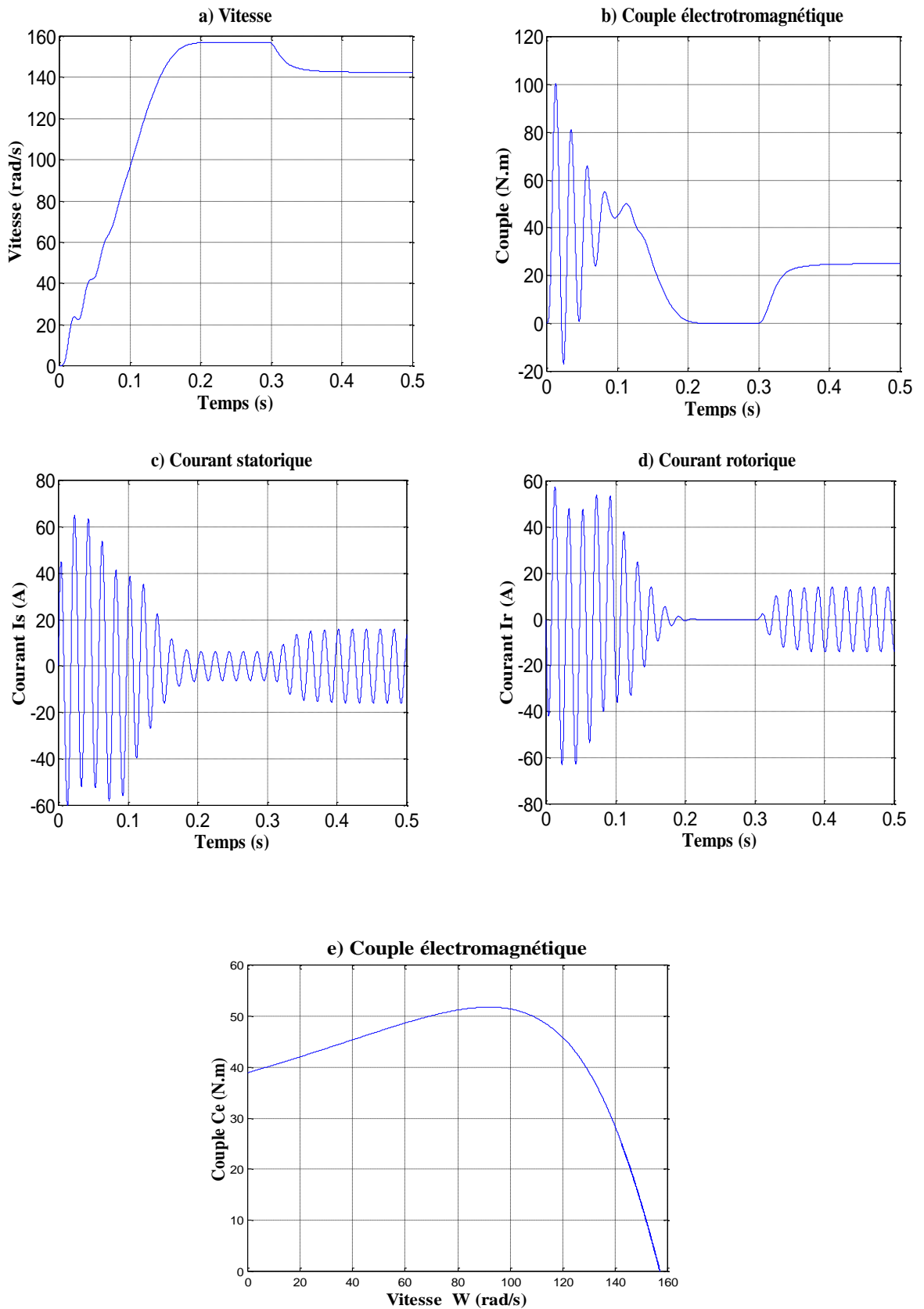


Figure (1.5) : Résultat de la simulation du processus de démarrage du moteur asynchrone à cage

1.7.2. Discussion :

Pour $0.3 > t$:

Lors du démarrage à vide, on constate d'emblée l'importance des courants statoriques et pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par sur échauffement en cas de répétitions excessives. Mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, il présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. En régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule. L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme [142 rad/s], avec un accroissement presque linéaire.

Pour $0.3 < t$:

En second lieu, une perturbation de couple $C_r = 25 \text{ Nm}$, est introduite sur l'arbre de la machine (fonctionnement en charge). Lors de l'application de ce couple résistant, on constate une diminution de la vitesse rotorique par rapport à la vitesse du synchronisme. Le couple électromagnétique se stabilise vers la valeur du couple résistant avec une réponse Quasiment instantanée. On remarque également que les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

1.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté une brève étude sur la machine asynchrone à cage, sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de sa commande ; ainsi que ses avantages, ses inconvénients.



On s'est intéressé dans ce chapitre à l'aspect de la modélisation de la machine asynchrone à simple cage, plus particulièrement à la construction des modèles triphasés usuels comprenant le modèle de KU.

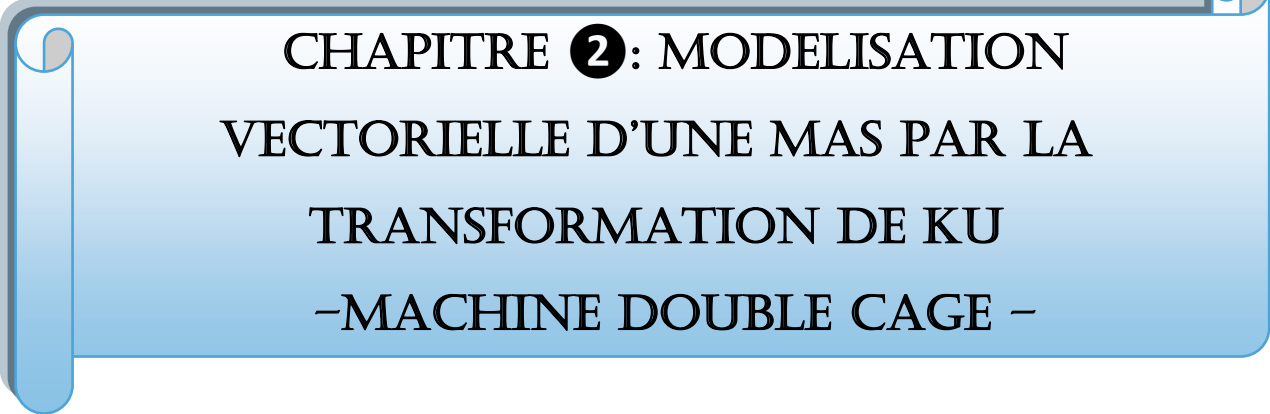
Après formulation du modèle de KU qui nous a permis de retrouver un système d'équations différentielles à coefficients constants, comme pour la transformation de Park, sauf qu'on a abouti à des simplifications plus importantes, avec des sous matrices diagonales et plus creuses.

Une comparaison entre les deux approches donne lieu à un bilan favorable à la transformation de KU, Justifiant alors l'intérêt d'aborder cette dernière et projeter de formuler un modèle multi-enroulement reposant sur cette transformation, qui offre pour le moins une


difficulté moindre et un temps de calcul réduit. Aussi, l'objet de ce chapitre était la modélisation et la simulation d'une machine asynchrone à cage par le logiciel MATLAB/SIMULINK.

Dans ce qui suit, nous allons aborder la modélisation vectorielle d'une MAS par la Transformation de Ku –Machine à Double Cage-.





CHAPITRE **2**: MODELISATION
VECTORIELLE D'UNE MAS PAR LA
TRANSFORMATION DE KU
-MACHINE DOUBLE CAGE -





2.1. INTRODUCTION

Les machines triphasées, alimentées directement sur le réseau, représentent la grande majorité des applications ; supplantant les machines monophasées aux performances bien moindres et au couple de démarrage nul sans artifice. Les caractéristiques de courant absorbé et de couple de cette machine sont bien connues (voir courbes types ci-joint). Elles font apparaître très clairement une pointe d'intensité de 5 à 10 fois I_n ainsi qu'un à-coup de couple au démarrage. Après la modélisation vectorielle et simulation de la machine asynchrone à simple cage par la transformation de Ku, nous étudierons dans ce chapitre la modélisation vectorielle de la machine asynchrone à double cage toujours, par la transformation de Ku.

La modélisation décrite dans ce chapitre, a pour objet de représenter le schéma équivalent et le schéma bloc pour une machine asynchrone à double cage, par la transformation de Ku.

2.2. Modélisation de la machine asynchrone à double cage

2.2.1. Généralités sur la machine à double cage

Lors du démarrage, un grand courant est absorbé au réseau. Pour en limiter la grandeur, on peut réaliser: Un démarrage étoile-triangle (si le moteur se raccorde normalement en triangle sur le réseau). Ou construire un moteur à cage avec une forme d'encoche particulière, avec éventuellement différents type de matériaux. Dans le cas de la double cage, la barre extérieure est en laiton (en gris) et celle de l'intérieure en cuivre, *figure (2.1)*.

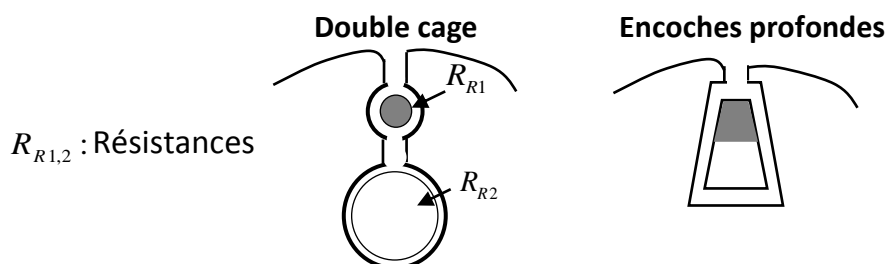


Figure (2.1) : Schéma équivalent du système.

Le rotor porte une première série d'encoches, voisine de l'entrefer, contenant les barres de la première cage, puis une série d'encoches plus profondes, reliées ou non aux premières par un étroit passage (connexion entre les deux cages), dans lesquelles sont logées les barres d'une seconde cage. La cage extérieure (ou cage de démarrage) est plus résistante que la cage intérieure (ou cage de travail). Il vient que la résistance R_{R1} de la première ramenée au

primaire soit plus grande que celle R_{R2} de la seconde en la réalisant, par exemple, avec des barres ou des anneaux de sections moindres, *figure (2.1)*.

$$R_{R1,2} = \rho \frac{l}{S_{1,2}}, \quad S_1 < S_2 \Rightarrow R_{R1} > R_{R2}$$

Au contraire la représentation du flux de fuites d'encoches (*Figure (2.2)*) montre que l'inductance de fuites vue du primaire L'_{2e} de la cage extérieure est moins forte que celle L'_{2i} de la cage intérieure plus noyée dans le fer rotorique et plus éloignée de l'entrefer.

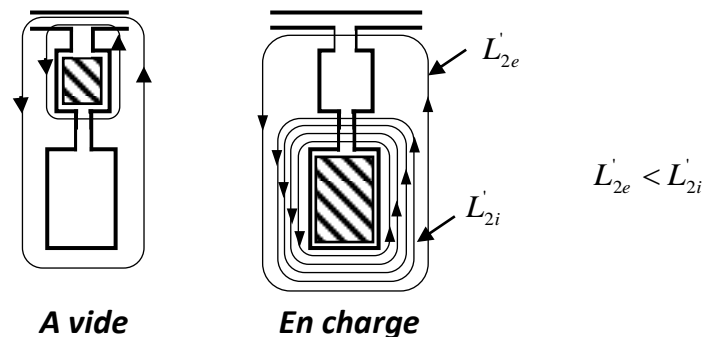


Figure (2.2) : Représentation des fuites d'encoches d'une MAS à double cage.

A vide les courants qui circulent dans la cage interne sont faibles devant les courants qui circulent dans la cage externe. Par conséquent, la cage interne n'a que peu d'influence sur le fonctionnement du moteur ; il se comporte alors sensiblement comme si la cage extérieure de forte résistance existait seule (le couple est élevé).

En marche normale l'impédance de la cage externe est très supérieure à l'impédance de la cage interne ; les courants qui circulent dans la cage externe sont faibles devant les courants qui circulent dans la cage interne. Par conséquent, la cage externe n'a que peu d'influence sur le fonctionnement du moteur ; il se comporte alors sensiblement comme si la cage intérieure de faible résistance existait seule (les performances sont celles d'un moteur ordinaire).

2.2.2. Modèle triphasé de la MAS à double cage

2.2.2.1. Equation de fonctionnement

Affectant l'indice R_{R1} à la première cage, l'indice R_{R2} à la seconde, on peut par analogie avec les équations (1.38) et (1.53) écrire directement [7]:

$$\begin{cases} [V_S] = [R_S][i_S] + p\{[L_{SS}][i_S]\} + p\{[M_{SR1}][i_{R1}]\} + p\{[M_{SR2}][i_{R2}]\} \\ 0 = [R_{R1}][i_{R1}] + p\{[M_{R1S}][i_S]\} + p\{[L_{R1R2}][i_{R1}]\} + p\{[M_{R1R2}][i_{R2}]\} \\ 0 = [R_{R2}][i_{R2}] + p\{[M_{R2S}][i_S]\} + p\{[L_{R1R2}][i_{R2}]\} + p\{[M_{R1R2}][i_{R1}]\} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\text{Avec : } [V_S] = \begin{bmatrix} V_{SA} \\ V_{SB} \\ V_{SC} \end{bmatrix} ; [i_S] = \begin{bmatrix} i_{SA} \\ i_{SB} \\ i_{SC} \end{bmatrix} ; [i_{R1}] = \begin{bmatrix} i_{R1A} \\ i_{R1B} \\ i_{R1C} \end{bmatrix} ; [i_{R2}] = \begin{bmatrix} i_{R2A} \\ i_{R2B} \\ i_{R2C} \end{bmatrix}$$

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} ; [L_{R1R1}] = \begin{bmatrix} L_{R1} & M_{R1} & M_{R1} \\ M_{R1} & L_{R1} & M_{R1} \\ M_{R1} & M_{R1} & L_{R1} \end{bmatrix} ;$$

$$[L_{R2R2}] = \begin{bmatrix} L_{R2} & M_{R2} & M_{R2} \\ M_{R2} & L_{R2} & M_{R2} \\ M_{R2} & M_{R2} & L_{R2} \end{bmatrix} ;$$

$$[M_{SR1}] = M_1 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$[M_{R1R2}] = M \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} ; [M_{SR2}] = \frac{M_2}{M_1} [M_{SR1}] ; [M_{R1S}] = [M_{SR1}]^t ; \quad (2.3)$$

$$[M_{R2S}] = [M_{SR2}]^t ; [M_{R2R1}] = [M_{R1R2}]^t ; [R_S] = R_S [Id_{3 \times 3}] ; [R_{R1}] = R_{R1} [Id_{3 \times 3}] ;$$

$$[R_{R2}] = R_{R2} [Id_{3 \times 3}]$$

On effectue alors le changement de variables :

$$[V_S] = [K_1(\theta_S)][V_{CS}] ; [i_S] = [K_1(\theta_S)] [i_{CS}] ; [i_{R1}] = [K_1(\theta_R)] [i_{CR1}] ; [i_{R2}] = [K_1(\theta_R)][i_{CR2}]$$

Puis on multiplie l'équation matricielle des tensions statorique par $[K_1(\theta_s)]^{-1}$, les deux équations des tensions rotoriques par $[K_1(\theta_r)]^{-1}$. En introduisant les inductances cycliques propres \mathcal{L}_S et $(\mathcal{L}_{R1}, \mathcal{L}_{R2})$ du stator et du rotor, \mathcal{M}_1 : la mutuelle inductance cyclique stator-rotor1, \mathcal{M}_2 : la mutuelle inductance cyclique stator-rotor2,

\mathcal{M}' : la mutuelle inductance cyclique rotor1-rotor2 et les inductances homopolaires \mathcal{L}_{S0} , \mathcal{L}_{R10} et \mathcal{L}_{R20} . avec ; $\mathcal{L}_S = L_S - M_S$;

$$\mathcal{L}_{R1} = L_{R1} - M_{R1} ; \quad \mathcal{L}_{R2} = L_{R2} - M_{R2} ; \quad \mathcal{M}_1 = \frac{3}{2} M_1 ; \quad \mathcal{M}_2 = \frac{3}{2} M_2 ; \quad \mathcal{M}' = \frac{3}{2} M' \quad (2.4)$$

$$\mathcal{L}_{S0} = L_S + 2M_S ; \quad \mathcal{L}_{R10} = L_{R1} + 2M_{R1} ; \quad \mathcal{L}_{R20} = L_{R2} + 2M_{R2}$$

Remarque : $\mathcal{L} = \mathcal{L}$ et $\mathcal{M} = \mathcal{M}$

En supposant la condition de l'autopilottage $\theta + \theta_r - \theta_s = 0$ satisfaite, on obtient après calculs, le système suivant :

$$\begin{bmatrix} [V_{CS}] \\ [0] \\ [0] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [V_{CS,CS}] & [V_{CS,CR1}] & [V_{CS,CR2}] \\ [V_{CR1,CS}] & [V_{CR1,CR1}] & [V_{CR1,CR2}] \\ [V_{CR2,CS}] & [V_{CR2,CR1}] & [V_{CR2,CR2}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{CS}] \\ [i_{CR1}] \\ [i_{CR2}] \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Les neuf sous matrices liant les composantes sont données par :

$$[Z_{CS,CS}] = \begin{bmatrix} R_S + \mathcal{L}_{S0}p & 0 & 0 \\ 0 & R_S + \mathcal{L}_S(p + j \frac{d\theta_s}{dt}) & 0 \\ 0 & 0 & R_S + \mathcal{L}_S(p - j \frac{d\theta_s}{dt}) \end{bmatrix} ; \quad (2.6)$$

$$[Z_{CR1,CR1}] = \begin{bmatrix} R_{R1} + \mathcal{L}_{R10}p & 0 & 0 \\ 0 & R_{R1} + \mathcal{L}_{R1}(p + j \frac{d\theta_r}{dt}) & 0 \\ 0 & 0 & R_{R1} + \mathcal{L}_{R1}(p - j \frac{d\theta_r}{dt}) \end{bmatrix} ; \quad [Z_{CR2,CR2}] = \begin{bmatrix} R_{R2} + \mathcal{L}_{R20}p & 0 & 0 \\ 0 & R_{R2} + \mathcal{L}_{R2}(p + j \frac{d\theta_r}{dt}) & 0 \\ 0 & 0 & R_{R2} + \mathcal{L}_{R2}(p - j \frac{d\theta_r}{dt}) \end{bmatrix}$$

$$[Z_{CS,CR1}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathcal{M}_1(p + j \frac{d\theta_s}{dt}) & 0 \\ 0 & 0 & \mathcal{M}_1(p - j \frac{d\theta_s}{dt}) \end{bmatrix} ; \quad [Z_{CS,CR2}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathcal{M}_2(p + j \frac{d\theta_s}{dt}) & 0 \\ 0 & 0 & \mathcal{M}_2(p - j \frac{d\theta_s}{dt}) \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 [Z_{CR1,CS}] &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathfrak{M}_1(p + j\frac{d\theta_R}{dt}) & 0 \\ 0 & 0 & \mathfrak{M}_1(p - j\frac{d\theta_R}{dt}) \end{bmatrix} ; [Z_{CR2,CS}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathfrak{M}_2(p + j\frac{d\theta_R}{dt}) & 0 \\ 0 & 0 & \mathfrak{M}_2(p - j\frac{d\theta_R}{dt}) \end{bmatrix} ; \\
 [Z_{CR1,CR2}] &= [Z_{CR2,CR1}] = \mathfrak{M}' \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & p + j\frac{d\theta_R}{dt} & 0 \\ 0 & 0 & p - j\frac{d\theta_R}{dt} \end{bmatrix} ; \tag{2.7}
 \end{aligned}$$

$$\text{et : } [V_{CS}] = \begin{bmatrix} V_{C0s} \\ V_{C0f} \\ V_{C0b} \end{bmatrix}, [i_{CS}] = \begin{bmatrix} i_{C0s} \\ i_{C0f} \\ i_{C0b} \end{bmatrix}, [i_{CR1}] = \begin{bmatrix} i_{CR10} \\ i_{CR1f} \\ i_{CR1b} \end{bmatrix}, [i_{CR2}] = \begin{bmatrix} i_{CR20} \\ i_{CR2f} \\ i_{CR2b} \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

Sur les 81 termes de la matrice impédance 60, sont nuls, les 9 sous matrices résultante sont toutes diagonales.

Les composantes homopolaires des trois enroulements, si elles existent, sont totalement découplées. De plus, le système des composantes d'indice f ($V_{Sf}, i_{Sf}, i_{R1f}, i_{R2f}$) est découplé des autres. De même pour celui des composantes d'indice b ($V_{Sb}, i_{Sb}, i_{R1b}, i_{R2b}$).

2.2.2.2. Schéma équivalent

Comme nous l'avons fait pour le moteur à cage, on peut déduire :

$$\begin{cases} V_{Sf} = \left(R_s + \mathfrak{L}_s(p + j\frac{d\theta_s}{dt}) \right) i_{Sf} + \mathfrak{M}_1 \left(p + j\frac{d\theta_s}{dt} \right) i_{R1f} + \mathfrak{M}_2 \left(p + j\frac{d\theta_s}{dt} \right) i_{R2f} \\ 0 = \mathfrak{M}_1 \left(p + j\frac{d\theta_R}{dt} \right) i_{Sf} + \left(R_{R1} + \mathfrak{L}_{R1}(p + j\frac{d\theta_R}{dt}) \right) i_{R1f} + \mathfrak{M}' \left(p + j\frac{d\theta_R}{dt} \right) i_{R2f} \\ 0 = \mathfrak{M}_2 \left(p + j\frac{d\theta_R}{dt} \right) i_{Sf} + \mathfrak{M}' \left(p + j\frac{d\theta_R}{dt} \right) i_{R1f} + \left(R_{R2} + \mathfrak{L}_{R2}(p + j\frac{d\theta_R}{dt}) \right) i_{R2f} \end{cases} \tag{2.9}$$

On effectue le changement de variable : $i'_{R2f} = \frac{\mathfrak{M}_2}{\mathfrak{M}_1} i_{R2f} = \frac{i_{R2f}}{m}$, avec $m = \frac{\mathfrak{M}_1}{\mathfrak{M}_2}$, peut être réécrit comme suit [1]:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{V_{sf}}{p + j \frac{d\theta_s}{dt}} &= \left(\frac{R_s}{p + j \frac{d\theta_s}{dt}} + \mathcal{L}_s - \mathcal{N}_1 \right) i_{sf} + \mathcal{N}_1 (i_{sf} + i_{R1f} + i'_{R2f}) \\ 0 &= \mathcal{N}_1 (i_{sf} + i_{R1f} + i'_{R2f}) + (m\mathcal{N}' - \mathcal{N}_1) (i_{R1f} + i'_{R2f}) + \left(\frac{R_{R1}}{p + j \frac{d\theta_R}{dt}} + \mathcal{L}_{R1} - m\mathcal{N}' \right) i_{R1f} \\ 0 &= \mathcal{N}_1 (i_{sf} + i_{R1f} + i'_{R2f}) + (m\mathcal{N}' - \mathcal{N}_1) (i_{R1f} + i'_{R2f}) + \left(\frac{m^2 R_{R2}}{p + j \frac{d\theta_R}{dt}} + m^2 \mathcal{L}_{R1} - m\mathcal{N}' \right) i'_{R2f} \end{aligned} \right. \quad (2.10)$$

Pour la composante b le système sera le même, il suffira de remplacer (j=i) par (-j=-i) et l'indice f par l'indice b [7].

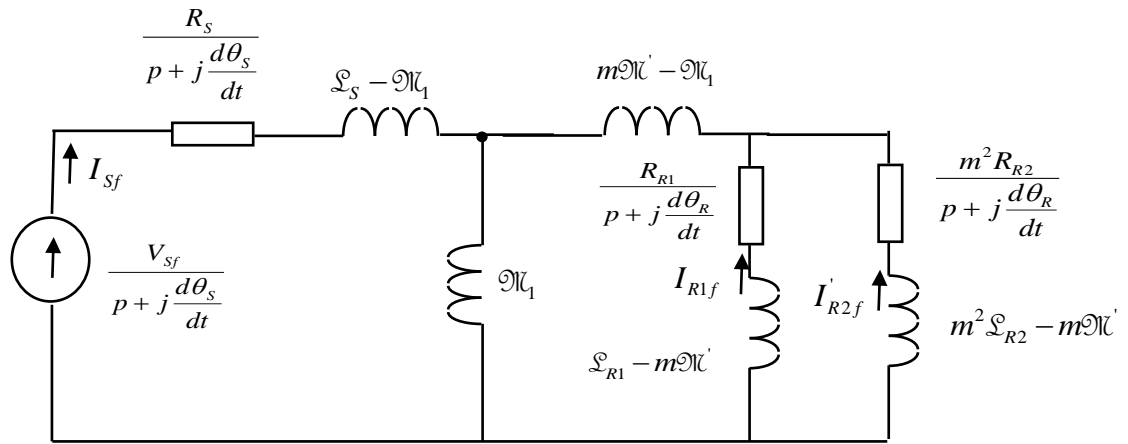


Figure (2.3) : Schéma équivalent du système.

En régime permanent sinusoïdal, si on prend :

$$\theta_s = 0, \quad \theta_R = -\theta = -(1-g)\omega t = -P_p \Omega \quad (2.11)$$

En remplaçant p par $j\omega$, on obtient le schéma équivalent classique du moteur asynchrone à double cage.

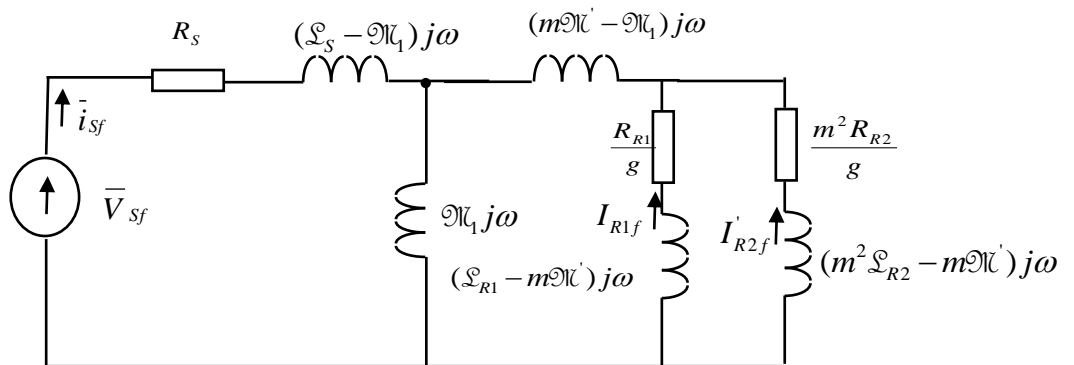


Figure (2.4) : Schéma équivalent d'une MAS à double cage.

2.2.3. Modèle vectoriel de la MAS à double cage

En adoptant des axes fictifs liés au stator $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$, $\frac{d\theta}{dt} = -\theta = -(1-g)\omega_s t = -p\Omega$

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \mathcal{L}_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \mathcal{M}_1 \frac{d\bar{i}_{R1}}{dt} + \mathcal{M}_2 \frac{d\bar{i}_{R2}}{dt} \\ 0 = R_{R1} \bar{i}_{R1} + \mathcal{M}_1 \frac{d\bar{i}_s}{dt} - jp\Omega \mathcal{M}_1 \bar{i}_s + \mathcal{L}_{R1} \frac{d\bar{i}_{R1}}{dt} - jp\Omega \mathcal{L}_{R1} \bar{i}_{R1} + \mathcal{M}'_1 \frac{d\bar{i}_{R2}}{dt} - jp\Omega \mathcal{M}'_1 \bar{i}_{R2} \\ 0 = R_{R2} \bar{i}_{R2} + \mathcal{M}_2 \frac{d\bar{i}_s}{dt} - jp\Omega \mathcal{M}_2 \bar{i}_s + \mathcal{L}_{R2} \frac{d\bar{i}_{R2}}{dt} - jp\Omega \mathcal{L}_{R2} \bar{i}_{R2} + \mathcal{M}'_2 \frac{d\bar{i}_{R1}}{dt} - jp\Omega \mathcal{M}'_2 \bar{i}_{R1} \end{cases} \quad (2.12)$$

D'où :

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_s}{dt} = \frac{\bar{V}_s}{\mathcal{L}_s} - \frac{R_s}{\mathcal{L}_s} \bar{i}_s - \frac{\mathcal{M}_1}{\mathcal{L}_s} \frac{d\bar{i}_{R1}}{dt} - \frac{\mathcal{M}_2}{\mathcal{L}_s} \frac{d\bar{i}_{R2}}{dt} \\ \frac{d\bar{i}_{R1}}{dt} = -\frac{R_{R1}}{\mathcal{L}_{R1}} \bar{i}_{R1} - \frac{\mathcal{M}_1}{\mathcal{L}_{R1}} \frac{d\bar{i}_s}{dt} + jp\Omega \frac{\mathcal{M}_1}{\mathcal{L}_{R1}} \bar{i}_s + jp\Omega \bar{i}_{R1} - \frac{\mathcal{M}'_1}{\mathcal{L}_{R1}} \frac{d\bar{i}_{R2}}{dt} + jp\Omega \frac{\mathcal{M}'_1}{\mathcal{L}_{R1}} \bar{i}_{R2} \\ \frac{d\bar{i}_{R2}}{dt} = -\frac{R_{R2}}{\mathcal{L}_{R2}} \bar{i}_{R2} - \frac{\mathcal{M}_2}{\mathcal{L}_{R2}} \frac{d\bar{i}_s}{dt} + jp\Omega \frac{\mathcal{M}_2}{\mathcal{L}_{R2}} \bar{i}_s + jp\Omega \bar{i}_{R2} - \frac{\mathcal{M}'_2}{\mathcal{L}_{R2}} \frac{d\bar{i}_{R1}}{dt} + jp\Omega \frac{\mathcal{M}'_2}{\mathcal{L}_{R2}} \bar{i}_{R1} \end{cases}$$

2.2.3.1. Le Couple électromagnétique

Par analogie à la machine simple cage, le couple sera formulé par :

$C_e = P_p \text{Im}[\bar{i}_s \times \Phi_s^*]$; Où dans ce cas, de la double cage devient simplement :

$$C_e = P_p \mathcal{M}_1 \text{Im}[\bar{i}_s \times \bar{i}_{R1}^*] + P \mathcal{M}_2 \text{Im}[\bar{i}_s \times \bar{i}_{R2}^*] = C_{e1} + C_{e2} \quad (2.13)$$

Le couple de la double cage est donné par la contribution des deux cages dans le rotor

2.2.4. Comparaison avec les résultats de la transformation de Park

La simplification obtenue par la transformation de Ku est plus importante que celle donnée par la transformation de Park [7].

- Sur les 16 termes de la matrice impédance, huit sont nuls alors que dans Park les 16 termes sont différents de zéro.
- Sur les quatre sous matrices liant $[V_{CS}]$ et $[V_{CR}]$ à $[i_{CS}]$ et $[i_{CR}]$ qui sont diagonales il en résulte que les composantes f et b sont découplées : dans les équations liant V_{sf} et V_{rf} à i_{sf} et i_{rf} les composantes i_{sb} et i_{rb} n'interviennent pas; de même, les équations entre

composantes en b ne font pas intervenir les composantes en f. Il en découle une simplification des calculs que la transformation de Park ne procure pas.

- L'étude des composantes b n'est pas nécessaire puisqu'elles sont les conjuguées des composantes f.

Ces trois raisons expliquent pourquoi nous avons retenu la transformation de Ku pour l'étude de la machine asynchrone spécialement pour la double cage.

2.2.5. Schéma de simulation

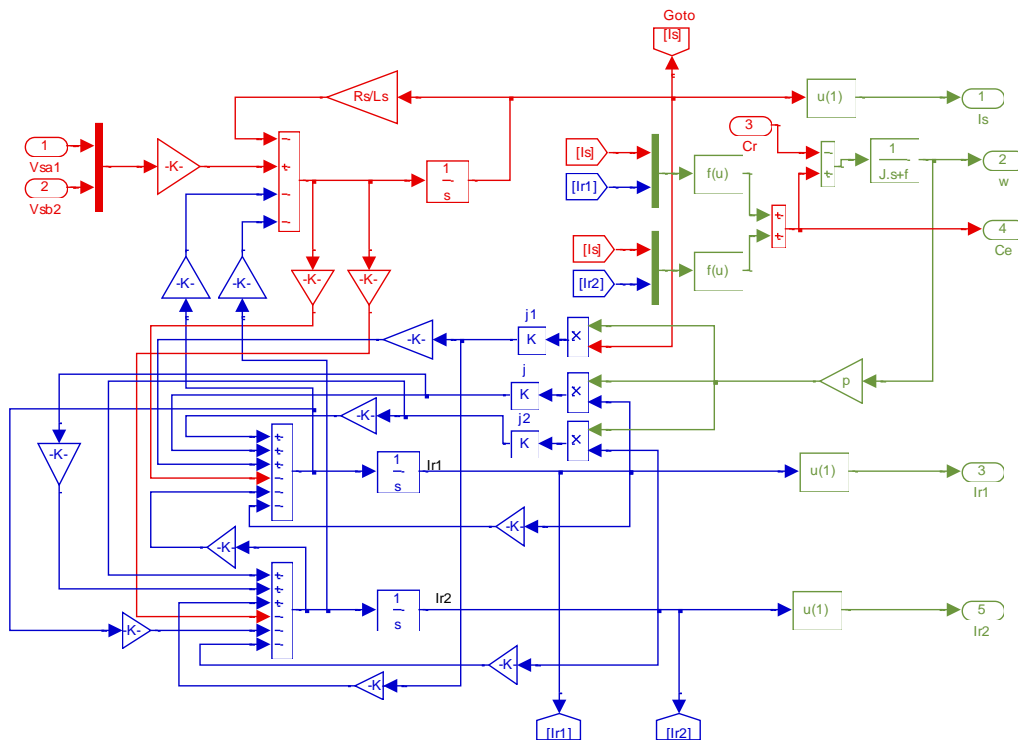


Figure (2.5) : Bloc d'un modèle vectoriel de la MAS à double cage dans le repère

2.2.6. Résultats de simulation

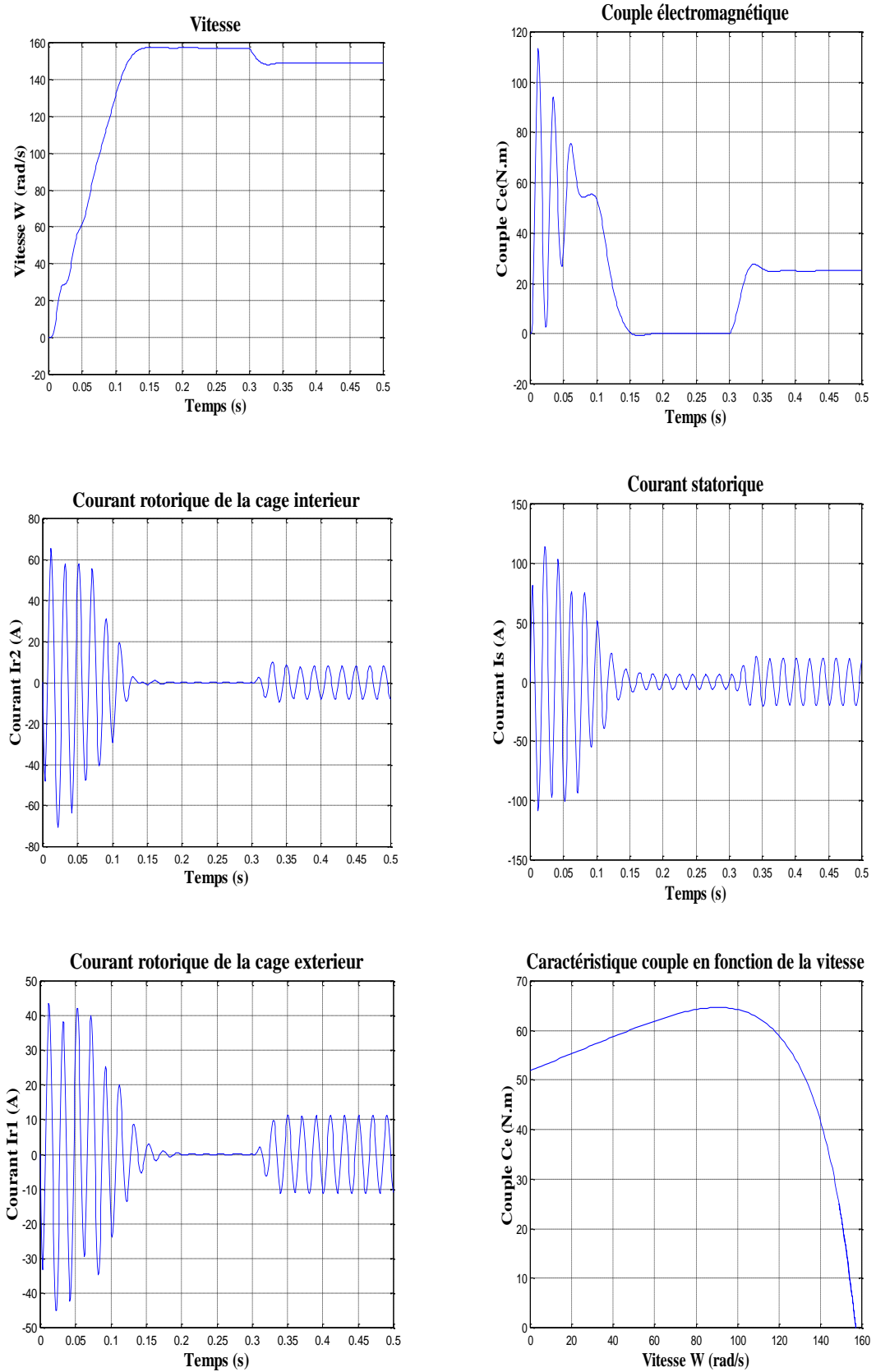


Figure (2.6) : Résultats de simulation (pour MASDC)

2.2.7. Discussion

On sait que la résolution analytique du système d'équations régissant le fonctionnement d'un ensemble de circuits électriques couplés magnétiquement est difficile, même si ces équations sont à coefficients constants. Elle devient impossible si ces coefficients varient en fonction du temps, ce qui est le cas de la machine étudiée.

Pour faciliter la résolution on a appliqué la transformation de Park, et beaucoup plus la transformation de Ku qui effectue des changements de variable tels que les relations entre les variables soient plus simples que celles existants entre les variables réelles, on a pu établir un modèle vectoriel de la machine dont les retombées en terme de calcul seront certainement plus intéressantes que le cas conventionnel de Park !

Les résultats obtenus par voie de simulation nous donnent une vision assez claire sur le comportement du moteur asynchrone à double cage en fonction des paramètres. (*Figure (2.5)*). (*Figure (2.6)*).

2.3. CONCLUSION

Ce chapitre a été, essentiellement, dédié à l'état de l'art de la machine asynchrone et plus particulièrement les machines asynchrones à double cage. Nous avons scindé ce chapitre en deux parties : la première concerne la constitution de la machine asynchrone à double cage; la deuxième partie traite la modélisation vectorielle par la transformation de "Ku" et la simulation d'une MAS à double cage.

L'objectif du chapitre suivant est un aspect de modélisation floue et le diagnostic de la machine asynchrone par les techniques de la logique floue.



CHAPITRE **3**: IDENTIFICATION FLOUE
D'UNE MACHINE ASYNCRCHONE À
DOUBLE CAGE





3.1. INTRODUCTION

La logique floue a été développée pour la première fois par le professeur L.A. ZADEH dans son travail intitulé « *fuzzy sets* » vers 1965, et les applications de cette dernière n'ont vu le jour que dix ans plus tard par de nombreux auteurs, en particulier, le professeur MAMDANI. Actuellement, elle est appliquée dans différents domaines ; à savoir : Economie, Médecine, Robotique, Appareils électroménagers, conduites des cimenteries, etc. La logique floue se distingue de la logique conventionnelle par sa propriété de pouvoir traiter des informations imprécises et vagues, qui sont fréquemment rencontrés dans les cas des systèmes non linéaires et des systèmes difficilement modélisables.

L'identification paramétrique d'un processus physique relève d'une triple démarche et qui caractérise une modélisation de fait :

- Choisir le modèle ;
- Evaluer ses paramètres à l'aide d'essais et d'un algorithme de calcul ;
- Valider le modèle choisi et, au besoin, le modifier.

Le travail que nous présentons dans ce chapitre est essentiellement un travail d'identification floue. Il a pour objectif principal, la détermination des paramètres d'un schéma équivalent du moteur à double cage. Dans une commande de la machine asynchrone, les paramètres électriques sont généralement déterminés par l'intermédiaire de l'analyse classique et des essais à vide. Il est relativement simple de calculer les caractéristiques couple-vitesse à partir des données d'un schéma équivalent, mais il est très compliqué de résoudre le problème inverse (à partir des caractéristiques référentielles). Dans ce chapitre il sera présenté d'une méthode basée sur une approche de calcul pas-a-pas à partir du schéma équivalent et la mesure d'une caractéristique "couple-vitesse" en utilisant la logique floue. Le déplacement des deux caractéristiques est utilisé comme une entrée à variable complexe du contrôleur floue.

3.2. Logique classique et logique floue

Dans le cadre de la logique classique, une proposition est soit vraie, soit fausse (1 ou 0).

Par exemple, la logique classique peut facilement partitionner la température d'une pièce en deux sous-ensembles, «moins de 15 degrés» et «15 degrés ou plus». La figure (3.1a) montre le résultat de cette partition. Toutes les températures de moins de 15 degrés sont alors

considérées comme appartenant à l'ensemble «moins de 15 degrés». On leur affecte une valeur de 1 [9].

Toutes les températures atteignant 15 degrés ou plus ne sont pas considérées comme appartenant à l'ensemble «moins de 15 degrés». On leur attribue une valeur de 0.

Cependant, le raisonnement humain s'appuie fréquemment sur des connaissances ou des données inexacts, incertaines ou imprécises. Une personne placée dans une pièce dont la température est soit de 14.95 degrés soit de 15.05 degrés, ne fera certainement pas de distinction entre ces deux valeurs. Cette personne sera pourtant capable de dire si la pièce est «froide» ou «chaude», sans pour cela utiliser de température limite ni de mesure précise [9].

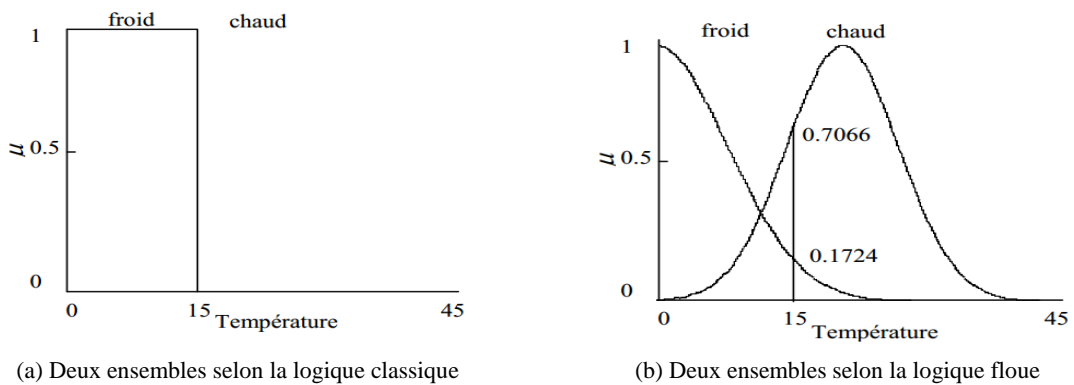


Figure (3.1) : classification des températures d'une pièce en deux ensembles.

La logique floue permet de définir des sous-ensembles, comme «froid» ou «chaud», en introduisant la possibilité pour une valeur d'appartenir plus ou moins à chacun de ces sous-ensembles [9].

3.3. Théorie de la logique floue

3.3.1. Ensemble floue

Soit U un espace de dimension infini, comportant des variables linguistiques x qui peuvent être regroupés en sous-ensembles flous.

Ceci dit, U est aussi appelé l'univers de discours (ou de possibilités) et x représente un attribut (élément générique) de U .

Donc le principe de la logique floue est :

- La pensée n'est pas binaire [1,0] ;
- L'expression avec un outil mathématique ;
- Les variables traitées ne sont pas des valeurs logiques (binaires) mais linguistiques.

✓ *Définition:* Un ensemble flou A de l'univers de discours U est caractérisé par une fonction d'appartenance μ_A qui prend des valeurs dans l'intervalle $[0,1]$:

On note :

$$\mu_A : \begin{cases} U \rightarrow [0,1] \\ x \mapsto \mu_A(x) \end{cases} \quad (3.1)$$

En effet, un ensemble flou \tilde{A} de l'univers de discours U est représenté par un ensemble des paires de l'élément générique x et son degré d'appartenance [10], [11], [12]:

$A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in U\}$. De même, il peut être écrit communément par les deux représentations suivantes :

$$A = \sum_{x \in U} \mu_A(x) / x \quad \text{.Si } U \text{ est continue} \quad (3.2)$$

$$A = \int \mu_A(x) / x \quad \text{.Si } U \text{ est discret}$$

• *Remarque :*

Désignent une collection de tous les points, $x \in U$ avec la fonction d'appartenance $\mu_A(x)$.

3.3.1.1. Partitionnement avec des fonctions triangulaires

Une fonction d'appartenance triangulaire dans un univers du discours $[a, b]$ peut être définie par :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & \text{Si } x \leq x_1 \\ \frac{x - x_1}{x_2 - x_1} & \text{Si } x_1 \leq x \leq x_2 \\ \frac{x_2 - x}{x_3 - x_2} & \text{Si } x_2 \leq x \leq x_3 \\ 0 & \text{Si } x_3 \leq x \end{cases} \quad (3.3)$$

On constate que cette fonction dépend des trois paramètres x_1 , x_2 et x_3 qui prennent leurs valeurs dans l'intervalle $[a, b]$, comme on le voit sur *la figure (3.2)* [9].

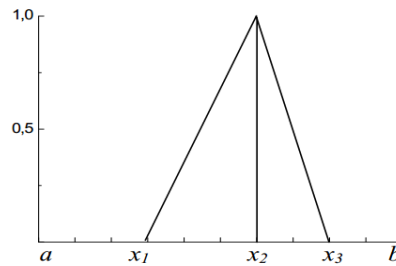


Figure (3.2) : Fonction d'appartenance triangulaire.

3.3.1.2. Représentation des fonctions d'appartenance trapézoïdales

Une fonction d'appartenance trapézoïdale dans un univers du discours fini $[a, b]$ peut être définie par :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & \text{Si } x \leq x_1 \\ \frac{x - x_1}{x_2 - x_1} & \text{Si } x_1 \leq x \leq x_2 \\ 1 & \text{Si } x_2 \leq x \leq x_3 \\ \frac{x_4 - x}{x_4 - x_3} & \text{Si } x_3 \leq x \leq x_4 \\ 0 & \text{Si } x_4 \leq x \end{cases} \quad (3.4)$$

Cette fonction est définie par quatre paramètres x_1, x_2, x_3 et x_4 qui prennent leurs valeurs dans l'intervalle $[a, b]$. La figure (3.3) illustre cette fonction. Notons que lorsque $x_2 = x_3$, la fonction trapézoïdale dégénère en une fonction triangulaire [9].

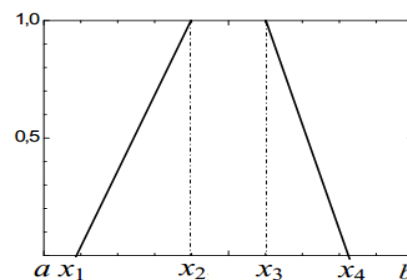


Figure (3.3) : Fonction d'appartenance trapézoïdale.

3.3.2. Terminologie et opérations sur les ensembles flous

3.3.2.1. Terminologie

La description d'un phénomène usité habituellement pour décrire une situation contient des expressions imprécises et floue de sens telles que :

- ✓ Petit, moyen, grand, bon, mauvais ;
- ✓ Lent, assez rapide, rapide ;
- ✓ Court, très court, très long etc.

Ces expressions forment la linguistique, en d'autres termes, le langage symbolique des systèmes experts [13].

Par conséquent, la dualité qui en résultera des avis contraires est représentée par le triplet (x, U, T_x) ; où :

- ✓ x : représente la variable floue ;
- ✓ U : l'univers de discours qui est subdivisé à son tour en sous-ensembles flous ;
- ✓ T_x : l'ensemble de ces sous-ensembles (A1, A2,..... An) [14], [15], [12].

Dans ce qui suivra, nous donnons un exemple sur un jugement linguistique de la variable dénommée « erreur de vitesse ».

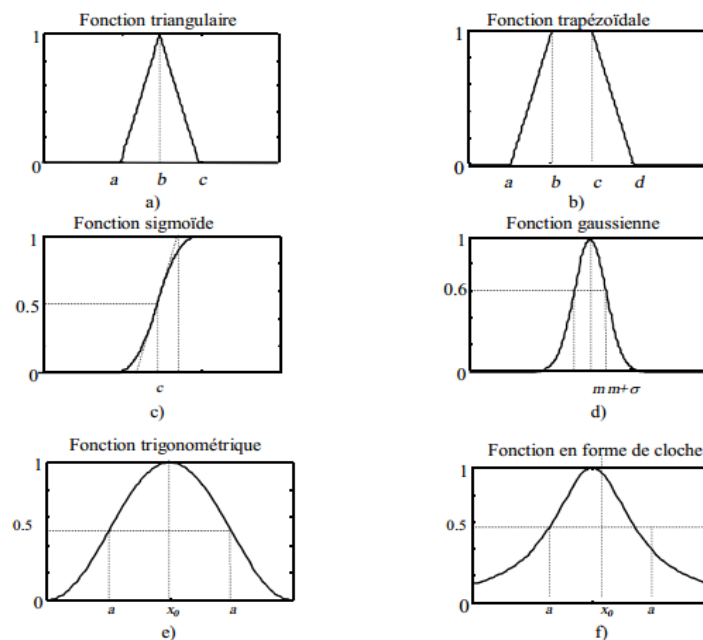


Figure (3.4) : Fonctions d'appartenance usuelles en logique floue

3.3.2.2. Opérateurs et normes en logique floue

Soit deux ensembles flous A et B définis dans l'univers de discours U ayant respectivement les fonctions d'appartenance μ_A et μ_B . Les opérations essentielles de la logique floue sont : le complément, l'intersection, l'union.

3.3.3. Dédution des inférences

En logique classique la règle de modus ponens est utilisée pour déduire à partir de deux propositions :

- ✓ x est A

✓ SI x est A ALORS y est B .

De conclure que y est B [15] .

Le régulateur flou, dans le contrôle de la vitesse des machines électriques, nécessite deux variables d'entrées : l'erreur et la variation de l'erreur. Par conséquent, le bloc d'inférence est constitué de plusieurs règles composées de deux antécédents. En plus, le signal d'entrée à un moment donné, peut appartenir à deux ensembles flous en même temps, par conséquent, une règle est activée au minimum, dans ce cas une méthode de composition des règles d'inférence est indispensable pour avoir une seule sortie [13]. Les règles en question et qui déterminent la dynamique du système à régler peuvent avoir différentes formes, à savoir : description linguistique, description symbolique et par matrice d'inférence. Pour mettre en évidence ces trois descriptions nous considérons un exemple à deux entrées l'erreur « E » et la variation de l'erreur « ΔE ». La sortie est l'incrément de la commande « ΔU ». Pour simplifier nous considérons trois ensembles flous pour chaque variable (N, EZ, P) comme il est montré sur la figure (3.5).

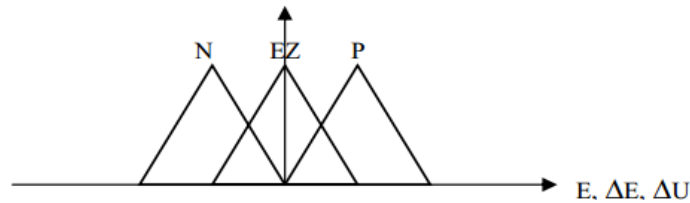


Figure (3.5) : Ensembles flous avec : N : Négatif, EZ : Environ Zéro, P : Positif

Par conséquent, l'inférence est constituée de 3x3 règles de commande, elles peuvent être écrites par trois formes à savoir :

a) Description linguistique : les règles prennent la forme suivante :

SI (E est positif) **ET** (ΔE est positif) **ALORS**, (ΔU est positif) **OU**
 SI (E est positif) **ET** (ΔE est E. Zéro) **ALORS**, (ΔU est positif) **OU**
 SI (E est positif) **ET** (ΔE est Négatif) **ALORS**, (ΔU est E. Zéro) **OU**
 SI (E est E. Zéro) **ET** (ΔE est positif) **ALORS**, (ΔU est positif) **OU**
 SI (E est E. Zéro) **ET** (ΔE est E. Zéro) **ALORS**, (ΔU est E. Zéro) **OU**
 SI (E est E. Zéro) **ET** (ΔE est Négatif) **ALORS**, (ΔU est Négatif) **OU**
 SI (E est Négatif) **ET** (ΔE est positif) **ALORS**, (ΔU Envi. Zéro) **OU**
 SI (E est Négatif) **ET** (ΔE est E. Zéro) **ALORS**, (ΔU est Négatif) **OU**
 SI (E est Négatif) **ET** (ΔE est Négatif) **ALORS**, (ΔU est Négatif)

Description symbolique : L'ensemble des règles précédentes peut être simplifié considérablement en utilisant le langage symbolique qui substitue la désignation des ensembles par des abréviations comme suit :

- SI (E est P) **ET** (ΔE est P) **ALORS**, (ΔU est P) **OU**
- SI (E est P) **ET** (ΔE est EZ) **ALORS**, (ΔU est P) **OU**
- SI (E est P) **ET** (ΔE est N) **ALORS**, (ΔU est EZ) **OU**
- SI (E est EZ) **ET** (ΔE est P) **ALORS**, (ΔU est P) **OU**
- SI (E est EZ) **ET** (ΔE est EZ) **ALORS**, (ΔU est EZ) **OU**
- SI (E est EZ) **ET** (ΔE est N) **ALORS**, (ΔU est N) **OU**
- SI (E est N) **ET** (ΔE est P) **ALORS**, (ΔU est E Z) **OU**
- SI (E est N) **ET** (ΔE est EZ) **ALORS**, (ΔU est N) **OU**
- SI (E est N) **ET** (ΔE est N) **ALORS**, (ΔU est N)

Description par matrice d'inférence : les règles précédentes sont arrangées dans une table de telle sorte que l'intersection d'une ligne (l'erreur) et d'une colonne (variation de l'erreur) donne l'ensemble flou de la sortie. Il y aura autant de cases que de règles. *Table (3.1)*

ΔU		ΔE		
		N	EZ	P
E	N	N	N	EZ
	EZ	N	EZ	P
	P	EZ	P	P

Table (3.1) : les règles

3.3.4. Compositions des règles

Pour la déduction de la sortie, il existe trois méthodes principales qui résultent de la combinaison des opérations logiques « ET », « OU » et « ALORS ».

3.3.4.1. Méthode Max-Min

Cette méthode remplace l'opérateur « ET » par la fonction « Min. », l'opérateur « OU », par la fonction « Max. » et la déduction « ALORS » par l'opérateur « Min. ». En ce qui concerne l'agrégation ou la composition des règles liées par « OU », elle est effectuée par la fonction « Max. ». Un exemple de deux règles est présenté sur *figure (3.7)* pour illustrer le principe de l'implication avec un couple d'entrées $(E, \Delta E) = (0.3, -0.7)$.

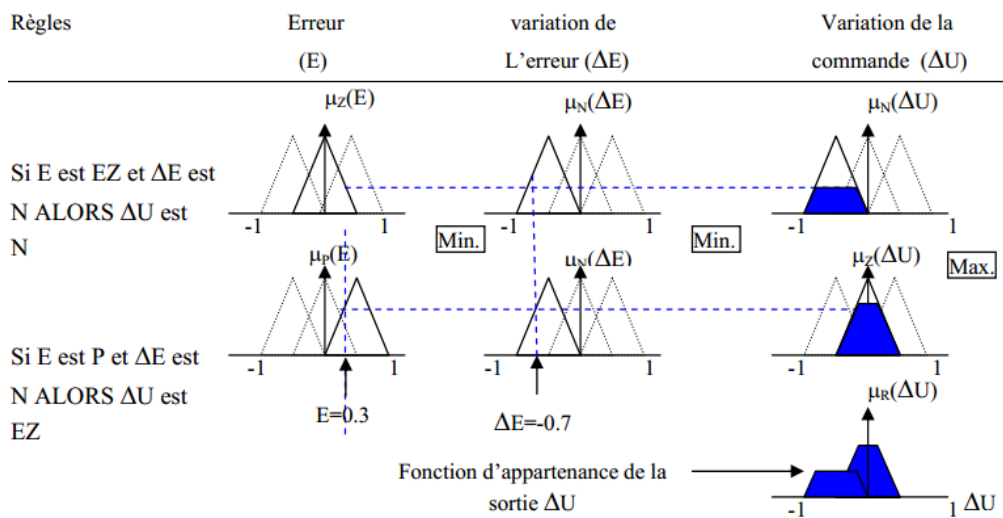


Figure (3.6) : Principe de la méthode d'inférence Max-Min

Le principe de la méthode MAX-MIN, présenté sur la figure (3.6), montre que le minimum des degrés d'appartenance de deux conditions est projeté sur l'ensemble flou de la sortie par l'opérateur « Min. », nous obtenons ainsi l'ensemble négatif écrêté à 0.4. Le degré d'activation de la deuxième règle est de 0.6, par conséquent, l'ensemble de la sortie (ΔU) Zéro est écrêté à 0.6. Puisque chaque règle exige une intervention, il faut encore déterminer le degré d'appartenance résultant $\mu_R(\Delta U)$. Il s'obtient par la formation du Maximum car les deux règles sont liées par l'opérateur « OU ».

Méthode Max-Prod et méthode Som-Prod voir [1]

3.4. Commande floue

De façon générale, un système de commande a pour objectif de piloter l'entrée d'un processus afin d'obtenir un fonctionnement correct de ce dernier. Lorsqu'on dispose d'un modèle plus ou moins précis du système à commander, on peut utiliser un contrôleur de structure standard, fixe ou adaptatif, dont les paramètres seront évalués à partir du modèle [9].

Malheureusement, lorsque le système est difficilement modélisable, la conception du contrôleur peut s'avérer très complexe, sinon impossible. Lorsqu'un opérateur humain commande manuellement un système, les actions qu'il réalise sont dictées par une connaissance subjective du fonctionnement de ce système. Par exemple, s'il fait «froid» dans une pièce, on «augmente» le chauffage ; s'il fait «très froid», on «chauffe plus». Cette commande du système peut être envisagée de façon différente selon la personne qui la réalise : la sensation de «froid» n'est pas directement liée à une mesure de la température. Ce principe est à la base de la commande floue. La mesure réalisée sur le système («température

») est prise en compte par l'intermédiaire d'une variable linguistique («froid», «tiède», «chaud»), qui est issue d'une analyse par un expert humain. Ensuite, l'action à réaliser est déduite à la fois d'un ensemble de règles de commande («s'il fait froid, on chauffe plus» . . .) et de l'état du système, qualifié par la variable linguistique. Enfin, la commande finale du système est créée en utilisant les conclusions de la déduction. En résumé, un contrôleur flou comporte les différents éléments suivants :

- ✓ Un sous-système d'interface avec le flou, composé en général d'un ensemble de variables linguistiques.
- ✓ Une base de connaissances : «base de données» et «base de règles linguistiques de commande».
- ✓ Un sous-système réalisant un raisonnement en utilisant des méthodes issues de la logique floue.
- ✓ Un sous-système d'interface avec le non flou, qui fournit la ou les commandes envoyées au système. *La figure (3.8) montre la structure générale d'un contrôleur flou [9].*

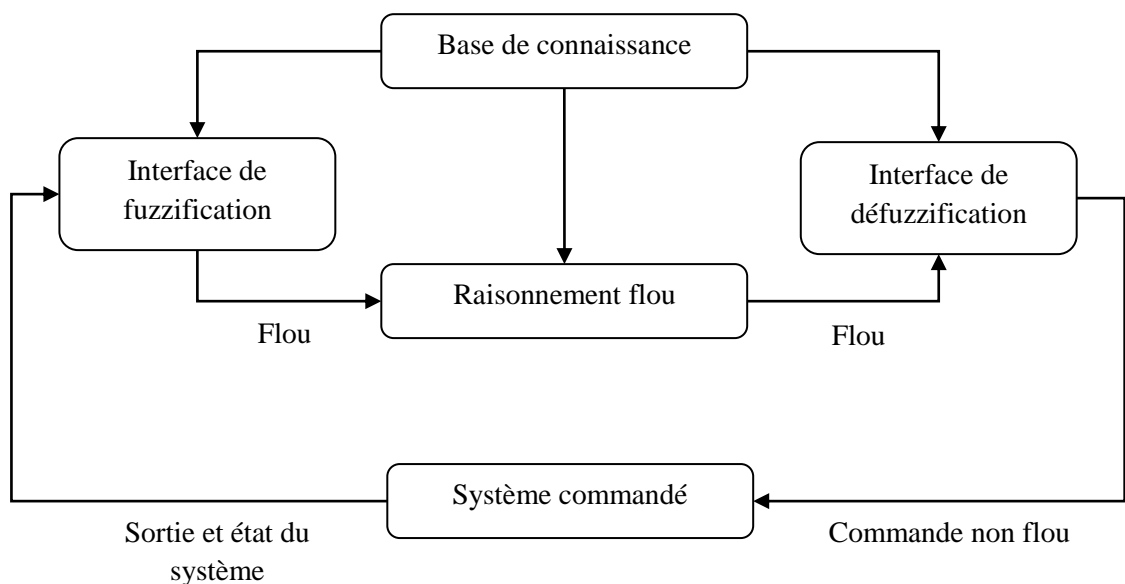


Figure (3.7) : Configuration générale d'un contrôleur flou.

3.4.1. La structure d'un régulateur floue

La structure interne du régulateur flou à action similaire à un PI utilisée est celle représentée sur *la figure (3.8) [14]*:

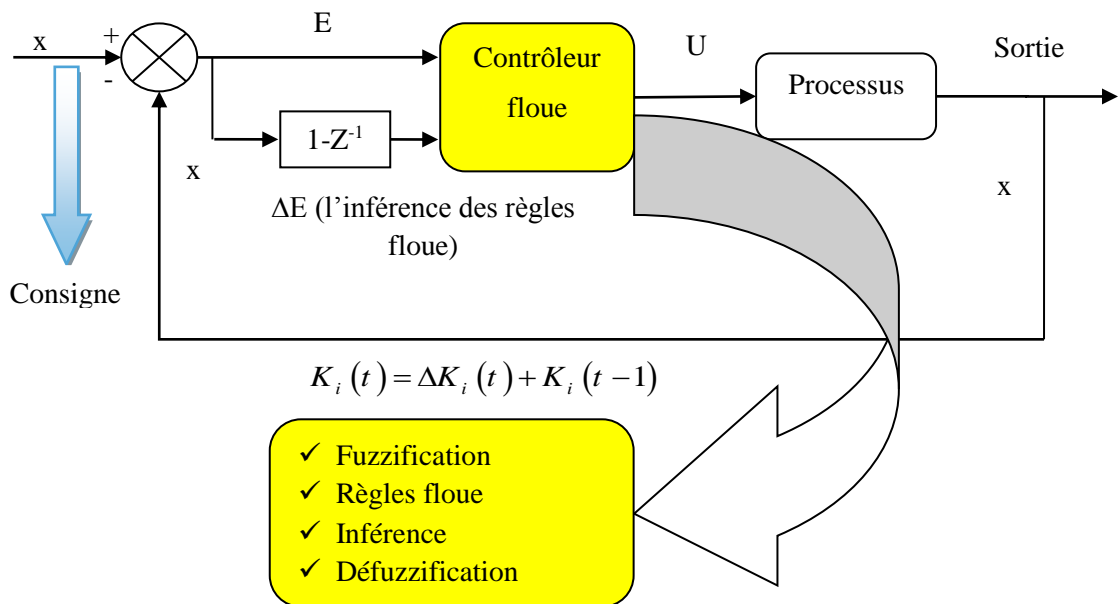


Figure (3.8) : Structure générale d'un régulateur flou

3.4.1.1. Fuzzification

La Fuzzification est la phase de transformation de l'information numérique en information symbolique ; elle permet de fournir les degrés d'appartenance de chaque variable d'entrée à partir des ensembles choisis préalablement en sachant évidemment les variables d'entrées normalisées. Il n'y pas de critère pour choisir le nombre des ensembles flous et leur répartition sur l'univers de discours. Mais certains auteurs [13], ont montré que la subdivision de l'univers sur plus de sept ensembles flous, n'apporte en général aucune amélioration au comportement dynamique du système à régler mais, en revanche, elle augmente le temps de traitement de ces derniers. Le choix de la fonction d'appartenance et de sa distribution sur l'univers de discours est arbitraire. Toutefois il est à signaler qu'un recouvrement insuffisant ou inexistant est à éviter ; et ceci à pour effet de créer des zones où aucune règles ne sera active, par conséquent, une instabilité du système peut avoir lieu. En outre, un chevauchement trop important, ou exagéré, conduit à l'aplatissement de la surface de commande [13].

La Fuzzification est une étape clé dans tout contrôleur flou. La variable linguistique, qui est définie par une expertise, doit respecter un certain nombre de critères afin d'être efficace :

- ✓ Chaque terme linguistique est un nombre flou, de noyau non nul et dont la fonction d'appartenance est convexe.
- ✓ Les fonctions d'appartenance doivent respecter l'ordre linguistique.

✓ Les fonctions d'appartenance ne doivent pas trop se superposer. On tolère en général un chevauchement qui ne dépasse pas la mi-hauteur des termes linguistiques consécutifs.

3.4.1.2. Inférence

La construction de la table d'inférence est une étape cruciale lors de la conception d'un contrôleur par logique floue. Ceci est dû au fait qu'il n'existe pas dans la théorie de la logique floue des méthodes systématiques pour déterminer des règles de commande pour telle ou telle situation. Néanmoins, Il existe deux approches principales pour la détermination des règles de contrôle [10]. La première approche est basée sur une méthode d'apprentissage, cette dernière détermine les paramètres des polynômes de la variable de sortie (la commande) du régulateur flou. Par conséquent, elle nécessite une base d'apprentissage fournie par un régulateur existant. Cette approche s'applique pour les régulateurs de type SUGENO. La deuxième approche est une méthode heuristique dont les règles de contrôle sont formées par analyse du comportement du processus contrôlé (Exemple : table de Mac-Vicar), cette méthode est conçue pour les régulateurs de type MAMDANI. C'est cette dernière qui sera retenue dans la présente étude. Pour le réglage de la vitesse des machines électriques, cette approche formelle est basée sur trois règles générales, à savoir :

✓ Règle1 : Si l'erreur de variable contrôlée et sa variation sont nulles, la commande actuelle générée par le contrôleur flou doit être maintenue.

✓ Règle2 : Si l'erreur tend vers zéro avec une variation satisfaisante, alors la commande actuelle doit être maintenue (autocorrection).

✓ Règle3 : Si l'erreur diverge de zéro, donc l'action de contrôle (incrément généré par le FLC) n'est pas nulle, et dépend du signe et de l'amplitude de l'erreur et de la variation de l'erreur.

3.4.1.3. Défuzzification

Le résultat de la règle d'inférence ne peut être utilisé comme variable de sortie. Autrement dit, cette information ne peut pas être utilisée directement pour contrôler le système. Par conséquent, une transformation doit être prévue à la sortie du bloc du module d'inférence et ce pour convertir cette dernière en grandeur fixe. Cette transformation est connue sous le vocable défuzzification (*figure (3.8)*) [13], [16], [12].

3.5. Organigramme de la méthode proposée

3.5.1. Schéma équivalent

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 'deux' pour le moteur à double cage, on

peut exprimer l'équation (2.10) par un schéma équivalent d'une classe spéciale, comme illustré par la figure (3.9) permettant de calculer la caractéristique couple-vitesse pour une large gamme de la variation du glissement.

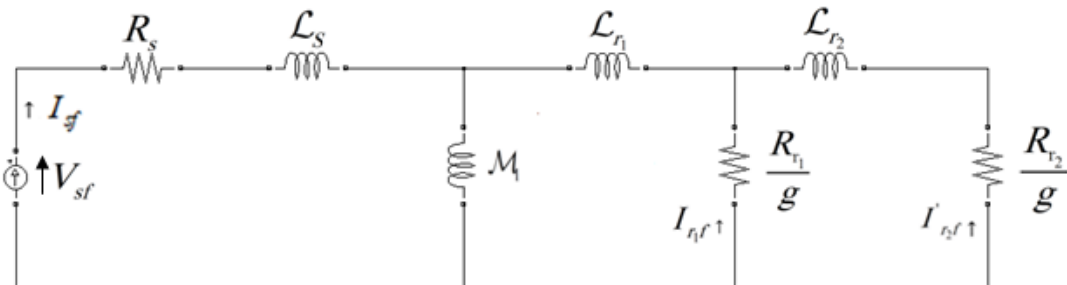


Figure (3.9) : schéma équivalent d'une MAS à double cage

La figure (3.9) illustre la version du circuit équivalent utilisé pour le calcul de la caractéristique couple-vitesse. L'enroulement rotorique d'une chaîne de résistance-inductance 'RL' avec des paramètres variables. Un tel circuit équivalent permet de prendre en compte l'effet de peau dans l'enroulement rotorique.

La figure (3.10) présente un organigramme global de l'identification floue entreprise.

Comme il a été signalé, l'approche floue utilisée est basée sur le déplacement de deux caractéristiques: à savoir une caractéristique expérimentale et une caractéristique calculée en temps réel, voir figures (3.10) et (3.12).

3.5.2. Architecture de la méthode proposée

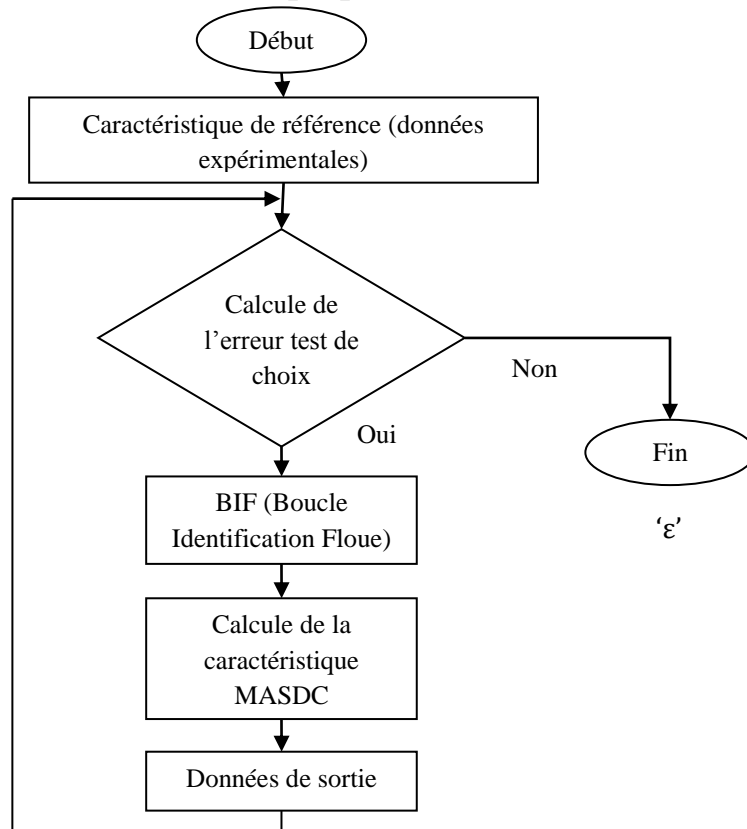


Figure (3.10) : Organigramme global de l'identification floue

3.5.3. Schéma bloc du système identification floue

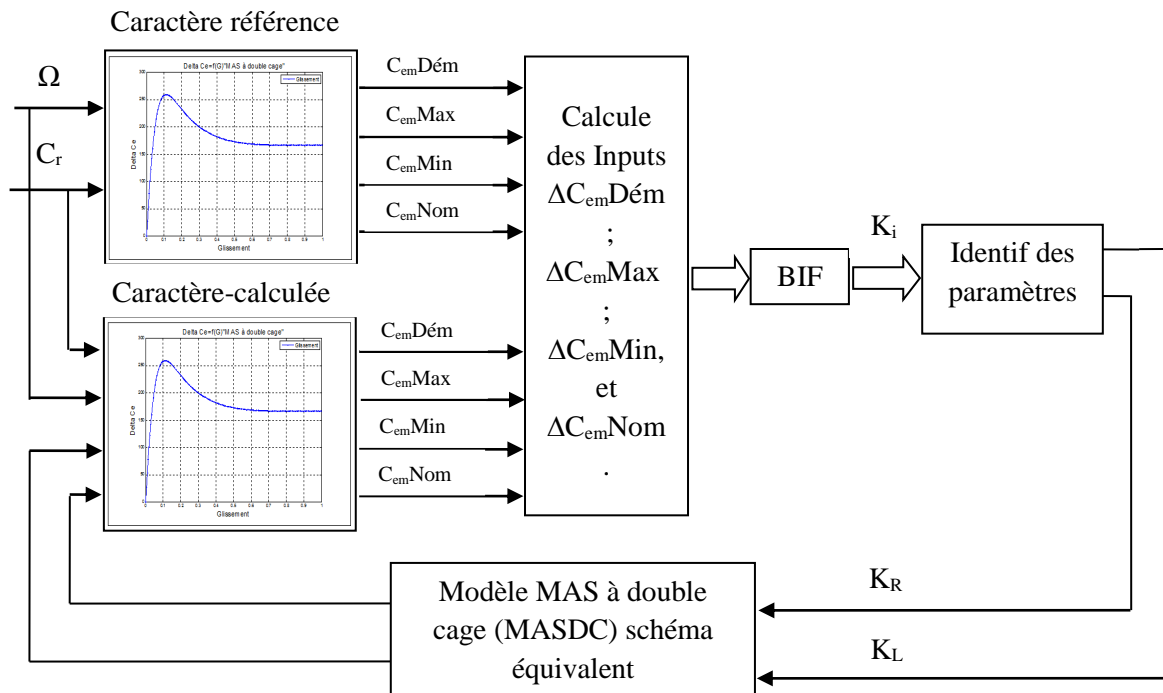


Figure (3.11) : Schéma bloc du système identification floue

L'évolution des variables d'entrée pour le BIF est obtenue en comparant la caractéristique "couple-vitesse" calculée à une caractéristique de référence "expérimentale". Le déplacement de ces deux caractéristiques est évalué par quatre points : point relatif au couple nominal, point relatif au couple max, point relatif au couple minimum et point relatif au couple de démarrage, *figure (3.14)*. L'évaluation des quatre points ΔC_{emNom} , ΔC_{emMax} , ΔC_{emMin} et $\Delta C_{emDém}$ permet d'avoir un vecteur de variable d'entrée pour le BIF, *figure (3.13)*.

Une fois les variables d'entrées sont définies, la variable de sortie du BIF est le gain " K_i " d'adaptation des paramètres résistances-inductances de la machine. Le gain doit être évalué de façon à minimiser au maximum possible les quatre erreurs des couples ΔC_i , de façon à identifier les $R_i - L_i$ donnant une caractéristique identique ou proche de la caractéristique de référence.

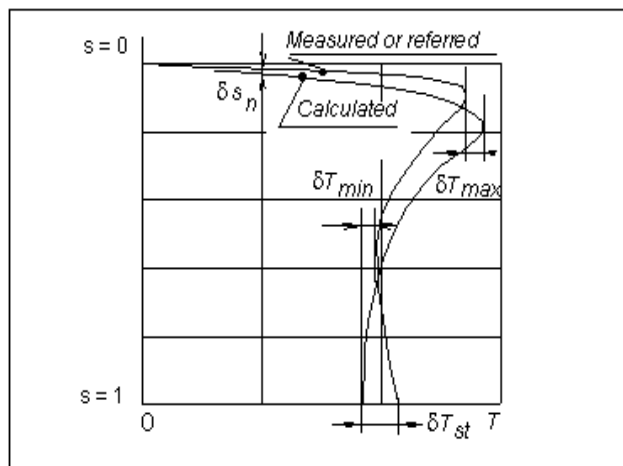


Figure (3.12) : Caractéristiques couple glissement avec les quatre points d'erreur ΔC_i

3.6. Expertise

Les paramètres à identifier sont, sept : à savoir $[R_s, R_r, R_{r1}, R_{r2}, L_s, L_{r1}, L_{r2}]$ pour les un point de fonctionnement donné on peut faire varier un paramètre et fixer les autres et évaluer à chaque fois les ΔC_i pour un intervalle donné. Finalement pour chaque résistance et inductance on aboutit à sept figures illustrées par *la figure (3.13)*.

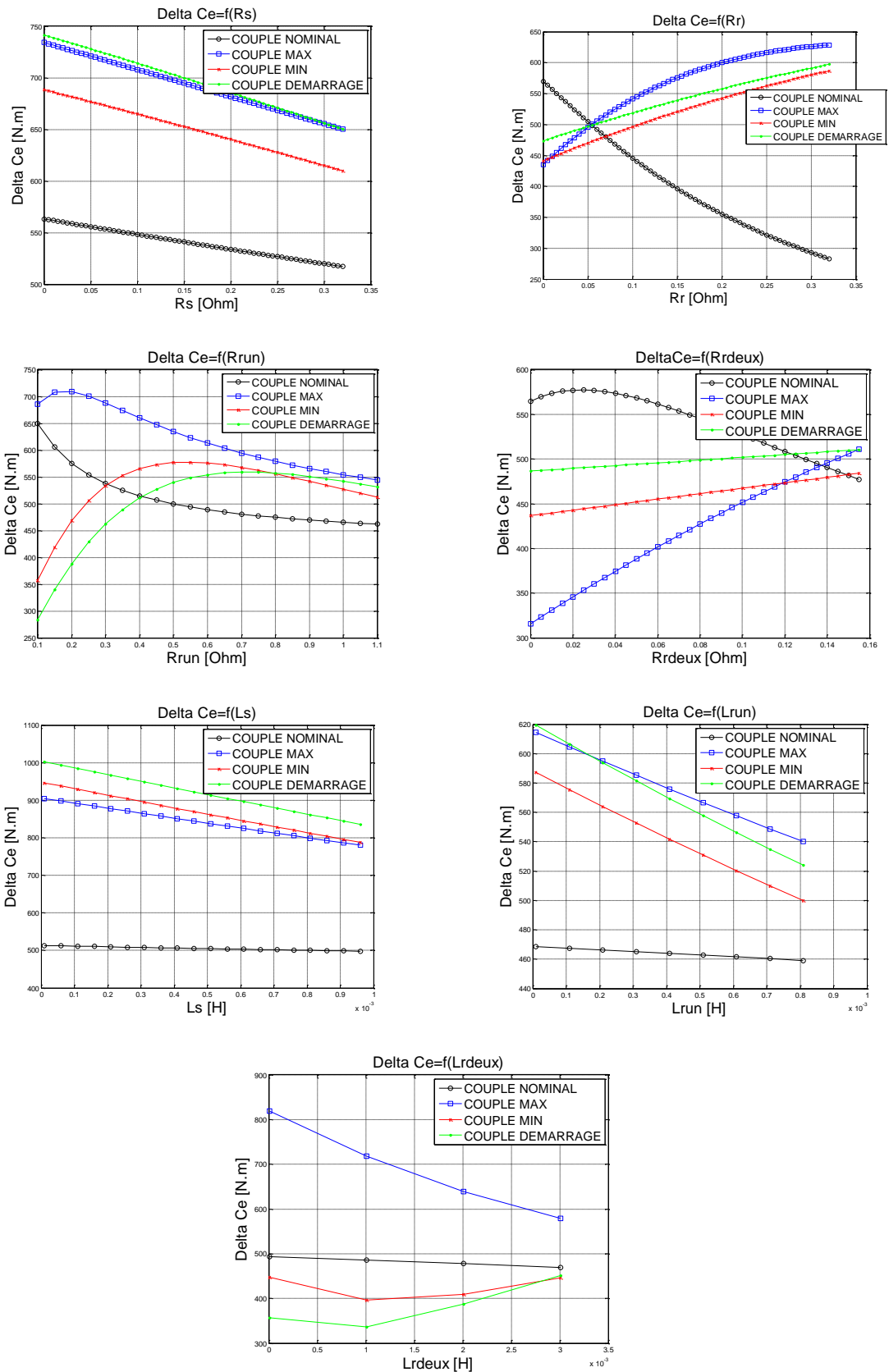


Figure (3.13) : Résultats de simulation pour MASDC (ΔC_e en fonction des R et L)

L'analyse de ces courbes va permettre :

- 1- L'évaluation des variables entrées en fonction des paramètres R_i et L_i .
- 2- À partir de cette évaluation, on peut attribuer à chaque entrée les valeurs linguistiques (sous-ensembles flous qui sont image de cette évaluation).
- 3- On peut voir aussi quels sont les paramètres les plus dominants, et c'est important pour l'établissement des règles par la suite.
- 4- Le choix des univers de discours sera basé sur un intervalle 'union' qui englobe les variations possibles.

Pour la sortie de BIF, elle est choisie comme étant le taux de variation ΔK_i du gain K_i .

3.7. Conception du bloc BIF

3.7.1. Justification des choix des variables entrées

L'analyse de différentes figures (3.13) révèle ce qui suit :

- ✓ **Pour les résistances** : On remarque que la variation de $\Delta C_{e(nom)}$ est pratiquement à l'opposé de la variation des trois ΔC_i ($\Delta C_{e \max}$, ΔC_{ed} et $\Delta C_{e \min}$). Par conséquent la valeur de sortie du BIF doit résoudre ce compromis. Etant donné que les trois ΔC_i ($\Delta C_{e \max}$, ΔC_{ed} et $\Delta C_{e \min}$) varient d'une façon pratiquement la même, il vient que les deux variables entrées du bloc d'identification flou sont :

Entrée 1 : $e_1 = \Delta C_{enom}$

Entrée 2 : $e_2 = \Delta C_{e \max}, \Delta C_{e \min}$ et ΔC_{ed}

On aura des règles de la forme :

Si (ΔC_{enom}) est A_1 et ($\Delta C_{e \max}, \Delta C_{e \min}, \Delta C_{ed}$) sont A_2 Alors Y est C_1

- ✓ **Pour les inductances** : L'analyse de la figure (3.13) révèle que (ΔC_{enom}) est pratiquement constant (sa variation peut être considérée insignifiante par rapport aux autres ΔC_i), par contre on remarque que la variation la plus significative est attribué à $\Delta C_{e \max}$.

La variation de (ΔC_{ed} et $\Delta C_{e \min}$) est pratiquement la même. Dans ce cas on peut prendre une table à deux entrées comme suit :

Entrée 1 : $e_1 = \Delta C_{e \max}$ et ΔC_{enom} ; mais la dominance est donnée à $\Delta C_{e \max}$, l'ajout de ΔC_{enom} ne change rien.

Entrée 2 : $e_2 = \Delta C_{e \min}$ et ΔC_{ed}

On aura des règles de la forme :

Si $(\Delta C_{e_{max}}$ et $\Delta C_{e_{nom}})$ sont B_1 et $(\Delta C_{e_{d}}$ et $\Delta C_{e_{min}})$ sont B_2 Alors Y est C_2 .

3.7.2. Pourquoi deux BIF (Blocs d'Identification Floue)

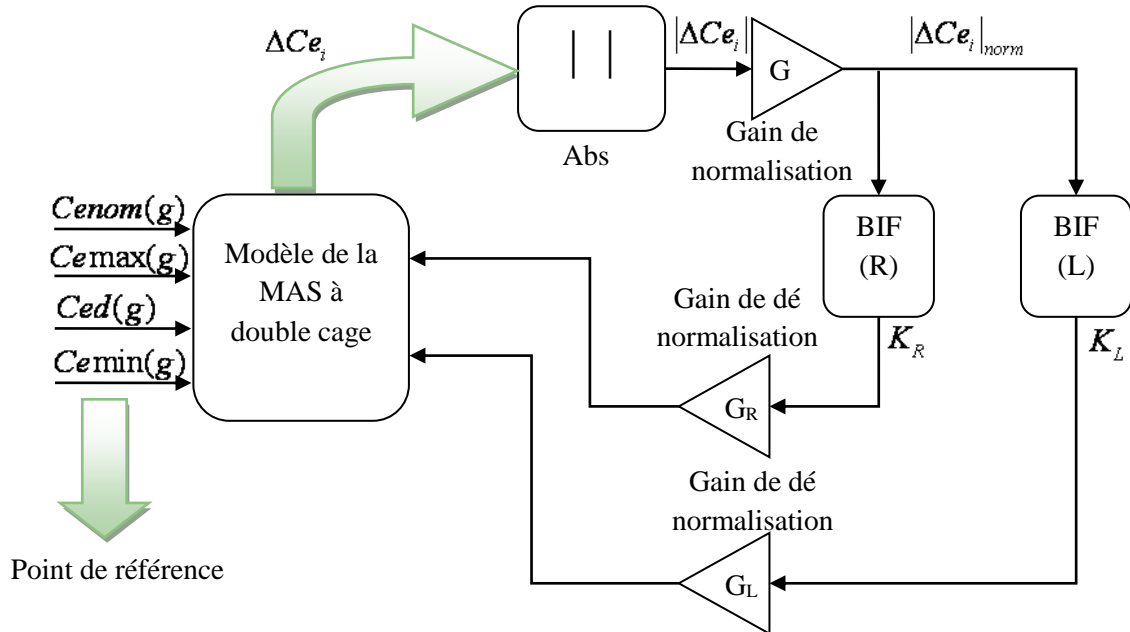


Figure (3.14) : Synoptique générale du système d'identification paramétrique floue

3.7.3. La sortie :

Les sorties des deux tables de décisions (blocs d'identifications floue) sont des gains d'adaptation K_R et K_L .

Tel que : $R_{identifiée} = K_R R_i$ et $L_{identifiée} = K_L L_i$

En réalité la sortie est ΔK_i et les K_i sont calculés par sommation selon l'équation :

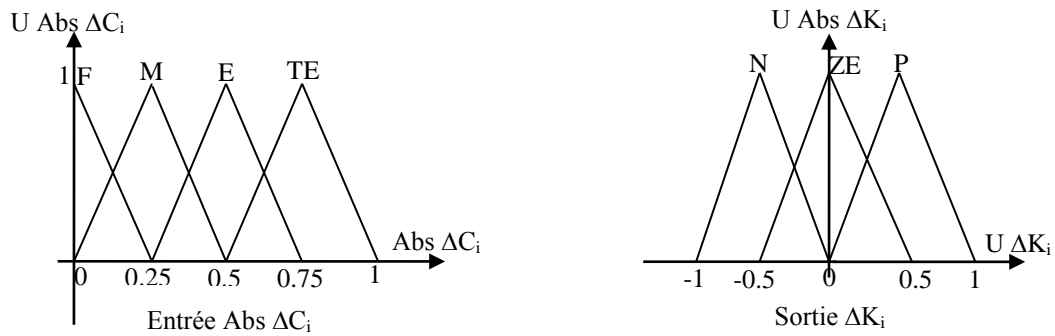
$$K_i(n) = \Delta K_i(n) + K_i(n-1)$$

Avec n : instant de calcul

3.7.4. Fuzzification des variables entrée/sortie :

3.7.4.1. Réglage grossier :

- ✓ Fuzzification des entrées ΔC_i /des sorties ΔK_i



Avec : F : faible ; M : moyen ; E : élevé ; TE : très élevé

N : négatif ; ZE : zéro ; P : positif.

Figure (3.15) : Fuzzification des variables E/S

A- Table de discussion pour les R :

		ΔCenom			
		ΔK _R	F	M	E
ΔCe max et ΔCe min et ΔCed	F	ZE	P	P	P
	M	N	N	P	P
	E	N	P	P	P
	TE	N	P	P	P

Table (3.2) : Table de discussion pour les R à 16 règles (réglage grossier)

A titre explicatif:

- ✓ Si (|ΔCenom| est F) et (|ΔCe max| et |ΔCe min| et |ΔCed| sont F) Alors ΔK_R est ZE (on a des erreurs pratiquement nulles, on garde la valeur précédente de K_i).
- ✓ Si (|ΔCenom| est TE / E) et (|ΔCe max| et |ΔCe min| et |ΔCed| sont M) Alors ΔK_R est P (dans ce cas on favorise la minimisation de |ΔCenom| vu que sa variation est TE ou E par rapport aux autres erreurs).

Remarque : Il est préférable de prendre comme variables entrées la valeur absolue des ΔC_i (|ΔC_i|). Dans le cas où on change la caractéristique réelle (c.a.d on change la machine) le raisonnement reste valable.

B)- Table de discussion pour les L :

		$ \Delta Ce \max \text{ et } \Delta Cenom $				
		ΔK_L	F	M	E	TE
$ \Delta Ce \min $ et $ \Delta Ced $	F	ZE	P	P	P	
	M	N	P	P	P	
	E	P	P	P	P	
	TE	P	P	P	P	

Table (3.3) : Table de discussion pour les L à 16 règles (réglage grossier)

A titre explicatif :

Si $(|\Delta Cenom| \text{ et } |\Delta Ce \max| \text{ sont } M)$ et $(|\Delta Ce \min| \text{ et } |\Delta Ced| \text{ sont } M)$ Alors ΔK_L est P (dans ce cas on a dans deux situations d'erreur moyenne, l'analyse montre que la dominance est donnée à $|\Delta Ce \max|$. Cette erreur dispose d'une pente de variation élevée par rapport $|\Delta Ced|$ et $|\Delta Ce \min|$. Donc ΔK_L est positif pour remédier à ce problème.

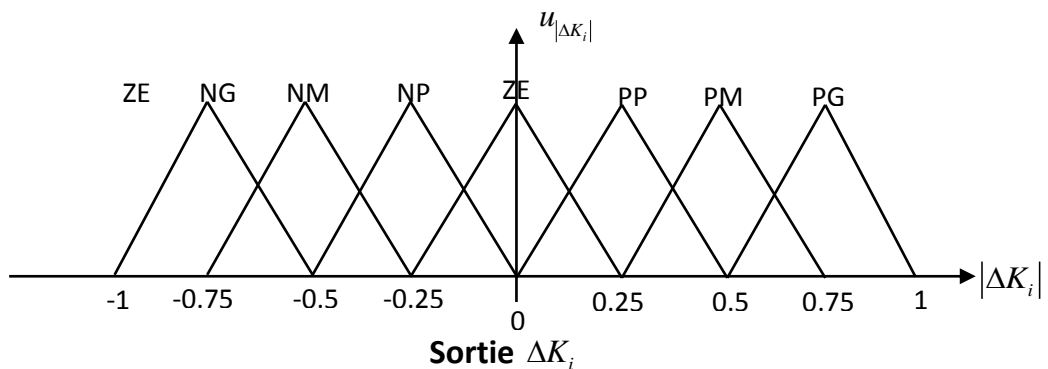
3.7.4.2. Réglage fin

La première idée pour un réglage fin était d'affiner la subdivision de l'univers de discours de la variable de sortie ΔK_i .

Au lieu de travailler avec trois sous-ensembles flous, on travaille avec sept sous-ensembles flous.

- Fuzzification des variables entrées/sortie

Pour les variables d'entrées la subdivision de l'univers de discours est la même que dans le réglage grossier. Par contre la sortie possède sept variables linguistiques.



Avec ; NG : Négatif grand ; NM : Négatif moyen ; NP : Négatif petit.

PP : Positif petit ; PM : Positif moyen ; PG: Positif grand.

Entrée 1 : $(|\Delta Cenom|)$; **Entrée 2 :** $(|\Delta Ce \max|, |\Delta Ce \min|, |\Delta Ced|)$.

Figure (3.16) : Fuzzification des variables

A)- Table de décision pour les résistances

		ΔC_{enom}			
	ΔK_R	F	M	E	TE
$\Delta C_{e \max}$ et $\Delta C_{e \min}$ et ΔC_{ed}	F	ZE	PP	PM	PG
	M	NP	NP	PP	PM
	E	NP	PP	PP	PM
	TE	NP	PP	PP	PM

Table (3.4) : Base de règles pour les résistances à 16 règles (Réglage fin)

B)- Table de décision pour les inductances

De la même façon par analyse des courbes, on établit la table de décision suivante :

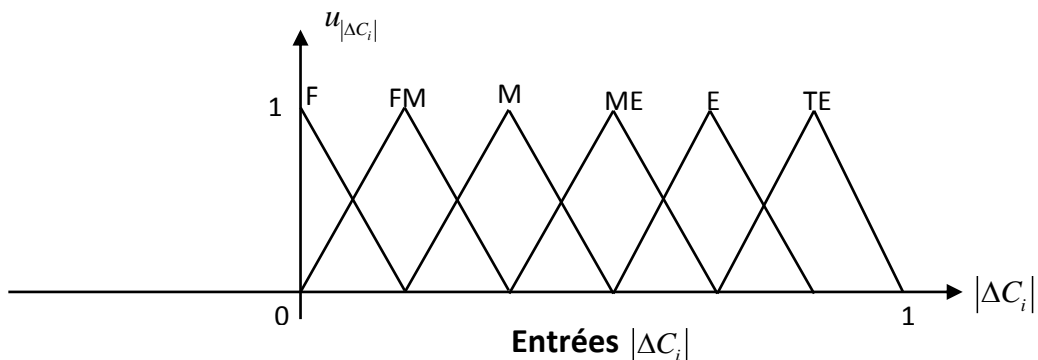
		$\Delta C_{e \max}$ et ΔC_{enom}			
	ΔK_L	F	M	E	TE
$\Delta C_{e \min}$ et ΔC_{ed}	F	ZE	PP	PM	PG
	M	NP	PP	PM	PG
	E	PP	PM	PM	PG
	TE	PM	PP	PM	PG

Table (3.5) : Base de règles pour les inductances à 16 règles (Réglage fin)

3.7.4.3. Réglage plus fin

- Fuzzification des variables entrées/sortie

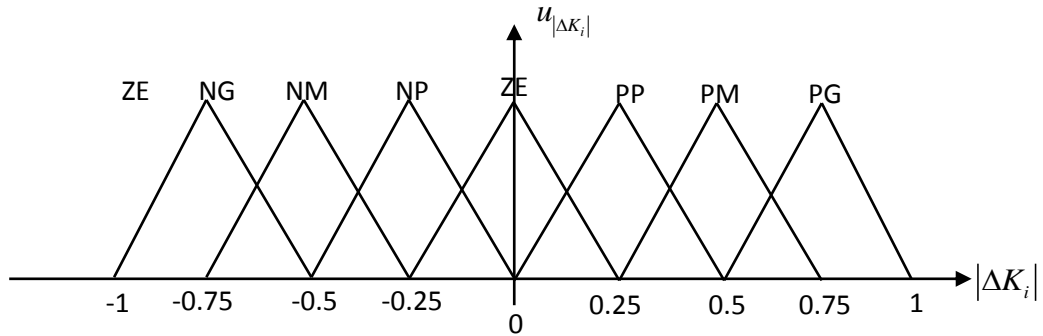
La deuxième idée pour un réglage plus fin est d'affiner l'univers de discours des entrées et voir si ce deuxième réglage apporte une amélioration.



Avec ; F : Faible ; FM : Faible-moyen ; MM : Moyen moyen ;
ME : Moyen élevé ; E : Elevé ; TE: Très élevé.

Figure (3.17) : Fuzzification des variables E

La sortie est celle du réglage fin :



Sortie ΔK_i

Figure (3.18) : Fuzzification des variables S

A)- Table de décision pour les résistances

		$ \Delta C_{enom} $						
		ΔK_R	F	FM	MM	ME	E	TE
$ \Delta C_{e \max} $	F	ZE	PP	PM	PG	PM	PG	
	FM	NP	NP	NP	PM	PM	PG	
et $ \Delta C_{e \min} $	MM	NP	NP	PP	PP	PP	PM	
	ME	NP	NP	PP	PP	PM	PM	
et $ \Delta C_{ed} $	E	NP	NP	PP	PP	PM	PG	
	TE	NG	NM	PP	PP	PP	PG	

Table (3.6) : Base de règles pour les résistances à 36 règles (Réglage plus fin)

B)- Table de décision pour les inductances

De la même façon par analyse des courbes, on établit la table de décision

		$ \Delta C_{e \max} $ et $ \Delta C_{enom} $						
		ΔK_R	F	FM	MM	ME	E	TE
$ \Delta C_{e \min} $	F	ZE	PP	PP	PP	PM	PG	
	FM	ZE	PP	PP	PP	PM	PG	
et $ \Delta C_{ed} $	MM	NP	PP	PP	PP	PM	PG	
	ME	NP	PP	PP	PP	PM	PM	
	E	PP	PP	PM	PM	PM	PM	
	TE	PM	PM	PM	PG	PG	PG	

Table (3.7) : Base de règles pour les inductances à 36 règles (Réglage plus fin)

3.7.5. Résultats de la minimisation des ΔC_i , K_L et K_R

3.7.5.1. Réglage grossier

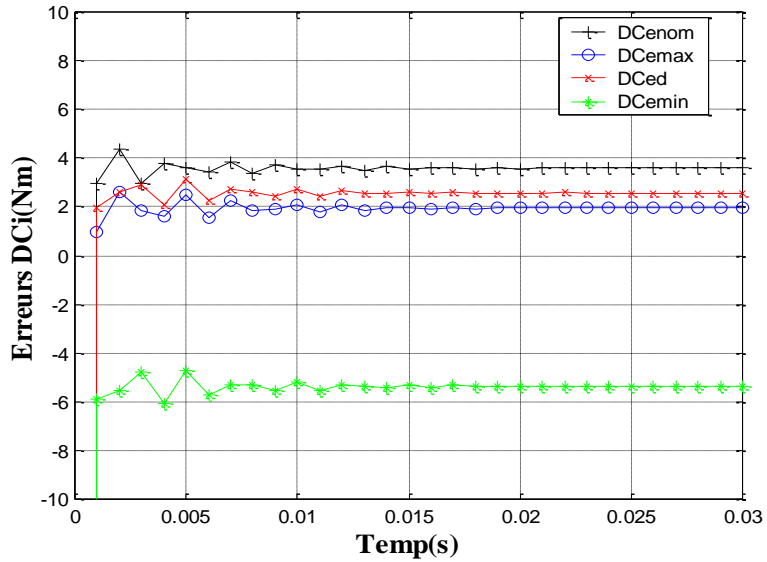


Figure (3.19) Caractéristique des erreurs ΔC_i avec un réglage grossier

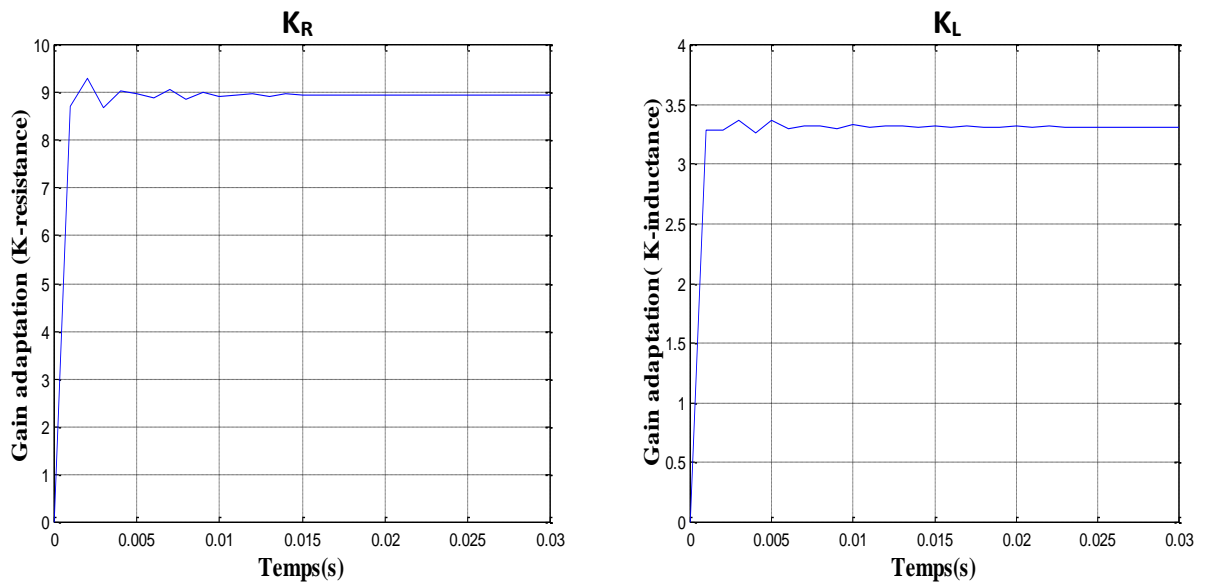


Figure (3.20) : Caractéristique des gains d'adaptation K_R et K_L pour un réglage grossier

3.7.5.2. Réglage fin

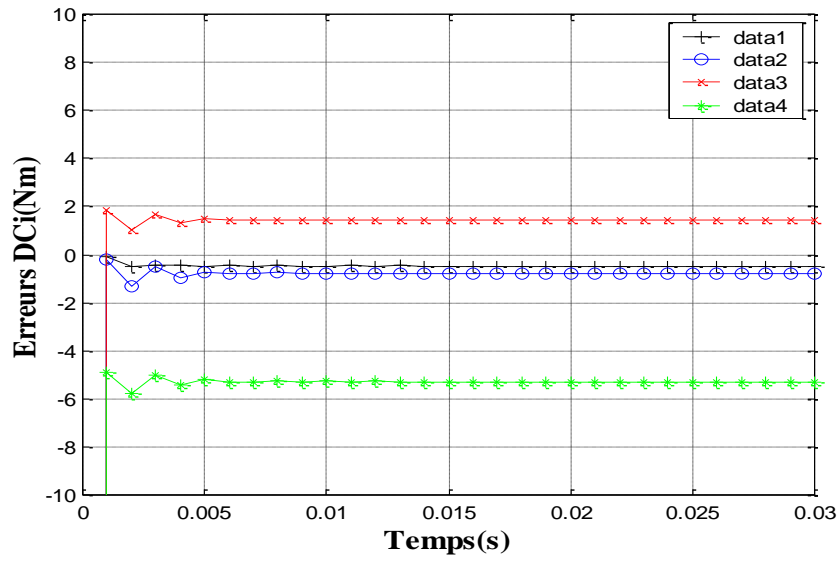


Figure (3.21) : Caractéristique des erreurs ΔC_i avec un réglage fin

Avec: data 1: ΔC_e nom; data 2: ΔC_e max; data 3: ΔC_e d; data 4: ΔC_e min.

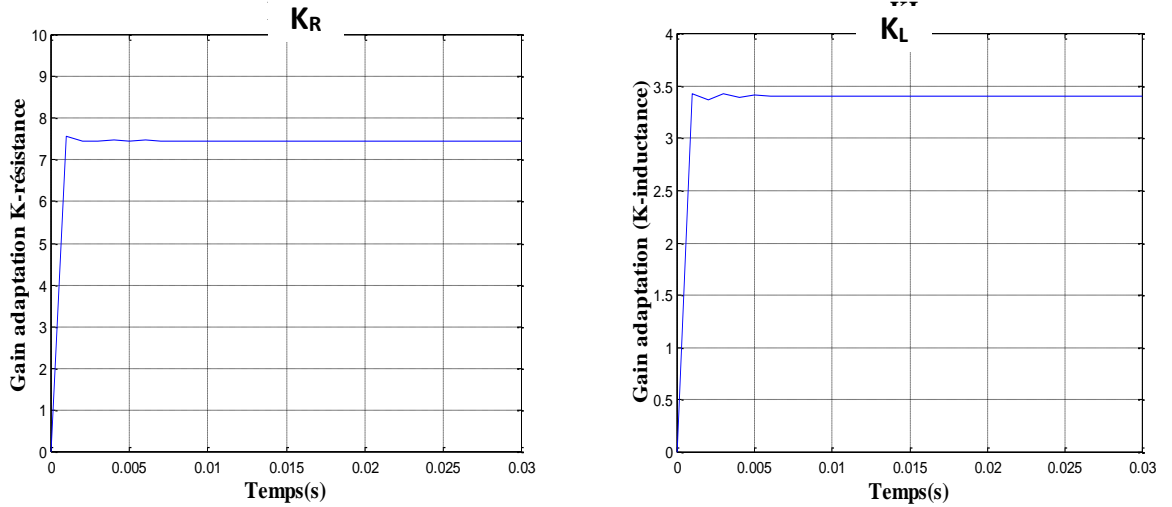


Figure (3.22) : Caractéristiques des gains d'adaptation K_R et K_L pour un réglage fin

3.7.5.3. Réglage plus fin

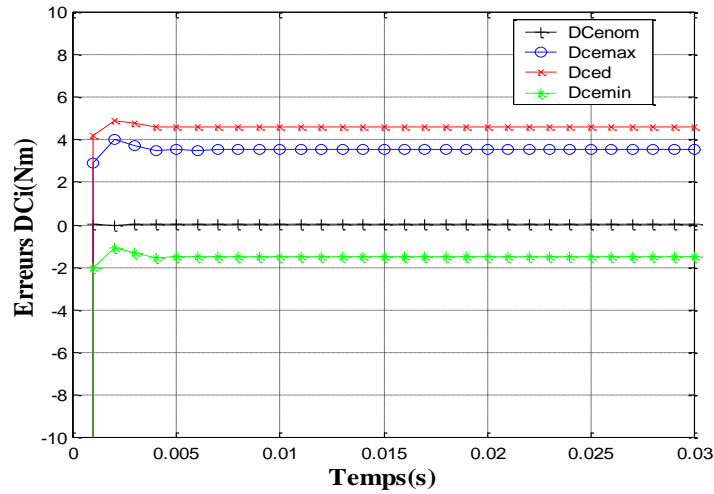


Figure (3.23) : Caractéristique des erreurs ΔC_i avec un réglage plus fin

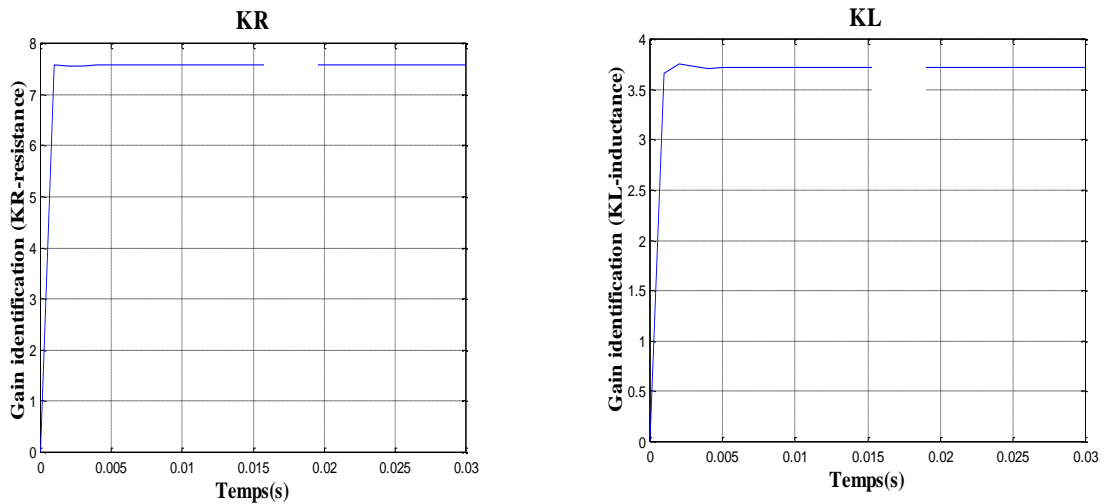


Figure (3.24) : Caractéristique des gains d'adaptation KR et KL pour un réglage plus fin

3.8. Discussion

Trois types de réglage ont été proposés avec simulation, des tables de décision correspondant à chaque type de réglage. On remarque ce qui suit:

a)- Pour le réglage grossier : On obtient une minimisation des erreurs telle que :

$$-5,6Nm < \Delta C_i < 4Nm$$

b)- Pour le réglage fin : Une minimisation des erreurs telle que :

$$-5,6Nm < \Delta C_i < 1,6Nm$$

Avec $\Delta C_{enom} \approx 0 Nm$ et $\Delta C_{emax} \approx 0 Nm$

c)- Pour le réglage plus fin : une minimisation des erreurs telle que :

$$-1,8Nm < \Delta C_i < 5Nm$$

Une amélioration de $\Delta C_{e\min}$ est acquise au détriment d'une détérioration de $\Delta C_{e\max}$ et ΔC_{ed} .

Nous avons opté pour une table de décision à réglage fin « 2^{ème} cas » étant donné qu'on obtient une minimisation meilleure des erreurs avec une table assez réduite comparée aux troisième cas. La figure (3.25) montre le réseau de courbes obtenu pour plusieurs valeurs des résistances et inductances tout en utilisant le réglage fin.

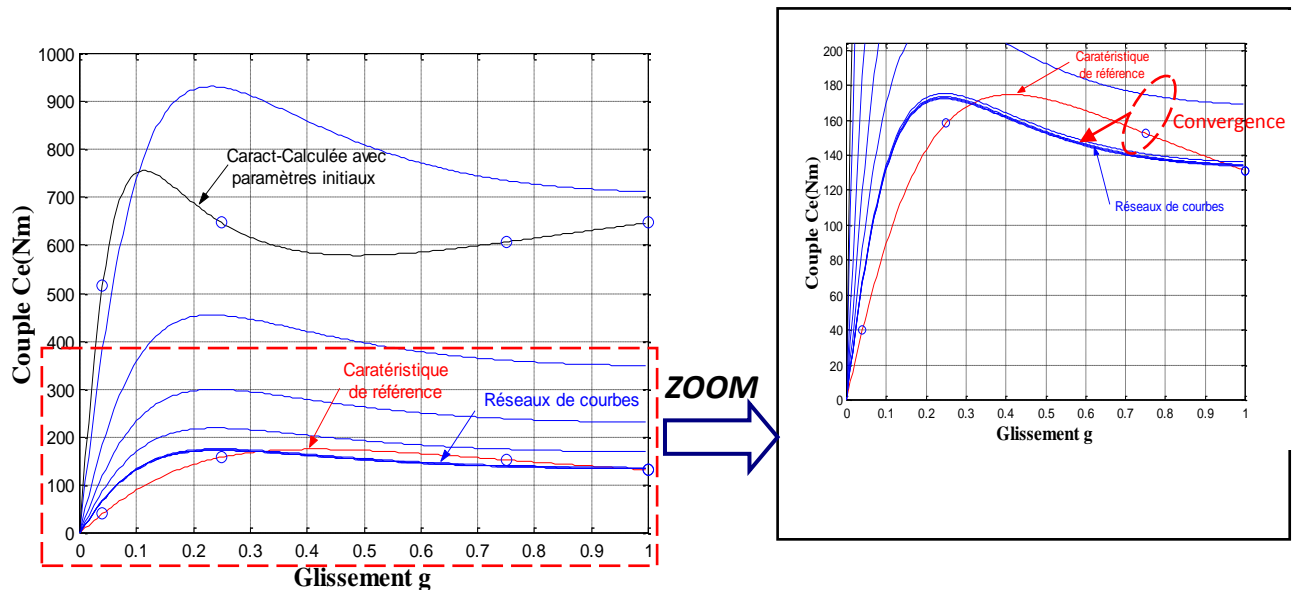


Figure (3.25): Réseaux de courbes pour plusieurs valeurs de R et L pour un réglage fin

3.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté les concepts généraux de la logique floue, ainsi que la structure d'un régulateur flou. Puis une étude d'identification paramétrique floue de la machine asynchrone à double cage, dans laquelle une technique par la logique floue à été présentée et simulée. L'utilisation de la théorie de la logique floue a montré la manipulation des variables linguistiques avec un raisonnement proche de la démarche humaine pour avoir une décision précise.

Les résultats obtenus encouragent les chercheurs à l'exploitation de cet outil d'intelligence artificielle "logique floue" dans le domaine de l'identification des paramètres des machines électriques. Afin de remédier à ce problème de dimensionnement du régulateur et faire un bon choix de ses paramètres, on propose une technique d'optimisation heuristique basée sur les algorithmes génétiques.



CONCLUSION GÉNÉRALE



CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail dans ce mémoire avait pour objectif : l'identification paramétrique floue d'une machine asynchrone à double cage.

Dans le premier chapitre, on a présenté des modèles dynamiques du moteur asynchrone à cage et les transformations qui les lient, puis ces modèles sont mis en œuvre pour analyser les comportements de la machine ou pour mettre en place les différentes fonctions de la commande.

On a présenté aussi des modèles dynamiques du moteur asynchrone à double cage et les transformations de Ku qui les lient.

Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisé et simulé. Les résultats obtenus nous montrent la justesse du modèle vectoriel développé. D'autres régimes de fonctionnement du moteur peuvent être facilement étudiés.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté une résolution analytique du système d'équations régissant le fonctionnement d'un ensemble de circuits électriques couplés magnétiquement est difficile, même si ces équations sont à coefficients constants. Elle devient impossible si ces coefficients varient en fonction du temps, c'est le cas de la machine étudiée.

Pour faciliter la résolution on a appliqué la transformation de Park, et beaucoup plus la transformation de Ku qui effectue des changements de variable tels que les relations entre les variables soient plus simples que celles existants entre les variables réelles, on a pu établir un modèle vectoriel de la machine.

Les résultats obtenus par voie de simulation nous donnent une vision assez claire sur le comportement du moteur asynchrone à double cage en fonction des paramètres.

Le choix adéquat de ces paramètres est indispensable pour assurer un fonctionnement stable du moteur. En effet nous avons pu constater que le réglage des grandeurs principales du moteur était sensible aux valeurs données à la résistance R_{R2} et l'inductance L_{R2} .

Dans le dernier chapitre, on a présenté les concepts généraux de la logique floue. La conception d'un système flou commence par le choix de variables linguistiques qui déterminent son état, puis des règles linguistiques qui établissent les relations d'inférence entre ces variables. En général, les règles sont proposées par un expert.

Une étude d'identification paramétrique floue de la machine asynchrone à double cage, dans laquelle une technique par la logique floue a été présentée et simulée.

L'utilisation de la théorie de la logique floue a montré la manipulation des variables linguistiques avec un raisonnement proche de la démarche humaine pour avoir une décision précise. Les résultats obtenus encouragent les chercheurs à exploiter cet outil d'intelligence artificielle "logique floue" dans le domaine de l'identification des paramètres des machines électriques.

Nous estimons qu'il est intéressant pour des études ultérieures et comme perspectives:

- L'identification des paramètres de la machine asynchrone par les techniques des réseaux de neurones et les algorithmes génétiques pour pouvoir aller vers les techniques hybrides par la suite.



RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES



----- **RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUE**

- [1] Aissa KHALDOUN, «Commande vectorielle d'un moteur asynchrone à cage avec adaptation par logique floue de la résistance rotorique et minimisation des pertes totales,» BOUMERDES, 2001.
- [2] Ondel O, *Diagnostic par reconnaissance des formes : Application a un ensemble convertisseur – machine asynchrone*, Lyon, Ecole centrale, 2006.
- [3] Bachir S, *Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique*, Université de Poitiers, 2002.
- [4] Kerszenbaum L ; Landy C F, *The existence of large interbar currents in the three phase squirrel cage motors with rotor-bar and end-ring faults*, vol. 103(7), 1984, pp. 1854-1862.
- [5] Malek BOUHARKAT, *Étude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique*, Batna, Université de Batna (El Hadj Lakhdar), 2006.
- [6] Segulier G ; Notelet F, *Electrotechnique Industrielle*, 2ème Edition éd., Paris: Edition Technique et Documentation, 1994.
- [7] Lesenne J; Notelet F; Segulier G, *introduction à l'électrotechnique approfondie*, Edition Technique et documentation, 1981.
- [8] Gilles FELD ; IUFM CRETEI , *modélisation d'une machine asynchrone*.
- [9] Diab MOKEDDEM, *Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d'Algorithmes Génétiques*, SETIF, UNIVERSITE FERHAT ABBAS FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE, 2010.
- [10] Lee C C, *Fuzzy logic in control system : Fuzzy logic controller*, vol. 20, 1990, p. 404 – 435.
- [11] Machtigal C L, *Instrumentation and control. Fundamentals and applications*, 1990.
- [12] Yager R R ; Filev D P, *Essentials of fuzzy Modeling and control*, J. W. & S. Inc, Ed., 1994.
- [13] Büler H, *Réglage par logique floue*, Lausanne, Presse Polytechnique et Universitaire Romandes, 1994.

- [14] Flaus J M, *La régulation industrielle, régulateur PID, prédictif et flou*, Hermès, 1994.
- [15] Jamshidi M ; Vadiee N; Ross T, *Fuzzy logic and control, hardware and software applications*, 1993.
- [16] Draincov D; Hellendoorn H; Frank M R , *An introduction to fuzzy contro*, SpringerVerlag, 1996.

----- Annexe " A "

➤ Paramètres de la machine asynchrone à cage :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
R_S	Résistance statorique	1.2	Ω
R_R	Résistance rotorique	1.8	Ω
L_S	Inductance statorique	0.1568	H
L_R	Inductance rotorique	0.1568	H
M	Inductance Mutuelle	0.15	H
J	Inertie du moteur	0.04	KG.M ²
f	Coefficient de frottement	0.00	N.m/Rd/s
P	Nombre de paires de pôles	2	---
P_n	Puissance nominale	4	kW
W_n	Vitesse nominale	1500	Tr/min
C_{en}	Couple électromagnétique	25	N.m

----- Annexe " B "

➤ Paramètres de la machine asynchrone à double cage

Symboles	Description	Valeurs	Unités
R_S	Résistance statorique	1.2	Ω
R_{R1}	Résistance rotorique (extérieur)	0.72	Ω
R_{R2}	Résistance rotorique (intérieur)	1.8	Ω
L_S	Inductance statorique	0.1568	H
L_{R1}	Inductance rotorique (extérieur)	0.2352	H
L_{R2}	Inductance rotorique (intérieur)	0.1568	H
M	Inductance Mutuelle	0.15	H
M'	Inductance Mutuelle (R1/R2)	0.225	H
J	Inertie du moteur	0.04	KG.M ³
f	Coefficient de frottement	0.00	N.m/Rd/s
P	Nombre de paires de pôles	2	---
Pn	Puissance nominale	4	kW
W _n	Vitesse nominale	1500	Tr/min
C _{en}	Couple électromagnétique	25	N.m

RÉSUMÉ

Grâce à l'intelligence artificielle et plus particulièrement la logique floue, on peut identifier ou modéliser un système dont les paramètres sont imprécis ou inconnus. Les systèmes flous appartiennent à la classe des "systèmes à base de connaissance" et leur but principal consiste à implémenter un savoir-faire humain, ou des règles heuristiques, sous la forme d'un programme informatique. La logique floue fournit un formalisme mathématique pour réaliser ce but. Les régulateurs flous modélisent l'expérience humaine sous la forme de règles linguistiques ' Si....Alors... ' ; un moteur d'inférence calcule les actions de commande pour chacune des situations données. Les algorithmes basés sur la logique floue sont considérés comme une solution très intéressante pour le réglage de systèmes non linéaires. Le travail que nous avons étudié est essentiellement un travail d'identification floue. Ainsi, une étude d'identification paramétrique de la machine asynchrone à double cage basée sur le modèle flou de la profondeur d'encoche conçue par une approche de calcul pas-à-pas à partir du schéma équivalent de la machine et la mesure d'une caractéristique « couple-vitesse » être traités dans ce mémoire.

Mots-clés : Machine asynchrone ; double cage ; logique floue ; l'intelligence artificielle ; modélisation vectorielle.

ملخص

بفضل الذكاء الاصطناعي ولاسيما المنطق الضبابي، نستطيع معرفة او نمذجة نظام ما إعداداته غير دقيقة أو غير معروفة. الأنظمة الضبابية تنتمي الى قسم "الأنظمة المبنية على المعرفة" والغرض الرئيسي منها هو تنفيذ المعرفة البشرية، أو قواعد الاستدلال، فيشكل برنامج لمعالجة المعلومات، يوفر المنطق الضبابي الصيغة الرياضية لتحقيق هذا الهدف. للتحكم الضبابي وحدات خاصة بمنمذجة حسب الخبرة البشرية لتشكل قواعد لغوية "إذا ... لذا". محرك الاستدلال يقوم بحساب إجراءات الرقابة لكل الحالات المعنية. الخوارزميات المبنية على أساس المنطق الضبابي تعتبر حلا لتعديل الانظمة الغير خطية. العمل الذي قمنا بدراسته هو في جوهره عمل لتحديد الاعدادات الغامضة وبالضبط، تحديد الاعدادات الخاصة بالماكينات الغير متزامنة ذات القفص المزدوج استنادا إلى نموذج غامض من عمق الشق وذلك باتباع نهج الحساب خطوة بخطوة انطلاقا من المخطط المكافئ للماكينة وقياس خاصيتها (سماتها) "عزم الدوران والسرعة" هذا هو ملخص العمل في هاته الدراسة.

مفاتيح -الكلمات: الماكينة الغير المتزامنة، القفص المزدوج، المنطق الضبابي، الذكاء الاصطناعي، النمذجة الاشعاعية.