

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

BADJI MOKHTAR - ANNABA UNIVERSITY  
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR - ANNABA

جامعة باجي مختار - عنابة



Faculté : Sciences de l'Ingénieur  
Département : Electronique

Année : 2018

**THESE**

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de :  
**DOCTORAT en Sciences**

Intitulée  
**Contribution à la Commande et au  
Diagnostic des Machines Electriques**

**Option : Automatique**

**Par : ROUAIBIA REDA**

**DIRECTEUR DE THESE : ARBAOUI Fayçal MCA Université Annaba**

**DEVANT Le JURY**

**PRESIDENT : DEBBACHE Nasr Eddine Pr Université Annaba**

**EXAMINATEURS : MOUSSAOUI Abdelkrim Pr Université Guelma**

**KHABER Farid Pr Université Sétif**

**MENACER Arezki Pr Université Biskra**

**INVITE : BAHI Tahar Pr Université Annaba**

# ***Dédicaces***

***Je dédie ce modeste travail à mes chers parents***

***A ma femme et A mon fils***

***A mes chers frères et à ma chère sœur***

***A toute ma famille***

***A tous mes amis***

***A tous, je dédie cette thèse.***

# Remerciements

*Mes premiers remerciements vont à Allah tout puissant pour le courage, la patience et la volonté qu'il m'a donné pour accomplir ce travail.*

*Je tiens à exprimer mes sincères remerciements et ma gratitude à mon encadreur **ARBAOUI Fayçal** maitre de conférences classe A à L'université d'Annaba, pour son aide, ses conseils et son soutien.*

*Je tiens également à remercier :*

*Monsieur : **DEBBACHE Nasr Eddine** professeur à l'université d'Annaba, qui m'a fait l'honneur de présider le jury.*

*J'exprime également mes remerciements aux membres du jury, qui ont accepté d'évaluer mon travail de thèse :*

- *Monsieur : **BAHI Tahar** Professeur à l'université de de Annaba*
- *Monsieur : **MOUSSAOUI Abdelkrim** Professeur à l'université de Guelma*
- *Monsieur : **KHABER Farid** Professeur à l'université de Sétif*
- *Monsieur : **MENACER Arezki** Professeur à l'université de Biskra*

*Je tiens aussi à remercier du fond de mon cœur mes parents, ma femme, ma sœur et mes frères qui m'ont beaucoup encouragé durant ma thèse. Merci pour votre patience et vos encouragements.*

*Mes remerciements vont aussi à tous mes collègues et mes amis, pour leurs encouragements tout au long de ce travail.*

## Table des matières

Résumé

ملخص

Abstract

Notations et symboles

Liste des figures

Liste des tableaux

<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	1
<b>I. CHAPITRE I : ÉTAT DE L'ART</b> .....	3
I.1 Introduction .....	3
I.2 Différents types de défauts .....	3
Les défauts de la machine asynchrone peuvent être d'ordre électrique et/ou mécanique.....	3
I.2.1 Défauts électriques .....	3
I.2.2 Défauts de fabrication .....	3
I.2.3 Défauts mécaniques.....	3
I.2.4 Défauts électromagnétiques .....	4
I.2.5 Causes des défauts.....	4
I.3 Principaux défauts d'une machine asynchrone triphasée .....	4
I.3.1 Défauts de roulements .....	5
I.3.2 Défauts statoriques .....	6
I.3.3 Défauts de barres rotoriques.....	8
I.3.4 Défaut d'excentricité :.....	9
I.4 Techniques de surveillance.....	12
I.4.1 Méthodes de diagnostic par suivi des grandeurs mesurables (sans connaissance à priori) .....	12
I.5 Les Méthodes modernes de diagnostic .....	15
I.5.1 Les systèmes experts .....	15
I.5.2 La logique floue .....	16
I.5.3 Les réseaux de neurones.....	16
I.5.4 Les systèmes Neuro-Flous .....	17
I.5.5 Reconnaissance des formes.....	17
I.6 Les Méthodes de traitement du signal .....	17
I.6.1 Transformée de Fourier Rapide (TFR).....	18
I.6.2 Transformée de Fourier à fenêtre glissante (TFFG).....	18
I.6.3 Analyse D'ondelette.....	18
I.7 Méthodes de diagnostic avec connaissance à priori .....	21
I.7.1 La méthode du model .....	22
I.7.2 Les méthodes de diagnostic par identification de paramètres.....	22
I.8 Conclusion .....	23
<b>II. CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE</b> .....	24
II.1 Introduction .....	24
II.2 Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés.....	25
II.3 Calcul des inductances.....	26
II.3.1 Stator .....	26
II.3.2 Rotor.....	26
II.3.3 Stator Rotor .....	27
II.3.4 Equations des tensions statoriques .....	28
II.3.5 Equations des tensions rotoriques .....	29

II.3.6	Equation mécanique .....	32
II.4	Modèle réduit de la machine asynchrone .....	33
II.5	Modélisation de l'onduleur MLI.....	37
II.5.1	Principe de la commande MLI.....	38
II.5.2	Equation de l'onduleur MLI .....	39
II.6	Conclusion : .....	41
III.	<b>CHAPITRE III : COMMANDES VECTORIELLE ET FLOUE DE LA MACHINE</b>	
<b>ASYNCHRONE</b>	.....	42
III.1	Introduction.....	42
III.2	La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF): .....	43
III.3	Mise en équation de la commande vectorielle.....	44
III.3.1	Contrôle vectoriel direct.....	46
III.3.2	Contrôle vectoriel indirect.....	46
III.4	Définition des différents référentiels .....	46
III.4.1	Référentiel fixe par rapport au stator.....	47
III.4.2	Référentiel fixe par rapport au rotor.....	47
III.4.3	Référentiel fixe par rapport au champ tournant.....	47
III.5	La commande par l'orientation du flux rotorique (CV-OF) .....	48
III.6	Structure de la commande vectorielle indirecte : .....	49
III.7	Résultats de simulation et interprétations : .....	51
III.8	Optimisation des paramètres des régulateurs PI : .....	53
III.8.1	Résultats de simulations .....	54
III.8.2	Test de robustesse.....	56
III.9	Commande par logique Floue :.....	58
III.9.1	Système basé sur la logique floue .....	58
III.10	Commande par logique floue.....	58
III.10.1	Fuzzification .....	59
III.10.2	Base de connaissance.....	59
III.10.3	Inférences floues.....	60
III.11	Conception d'un contrôleur flou.....	60
III.12	Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue : .....	64
III.13	Les avantages : .....	64
III.14	Les inconvénients : .....	64
III.15	Résultats de simulation et interprétations : .....	65
III.16	Comparaison entre la commande floue et la commande par PI optimisé : .....	66
III.17	Conclusions.....	68
IV.	<b>CHAPITRE IV : COMMANDE ET DIAGNOSTIC DES DEFAUTS</b>	
<b>D'EXCENTRICITE D'UNE MAS</b>	.....	69
IV.1	Introduction.....	69
IV.2	Modélisation des défauts d'excentricités.....	69
IV.3	Calcul de la perméance .....	71
IV.4	Résultat de simulation par régulateur PI.....	71
IV.4.1	Analyse par le vecteur de Park.....	73
IV.4.2	Analyse par la transformée en ondelettes.....	75
IV.5	Résultats de simulation avec des régulateurs flous : .....	78
IV.5.1	Analyse par le vecteur de Park .....	81
IV.5.2	Analyse par la transformée on ondelettes.....	82
IV.6	Commande à structure variable.....	84
IV.7	Principe du contrôleur à mode glissant.....	84
IV.8	Bases théoriques de la commande par mode glissant .....	85

IV.9	Choix de la surface de glissement : .....	86
IV.10	Condition d'existence : .....	86
IV.11	Détermination de la loi de commande : .....	87
IV.12	Phénomène de broutement (chattering) : .....	89
IV.13	Solution de couche limite.....	90
IV.14	Structure des régulateurs adoptée .....	91
IV.15	Définition des surfaces de régulations des courants .....	93
IV.16	Résultats de simulation de la commande VSC .....	93
IV.16.1	Analyse par le vecteur de Park .....	97
IV.16.2	Analyse par la transformée on ondelettes .....	98
IV.17	Conclusion : .....	100
V.	<b>Conclusion générale</b> .....	103
Annexe A	.....	103
Annexe B	.....	104
Annexe C	.....	106
Annexe D	.....	112
Références Bibliographiques	.....	104

## **Résumé**

Ce travail de thèse s'inscrit dans la thématique de la surveillance et du diagnostic des défauts de la machine asynchrone triphasé à cage d'écurueil à vitesse variable. La commande vectorielle par orientation de flux rotorique est appliquée pour obtenir des performances semblables à la machine à courant continue à excitation séparée. Le régulateur PI classique ne donne pas de bonnes performances, surtout dans le cas de la variation paramétrique et lors de la présence d'un défaut dans la machine. Pour résoudre ce problème, on a cherché à optimiser les valeurs du régulateur classique par deux approches à savoir, les algorithmes génétiques et les essais particuliers. Par la suite, on a remplacé le régulateur classique par des régulateurs intelligents à base de logique floue et par des régulateurs à structure variable afin de booster les performances. Cependant, Le moteur à induction à vitesse variable peut être affecté par différents types de défauts de différentes natures ce qui se traduit par des changements dans les valeurs de ses indices et le taux de ces changements indiquerait le degré de sévérité de ces défauts. Il est important de développer des systèmes de diagnostic permettant de détecter d'une manière anticipée les défauts pouvant apparaître dans ce type de machine. Différentes procédures sont proposées en se basant sur des méthodes de traitement du signal, notamment l'analyse par vecteur de Park et l'analyse par la transformée en ondelette discrète. Des simulations numériques sous l'environnement Matlab/Simulink ont été implantées pour montrer la validité des algorithmes proposés.

**Mots-clés :** *Diagnostic, Machine Electrique, Commande Vectorielle (FOC), Transformée en Ondelette Discret (TOD) ; Défaut D'excentricité.*

---

### ملخص

يعتبر هذا البحث جزءاً من موضوع مراقبة وتشخيص العيوب في الآلة الغير متزامنة الثلاثية من نوع قفص السنجاب وذات السرعة المتغيرة، ويتم التحكم في الاتجاه من خلال التحكم الشعاعي للحصول على أداء يشبه محرك التيار المستمر. المتحكم التقليدي لا يمكنه إعطاء أداء أحسن وخاصة في حالة الحساسية للإرتيبيات الداخلية أو عند وجود خلل في الآلة. لحل هذه المشكلة، نحاول تحسين قيم المنظم التقليدي من خلال مقاربتين لخوارزميات تعتمد علي

تقنية اللوغاريتمات الجينية (اللوغاريتمات الوراثة) وتقنية سرب الجسيمات. لعلاج هذا الإشكال.

وبعدها قمنا بتعويض هذا المعدل، بتقنية الذكاء الاصطناعي بتقنية المنطق الغامض والأنظمة ذات البنية المتغيرة بالنمط الانزلاقي من أجل الحصول على أداء جيد. ومع ذلك، قد يتأثر المحرك ذو السرعة المتغيرة بأنواع مختلفة من العيوب من أنواع مختلفة، فإن وجود أي خلل في الآلة سوف ينعكس بالتغيرات في قيم هذه المؤشرات ومعدل هذه التغيرات يدل على درجة شدة هذا العيب، من المهم تطوير أنظمة تشخيصية للكشف بطريقة مسبقة عن العيوب التي قد تظهر في هذا النوع من الآلات، ويتم اقتراح الإجراء المتزامن بناءً على طريقة معالجة الإشارة المختلفة بما في

ذلك التحليل بطريقة بارك والتحليل عن طريق تحويل الموجات المنفصلة.

تم تنفيذ محاكاة عددية على Matlab لإظهار صلاحية الخوارزميات المقترحة

### الكلمات المفتاحية

تحويل الموجات المنفصلة (TOD), التحكم الشعاعي (FOC), التشخيص، الآلة الكهربائية، مكافحة الاعطاب.

## **Abstract**

This thesis work is a part of the thematic of defects monitoring and diagnosis in the three-phase variable speed squirrel cage asynchronous machine. The field-oriented control purpose is the obtaining of good performances. The conventional PI regulator does not give good performances especially in the case of parametric variations and in presence of defects in the machine. To solve this problem, we tried to optimize the values of the classic regulator by two approaches, i.e. the genetics and particle swarm algorithms; afterward we replaced the classic regulator by an artificial intelligent fuzzy logic based controllers and a sliding mode controllers to pursue better performances. However, different types of defects of different kinds could affect the variable speed induction motor. Their presence could induce changes in the values of their indicators and the rate of these changes indicates the severity degree of these defects. Therefore, it is important to develop diagnostic systems to detect in a precautionary way the faults that may appear in this type of machine. There are many different proposed procedures based on different signal processing methods including the Park vector and the discrete wavelet transform analyses. We implemented Matlab/Simulink based numerical simulations to show the validity of the proposed methods.

**Keywords:** Diagnosis, Electrical Machine, Field Oriented Control (FOC), Discrete Wavelet Transform (TOD), Eccentricity Fault.

---

---

Notations et symboles

$V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}$	Tensions statoriques
$i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}$	Courants statoriques
$V_r$	Tensions rotoriques
$C_r$	Couple de charge
$C_e$	Couple électromagnétique
$\Phi_s$	Flux statorique
$\omega_r$	Vitesse de rotation
$L_{sr}$	Inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques
$N_r$	Nombre de barres rotoriques
$R_s$	Résistance statorique
$R_b$	Résistance d'une barre
$L_{cb}$	Inductance d'une barre
$R_e$	Résistance d'une portion d'anneau
$L_{ce}$	Inductance d'une portion d'anneau
$p$	Nombre de pair de pôles
$J_t$	Inertie totale
$K_v$	Coefficient de frottement visqueux
$F_0$	Fréquence d'alimentation
$R_r$	Rayon moyen de l'entrefer
$N_s$	Nombre de spires de l'enroulement d'une phase
$l$	Longueur de la machine
$g_0$	Epaisseur de l'entrefer
$\mu_0$	Perméabilité de l'air
$a=2*\pi*p/N_r$	Pas entre deux encoches rotoriques
$L_f$	Inductance de fuite
$a$	Paramètre d'échelle
$A_i$	Approximations
$b$	Paramètre de translation
CWT	Continuous Wavelets Transform
DWT	Discrete Wavelet Transform
$F_{max}$	Fréquence maximale
$F_e$	Fréquence d'échantillonnage
$s(t)$	Signal temporel
$\psi(t)$	Ondelette mère
$t$	Temps
FFT	Transformation de Fourier rapide
TO	Transformation d'ondelette
TOD	Transformation d'ondelette discrète
TOC	Transformation d'ondelette continue
MAS	Machine asynchrone
FOC	Field oriente control (Commande Vectorielle à Flux Orienté)
IRFOC	Commande Vectorielle Indirecte à Flux Rotorique Orienté

MAS	Machine Asynchrone
MG	Mode Glissant
$K_p, K_i$	Gains du contrôleur PI
$K_e, K_{de}, K_u$	Gain du contrôleur de flou
GA	Génétique algorithme
PSO	Particle swarm optimisation

---



---

**Liste des figures**


---



---

**Chapitre I Etat de L'art**

Figure I.1 : Répartition des défauts de la machine asynchrone .....	5
Figure I.2 Structure d'un roulement à billes.....	6
Figure I.3 : Défauts d'enroulement du stator du moteur à induction .....	8
Figure I.4 : Défauts d'excentricité (a) : statique, (b) : dynamique.....	11
Figure I.5 : Architecture d'un système expert.....	15
Figure I.6 : Principe du diagnostic par modèle.....	22
Figure I.7 : Méthode de diagnostic par identification de paramètre.....	23

**Chapitre II Modélisation de La Machine Asynchrone**

Figure II.1 Champ créé par une maille rotorique .....	27
Figure II.2 : Rotor à cage d'écureuil .....	30
Figure II.3 : Principe de la commande MLI .....	38
Figure II.4 : Schéma de l'onduleur triphasé de tension.....	39
Figure II.5 : Vecteur de tension de l'onduleur .....	40

**Chapitre III Commandes Vectorielle et Floue de la Machine Asynchrone**

Figure III.1 : Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu. ....	43
Figure III.2 : Orientation du flux rotorique .....	43
Figure III.3 : Structure de la commande par flux orienté (CFO) .....	49
Figure III.4 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte .....	50
Figure III.5 : Modèle Simulink pour la commande indirecte (IFOC) .....	50
Figure III.6 : Commande par un régulateur PI classique .....	51
Figure III.7 : Commande par un régulateur PI classique avec changement sens de rotation .....	52
Figure III.8 : Approches d'optimisation du régulateur PI par l'algorithme GA et PSO .....	53
Figure III.9 : Comparaison des réponses de vitesse (PI, PI-GA, PI-PSO).....	55
Figure III.10 : Erreur de la commande de vitesse (PI, PI-GA, PI-PSO).....	55
Figure III.11 : Comparaison des réponses de vitesse (PI, PI-GA, PI-PSO) pour $(R=1.5R_n)$ . .....	56
Figure III.12 : Réponses de vitesse (PI, PI-GA, PI-PSO) pour $(J=1.5J_n)$ .....	57
Figure III.13: Diagramme du bloc de contrôle flou .....	59
Figure III.14: Schéma interne du régulateur floue .....	60
Figure III.15: Fonctions d'appartenance du contrôleur à logique floue pour $(E)$ , $(\Delta E)$ et $(\Delta U)$ .....	62
Figure III.16: Ensemble des décisions d'un système flou .....	63
Figure III.17: Commande par des régulateurs flous avec changement du sens de rotation ...	65
Figure III.18: Réponses de vitesse, Couple électromagnétique, courant statorique (FLC, PI-PSO) pour $(R=1.5R_n)$ .....	67
Figure III.19: Réponse de vitesse (FLC, PI-PSO) pour 1.5J.....	68

**Chapitre IV Commande et Diagnostic des Défauts d'Excentricité d'une MAS**


---



---

Figure IV. 1:Entrefer de la machine avec rotor excentrique .....	69
Figure IV. 2 Commande vectorielle indirect cas sain.....	72
Figure IV. 3 Commande vectorielle indirect avec défaut d'excentricité 5% .....	72
Figure IV. 4 Commande vectorielle indirect avec défaut d'excentricité 10% .....	73
Figure IV. 5 Commande vectorielle indirect avec défaut d'excentricité 20% .....	73
Figure IV. 6 Analyse du courant statorique par le Vecteur de Park pour le cas sain et le cas de défaut d'excentricité mixte .....	74
Figure IV. 7 TOD multi niveau du courant de la phase Ias cas d'une machine sain .....	76
Figure IV. 8 TOD multi niveau du courant de la phase Ias avec défaut d'excentricité 5% ..	76
Figure IV. 9 TOD multi niveau du courant de la phase Ias avec défaut d'excentricité ME10% .....	77
Figure IV. 10 TOD multi niveau du courant de la phase Ias avec défaut d'excentricité ME20%.....	77
Figure IV. 11 Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db4) Machine saine, Machine avec défaut d'excentricité mixte 5%,10%,20% .....	77
Figure IV. 12 Schéma bloc de la commande de la machine asynchrone avec régulateurs flous .....	78
Figure IV. 13 Commande RLF cas de défaut d'excentricité ME5%.....	79
Figure IV. 14 Commande RLF cas d'une machine saine .....	79
Figure IV. 15 Commande RLF cas de défaut d'excentricité ME10%.....	80
Figure IV. 16 Commande RLF cas de défaut d'excentricité ME20%.....	80
Figure IV. 17 Analyse du courant statorique par le Vecteur de Park pour le cas sain et le cas de défaut d'excentricité mixte ME5%, ME10%, ME20%. .....	81
Figure IV. 18 TOD multi niveau du courant statorique Ias avec défaut d'excentricité 5% ..	82
Figure IV. 19 TOD multi niveau du courant statorique Ias cas d'une machine sain .....	82
Figure IV. 20 TOD multi niveau du courant statorique Ias avec défaut d'excentricité 10%	83
Figure IV. 21 TOD multi niveau du courant statorique Ias avec défaut d'excentricité 20%	83
Figure IV. 22 Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db4) Machine saine, Machine avec défaut d'excentricité mixte 5%,10%,20% .....	83
Figure IV. 23:Trajectoire d'un système avec la commande MG.....	85
Figure IV. 24:Convergence de la trajectoire vers la surface de glissement.....	87
Figure IV. 25:Fonction sign.....	89
Figure IV. 26:phénomène de broutement.....	89
Figure IV. 27:la fonction sat de $u_n$ .....	90
Figure IV. 28:la fonction intégrale .....	91
Figure IV. 29:Schémas de la structure de commande par MG.....	91
Figure IV. 30:Commande par mode glissant cas sain .....	94
Figure IV. 31:Commande par mode glissant cas de défaut d'excentricité ME5% .....	95
Figure IV. 32:Commande par mode glissant cas de défaut d'excentricité ME10%:.....	96
Figure IV. 33:Commande par mode glissant cas de défaut d'excentricité ME20% .....	96
Figure IV. 34:Analyse du vecteur de Park pour le cas sain et le cas de défaut d'excentricité mixte ME5%, ME10%, ME20% .....	97
Figure IV. 35:TOD du courant statorique Ias cas d'une machine sain.....	98
Figure IV. 36:TOD du courant statorique Ias avec défaut d'excentricité 5%.....	98
Figure IV. 37:TOD du courant statorique Ias avec défaut d'excentricité 10%.....	99
Figure IV. 38:TOD du courant statorique Ias avec défaut d'excentricité 20%.....	99
Figure IV. 39:Variation de l'énergie cas de machine saine, machine avec défaut d'excentricité mixte 5%,10%,20% .....	100

**Annexes**

*Figure B.1. Schéma fonctionnel de régulation de vitesse. .... 104*  
*Figure C.1: Les fonction d'appartenance..... 107*  
*Figure C.2: Méthode d'inférence Mamdani (max–min)..... 109*  
*Figure C.3: Méthode d'inférence larsen (max–produit). .... 110*  
  
*Figure D.1: Optimisation par les algorithmes génétique ..... 112*  
*Figure D.2: Optimisation par PSO ..... 112*

---

**Liste des Tableaux**

*Tableau III.1: Performances du système*..... 56  
*Tableau III.2 Règles du régulateur flou à 7 ensembles*..... 63  
  
*Tableau C.1 Exemple d'une matrice d'inférence*..... 108  
*Tableau C.2 Opérateurs de base de la logique floue*..... 108  
  
*Tableau D.1 Les paramètres de PSO et AG*..... 113

# ***INTRODUCTION GENERALE***

## ***Introduction Générale***

La machine asynchrone à induction est l'objet de très nombreuses applications qui se sont multipliées durant les cinquante dernières années. Ceci est dû à sa conception, son faible coût comparé au coût d'autres machines, et sa grande robustesse électromécanique. Les progrès de l'électronique de puissance et de la micro-informatique ont permis l'utilisation de cette machine dans les domaines de grandes puissances, des vitesses élevées, autrefois réservés exclusivement aux machines synchrones. La machine asynchrone est de plus en plus choisie pour équiper des actionneurs industriels de toute puissance et dont la gamme de vitesse est très étendue et même dans le domaine de positionnement.

Néanmoins, le contrôle de ces machines présente une certaine difficulté en raison de leurs comportements complexes, des non-linéarités pendant la saturation et leurs structures fortement couplée entre le flux et le couple. Plusieurs méthodes ont été développées pour permettre la variation de vitesse. Parmi ces techniques, on peut citer la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple et la commande non linéaire (mode glissant...), etc.

Cependant, les performances du contrôle de la machine sont toujours influencées par des défauts qui peuvent être inhérent à la machine elle-même ou dues aux conditions de fonctionnement. Si un défaut n'est pas détecté, il peut se développer et entraîner des situations catastrophiques. Dans ce cadre, il est intéressant de détecter dès le début les différents défauts afin de minimiser les coûts de maintenance et d'éviter les temps d'arrêt imprévus en utilisant des techniques avancées de diagnostic en ligne adaptées à l'application des variateurs de vitesse spécifiques. Une variété de défauts de la machine ont été étudiés dans la littérature, tels que les cassures de barres ou d'anneaux d'extrémité, les courts circuits entre phase, et les excentricités, etc. et plusieurs méthodes ont été développées, ces dernières décennies, et appliquées efficacement pour le diagnostic et l'identification des différents défauts.

Le travail réalisé dans le cadre de cette thèse est la détection des défauts d'excentricité dans la machine asynchrone à vitesse variable contrôlée par la commande vectorielle utilisant des régulateurs PI classiques puis des régulateurs flous et d'autres à mode glissant ont été programmées et implémentées dans l'environnement MATLAB(SIMULINK). Les outils d'analyse et diagnostic utilisés sont l'analyse par le vecteur de Park et la transformée par ondelettes. Pour élucider cette étude, nous avons organisé la présente thèse en quatre chapitres :

➤ Le premier chapitre dresse un état de l'art sur le diagnostic des machines électriques. A cet effet, on a présenté les différents défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone, ainsi qu'un sommaire sur les différentes techniques d'analyse de ces défauts.

➤ Le deuxième chapitre est consacré à l'élaboration des modèles adéquats de la machine asynchrone en utilisant la méthode multi-enroulement pour les cas sain et défectueux. Ces modèles sont utilisés pour la commande ainsi que le diagnostic des défauts.

➤ Le troisième chapitre élabore les concepts de la commande par orientation du flux rotorique utilisant des régulateurs PI classiques, puis l'application des méthodes d'optimisation afin de trouver les meilleurs paramètres de ces régulateurs. Une deuxième méthode de commande basée sur la méthodologie par logique floue a été étudiée. Les concepts de fuzzification, de moteur d'inférence, de défuzzification ainsi que et l'application des régulateurs flous à des fins de commande ont été abordés. Enfin, une analyse comparative des performances des deux types de régulateurs a été effectuée.

➤ En quatrième chapitre, il s'agit de l'étude de la détection des défauts d'excentricité de la machine asynchrone à vitesse variable commandée par les deux types de régulateurs étudiés au chapitre précédent, ainsi que la commande robuste par mode glissant. Une analyse de la tolérance de ces commandes aux défauts envisagés est effectuée. La phase de détection des défauts d'excentricité à la machine utilise deux approches, à savoir l'analyse de Park et la transformée par ondelettes.

Nous terminons ce travail avec une conclusion générale où nous dresserons des perspectives pour les travaux de recherches futurs.

***CHAPITRE I***  
***ÉTAT DE L'ART***

# I. **CHAPITRE I : ÉTAT DE L'ART**

## **I.1 Introduction**

La machine asynchrone occupe une place importante, voire dominante dans des applications industrielles. Nous le rencontrons dans les endroits les plus divers : l'éolienne aux applications militaires, à la propulsion électrique de véhicules, de tramways, trains à grande vitesse voire même des bateaux de croisières. De plus, il est courant de nos jours de faire de la variation de vitesse. Cela conduit naturellement à l'utilisation d'onduleurs de tension. Le moteur doit supporter ces ondes de tension (riches en harmoniques) alors qu'il n'avait été conçu que pour 50Hz. C'est la raison pour laquelle nous assistons à un vieillissement prématuré du moteur à induction. Il devient donc de plus en plus vulnérable, plus susceptible de montrer des défaillances. Par conséquent, nous devons effectuer du diagnostic, de la surveillance [1] et de la prévention afin d'améliorer la fiabilité du système dans son ensemble. Nous rappelons que depuis plus d'une vingtaine d'années maintenant, des études et des recherches ont été menées sur la manière dont nous sommes en mesure de détecter une panne, une défaillance et d'en comprendre la relation de cause à effet. De cette manière, la fiabilité du moteur asynchrone sera améliorée, ce qui augmentera sa durée de vie.

## **I.2 Différents types de défauts**

Les défauts de la machine asynchrone peuvent être d'ordre électrique et/ou mécanique.

### **I.2.1 Défauts électriques**

De tels défauts sont dus à un court-circuit, à un circuit ouvert au niveau du bobinage statorique ou à une connexion anormale des enroulements statoriques [2].

### **I.2.2 Défauts de fabrication**

Un mauvais isolement des conducteurs des enroulements statoriques, et une mauvaise brasure lors de l'encastrement des barres et des anneaux du rotor peuvent causer un sérieux dysfonctionnement de la machine.

### **I.2.3 Défauts mécaniques**

On peut citer, par exemple :

- L'écaillage des pistes des roulements de l'arbre mécanique ;
- L'ovalisation de l'alésage statorique ou rotorique résultant d'un défaut d'usinage ;
- Le non alignement des axes du stator et du rotor ;
- La saillance de l'alésage.

### ***1.2.4 Défauts électromagnétiques***

Ces défauts peuvent être dus à l'excentricité de l'entrefer ou à la déformation de l'arbre. Un défaut d'excentricité provoque un balourd magnétique ce qui fait que l'induction au niveau de l'entrefer n'est plus uniforme dans la direction radiale ou axiale, donnant ainsi naissance à des forces attractives non régulières entre le stator et le rotor, et provoquant des secousses de la cage [3] [4]. La déformation de l'arbre peut provoquer un frottement entre le rotor et le stator provoquant ainsi un endommagement grave du circuit magnétique et des enroulements de la machine.

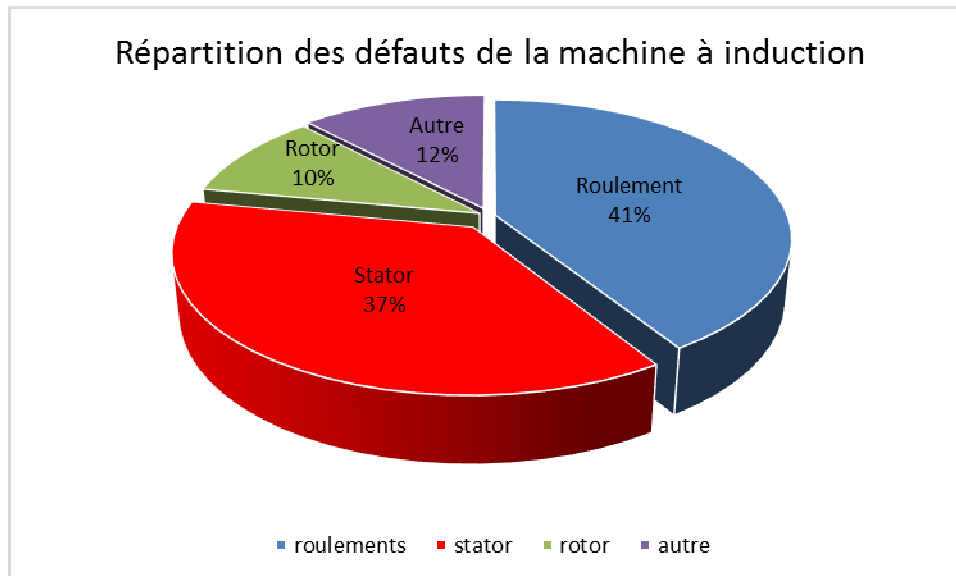
### ***1.2.5 Causes des défauts***

Les causes des défauts sont multiples, elles peuvent être classées en trois groupes :

- ✓ Les initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, usure des éléments mécaniques (roulement à billes), rupture de fixation, problème d'isolation électrique, déséquilibre des tensions et courants de ligne [1] [2].
- ✓ Les contributions aux défauts : surcharge fréquente, température ambiante élevée, ventilation défaillante, humidité, fortes vibrations, vieillissement.
- ✓ Les défauts et erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protection inadaptées, absence de maintenance.

## ***1.3 Principaux défauts d'une machine asynchrone triphasée***

Les défauts dans les moteurs à induction [5] [6] peuvent être divisés en quatre catégories principales ; défauts de barre cassés de rotor, les défauts d'excentricité, les défauts liés au stator et les défauts de palier ou roulement. La répartition de chaque défaut, basée sur les enquêtes des défauts des moteurs à induction dans [7] [8], est montrée dans la *figure I.1*.



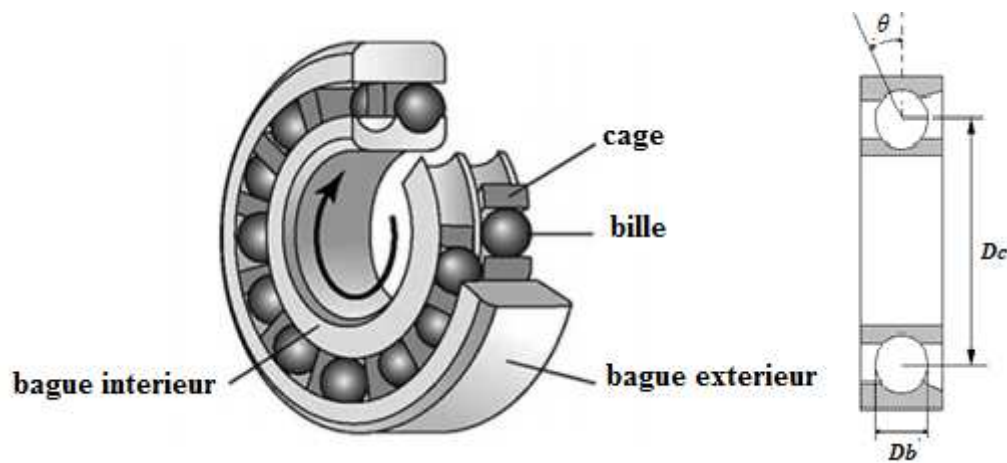
*Figure I.1 : Répartition des défauts de la machine asynchrone*

### ***1.3.1 Défauts de roulements***

Les défauts de roulements sont la cause la plus fréquente de défauts dans les moteurs asynchrones [8] [9] [10], ce qui est de 40% des défaillances totales du moteur à induction. Ils peuvent être classés en 3 types différents, qui sont :

- un défaut de la cage interne,
- un défaut de la cage externe
- un défaut de billes [11] [12].

Donc, ce genre de défaut lié aux roulements se manifeste généralement par un défaut d'excentricité dans la machine. Les défauts de roulements sont généralement causés par des défauts de fabrication, des erreurs d'installation, un manque de lubrification, ou une usure. Une procédure d'analyse complète pour détecter les défauts de bille à travers le courant statorique, le flux de fuite axial et la vibration du moteur sont démontrés dans [13] [14]. Les défauts de roulements sont généralement détectés en analysant l'amplitude des composants de la fréquence de défaut de roulement, pendant le fonctionnement en régime permanent, où les amplitudes des composants ont tendance à augmenter à mesure que la gravité de défaut augmente. Un défaut de roulement à billes est transmis par la répétition continue du contact de défaut avec la cage de roulement externe comme interne. Pour cela, la fréquence de vibration d'un défaut de bille est le double de la fréquence de rotation.



**Figure 1.2** Structure d'un roulement à billes

Les défauts de roulement peuvent se manifester comme des défauts de l'asymétrie du rotor. Ils sont généralement classés dans la catégorie des défauts liés à l'excentricité, or les défauts liés aux roulements à billes [12] peuvent se manifester aux fréquences de vibrations, tels que :

$$f_{db} = \frac{D_b}{D_c} f_r \left\{ 1 - \left[ \frac{D_b}{D_c} \cos(\theta) \right]^2 \right\} \quad (1.1)$$

La fréquence de répétition sera pour la cage intérieure comme extérieure décrite par [13] :

$$f_{dbex / dbext} = (N_b / 2) f_r \left[ 1 - \frac{D_b}{D_c} \cos(\theta) \right] \quad (1.2)$$

Où

$f_r$  : fréquence de rotation mécanique ;

$N_b$  : est le nombre de billes ;

$D_b$  : est le diamètre d'une bille ;

$D_c$  : est la distance du centres des billes ;

$\theta$  : angle de contact de la bille avec la cage.

### 1.3.2 Défauts statoriques

Les défauts liés au stator, également connus sous le nom de défauts de court-circuit, se produisent lorsque les enroulements du stator sont court-circuités en raison d'une défaillance

de l'isolation. Les défauts de court-circuit [15] [16] peuvent être causés par une collision entre le stator et le rotor, la contrainte de tension imposée par la commutation rapide des onduleurs, et les problèmes d'isolation dus aux défauts de fabrication, à la contamination, à la surchauffe et à l'usure [17] [29]. Il y a 3 types de défauts de court-circuit, qui sont :

- défauts court-circuit entre spires,
- défauts court-circuit entre phase,
- défauts phase à la terre

Un défaut entre spires se produit lorsque l'isolation entre deux bobines dans la même phase échoue. Un défaut entre phase se produit lorsque l'isolation entre deux bobines dans les phases adjacentes échoue. Un défaut de phase à la terre se produit lorsque la borne de l'un des enroulements du stator est court-circuitée à la masse. Ceci provoque deux effets : premièrement, l'enroulement court-circuité aura des courants significatifs induits dans d'autres enroulements, et d'autre part le courant d'alimentation va augmenter de façon spectaculaire provoquant l'ouverture du disjoncteur. Cependant, quand un défaut court-circuit se produit, le moteur peut sembler fonctionner normalement mais à un rendement réduit.

Par conséquent, ces trois types de défauts de court-circuit sont ceux où la détection de défaut en ligne doit concentrer. Les défauts liés au stator représentent le deuxième plus grand nombre de défauts, soit environ 37% pour les moteurs à induction. Ils sont généralement détectés en utilisant la technique de surveillance de l'état d'équilibre La présence de défauts de stator produit une fréquence de défaut caractéristique suivante :

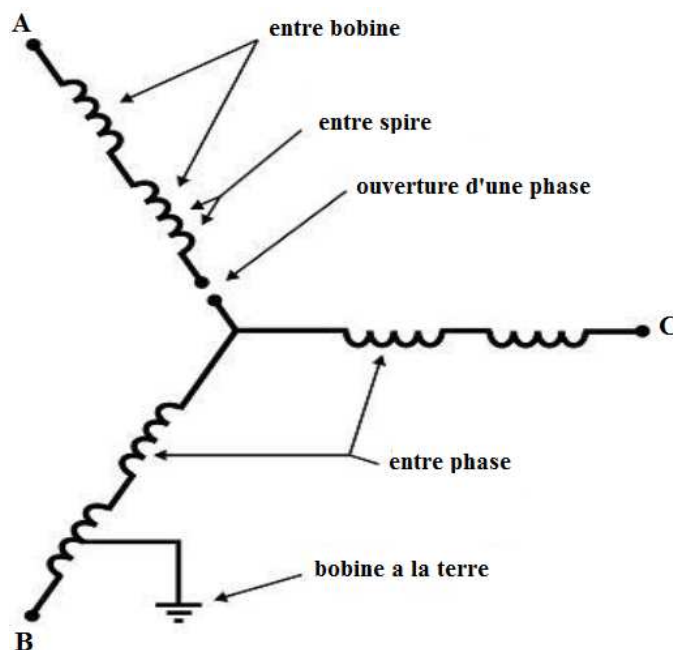
$$f_{st} = f \cdot \left( k \pm \frac{n \cdot (1 - g)}{p} \right) \quad (1.3)$$

Avec  $k=1, 3$  et  $n=1, 2, 3, \dots, (2p-1)$ , et

$g$  : glissement ;

$p$  : nombre de paire de pôles ;

$f$  : fréquence de l'alimentation ;



**Figure I.3 :** Défauts d'enroulement du stator du moteur à induction

Il existe plusieurs techniques pour détecter un défaut de court-circuit. On cite l'analyse du flux axial de la machine [18] ou l'emploi d'une bobine concentrique placée autour de l'arbre de la machine.

### **I.3.3 Défauts de barres rotoriques**

Les défauts de cassure de barres peuvent être causés par un démarrage direct fréquent, pulsant les charges mécaniques, les défauts de fabrication et les contraintes thermiques et mécaniques [6]. Les défauts de barre cassés de rotor ne représentent qu'environ 10% des pannes totales du moteur à induction. Cependant, la présence d'une barre cassée signifie que le courant qui circulait à travers cette barre se répartit sur les autres barres adjacentes en raison de la variation de la distribution du courant rotorique [19]. Ces derniers seront surchargés, ce qui provoquera leurs ruptures, et parfois un arrêt total de la machine. Dans un cas grave, les morceaux cassés de la barre de rotor peuvent endommager les bobinages du stator au cours de fonctionnement. En outre, la présence de rotor cassé réduit l'efficacité du moteur, ce qui signifie une augmentation du coût. Le défaut de barres cassés du rotor est l'un des défauts de moteur à induction les plus faciles à détecter en utilisant la surveillance de l'état d'équilibre et a été donc largement étudiée dans la littérature. La présence de défauts de barres de rotor cassés dans un moteur produit des fréquences de défaut caractéristiques :

$$f_b = (1 \pm 2kg) f \quad (1.4)$$

Avec  $k=1, 2, 3, \dots$ ,  $g$  : est le glissement et  $f$  est la fréquence d'alimentation.

D'autres composantes spectrales peuvent apparaître dans le spectre du courant à des fréquences données par l'expression ci-dessous [7] :

$$f_b = \left[ \frac{k}{p/2}(1-g) \pm g \right] f_1. \quad (1.5)$$

Avec  $\frac{k}{p/2} = 1, 3, 5, 7, 9, 11, \dots$

Les défauts de cassures de barres génèrent également dans les signaux du couple et de la vitesse des composantes de fréquences  $2gf$  et  $4gf$ .

Les phénomènes qui peuvent accompagner la rupture de barres dans une cage rotorique sont :

- a) Contraintes thermiques dues aux surcharges thermiques, points chauds, pertes excessives, et/ ou étincelles ;
- b) Contraintes magnétiques dues aux forces électromagnétiques, traction magnétique déséquilibrée, bruit et/ou vibrations électromagnétiques.
- c) Contraintes résiduelles dues aux problèmes de construction.
- d) Contraintes dynamiques engendrées par les couples de l'arbre et/ou les forces centrifuges ;
- e) Contraintes de l'environnement causées par l'humidité et la poussière.

Contraintes mécaniques dues aux pertes dans les tôles, la fatigue des parties du rotor et le défaut de roulements.

#### ***1.3.4 Défaut d'excentricité :***

L'excentricité de la machine est définie comme une condition de dissymétrie d'entrefer existant entre le stator et le rotor [7]. La présence d'un certain niveau d'excentricité est chose ordinaire lors de la rotation des machines électriques ; certains fabricants et utilisateurs précisent un niveau maximal admissible de 5 à 10% de la longueur de l'entrefer [20] [21]. Cependant, les fabricants essaient normalement de maintenir le niveau d'excentricité minimal afin de réduire les vibrations et le bruit et minimiser la traction magnétique déséquilibrée [8].

Il existe deux types de défauts d'excentricité associés aux moteurs à induction : l'excentricité statique et l'excentricité dynamique [22]. Quand l'excentricité est statique, l'épaisseur d'entrefer entre le stator et le rotor varie, mais la position de l'entrefer minimum reste fixe. L'excentricité dynamique (DE) existe lorsque l'axe de rotation coïncide avec l'axe du stator mais pas avec l'axe du rotor, l'emplacement de l'entrefer minimum change alors avec la

position angulaire du rotor et tourne avec lui. Pour l'excentricité mixte (ME), les deux défauts (SE) et (DE) sont présents en même temps et l'axe de rotation est différent des deux axes du stator et du rotor.

#### ***1.3.4.1 Excentricité statique***

Peut-être causée par des défauts de fabrication du noyau du stator (c'est-à-dire de forme ovale) et les problèmes d'installation, où le rotor peut ne pas être monté exactement dans le centre du stator.

#### ***1.3.4.2 Excentricité Dynamique***

Peut-être causée par des défauts de fabrication du rotor, où le diamètre du rotor n'est pas concentrique avec le centre de l'arbre, et les problèmes de roulement, où il pourrait y avoir un mouvement radial dans le roulement dû à des défauts d'usure ou de fabrication. Quand l'excentricité est dynamique, la différence d'entrefer entre le stator et le rotor varie mais la position de l'entrefer minimum tourne avec le rotor [20] [22].

Les défauts d'excentricité présentent une partie significative du nombre total de défaillances du moteur à induction. Cependant, les défauts d'excentricité peuvent potentiellement introduire d'autres défauts et devenir catastrophique. Par exemple, la présence de défauts d'excentricité met plus de stress sur les paliers qui peuvent introduire des défauts de palier ou réduire la durée de vie du palier ; et dans des cas extrêmes, le rotor peut entrer en collision avec le stator, provoquant une défaillance de l'enroulement et endommageant ainsi les tôles. En outre, les défauts d'excentricité réduisent l'efficacité du moteur, qui à son tour augmente le coût opérationnel total.

La présence de l'excentricité se manifeste par l'apparition d'harmoniques dans le spectre du courant à des fréquences ( $f_{ecc}$ ) données par l'expression ci-dessous [23] [24] :

$$f_{ecc} = f_1 [(k_{nb} \pm n_d)(1 - g) / p \pm v] \quad (1.6)$$

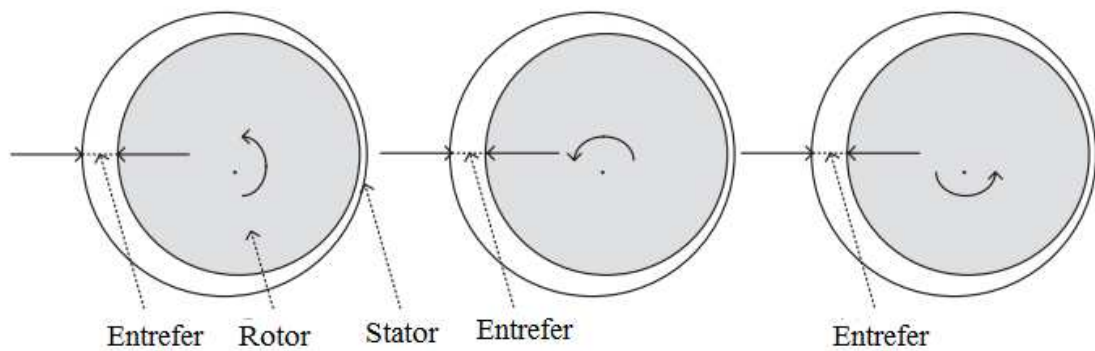
Avec  $k=1,2,3\dots$ ,  $f_1$  : la fréquence d'alimentation,  $n_b$  : le nombre des barres rotoriques et  $n_d$  : le nombre d'ordre d'excentricité :  $n_d=0$  pour l'excentricité statique et  $n_d=1, 2, 3,\dots$  pour l'excentricité dynamique,  $g$  : le glissement,  $p$  : le nombre de paires de pôles et  $v$  : l'ordre des harmoniques de temps de la f.m.m, ( $v=\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7, \dots$ etc.).

### 1.3.4.3 Excentricité mixte

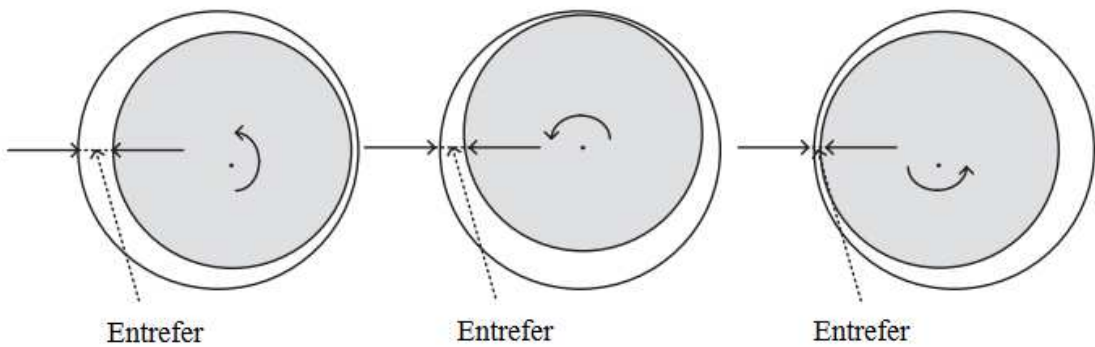
En présence d'excentricités statique et dynamique, c'est à dire une excentricité mixte, il y aura une apparition des harmoniques de basses fréquences ( $f_m$ ) et de la fréquence de la fondamentale données par la relation ci-dessous [25] :

$$f_m = |f_1 \pm kf_r| \quad (1.7)$$

avec  $k= 1,2,3\dots$  et  $f_r=f_1(1-g)/p$ . et  $f_1$  : est la fréquence fondamentale



(a) Excentricité statique



(b) Excentricité dynamique

**Figure 1.4 :** Défauts d'excentricité (a) : statique, (b) : dynamique

Les signaux de vibrations, peuvent être aussi utilisés pour détecter les défauts liés à l'excentricité. Dans le cas d'excentricité mixte, les composantes de basses fréquences de vibrations du stator sont données par :

$$f = 2f_1 \pm f_r \quad (1.8)$$

D'autres approches, telles que celle utilisant les vecteurs de Park du courant statorique peut être utilisées pour détecter l'excentricité dans le moteur asynchrone à cage d'écureuil.

### ***1.4 Techniques de surveillance***

Lorsqu'un défaut se produit, certains paramètres de la machine sont soumis à des modifications qui dépendent du degré de défauts. Le moteur à induction à cage d'écureuil avec une dissymétrie dans son rotor présente des courants de rotor inégalement distribués. Les réactions de ces courants au champ d'entrefer génèrent des signatures propres au défaut dans le spectre du courant, de la puissance, couple et vitesse. En plus de ces paramètres, il existe d'autres paramètres tels que le son, les vibrations, etc., qui révèlent les défaillances dans les MI. Les clés pour une détection réussie des erreurs de messagerie instantanée sont obtenues en utilisant une surveillance appropriée de l'état et traitement précis du signal. La fiabilité des techniques de surveillance de l'état dépend de la meilleure compréhension des caractéristiques électriques et mécaniques des machines dans l'état défectueux. Toutes les techniques de surveillance utilisées pour le diagnostic de pannes de rotor peuvent être classées selon l'analyse des paramètres suivants [1] [2] [3] [4] :

- La température ;
- Les émissions acoustiques ;
- Le couple d'entrefer ;
- Le courant statorique ;
- La décharge partielle ;
- Les vibrations.

Les méthodes de surveillance de l'état des MI sont effectuées en ligne ou hors ligne. Les tests hors ligne nécessitent l'interruption de l'opération ou de l'arrêt du moteur, tandis que les méthodes en ligne fournissent des diagnostics de moteur pendant l'opération. Il y a certaines circonstances que les techniques de surveillance hors ligne ont certains avantages, tels que la réduction de la contamination par le bruit, ainsi que la répétabilité de la charge et de la vitesse.

#### ***1.4.1 Méthodes de diagnostic par suivi des grandeurs mesurables (sans connaissance à priori)***

On peut citer quelques méthodes tel que :

##### ***1.4.1.1 Analyse de la température***

La classification des machines électriques avec l'analyse de la température est généralement fixée par la température maximale admissible que l'isolation peut supporter. En effet, les tests de performance des machines, seront fait avant qu'ils ne quittent un fabricant, est dominé par la mesure d'enroulement ou des températures intégrées et la nécessité

d'atteindre une augmentation de la température dans les normes appropriées. La mesure de la température occupe donc une place importante dans la surveillance des machines. Il existe trois approches de base pour la surveillance de la température [22] :

- 1. Mesure des températures locales** à des points dans la machine, en utilisant des détecteurs de température, des thermocouples, ou des détecteurs de température à résistance.
- 2. Utilisation d'une image thermique**, pour surveiller la température de ce qui est perçu comme l'endroit le plus chaud de la machine.
- 3. Mesure des températures réparties** dans la machine ou les températures globales de fluides de refroidissement.

Ces approches démontrent la difficulté fondamentale de la surveillance thermique, qui résout le conflit entre les mesures de températures ponctuelles qui sont faciles à réaliser, mais ne donne que des informations locales et des mesures de température en vrac qui sont plus difficiles et risque de négliger les points chauds locaux.

#### *1.4.1.2 Analyse de l'entrefer*

Le couple d'entrefer est produit par la liaison de flux et les courants d'un MI. Presque tous les défauts MI causent des harmoniques avec fréquences spécial dans le couple d'entrefer. Il a été démontré que la forme du couple d'entrefer distingue le déséquilibre **est** causé par cassure de barre ou par les enroulements de stator non équilibrés. Il a été prouvé que l'existence d'une la fréquence de double-glissement dans le spectre de couple d'entrefer est liée à un rotor défectueux, alors que la même fréquence correspond à un stator défectueux. Cependant, il y a une limitation pour la mesure du couple d'entrefer en pratique, c'est-à-dire qu'il ne peut pas être exécuté directement et avec précision. Les couples pulsés mesurés d'un MI obtenus à partir de capteurs de couple couplés à l'arbre MI ou au support de stator sont différents de la valeur réelle des couples d'entrefer. La raison en est que le rotor, l'arbre et le châssis de la MI ainsi que sa charge mécanique constituent un système de ressort de torsion individuel, et ils ont donc leur propre fréquence naturelle. En outre, la plupart des capteurs de couple mécaniques ont leurs propres fréquences et largeurs de bande [30,31].

#### *1.4.1.3 Analyse acoustique*

En raison de l'excentricité de l'entrefer ou les défauts dans la machines, provoque des bruits lie à la nature et la sévérité du défaut, ce qui est utilisé pour la détection de défaut dans la MI, et la surveillance de bruit peut être faite en mesurant et en analysant le spectre de

bruit. La technique de surveillance du bruit peut ne pas être un moyen précis de diagnostiquer le défaut, à cause des bruits produits par d'autres machines et par l'environnement. Le bruit de ventilation est lié à la turbulence de l'air, qui est produit par des perturbations cycliques de la pression de l'air due aux pièces en rotation [2].

#### ***1.4.1.4 Analyse Vibratoire***

Une MI idéal génère des vibrations minimales en fonctionnement et tout dysfonctionnement dans les parties internes de la machine provoque la vibration intensive. En conséquence, le signal de vibration est analysé pour détecter un développement possible d'une condition défectueuse dans les MIs. Cette technique est généralement utilisée pour le diagnostic des défauts mécaniques, tels que les problèmes de roulement, les défauts d'engrenage, désalignement de rotor et déséquilibre de masse [22]. La vibration du cadre du stator pourrait également être due à un défaut d'enroulement, déséquilibre de la tension d'alimentation.

Les vibrations sont mesurées directionnellement, radialement ou axialement, et les transducteurs sont souvent placés sur les roulements si le but est la détection des défauts mécaniques [1]. Cependant, en plaçant des sondes sur le stator, il est également possible de détecter des défauts de rotor [2] [3].

#### ***1.4.1.5 Analyse des courants statorique et du courant de Park***

Au cours des dernières années, la surveillance du courant du stator, bien connu sous le nom de l'analyse des signatures courant moteur, (ASCM) est devenue le sujet de nombreux chercheurs universitaires et industriel [5] [23] [26].

Dans le cas où le moteur est commandé par des convertisseurs statique, la mesure du courant devient partie intégrante des composants du variateur, ce qui le rend disponible gratuitement. Il existe une autre méthode d'analyse du courant c'est l'analyse par l'approche vectorielle de Park est basée sur l'identification d'un modèle de courant spécifié obtenu après une transformation des courants statoriques triphasés en un système biphasé équivalent. Dans des conditions idéales, équilibré les courants triphasés conduisent à un vecteur de Park qui est un motif circulaire centré à l'origine. Dans le cas de défauts, le motif vectoriel de Park devient elliptique. L'ellipticité du motif a été jugée proportionnelle à la gravité de défauts, et son orientation par rapport à l'axe verticale dépend de la phase défectueuse. L'épaisseur relative du motif a été utilisée pour diagnostiquer les défauts de cassure de barres.

La relation qui décrit la transformation de Park est [27] :

$$\begin{cases} i_d = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{sa}) - \frac{1}{\sqrt{6}}(i_{sb}) - \frac{1}{\sqrt{6}}(i_{sc}) \\ i_q = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{sb}) - \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{sc}) \end{cases} \quad (1.9)$$

### 1.5 Les Méthodes Modernes de diagnostic

De nos jours, les systèmes basés sur l'intelligence artificielle utilisant la logique floue, le réseau de neurones, les systèmes experts [29], sont de plus en plus utilisés par les chercheurs avec un certain succès à la commande et la classification des systèmes dynamiques pour plusieurs domaines d'application.

#### 1.5.1 Les systèmes experts

Un système expert (ou système à base de connaissance) crée une représentation du système ou du processus basé sur des règles basées sur la connaissance. Le système comporte une base de connaissances, qui contient un ensemble de règles et un mécanisme d'inférence qui choisit comment utiliser les connaissances stockées dans l'ordre pour atteindre l'objectif requis [30]. Un système expert consiste à capturer les connaissances d'un expert du domaine et la convertir en un ensemble de règles et en utilisant ces règles, le système prend les décisions basées sur les variables systèmes mesurées.

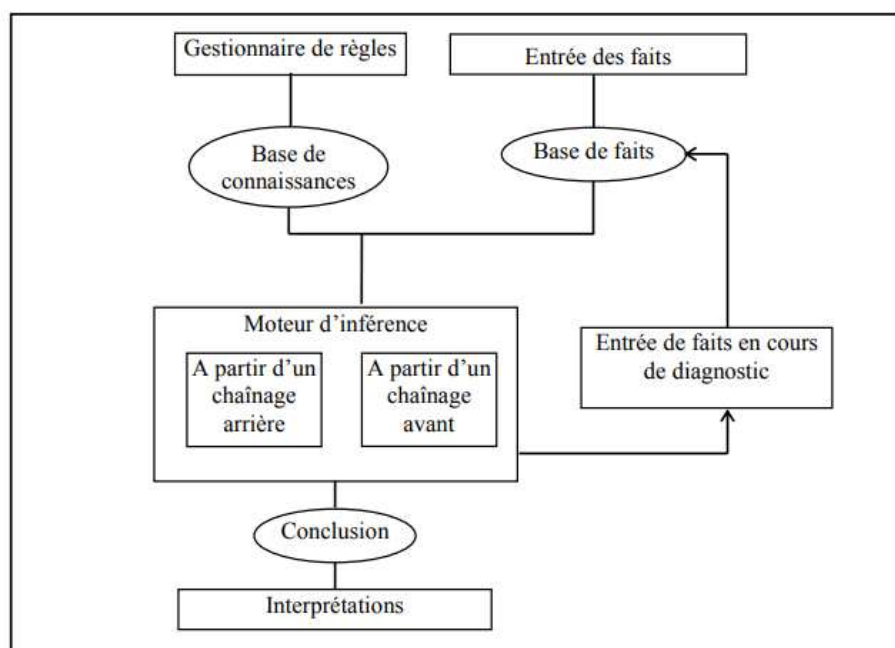


Figure I.5 : Architecture d'un système expert

Les ensembles de règles sont conçus pour reproduire le processus de prise de décision de l'expert sur la base des informations capturés dans la base de connaissances. Le jeu de règles peut contenir des règles heuristiques basées sur l'expérience ou les liens symptôme-défaut basés sur les historiques des défaillances [84].

### ***1.5.2 La logique floue***

La logique floue est un système expert à base de règles. Il est également connu comme une technique de l'intelligence artificielle. La logique floue permet de combiner des informations floues de différents signaux, ensemble pour prendre une décision plus précise. Cela permet au système d'accueillir des situations pour lesquelles il n'était pas programmé, tout comme le cerveau humain [29] [30]. Les décisions sont faites sur la base de données d'entrée vagues en imitant le raisonnement humain. Cette technique remplace les états logiques traditionnels de '0' et '1' par des variables continues et termes descriptifs linguistiques. La logique floue est particulièrement adaptée à la surveillance de l'état de la machine puisque dans la pratique, les opérateurs sont concernés par l'état du moteur en termes de variables linguistiques, par exemple l'état de la machine est défini par trois cas «sain» ou «endommagé» ou «gravement endommagé» [30] [31] [32].

### ***1.5.3 Les réseaux de neurones***

Les réseaux de neurones artificiels, qui font partie du domaine de l'intelligence artificielle et inspirent du fonctionnement du cerveau humain, constitués suivant une topologie bien précise de plusieurs unités très simples appelées neurones, qui sont interconnectés et fonctionnent en parallèle connu comme une structure de traitement parallèle massif. En utilisant RNA dans le moteur à induction, on peut identifier les défauts dans le moteur à induction à savoir un défaut mécanique ou électrique. Ainsi, le RNA synthétise l'interconnexion entre différentes variables d'entrée avec les variables de sortie qui indiquent la gravité de défauts. Ces variables peuvent être courant, tension ou glissement. Les réseaux de neurones nécessitent une phase d'apprentissage permettant d'ajuster les paramètres ou poids du réseau retenu et une phase de validation ou de test permettant de confirmer l'efficacité du réseau. L'inconvénient de cette approche est la spécificité du réseau retenu pour une application donnée et la masse considérable des données nécessaires à la phase d'apprentissage [33] [34].

#### ***1.5.4 Les systèmes Neuro-Flous***

Les systèmes neuro-flous permettent de combiner les avantages de deux techniques complémentaires. Les systèmes flous fournissent une bonne représentation des connaissances. L'intégration de réseaux de neurones au sein de ces systèmes améliore leurs performances grâce à la capacité d'apprentissage de réseaux de neurones [35] [36] [37]. Inversement, l'injection des règles floues dans les réseaux de neurones, et souvent critiques pour leur manque de lisibilité, clarifie la signification des paramètres du réseau et facilite leur initialisation, ce qui représente un gain de temps de calcul considérable pour leur identification. De nombreux types de systèmes neuro-flous ont été définis et développés ces dernières années [38].

#### ***1.5.5 Reconnaissance des formes***

L'interprétation par les spécialistes des signatures associées aux défaillances fait appel de façon explicite ou implicite aux techniques de reconnaissance des formes par exemple une signature vibratoire, collectée à un instant donne représente une forme particulière dont les caractéristique (amplitudes des pics, fréquence) permettent  
La classification du fonctionnement de la machine à partir de reconnaissance de cette forme parmi toutes les autres formes associées aux modes de fonctionnement normaux et anormaux. Avec le développement de l'informatique, de nombreuses méthodes de reconnaissance de formes ont été développées pour aider les opérateurs humains à réaliser automatiquement la classification des signatures. Les techniques de reconnaissance de formes se regroupent en deux grandes familles : reconnaissance statique qui ne prend en compte que des formes définies par des valeurs numériques et la reconnaissance structurelle qui utilise des grammaires pour la présentation des formes [39] [40].

#### ***1.6 Les Méthodes de traitement du signal***

L'allure temporelle ne donne pas beaucoup d'informations, à ce stade on est obligé d'aller vers les techniques de traitement de signal. Plusieurs techniques de traitement de signal ont été utilisées depuis longtemps pour analyser le contenu spectral des différents signaux issus des machines électriques tels que : les courants, les puissances, le couple, la vitesse, le flux, les vibrations,...etc. Dans ce qui suit, on présente brièvement les transformées de Fourier rapide, Fourier à fenêtre glissante et la transformée en ondelettes.

### ***1.6.1 Transformée de Fourier Rapide (TFR)***

La transformée de Fourier rapide (*TFR*) est une technique largement utilisée pour la détection des défauts dans les machines asynchrones à partir des spectres est la Transformée de Fourier Rapide (son appellation anglo-saxonne : Fast Fourier Transform FFT). Cette transformation se prêtant à l'analyse des phénomènes stationnaires des systèmes en régimes permanents donne la description du signal temporel dans le domaine fréquentiel avec une résolution fréquentielle constante sur une échelle linéaire de fréquence. L'un des inconvénients majeurs des techniques spectrales basées sur la transformées de Fourier rapides (FFT) est qu'elles ne fournissent des résultats utiles que si le fonctionnement à vitesse de rotation et couple de charge de la machine est constante. La nécessité de trouver d'autres techniques de traitement de signal pour les signaux non stationnaires devient donc nécessaire. [41].

### ***1.6.2 Transformée de Fourier à fenêtre glissante (TFFG)***

L'idée de la Transformée de Fourier à fenêtre glissante en anglais Short Time Fourier Transform (*STFT*) est d'analyser, de façon consécutive, les signaux non-stationnaires par la transformée de Fourier sur des fractions supposées stationnaires en permettant de déterminer pas à pas des propriétés fréquentielles du signal. La transformée de Fourier a fenêtre glissante est définie étant le résultat de la multiplication répétée de la série temporelle  $x(t)$  par une fenêtre courte localisée dans le temps, dans laquelle on considère que le signal est localement stationnaire, puis on décale cette fenêtre le long du signal afin d'analyser entièrement [41].

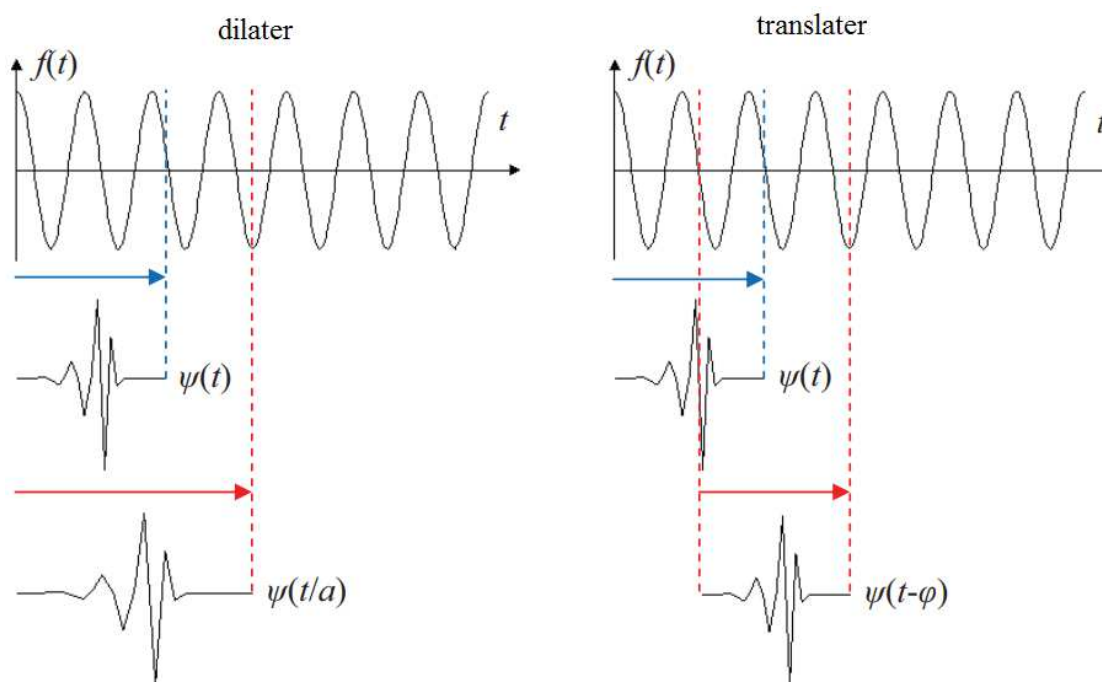
### ***1.6.3 Analyse D'ondelette***

L'un des inconvénients majeurs des techniques spectrales basées sur la transformées de Fourier rapides (FFT) est qu'elles ne fournissent des résultats utiles que si la vitesse de rotation de la machine est constante. Cela a conduit à l'introduction de techniques de transformation en ondelettes qui permettent la détection des défauts pendant le démarrage transitoire. Les transformées en ondelettes peuvent aussi améliorer les performances dans les cas où le bruit est important puisque les transformées en ondelettes se comportent comme des filtres permettant l'extraction des caractéristiques sur lesquelles effectuer la détection de défauts (FD) [16] [19].

L'analyse en ondelettes consiste à analyser un certain nombre de fenêtres dans le temps (division du temps) offrant ainsi des informations sur les variations temporelles du contenu fréquentiel, qui est utile pour les vitesses de rotation transitoires. Ces fenêtres temporelles sont passées séparément à un analyseur d'ondelettes qui détermine un ensemble de coefficients d'ondelettes qui fournissent la meilleure corrélation des différentes ondelettes au signal mesuré. Les coefficients qui sont utilisés pour ajuster les ondelettes le plus efficacement sont produits par l'algorithme et peut être utilisé comme caractéristiques dans un système (FD) [32] [33].

La transformée en ondelettes a été introduite avec l'idée de résoudre les inconvénients de la transformée de Fourier. La transformée en ondelettes assure à la fois une analyse temps-fréquence et une analyse de l'échelle de temps avec une caractéristique multi-résolution. Les transformées en ondelettes continues (CWT) sont définies par l'équation suivante :

$$\psi_{s,\tau}(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right) \quad (1.10)$$



**Figure I.6 :** Illustration le principe de la transformée en ondelette

Le paramètre  $\tau$  indique la translation dans le temps, et  $s$  est un paramètre d'échelle,  $\psi(t)$  est la fonction transformante, également connue sous le nom d'ondelette mère. La translation et la dilatation transforment le signal en une autre échelle de temps. La forme de représentation

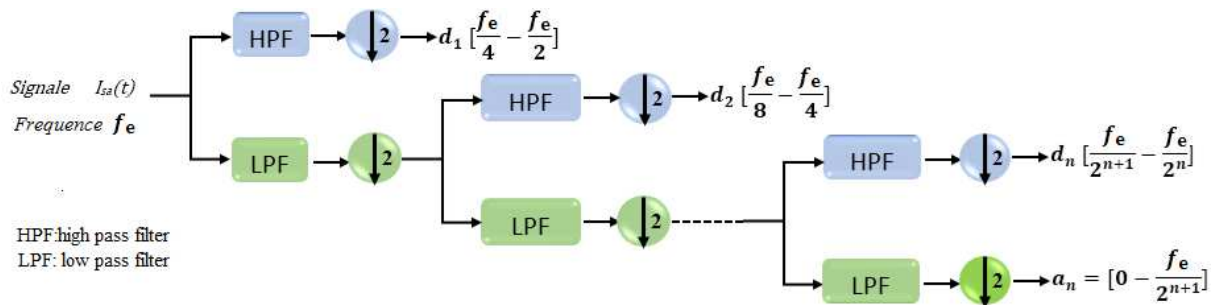
avec des échelles plus petites correspond aux composantes hautes fréquences [16]. Dans le cas de la transformées en ondelettes discrètes DWT, les paramètres d'expansion et de translation  $s$ ,  $\tau$  sont limités uniquement aux valeurs discrètes conduisant à l'expression suivante :

$$\psi_{s,\tau}(t) = \frac{1}{\sqrt{s_0^j}} \psi\left(\frac{t - k\tau_0 s_0^j}{s_0^j}\right) \quad (1.11)$$

$s$  et  $\tau$  contrôlent la dilatation et la translation des ondelettes, respectivement. Pour des raisons pratiques, la discrétisation la plus simple et la plus efficace consiste à choisir  $s_0 = 2$  et  $\tau_0 = 1$  :

$$\psi_{s,\tau}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^j}} \psi\left(\frac{t - k2^j}{2^j}\right) = 2^{-\frac{j}{2}} \psi(2^{-j}t - k) \quad (1.12)$$

Un signal  $i_{sa}(t)$  peut être décomposé et reconstruit à l'aide de deux composantes : approximation ( $a_j$ ) et détail ( $d_j$ ), où l'approximation peut être interprétée comme un filtre passe-bas (LPF) et le détail comme un filtre passe-haut (HPF), comme indiqué sur la figure I.7.



**Figure I.7 :** Décomposition en multi-niveau du signal  $I_{sa}(t)$

Cela signifie que l'approximation contient les informations de basses fréquences du signal original appartenant à l'intervalle  $[0, f_e / 2^{(j)}]$  et le détail contient l'information hautes fréquences dont les fréquences sont comprises dans l'intervalle  $[f_e / 2^{(j+1)}, f_e / 2^{(j)}]$ .

Une décomposition qui utilise une transformée en ondelettes discrète (DWT) d'un signal est effectuée par un filtrage successif en utilisant (FPH) et (FPB) du signal dans le domaine temporel. Le signal reconstruit  $i_{sa}(t)$  peut être approché en utilisant le DWT par [40] :

$$i_{sa}(t) = d_1 + d_2 + \dots + d_n + a_n \quad (1.13)$$

Le filtrage n'est pas idéal ce qui conduit à un certain chevauchement entre les bandes de fréquences adjacentes. En appliquant la transformée DWT, peut provoquer une distorsion si

un certain de composante de fréquence du signal est proche de la limite d'une bande. L'utilisation des fonctions d'ondelettes avec des filtres d'ordre élevé peut résoudre ce problème. Avant l'application de la technique du DWT, le type de l'ondelette mère et le nombre de niveaux de décomposition qui doit être bien choisi. L'ondelette mère sélectionnée est liée aux coefficients des filtres utilisés dans le processus de filtrage inhérent à la DWT [41]. Au cours des dernières décennies, plusieurs familles d'ondelettes avec plutôt différentes propriétés mathématiques ont été développées. Les ondelettes Mères peuvent être choisies en fonction du compromis entre la précision des résultats et le temps de calcul. Le niveau de décomposition est déterminé par la fréquence d'échantillonnage et les composantes basses fréquences à extraire.

- **Énergie en ondelettes :** Le diagnostic de défaut est basé sur l'observation et la comparaison entre l'énergie associée à chaque niveau. Le signal du courant de stator contient des informations incluses dans chaque bande de fréquences qui résulte de la décomposition du paquet d'ondelettes. La valeur d'énergie pour chaque bande de fréquence est définie par :

$$E_j = \sum_{k=1}^n D_{j,k}^2(n) \quad (1.14)$$

où  $j$  : est le niveau de détail, et  $D_{jk}$  est le signal de détail au niveau  $j$  et  $n$  est le nombre total d'échantillons du signal. Les valeurs d'énergie des niveaux de décomposition contiennent les informations de diagnostic nécessaires. Le tracé de ces valeurs peut être utilisé pour diagnostiquer des fautes dans la MI à cage d'écureuil et il peut également évaluer le degré de gravité de la faute. Avant le calcul de l'énergie de l'ondelette, le nombre de niveaux de décomposition doit être bien défini par la relation suivante [41] [42] :

$$N = \text{int} \left[ \frac{\log\left(\frac{f_e}{f_s}\right)}{\log(2)} \right] + 2 \quad (1.15)$$

Avec  $f_s$  : fréquence de la fondamentale, et  $f_e$  : fréquence d'échantillonnage.

### ***1.7 Méthodes de diagnostic avec connaissance à priori***

Les méthodes de diagnostic de défaillances par modélisation physique des processus procèdent d'une toute autre démarche car elles prennent en compte des équations régissant les phénomènes interne. Elles impliquent une connaissance approfondie du fonctionnement sous la forme de modèles mathématiques qui devront être obligatoirement valide expérimentalement avant toute utilisation industrielle [11].

### 1.7.1 La méthode du modèle

La méthode de diagnostic des défaillances par la méthode du modèle consiste à comparer les grandeurs déduite d'un modèle représentatif du fonctionnement de différentes entités du processus avec les mesures directement observées sur le processus industriel.

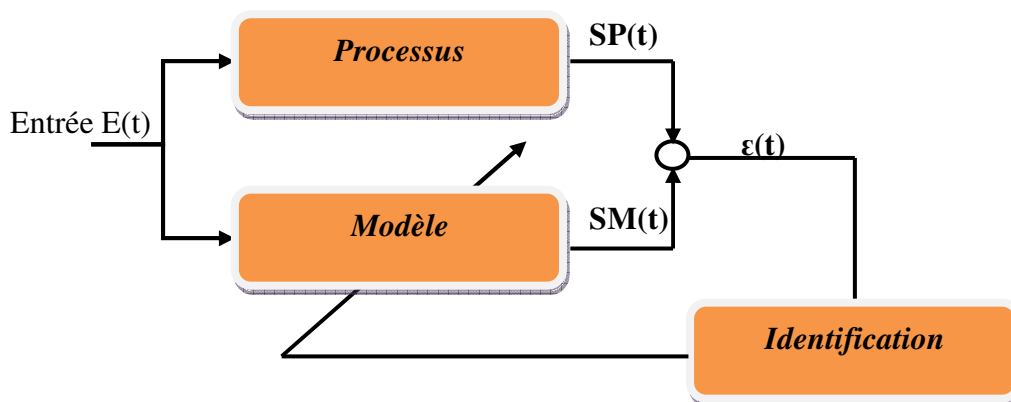


Figure I.6 : Principe du diagnostic par modèle

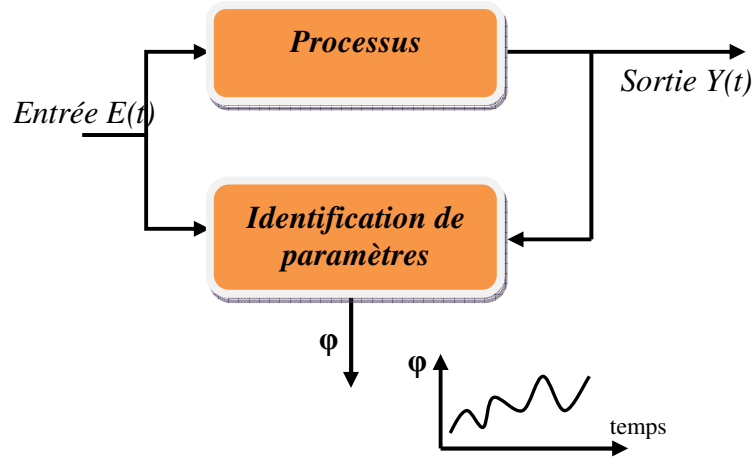
La présence d'un écart  $\varepsilon(t)$  entre la sortie du modèle  $SM(t)$  et la sortie processus  $SP(t)$  fournit l'indication d'une anomalie en cours d'apparition.

la précision de diagnostic dépend du degrés de finesse de la modélisation retenu, c'est le principale inconvénient de cette méthodes de diagnostic qui peut se classer dans la technique de diagnostic externe dans la mesure ou n'exploite que les signaux de sortie des différent module .cette méthode possède le gros avantage de ne pas faire des hypothèses a priori sur les défaillances susceptibles de survenir sur les différents modules et également de pouvoir détecter des dégradation précoce des performances[11][14].

### 1.7.2 Les méthodes de diagnostic par identification de paramètres

Les méthodes de diagnostic par identification des paramètres s'appliquent au cas très particulier ou l'on souhaite suivre l'évolution de certains paramètres physiques critiques qui ne sont pas mesurables directement pour le fonctionnement d'un processus. Le principe générale des méthodes d'identification est d'estimer les paramètres internes physiques

représentés par un vecteur de paramètres  $\varphi$  du modèle à partir de la connaissance des signaux d'entrées  $U$  et de sortie  $Y$  mesurés sur le processus industriel par des méthodes appropriées.



**Figure I.7 :** Méthode de diagnostic par identification de paramètre

Les méthodes de diagnostic par identification de paramètres ont été développées initialement par les automaticiens recherchant les modèles des systèmes industriels devant faire l'objet d'une automatisation poussée. Pour ces raisons, ce sont les premières méthodes à avoir été utilisées dans l'industrie[11][45].

### ***1.8 Conclusion***

L'identification des défauts d'un moteur à induction est la tâche la plus intrigante pour les chercheurs. Beaucoup de recherches ont examiné les machines à induction à vitesse constante, qui sont relativement faciles à contrôler, mais il y a aussi des travaux considérables sur les machines à vitesse variable, qui sont complexes. Les chercheurs ont tenté des systèmes d'IA basés sur les réseaux de neurones artificiels, les systèmes à inférence floue pour le diagnostic et le contrôle des défauts.

***CHAPITRE II***  
***MODELISATION DE LA MACHINE***  
***ASYNCHRONE***

## II. CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

### II.1 Introduction

Un grand nombre de modèles mathématiques pour les moteurs à induction triphasés ont été intensivement étudiés au cours des dernières décennies [43]. Les modèles de moteurs à induction sont construits sur la base de descriptions mathématiques appropriées, caractérisées dynamiquement par les processus associés au fonctionnement du moteur à induction en conditions saines et de défaut. Les méthodes basées sur des modèles ont été largement mises en œuvre pour l'estimation des paramètres du moteur à induction [44], la surveillance de l'état et la protection [45]. Les méthodes basées sur un modèle ont l'avantage d'être non-intrusifs et présente un coût d'application qui a tendance à être faible. Les processus de vérification et de validation sont d'une importance significative pour le développement du modèle. La vérification du modèle consiste à vérifier la cohérence mathématique, la procédure de résolution et les hypothèses sous-jacentes. La validation est généralement effectuée par comparaison des données simulées et mesurées. Ce chapitre vise à fournir un modèle mathématique du moteur triphasé à induction pour être utilisé dans le diagnostic et la surveillance de l'état. En particulier, les trois principaux objectifs de ce chapitre sont :

1. Construire un modèle mathématique, capable de présenter à la fois le régime transitoire et permanent de la machine sans et avec une charge.
2. Réaliser un modèle mathématique dans l'environnement SIMULINK / MATLAB .
3. Valider le modèle en utilisant des données expérimentales.

Ce chapitre est organisé comme suit : un modèle mathématique pour un moteur à induction triphasé, décrit comme des circuits magnétiquement couplés, est présenté à la section 2.3. Ensuite, le modèle est transféré du système triphasé abc au système diphasé  $\alpha\beta$  pour réduire la complexité de calcul. Dans la section 2.5, le modèle dynamique est ensuite validé dans les régimes à la fois transitoires et permanent. L'analyse présentée dans ce chapitre sert de base commune à toutes les études et résultats présentés plus loin, en chapitre III et en

---

chapitre IV (simulation du modèle de la machine asynchrone dans le cas sain est en présence de défauts).

## ***II.2 Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés***

Afin de tester l'efficacité des procédures de diagnostic des défauts du rotor, un modèle transitoire de la machine à induction à cage d'écureuil qui tient en compte les défauts est nécessaire [46]. Pour développer un modèle général, la géométrie réelle du rotor doit être considérée. Les barres  $Nr$  et les segments d'anneau d'extrémité  $2Nr$  constituent un réseau de  $Nr+1$  boucles avec,  $Nr$  courants de maille indépendants et un courant circulant dans l'une des bagues d'extrémité. Les valeurs des paramètres électriques sont identiques pour toutes les boucles dans le fonctionnement sain, mais évidemment différentes si une rupture se produit. Par conséquent, le modèle est construit considérant que le stator et le rotor sont constitués de plusieurs circuits inductifs couplés ensemble, et le courant dans chaque circuit est considéré comme une variable indépendante, l'analyse est basée sur les hypothèses suivantes [47] :

- La perméabilité du fer est infinie.
- La saturation est négligée.
- L'entrefer est uniforme.
- Les barres de rotor sont réparties uniformément.
- Les enroulements statoriques des différents pôles sont connectés en série.
- La température du moteur reste constante résultant en paramètres constants dans le modèle mathématique.

Ces hypothèses permettent le développement d'un modèle mathématique pratique avec une complexité limitée.

La machine peut être modélisée comme un système de circuits couplés multiples. Lorsque cette approche est utilisée, il est nécessaire de calculer les coefficients d'inductance mutuelle, qui dépendent de la position du rotor. Ce modèle est référé à un cadre de référence tournant avec le rotor, donc les termes de la force de rotation dynamique ne sont présents que sur les équations de tension des enroulements du stator. Dans la section suivante, les principales hypothèses liées au modèle sont décrites, et le calcul du coefficient d'inductance mutuelle est discuté.

## II.3 Calcul des inductances

### II.3.1 Stator

Dans ce modèle nous supposons, que l'enroulement statorique triphasé est à distribution idéale. Ainsi, autour de l'entrefer le champ résultant a une forme sinusoïdale. Le déphasage entre chaque phase de l'enroulement statorique est de  $2\pi/3$  degré électrique [48] [49].

Le flux total traversant l'enroulement de la phase "a", dû au courant ( $i_{sa}$ ) est donné par :

$$\phi_{sa} = \Phi N_s = \frac{4\mu_0 N_s^2 r l}{e \pi p^2} i_{sa} \quad (2.1)$$

L'inductance de magnétisation de la phase "a" est :

$$L_{am} = \frac{\phi_{sa}}{i_{sa}} = \frac{4\mu_0 N_s^2 r l}{e \pi p^2} \quad (2.2)$$

L'inductance totale de la phase "a" est égale à la somme d'inductance de magnétisation et des inductances de fuite correspondante au flux de fuite. Elle s'exprime par [50] [51] :

$$L_{sap} = \frac{3}{2} L_{sam} + L_{saf} \quad (2.3)$$

Les inductances mutuelles statoriques sont déphasées de  $2\pi/3$ . Elles sont exprimées par :

$$L_{sab} = L_{sba} = L_{sbc} = L_{scb} = L_{sca} = L_{sac} = L_{sam} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \frac{-L_{sam}}{2} \quad (2.4)$$

Etant donné que les enroulements statoriques sont symétriques, donc les inductances propres des trois phases et les inductances mutuelles sont égales.

### II.3.2 Rotor

Les barres rotoriques sont identiques et régulièrement décalées, séparées l'une de l'autre par un angle ( $\alpha = \frac{2\pi}{Nr}$ ). La *figure II.1*, représente le champ créé par une maille rotorique parcourue par le courant  $i_{rj}$ .

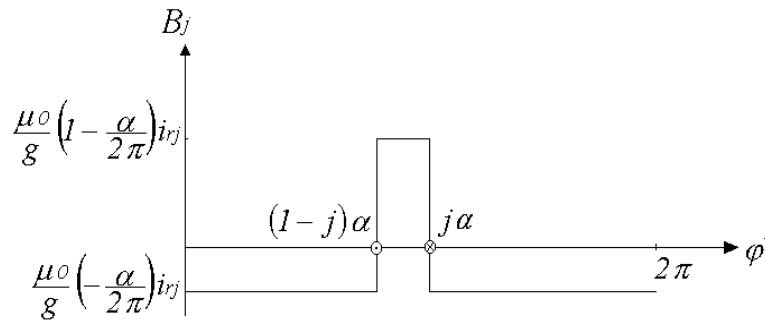


Figure II.1 Champ créé par une maille rotorique

Chaque maille rotorique est considérée comme une bobine à une seule spire, parcourue par le courant  $i_{rj}$ .

L'inductance de magnétisation de la maille  $j$ , est exprimée par la relation :

$$L_{mrj} = \frac{\phi_{rjrj}}{i_{rj}} = \frac{2\pi\mu_0 (Nr-1) r l}{e Nr^2} \quad (2.5)$$

L'inductance totale de la  $j^{\text{ème}}$  maille rotorique est égale à la somme des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuite des deux segments d'anneaux de court-circuit et de son inductance de magnétisation. Elle est exprimée par [53] :

$$L_{rjj} = L_{mrj} + L_{b_j} + L_{b(j+1)} + 2L_e \quad (2.6)$$

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer. Les inductances mutuelles entre la  $j^{\text{ème}}$  maille, les mailles adjacentes et non adjacentes sont exprimées par les relations suivantes :

$$L_{r(j+1)j} = \frac{\phi_{r(j+1)rj}}{i_{rj}} - L_{b(j+1)} = -\frac{2\pi\mu_0 r l}{e Nr^2} - L_{b(j+1)} \quad (2.7)$$

$$L_{rkj} = \frac{\phi_{rk^rj}}{i_{rj}} = -\frac{2\pi\mu_0 r l}{e Nr^2} \quad (2.8)$$

$$L_{r(j-1)j} = \frac{\phi_{r(j-1)rj}}{i_{rj}} - L_{bj} = -\frac{2\pi\mu_0 r l}{gn_b^2} - L_{bj} \quad (2.9)$$

### II.3.3 Stator Rotor

De la transformation dans le repère lié au rotor de l'équation de la densité de flux, l'intégrale de l'équation ci-dessus conduit à :

$$\varphi_{rjsa} = M i_{sa} \cos \left[ p \left( \frac{(2j-1)\pi}{Nr} + \omega_r t \right) \right] \quad (2.10)$$

Avec :

$$M = \frac{4 \mu_0 N_s r l}{e \pi p_2} \sin \left( \frac{\pi p}{Nr} \right) \quad (2.11)$$

L'inductance mutuelle entre la maille rotorique "j» et la phase "a» est donnée par la relation :

$$L_{rjsa} = \frac{\varphi_{rja}}{i_{sa}} = M \cos \left[ p \left( \frac{(2j-1)\pi}{Nr} + \omega_r t \right) \right] \quad (2.12)$$

De même, les inductances mutuelles entre la  $j^{\text{ème}}$  maille et les phases statoriques "b" et "c" sont exprimées par :

$$L_{rjb} = \frac{\varphi_{rjb}}{i_{sb}} = M \cos \left[ p \left( \frac{(2j-1)\pi}{Nr} + \omega_r t \right) - \frac{2\pi}{3} \right] \quad (2.13)$$

$$L_{rjc} = \frac{\varphi_{rjc}}{i_{sc}} = M \cos \left[ p \left( \frac{(2j-1)\pi}{Nr} + \omega_r t \right) + \frac{2\pi}{3} \right] \quad (2.14)$$

### II.3.4 Equations des tensions statoriques

Le système d'équation régissant le moteur asynchrone est décrit simplement en considérant toutes les hypothèses simplificatrices, on peut écrire les équations des tensions statoriques sous la forme [53] :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \\ [\varphi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [L_{sr}] [I_r] \end{cases} \quad (2.15)$$

Où les expressions des vecteurs de tension et de courant sont définies comme suit :

$$\begin{cases} [V_s] = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T \\ [I_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T \\ [I_r] = [i_{r1} \ i_{r2} \ i_{r3} \ \dots \ i_{mb} \ i_{re}]^T \end{cases} \quad (2.16)$$

La matrice de résistance statorique est d'ordre 3x3 :

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

La matrice des inductances de magnétisation statoriques  $[L_{ss}]_{3 \times 3}$  est exprimée sous la forme suivante :

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{s1p} & L_{s1s2} & L_{s1s3} \\ L_{s2s1} & L_{s2p} & L_{s2s3} \\ L_{s3s1} & L_{s3s2} & L_{s3p} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$L_{sip} = 3/2L_s + L_{sf}$$

La matrice  $[L_{sr}]_{3 \times (Nr+1)}$  constitue les inductances de couplage entre les phases statoriques et les mailles rotoriques, elle est donnée par la relation :

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{s1r1} & L_{s1r2} & \dots & L_{s1r(nb-1)} & L_{s1rnb} & 0 \\ L_{s2r1} & L_{s2r2} & \dots & L_{s2r(nb-1)} & L_{s2rnb} & 0 \\ L_{s3r1} & L_{s3r2} & \dots & L_{s3r(nb-1)} & L_{s3rnb} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

La dernière colonne de la matrice inductances mutuelles entre le stator et les segments des anneaux de court-circuit sont négligées est représenté par un zéro.

Aussi,  $L_{s1ri}$  présente l'inductance mutuelle entre la phase "1" et la  $i^{ème}$  maille rotorique. De même pour les phases "2" et "3".

On peut écrire la dérivée du flux statorique de l'équation (2.15) sous la forme suivante [54] :

$$\frac{d[\phi_s]}{dt} = [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \frac{d[L_{sr}]}{dt} [I_r] + [L_{sr}] \frac{d[I_r]}{dt} \quad (2.20)$$

### II.3.5 Equations des tensions rotoriques

La représentation du rotor nous sensibilise au fait qu'un rotor peut être remplacé par un ensemble de mailles couplées magnétiquement où chaque maille est constituée d'un grand nombre de résistances et d'inductances. On peut y distinguer les résistances de portion d'anneau  $R_e$ , les inductances de portions d'anneau  $L_e$ , les résistances de barres  $R_b$ , et les inductances de barre  $L_b$ , comme c'est explicité dans la *figure II.2*. Un défaut se traduira alors par une élévation de la résistance soit d'une portion d'anneau, soit d'une barre [55].

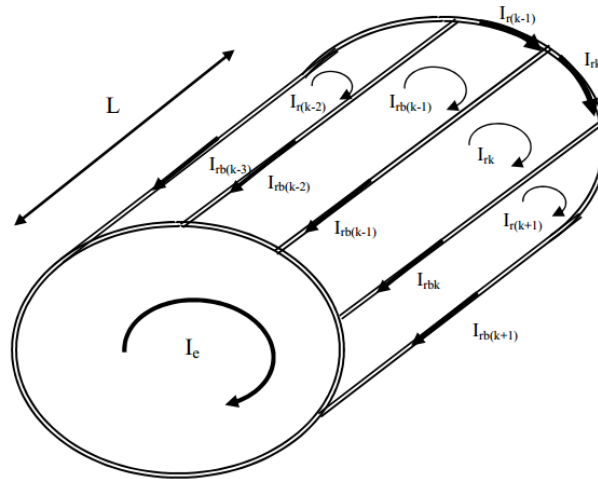


Figure II.2 : Rotor à cage d'écurueil

En appliquant la loi de Kirchhoff à une maille  $k$ , on obtient l'équation :

$$2.(R_b + \frac{R_e}{Nr}).i_k - R_b.(i_{k+1} + i_{k-1}) - \frac{R_e}{Nr}.i_e + \frac{d}{dt}[(L_{rKrK}) + 2(L_b + \frac{R_e}{Nr}).i_k + (L_{rkrk+1} - l_b).i_{k+1} + (L_{rkrk-1} - l_b).i_{k-1} + \dots - \frac{L_e}{Nr}.i_e + L_{rks1}.i_{s1} + \dots + L_{rksm}] = 0 \quad (2.22)$$

On peut généraliser cette équation à toutes les mailles rotoriques, ce qui conduit à l'équation générale du rotor [56] :

$$\begin{cases} [V_r] = [R_r] [I_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \\ [\phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [L_{rs}] [I_s] \end{cases} \quad (2.23)$$

Où,  $[V_r] = [v_{r1} \ v_{r2} \ v_{r3} \ \dots \ v_{rNr} \ v_e]^T = [0]_{Nr+1}^T$

Puisque le rotor est court-circuité, alors les tensions des mailles rotoriques et des segments d'anneau de court-circuit sont nulles.

La matrice de résistance rotorique  $[R_r]$  est une matrice symétrique contient tous les résistances des mailles ; elle est de l'ordre  $(Nr+1) \times (Nr+1)$  exprimée par la relation ci-après :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_r + \frac{R_e}{Nr}) & -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b & \frac{-R_e}{Nr} \\ -R_b & 2(R_r + \frac{R_e}{Nr}) & -R_b & 0 & \dots & 0 & \frac{-R_e}{Nr} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b & 2(R_r + \frac{R_e}{Nr}) & \frac{-R_e}{Nr} \\ \frac{-R_e}{Nr} & \frac{-R_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & \frac{-R_e}{Nr} & R_e \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

La dernière ligne et la dernière colonne représentent les résistances des segments des anneaux de court-circuit.

Le flux rotorique ( $\Phi_r$ ) est donné par :

$$[\phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [L_{rs}][I_s] \quad (2.25)$$

Où,  $[L_{rr}]$  est la matrice des inductances mutuelles entre barres et anneau de court-circuit du rotor de  $(n_b+1) \times (n_b+1)$  éléments. Elle est donnée par la relation ci-dessous :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{rp} + 2(L_b + \frac{L_e}{Nr}) & L_{r1r2} - L_b & \dots & L_{r1r(Nr-1)} & L_{r1rNr} - L_b & \frac{-L_e}{Nr} \\ L_{r2r1} - L_b & L_{rp} + 2(L_b + \frac{L_e}{Nr}) & \dots & L_{r2r(Nr-1)} & L_{r2rNr} & \frac{-L_e}{Nr} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{r(Nr-1)r1} & L_{r(Nr-1)r2} & \dots & L_{rp} + 2(L_b + \frac{L_e}{Nr}) & L_{r(Nr-1)rNr} - L_b & \frac{-L_e}{Nr} \\ L_{rNrr1} - L_b & L_{rNrr2} & \dots & L_{rNrr(nb-1)} - L_b & L_{rp} + 2(L_b + \frac{L_e}{Nr}) & \frac{-L_e}{Nr} \\ \frac{-L_e}{Nr} & -L_e & \dots & \frac{-L_e}{Nr} & \frac{-L_e}{Nr} & L_e \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Avec,  $[L_{rs}]$  est la matrice des inductances de couplage entre les mailles rotoriques et les phases statoriques, donnée par la relation :

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^{-1} \quad (2.27)$$

En rassemblant les équations (2.15) et (2.23), on obtient un système global d'équations électriques de la machine, qui peut s'écrire sous la forme suivante [57] [58] :

$$\begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \rightarrow [L] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} - [R] \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\begin{bmatrix} L_{s1p} & L_{s1s2} & L_{s1s3} & L_{s1r1} & L_{s1r2} & \dots & L_{s1r(Nr-1)} & L_{s1rNr} & 0 \\ L_{s2s1} & L_{s2p} & L_{s2s3} & L_{s2r1} & L_{s2r2} & \dots & L_{s2r(Nr-1)} & L_{s2rNr} & 0 \\ L_{s3s1} & L_{s3s2} & L_{s3p} & L_{s3r1} & L_{s3r2} & \dots & L_{s3r(Nr-1)} & L_{s3rNr} & 0 \\ \hline L_{r1s1} & L_{r1s2} & L_{r1s3} & L_{rp+2(Lb+\frac{Le}{Nr})} & 0 & \dots & 0 & L_{r1r(Nr-1)} & L_{r1rNr}-Lb & -\frac{Le}{Nr} \\ L_{r2s1} & L_{r2s2} & L_{r2s3} & L_{r2r1}-Lb & L_{rp+2(Lb+\frac{Le}{Nr})} & 0 & \dots & L_{r2r(Nr-1)} & L_{r2rNr}-Lb & -\frac{Le}{Nr} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{r(nb-1)s1} & L_{r(nb-1)s2} & L_{r(nb-1)s3} & L_{r(Nr-1)r1} & 0 & \dots & 0 & L_{rp+2(Lb+\frac{Le}{Nr})} & L_{r(nb-1)rnb}-Lb & \vdots \\ L_{rNrs1} & L_{rNrs2} & L_{rNrs3} & L_{rNrr1}-Lb & 0 & \dots & 0 & L_{rNrr(Nr-1)}-Lb & L_{rp+2(Lb+\frac{Le}{Nr})} & -\frac{Le}{Nr} \\ \hline 0 & 0 & 0 & -\frac{Le}{Nr} & -\frac{Le}{Nr} & \dots & \dots & \dots & -\frac{Le}{Nr} & -Le \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(nb-1)} \\ \frac{I_r(nb-1)}{I_e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 2(R_r+\frac{R_e}{Nr}) & -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b & -\frac{R_e}{Nr} \\ \vdots & \vdots & \vdots & -R_b & 2(R_r+\frac{R_e}{Nr}) & -R_b & 0 & \dots & 0 & -\frac{R_e}{Nr} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & -R_b & 0 & \dots & -R_b & 2(R_r+\frac{R_e}{Nr}) & -\frac{R_e}{Nr} & -\frac{R_e}{Nr} \\ \hline 0 & 0 & 0 & -\frac{R_e}{Nr} & -\frac{R_e}{Nr} & \dots & \dots & -\frac{R_e}{Nr} & -\frac{R_e}{Nr} & -R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(nb-1)} \\ \frac{I_r(nb-1)}{I_e} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

### II.3.6 Equation mécanique

L'étude du mouvement nécessite la résolution de l'équation fondamentale de la dynamique appliquée au groupe moteur-charge, elle s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} J \frac{d\omega_r}{dt} + C_t = C_e \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \end{cases} \quad (2.30)$$

Le couple électromagnétique est déduit de la co-énergie magnétique  $W_{co}$  à l'aide de l'équation suivante :

$$C_e = \left[ \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} \right]_{(I_s, I_r \text{ constants})} \quad (2.31)$$

La co-énergie est l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique, par conséquent dans le cas du moteur à cage, elle peut être exprimée par la relation ci-dessous :

$$W_{co} = \frac{1}{2} \left[ [I_s^t] [L_{ss}] [I_s] + [I_s^t] [L_{sr}] [I_r] + [I_r^t] [L_{rs}] [I_s] + [I_r^t] [L_{rr}] [I_r] \right] \quad (2.32)$$

Le couple électromagnétique est donné par la relation :

$$C_e = \frac{1}{2} \left[ [I_s^t] \left[ \frac{\partial L_{ss}}{\partial \theta_r} \right] [I_s] + [I_s^t] \left[ \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} \right] [I_r] + [I_r^t] \left[ \frac{\partial L_{rs}}{\partial \theta_r} \right] [I_s] + [I_r^t] \left[ \frac{\partial L_{rr}}{\partial \theta_r} \right] [I_r] \right] \quad (2.33)$$

Puisque les deux matrices  $[L_{rr}]$  et  $[L_{ss}]$  sont constantes, l'équation (2.33) devient :

$$C_e = \frac{1}{2} \left[ [I_s^t] \left[ \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} \right] [I_r] + [I_r^t] \left[ \frac{\partial L_{rs}}{\partial \theta_r} \right] [I_s] \right] \quad (2.34)$$

Si  $[L_{sr}]$  et  $[L_{rs}]$  sont égaux, nous obtenons l'expression du couple suivante :

$$C_e = [I_s^t] \left[ \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} \right] [I_r] \quad (2.35)$$

Le modèle complet de la machine prend la forme suivante, en associant l'équation électrique (2.29) et l'équation mécanique (2.30) :

$$\begin{bmatrix} [V] \\ [C_e - C_r] \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Req] & [0] \\ [0] & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [Leq] & [0] \\ [0] & \begin{bmatrix} J & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Cette équation est une forme d'équations différentielles du premier ordre et elle peut être exprimée sous la représentation suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Leq] & [0] \\ [0] & \begin{bmatrix} J & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix}^{-1} \left[ \begin{bmatrix} [V] \\ [C_e - C_r] \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} [Req] & [0] \\ [0] & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \right] \quad (2.37)$$

#### II.4 Modèle réduit de la machine asynchrone

La représentation du système multi enroulement par l'expression (2-37) fait apparaître un système d'ordre très élevé car il est constitué du nombre de phases statoriques, et du nombre de mailles rotoriques et des équations électromécaniques [45] [59].

Le modèle de moteur peut être représenté par un équivalent en deux phases, nous utilisons la transformation de Clarke ou de Park pour passer des grandeurs triphasées statoriques (a, b, c) aux grandeurs diphasées ( $\alpha, \beta$ ). Nous pouvons effectuer la simulation avec deux repères distincts pour le stator et le rotor, cependant, cela demande la réévaluation et l'inversion, à

chaque pas de simulation, de la matrice inductance  $[L]$  du système. En vue d'alléger le temps de calcul, on élimine l'angle  $\theta$  de la matrice de couplage en choisissant le repère le plus adéquat et qui est celui du rotor. Dans ce repère, toutes les grandeurs ont une pulsation  $g\omega_s$  en régime permanent. Cette caractéristique peut être utilisée pour l'analyse des défauts de rupture de barres rotoriques et d'excentricité dans la machine par l'observation du courant  $I_{ds}$ .

Afin de s'entourer d'un maximum de précautions, nous avons vérifié la concordance des paramètres du modèle à mailles en retrouvant les paramètres du modèle  $dq$  équivalent. Pour se faire, nous avons appliqué une transformation de Park étendue qui permet de passer des  $N_r$  grandeurs équilibrées vers deux grandeurs  $dq$ .

Nous pouvons définir un vecteur d'état  $[X]$  qui, après l'application de cette matrice de transformation, donnera [59] :

$$\begin{cases} [X_{odqs}] = [T(\theta_s)][X_{abc}] \Rightarrow [X_{abc}] = [T(\theta_s)]^{-1}[X_{odqs}] \\ [X_{odqr}] = [T_{3Nr}(\theta_r)][X_{rk}] \Rightarrow [X_{rk}] = [T_{3Nr}(\theta_r)]^{-1}[X_{odqr}] \end{cases} \quad (2.38)$$

avec la matrice  $[T_{3Nr}(\theta_r)]$

$$[T_{3Nr}(\theta_r)] = \frac{2}{Nr} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \dots & \dots & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_r) & \dots & \dots & \cos(\theta_r - (Nr-1)p \frac{2\pi}{Nr}) \\ \sin(\theta_r) & \dots & \dots & \sin(\theta_r - (Nr-1)p \frac{2\pi}{Nr}) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$[T_{3Nr}(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(\theta_r - (Nr-1)p \frac{2\pi}{Nr}) & \sin(\theta_r - (Nr-1)p \frac{2\pi}{Nr}) \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

L'équation des phases statorique est donnée :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \langle [L_s][I_s] \rangle + \frac{d}{dt} \langle [M_{sr}][I_{rk}] \rangle \quad (2.41)$$

L'application de la transformation donne :

$$\begin{aligned}
[V_{odqs}] &= \left\langle [T(\theta_s)][R_s][T(\theta_s)]^{-1} \right\rangle [I_{odqs}] + \left\langle [T(\theta_s)][L_s][T(\theta_s)]^{-1} \right\rangle \frac{d}{dt} [I_{odqs}] \\
&+ \left\langle [T(\theta_s)][L_s] \frac{d}{dt} \left\langle [T(\theta_s)]^{-1} \right\rangle \right\rangle [I_{odqs}] + \left\langle [T(\theta_s)][M_{sr}][T_{3Nr}(\theta_r)]^{-1} \right\rangle \frac{d}{dt} [I_{odqr}] \\
&+ \left\langle [T(\theta_s)] \frac{d}{dt} \left\langle [M_{sr}][T_{3Nr}(\theta_r)]^{-1} \right\rangle \right\rangle [I_{odqr}]
\end{aligned} \quad (2.42)$$

L'équation des mailles rotorique est donnée :

$$[V_r] = [R_r][I_{rk}] + \frac{d}{dt} \langle [L_r][I_{rk}] \rangle + \frac{d}{dt} \langle [M_{rs}][I_s] \rangle \quad (2.43)$$

Nous obtenons de la même façon l'équation dans le repère dq :

$$\begin{aligned}
[V_{odqr}] &= \left\langle [T(\theta_r)][R_r][T(\theta_r)]^{-1} \right\rangle [I_{odqr}] + \left\langle [T(\theta_r)][L_r][T(\theta_r)]^{-1} \right\rangle \frac{d}{dt} [I_{odqr}] \\
&+ \left\langle [T(\theta_r)][M_{rs}] \frac{d}{dt} \left\langle [T(\theta_r)]^{-1} \right\rangle \right\rangle [I_{odqr}] + \left\langle [T(\theta_r)] \frac{d}{dt} \left\langle [M_{rs}][T(\theta_s)]^{-1} \right\rangle \right\rangle \frac{d}{dt} [I_{odqs}]
\end{aligned} \quad (2.44)$$

Après simplifications, nous obtenons un modèle de taille réduite pour la machine asynchrone défini par la nouvelle matrice d'inductance du modèle  $dq$  équivalent, en considérant que toutes les barres sont saines, est obtenu par l'expression [60] :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2} M_{sr} & 0 \\ \hline -\frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{sc} & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Avec

$$L_{rc} = L_{rp} - M_{rr} + 2 \frac{L_e}{Nr} + 2L_b \left(1 - \cos \frac{2\pi}{Nr}\right) \quad (2.46)$$

La même façon pour la nouvelle matrice de résistance du modèle  $dq$  équivalent la nouvelle matrice est déterminé par :

$$[R] \begin{bmatrix} R_s & -\omega.L_{sc} & 0 & \frac{-N_r}{2}.\omega.M_{sr} & 0 \\ \omega.L_{sc} & R_s & \frac{-N_r}{2}.\omega.M_{sr} & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

avec

$$R_r = 2\frac{R_e}{N_r} + 2R_b(1 - \cos\frac{2\pi}{N_r}) \quad (2.48)$$

Donc, en considérant que toutes les barres sont saines on pourra écrire le modèle global sous la forme :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & \frac{-N_r}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{-N_r}{2}M_{sr} & 0 \\ \frac{-3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega.L_{sc} & 0 & \frac{-N_r}{2}.\omega.M_{sr} & 0 \\ \omega.L_{sc} & R_s & \frac{-N_r}{2}.\omega.M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Le couple électromagnétique développé par le moteur asynchrone est obtenu de manière générale par l'expression [60] :

$$C_e = \frac{3}{2} p M_{sr} \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} -\cos\theta & -\cos(\theta + \frac{2\pi}{16}) & \dots & \dots & -\cos(\theta + k\frac{2\pi}{16}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{16}) & \dots & \dots & -\sin(\theta + k\frac{2\pi}{16}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{r15} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$C_e = \frac{3}{2} p M_{sr} \left[ I_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \sin k\frac{2\pi}{16} + I_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \cos k\frac{2\pi}{16} \right] \quad (2.51)$$

### II.5 Modélisation de l'onduleur MLI

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternatif. Alimenté par une source continue, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie pour obtenir à la sortie une tension et un courant alternatif, c'est-à-dire de valeur moyenne nulle, ou un système polyphasé de telles grandeurs [60] [61].

La structure d'un onduleur dépend essentiellement de la nature des sources entre lesquelles il est monté. Comme il faut respecter l'alternance des sources à ses accès, on distinguera donc :

- **les onduleurs de tension** reliant une source de tension continue à une source de courant alternatif,
- **les onduleurs de courant** placés entre une source de courant continu et une source de tension alternative.

La nature des sources est définie du point de vue des commutations. La fréquence des grandeurs de sortie d'un onduleur peut, suivant l'application, être fixe ou variable, être librement imposée ou dépendre des caractéristiques de la source alternative alimentée. Les onduleurs de tension à fréquence fixe sont principalement utilisés :

- pour réaliser des alimentations de sécurité délivrant une tension sinusoïdale de fréquence constante.
- pour relier au réseau industriel des générateurs à courant continu (panneaux photovoltaïques par exemple) ou pour assurer à partir du réseau une conversion alternatif-continu (marche d'un onduleur en inverse) commandé en *pleine onde*.

Mais, grâce aux progrès sur les semi-conducteurs de puissance et sur leur commande, on utilise le plus souvent la *modulation de largeur d'impulsions* (MLI). Chaque alternance est formée de plusieurs créneaux dont la largeur et la position imposent les caractéristiques du spectre des grandeurs alternatives. Dans la mesure où l'on vise à produire une tension ou un courant aussi sinusoïdal que possible, la commande MLI s'impose car elle facilite beaucoup le filtrage des grandeurs alternatives.

Les onduleurs de tension à fréquence variable servent à réaliser des entraînements à vitesse variable avec moteurs à courant alternatif. Les onduleurs de courant sont surtout utilisés dans les entraînements à vitesse variable de moteurs à courant alternatif. En ce qui concerne la commande, il faut distinguer la nature de la grandeur de sortie (tension ou courant) dont la

commande assure la régulation : un onduleur de tension peut être régulé en tension ou en courant suivant la grandeur de référence utilisée pour établir les ordres de commande des interrupteurs.

### II.5.1 Principe de la commande MLI

Les signaux de commande de l'onduleur sont obtenus par comparaison des signaux de référence pour trois phases ( $V_a^*$ ,  $V_b^*$ ,  $V_c^*$ ) de fréquence  $f_s$  et amplitude  $V_r$  (similaire dans la forme à ceux que l'on souhaite obtenir sur la sortie de l'onduleur) avec un signal triangulaire commun de fréquence  $f_m$  et amplitude  $V_p$ , appelé le signal porteur, avec trois comparateurs différents comme le montre la figure II.3 [61].

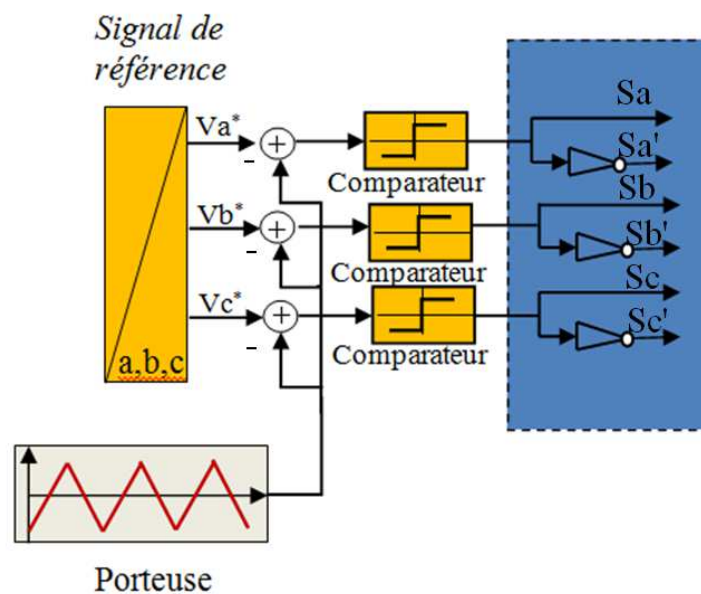


Figure II.3 : Principe de la commande MLI

Les intersections entre les sinusoïdes et l'onde triangulaire déterminent la mise en conduction ou non des semis conducteurs (thyristors ou transistors de puissance) selon le cas.

Les paramètres essentiels de la MLI sont par conséquent :

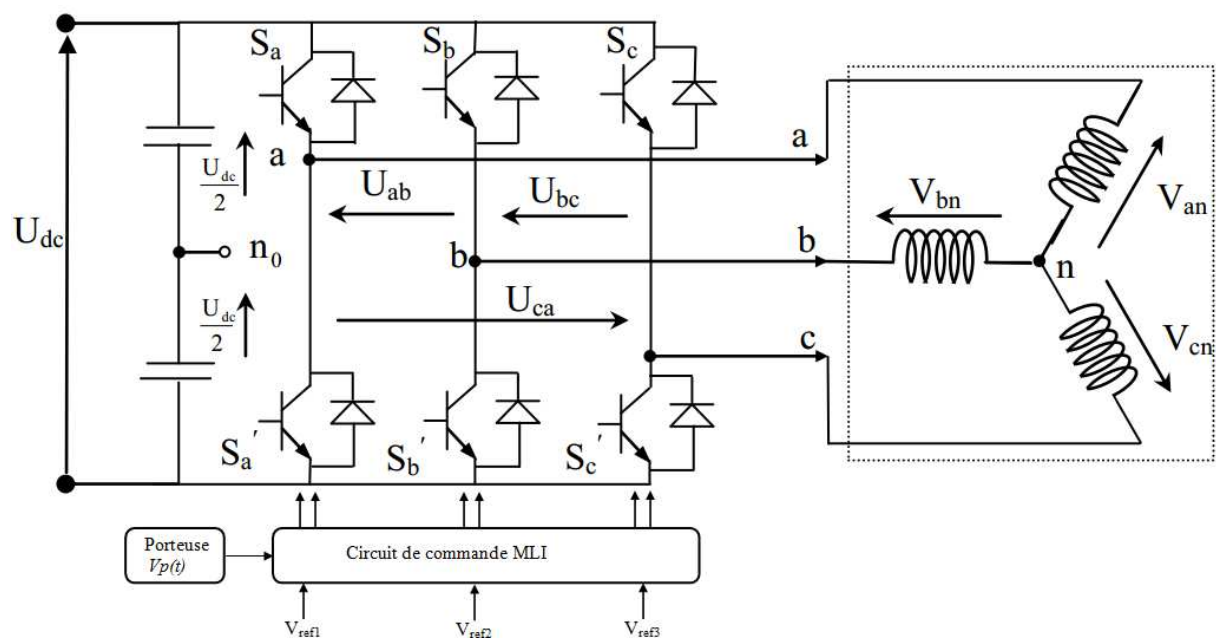
- l'indice de modulation ( $m=f_m/f_s$ ), où  $f_m$  est la fréquence de modulation et  $f_s$  est la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur.
- le rapport de réglage ( $r=V_r/V_p$ ), où  $V_r$  et  $V_p$  sont respectivement la valeur maximale de la référence et la valeur de crête de la porteuse.

On cherche généralement à obtenir une valeur maximale de  $r$  la plus élevée possible.

### II.5.2 Equation de l'onduleur MLI

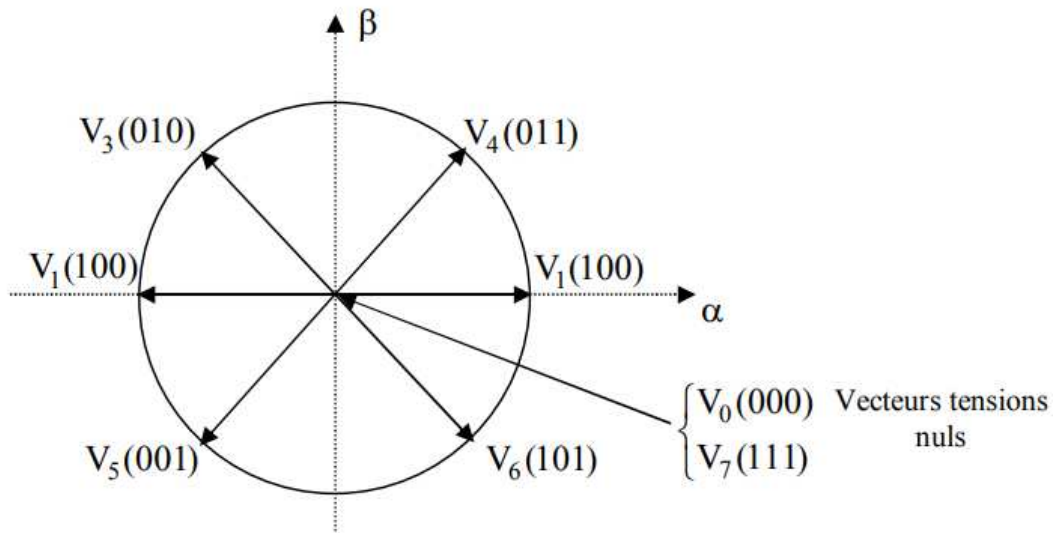
L'onduleur de tension MLI est l'organe principal qui a pour tâche l'obtention, à partir d'une tension continue, un système de tensions triphasées de fréquence et amplitudes variables.

L'onduleur de tension est constitué de trois bras dont chacun est constitué de deux cellules de commutation (IGBT à titre d'exemple)  $S_a$  et  $S_{a'}$ ,  $S_b$  et  $S_{b'}$ ,  $S_c$  et  $S_{c'}$  montées en série et qui doivent être contrôlés de manière complémentaire. Dans ce cas, chaque cellule est assimilée à un interrupteur contrôlable en ouverture et fermeture (voir *figure II.4*) [54].



**Figure II.4 :** Schéma de l'onduleur triphasé de tension

La *figure II.5*, montre les différentes combinaisons des états logiques des semi-conducteurs



**Figure II.5 :** Vecteur de tension de l'onduleur

$(S_a, S_b, S_c)$  qui permettent de générer 8 positions du vecteur et de leurs vecteurs de tensions correspondant. Comme on peut le voir, les combinaisons  $(S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$  et  $(0, 0, 0)$  correspondent au vecteur nul.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande  $S_j$  ( $j=a, b, c$ ) telles que :

$S_j=1$  si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert ;

$S_j=0$  si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé ;

Les tensions composées des trois phases sont obtenues à partir des relations suivantes en tenant compte du point fictif "o" (figure II-4)

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (2.52)$$

Soit "n" le point neutre du coté alternatif (MAS), alors on a :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (2.53)$$

La charge est considérée équilibrée, il l'en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (2.54)$$

La substitution de (2.54) dans (2.53) nous donne :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (2.55)$$

En remplaçant (2.55) dans (2.53) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (2.56)$$

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions de phase V en fonction des signaux de commande  $S_i$  ( $i=a, b, c$ ) :

$$V_{(i=a,b,c)} = U_{dc} \cdot S_i + \frac{U_{dc}}{2} \quad (2.57)$$

En fonction de la tension continue  $U_{dc}$  et les fonctions logiques générées par le système de contrôle de l'onduleur s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \end{bmatrix} \quad \text{avec } S_i \in \{0,1\} \quad (2.58)$$

## II.6 Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écuréuil par l'approche multi-enroulement avec association onduleur de tension bien adapté à la simulation des défauts rotoriques envisagés. Dans la deuxième phase, nous avons procédé à la transformation du modèle multi-enroulements en modèle réduit, pour faciliter abondamment l'étude et minimiser le temps de calcul.

**CHAPITRE III**  
**COMMANDES VECTORIELLE ET FLOUE DE**  
**LA MACHINE ASYNCHRONE**

### III. **CHAPITRE III : COMMANDES VECTORIELLE ET FLOUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

#### **III.1 Introduction**

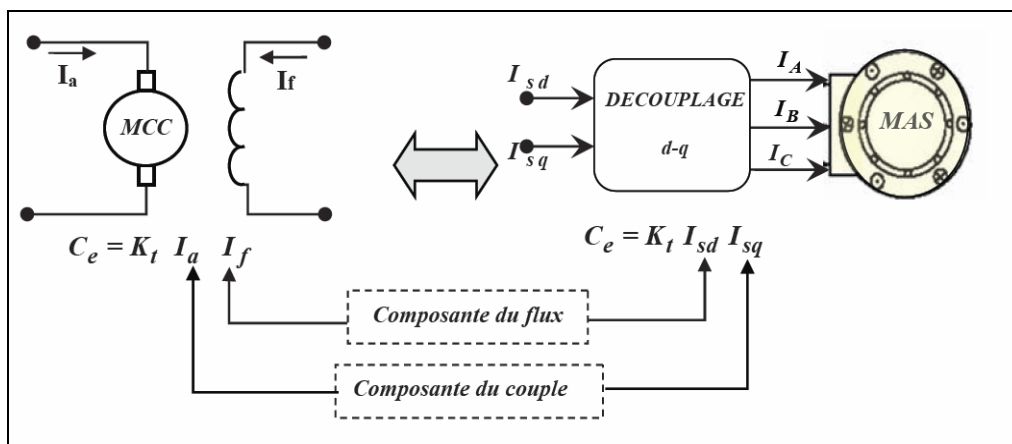
De nos jours, la machine à induction (MI), en particulier la machine asynchrone à cage d'écuréuil, est la plus utilisée dans les industries nécessitant de hautes performances. Les applications industrielles ont largement besoin des MI à vitesses variables. Cependant, le contrôle de ces entraînements électriques présente des difficultés dues à leurs comportements complexes et non linéaires lors de la saturation et à leur structure flux/couple fortement couplée. Nous pouvons contourner ces limitations par l'utilisation de la théorie du contrôle du flux orienté [62]. Cette technique appelée contrôle vectoriel, induit de grands changements dans le domaine des entraînements électriques. Les techniques de la commande vectorielle par microprocesseurs ont permis l'utilisation de la MI dans les applications de haute performance où le moteur à courant continu dominait ce type d'application. L'idée de base était de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu [63].

La structure de la commande vectorielle est divisée en deux groupes : le contrôle indirect du flux rotorique (IFOC) proposé par Hasse 1968 [64] et le contrôle direct du flux rotorique (DFOC) proposé par Blashke 1971 [65]. Cette dernière stratégie de contrôle est basée sur le découplage du courant du stator en deux composantes en utilisant l'orientation de l'axe (d et q). Ces deux composantes de courant sont des  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  qui spécifient respectivement le flux d'entrefer (l'axe direct d) et le couple (l'axe quadrature q). Bien qu'il permette le contrôle du flux et du couple du MI, indépendamment comme une machine à courant continu à excitation séparé.

Dans ce chapitre, nous allons présenter dans un premier temps le principe la commande vectorielle des machines asynchrones ainsi que la régulation adoptée en vue de la commande vectorielle de la machine. Nous considérerons, ensuite, l'application de la commande floue dans le cadre de la commande des systèmes non linéaires complexes.

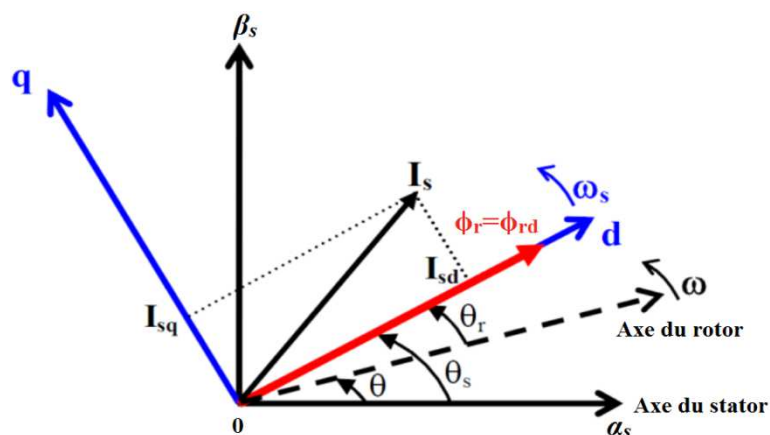
### III.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF):

L'aspect le plus important de la commande vectorielle de la machine asynchrone est le découplage du courant du stator en deux composantes, utilisées pour générer le flux magnétisant et le couple électromagnétique [62]. Le découplage consiste à établir un ensemble des transformations mathématiques pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [63] (figure III.1).



**Figure III.1 :** Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu.

Cela implique que la composante  $i_{ds}$  du courant du stator serait alignée avec le champ rotorique et le composant  $i_{qs}$  serait perpendiculaire aux  $i_{ds}$ . Ce découplage nous permet



**Figure III.2 :** Orientation du flux rotorique

d'obtenir une réponse rapide du couple. Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux. Cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (III.2) [66].

### III.3 Mise en équation de la commande vectorielle

Rappelons que dans un repère lié au champ tournant, une transformation des équations de phase en un système équivalent diphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [65] [66] [67]. La matrice de transformation directe de Park qui assure l'invariance de la puissance instantanée est la suivante :

$$[P] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\text{avec } \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

La matrice de Park inverse est donnée par :

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Les équations électriques deviennent dans le repère d-q, et s'expriment donc ainsi :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - w_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - w_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (w_s - w_m) \phi_{rd} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - (w_s - w_m) \phi_{rq} \end{cases} \quad (3.4)$$

avec  $w_{sl} = (w_s - w_m)$

Et les équations magnétiques :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (3.5)$$

$$\text{Avec } \begin{cases} L_s = l_s - l_{ss} \\ L_r = l_r - l_{rr} \\ L_m = \frac{3}{2} l_m \end{cases} \quad (3.6)$$

En combinant les équations électriques et magnétiques, nous obtenons les équations électromagnétiques suivantes :

$$\begin{cases} v_{sd} = (R_s + L_s \frac{d}{dt}) i_{sd} + L_m \frac{di_{rd}}{dt} - L_s w_s i_{sq} - L_m w_s i_{rq} \\ v_{sq} = (R_s + L_s \frac{d}{dt}) i_{sq} + L_m \frac{di_{rq}}{dt} - L_s w_s i_{sd} - L_m w_s i_{rd} \\ 0 = v_{rd} = (R_r + L_r \frac{d}{dt}) i_{rd} + L_m \frac{di_{sd}}{dt} - L_r w_{sl} i_{rq} - L_m w_{sl} i_{sq} \\ 0 = v_{rq} = (R_r + L_r \frac{d}{dt}) i_{rq} + L_m \frac{di_{sq}}{dt} - L_r w_{sl} i_{rd} - L_m w_{sl} i_{sd} \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\text{Avec } : \begin{cases} w_s = \frac{d\theta_s}{dt} \\ w_m = \frac{d\theta_m}{dt} \end{cases}$$

La principale difficulté de l'application de la commande vectorielle de la machine asynchrone est la détermination du module et de la phase du flux rotorique, qui ne sont pas mesurables directement, il est donc nécessaire de connaître ces deux grandeurs pour le contrôle du régime dynamique de la machine, [66]. Il existe deux méthodes de commande vectorielle : directe et indirecte.

### **III.3.1 Contrôle vectoriel direct**

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système ; une première possibilité est de mettre des capteurs de flux à effet HALL dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes  $\phi_{sdm}$  et  $\phi_{sqm}$  de manière à en déduire l'amplitude et la phase, phase (ceci nécessite des moteurs spéciaux), ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. Les signaux captés sont entachés des harmoniques d'encoche et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables [67].

La précision médiocre de la mesure qui dépend des paramètres inductifs est affectée par la saturation du circuit magnétique. Toutefois il nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. Dans la grande majorité des cas, on ne dispose pas de capteurs de flux et on fait donc appel à des estimateurs ou à des observateurs à partir de mesure effectuée sur le montage.

### **III.3.2 Contrôle vectoriel indirect**

Dans cette méthode, on n'a donc besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou observateur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor [67].

Mise à part l'adjonction d'un capteur de position, cette commande indirecte est plus simple que la commande directe, mais les résultats obtenus sont de performances plus fiables.

Cette méthode de contrôle indirect est très sensible aux variations des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique  $T_r$ .

Dans ce qui suit, nous appliquons la commande vectorielle indirecte à la machine asynchrone alimentée par un convertisseur tension.

## **III.4 Définition des différents référentiels**

Le référentiel est le système  $(d, q)$  associé à la rotation. Dans notre cas, nous adoptons un seul référentiel pour le rotor et le stator. Il existe trois possibilités de référentiels dans la

---

pratique. Le choix se fait en fonction du problème étudié. Parmi les relations que nous venons de présenter, les seules qui soient affectées par le choix du référentiel sont les équations ci-dessous.

#### III.4.1 Référentiel fixe par rapport au stator

Il se traduit par la condition :  $\omega_a = 0$ .

Les équations électriques prennent ainsi la forme suivante :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} & v_{dr} &= R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} + \omega_r \Phi_{qr} \\ v_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} & v_{qr} &= R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - \omega_r \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Le référentiel fixe est intéressant lorsqu'on veut étudier la variation de la fréquence d'alimentation, associée ou non à la variation de la vitesse de rotation.

#### III.4.2 Référentiel fixe par rapport au rotor

Il correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un référentiel tournant à la vitesse synchrone, c.-à-d. :  $\omega_a = \omega_r$ .

Les équations électriques sont données par :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_r \Phi_{qs} & v_{dr} &= R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \\ v_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_r \Phi_{ds} & v_{qr} &= R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Ce référentiel est particulièrement avantageux dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation du rotor est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit.

#### III.4.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant

La condition qui régit ce cas est :  $\omega_a = \omega_s$ .

Les équations électriques du moteur sont données par :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} & v_{dr} &= R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ v_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} & v_{qr} &= R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (3.10)$$

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé dans les problèmes d'alimentation des machines asynchrones par

convertisseur statique de fréquence, et lorsqu'on veut étudier la fonction de transfert du moteur par rapport à de petites variations de la vitesse autour d'un régime donné [Bar82].

### III.5 La commande par l'orientation du flux rotorique (CV-OF)

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe d-q et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux (*figure III.3*), [68].

Or, le couple est donné par :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} [\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}] \quad (3.11)$$

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt l'axe d-q que l'on oriente de manière que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{rq} = \frac{d\phi_{rq}}{dt} = 0 \\ \phi_{rd} = \phi_r \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = 0 \\ V_{rd} = V_{rq} = 0 \end{array} \right. \quad (3.12)$$

Donc, le flux devient sous la forme suivante :

$$C_e^* = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r^* I_{qs}^* \quad (3.13)$$

Et, suivant les équations données précédemment, l'évolution du flux est donné par :

$$\frac{d\phi_r^*}{dt} = -\frac{\phi_r^*}{T_r} + \frac{L_m}{T_r} I_{ds}^* \quad (3.14)$$

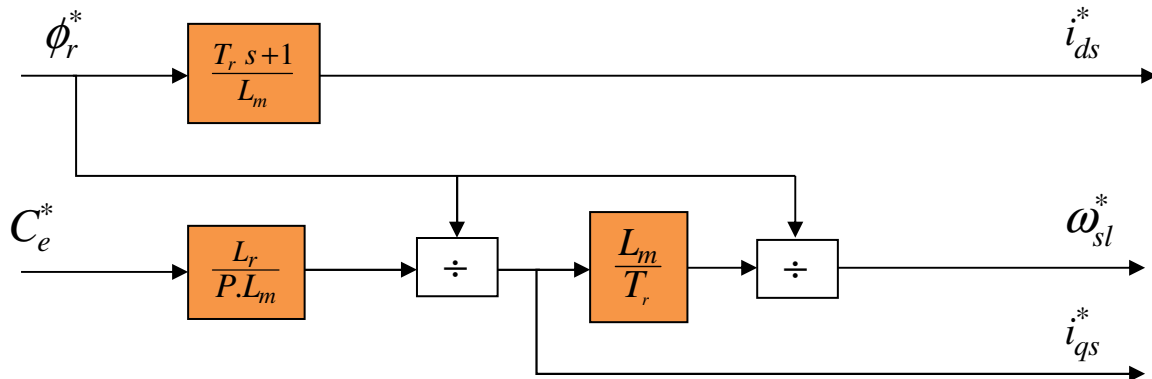
Avec  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

$$\omega_{sl}^* = \frac{l_m}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\phi_r^*} \quad (3.15)$$

Dans ce type de commande, l'angle  $\theta_s$  utilisé pour la transformation directe et inverse est calculé à partir de la formule suivante, [5] :

$$\theta_s = \int \left( \omega \frac{I_{sq}^*}{T_r \cdot I_{sd}^*} \right) dt \quad (3.16)$$

La *figure III.3* montre la structure d'une commande par flux orienté appliquée à la machine asynchrone, [6] :



**Figure III.3 :** Structure de la commande par flux orienté (CFO)

D'après les équations (3.13) et (3.14), nous montrons qu'il est possible d'agir indépendamment sur les composantes directe et quadratique du courant statorique par l'intermédiaire du flux rotorique et le couple électromagnétique.

### III.6 Structure de la commande vectorielle indirecte :

La structure de contrôle vectoriel basé sur l'orientation du flux de rotor d'une machine à induction triphasée alimentée par un onduleur de tension est explicitée dans la *figure III.4*.

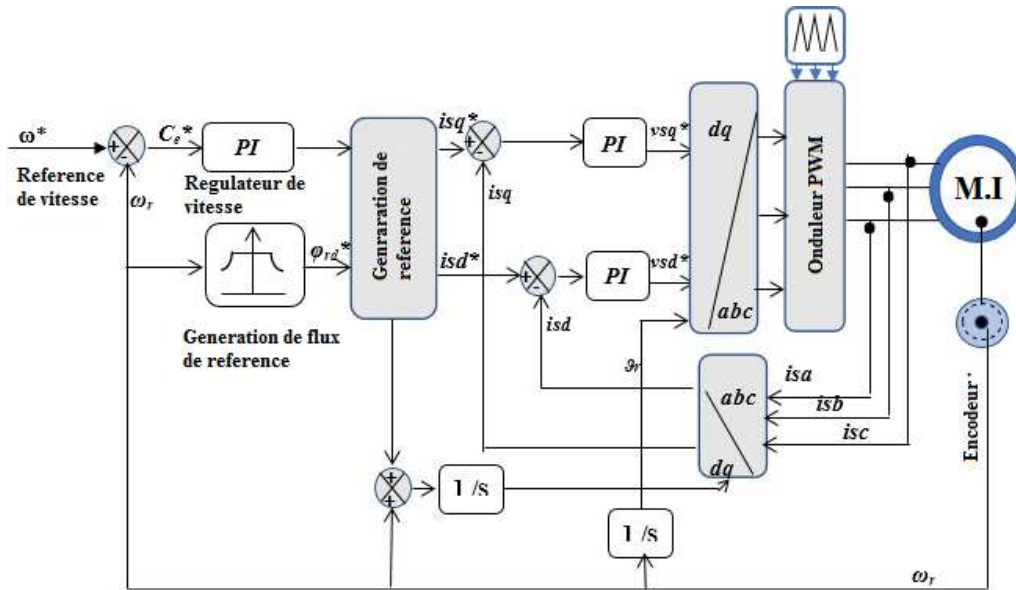


Figure III.4 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

Le schéma nécessite le contrôle en boucle fermée du courant de flux et du courant de couple en (boucle interne) et du contrôle de vitesse en (boucle externe). Le système utilise trois contrôleurs PI, à savoir le contrôleur de vitesse et les contrôleurs de courant d'axe d-q. L'avantage d'utiliser une référence liée au champ de rotation rotorique est d'avoir des amplitudes constantes. Il est alors plus facile de faire la régulation, en agissant sur les variables  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ . Les grandeurs  $\phi_r$  et  $C_e$  sont commandés séparément. Le schéma sous Simulink de la commande vectorielle indirecte est donné par la figure III.5 ci-dessous.

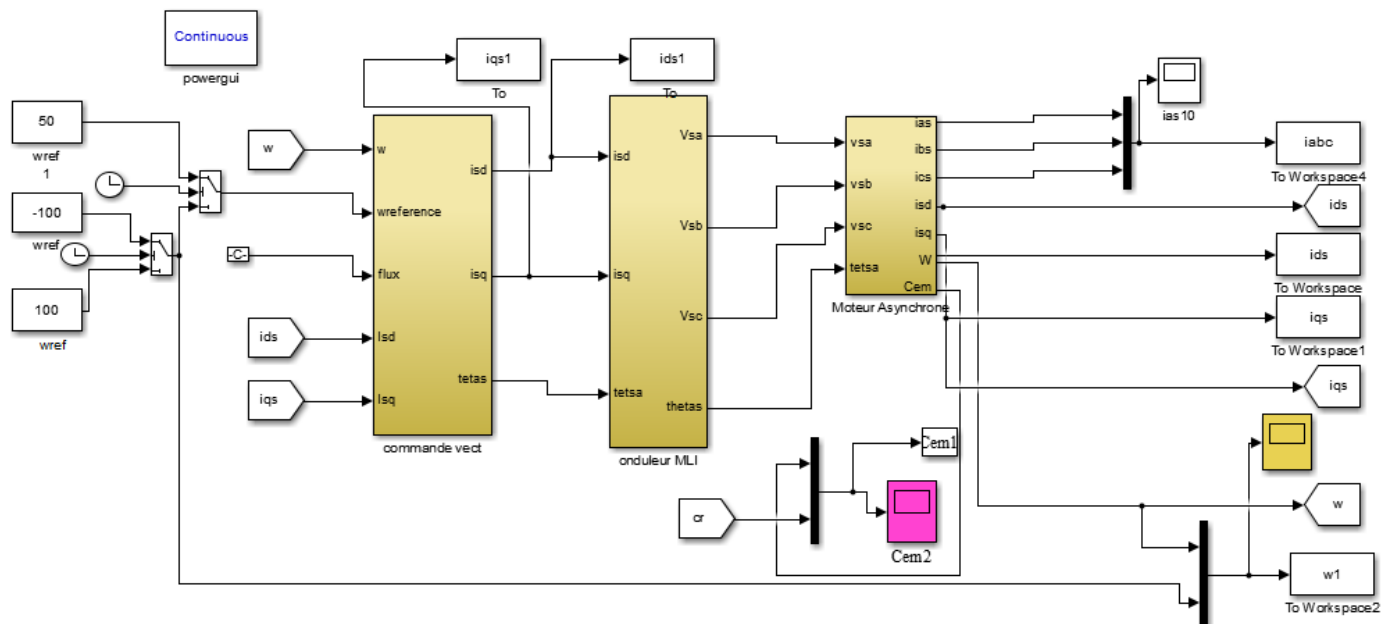


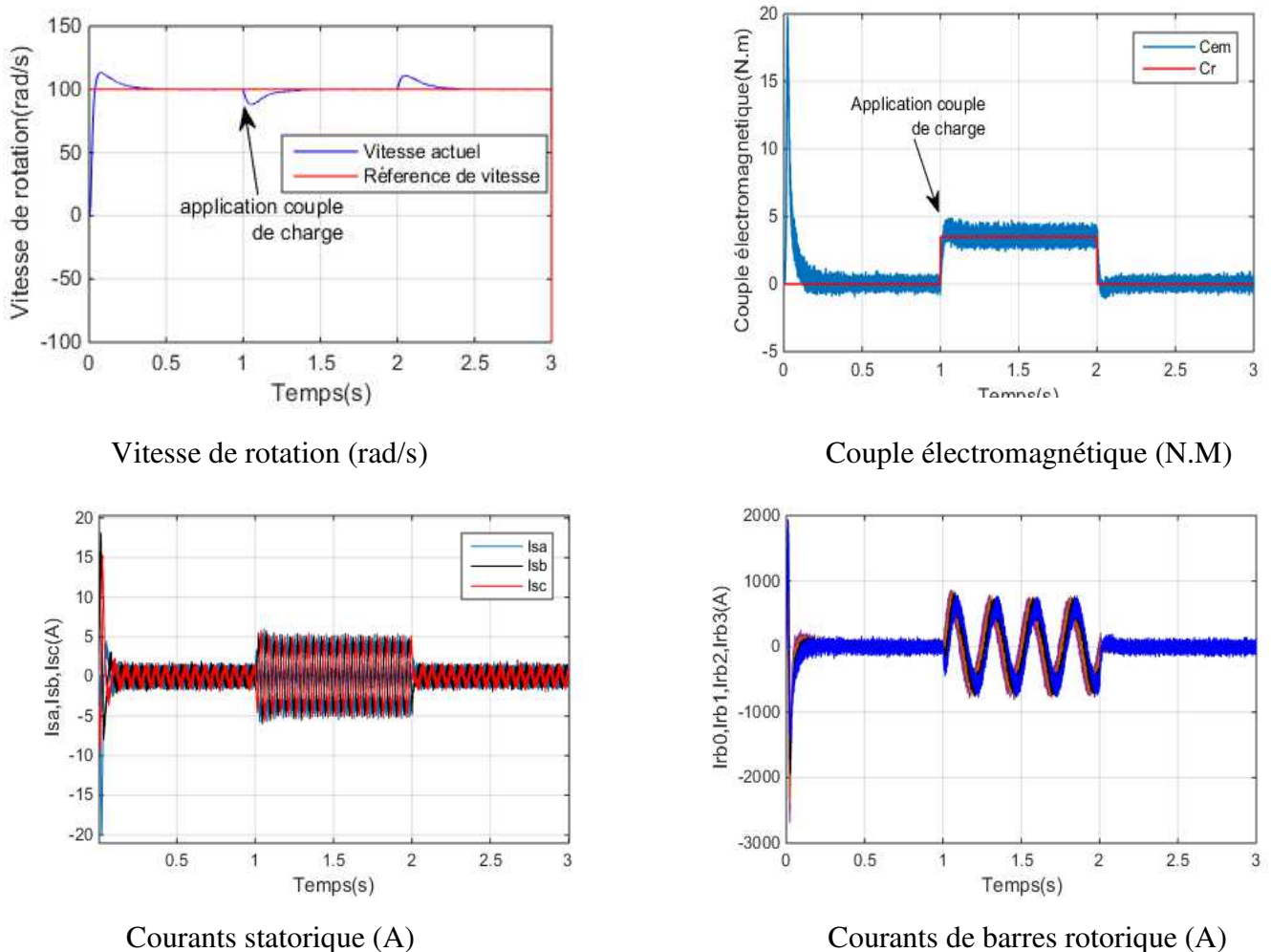
Figure III.5 : Modèle Simulink pour la commande indirecte (IFOC)

### III.7 Résultats de simulation et interprétations :

Les essais de simulations suivants ont été développés avec association d'un onduleur de tension. Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

Dans le premier essai, nous avons simulé le comportement de la machine avec une référence de vitesse à 100 rad/s lors d'un démarrage à vide avec application d'un échelon de couple charge de 3.5 N.m pendant l'intervalle  $1s < t < 2s$ .

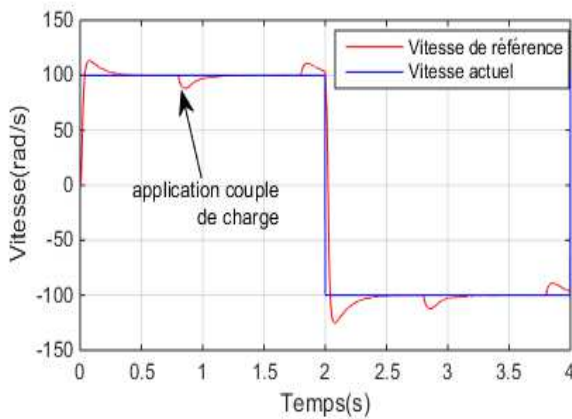
La *figure III.6* montre l'évolution du couple électromagnétique, de la vitesse, des courants statorique  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$ ,  $I_{sc}$  et des courants de barres rotoriques  $I_{rb0}$ ,  $I_{rb1}$ ,  $I_{rb2}$ ,  $I_{rb3}$ . Lors de l'application de la charge, le couple suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence.



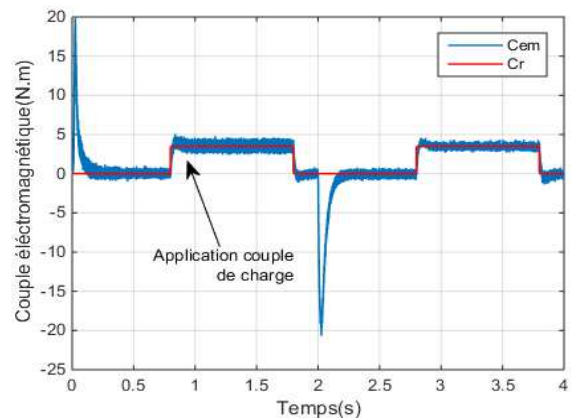
**Figure III.6 :** Commande par un régulateur PI classique

Dans un deuxième essai, nous avons simulé le comportement de la machine asynchrone avec un changement de la consigne de vitesse de  $[+ 100 \text{ à } -100] \text{ rad/sec}$ , à partir de l'instant  $t=2 \text{ sec}$ , avec une application d'une perturbation de charge pendant des instants  $0.8\text{s} < t_1 < 1.8\text{s}$  et  $2.8\text{s} < t_2 < 3.8\text{s}$

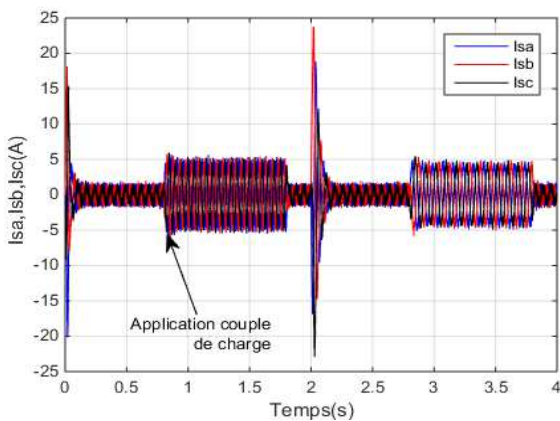
Les figures III.7 montrent les performances de la commande vectorielle appliquée à la machine. On note un rejet de la perturbation et une bonne poursuite de la référence de vitesse avec un temps de réponse très court et sans dépassement. Après l'application du couple de charge, il y a une correction de l'erreur. Toutefois, un pic de couple important apparaît au moment de l'inversion de la vitesse ce qui est néfaste pour le bon fonctionnement de la machine.



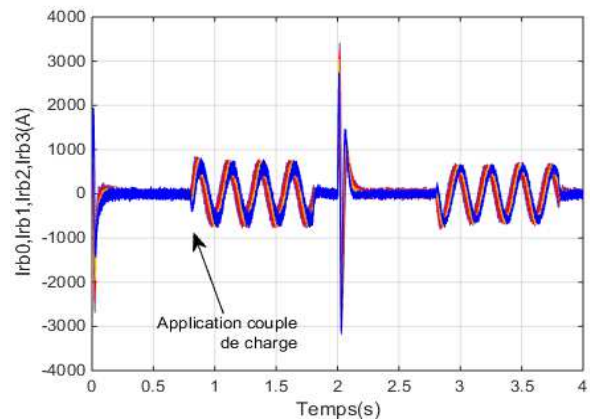
Vitesse de rotation (rad/s)



Couple électromagnétique (N.M)



Courants statorique (A)



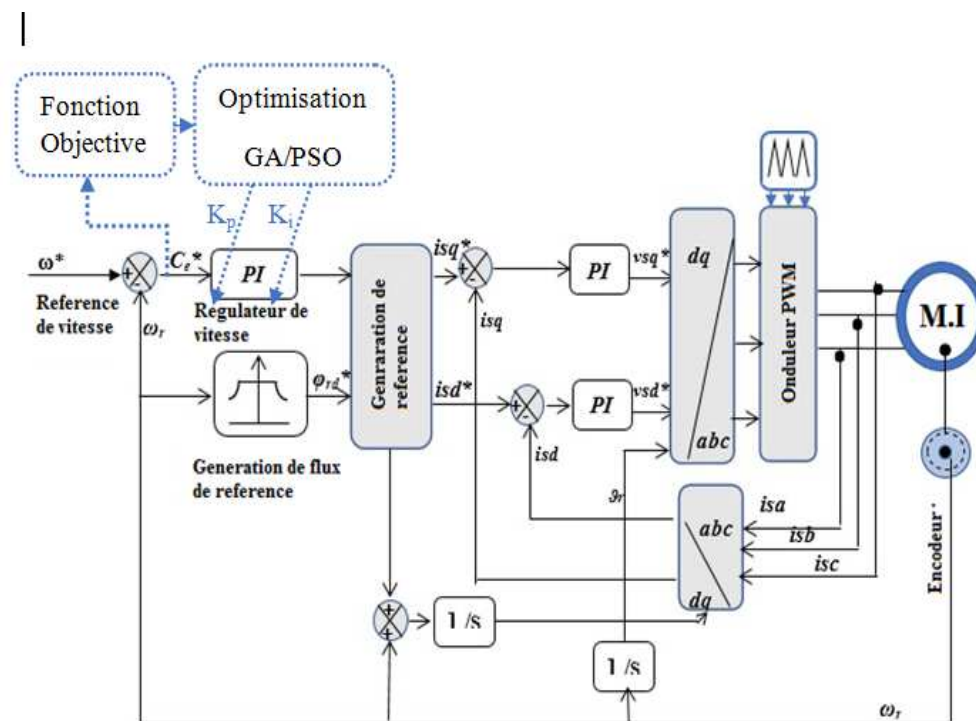
Courants de barres rotorique (A)

**Figure III.7 :** Commande par un régulateur PI classique avec changement sens de rotation

### III.8 Optimisation des paramètres des régulateurs PI :

Les coefficients des régulateurs classiques PI utilisés au sein de la commande vectorielle IRFOC sont directement calculés à partir des paramètres de la machine. Pour connaître les paramètres optimaux du contrôleur permettant d'obtenir une bonne réponse en boucle fermée pour différentes conditions de fonctionnement est une tâche triviale et ses paramètres peuvent être optimisés par des méthodes conventionnelles, telles que la méthode Ziegler et Nichols [74].

Les techniques d'optimisation basées sur le contrôleur de vitesse peuvent être utilisées pour améliorer le contrôle de la commande IRFOC du MI, comme indiquée sur la *Figure III.8*.



*Figure III.8 : Approches d'optimisation du régulateur PI par l'algorithme GA et PSO*

Ces techniques d'optimisation recherchent la meilleure valeur des paramètres du régulateur de vitesse PI [ $K_p$  et  $K_i$ ] (voir Annexe C).

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int e(t) dt$$

On utilise pour cela une fonction directement liée à la fonction objective (fonction à optimiser) appelée fonction fitness. La fonction objective est nécessaire pour évaluer le meilleur régulateur PI pour le système. Une fonction objective pourrait être créée pour trouver un régulateur PI qui donne le plus petit dépassement et un temps de montée ou un temps de

stabilisation le plus rapide dans le cas de changement brusque de vitesse ou apparition d'une perturbation de la charge mécanique. Cependant, afin de combiner l'ensemble de ces objectifs, il a été décidé de concevoir une fonction objective qui permettrait de minimiser l'erreur quadratique intégrée moyenne du système commandé :

$$ISE = \int_0^t e^2(t) dt = \int_0^t (\omega_{ref} - \omega_{act})^2 dt .$$

Plus récemment, des méthodes évolutives comme les algorithmes génétiques (AG), ou l'optimisation par essaims particulaires (soit PSO en anglais pour Particle Swarm Optimization) sont utilisées pour l'ajustement des paramètres. Ces nouvelles techniques peuvent résoudre très efficacement des problèmes complexes comme les problèmes de suivi de la vitesse contrairement aux méthodes classiques ne peuvent pas optimiser les paramètres du contrôleur aussi facilement [75] [76].

La technique des algorithmes Génétiques (AG) est une méthode de recherche heuristique basée sur celle de principe de Charles Darwin de la sélection naturelle qui raconte la survie de l'individu le plus apte sur terre. À chaque étape, l'AG sélectionne des individus de la population actuelle en tant que parents et les utilise pour produire la progéniture pour les prochaines générations [77] [78][79].

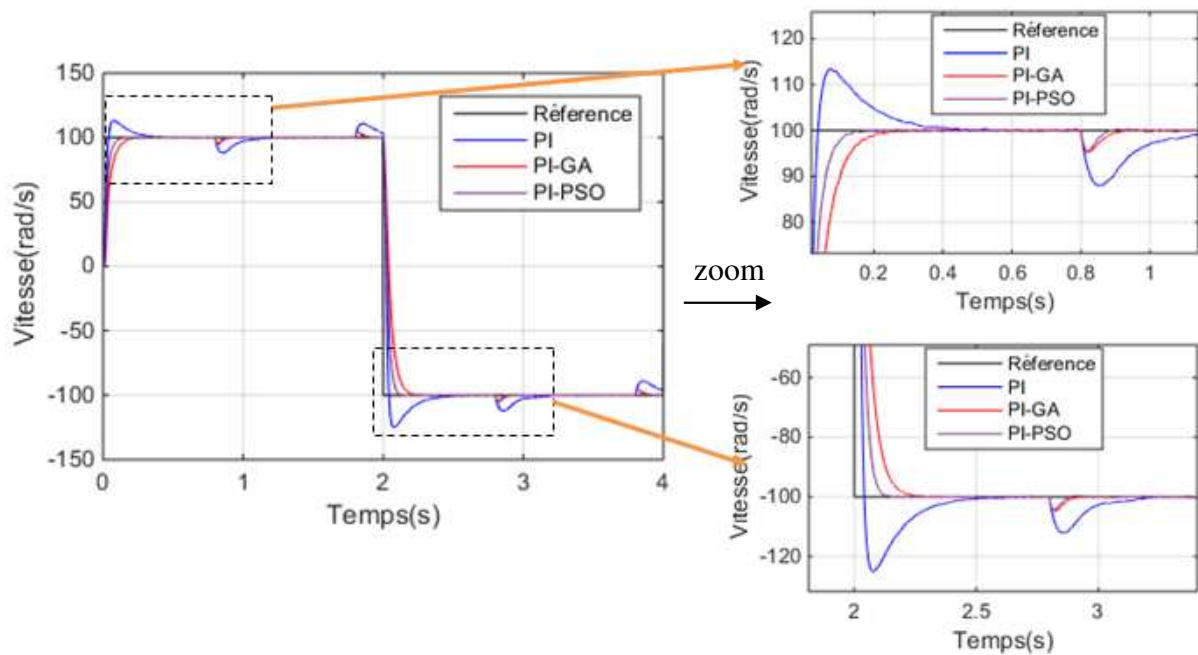
La méthode d'optimisation PSO, inspirée de l'intelligence d'essaim a attiré l'intérêt des chercheurs et a été exploitée dans différents domaines d'optimisation, devenant de plus en plus populaire. Elle est caractérisée par une façon décentralisée de travail qui imite le comportement des essaims d'insectes sociaux, les masses d'oiseaux ou les troupes de poissons [80][81][82].

Les paramètres du contrôleur conventionnel PI appropriés pour le contrôle de vitesse de MI sont difficiles à obtenir et nécessite la modélisation mathématique, qui a une sensibilité élevée vis-à-vis des variations paramétriques, des changements brusques de la vitesse, de la variation de la température, et des perturbations de la charge [83] [84]. Dans ce chapitre, des techniques d'optimisation sont proposées pour résoudre ces problèmes de commande vectorielle à flux orienté, IRFOC, pour la machine asynchrone.

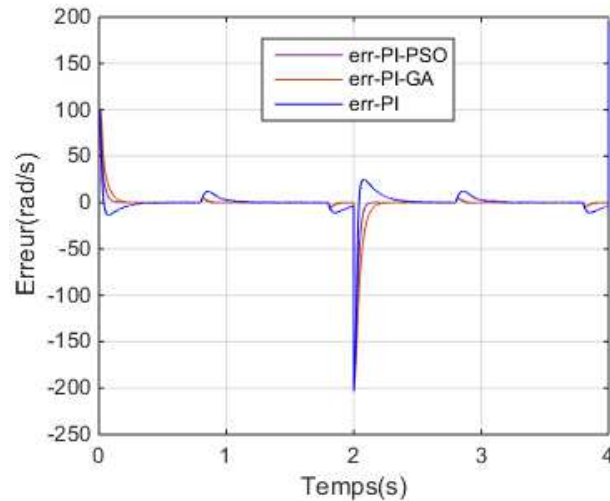
### **III.8.1 Résultats de simulations**

Les méthodes d'optimisation, GA et PSO, ont été programmées et implémentées dans l'environnement MATLAB(SIMULINK). Les tests de simulation ont été effectués pour un changement de la consigne de vitesse de [+ 100 à -100] rad/sec, à partir de l'instant t=2 sec,

et avec l'application d'une perturbation de charge pendant des instants  $0.8s < t_1 < 1.8s$  et  $2.8s < t_2 < 3.8s$ .



**Figure III.9 :** Comparaison des réponses de vitesse (PI, PI-GA, PI-PSO)



**Figure III.10 :** Erreur de la commande de vitesse (PI, PI-GA, PI-PSO)

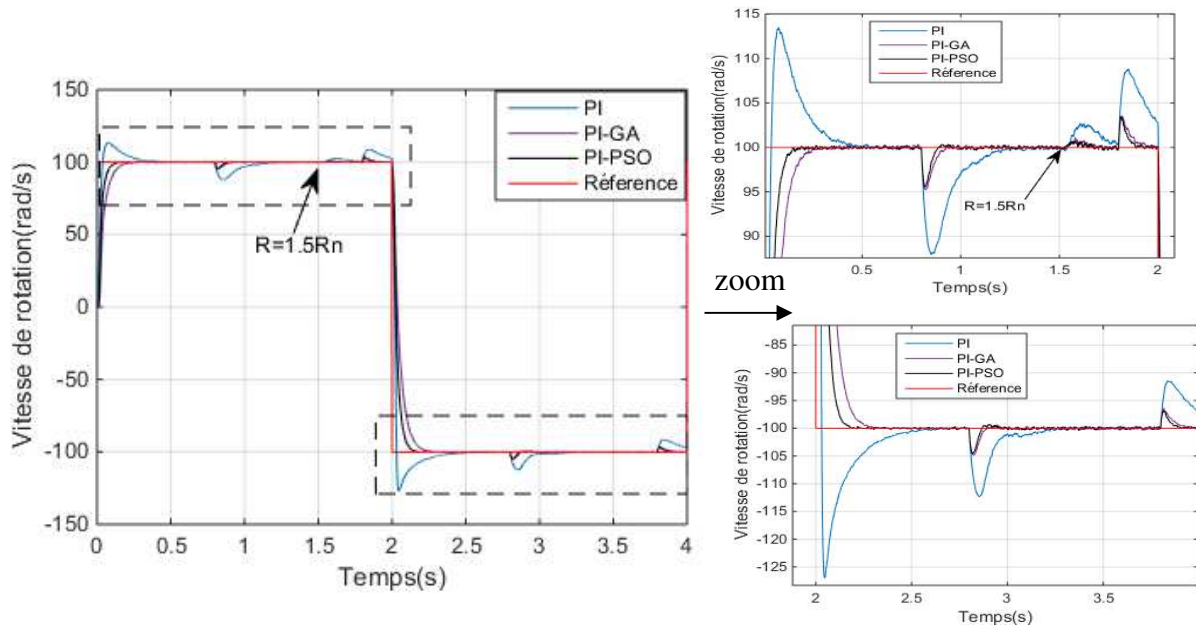
Les réponses de la vitesse du système pour le cas du régulateur classique PI et les deux méthodes d'optimisation sont présentées sur les figures (III.9, III.10).

	D%	$T_m(s)$	$T_r(s)5\%$	$[K_p, K_i]$
PI	13%	0.04	0.21	[0.33, 2]
PI-GA	0	0.1	0.13	[0.71, 3.58]
PI-PSO	0	0.06	0.08	[0.35, 2.5]

**Tableau III.1** Performances du système

On observe aisément que le régulateur PI-PSO a les meilleures performances. On note un rejet de perturbation très rapide et une bonne poursuite de la vitesse de référence avec un temps de réponse très court et sans dépassement (voir *tableau III.1*).

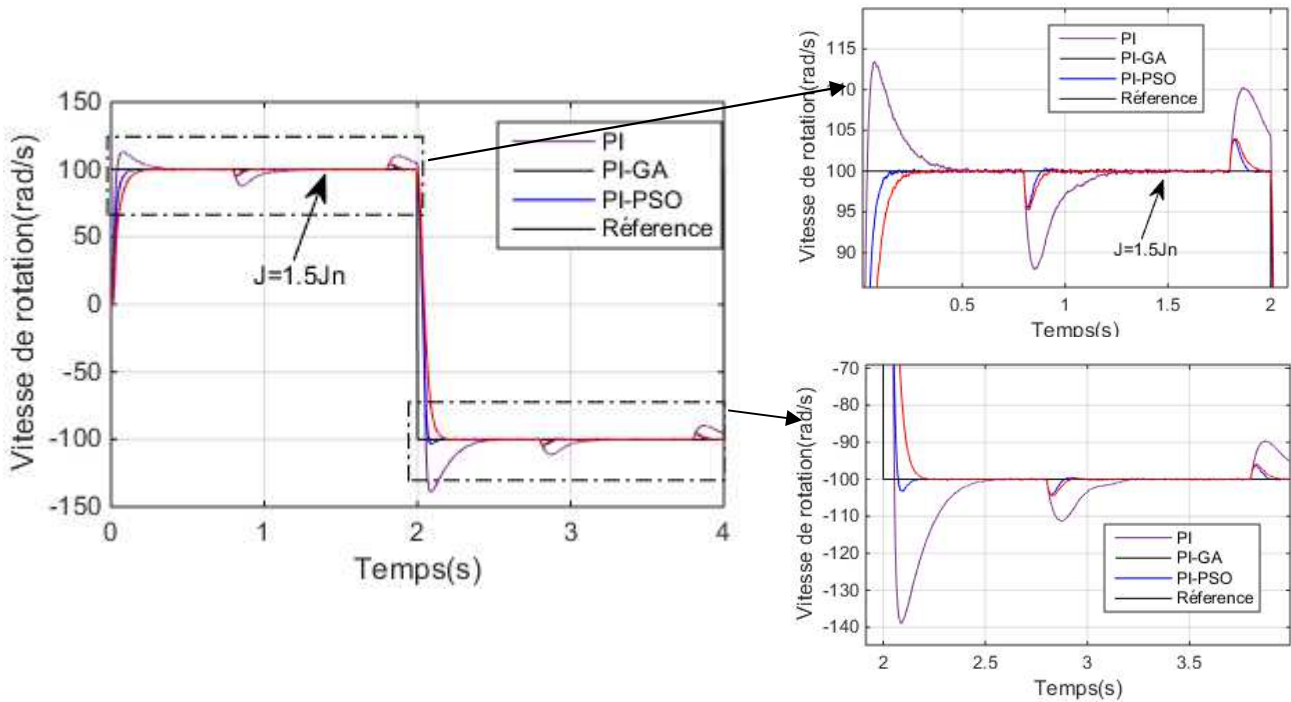
### III.8.2 Test de robustesse



**Figure III.11** : Comparaison des réponses de vitesse (PI, PI-GA, PI-PSO) pour ( $R=1.5R_n$ )

Afin de tester la robustesse paramétrique du contrôleur classique PI et les contrôleurs optimisés par les approches intelligentes PI-GA, PI-PSO, nous avons effectué des tests de robustesse, dans les mêmes conditions que celles effectuées précédemment et avons étudié les variations paramétriques de la machine et ses influences sur les performances de réglage de la vitesse. Les variations paramétriques prises en compte, à savoir la résistance rotorique  $R=1.5R_n$  (augmentation de 50% de la résistance rotorique) et le moment d'inertie  $J=1.5J_n$  (augmentation de 50% du moment d'inertie  $J$ ).

Les résultats obtenus en figures (III.11, III.12) montrent que la variation de la résistance rotorique affecte légèrement le découplage du système, d'autre part la commande PI-PSO maintient presque ces performances d'origine malgré la variation du paramètre en question.



**Figure III.12 :** Réponses de vitesse (PI, PI-GA, PI-PSO) pour ( $J=1.5J_n$ )

Les résultats obtenus par les méthodes d'optimisation sont très satisfaisants et confirment bien la validité des algorithmes. En comparaison, la technique d'optimisation PI-GA a bien amélioré les performances dynamiques du système, même en présence d'une variation paramétrique, alors que pour le PI-PSO ces performances ont été boostées.

Les valeurs optimisées des paramètres [ $K_p$ ,  $K_i$ ] calculés à partir de l'optimisation par PSO sont utilisées dans le chapitre suivant afin de vérifier les performances des régulateurs PI résultant en présence des défauts.

### ***III.9 Commande par logique Floue :***

#### ***III.9.1 Système basé sur la logique floue***

Depuis les années 80, les systèmes basés sur la logique floue sont devenus l'un des domaines de recherche les plus fructueux en informatique. La grande motivation émanait des recherches de Zadeh sur l'approche linguistique dans les règles des systèmes [80]. Les travaux contemporains se sont inspirés des travaux de Mamdani sur le contrôle flou. A partir de 1985, les systèmes à inférence floue se sont vus appliqués pour les systèmes de réglage ainsi que pour les systèmes experts, dans les systèmes de décision, pour la reconnaissance de formes, etc. Le domaine d'application le plus important est celui du réglage et de la commande de systèmes industriels. La plupart des applications industrielles sont réalisées au Japon : appareils photo, commandes d'ascenseur avec temps d'attente réduit, contrôleurs de réacteur nucléaire, aspirateur, produits électroménagers ...etc.

Le but de conception d'un système flou est de capturer l'imprécision du processus de raisonnement humain sans utiliser une analyse quantitative. Les algorithmes de réglage dans les contrôleurs flous sont basés sur le concept de réglage linguistiques de forme si...alors ....

Ces règles forment le cœur de chaque régulateur flou exprimant la procédure de raisonnement et l'expérience d'un opérateur humain. La logique floue se prête alors très bien au réglage et à la commande de processus qui ne sont pas bien maîtrisés par les méthodes conventionnelles [81].

La littérature sur la logique floue et ses applications est très vaste, et il est difficile de présenter tous ces aspects ainsi que ses nombreuses applications. Dans ce chapitre, nous allons présenter des notions fondamentales de réglages basés sur la logique floue.

Contrairement aux techniques de réglage classique, le réglage par logique floue manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS,... etc., appliquées à des variables linguistiques.

#### ***III.10 Commande par logique floue***

Bien que la logique floue possède un champ d'application extrêmement vaste (commande, classification, aide à la décision, base de données imprécises,...). Nous nous n'intéressons ici qu'à son utilisation dans le cadre de la commande, c'est à dire, traiter les problèmes de commande de processus avec une approche différente de l'automatique

classique, le plus souvent à partir des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus.

La conception d'un système flou est constituée de quatre blocs principaux [84] :

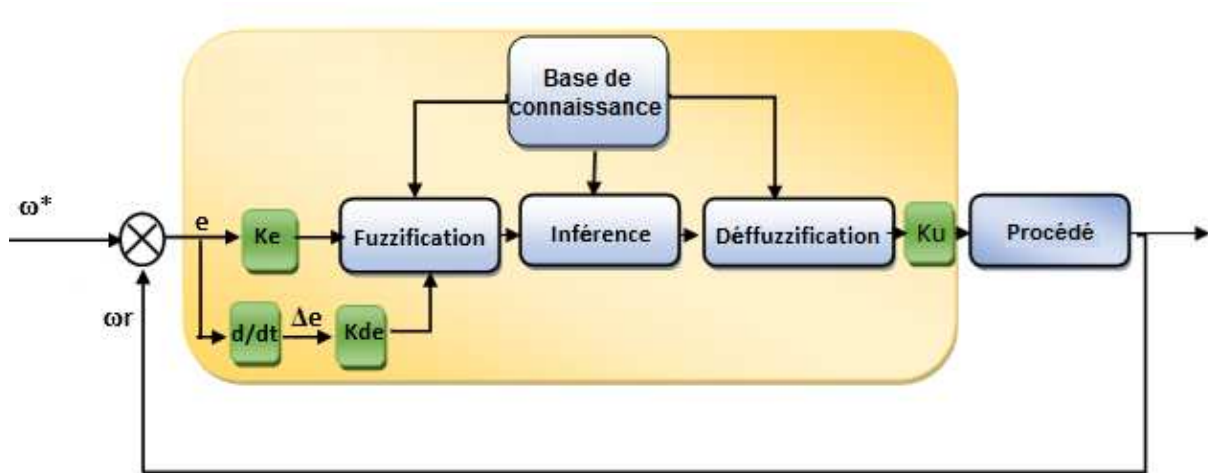


Figure III.13: Diagramme du bloc de contrôle flou

La conversion des entrées en valeurs floues, l'évaluation des règles et la conversion du résultat des règles en une valeur numérique de sortie. La première étape est donc la *fuzzification* ; pour transformer les grandeurs physiques (entrées) en valeurs linguistiques (sous ensemble flou). La seconde étape concerne *le module d'inférence*, qui est constitué de deux blocs, le *moteur d'inférence* et la *base de connaissance*. Enfin, l'étape de *défuzzification* qui permet d'inférer une valeur nette (précise), utilisable en commande par exemple, à partir du résultat de l'agrégation des règles.

### III.10.1 Fuzzification

La stratégie de cette opération consiste à convertir les grandeurs d'entrée et de sortie mesurées ou estimées en variables linguistiques, exprimées par des termes flous.

### III.10.2 Base de connaissance

Généralement, cette base de connaissance est composée de l'ensemble des informations et des renseignements qu'on possède sur le processus à régler à partir d'une analyse empirique du système, et qui permet d'établir l'ensemble des fonctions et des règles floues du régulateur flou.

### III.10.3 Inférences floues

Le moteur d'inférence est le véritable cerveau du contrôleur flou. Le principe de cette opération consiste à établir la liaison entre les grandeurs d'entrée du régulateur exprimées par des termes linguistiques et la variable de sortie sous sa forme floue. On peut décrire l'inférence de manière explicite par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles. Chaque règle possède une condition précédée du symbole SI et une conclusion, action ou opération, précédée du symbole ALORS, selon la stratégie du réglage adopté [81].

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférence à savoir [82] :

- Méthode d'inférence max-min.
- Méthode d'inférence max-produit.
- Méthode d'inférence somme-produit.

Le choix d'une telle ou telle méthode dépend de l'utilisateur et du cas à traiter.

### III.11 Conception d'un contrôleur flou

Après avoir énoncé les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou de type Mamdani. Le schéma de base d'un contrôleur flou repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas la grandeur de commande à appliquer au processus mais plutôt l'incrément de cette grandeur.

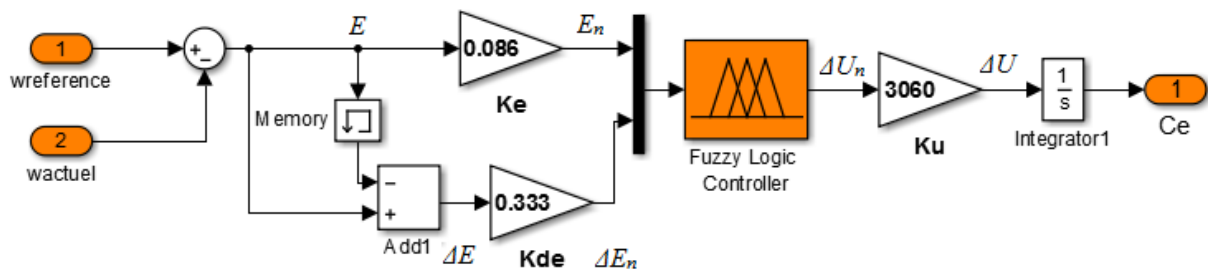


Figure III.14: Schéma interne du régulateur flou

Dans le cas de la régulation de vitesse, on a besoin habituellement de l'erreur des deux entrées. La première est l'erreur de vitesse  $E(k)$  et la seconde est la modification de l'erreur de vitesse  $\Delta E(k)$ . La sortie est la référence de couple, calculée à chaque instant d'échantillonnage  $k'$ .

$$E(k) = \omega^*(k) - \omega_r(k) \quad (3.13)$$

$$\Delta E(k) = E(k) - E(k-1) \quad (3.14)$$

Où  $E_n(k)$  est la valeur d'erreur,

$\omega^*(k)$  désigne la vitesse de référence,

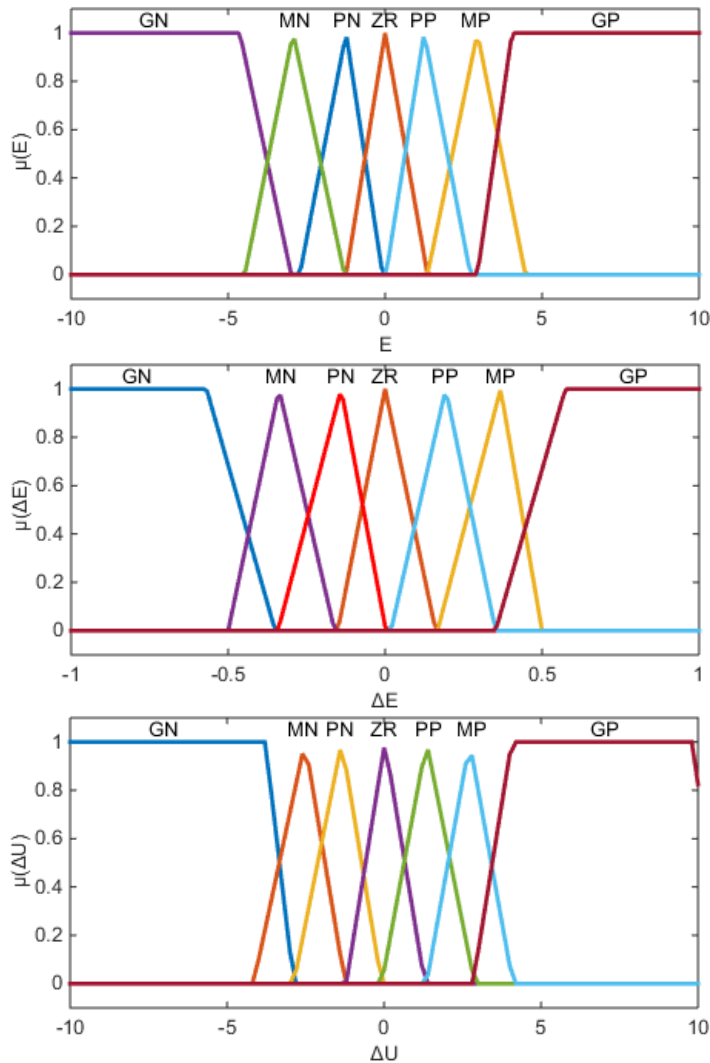
$\omega_r(k)$  est la vitesse réelle et  $\Delta E_n(k)$  est le changement d'erreur au moment de l'échantillonnage.

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les grandeurs indicées "n" sont donc les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou. Les entrées du contrôleur flou  $E_n$  et  $\Delta E_n$  sont normalisées, et la sortie  $\Delta U_n$  du contrôleur est dénormalisée par l'utilisation des expressions suivantes :

$$\begin{cases} E_n = k_e \cdot E \\ \Delta E_n = k_{de} \cdot \Delta E \\ \Delta U = k_u \cdot \Delta U_n \end{cases} \quad (3.15)$$

Les facteurs de normalisation permettent ainsi de définir le domaine de variation normalisé des entrées et le gain de dénormalisation définit le gain en sortie du correcteur flou de type PD. Ces éléments permettent d'agir de façon globale sur la surface de commande en élargissant ou réduisant l'univers du discours des grandeurs de commande. Il est important de bien choisir les plages de valeurs. Un bon choix de plages avec une bonne répartition peut garantir la stabilité et d'améliorer les performances dynamiques et statiques ciblés du système. En revanche, un mauvais choix entraîne des longues corrections dans les étapes qui suivent ; il faut souvent même redéfinir les plages des valeurs afin d'éviter l'échec dans la conception. Un bon choix demande de l'expérience et de la connaissance du système à commander [82] [83].

Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie ont été normalisées avec des valeurs variant entre [0-1] et associées aux variables linguistiques suivantes : GN (Grand Négatif), MN (Moyen Négatif), PN (Petit Négatif), ZR (Zéro) ; PP (Petit Positif), MP (Moyen Positif) et GP (Grand Positif) montré dans la *figure III.17*.



**Figure III.15:** Fonctions d'appartenance du contrôleur à logique floue pour  $(E)$ ,  $(\Delta E)$  et  $(\Delta U)$

Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou est traitée par le mécanisme d'inférence, possède sept ensembles flous, ce qui donne un ensemble de quarante-neuf ( $7 \times 7 = 49$ ) règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence. Cette matrice est établie à partir d'une parfaite connaissance du comportement du système, ainsi que la connaissance de l'objectif du contrôle à atteindre.

Le choix des formes est triangulaire pour (MN, PN, ZR, PP, MP) et trapézoïdale pour (GN et GP). Après formulation des règles d'inférence pour un régulateur flou à 7 ensembles résumées dans le *tableau III.2* :

$\Delta U$		$E$						
		GN	MN	PN	EZ	PP	MP	GP
$\Delta E$	GN	GN	GN	GN	GN	MN	PN	ZE
	MN	GN	GN	GN	MN	PN	ZE	PP
	PN	GN	GN	MN	PN	ZE	PP	MP
	ZE	GN	MN	PN	ZE	PP	MP	GP
	PP	MN	PN	ZE	PP	MP	GP	GP
	MP	PN	ZE	PP	MP	GP	GP	GP
	GP	ZE	PP	MP	GP	GP	GP	GP

Tableau III. 2 : Règles du régulateur flou à 7 ensembles de MacVicar-Whelan

Si  $E$  est **GP** et  $\Delta E$  est **GP** Alors  $\Delta U$  est **GP**

La méthode d’inférence utilisée est celle du max min. La dernière étape consiste à transformer la valeur de sortie floue en valeur réelle en appliquant la méthode de défuzzification. Elle est basée dans ce travail sur la méthode du centre de gravité [84].

Il est intéressant de voir l'ensemble des décisions en fonction de chacune des variables avec notre système d'inférence flou par rapport au type d'ensemble de décisions que nous obtiendrions en utilisant la logique classique :

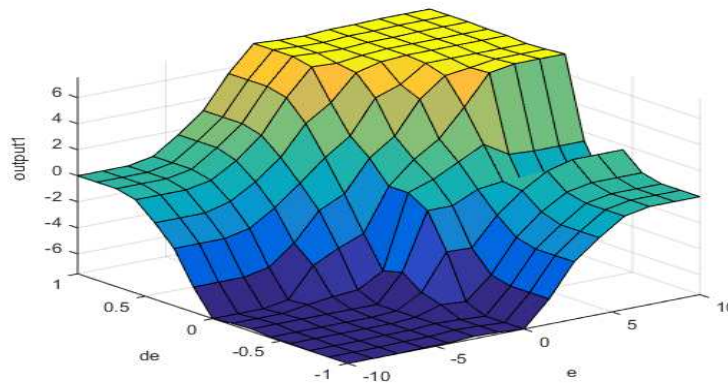


Figure III.16: Ensemble des décisions d'un système flou

On prend comme critère de défuzzification la méthode du centre de gravité présentée dans l’annexe, donc l’action de commande générée est donnée par l’expression suivante :

$$\Delta C_{en} = \frac{\sum_{i=1}^{49} \mu_{ci} \cdot x_{Gi} \cdot S_i}{\sum_{i=1}^{49} \mu_{ci} \cdot S_i} \tag{3.16}$$

**III.12 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue :**

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et d'inconvénients [84]:

**III.13 Les avantages :**

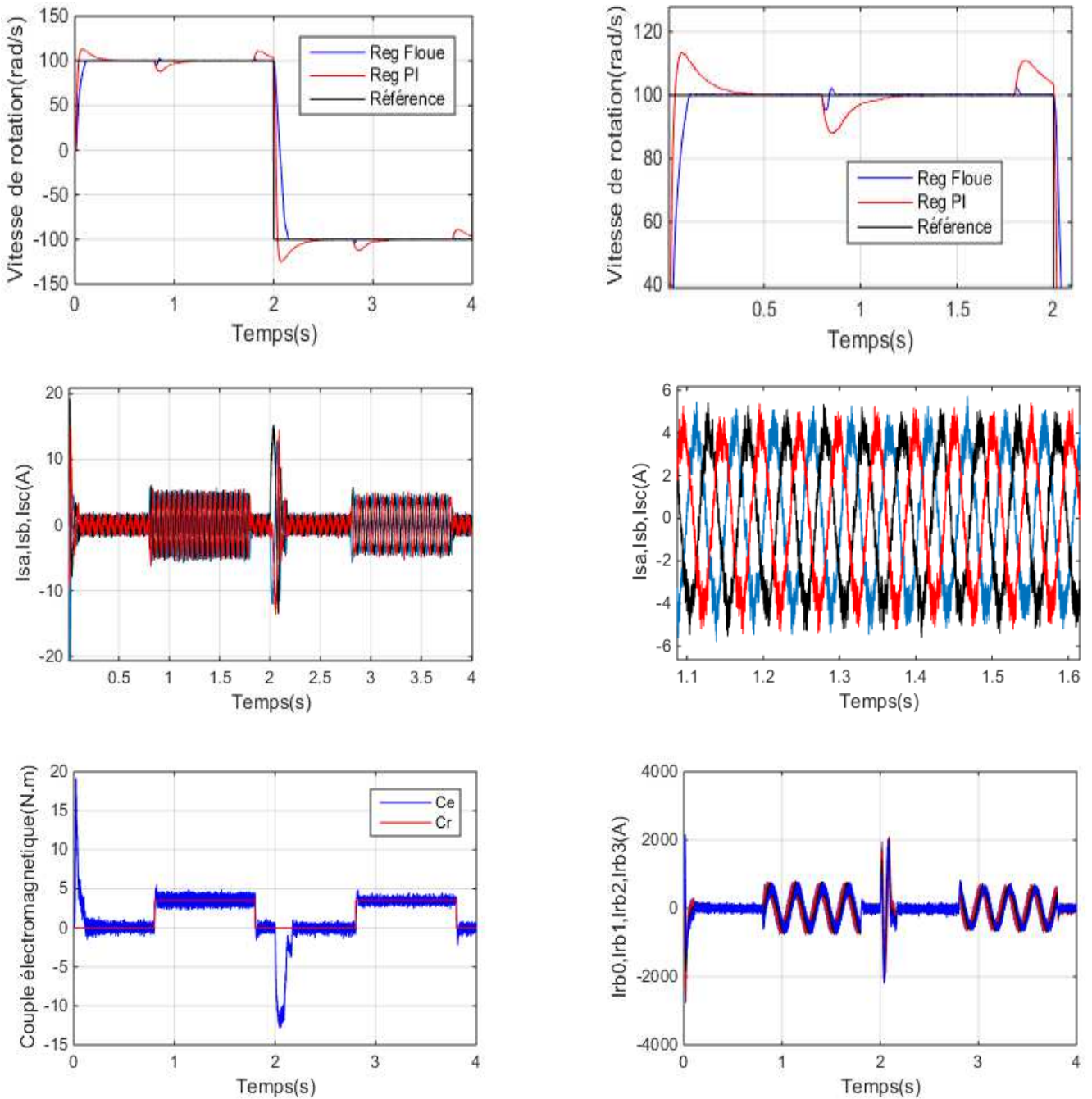
1. Le non nécessité d'un modèle mathématique du processus à commander ;
2. La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur du processus ;
3. La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire) et difficile à modéliser ;
4. L'emploi possible aussi pour les processus rapides (grâce à des processeurs dédiés) ;
5. La réduction du temps de développement et de la maintenance ;
6. La simplicité de définition et de conception.

**III.14 Les inconvénients :**

1. Précision du réglage en générale peu élevée ;
2. Impossible de démontrer la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en absence d'un modèle valable) ;
3. Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;
4. L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs (souvent difficile) ;
5. La cohérence des inférences non garantie à priori

**III.15 Résultats de simulation et interprétations :**

Les performances offertes par ce régulateur flou sont illustrées par les résultats de simulation donnés ci-après. Les gains de normalisations sont fixés tels que  $ke = 0.086$   $k\Delta e = 0,33$  et  $k\Delta u = 3060$ .



**Figure III.17:** Commande par des régulateurs flous avec changement du sens de rotation

Pour illustrer l'influence du régulateur flou sur les performances de la machine dans le régime transitoire et permanent en présence de la variation de la charge et inversion du sens de rotation, un démarrage direct du moteur est réalisé à vide avec une consigne de 100 rad/s suivit d'une inversion du sens de rotation à l'instant  $t=2s$ . Les perturbations externes sont introduites par la charge nominale de (3.5N.m) appliqué brusquement puis supprimée aux instants  $t_1 = [0.8-1.8]s$   $t_2 = [2.8-3.8]s$ .

D'après les résultats obtenus dans la *figure III.15*, on constate que la vitesse se stabilise effectivement à la valeur de référence désirée et de même pour l'influence de perturbation lors de l'application du couple résistant il apparaît qu'une petite diminution de la vitesse est constatée et le temps de réaction nécessaire à l'élimination de l'effet de perturbation est plus rapide avec cette combinaison mieux que celle du régulateur PI classique. Lors d'une inversion du sens de rotation de 100 rad/s à -100 rad/s, on constate que la vitesse atteint sa référence sans dépassement et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charges appliqués aux différents instants précités sont éliminés contrairement à ce qu'on a observé lors du réglage par un PI classique. On note que l'effet de régulation persiste toujours, en effet le couple électromagnétique agit très rapidement pour suivre les consignes de charges introduites.

### ***III.16 Comparaison entre la commande floue et la commande par PI optimisé :***

Dans cette partie, on va essayer de faire une comparaison entre la commande de la machine asynchrone par un régulateur optimisé par l'algorithme des essaims particuliers PI-PSO et le régulateur à base de logique floue. En premier lieu, un test est effectué pour une variation de la vitesse entre [100 rad/s, -100 rad/s] et pour un couple de charge appliqué aux instants  $t_1=[0.8s, 1.8s]$  et  $t_2=[2.8s, 3.8s]$ . Le deuxième test est pour l'examen de la robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique. Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique ( $R_r$ ) et de la variation du moment d'inertie ( $J$ ) sur le découplage entre le flux et le couple, et sur la variation de la vitesse. Pour cela, nous avons simulé notre système pour une variation de  $R_r=1.5R_n$  (50%) illustré par les figures III.20 ((a), (b), et (c)).

Les résultats de simulation montrent clairement l'efficacité du régulateur PI-PSO par rapport au régulateur flou en fournissant un temps de montée très rapide, et un excellent rejet de perturbation de la charge, lors de l'augmentation de la résistance rotorique de 50 % de la résistance nominale dû à l'échauffement de la machine.

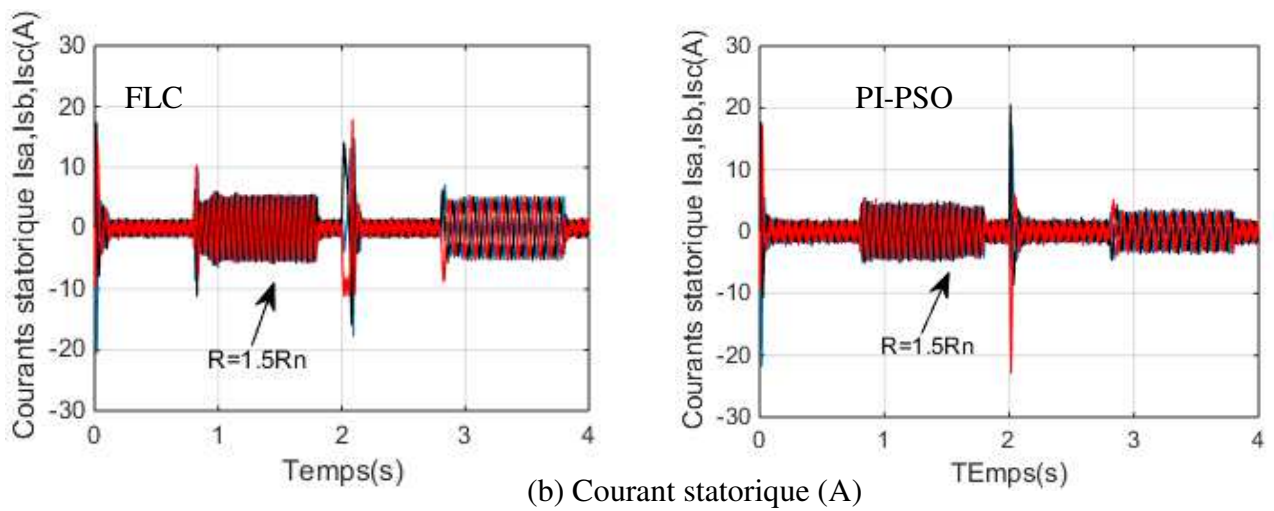
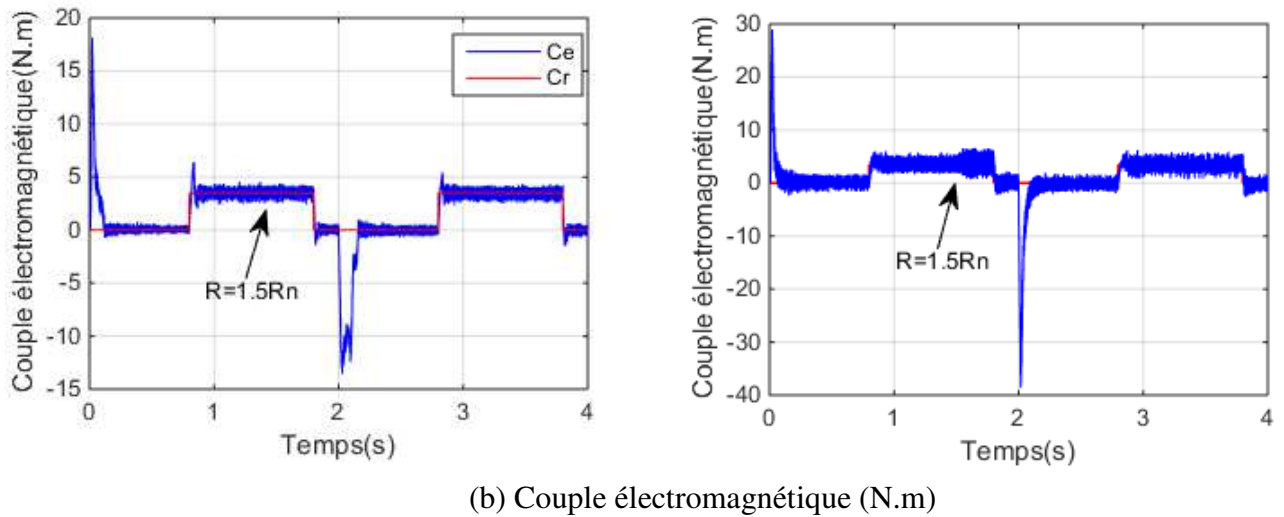
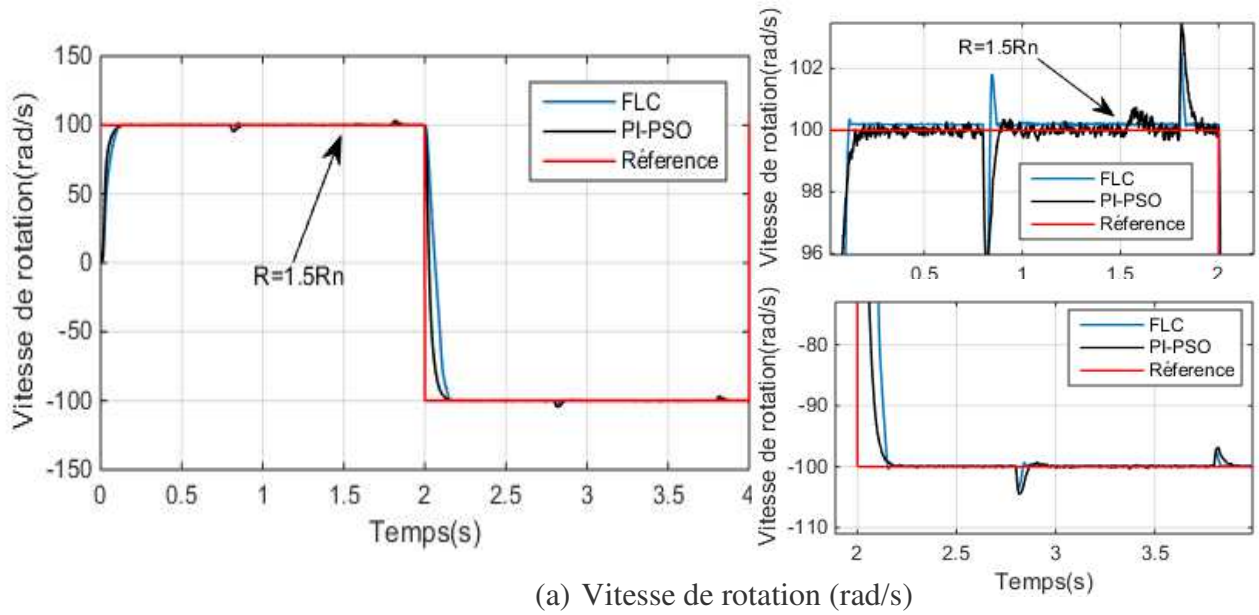
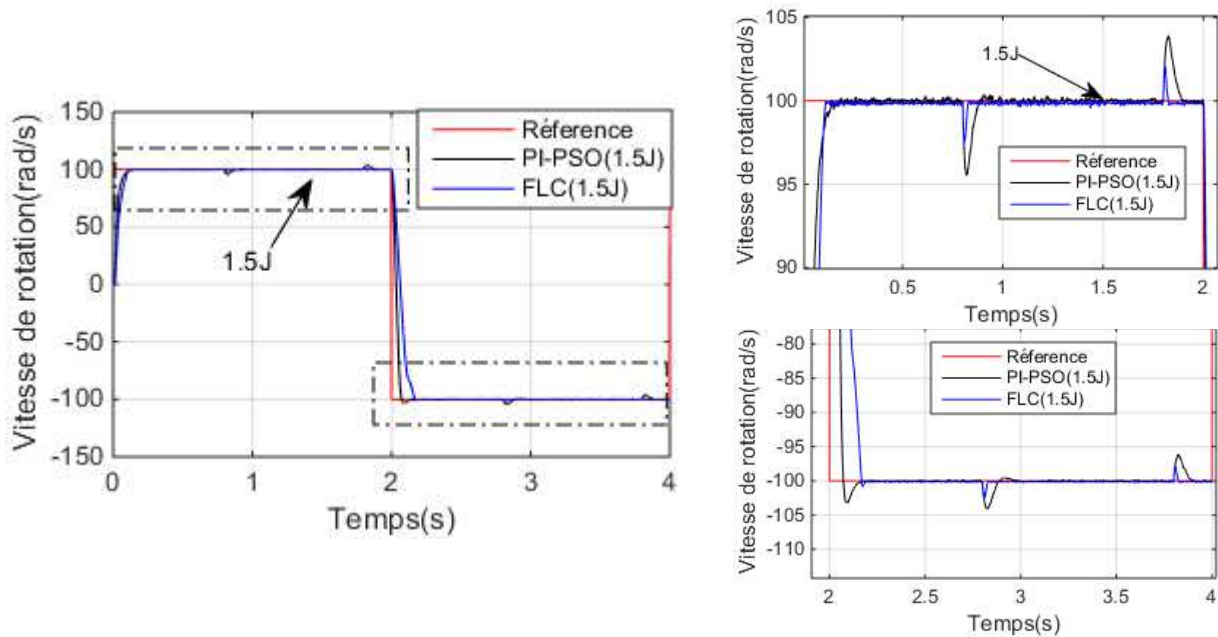


Figure III.18: Réponses de vitesse, Couple électromagnétique, courant statorique (FLC, PI-PSO) pour  $(R=1.5R_n)$



**Figure III.19:** Réponse de vitesse (FLC, PI-PSO) pour 1.5J

A partir de l'instant de variation de la résistance sur le régulateur PI-PSO, on constate le découplage est touché, donc la commande est sensible à la variation de la résistance, cependant le régulateur floue est robuste vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.

### III.17 Conclusions

Une étude de la commande de la machine asynchrone, par la méthode du flux orienté indirecte avec un réglage classique, optimisé et par un régulateur basé sur la logique floue a été élaborée. Des résultats de simulation, sous plusieurs conditions de fonctionnement, ont été rapportés. Ces derniers démontrent que les algorithmes évolutifs fournissent une réponse en vitesse beaucoup mieux que celle de la méthode PI classique, mais parmi eux, la méthode PI-PSO donne des performances meilleures que la méthode PI-GA. On a opté pour les valeurs d'optimisation [Kp Ki] calculées depuis PI-PSO afin de vérifier ces performances en présence des défauts.

Une deuxième comparaison entre le régulateur flou et le régulateur PI-PSO, nous a permis de constater un temps de montée très rapide, et un excellent rejet de perturbation de la charge en faveur du régulateur PI-PSO, mais ce dernier est sensible aux variations paramétriques. Cependant, le régulateur RLF présente une robustesse vis-à-vis les perturbations internes et externes.

***CHAPITRE IV***  
***COMMANDE ET DIAGNOSTIC DES***  
***DEFAUTS D'EXCENTRICITE D'UNE MAS***

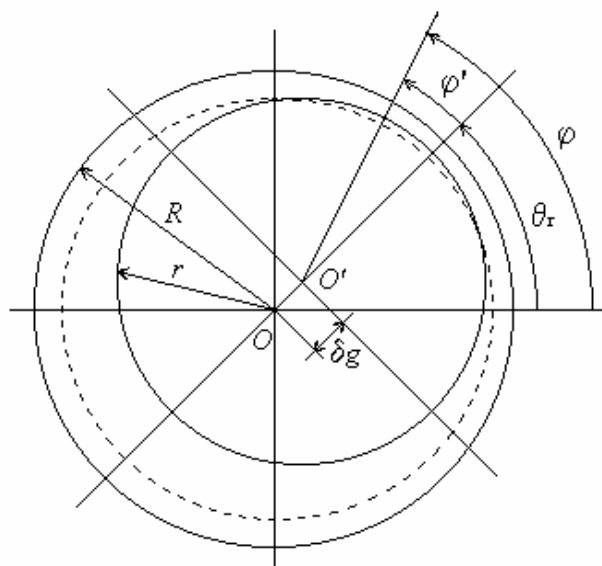
## IV. CHAPITRE IV : COMMANDE ET DIAGNOSTIC DES DEFAUTS D'EXCENTRICITE D'UNE MAS

### IV.1 Introduction

Afin d'étudier les défauts les plus fréquents pouvant éventuellement apparaître dans le rotor des moteurs asynchrones triphasés nous avons choisi les défauts d'excentricité. Nous mettons en évidence les modifications qu'il faut apporter au modèle du moteur sain décrit dans le chapitre précédent. Nous adoptons l'approche de Park [85] pour la détection et le diagnostic d'un tel défaut ainsi que la méthode d'analyse par ondelette pour extraire les signatures significatives du défaut de la MAS sujette à différentes techniques de commande telles que la commande vectorielle indirect avec un régulateur classique et par un régulateur basé sur la logique floue [54].

### IV.2 Modélisation des défauts d'excentricités

La modélisation du défaut d'excentricité de la machine avec une variation de l'entrefer est une tâche difficile. La difficulté devient de plus en plus grande avec la complexité du système étudié et le calcul des inductances par l'Approche de Fonction d'Enroulement (AFE). On a étudié le modèle multi-enroulement afin d'avoir un modèle représentatif qui reproduit fidèlement le fonctionnement de la machine avec ce type de défaut. La *figure IV.1* illustre une machine avec un rotor excentrique où  $R$  et  $r$  sont respectivement les rayons du stator et du rotor. L'entrefer moyen est représenté par un cercle en ligne discontinue [86] [87].



**Figure IV.1:** Entrefer de la machine avec rotor excentrique

Les centres de rotation O et O' sont respectivement le centre du stator et du rotor,  $\varphi$  et  $\varphi'$  représentent respectivement la position d'un point d'un référentiel lié au stator et au rotor.  $\vartheta_r$  donne la position du rotor et  $\delta g$  représente le décalage entre les deux centres.

Pour analyser un défaut d'excentricité, on doit utiliser une expression de l'entrefer qui tient compte de ce type de défaut, soit :

$$g_e(\theta_s, \theta_r) = e - \delta_s \cos(\theta_s) - \delta_d \cos(\theta_s - \theta_r) \quad (4.1)$$

Où

$$\begin{cases} \delta_s = eps * e \\ \delta_d = epd * e \end{cases} \quad (4.2)$$

avec

- $g_0$  : épaisseur moyenne de l'entrefer ;
- $\delta_s$  : quantité d'excentricité statique ;
- $eps$  : pourcentage d'excentricité statique ;
- $\delta_d$  : quantité d'excentricité dynamique ;
- $epd$  : pourcentage d'excentricité dynamique.

Pour le calcul des inductances par l'AFE, il est nécessaire d'inverser la fonction d'entrefer.

Elle est exprimée dans le cas d'un entrefer non uniforme par l'expression suivante :

$$g_e^{-1}(\theta_s, \theta_r) = \frac{1}{g_0(1 - a_3 \cos(\theta_s - \theta_{r1}))} \quad (4.3)$$

Avec

$$a_3 = \sqrt{\delta_s^2 + 2 \cdot \delta_s \cdot \delta_d \cos(\theta_r) + \delta_d^2} \quad (4.4)$$

$$\theta_{r1} = \arctan\left(\frac{\delta_d \cdot \sin(\theta_r)}{\delta_s + \delta_d \cdot \cos(\theta_r)}\right) \quad (4.5)$$

On peut écrire la fonction d'entrefer inverse selon l'expression suivante :

$$g_e^{-1}(\theta_s, \theta_r) = A_1 + A_2 \cdot \cos(\theta_s, \theta_r) \quad (4.6)$$

La modélisation du fonctionnement du moteur avec le défaut d'excentricité statique est réalisée en remplaçant dans l'expression (4.1)  $\delta_d$  par 0, et  $\delta_s$  par 0 pour un défaut d'excentricité dynamique. L'excentricité mixte est réalisée en considérant que la quantité d'excentricité statique et le degré d'excentricité dynamique sont non nulles, soient  $\delta_d \neq 0$  et  $\delta_s \neq 0$ .

### IV.3 Calcul de la perméance

La perméance par unité de surface correspondante à un entrefer en absence de l'encoche de la surface d'alésage est :

$$P(\theta_s, \theta_r) = \frac{\mu_0}{g_e(\theta_s, \theta_r)} = \mu_0 \cdot g_e^{-1}(\theta_s, \theta_r) \quad (4.7)$$

On obtient une formule de la perméance qui tient compte du défaut d'excentricité :

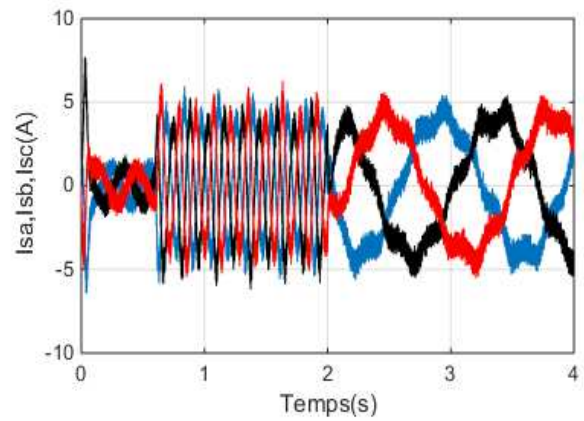
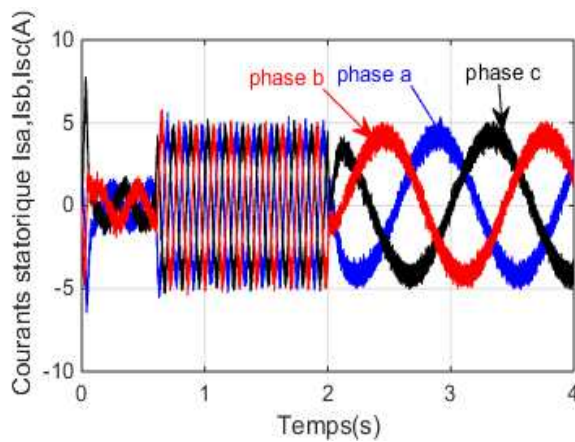
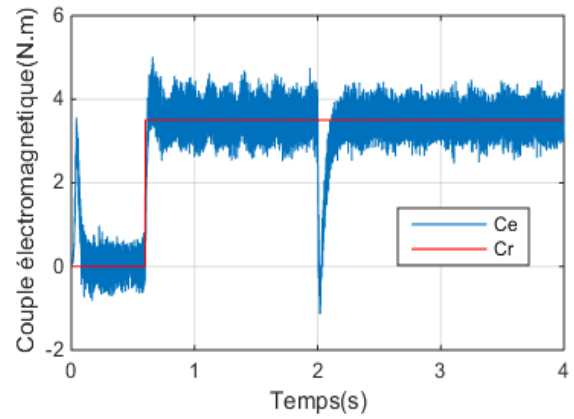
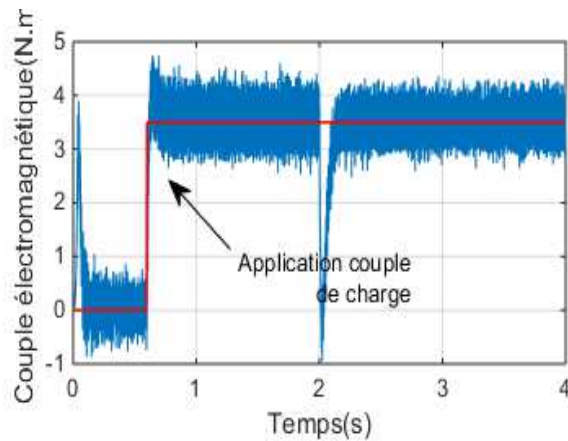
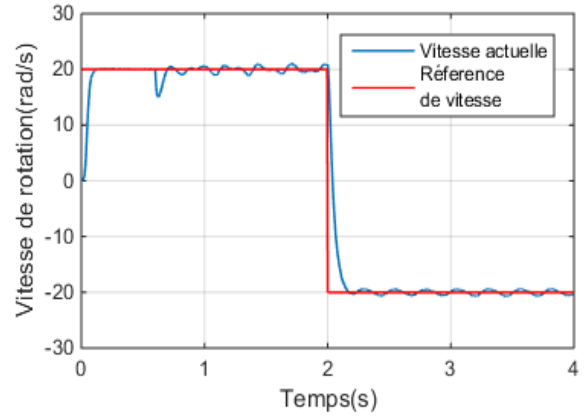
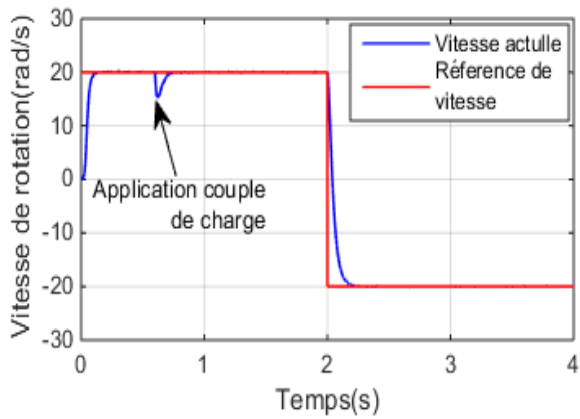
$$P(\theta_s, \theta_r) = \mu_0 \cdot A_1 + \mu_0 \cdot A_2 \cos(\theta_s - \theta_r) \quad (4.8)$$

$$\text{Avec } A_1 = \frac{1}{g_0 \cdot \sqrt{1 - a_3^2}} \quad \text{et } A_2 = \frac{1}{g_0 \cdot \sqrt{1 - a_3^2}} \left( \frac{1 - \sqrt{1 - a_3^2}}{a_3} \right) \quad (4.9)$$

### IV.4 Résultats de simulation par régulateur PI

Les résultats de simulations suivants ont été développés avec association d'un onduleur de tension. Les performances de notre commande ont été testées à partir d'un démarrage en charge de la MAS pour une référence de vitesse de 0 à 20 rad/s avec application d'une consigne du couple de charge en régime établi pour ( $t > 0.6s$ ) suivi d'une inversion du sens de rotation de 20 rad/s à -20 rad/s à l'instant ( $t = 2s$ ). Les résultats de la *figure IV.2* montrent que la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine asynchrone dans le cas sain présente des performances intéressantes [88] [89].

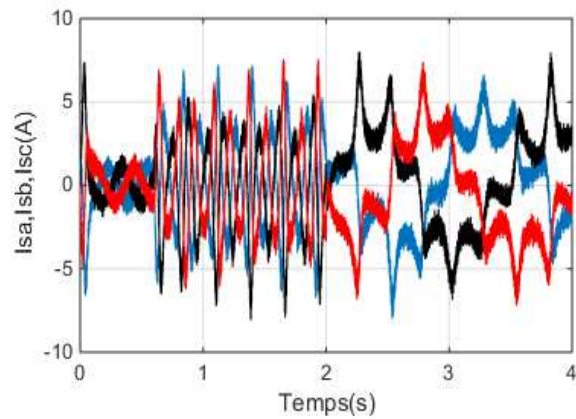
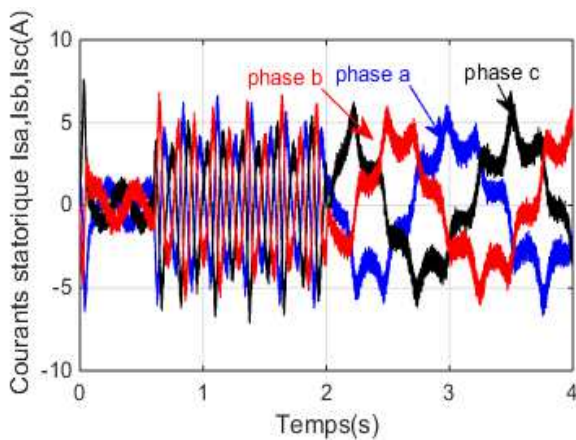
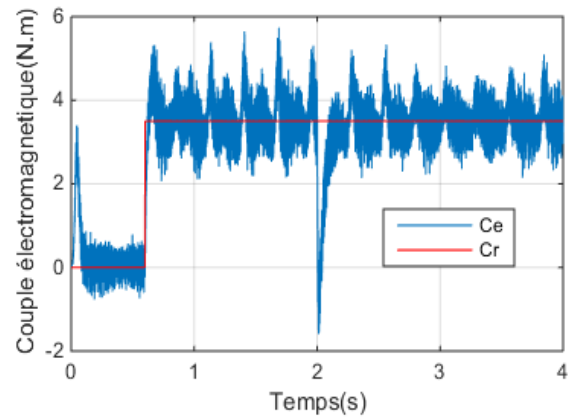
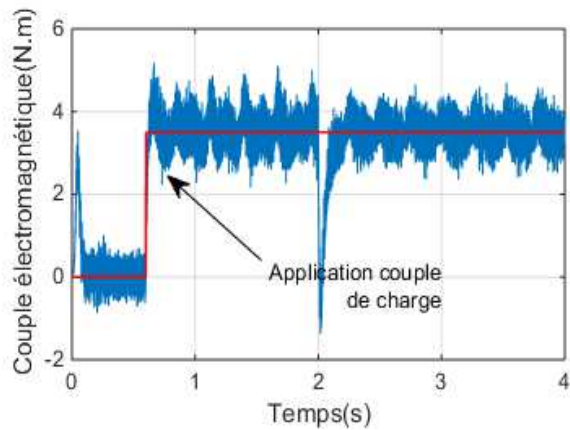
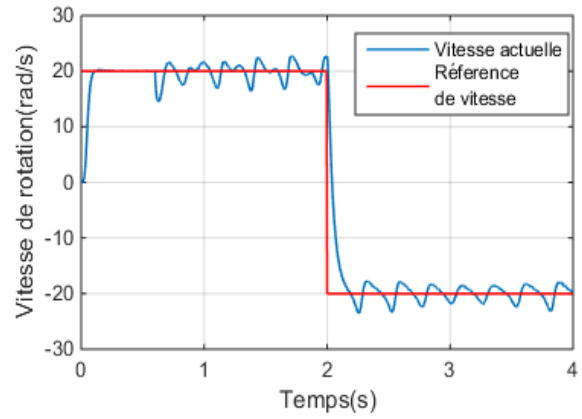
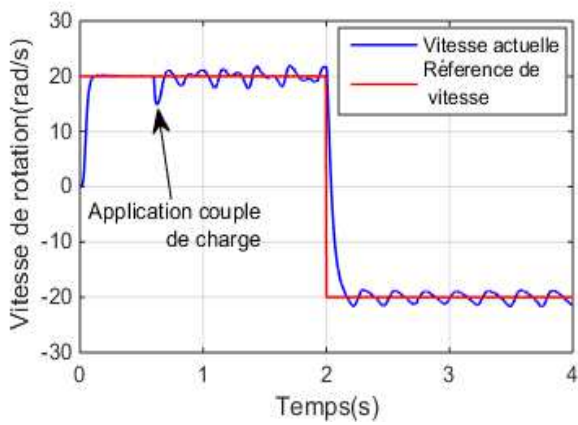
Les résultats de simulation des *figures (IV3, IV4, IV5)* montrent que l'allure de la courbe de vitesse est similaire à celle obtenue dans le cas sain avec un temps de réponse (environ 0.2 s) mais avec des ondulations. Ceci est dû au défaut d'excentricité, au niveau de la forme du courant statorique. Elle se présente sous une forme sinusoïdale avec un pic de démarrage égal à 8A et se stabilise à l'instant  $t=0.3s$  en régime permanent presque nul. Lors de l'application d'un échelon de charge de 3.5 N.m le courant se stabilise à une valeur nominale de 5A, lors de démarrage avec des défauts d'excentricité les caractéristiques électromécaniques, vitesse, couple électromagnétique et courants statorique présentent des oscillations considérables dues à la variation de l'entrefer de la machine.



**Figure IV.2** Commande vectorielle indirect cas sain

**Figure IV.3** Commande vectorielle indirect avec défaut d'excentricité 5%

Ces oscillations s'aggravent avec la sévérité du défaut d'excentricité provoquant des ondulations remarquables sur la vitesse de rotation, ce qui présente un danger est peut détériorer la machine avec le temps.



**Figure IV.5** Commande vectorielle indirect avec défaut d'excentricité 10%

**Figure IV.4** Commande vectorielle indirect avec défaut d'excentricité 20%

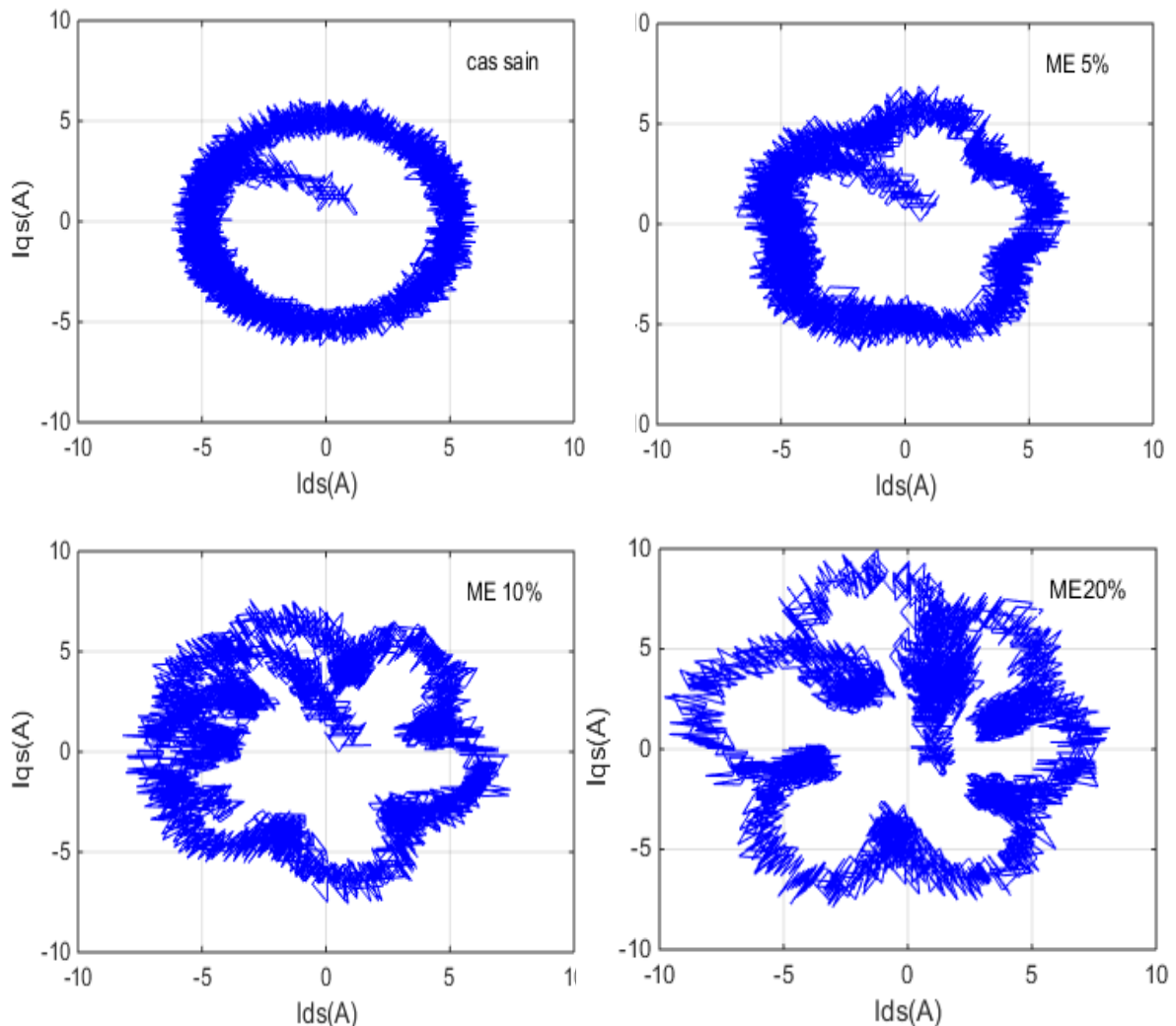
**IV.4.1 Analyse par le vecteur de Park**

La première méthode pour la détection de l'excentricité est l'analyse des courants statoriques basée sur l'évolution des courants  $ids$  et  $iqs$  dans le plan de Park (figure.IV.13). Le moteur est initialement testé dans le cas sain, afin d'avoir la forme de Lissajous  $isq = f(isd)$  dans le cas d'un moteur sain. Cette forme de Lissajous obtenue doit être utilisée comme

référence pour le reste des relevés dans les cas du moteur défaillant. Le défaut d'excentricité se manifeste dans le courant statorique par modulation de l'amplitude de ce dernier à la fréquence :

$$f_{ecc} = f_s \left( 1 \pm k \left( \frac{1-s}{p} \right) \right) \quad (4.10)$$

Ce phénomène est illustré par le changement de la forme de Lissajous. Les figures (IV6b, IV6c, IV6d, et IV6d), montrent le cas des défauts d'excentricité : ME=5% (SE=5%, DE=5%), ME=10% (SE=10%, DE=10%), ME=20% (SE=20%, DE=20%). La comparaison entre les figures montre clairement que le défaut d'excentricité est facile à détecter par la visualisation de la forme de Lissajous des vecteurs de courants de Park, et l'observation de la forme en fonction de la sévérité.



**Figure IV.6** Analyse du courant statorique par le Vecteur de Park pour le cas sain et le cas de défaut d'excentricité mixte

#### IV.4.2 Analyse par la transformée en ondelettes

La décomposition en multi-niveaux des courants statoriques est réalisée à l'aide de l'ondelette mère Daubechies4 (db4) car la fonction d'échelle réduit au minimum le recouvrement entre les bandes de fréquence qui ne peuvent pas être évitées. En fait, le recouvrement n'affecte pas l'exécution du diagnostic dans une vraie application mais il aide à améliorer l'analyse de l'approximation et des détails. Les niveaux de décomposition nécessaires sont calculés avec la relation suivante :

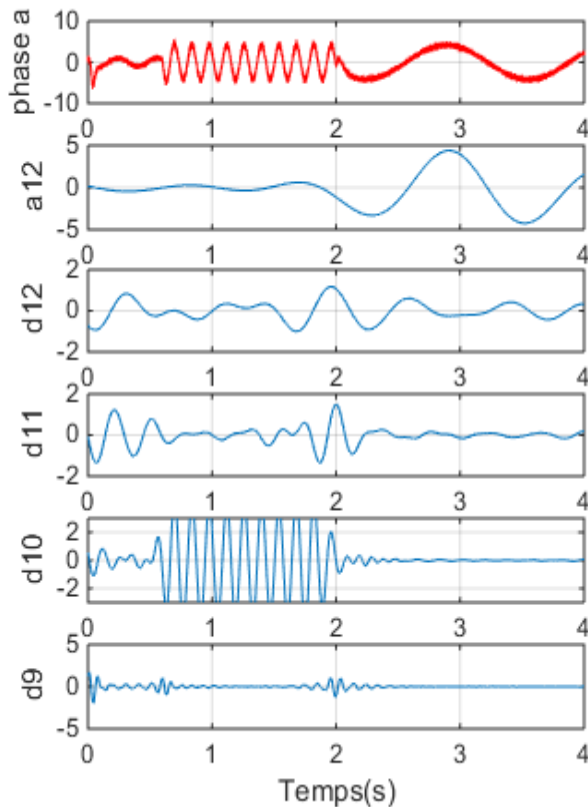
$$N = \text{int} \left[ \frac{\log\left(\frac{f_e}{f_s}\right)}{\log(2)} \right] + 2 = 12 \text{ niveaux} \quad (4.11)$$

Où, dans le cas de notre simulation, la fréquence de fondamental ( $f_s = 7 \text{ Hz}$ ) est obtenue directement par l'analyse fréquentielle du courant du stator, et la fréquence d'échantillonnage  $f_e = 10 \text{ kHz}$ . Ainsi, le nombre de décompositions appropriées est égal à 12 niveaux. Le tableau 2 indique les différentes bandes de fréquences d'approximation et de détails.

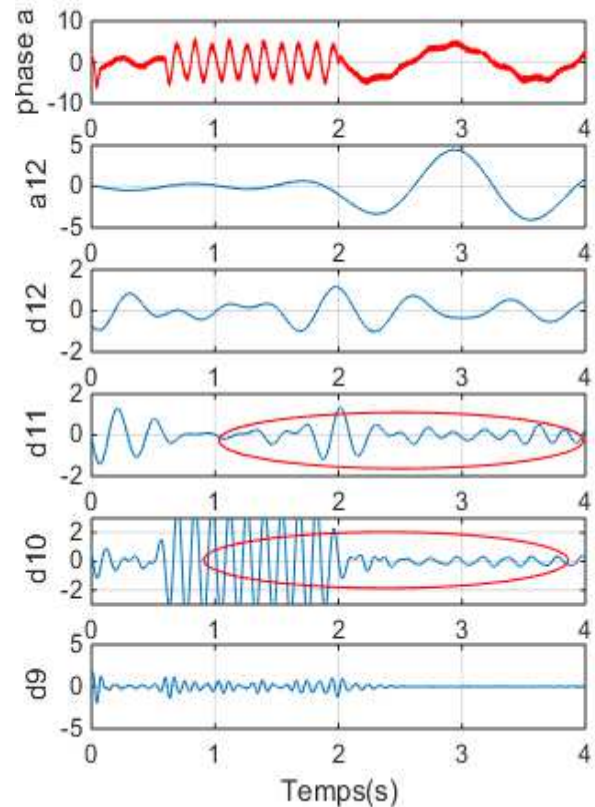
Niveau	Bandes de fréquences Approximations	Bandes de fréquences Détails
7	0-39.0625	39.0625-78.125
8	0-19.531	19.531-39.0625
9	0-9.76	9.76_-19.531
10	0-4.88	4.88-9.76
11	0-2.44	2.44-4.88
12	0-1.22	1.22-2.44

**Tableau IV.1** Bandes de fréquences détails et approximations

Les figures (IV.7, IV.8, IV.9, IV.10) montrent la variation de l'énergie dans les bandes de fréquence de décomposition de l'ondelette multi-niveau pour le cas d'une machine saine à vide et en charge et avec défauts d'excentricité mixte ME=5%, ME=10%, ME=20%.



**Figure IV.7** TOD multi niveau du courant de la phase  $I_{as}$  cas d'une machine sain



**Figure IV.8** TOD multi niveau du courant de la phase  $I_{as}$  avec défaut d'excentricité 5%

Le calcul de l'énergie emmagasinée dans chaque niveau de décomposition confirme l'augmentation observée dans les signaux de détail surtout dans le niveau d10 et d11 qui correspond à la bande située au voisinage et au-dessous du fondamental. On voit clairement l'effet du défaut d'excentricité, l'énergie emmagasinée dans le niveau d10.

La figure IV.11 montre la variation de l'énergie dans les bandes de fréquence dans le cas d'une machine saine et avec quatre degrés de défaut d'excentricité mixte : (ME 10%, ME 20%, ME 25%, ME 30%) par l'analyse du courant statorique de la phase  $I_{sa}$  pour les cas sain et défectueux. L'énergie stockée dans chaque niveau de décomposition confirme l'augmentation observée des signaux de détail et d'approximation surtout dans le niveau d10 et d11 (voir tableau VI.1). Ceci correspond à la bande de voisinage et inférieure du fondamental  $f_s = 7\text{HZ}$ . L'effet du défaut d'excentricité mixte se manifeste clairement par l'énergie stockée dans le niveau 10. L'augmentation diffère selon le niveau de gravité de défaut. L'énergie, correspondant au niveau 10, dans le cas sain est de 19,69%, dans le cas de (ME 10%) elle augmente à 23,37%, dans le cas de (ME 20%) l'énergie accumulée est de 25,7%, pour le cas de (ME 25%) l'énergie stockée est d'environ 32,79% et enfin (ME30%) l'énergie est de

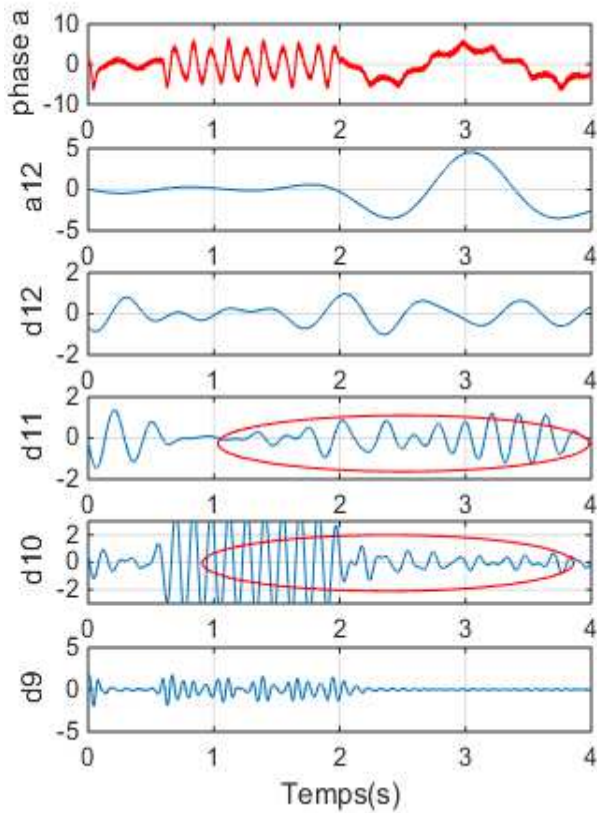


Figure IV.9 TOD multi niveau du courant de la phase Ias avec défaut d'excentricité ME10%

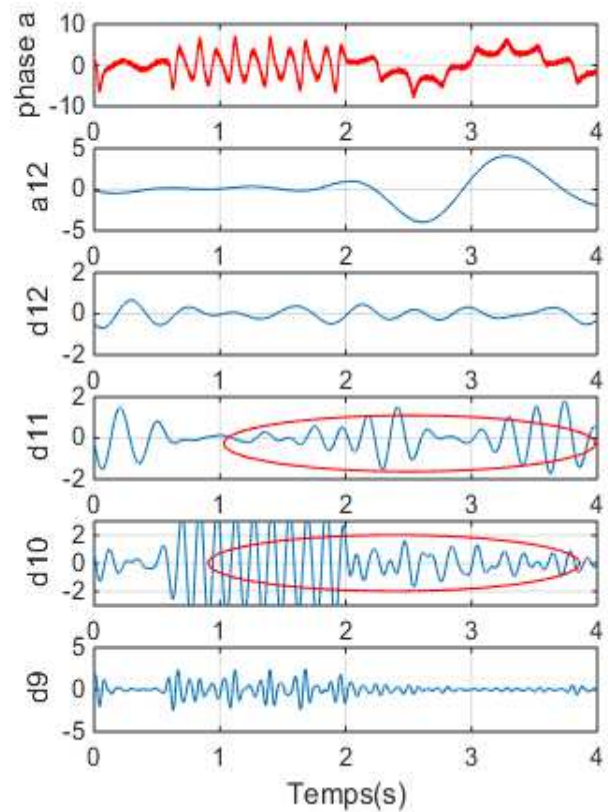


Figure IV.10 TOD multi niveau du courant de la phase Ias avec défaut d'excentricité ME20%

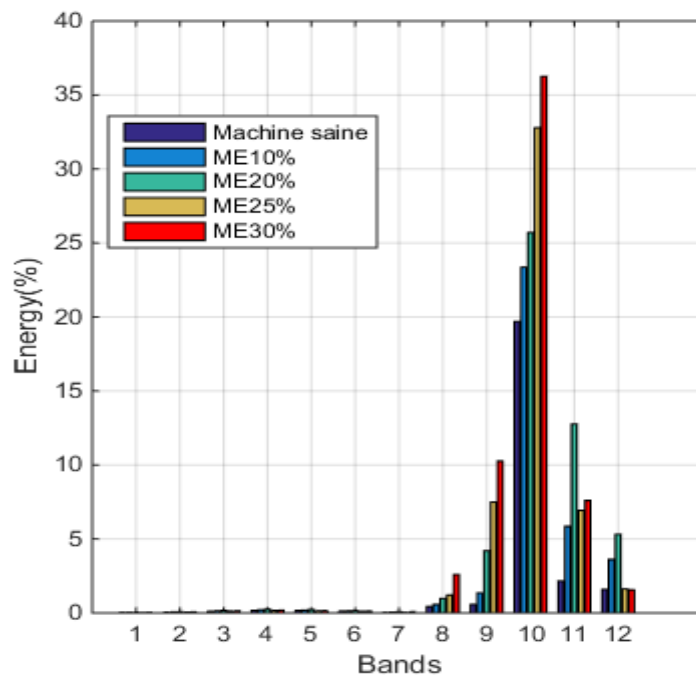
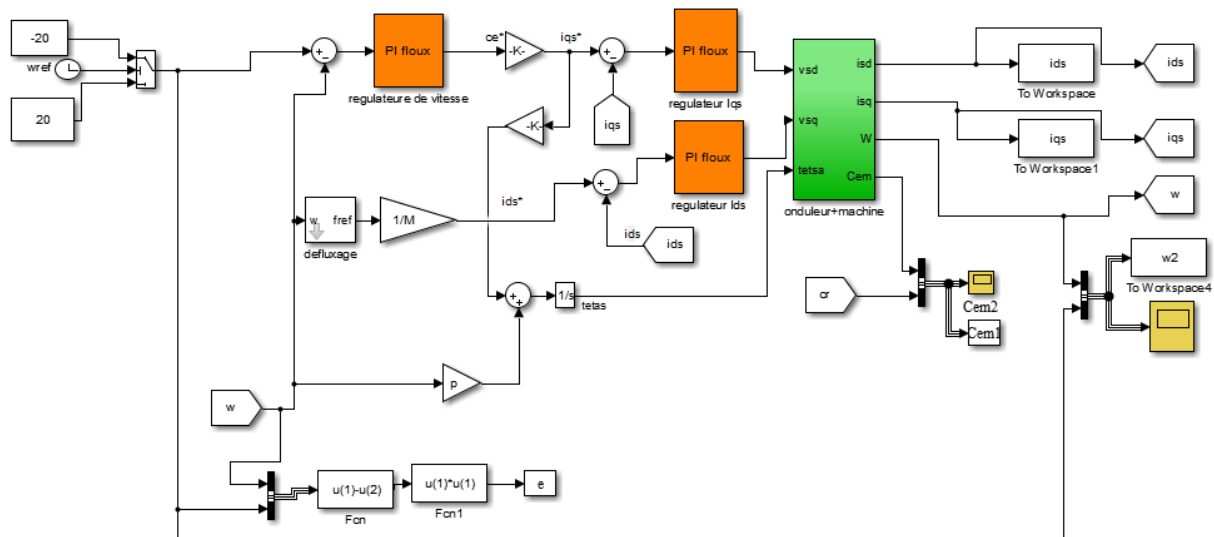


Figure IV.11 Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db4) Machine saine, Machine avec défaut d'excentricité mixte 5%,10%,20%

manière remarquable de 36,25%. Nous pouvons voir que la différence entre le cas sain et les cas défectueux est très claire, et l'augmentation de l'énergie diffère selon le niveau de gravité de défaut.

#### IV.5 Résultats de simulation avec des régulateurs flous :

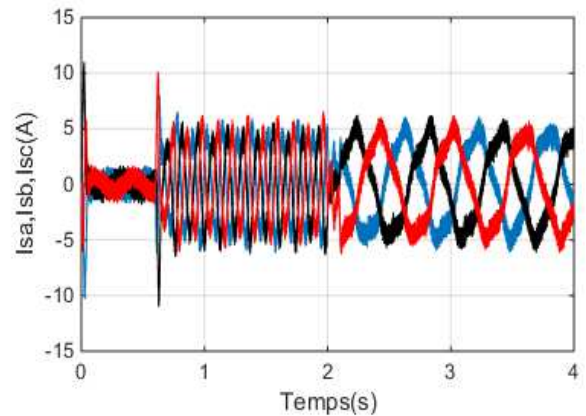
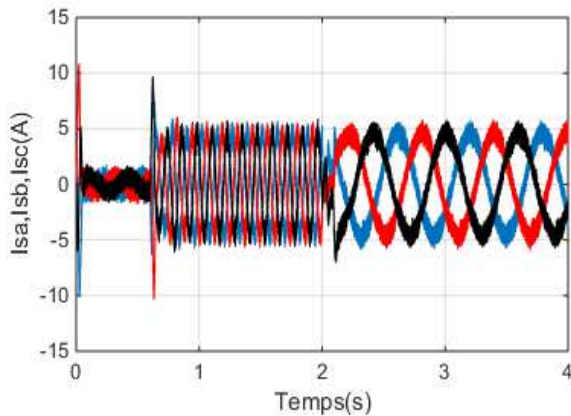
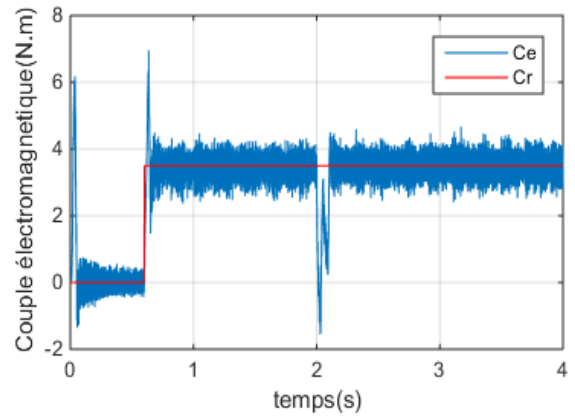
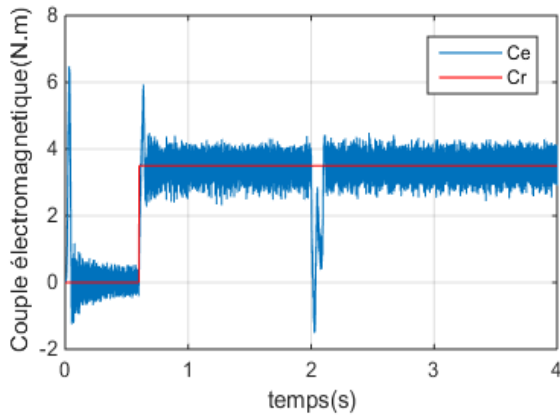
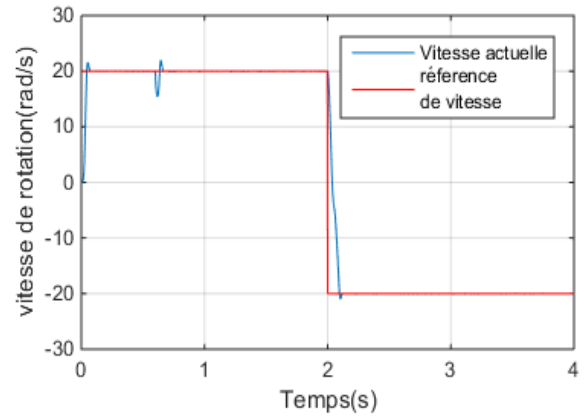
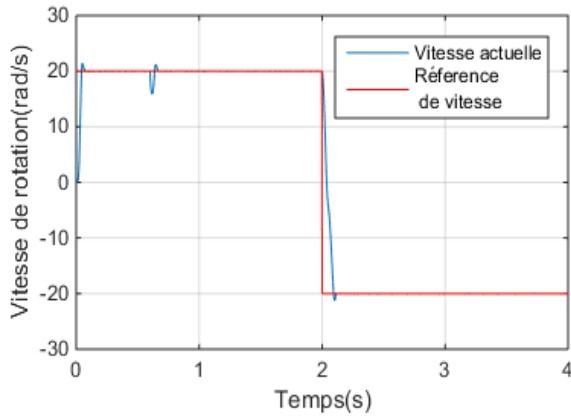
Afin d'illustrer les améliorations qu'offre la commande vectorielle à base de régulateurs en logique floue (RLF) par rapport à un régulateur PI classique de la machine asynchrone, points de vu performances statiques et dynamiques, on a mené une étude en simulation aux mêmes conditions de tests. La *figure IV.12* présente le schéma de principe de la commande vectorielle avec trois régulations floues, pour la vitesse, le couple et le flux. Les performances des RLFs ont été établies à partir d'un choix adéquat des valeurs des gains du régulateur flou, après plusieurs tests d'ajustement (voir annexe A des paramètres) [90].



**Figure IV.12 :** Schéma bloc de la commande de la machine asynchrone avec régulateurs flous

Pour tester la robustesse du réglage de la machine asynchrone par un RLF flou, on a fait le même test avec un régulateur PI, on a introduit un couple de charge de 3.5N.m à l'instant  $t > 0.6s$  et on a changé le sens de rotation de 20rad/s à -20N.m à  $t=2s$  (*figures IV.13, IV.14, IV.15 et IV.16*). On constate que la vitesse atteint sa référence  $wref = 20$  rad/s au bout d'un temps très court et suit bien la vitesse de référence, avec un petit dépassement inférieur à 10% et que les rejets des perturbations dues au défauts d'excentricité et aux consignes de charges

appliqués aux différents instants précités sont éliminées contrairement à ce qu'on a observé lors du réglage par un PI classique.

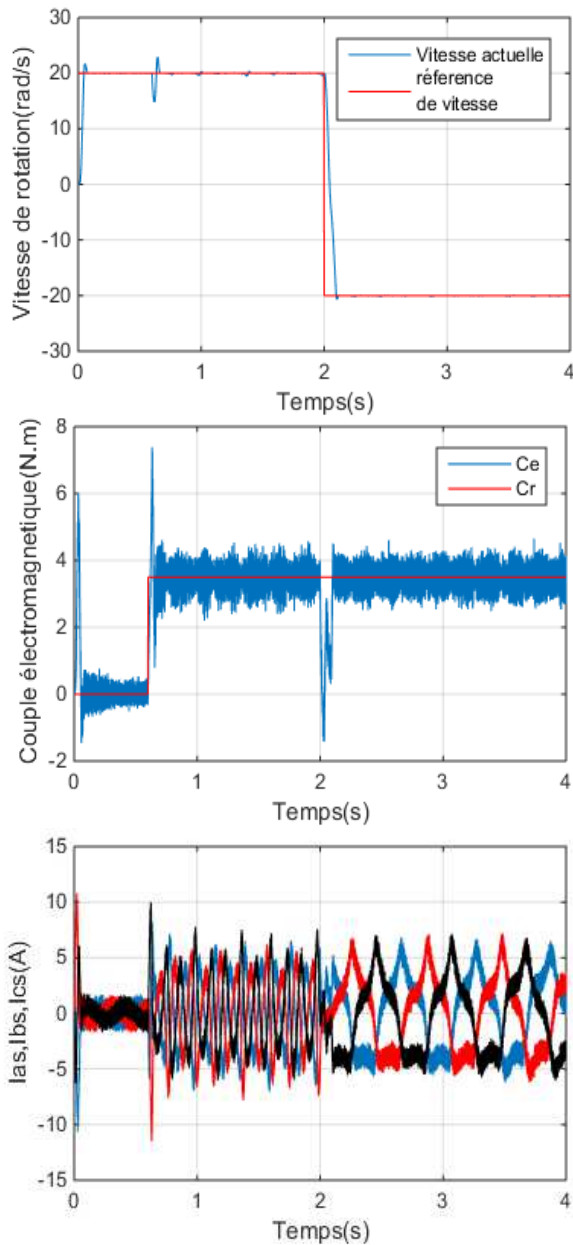


**Figure IV.14** Commande RLF cas d'une machine saine

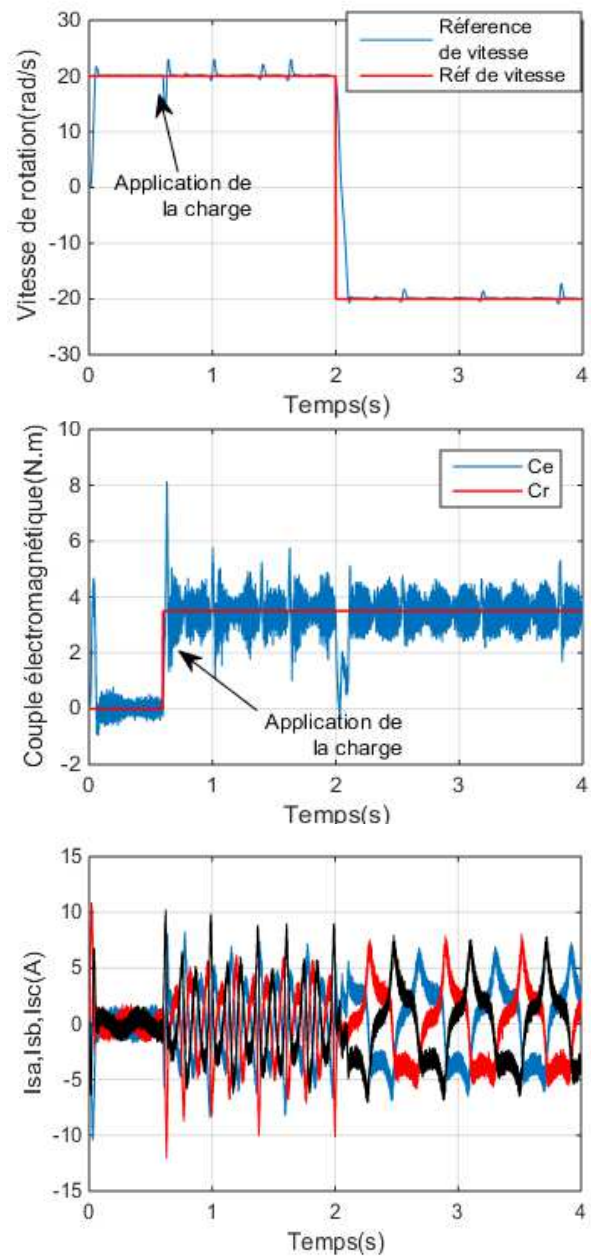
**Figure IV.13** Commande RLF cas de défaut d'excentricité ME5%

On note aussi que l'effet de régulation persiste toujours. En effet, le couple électromagnétique agit très rapidement pour suivre les consignes de charges. Le courant statorique au démarrage atteint presque une valeur égale à 12A ce qui est important par rapport au résultat du régulateur classique. A l'instant  $t=0.06s$ , il devient presque nul ; lors de l'application d'une

charge de 3.5 N.m le courant augmente avec un pic avoisinant les 10A et se stabilise à une valeur nominale égale à 5A. Lors de l'application du défaut d'excentricité, le régulateur RLF garde ces performances et rejette les petits défauts d'excentricité. La réaction des régulateurs à logique floue est caractérisée par une variation plus petite et un temps plus court au moment de l'application de la charge par rapport aux régulateurs classiques.



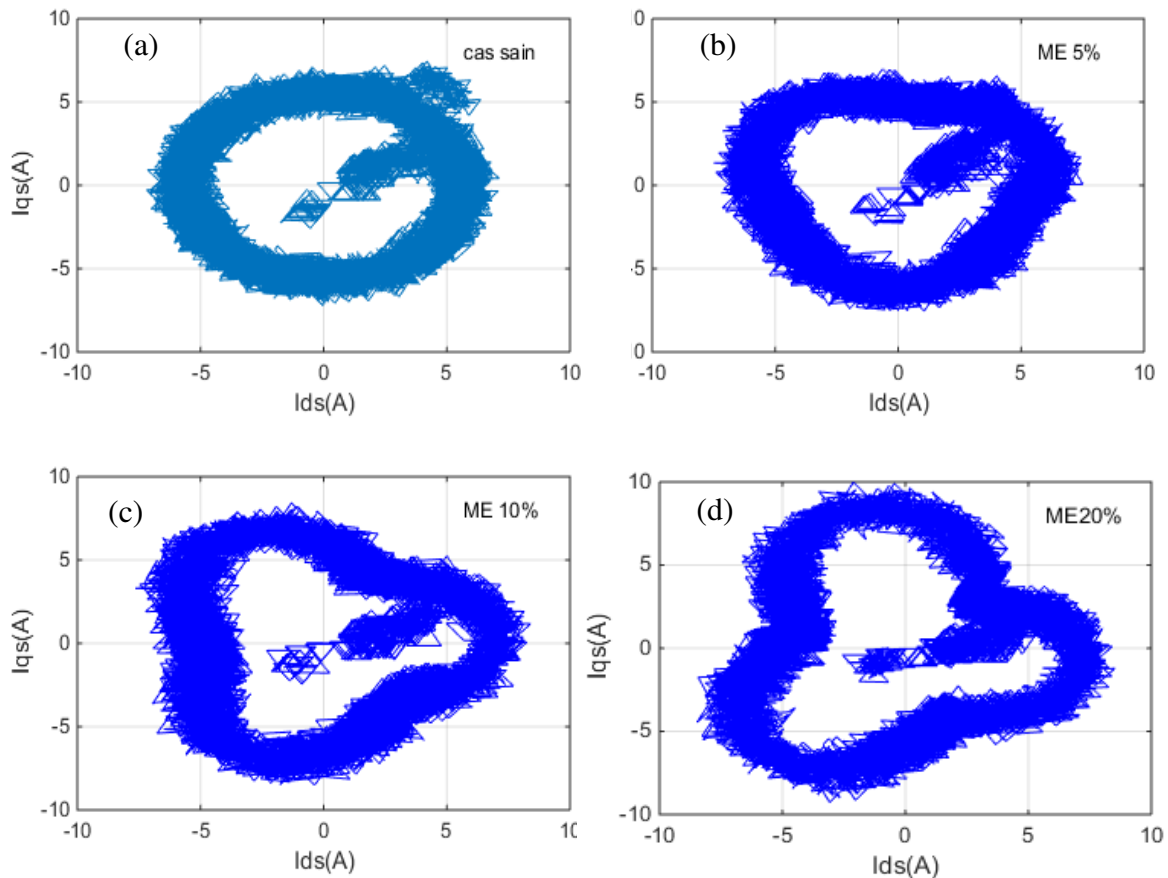
**Figure IV.15 :** Commande RLF  
Cas de défaut d'excentricité ME10%



**Figure IV.16 :** Commande RLF  
Cas de défaut d'excentricité ME20%

### IV.5.1 Analyse par le vecteur de Park

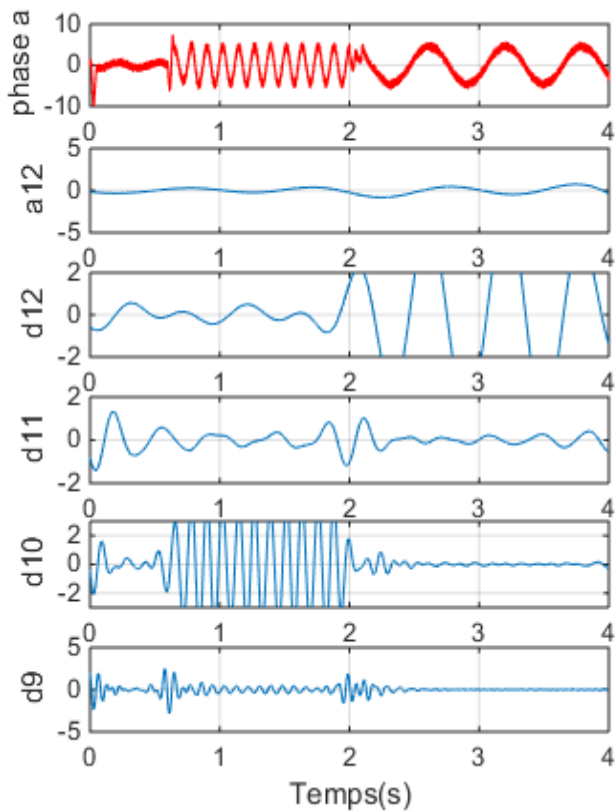
La *figure (IV.17a)* montre la forme de Lissajous des courants de Park dans le cas d'un moteur sain. Cette forme n'est pas parfaitement circulaire comme dans le cas idéal, ceci est due à la tension de l'onduleur appliquée au moteur qui n'est pas une sinusoïde parfaite. D'après les résultats de simulation, on remarque que la variation de la composante en quadrature du vecteur de Park en fonction de la variation de la composante directe dans le cas sain, décrit une forme presque circulaire comme le montre la *figure IV.17*. Les *figures (IV.17b, IV.17c, et IV.17.d)* correspondent respectivement aux défauts d'excentricité appliqués sur la machine asynchrone pour  $ME=5\%$ ,  $ME=10\%$ , et  $ME=20\%$ . Les résultats de simulation montrent que le contour du vecteur de Park est différent de la forme circulaire du cas sain.



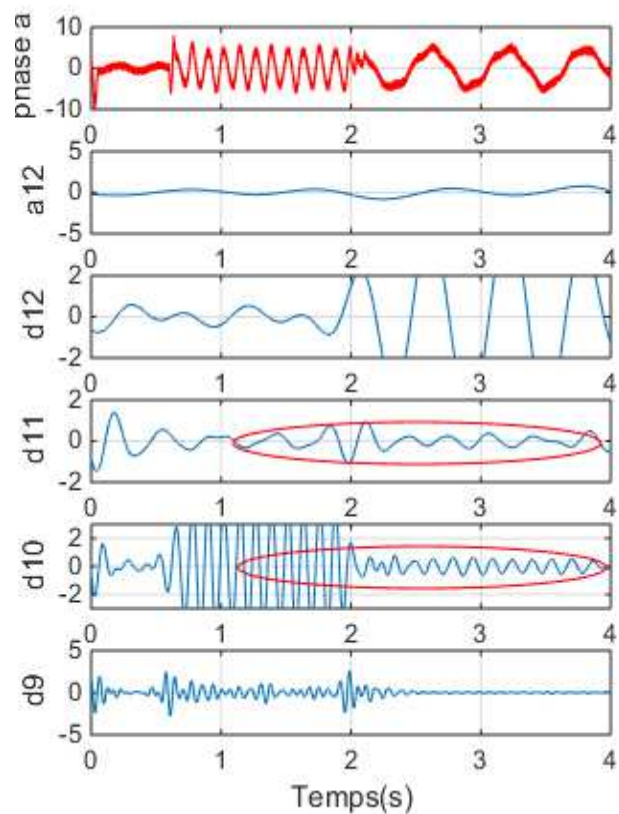
**Figure IV.17 :** Analyse du courant statorique par le Vecteur de Park pour le cas sain et le cas de défaut d'excentricité mixte  $ME5\%$ ,  $ME10\%$ ,  $ME20\%$ .

### IV.5.2 Analyse par la transformée on ondelettes

De la même façon que pour les signaux originaux, on procède à la décomposition des courants statoriques phase A, par la transformée en ondelettes discrète TOD. La décomposition est effectuée par l'ondelette mère «Daubechies» d'ordre 4 ( $db4$ ) avec 12 niveaux de décomposition. Les figures VI.18, VI.19, VI.20, et VI.21 représentent les signaux de détail et d'approximation obtenus. Comparons ces signaux obtenus pour les cas de la machine saine et défaillante, les amplitudes des coefficients  $D9$ ,  $D10$ ,  $D11$ ,  $D12$  et  $A12$  sont augmentées par rapport à la machine saine. Cette augmentation d'amplitude dans les signaux  $D10$ ,  $D11$  est due au fait que les bandes de fréquence correspondantes sont affectées par les fréquences des défauts d'excentricité.



**Figure IV.19 :** TOD multi niveau du courant statorique  $I_{as}$   
Cas d'une machine sain



**Figure IV.18 :** TOD multi niveau du courant statorique  $I_{as}$   
Cas défaut d'excentricité 5%

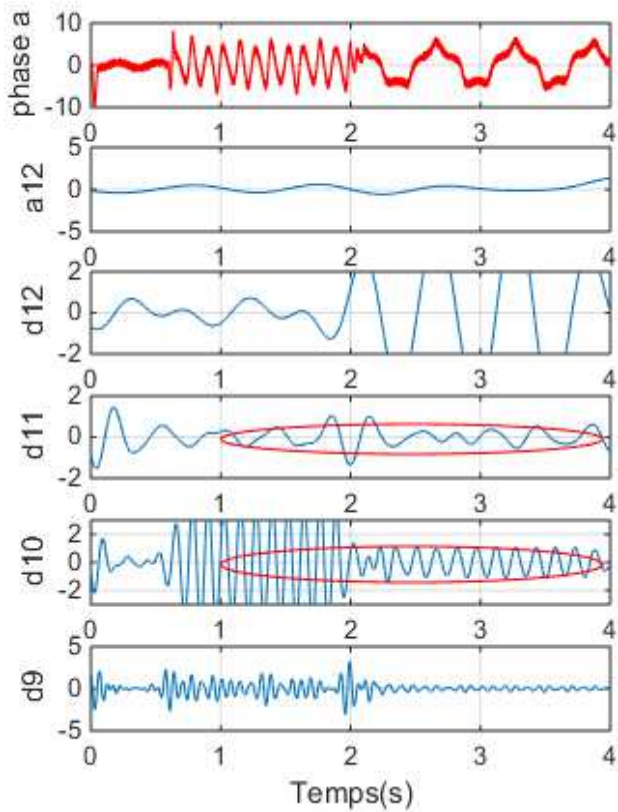


Figure IV.21 TOD multi niveau du courant statorique  $I_{as}$  avec défaut d'excentricité 10%

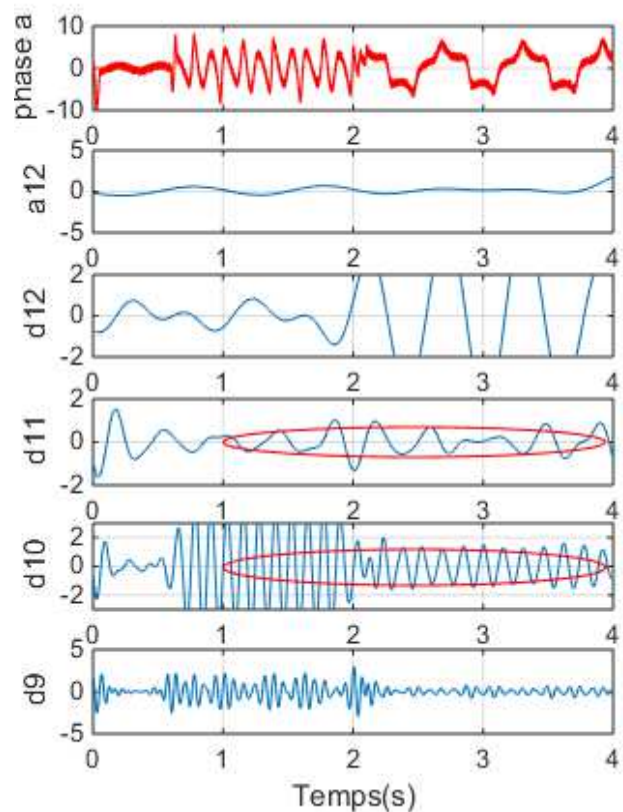


Figure IV.20 TOD multi niveau du courant statorique  $I_{as}$  avec défaut d'excentricité 20%

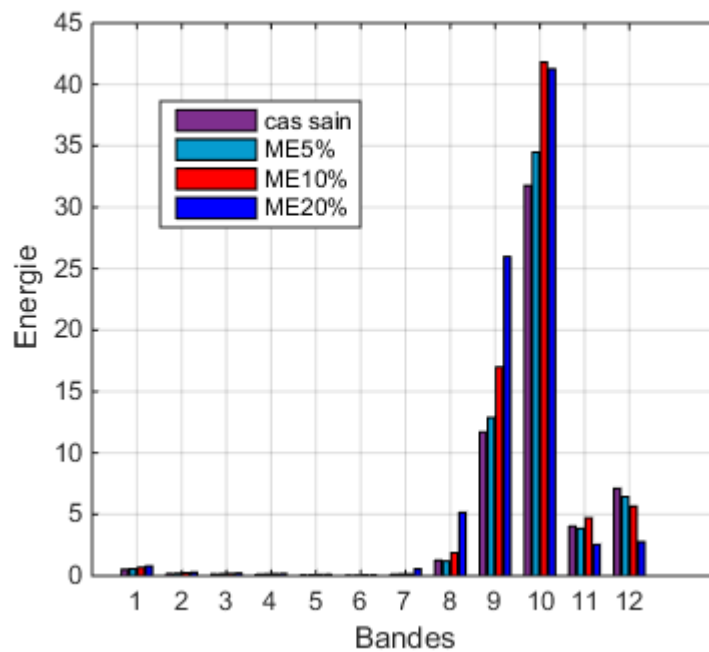


Figure IV.22 : Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db4) Machine saine, Machine avec défaut d'excentricité mixte 5%,10%,20%

Le calcul de l'énergie emmagasinée dans chaque niveau de décomposition confirme l'augmentation observée dans les signaux de détail et surtout dans le niveau D10 qui correspond à la bande qui se trouve au voisinage et au-dessous du fondamental. On voit clairement l'effet du défaut d'excentricité sur l'énergie emmagasinée dans le niveau D10(31,8%). Cette augmentation diffère selon la sévérité de défaut, l'énergie augmente par rapport à celle de la machine saine d'une façon égale (34,5%, 41,8%,41,3%) lorsque l'excentricité est de ME=5%, ME=10%, et ME20%.

#### ***IV.6 Commande à structure variable***

Les lois de commande classique donnent de bonnes performances dans le cas des systèmes linéaire à paramètres constants. Pour les systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent s'avérer insuffisantes, surtout lorsque les exigences sur la précision et sur d'autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes.

La méthode de commande par logique floue a exhibé des performances élevées, à savoir un temps de réponse rapide avec un rejet des perturbations internes et externes. Mais cette méthode à des limites d'application dans le cas des défauts d'excentricité ME inférieur à 20%.

Dans la littérature, on peut trouver plusieurs méthodes pour la commande de la machine asynchrone afin de garder le contrôle robuste et insensible aux variations des paramètres et aux perturbations. Nous avons adopté la technique de réglage par mode glissant, qui est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable (CSV)[92], et qui par sa structure est une commande non linéaire possédant une très bonne robustesse.

Le but de la commande par mode glissant est de forcer la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie, vers une surface de glissement S (Sliding Surface) et glisser autour d'elle. L'avantage de la commande par mode glissant est la robustesse aux variations des paramètres du processus est aux perturbations.

#### ***IV.7 Principe du contrôleur à mode glissant***

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter d'une structure à l'autre à tout instant ; de plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

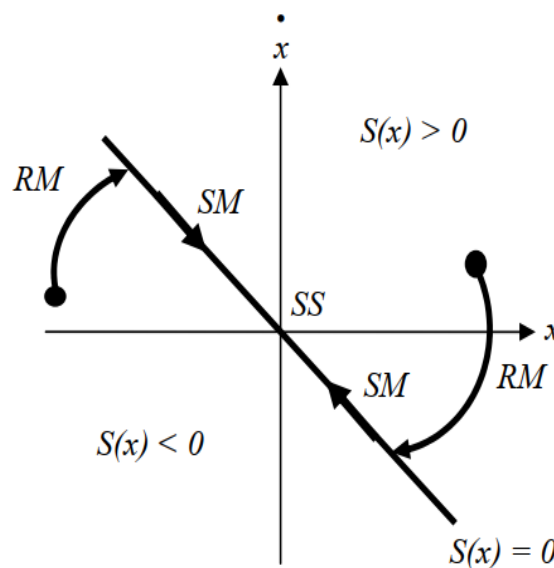
Ainsi, la conception du contrôleur à mode glissant passe par trois étapes essentielles [93] [94] [95] :

- Synthétiser une surface de glissement de telle manière à ce que toutes les trajectoires d'état du système obéissent à un comportement désiré en termes de poursuite, de régulation, et de stabilité.
- Déterminer la loi de commande par une nouvelle entrée discontinue  $U_n(x)$ , pour attirer les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.
- Déterminer les conditions d'existence du régime glissant ou condition d'accès.

#### IV.8 Bases théoriques de la commande par mode glissant

Dans la commande à structure variable, la réponse d'un système passe en générale par trois phases ou modes [95][96][97]:

- Mode de convergence (Reaching Mode) : dans ce mode la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation  $S(x)=0$ .
- Mode de glissement (Sliding Mode) : dans ce mode la variable d'état à atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase.
- Mode régime permanent (Steady State Mode) : ce mode est ajouté pour l'étude du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase)



**Figure IV.23:** Trajectoire d'un système avec la commande MG

### IV.9 Choix de la surface de glissement :

L'objet premier d'un contrôleur à mode glissant est de diriger et de maintenir l'état du système vers une surface  $S(x)$  défini. Généralement, le nombre de surfaces de glissement est égale à la dimension du vecteur de commande  $U$ . En fonction de l'application et de l'objectif visé en générale pour un système définit par l'équation d'état suivante [98][99]:

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B].[u] \\ [Y] = [C][X] \end{cases} \quad (4.12)$$

Où  $[X]$  est le vecteur d'état,  $[u]$  est le vecteur de commande et  $[Y]$  est la sortie.

Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune présente de meilleures performances pour une application donnée. La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence est définit par :

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (4.13)$$

Où

$e(x)$  : l'écart de la variable à régler  $e(x) = x_{ref} - x$

$r$  : est le degré relatif au nombre de dérivées de la sortie pour faire apparaitre la commande.

$\lambda_x$  : est une constante positive.

### IV.10 Condition d'existence :

La liberté de choix de la surface de glissement constitue l'un des avantages majeurs des commandes à modes glissant. Les conditions suffisantes permettent de garantir l'existence d'un régime de glissement et sous lequel la trajectoire d'état va effectivement atteindre la surface de glissement en un temps fini [99][100]:

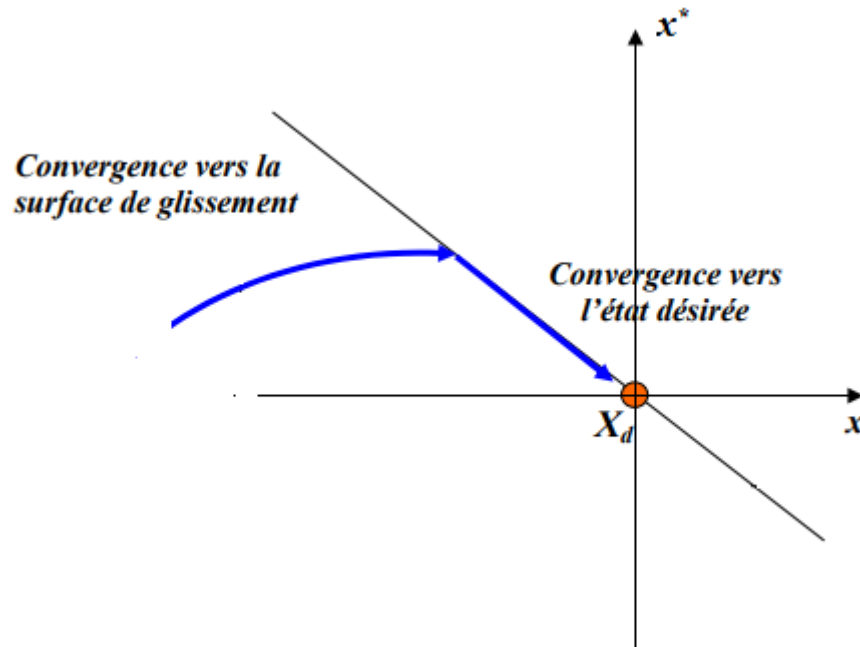
$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$$

L'approche de Liapunov est une condition globale d'accès au mode glissant. Il s'agit d'obtenir une fonction scalaire positive appelée fonction de Liapunov qui peut être donnée par

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (4.14)$$

Pour la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit que sa dérivée soit négative d'où la condition de convergence exprimée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (4.15)$$



**Figure IV.24:** Convergence de la trajectoire vers la surface de glissement

#### IV.11 Détermination de la loi de commande :

Une fois la surface de glissement est choisie, et le critère de convergence vérifié, il reste à déterminer la commande nécessaire qui forcerait l'état du système à atteindre la surface de glissement et ensuite vers son point d'équilibre, tout en maintenant les conditions d'existence du mode glissant [98][99].

$$U = U_n + U_{eq} \quad (4.16)$$

La commande  $U_n$ , est déterminée pour vérifier la condition d'existence  $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ , en dépit de l'imprécision sur les paramètres du model du système.

La commande équivalente  $U_{eq}$ , sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x)=0$ , la commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface  $\dot{S}(x) = \dot{e}(x) = 0$ .

La dérivée totale par rapport au temps de cette surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS(x)}{dt} = \frac{dS(x)}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} = \frac{dS(x)}{dx} \cdot \dot{x} \quad (4.17)$$

En remplaçant l'équation (4.12), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS(x)}{dt} = \frac{dS(x)}{dx} \cdot ([A][X] + [B]U_{eq}) + \frac{dS(x)}{dx} \cdot [B]U_n \quad (4.18)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est égale à zéro, ainsi on obtient la nouvelle expression :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_n = 0 \\ \dot{S}(x) = 0 \\ U_{eq} = - \left[ \frac{ds}{dx} [B] \right]^{-1} \cdot \frac{ds}{dx} [[A][X]] \end{array} \right. \quad (4.19)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie il faut que :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} [B]u_n \quad (4.20)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression, on obtient la nouvelle :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B]u_n < 0 \quad (4.21)$$

La solution la plus simple est de choisir  $U_n$  opposée à celui de  $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B]$ . La forme la plus simple que peut prendre la commande est celle d'une fonction *sign* :

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad \text{avec, } K > 0 \quad (4.22)$$

Le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition d'existence. Le choix du gain est très influent car s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de commande.

Ces oscillations peuvent exciter la dynamique négligée (phénomène de chattering) ou même détériorer l'organe de commande.

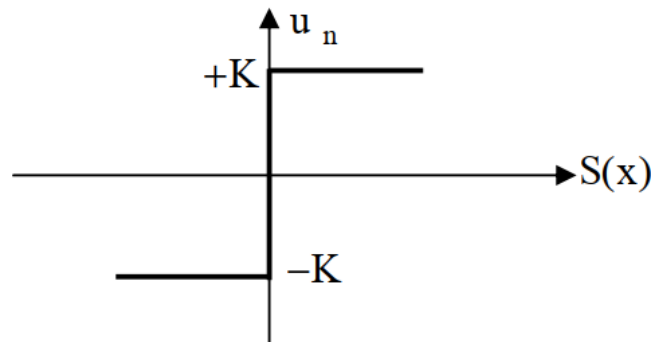


Figure IV.25 : Fonction sign

#### IV.12 Phénomène de broutement (chattering) :

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement, appelé réticence ou "chattering"[110][111]. Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. Les principales raisons à l'origine de ce phénomène sont les limitations des actionneurs ou les retards de commutation au niveau de la commande. Ces commutations détériorent la précision de la commande et peuvent s'avérer néfastes pour l'organe de commande en provoquant une détérioration prématurée des systèmes mécaniques et une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable).

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées, comme la solution de *couche limite*, *mode glissant d'ordre supérieur*, etc.....

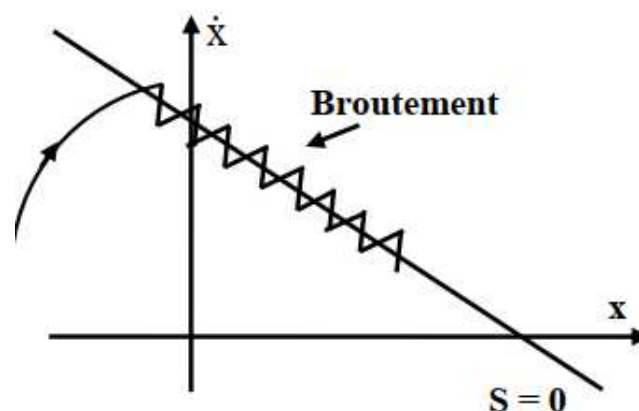


Figure IV.26 : Phénomène de broutement

### IV.13 Solution de couche limite

Elle est connue sous le nom de "boundary layer solution" et consiste à remplacer la fonction *sign* par une approximation continue, du type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface. Parmi les méthodes proposées pour limiter le broutement, celles dites douces à un seul seuil comme la fonction saturation *sat* [93][113], représentée sur la *figure IV 27*.

$$u_n = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} K \cdot S(x) & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| \geq \varepsilon \end{cases} \quad (4.23)$$

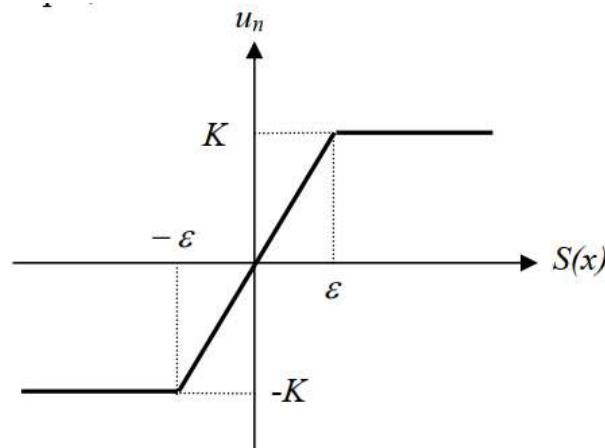


Figure IV. 27: La fonction *sat* de  $u_n$

On peut aussi remplacer la fonction *signe* par une fonction de commande intégrale compensée par un terme  $\eta > 0$ , elle est définie comme suit :

$$u_n = K \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} + \delta \quad (4.24)$$

avec

$$\delta = \begin{cases} 0 & \text{si } |S(x)| \geq \varepsilon \\ \zeta \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \end{cases} \quad \text{et} \quad \lambda = \begin{cases} \lambda_0 & \text{si } |S(x)| \geq \varepsilon \\ \lambda_0 + \eta \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \end{cases}$$

Où :  $\delta, \eta, \gamma, \xi, \varepsilon$  sont des constantes positives.

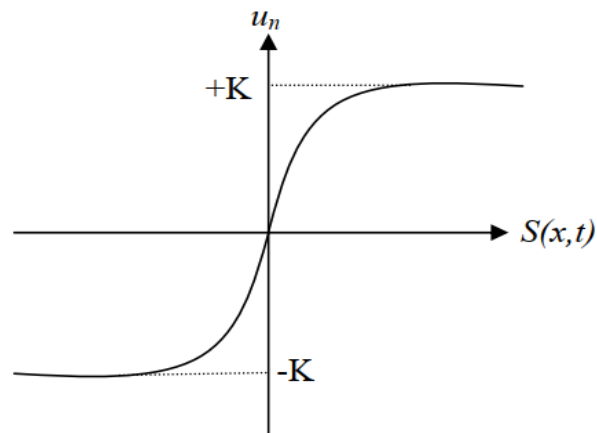


Figure IV.28 : La fonction intégrale

#### IV.14 Structure des régulateurs adoptée

La structure présentée est à trois surfaces, une pour la vitesse, et les deux autres pour les courants. Le schéma de contrôle est montré sur la figure IV.29.

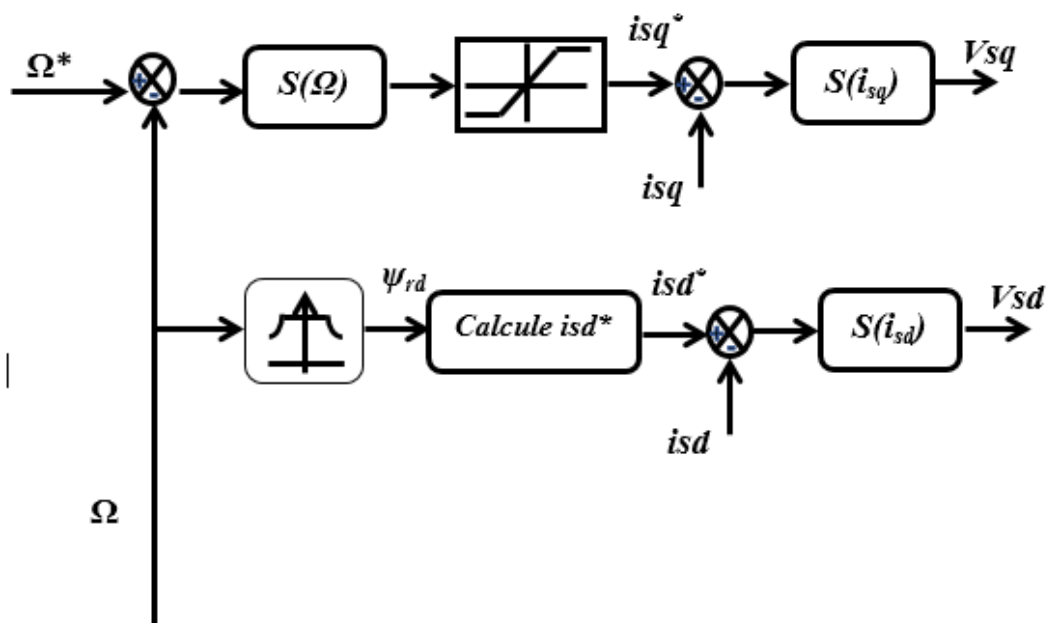


Figure IV.29: Schéma de la structure de commande par mode glissant

Avant la détermination des surfaces  $S(\Omega)$ ,  $S(isq)$ ,  $S(isd)$ , d'abords on soustrait aux équations de la MAS dans la commande vectorielle à flux rotorique orienté écrites ceci :

$$\begin{cases} v_{sd} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + L_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \psi_{rd} \\ v_{sq} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + L_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_s \sigma i_{sd} + P \cdot \Omega \cdot \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_l - f_v \Omega \end{cases} \quad (4.25)$$

En choisissant  $r=l$ , dans l'équation (4.13), la surface de la vitesse est définie par :

$$S(\Omega) = \Omega - \Omega^* \quad (4.26)$$

La dérivée de  $S(\Omega)$  est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}^* \quad (4.27)$$

En remplaçant dans (4.18), l'expression de  $\Omega^*$  tirée de (4.16), et en introduisant la commande équivalente ( $i_{sq} = i_{sreq} + i_{sqn}$ ), on aura :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega} - \left( \frac{K_t}{J} \psi_{rd} (i_{sreq} + i_{sqn}) - \frac{T_L}{J} - \frac{f_v}{J} \Omega \right) \quad (4.28)$$

avec

$$K_t = p \frac{3L_m}{2L_r}$$

Pendant la phase de glissement et au régime permanent, donc  $S(\Omega)^* = 0$  et  $i_{sqn} = 0$ , d'où l'on tire l'expression de  $i_{sreq}$  :

$$i_{sreq} = \frac{J}{K_t \psi_{rd}} \left( \dot{\Omega}^* + \frac{p}{J} T_L + \frac{f_v}{J} \Omega \right) \quad (4.29)$$

L'action de la commande discontinue  $i_{sqn}$ , est définie durant la phase d'atteinte, et doit comme mentionné précédemment satisfaire la condition  $\dot{S} < 0$ . Soit, en restituant (4.20) dans (4.19), il résultera :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{K_t}{J} \psi_{rd} \cdot i_{sqn} \quad (4.30)$$

### IV.15 Définition des surfaces de régulations des courants

La structure de la commande proposée, utilise deux surfaces,  $S(i_{sd})$ , et  $S(i_{sq})$  pour réguler respectivement les courants  $i_{sd}$ , et  $i_{sq}$ . Elles sont définies comme suit :

- pour le courant  $i_{sd}$  :  $S(i_{sd}) = i_{sd}^* - i_{sd}$
- pour le courant  $i_{sq}$  :  $S(i_{sq}) = i_{sq}^* - i_{sq}$ .

Maintenant, comme pour le régulateur de vitesse nous mettons en œuvre la loi de commande qui force le système à se diriger vers la surface choisie en un temps fini, comme suit:

$$\begin{cases} v_{sd}^* = v_{sdeq} + v_{sdn} \\ v_{sq}^* = v_{sreq} + v_{sqn} \end{cases} \quad (4.31)$$

où

$v_{sdeq}$ ,  $v_{sreq}$ , sont les actions de la commande équivalente, définit d'après le même raisonnement du paragraphe précédent, et issues des relations de (4.16), de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_{sdeq} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + L_s \cdot \sigma \cdot \left( \dot{i}_{sd}^* - \omega_s i_{sq} \right) - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \psi_{rd}^* \\ v_{sreq} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + L_s \cdot \sigma \cdot \left( \dot{i}_{sq}^* - \omega_s i_{sd} \right) - P \cdot \Omega \cdot \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd}^* \end{cases} \quad (4.32)$$

Et  $v_{sdn}$ ,  $v_{sqn}$ , sont les actions de la commande discontinue, données après les calculs par :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sd}) = -\frac{1}{\sigma \cdot L_s} v_{sdn} \\ \dot{S}(i_{sq}) = -\frac{1}{\sigma \cdot L_s} v_{sqn} \end{cases} \quad (4.33)$$

Avec

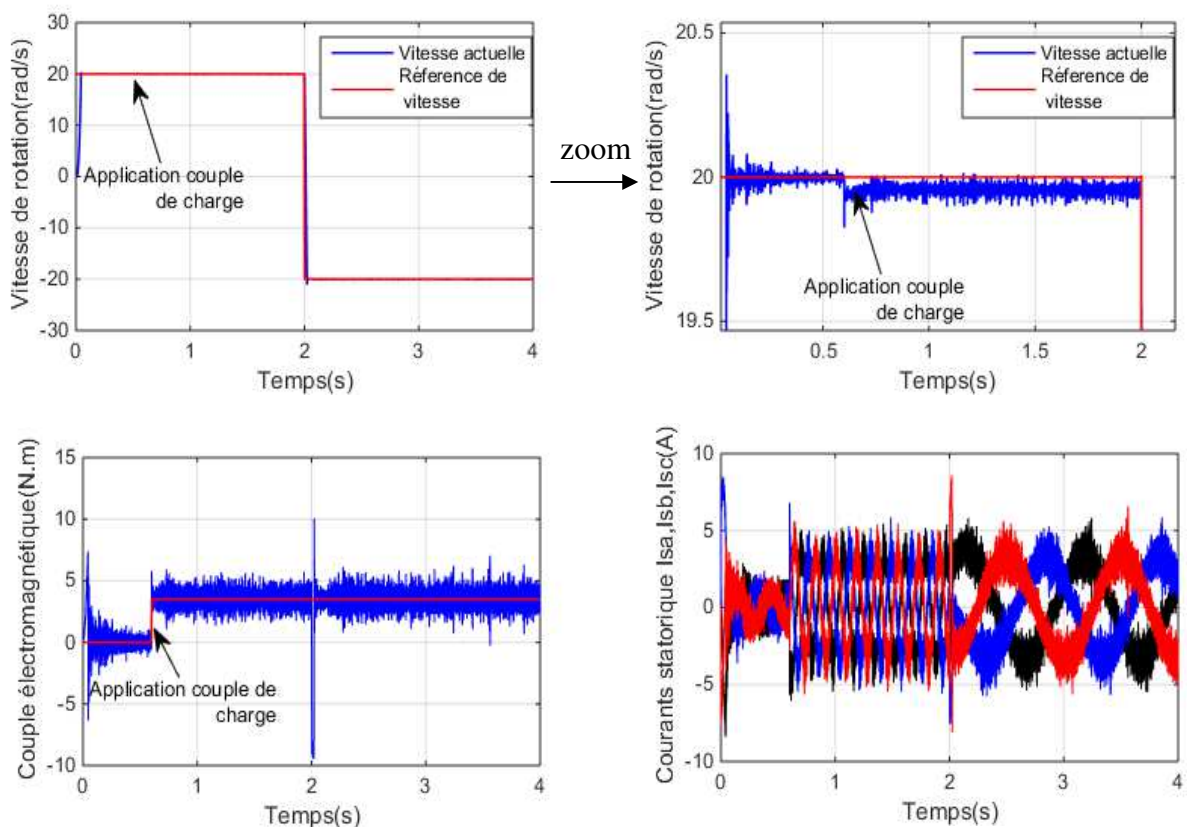
$$\begin{cases} v_{sdn} = K_{id} \cdot \text{sign}(S(i_{sd})) \\ v_{sqn} = K_{iq} \cdot \text{sign}(S(i_{sq})) \end{cases} \quad (4.34)$$

### IV.16 Résultats de simulation de la commande VSC

En premier lieu, on va considérer la commande discontinue du type *sat* afin d'éviter le problème de chattering. Pour mettre en évidence la robustesse de la commande par mode

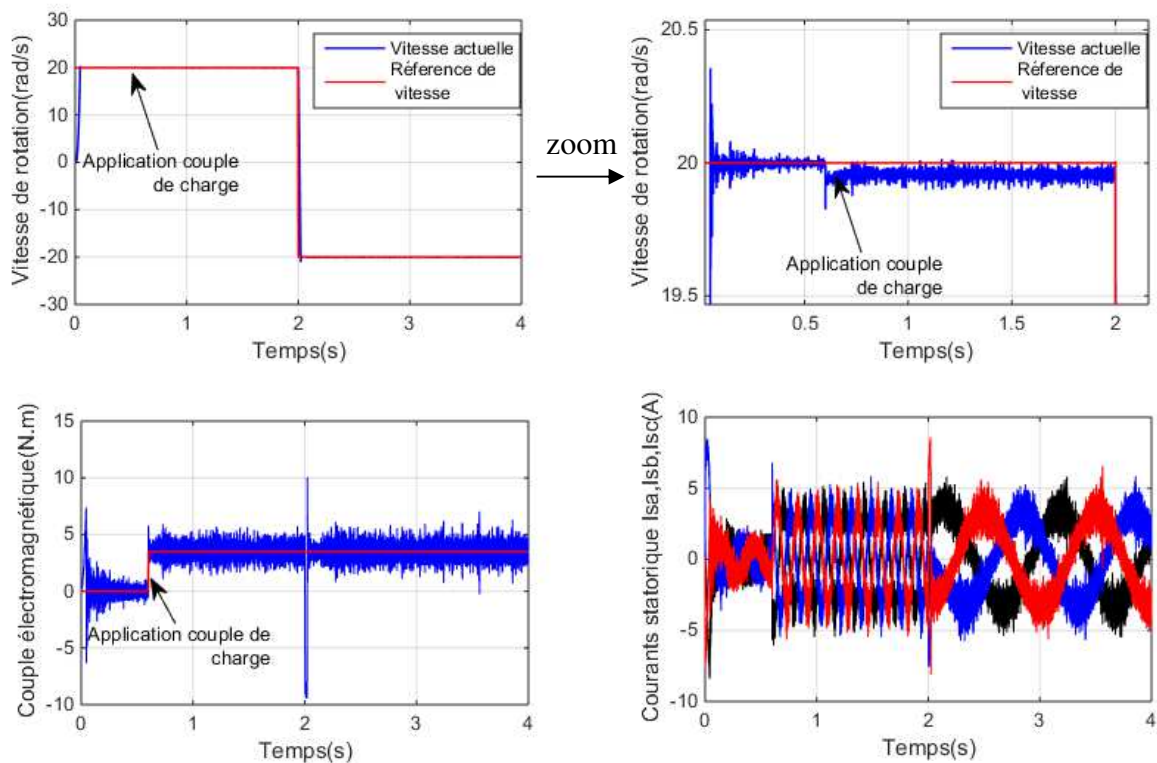
glissant, on va effectuer un test à savoir, la mise en marche du moteur à basse vitesse avec l'inversion de la consigne de vitesse de rotation de [20 rad/s, -20 rad/s] à l'instant  $t = 2s$ . Après, la machine est sollicitée par une perturbation de couple de charge de  $Cr = 3.5N.m$  à l'instant  $t = 0.6s$ .

La *figure V.8* montre les résultats de simulation de la commande par mode glissant et l'essai à vide et en charge de la machine asynchrone. On remarque qu'avant l'application de la charge que la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint rapidement la référence en montée (0.03s) et en descente de (0.02s), avec une très faible erreur de poursuite. Après l'application de la charge ( $Cr = 3.5 N.m$ ) à l'instant  $t = 0.6s$ , il se manifeste une légère chute de vitesse mécanique avec une très faible erreur de poursuite. Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l'application de la charge.



*Figure IV.30 : Commande par mode glissant cas sain*

Les figures (V.9, V.10, et V.11), montrent les performances de la commande par mode glissant en présence de défauts d'excentricité mixtes (ME=5%, ME=10%, et ME=20%). Les résultats de simulation présentés, montrent de bonnes performances en poursuite et en régulation de la vitesse (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique). Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse. La loi de commande force le système à rejoindre rapidement les trajectoires de références malgré la présence des perturbations de couple de charge et de défauts d'excentricité mixte avec différents degrés de sévérités. Le temps de réponse est très faible ( $t=0.04s$ ). Lors de l'application d'une charge de 3.5 N.m, le régulateur garde cette performance est rejette les perturbations interne et externe. La commande CSV présente une meilleure robustesse en régimes transitoire et permanent par rapport aux régulateurs PI-floue et aux régulateurs classiques.



**Figure IV.31 :** Commande par mode glissant, cas de défaut d'excentricité ME=5%

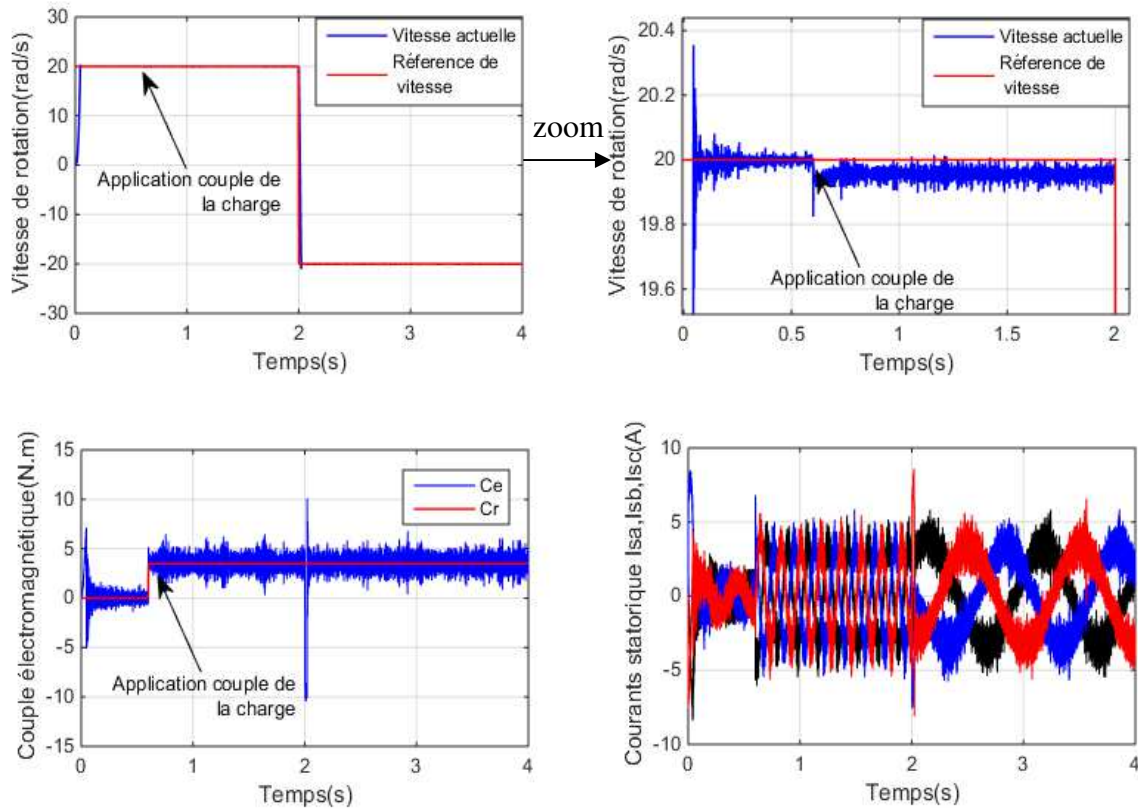


Figure IV.32 : Commande par mode glissant, cas de défaut d'excentricité ME=10%

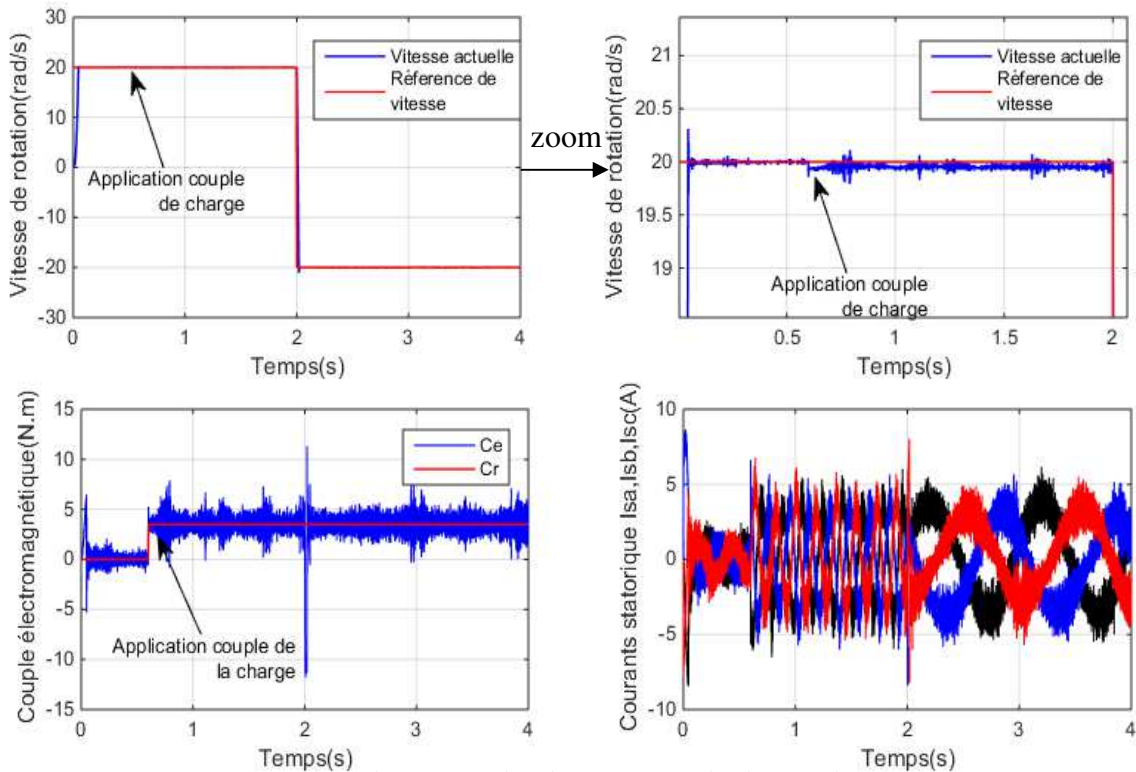
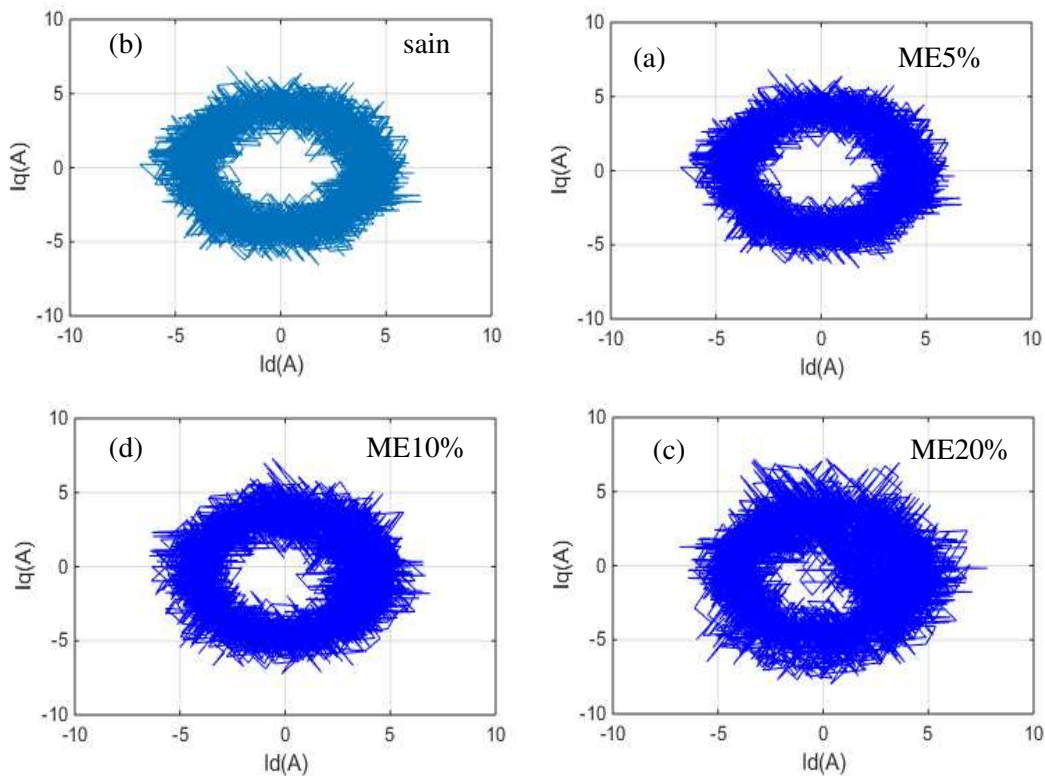


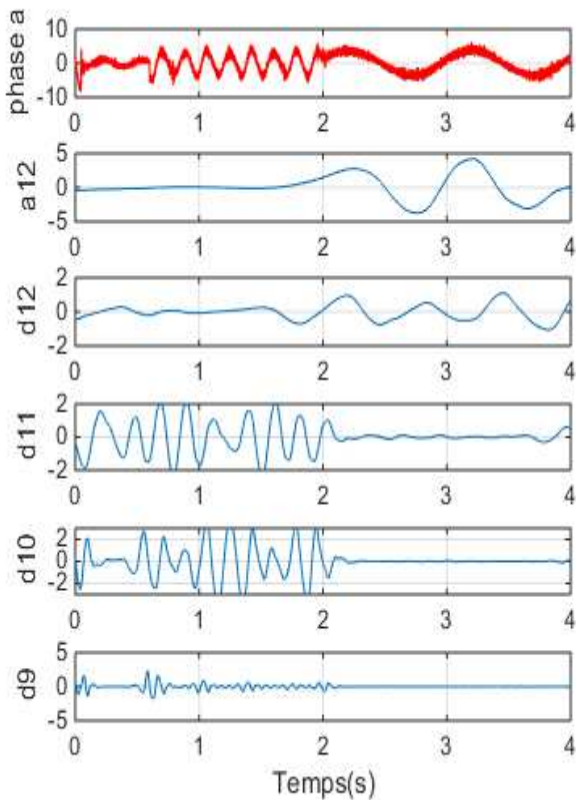
Figure IV.33: Commande par mode glissant, cas de défaut d'excentricité ME=20%

**IV.16.1 Analyse par le vecteur de Park**

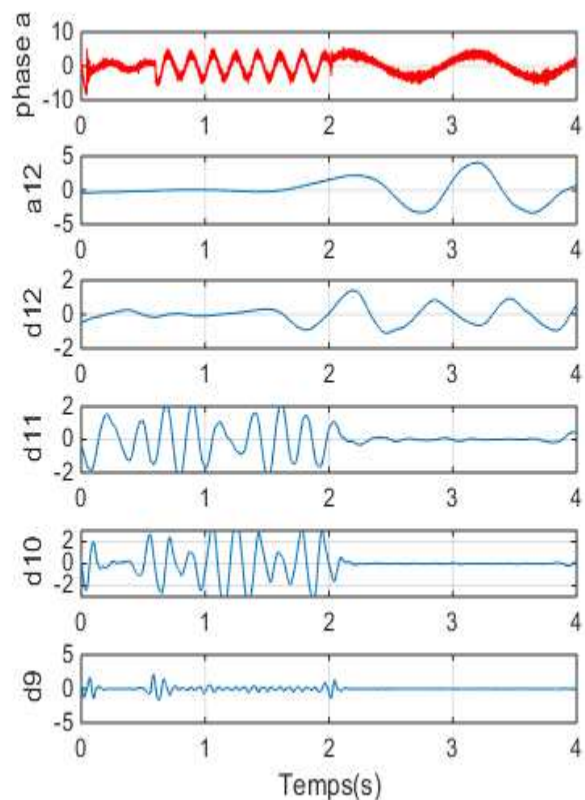
**Figure IV.34 :** Analyse du vecteur de Park pour le cas sain et le cas de défaut d'excentricité mixte  $ME=5\%$ ,  $ME=10\%$ , et  $ME=20\%$

Les figures ( V34a, V.34b, V.34c, et V.34d) correspondent respectivement à la forme de Lissajous du vecteur Park dans le cas d'un moteur sain et le cas de défauts d'excentricité appliqués sur la machine asynchrone  $ME=5\%$ ,  $ME=10\%$ , et  $ME=20\%$  respectivement. Les résultats de simulation montrent que l'extrémité du vecteur de Park est décrite par une forme circulaire même en présence du défaut d'excentricité. La comparaison des résultats montre clairement que le défaut d'excentricité est détecté par la visualisation de la forme de Lissajous des vecteurs de courants de Park, et l'observation de l'augmentation de son épaisseur.

## IV.16.2 Analyse par la transformée on ondelettes

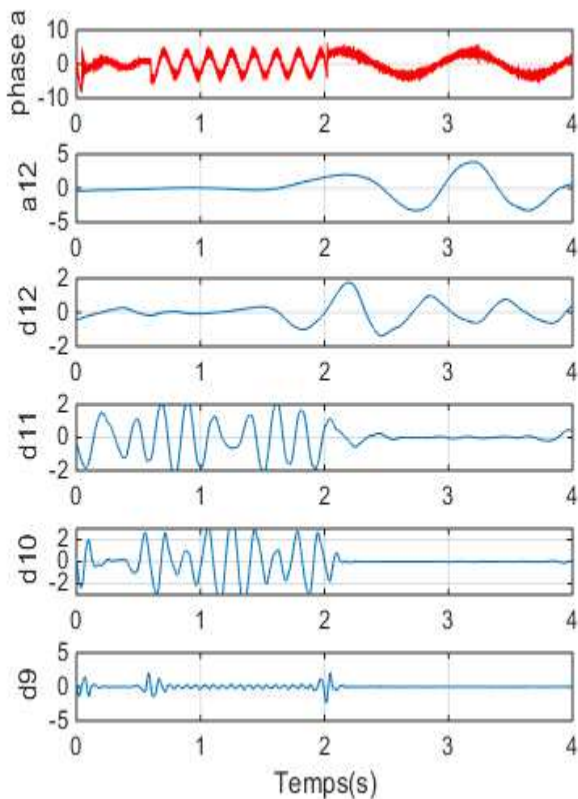


**Figure IV.35:** TOD du courant statorique  $I_{as}$   
Cas d'une machine sain

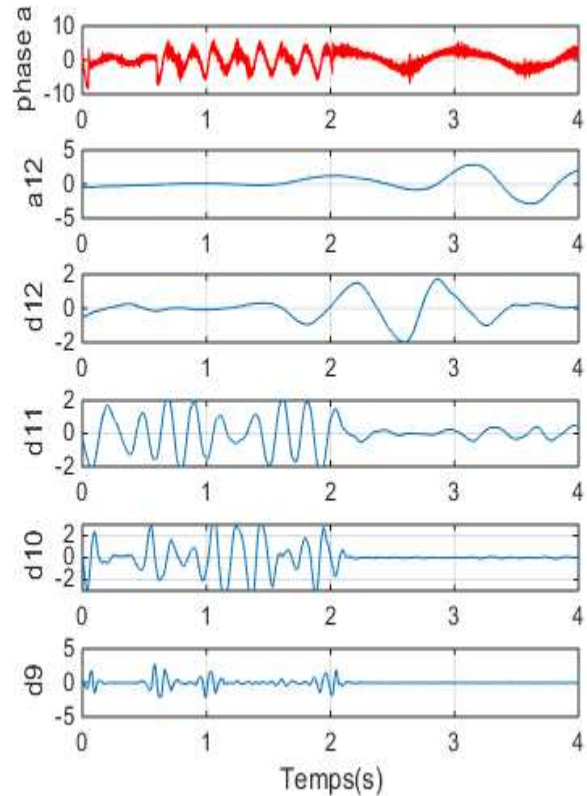


**Figure IV. 36 :** TOD du courant statorique  $I_{as}$   
Cas défaut d'excentricité 5%

Les figures (V.35, V.36, V.37, et V.38) montrent les signaux de détail et d'approximation obtenus. La décomposition des courants statoriques « phase a » par la transformée en ondelettes discrète TOD a été effectuée par l'ondelette mère « Daubechies » d'ordre 4 ( $db4$ ) avec 12 niveaux de décomposition. Comparons ces signaux obtenus pour les cas sain et défaillant. L'amplitude des coefficients  $D9$ ,  $D10$ ,  $D11$ ,  $D12$  et  $A12$  est augmentée par rapport à la machine saine. Cette augmentation de l'amplitude dans les signaux  $D10$ ,  $D11$  est due au fait que les bandes de fréquences correspondantes sont affectées par les fréquences des défauts d'excentricité.



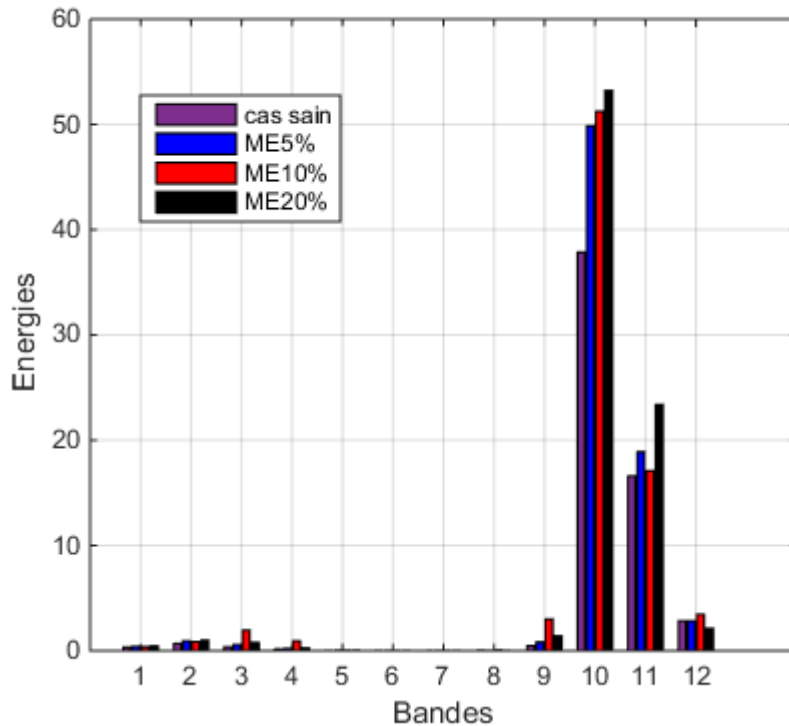
**Figure IV.38** TOD du courant statorique  $I_{as}$   
Cas défaut d'excentricité 10%



**Figure IV.37** TOD du courant statorique  $I_{as}$   
Cas défaut d'excentricité 20%

De la même façon que pour les signaux originaux, on procède calcul de l'énergie emmagasinée dans le niveau D10 qui caractérise la bande de fréquences de défaut qui se trouve au voisinage et au-dessous du fondamental. On voit clairement une augmentation qui diffère selon le cas sain ou le cas de défaut (ME5%, ME10%, ME20). On aperçoit clairement que l'énergie emmagasinée dans le niveau D10 diffère légèrement en fonction de la sévérité du défaut d'excentricité.

Au regard des résultats obtenus on a pu analyser la robustesse du système face à des perturbations de couple de charge et face aux défauts d'excentricité, ce qui réfère à la CSV des performances très satisfaisantes la rendant bien avantageuse par rapport à la méthode classique.



*Figure IV.39* Variation de l'énergie cas de machine saine, machine avec défaut d'excentricité mixte 5%,10%, et 20%

#### **IV.17 Conclusion :**

Ce chapitre est réparti en trois sections principales. Dans la première, une étude comparative des performances dynamiques et statiques de la commande vectorielle avec régulateur classique (PI) et régulateur à logique flou a été effectuée. D'après les tests de robustesse, les résultats de simulations montrent que la commande vectorielle avec des régulateurs classiques (PI) donne des performances satisfaisantes, mais elle est sensible aux défauts d'excentricité et aux variations paramétriques. Cependant la commande vectorielle avec régulateurs flous est performante et donne des résultats meilleurs et permet de masquer les défauts avec un degré d'excentricité faible inférieur au seuil de 20%. Dans la deuxième partie, basée sur le diagnostic des défauts d'excentricité, nous avons utilisé deux méthodes. La première méthode est basée sur le vecteur de Park, où les formes de Lissajous du courant obtenues donnent une indication claire de la présence ou non d'un défaut d'excentricité. L'autre méthode est basée sur l'analyse par la méthode des ondelettes, TOD. Les résultats de

la simulation de la transformation en ondelettes donnent les informations utiles pour décider de la situation défectueuse, en particulier en présence d'un défaut d'excentricité.

Les résultats ont montré que le niveau d'énergie augmente simultanément avec le degré croissant du défaut d'excentricité. Cependant, l'énergie dans le cas sain présente toujours le plus bas niveau. Par conséquent, il est conclu que la technique utilisée peut être utilisée comme un outil fiable pour la détection de défaut d'excentricité ainsi pour identifier le degré de sa sévérité.

Dans la troisième partie, nous avons tout d'abord fait l'étude de la commande par mode glissant classique appliquée à la commande vectorielle de MAS. Par la suite on a considéré la commande discontinue de type *sat* afin d'éviter le problème de chattering. En effet, à partir des résultats obtenus on a pu analyser la robustesse du système face à des perturbations internes et externes. On peut alors conclure que la méthode proposée présente des performances robustes vis-à-vis des défauts d'excentricité.

## ***CONCLUSION GENERALE***

## V. Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse de doctorat a comme objectif principal la commande et la surveillance des défauts rotoriques dans la machine asynchrone à cage d'écurueil à vitesse variable. La configuration adoptée est composée d'une association machine alimentée par un onduleur de tension programmées dans l'environnement MATLAB(SIMULINK).

Pour atteindre ce double objectif, nous avons présenté dans la première partie une approche globale basée sur les signatures des grandeurs externes utilisant un modèle multi-enroulement de la machine, qui est bien adapté à la simulation des défauts rotorique envisagés. Ensuite, nous avons donné un aperçu explicite d'une solution de découplage des grandeurs, qui est la commande vectorielle largement utilisée en commande des machines dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Cependant, ce type de commande avec un régulateur classique PI peut perdre sa robustesse vis à vis des perturbations externes et la variation paramétrique. Afin de voir les limites du régulateur classique on a utilisé deux méthodes d'optimisation des coefficients  $[K_p, K_i]$  du régulateur *PI* avec les algorithmes génétiques et les essais particuliers. La comparaison entre ces méthodes a montré que la méthode d'optimisation PI-PSO donne des performances beaucoup mieux que celle de la méthode PI classique et de la méthode PI-GA.

Pour booster encore plus les performances, nous avons choisi une commande intelligente à base d'un régulateur flou. Les résultats ont montré une amélioration de réglage du point de vue temps de réponse, rejet de perturbations, poursuite de trajectoires et une meilleure robustesse par rapport à la commande PI classique.

Une deuxième comparaison entre le régulateur flou et le régulateur PI-PSO a montré de bonnes performances, un temps de montée très rapide, un excellent rejet de perturbation de la charge en faveur de la première, mais le régulateur PI-PSO est sensible aux variations paramétriques. Le régulateur RLF présente une robustes vis-à-vis des perturbations et peut masquer les petits défauts. Néanmoins, cette méthode présente des inconvénients lorsque la sévérité du défaut d'excentricité dépasse les 10%.

Pour surmonter les limites de la commande par régulateurs classiques et par régulateurs flous, nous avons utilisée de la commande par mode glissant classique appliquée à la commande

vectorielle de MAS. Malheureusement, cette méthode présente un phénomène de chattering, ce qui nous a amené à considérer la commande discontinue de type *sat* afin d'éviter ce type de problème. En effet, on a pu améliorer la robustesse du système face aux perturbations de vitesse, à la charge et aux défauts d'excentricité. Ceci nous amène à conclure que la méthode proposée est très robuste vis-à-vis les défauts d'excentricité par rapport aux méthodes étudiées.

La seconde partie de cette thèse est basée sur le diagnostic des défauts d'excentricité en examinant différentes techniques d'analyse. La première méthode est l'analyse d'évolution du courant de Park qui permet à travers la comparaison de la forme de Lissajous de caractériser les défauts envisagés, sans pour autant pouvoir identifier la sévérité du défaut. Afin de remédier à cette limitation, nous avons utilisé une technique du traitement du signal, en l'occurrence la transformée par ondelettes avec ses différentes approches en se basant sur la décomposition multi-niveau du courant statorique. Cette technique a été utilisée pour extraire la plus grande sensibilité et permettre une détection efficace du défaut dans les conditions variables dans le temps. Néanmoins, cette technique nécessite la pré-sélection de l'ondelette mère convenable et le niveau de décomposition approprié qui pourrait contenir les informations nécessaires pour la détection et le diagnostic. Enfin, nous avons présenté et interprété les différents résultats au vu de l'objectif initial.

Comme perspectives, l'adaptation nécessaire ainsi que son optimisation permettraient d'envisager une implémentation de ces méthodes de diagnostic qui tiendraient en compte des aspects temps réel.

## ***ANNEXES***

## Annexe A

Les paramètres de la machine asynchrone :

<i>Paramètre de la Machine</i>	<i>Valeur numérique</i>
Puissance	$P_n = 1.1 \text{ kW}$
Voltage	$V_s = 220 / 380 \text{ V}$
Fréquence	$f = 50 \text{ Hz}$
Courant nominal	$I_n = 4.5 / 2.6 \text{ A}$
Vitesse nominal	$\Omega_n = 2850 \text{ tr/mn}$
Nombre de pole	$p = 1$
Résistance statorique	$R_s = 7.828 \text{ } \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 6.3 \text{ } \Omega$
Résistance d'une barre	$R_b = 0.15 \text{ m}\Omega$
Résistance d'anneau d'extrémité	$R_e = 0.15 \text{ m}\Omega$
Inductance d'une barre	$L_b = 0.1 \text{ } \mu\text{H}$
Inductance of anneau d'extrémité	$L_e = 0.1 \text{ } \mu\text{H}$
Inductance de fuite	$L_{sf} = 26.5 \text{ mH}$
Inductance mutuel	$M_{sr} = 46.42 \text{ mH}$
Nombre de spires	$N_s = 160$
Nombre de barre	$N_{br} = 16$

## Annexe B

### B.1 Calcul des régulateurs

#### B.1.1 Régulation de vitesse

Le régulateur de vitesse se calcul à partir de l'équation mécanique de la machine, il a en entrée la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée. La fonction de transfert de la vitesse est donnée par :

$$\frac{W}{C_{em}} = \frac{1}{F + JS} \quad (\text{B.1})$$

Le schéma bloc de la vitesse est donc réalisé comme indiqué par la figure I.9.

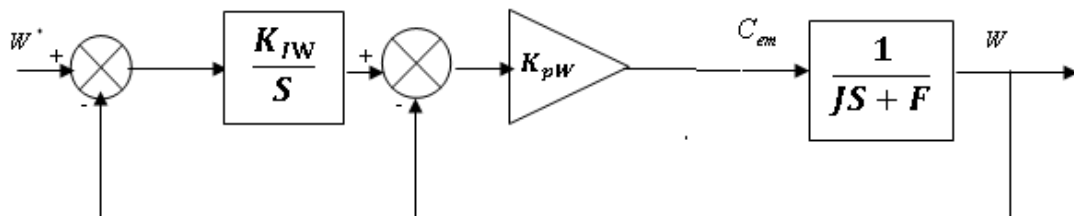


Figure B.1 : Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{W}{W^*} = \frac{K_{pw} K_{iw} / J}{s^2 + \frac{F + K_{pw}}{J} s + \frac{K_{iw} K_{pw}}{J}} \quad (\text{B.2})$$

L'équation caractéristique s'écrit comme suit :

$$d_c(s) = s^2 + \frac{F + K_{pw}}{J} s + \frac{K_{iw} K_{pw}}{J} = 0 \quad (\text{B.3})$$

Par identification terme à terme avec l'équation caractéristique du deuxième ordre on trouve :

$$K_{pw} = 2\zeta\omega_n J - F \quad \text{et} \quad K_{iw} = \frac{J \cdot \omega_n^2}{K_{pw}} \quad (\text{B.4})$$

$$\text{Avec : } \omega_n = 10 \text{ rad/sec} \quad \zeta = 0.707$$

On trouve :  $K_p = 0.33$  et  $K_i = 2$

### B.1.2 Régulation du courant $i_{sd}$

La régulation du courant direct fournit la tension  $V_{sd}$  nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence, on utilise un régulateur PI. La fonction de transfert  $\frac{i_{sd}}{V_{sd}^r}$  est donnée

$$\text{par : } G(s) = \frac{i_{sd}}{V_{sd}^r} = \frac{1}{\sigma L_s S + (R_s + R_r) \frac{M_{sr}^2}{L_r^2}} \quad (\text{B.5})$$

La boucle de régulation du courant  $i_{sd}$  est présentée par le schéma bloc de la figure (II.4)

On compense le pole :

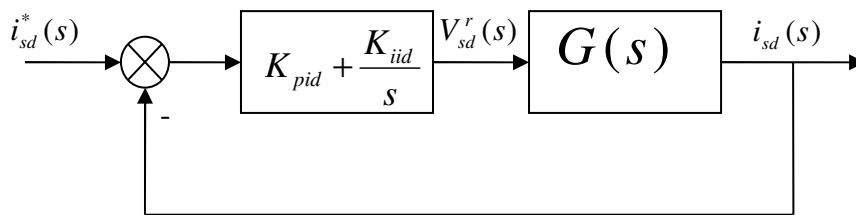


Figure B.2 : Schéma fonctionnel de régulation de courant  $i_{sd}$

$(R_0 + \sigma \cdot L_s S)$  par  $(K_{iid} + K_{pid} S)$ , donc

$$\left(S + \frac{R_0}{\sigma \cdot L_s} = S + \frac{K_{iid}}{K_{pid}}\right) \text{ et on tire : } \frac{R_0}{\sigma \cdot L_s} = \frac{K_{iid}}{K_{pid}}$$

$$\text{Avec : } R_0 = R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma \cdot L_s}{K_{pid}} S} \quad (\text{B.6})$$

Elle est de la forme  $\left(\frac{1}{1 + \tau S}\right)$ , les paramètres du régulateur seront :

$$K_{iid} = \frac{R_0}{\sigma L_s} K_{pid} = 10000 \quad \text{et} \quad K_{pid} = \frac{3\sigma L_s}{t_r} = 58,873 \quad (\text{B.7})$$

Les mêmes calculs effectués pour dimensionner le régulateur du courant  $i_{sq}$  sont appliqués à ce régulateur si on impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients  $K_{iiq}$  et  $K_{piq}$

Seront identiques à ceux du régulateur du courant  $i_{sd}$ , donc :

$$K_{iiq} = \frac{R_0}{\sigma L_s} K_{pid} = 10000 \quad \text{et} \quad K_{piq} = \frac{3\sigma L_s}{t_r} = 58,873 \quad (\text{B.8})$$

## Annexe C

### C.1 Fonction d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par  $\mu_A(x)$ . L'argument  $x$  se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice  $A$  indique l'ensemble concerné [72]. Ils apparaissent donc comme un moyen de réaliser l'interface entre l'information numérique (quantitative) et l'information symbolique (linguistique, qualitative).

Généralement, en particulier, les fonctions d'appartenance utilisées dans les applications électriques pour la description des sous-ensembles flous sont de formes triangulaire, trapézoïdale, gaussienne ou singleton comme il est montré sur la *figure C.1*. Toutefois, Il n'existe pas de règles générales pour le choix de la forme de la fonction d'appartenance, les plus utilisées étant les fonctions de forme trapézoïdales ou triangulaires.

**1) Forme triangulaire :** elle est définie par trois paramètres  $\{a, b, c\}$  :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } x \in [b, c] \end{cases} \quad (\text{C.1})$$

**2) Forme trapézoïdale :** elle est définie par quatre paramètres  $\{a, b, c, d\}$  :

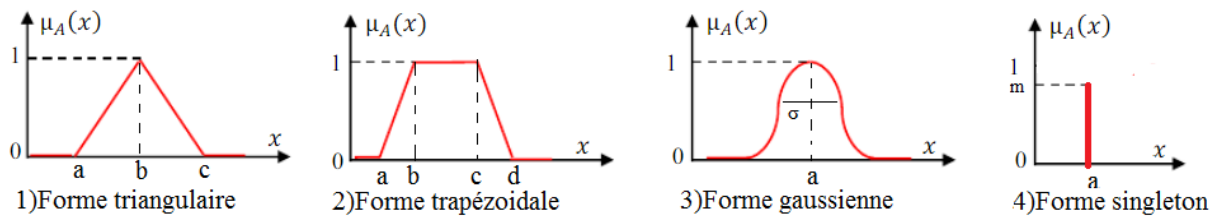
$$\mu_A(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ 1 & \text{si } x \in [b, c] \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } x \in [c, d] \end{cases} \quad (\text{C.2})$$

**2) Forme gaussienne :** elle est définie par deux paramètres  $\{\sigma, a\}$  :

$$\mu_A(x) = \exp\left(-\left(\frac{x-a}{2\sigma}\right)^2\right) \quad (\text{C.3})$$

**4) Forme singleton :** elle est définie par :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} m & \text{si } x = a \\ 0 & \text{si } x \neq a \end{cases} \quad (\text{C.4})$$



**Figure C.1** Les fonctions d'appartenance

## C.2 Règles floues

L'idée principale des systèmes basés sur la logique floue est d'exprimer la connaissance humaine sous la forme de règle linguistique de la forme SI...ALORS..., appelées règles d'inférences. Celles-ci sont liées par des opérateurs flous ET, OU, ALORS, ...etc. Chaque règle a deux parties

- Partie antécédente (prémisse ou condition), exprime par Si...
- Partie conséquente (conclusion), exprimée par alors.

La partie antécédente est la description de l'état du système. La partie conséquente exprime l'action que l'opérateur qui contrôle le système doit exécuter. Chaque règle floue est basée sur l'implication floue.



A titre d'illustration, on prend l'exemple suivant :

*Si l'erreur de vitesse est nulle 'ET' Si la variation de l'erreur de vitesse est nulle ALORS garder un couple de référence constant.*

On peut écrire les règles d'inférence sous forme d'une matrice appelée matrice d'inférence, elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. A titre d'exemple, si on considère deux variables d'entrées ( $x$  et  $y$ ), l'intersection d'une ligne et d'une colonne donne l'ensemble flou de la variable de sortie ( $z$ ) définie par la règle, comme montré dans le Tableau C.1.

z		x		
		N	EZ	P
y	N	Z	N	N
	Z	P	Z	P
	P	N	N	Z

**Tableau C.1** Exemple d'une matrice d'inférence

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique) :

Si x est N Et y est N Alors z = Z Ou

Si x est N Et y est P Alors z = P Ou

Si x est N Et y est N Alors z = N Ou ...

Maintenant, il s'agit de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous. Les méthodes d'inférence se différencient essentiellement par la manière dont ils vont être réalisés par les opérateurs ET et OU utilisés dans les règles.

Soit A et B deux ensembles flous, dont les fonctions d'appartenance sont  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(x)$  respectivement. Le tableau C.2 résume quelques fonctions utilisées pour réaliser les différentes opérations floues de base [73].

Opérateurs floue	ET	OU
<b>Zadeh (1973)</b>	$\min(\mu_A(x), \mu_B(y))$	$\max(\mu_A(x), \mu_B(y))$
<b>Giles (1976)</b>	$\max(\mu_A(x) + \mu_B(y) - 1, 0)$	$\min(\mu_A(x) + \mu_B(y), 1)$
<b>Hamcher (1978)</b> , $\gamma > 0$	$\frac{\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}{\gamma + (1-\gamma)(\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(y))}$	$\frac{\mu_A(x) + \mu_B(y) - (2-\gamma)\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}{1 - (1-\gamma)\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}$
<b>Brandler (1980)</b>	$\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$	$\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$
<b>Weber (1983)</b>	$\begin{cases} x & \text{si } y = 1 \\ y & \text{si } x = 1 \\ 0, & \text{sinon} \end{cases}$	$\begin{cases} x & \text{si } y = 0 \\ y & \text{si } x = 0 \\ 1, & \text{sinon} \end{cases}$
<b>Dubois et Prade (1986)</b> , $\alpha \in [0, 1]$	$\frac{\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}{\max(\mu_A(x), \mu_B(y), \alpha)}$	$\frac{\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(y) - \min(\mu_A(x), \mu_B(y), 1 - \alpha)}{\max(1 - x, 1 - y, \alpha)}$
<b>Mamdani</b>	$\min(\mu_A(x), \mu_B(y))$	$\max(\mu_A(x), \mu_B(y))$
<b>Larsen</b>	$\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$	$\max(\mu_A(x), \mu_B(y))$

**Tableau C.2** Opérateurs de base de la logique floue

### C.2.1 Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)

Cette méthode est la plus mentionnée dans la littérature sur les régulateurs flous. Elle utilise la même description pour les sous-ensembles de sortie que pour les sous-ensembles d'entrée. Au niveau de la condition, l'opérateur « *ET* » est réalisée par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « *ALORS* », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie et est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « *OU* » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

Le désavantage de cette méthode est qu'elle implique des temps de calcul qui rend inutilisable dans la plupart des applications pratiques.

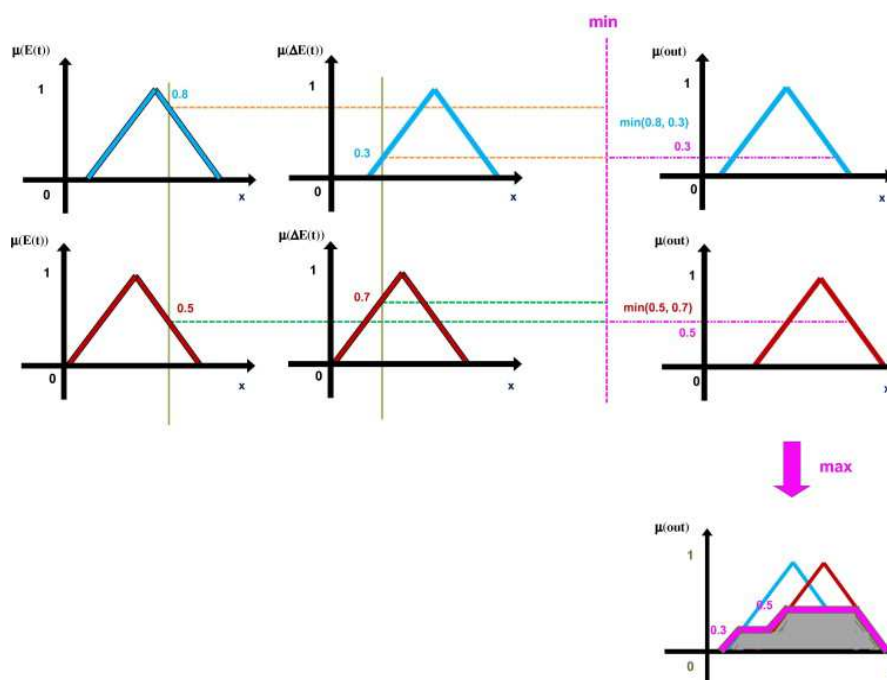


Figure C.2 Méthode d'inférence Mamdani (max-min)

### C.2.2 Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen)

Cette méthode utilise la représentation standard pour les sous-ensembles d'entrée et de sortie. Le poids d'activation d'une règle est utilisé pour multiplier la fonction d'appartenance du sous-ensemble de sortie imposée par cette règle. L'action globale (ou valeur de commande) est l'union des actions produites par chaque sous-ensemble individuellement. L'opérateur « *ET* » réalise la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par « *ALORS* » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « *OU* », qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum.

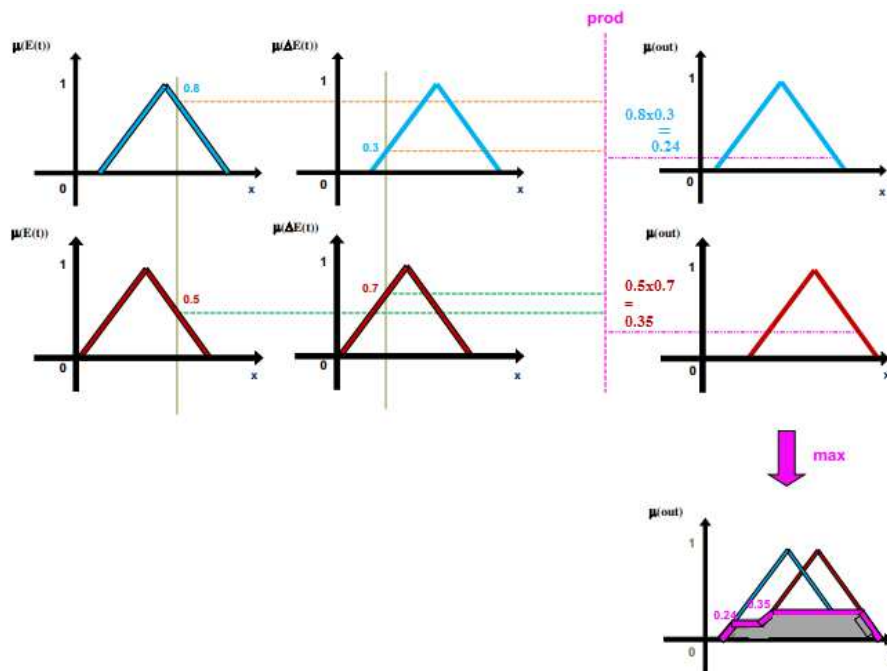


Figure C.3 Méthode d'inférence larsen (max-produit).

### C.2.3 Méthode d'inférence somme-produit (méthode de Sugeno)

Cette méthode est la plus utilisée car son temps de calcul est court, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. Chaque fonction d'appartenance de la sortie est une combinaison linéaire de valeur d'entrée. La sortie précise est la moyenne pondérée des poids d'activation et des sorties des fonctions d'appartenance. On réalise la formation somme, plus précisément par la valeur moyenne, tandis que l'opérateur ET est réalisé par la formation produit.

### C.3 Interface de défuzzification

Le résultat d'une inférence floue et d'une fonction d'appartenance, est un sous-ensemble flou. Un organe de commande nécessite un signal de commande précis. La transformation d'une information floue ou linguistique issue du régulateur floue, en information numérique et fournir une action physique de contrôle, est la défuzzification (concrétisation). De plus on doit souvent prévoir un traitement du signal et la conversion digital/analogique.

Il y a plusieurs méthodes de défuzzification [68] proposées dans la littérature. Il n'y a pas de stratégie systématique pour choisir parmi l'une de ces méthodes.

- Méthode de centre de gravité.
- Méthode de la moyenne pondérée :
- Méthode du maximum.
- Méthode des hauteurs pondérées.

Néanmoins, il n'existe pas des critères de choix de l'une de ces méthodes, cependant la méthode du centre de gravité reste la plus utilisée.

### ***C.3.1 La technique du maximum***

Cette méthode est la plus simple technique, elle consiste à ne considérer pour chaque sortie, la règle présentant le maximum de validité. Cette technique est peu employée car elle représente des inconvénients lorsqu'il y a plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

### ***C.3.2 La technique de la moyenne pondérée***

Le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne des ces valeurs comme résultat de défuzzification.

### ***C.3.3 La technique du centre de gravité***

C'est la méthode la plus performante et donne les meilleurs résultats. Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur selon la relation suivante :

$$x = \frac{\int_{x1}^{x2} x \mu_B(x) dx}{\int_{x1}^{x2} \mu_B(x) dx} \quad (C.5)$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface. Cependant il apparaît que plus la fonction d'appartenance est compliquée, plus le processus de défuzzification devient long et coûteux en temps de calcul.

### ***C.3.4 La technique des hauteurs pondérées***

Le défuzzificateur d'abord évalue  $\mu_B^k(x)$  et calcule ensuite la sortie du système flou par :

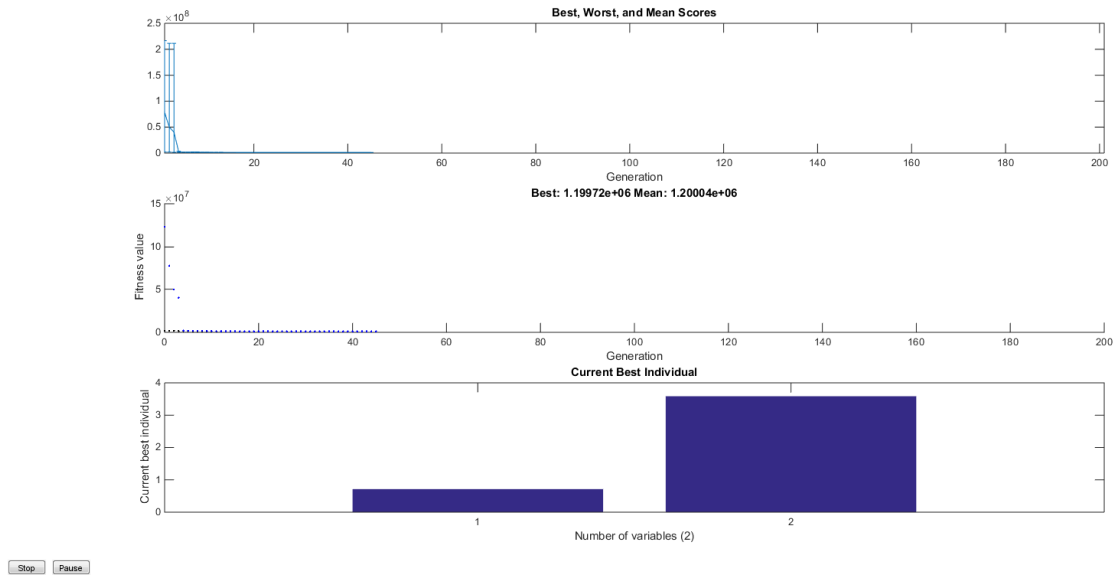
$$x = \frac{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{x}) \bar{x}^k}{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{x})} \quad (C.6)$$

Où :  $x^k$  dénote le centre de gravité de l'ensemble flou  $\mu_B^k(x)$ .

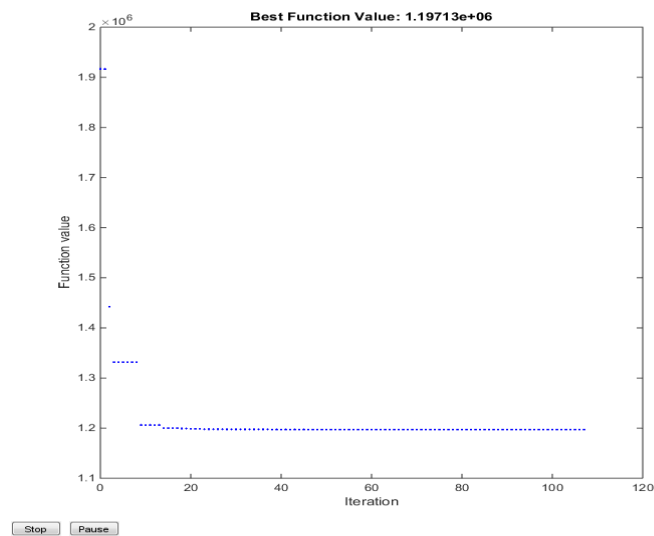
L'équation ci-dessus est facile à utiliser, cependant, son inconvénient réside dans le fait qu'elle n'utilise pas la forme entière de la fonction d'appartenance.

Cette méthode est surtout utilisée quand les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des singletons.

## Annexe D



*Figure D.1 : Optimisation par les algorithmes génétique*



*Figure D.2 : Optimisation par PSO*

Nous pouvons utiliser les algorithmes génétiques dans la ligne de commande de Matlab par fonction (ga) avec la syntaxe :

`[x fval] = ga(@fitnessfun, nvars, options)`

Où **@fitnessfun** : est une fonction de remise en forme.

**nvars** : est le nombre de variables indépendantes pour la fonction de remise en forme.

**Options** : est une structure contenant des options pour l'algorithme génétique. Si vous ne réussissez pas à cet argument, ga (AG) utilise ses options par défaut.

Les résultats sont donnés par :

**x** : Point à partir duquel la valeur finale est atteinte.

**fval** : Valeur finale de la fonction de remise en forme.

On peut ainsi Exécutez les algorithmes génétique plusieurs fois avec différentes options, en appelant (ga) à partir du programme suivant :

```
options = gaoptimset(options, 'PlotFcns', { @gaplotrange @gaplotbestf
@gaplotbestindiv});
[x, fval, exitflag, output, population, score] = ...
ga(@obj_PID1, nvars, [], [], [], [], lb, ub, [], options);
```

La même chose pour la méthode d'essaim particulaire, où on peut faire l'exécution du programme par la commande (particleswarm) :

```
options = optimoptions('particleswarm', 'SwarmSize', 10, 'InitialSwarm', [0.33
2], 'plotFcns', {@pswplotbestf});
[P, fval, exitflag, output] = particleswarm(@obj_PID1, 2, lb, ub, options);
```

Paramètres AG	Valeur	Paramètres PSO	Valeur
nvars	2	nvars	2
Population initiale	[0.33 2]	valeur initiale	[0.33 2]
Intervalle minimum lb	[0.001, 0.001]	Intervalle minimum lb	[0.001, 0.001]
Intervalle maximum ub	[10, 10]	Intervalle maximum ub	[10, 10]
Nombre de génération	100	Nombre d'itération	100
Taille de la population	10	Taille de la population	10

*Tableau D.1 : Les paramètres de PSO et AG*

## ***REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES***

## Références Bibliographiques

1. F Jawad, G Vahid, J Gojko, *Fault Diagnosis of Induction Motors*, Edition IET2018.
2. T William, I Culbert, *Current signature analysis for condition monitoring of cage induction motors Industrial Application and Case Histories*, Edition Wiley 2017.
3. K. Subrata, M. Madhuchhanda, S. Samarjit, *Induction Motor Fault Diagnosis Approach through Current Signature Analysis*, Edition Springer 2016.
4. J.B. William, *Current Based Fault Detection and Diagnosis of Induction Motors*, PHD thesis, University of Bradford, 2013.
5. N.Mehala, *Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Induction Motor using Motor Current Signature Analysis*, Ph.D. Thesis, Electrical Engineering Department, NIT Kurukshetra, October 201
6. A.H Bonnett, and G.C. Soukup, *Analysis of rotor failures in squirrel-cage induction motors*, IEEE Transactions on Industry Applications, 24, 1124- 1130 (1988).
7. G.M. Joksimovic, *Dynamic simulation of cage induction machine with air gap eccentricity*, proc. Inst.Elect Engg-elect Power Appl, vol 152, Jul 2005.
8. J. Faiz, B.M. Ebrahimi, B.Akin, H.A.Toliyat, *Finite element transient analysis of induction motor under mixed eccentricity faults*, IEEE transaction, Magn, vol 44, Jan 2008.
9. Y. Han and Y. H. Song, *Condition Monitoring Techniques for Electrical Equipment- A Literature Survey*, IEEE, 2003.
10. S. Nandi, H. A. Toliyat, and Xiaodong Li, *Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electric motors- A Review*, IEEE, 2005.
11. G. Zwingelstein, *Diagnostic des défaillances théorie et pratique pour les systèmes*, Edition Hermes, 1995.
12. M. Blodt, P. Granjon, B. Raison and G. Rostaing, *Models for bearing damage detection in induction motor using stator current monitoring*, IEEE transaction, Ind.Elec, vol 55, Apr 2008.
13. R.R. Schoen, T.G. Habetler, F. Kamran, and R.G. Bartfield, *Motor bearing damage detection using stator current monitoring*, IEEE transaction. Ind. Appl. Vol 31, Dec 1995.
14. P. Vas, *Parameter estimation condition monitoring and diagnosis of electrical machines*, Oxford, U.K. Clarendon, 1996.
15. A Siddique, G. S. Yadava, and B Singh, *A Review of Stator Fault Monitoring Techniques of Induction Motors*, IEEE, 2005.
16. B. Bessam, A. Menacer, M. Boumehraz, H. Cherif, *Wavelet transform and neural network techniques for inter-turn short circuit diagnosis and location in induction motor*, 2015, Int J Syst Assur Eng Manag, vol. 8, pp. 478-488.

17. B. K. Yavuz, Ü Abdurrahman, *A Review On Detection And Monitoring Of Stator Faults Of Induction Motors*, IJIRSET, 2007.
18. A.H.Bonnett, *Cause and analysis of stator and rotor failures in three phase squirrel cage induction motor*, IEEE transaction, Ind Appl, vol 28, Aug 1992.
19. H. Talhaoui, A. Menacer, A. Kessal, R. Kechida, *Fast Fourier and discrete wavelet transforms applied to sensorless vector control induction motor for rotor bar faults diagnosis*, 2014, ISA Transactions, vol 53, iss 5, pp 1639-1649.
20. A. Chaouch, M. Harir, A. Bendiabdellah, P. Remus, *Instantaneous Power Spectrum Analysis To Detect Mixed Eccentricity Fault In Saturated Squirrel Cage Induction Motor*, 3rd international Conference on Automation , Control, Engineering and Computer Science 2016.
21. J. Faiz and S.M.M. Moosavi, *Eccentricity fault detection – From induction Machines to DFIG*, A review Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2016, vol.55, iss.c, pp. 169-179.
22. J.R. Magdaleno, H.P. Barreto, J.R. Cortes, R.M. Caporal, I.C.Vega, *Vibration Analysis of Partially Damaged Rotor Bar in Induction Motor under Different Load Condition Using DWT* , 2016, Hindawi Publishing Corporation, vol. 2016, ID 3530464.
23. W.T.Thomson, M.Fenger, *Current signature analysis to detect induction motor faults* IEEE.Ind.Appl.Mag, Aug 2001.
24. A. Intesar, A. Manzar, I. Kashif, M. Shuja Khan, *Detection of Eccentricity Faults in Machine Using Frequency Spectrum Technique* , February, 2011, International Journal of Computer and Electrical Engineering, vol.3, no.1.
25. W. Wroński, M. Sułowicz, A. Dziechciarz, *Dynamic and Static Eccentricity Detection in Induction Motors in Transient States*, 2015, Technical Transactions Electrical Engineering, vol. 112, iss. 2-E, pp. 171-194.
26. J Hoon Jung, J Lee a, B Kwon, *Online diagnosis of induction motor using MCSA*, IEEE transaction .Ind Elect. Vol 53, Dec 2006.
27. N. Mehla, R. Dahiya, *Detection of Bearing Faults of Induction Motor Using Park's Vector Approach* ,2010, International Journal of Engineering and Technology vol.2(4), pp. 263-266.
28. G. Paoletti, Alex Golubev, *“Partial Discharge Theory and Applications to Electrical Systems”*, IEEE IAS Pulp and Paper Industry Conference in Seattle, 1999.
29. A. Siddique, G. S. Yadava, B. Singh, *Applications of Artificial Intelligence Techniques for Induction Machine Stator Fault Diagnostics: Review*, IEEE, 2003.
30. W. Laala, S-E. Zouzou, S.Guedidi, *Induction motor broken rotor bars detection using fuzzy logic: experimental research*, 2013, Int J Syst Assur Eng Manag ,Vol5,iss3,pp 3296-336
31. M. E. H. Benbouzid, and H. Nejjari, *“A Simple Fuzzy Logic Approach for Induction Motors Stator Condition Monitoring”*, IEEE, 2001.
32. J. Faucher, *Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue*, Thèse de Doctorat, université Toulouse ,2006.

33. A. Jawadekar, S. Paraskar, S. Jadhav, G. Dhole, *Artificial neural network-based induction motor fault classifier using continuous wavelet transform*, 2014, Systems Science & Control Engineering, vol. 2, pp. 684–690 .
34. G.Salles, F.Filippetti, C.Tassoni, G. Crellet and G. Franceschini, *Monitoring of induction motor load by neural network techniques*, IEEE transaction. Power Elec, vol 15, Jul2000.
35. S.M. Gadoue, D. Giaouris, J.W. Finch, *Artificial intelligence-based speed control of DTC induction motor drives— A comparative study*, Electric Power Systems Research 79(2009) 210–219.
36. R. Kumar, R.A. Gupta, R.S. Surjuse, *Adaptive Neuro-Fuzzy Speed Controller for Vector Controlled Induction Motor Drive*, Asian Power Electronics Journal, Vol. 3, No. 1, 2009.
37. R. Kumar,R.A. Gupta,S. R. Surjuse , *High-Performance SVPWM-VCIM Drive with Adaptive Neuro-Fuzzy Speed Controller*, International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 2, No. 1, February, 2010.
38. P.Veena, R.Jeyabharath, M.Rajaram, *Neuro Fuzzy Based Direct Torque Control for Switched Reluctance Motor Drive*, Mediamira Science Publisher Vol 50, nb 3, 2009.
39. M. ElSayed,T. Eldin,R. Hassan,M. Essam,S. Refaat, *Monitoring and Diagnosis of External Faults in Three Phase Induction Motors Using Artificial Neural Network*, IEEE, 2007
40. L. SZABO, J.B. DOBAI,K.A. BIRO, *Discrete Wavelet Transform Based Rotor Faults Detection Method for Induction Machines*, Department of Electrical Machines, Marketing and Management Technical University of Cluj, Romania.
41. C.da. Costa, M. Kashiwagi, M. H.Mathias, *Rotor failure detection of induction motors by wavelet transform and Fourier transform in non-stationary condition*, 2015,Case Studies in Mechanical Systems and Signal Processing, vol.1, pp.15-26.
42. K. M. Siddiqui, K. Sahay, V.K. Giri.Early , *Diagnosis of Bearing Fault in the Inverter Driven Induction Motor by Wavelet Transform* , International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies , 2016.
43. M.E.H Benbouzid, “A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 47, 984-993 (2000).
44. A. Boudiaf ,*Contribution au Diagnostic des Défauts dans les Machines Tournantes par Analyse Multirésolution*. Thèse Doctorat, Université de Guelma, 2016
45. S. Bachir, *Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique*, Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 2002.
46. El. H. El Bouchikhi, V Choqueuse, M Benbouzid, *Condition Monitoring of Induction Motors Based on Stator Currents Demodulation* ,2015,International Review of Electrical engineering, vol 10, no 6 , pp.704-715
47. L. Yiqi, M. Ali. B, *A Review and Comparison Of Fault Detection And Diagnosis Methods For Squirrel-Cage Induction Motors: State Of The Art*, ISA Transactions, June 2017

48. R. Kechida, A. Menacer, *DWT Wavelet Transform for the Rotor Bars Faults Detection in Induction Motor*, Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), 2nd International Conference 2011.
49. W. Bourbia, *Etude Comparée des Estimateurs de Vitesse pour la Commande de la Machine Asynchrone*. Thèse de doctorat, Université de Annaba, 2016.
50. J C Trigeassou, *Electrical Machines Diagnosis*, John Wiley & Sons, Inc 2011.
51. A. Hamid, N. Subhasis, C. Seungdeog, M. Homayoun, *Electric Machines Modeling, Condition Monitoring, and Fault Diagnosis*, CRC presse 2013.
52. G. Didier, *Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances*, Thèse de doctorat, Nancy, France 2004.
53. R. Mohammad M, M N Norman, H M Mohammad, M, Norhisam, *Rotor fault condition monitoring techniques for squirrel-cage induction machine—A review*, Mechanical Systems and Signal Processing 25 (2011) 2827–2848.
54. Y. Soufi, *Modélisation et diagnostic d'une association convertisseur machine électrique*, Thèse de Doctorat, Université de Annaba, 2012.
55. R. Rouaibia, T. Bahi and M. Fisli, *Détection des ruptures de barres et anneaux rotoriques dans une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension*. 6 th conférences on Electrical Engineering Ecole Militaire Polytechnique Alger, 2009.
56. Y. Soufi, T. Bahi, M.F.Harkat, R.Rouaibia, *Diagnosis and Fault Detection in Induction Motor drive Fed by PWM Voltage Source Inverter*. Journal of Electrical Systems, Vol. 6, N. 12, pp 186-194, 2010.
57. R. Rouaibia, T. Bahi, F. Arbaoui, *Diagnosis and Fault Detection of mixed eccentricity Fault in Induction Motor STA'2011*.
58. K. Djalal Eddine, *Elaboration d'un Système Intelligent de Surveillance et de Diagnostic Automatique en Temps Réel des Défaillances des Moteurs à Induction*, Thèse de Doctorat, Université de Boumerdes, 2007.
59. L. Baghli : *Contribution à la commande des machines asynchrones, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et les algorithmes génétiques*. Thèse de Doctorat, Nancy, 1999.
60. É. Monmasson, *commande rapprochée de convertisseur statique I'* Hermès Science Publications, 2009.
61. F. Khamar, *Contribution à l'Etude de la Commande d'une Machine Asynchrone : Approches Intelligentes*, Thèse de doctorat, 2017.
62. S. Chacko, C. N. Bhende, S. Jain, R.K. Nema, *Modeling and simulation of field oriented control induction motor drive and influence of rotor resistance variations on its performance*, 2016, Electrical and Electronics Engineering: An International Journal, vol 5, no 1.
63. K. Hasse, *Dynamic of adjustable speed drives with converter-fed squirrel cage induction motors*, 1968, (Germany) Ph. D. Dissertation, Darmstadt, Technische.

64. F. Blaschke, *The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines*, 1972, *Siemens Rev*, vol. 34, no. 3, pp. 217-220.
65. M. Akar, *Detection of a static eccentricity fault in a closed loop driven induction motor by using the angular domain order tracking analysis method*, 2013, *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol 34, iss 1-2, pp 173-182.
66. C. W. Carlos “*Modélisation, contrôle vectoriel et DTC : Commande des moteurs asynchrones 1*” Hermès Science Publications, 2000.
67. R. Hubert, *La Machine Asynchrone à Vitesse Variable2*, Hermès Science Publications 2006.
68. P. Borne, J Rozinoer, L Dieulot, Dubois, *Introduction à la logique floue*, édition technip, 1998.
69. J.R. Manepalli , C.V.N. Raja, *Speed Control of Induction Motor by Z-N Method and Genetic Algorithm Optimization with PI and PID Controller* ,international journal of innovative research in electrical, electronics, instrumentation and control engineering, Vol. 3, Issue 3, March 2015.
70. S. Gangishetti,T. Sandipamu, *Tuning of PI Controllers by GA and PSO Techniques for Sensorless Vector Control of Induction Motor* . IUP Journal of Electrical and Electronics Engineering ;Vol. 10, N° 4, (Oct 2017): 39-52
71. T. Banerjee , S. Chowdhuri, G. Sarkar, J. Bera *Performance Comparison between GA and PSO for Optimization of PI and PID controller of Direct FOC Induction Motor Drive*, International Journal of Scientific and Research Publications, Volume 2, Issue 7, July 2012.
72. W. K. WibowoSeok, k. Jeong, *Genetic algorithm tuned PI controller on PMSM simplified vector control*, Journal of Central South University, Volume 20, November 2013, Issue 11, pp 3042–3048.
73. M.M. Eissa,G. S. Virk,A. M. AbdelGhany,E. S. Ghith, *Optimum Induction Motor Speed Control Technique Using Genetic Algorithm* , American Journal of Intelligent Systems , 2013, 3(1): 1-12
74. M. Chebre, A. Meroufel, Y. Bendaha *Speed Control of Induction Motor Using Genetic Algorithm-based PI Controller*, Acta Polytechnica Hungarica ,Vol. 8, No. 6, 2011.
75. M.M. Eissa , G. S. Virk , A. M. AbdelGhany , E. S. Ghith, *Optimum Induction Motor Speed Control Technique Using Particle Swarm Optimization* , International Journal of Energy Engineering 2013, 3(2): 65-73.
76. M. Nasri,H. Nezamabadi,M. Maghfoori, *A PSO-Based Optimum Design of PID Controller for a Linear Brushless DC Motor*, World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electrical and Information Engineering, Vol:1, No:2, 2007.
77. B. Meliani, a. Meroufel, *PSO based tuning of pi controller for a dual star induction machine fed by a five-level inverter*, International Journal of Electrical Engineering & Technology ,Volume 8, Issue 4, July-August 2017, pp. 26–35.
78. A S Elwer , *A Novel Technique for Tuning PI-Controllers in Induction Motor Drive Systems for Electric Vehicle Applications*, Journal of Power Electronics, Vol. 6, No. 4, October 2006.

79. S. R. Ahamed, J. N. C. Sekhar, D. P. Reddy, *Speed Control of Induction Motor by Using Intelligence Techniques*, Int. Journal of Engineering Research and Applications, Vol. 5, Issue 1 (Part 5), January 2015, pp.130-135.
80. G. Jelena, *Idées nettes sur la logique floue*, collection informatique, 1999.
81. A. Merabet, *Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone*, Thèse Doctorat, Université Québec 2007.
82. M. Diab, *Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d'Algorithmes Génétiques*, Thèse Doctorat, Université de Sétif 2010.
83. P. M. Menghal, A. J. Laxmi, D. Anusha, "Speed Control of Induction Motor using Fuzzy Logic Controller," *i-manager's Journal on Electrical Engineering*, Vol. 8 № 2, 2014.
84. A. Bouafia, *Techniques de Commande Prédictive et Floue Pour Les Systèmes d'électronique de Puissance : Application Aux Redresseurs A MLI*, Thèse Doctorat, université Sétif 2010.
85. M. Benouzza, M. Drif, A.J. Marques Cardos et J.A. Dente, *Emploi de l'Approche des Vecteurs de Park pour la Détection des Défauts de Barres dans les Moteurs Asynchrones à Cage d'Ecureuil*, Rev. Energ. Ren. : Valorisation (1999) 71-76.
86. Y.I. Onel, M.El.H. Benbouzid, *Induction Motor Bearing Failure Detection and Diagnosis: Park and Concordia Transform Approaches Comparative Study*, IEEE/ASME Transactions On Mechatronics, Vol. 13, No. 2, April 2008.
87. K. Yahia, A.J.M. Cardoso, A. Ghoghal, S.E. Zouzou, *Induction motors air-gap-eccentricity detection through the discrete wavelet transform of the apparent power signal under non-stationary operating*, 2014, conditions, ISA Transactions, vol 53(2), pp 603-611.
88. N. Bessous, S. E. Zouzou, W. Bentrach, S. Sbaa, M. Sahraoui, *Diagnosis of bearing defects in induction motors using discrete wavelet transform*, Int J Syst Assur EngManag, 2015 page 1.
89. R. Rouaibia, F. Arbaoui, T. Bahi, *Detection of Eccentricity Fault in Closed-Loop Induction Motor Drive using Wavelet Transform*, ICRAES proceedings, pp 125-130, 2016.
90. R. Rouaibia, F. Arbaoui, T. Bahi, *DWT Diagnosis of Eccentricity Fault in Closed Loop Induction Motor Drive*, EEA journal, vol. 65, no. 4, pp. 67-73, 2017.
91. R. Rouaibia, F. Arbaoui, T. Bahi, *Fault Eccentricity Diagnosis in Variable Speed Induction Motor Drive Using DWT*, AMSE JOURNALS-AMSE IIETA, Vol. 72, N°3, pp 181-202, 2017.
92. V.I. Utkin, *Sliding mode control design principles and applications to electric drives*, IEEE transaction on industrial electronics, vol. 40 n°. 1, pp. 23-36, 1993.
93. S. E. Rezgui, *Techniques De Commande Avancées De La Machine Asynchrone : Etude Comparative Et Applications*, Thèse Doctorat, Université de Constantine, 2015.
94. M. Bedboudi, *Commande et diagnostic des défauts de la machine asynchrone*, Thèse Doctorat, Université de Annaba, 2016.
95. H. Talhaoui, *Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts*, Thèse Doctorat, Université de Biskra, 2016.

96. P. Lopez, A. S Nouri, *Théorie Elémentaire Et Pratique De La Commande Par Les Régimes Glissant*, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg 2006.
97. A. Khoudir, *Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone*, thèse de doctorat, université Mentouri de Constantine, 2010.
98. H. Buhler, *Réglage par mode de glissement*, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.
99. W. Perruquetti, J.P. Barbot, *Sliding Mode Control in Engineering*, Edition Marcel Dekker 2002, ISBN 0-8247-0671-4.
100. Hung, J.C. *Chattering Handling for Variable Structure Control Systems*, Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON apos,93, International Conference on vol.3. pp. 1968 – 1972, Nov 1993.
101. V.I.Utkin , *Chattering problem in sliding modes control systems*, VSS'06', 2006, (346-350) .
102. V.I.Utkin ,J.Guldner, and J.Shi , *Sliding modes control in electromechanical systems* ,Taylor-Francis-1999.
103. B. Dehiba,A. Meroufel,A. Bendaoud, et M. B. Benabdellah , *Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite d'une surface de commutation* ,ACTA ELECTROTECHNICA-Volme48,number3 ,2007.
104. Abd. Kechich ,B. Mazari, *La commande par mode glissant : Application à la machine, synchrone à aimants permanents (approche linéaire)* ,Afrique SCIENCE 04(1) ,(2008), 21–3.