



UNIVERSITE DU 20 AOÛT 1955 – SKIKDA  
FACULTE DE TECHNOLOGIE



DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

## THESE

Présentée pour l'obtention du diplôme de doctorat en sciences  
SPECIALITE : Électrotechnique

## PAR

BOUNAB Djamila

## THEME

CONTRIBUTION A L'UTILISATION DES TECHNIQUES  
D'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE POUR LA DETECTION ET LA  
LOCALISATION DE DEFAUT DANS LA MACHINE ASYNCHRONE







SOUTENUE PUBLIQUEMENT LE :

DEVANT LE JURY COMPOSE DE :

<b>PRESIDENT :</b>	<b>M. MORDJAQUI</b>	<b>Pr</b>	<b>Université de SKIKDA</b>
<b>ENCADREUR :</b>	<b>T. BAH</b>	<b>Pr</b>	<b>Université de ANNABA</b>
<b>EXAMINATEURS :</b>	<b>A. BETKA</b>	<b>Pr</b>	<b>Université de BISKRA</b>
	<b>L. RAHMANI</b>	<b>Pr</b>	<b>Université de Sétif</b>
	<b>A. MEDOUD</b>	<b>MCA</b>	<b>Université de SKIKDA</b>
	<b>Y. SOUFI</b>	<b>MCA</b>	<b>Université de TEBESSA</b>
<b>INVITE :</b>	<b>L. KHOCHEMANE</b>	<b>Pr</b>	<b>Université de SKIKDA</b>

# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail :*

-  *Aux mémoires de mes parents*
-  *A mon cher regretté Mari*
-  *A mes adorables enfants*
-  *A mes sœurs et frères*
-  *A toute ma famille*
-  *A tous ceux qui m'ont nourri de leurs savoirs*

# Remerciements

Mon premier remerciement va à ALLAH Soubhanou wataala pour toutes les facultés qu'il m'a donné.

Mes précieuses remerciements s'adressent à mon directeur de thèse, Monsieur *BAAI Tahar*, Professeur à l'université Badi Mokhtar , Annaba pour sa gentillesse , sa disponibilité et son aide pour l'élaboration de ce travail. Et, qui par son expérience et sa rigueur n'a ménagé aucun effort pour mener à bien les travaux de cette thèse qu'il trouve ici toute ma sympathie. Je voudrais aussi, le remercie pour l'excellente ambiance de travail pendant les années de réalisation de la thèse, son intérêt et sa motivation.

Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes collègues et amis qui nous ont toujours soutenu et encouragé pour la réalisation de cette thèse.

Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'ont fait Messieurs les membres du jury : Monsieur *MORJAOUI Mourad* , Professeur à l' universités de Skikda, pour l'honneur d'avoir accepté de présider le jury ; Monsieur *BETKA Achour*, Professeur à l'université de Biskra; Monsieur *KHOUCHEMANE Lakhdar* , Professeur à l' universités de Skikda; Monsieur *MEDOUAD Amar* , maitre de conférences à l' université de Skikda et Monsieur *SOUFI Youcef* , maitre de conférences à l' université de Tébessa pour avoir accepter d'examiner ma thèse et participer au jury . Qu'ils trouvent ici toute ma sympathie et ma sincère reconnaissance.

Je ne s'aurais enfin oublié de remercier, également, mes collègues enseignants et personnel administratif et technique du département et de la faculté pour leur gentillesse et pour m'avoir facilité de nombreuses tâches qui ont toujours su répondre avec satisfaction à mes sollicitations et ont fait preuve de solidarité.

Les derniers mots vont naturellement à ma famille. Je tiens à exprimer ma gratitude et mes grands remerciements et ma reconnaissance à mes parents et mon mari, même s'ils ne sont plus parmi nous, aux familles, mes frères et sœurs pour leurs soutiens et leurs sincères.

# Table des matières

Dédicaces	
Remerciements	
Résumé	
Introduction générale	1

## CHAPITRE 1

### ETAT DE L'ART SUR LE DIAGNOSTIQUE

1.1	Introduction	3
I.2	Constitution de la machine asynchrone	3
1.2.1	<i>Stator</i>	4
1.2.2	<i>Rotor</i>	5
1.2.3	<i>Organes mécaniques</i>	5
1.3	Concepts de base liée au diagnostic de défauts	5
1.4	Défauts de la machine asynchrone	6
1.4.1	Défauts d'origine électrique	
1.4.1.1	Défaillance des circuits électriques statoriques	
1.4.1.2	Défaillances des circuits électriques rotoriques	7
1.4.2	Défaillances d'origine mécanique	
1.4.2.1	Défaillances des roulements	8
1.4.2.2	Défaillances du flasque	
1.4.2.3	Défaillances de l'arbre	
1.4.2.4	Défauts d'excentricités	
1.5	Méthodes de diagnostic	9
1.5.1	Diagnostic des défauts par estimation paramétrique	
1.5.2	Diagnostic des défauts par reconnaissance des formes	10
1.5.3	Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park	
1.5.4	Diagnostic des défauts par le suivi des grandeurs mesurables	
1.5.4.1	Analyse fréquentielle des courants statoriques	
1.5.4.2	Analyse fréquentielle du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation	11
1.5.4.3	Analyse de la tension du neutre	
1.5.5	Analyse temps-fréquence et temps-échelle	
1.5.5.1	Analyse temps-fréquence	
1.6	Méthodes de diagnostic modernes	12
1.6.1	Les systèmes experts	13
1.6.2	Les arbres de défaillances	14
1.6.3	Réseaux de neurones artificiels	15
1.7	Conclusion	

## CHAPITRE 2

### MODELISATION D'IDE AU DIAGNOSTIQUE

2.1	Introduction	16
2.2	Modèle Multi-enroulements	
2.3	Equations du système	17
2.3.1	Equations des tensions statoriques	19
2.3.2	Equations des tensions rotoriques	
2.3.3	Equations mécaniques	20
2.4	Calcul des inductances pour une distribution du flux sinusoïdale	21
2.4.1	Calcul des inductances statoriques	
2.4.2	Calcul des inductances rotoriques	23
2.4.3	Calcul des mutuelles stator-rotor	24
2.5	Calcul des inductances quand la distribution du flux est réelle	25
2.6	Développement de la fonction d'enroulement	
2.7	Calcul des inductances	28
2.7.1	Calcul des inductances de la machine asynchrone	30
2.7.1.1	Calcul des inductances statoriques	31
2.7.1.2	Calcul des inductances mutuelles stator-rotor	
2.8	Etude des Défauts de la Machine Asynchrone	33
2.8.1	Etudes des défauts rotoriques	34
2.8.2	Analyse de défaut de cassure de barre et de portion d'anneau	
2.8.2.1	Simulation du cas sain	35
2.8.2.2	Etude de défaut de cassure de barre	
2.8.2.3	Simulation d'une cassure de portion d'anneau	
2.8.3	Etude de défauts d'excentricité	38
2.8.3.1	Modélisation des fonctions de l'entrefer et la perméance	38
2.8.3.2	Excentricité statique	39
2.8.3.3	Excentricité mixte	40
2.8.3.4	Analyse de défauts d'excentricité	40
2.8.3.5	Défaut de 20% d'excentricité dynamique	45
2.8.3.6	défauts d'excentricité mixte	46
2.8.3.7	Analyses fréquentielles du courant statorique	47
2.8.4	Etude de défaut du court-circuit statorique	48
2.8.4.1	Présentation du modèle de défaut dans le repère triphasé	49
2.8.4.2	Présentation du modèle de défaut dans le repère biphasé	51
2.8.4.3	Résultats de simulations de court-circuit	53
2.8.4.3.1	Simulation du cas de défaut dans la phase "a"	54
2.8.4.3.2	Analyses fréquentielles du courant statorique	56
2.9	Conclusion	57

### **CHAPITRE 3**

#### **DIAGNOSTIQUE A BASE DE LOGIQUE FLOUE**

3.1	Introduction	58
3.2	Modèle Multi-enroulements	
3.3	Modèle réduit de la machine asynchrone à cage	59
3.4	Diagnostic des défauts de cassures des barres rotorique	62
3.4.1	Diagnostic du rotor à base de la logique floue	63
3.4.1.1	Système de diagnostic et de détection	
3.4.1.2	Variables d'entrée-sortie de système flou	
3.5	Simulation et Interprétation des résultats	65
3.5.1	cas Sain	
3.5.2	Cas de cassure d'une barre rotorique	66
3.5.3	cas de cassure cinq barres rotoriques	68
3.5.4	Analyse des défauts de cassure des barres rotoriques	70
3.6	Conclusion	74

### **CHAPITRE 4**

#### **DIAGNOSTIQUE A BASE DE L'APPROCHE NEURO-FLOUE**

4.1	Introduction	76
4.2	Notions de réseaux de neurones	76
4.2.1	Application à la reconnaissance des formes	
4.2.2	Application au traitement du signal	
4.2.3	Application à la planification	
4.2.4	L'application au contrôle	
4.2.5	Application au diagnostic	
4.3	Diagnostic des défauts à base du système d'inférence adaptative neuro-flou	78
4.3.1	Transformée en ondelettes	
4.3.2	Application a la détection de défaut de roulement	81
4.3.3	Résultats et discussions	82
4.4	Conclusion	86
	Conclusion Générale	87
	Bibliographie	88

<b>Liste des Figures</b>		
<b>Fig.1.1</b>	Vue schématique des constituants du stator	4
<b>Fig.1.3</b>	Vues schématiques de rotors	4
<b>Fig.1.3</b>	Origines de défauts	6
<b>Fig.1.4</b>	Schématisme de l'excentricité	8
<b>Fig.2.1</b>	Structure du rotor à cage d'écurueil	17
<b>Fig.2.2</b>	Circuit équivalent des mailles rotoriques	19
<b>Fig.2.3.</b>	Champ créé par une maille rotorique	23
<b>Fig.2.4</b>	Machine élémentaire	25
<b>Fig.2.5</b>	Fonctions de distribution et d'enroulement statoriques	30
<b>Fig.2.6</b>	Fonction de distribution d'une maille rotorique	31
<b>Fig. 2.7</b>	Ruptures d'une et de deux barres non adjacentes	34
<b>Fig. 2.8</b>	Ruptures d'une portion d'anneau	34
<b>Fig.2.9</b>	Machine saine	35
<b>Fig. 2.10</b>	Machine avec défaut de cassure d'une barre	36
<b>Fig.2.11</b>	Machine avec défaut d'une portion d'anneau	37
<b>Fig.2.12</b>	Caractéristiques de la machine avec un défaut d'excentricité statique de 10%	42
<b>Fig.2.13</b>	Caractéristiques de la machine avec un défaut d'excentricité statique de 10%	44
<b>Fig.2.14</b>	Caractéristiques de la machine avec un défaut d'excentricité mixte	46
<b>Fig.2.15</b>	Analyses fréquentielles du courant statorique	47
<b>Fig.2.16</b>	Enroulements triphasés avec court-circuit	48
<b>Fig.2.17</b>	Caractéristiques de la machine avec défaut de la phase "a"	55
<b>Fig.2.18</b>	Analyse fréquentielle	56
<b>Fig.3.1</b>	Structure du rotor à cage d'écurueil	59
<b>Fig.3.2</b>	Système de diagnostic et de détection de défauts des barres rotoriques	63
<b>Fig.3.3</b>	Fonctions d'appartenance des variables de sorties	64
<b>Fig.3.4</b>	Fonctions d'appartenance des variables d'entrées	64
<b>Fig.3.5</b>	Caractéristiques de la machine sans défauts	66
<b>Fig.3.6</b>	Caractéristiques de la machine avec défaut de cassure d'une barre	68
<b>Fig.3.7</b>	Caractéristiques de la machine avec défaut de cassure de cinq barres	70
<b>Fig.3.8</b>	Variation de l'énergie de dans les bande de décomposition	71
<b>Fig.3.9</b>	Décisions du système flou	74
<b>Fig.4.1</b>	Schéma du stand experimental	77
<b>Fig.4.2</b>	Défauts types de roulements	77
<b>Fig.4.3</b>	Décomposition en paquets d'ondelettes	79
<b>Fig.4.4</b>	Structure ANFIS	80
<b>Fig.4.5</b>	Structure ANFIS pour la détection de défauts de roulement	82
<b>Fig .4.6</b>	Fonctions d'appartenance en entrée du ANFIS	82
<b>Fig.4.7</b>	Fonctions d'appartenance en sortie du ANFIS	83
<b>Fig.4.8</b>	Sortie du contrôleur ANFIS	83
<b>Fig.4.9</b>	Courbes d'erreurs du contrôleur ANFIS	84
<b>Fig.4.10</b>	Test de données et de sortie pour le contrôleur ANFIS	84
<b>Fig.4.11</b>	Surface entre l'entrée1, l'entrée2 et la sortie Output	85

## Liste des tableaux

<b>Tableau 2.1</b>	présente les résultats de l'analyse du cas sain, cassure de barre et d'anneau.	38
<b>Tableau 2.2</b>	Résultat d'analyse des courants statoriques par FFT	56
<b>Tableau 3.1</b>	Règles floues des fonctions d'appartenances	64
<b>Tableau 4.1</b>	Donnée des tests	81
<b>Tableau 4.2</b>	Valeurs numériques d'entrée-sortie de l'ANFIS de validation	85

# Résumé

*L'utilisation croissante des moteurs asynchrone a pris une grande importance au cours des dernières décennies. Ce type de moteur est largement utilisé comme dispositif de système électromécanique grâce à leur robustesse, leur fiabilité et leurs simples technologies de conception. Toutefois, malgré leurs avantages un défaut d'un de leurs composants peut entraîner des conséquences fâcheuses sur la production, la continuité de service et des pertes inestimables. Alors, le développement de moyens permettant de détecter et diagnostiquer de manière précoce les défauts éventuels est primordial.*

*C'est dans ce cadre que s'inscrit l'axe principal de recherche du travail réalisé dans cette thèse. Il concerne essentiellement le diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage par les techniques intelligentes : logique floue et réseaux de neurone. Cette approche présente une grande capacité de mémorisation des réseaux de neurones et la capacité de développement de raisonnement heuristique de la logique floue.*

**Mots clés :** Diagnostique, Défaut, Machine asynchrone, Modélisation, Méthodes heuristiques.

# Abstract

*The increasing use of asynchronous motors has become very important in recent years. This motor type is widely used as an electromechanical system device because of its robustness, reliability and simple design technologies. However, despite their advantages, a defect in one of their components can have unfortunate consequences for production, continuity of service and costly losses. So the development of means to detect and diagnose early defects is essential.*

*It is in this context that the main research axis of the work carried out in this thesis is inscribed. It mainly concerns the diagnosis of faults of the cage asynchronous machine by intelligent techniques: fuzzy logic and neural networks. This approach has a great capacity for memorizing neural networks and the ability to develop heuristic reasoning of fuzzy logic.*

**Keywords:** Diagnosis, Default, Asynchronous machine, Modeling, Heuristic methods.

ملخص

ملخص- أصبح الاستخدام المتزايد للمحركات غير المتزامنة في غاية الأهمية في العقود الأخيرة. يستخدم هذا النوع من المحركات على نطاق واسع كأحد عناصر نظام كهر وميكانيكي بسبب قوته وتقنيات تصميمه البسيطة. ومع ذلك ، على الرغم من مزايا هذا النوع من المحركات الكهربائية ، عند تعرض هذه المحركات لبعض الأعطال في أحد مكوناتها يكون لها عواقب مؤسفة على الإنتاج واستمرارية الخدمة وخسائر مكلفة. لذلك فإن تطوير وسائل للكشف وتشخيص العيوب المبكرة أمر ضروري.

في هذا الإطار ، تم إدراج محور البحث الرئيسي للعمل المنجز في هذه الرسالة. يتعلق بشكل أساسي بتشخيص أخطاء الآلات غير المتزامنة بواسطة تقنيات الذكاء الصناعي: كالمنطق الضبابي والشبكات العصبية. هذه المناهج لديها قدرة كبيرة على حفظ المعطيات في الشبكات العصبية والقدرة على تطوير التفكير الاستدلالي المنطقي.

كلمات البحث: التشخيص، العيوب ، آلة غير متزامن ، النمذجة ، طرق الكشف و رصد العيوب.

# Introduction generale

Les machines asynchrones (MAS) sont de plus en plus utilisées dans les applications industrielles diversifiées comme l'automobile, l'aéronautique, la robotique ou encore le transport ferroviaire. La MAS demeure l'actionneur électrique le plus utilisé dans l'industrie grâce à sa simplicité et sa souplesse, et constitue donc un maillon important dont il faut assurer la fiabilité. Toutefois, comme nul système n'est à l'abri d'une défaillance, la machine asynchrone peut subir un certains nombres de contraintes de différentes natures : échauffement excessif, fatigue magnétique, électriques, mécaniques et environnement qui peuvent entraîner de graves conséquences sur la sécurité des personnes, des matériels et d'environnement. Et, par conséquent l'accumulation de ces contraintes provoque des défauts dans les différentes parties de la machine, ce qui engendre des arrêts intempestifs conduisant à des pertes de production. Malheureusement, un défaut physique n'est pas évident à détecter et le localiser, surtout si le défaut se trouve au rotor à cause du mouvement de ce dernier. Alors, compte tenu des enjeux économiques, une réflexion générale a été engagée en matière de sûreté de fonctionnement orientée vers le diagnostic des entraînements électriques dont le but est de superviser pour détecter les prémices d'une défaillance. Par conséquent, les systèmes d'entraînement électriques doivent être équipés d'une technologie de surveillance fiable permettant la détection précoce du défaut et ainsi d'éviter les arrêts intempestifs des installations. Cela permettra également de réduire les coûts qui pourraient être encourus par la panne globale du système tout en visant à répondre aux exigences spécifiques. Cette condition est la principale préoccupation des industriels, car elle ne garantit pas seulement la protection des équipements industriels mais aussi, celle des personnes et de l'environnement.

L'objectif est que le système de surveillance soit capable, à partir de grandeurs directement prélevées sur la machine, de construire des indicateurs donnant une image de l'état de santé du dispositif. Il est nécessaire pour cela de bien caractériser les défauts surveillés. Ces derniers peuvent en effet être de natures très différentes et posséder de ce fait des vitesses d'évolution très différentes, comme par exemple les défauts de nature électrique et les défauts de nature mécanique. Donc, afin que ces performances soient assurées, on porte aujourd'hui un grand effort sur la surveillance et le diagnostic des systèmes afin qu'ils soient de plus en plus performants. Ceci, grâce à la mise en place d'un dispositif de sûreté de fonctionnement afin d'améliorer la disponibilité des systèmes intégrant ce type de machine, de minimiser le coût de la maintenance et d'assurer le plus efficacement possible la sécurité des biens et des personnes en relation directe ou indirecte avec l'application. Le système de diagnostic a comme tâche la détection des symptômes et l'analyse des données, où l'interprétation des informations. Et c'est ainsi, que plusieurs méthodes de diagnostic, de détection et de localisation de défauts ont été développées pour assurer la surveillance des systèmes et leur sûreté de fonctionnement.

La plupart des méthodes de diagnostic sont basées sur l'analyse des grandeurs électriques de signature: le courant du stator ou du rotor, et la tension neutre, l'analyse de la taille

électromagnétique telle que le signal de vibration du flux magnétique . Parmi toutes les méthodes de détection des défauts dans la machine asynchrone, la plus couramment utilisée reste la surveillance par analyse spectrale du courant statorique (ASCS). Elle consiste à effectuer une simple transformée de Fourier du courant statorique affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine. La ASCS permet une surveillance rapide et peu onéreuse car elle exige un simple capteur de courant. Les mesures réalisées sur les machines en fonctionnement sont faciles à mettre en œuvre et la technique permet une détection précoce de la plupart des défauts rencontrés sur les machines électriques.

C'est dans ce cadre que s'inscrit l'axe principal de recherche du travail réalisé dans notre thèse. Il concerne essentiellement le diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage par les techniques intelligentes : logique floue et réseaux de neurone.

Dans cette thèse, notre travail s'articule principalement autour de quatre (4) chapitres:

Dans le premier chapitre, nous abordons tout d'abord un état de l'art sur le diagnostic de défauts éventuels des machines électriques et particulièrement les machine asynchrone à cage d'écureuil. Après une brève présentation sur la construction de la machine asynchrone quelques notions générales relatives à la sûreté de fonctionnement, les défauts éventuels et les méthodes de diagnostics seront présentées. On y trouve la définition et à la classification des défauts et un état de l'art relatif aux techniques de détection des défauts statoriques est ensuite proposé afin de mettre en avant les principales techniques déjà utilisées dans le domaine et les principaux travaux réalisés sur ces thèmes. Un positionnement de nos travaux de recherche sera réalisé à cette occasion.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation dédiée aux défauts de la machine asynchrone. Deux modèles sont présentées. La première met en œuvre une approche de modélisation dite multi spires ou multi enroulement. La seconde catégorie concerne le modèle réduit. L'utilisation de ces modèles se justifie par leur fiabilité à la l'étude, la détection et la localisation de défauts. Les simulations de défauts sont étudiés et les résultats sont analysés pur déceler les signatures caractéristiques des différents défauts.

Le troisième chapitre présente une approche de détection de défauts de la machine asynchrone basée sur la logique floue.

Le quatrième chapitre est consacré à l'utilisation des différentes notations et les concepts relatifs à la théorie des réseaux de neurones artificiels appliqués aux diagnostic de défauts de la machine asynchrone, notamment, la détection et la localisation des défauts de roulements.

Finalement, une conclusion faisant l'objet d'une synthèse des travaux réalisés est présentée.

# *CHAPITRE I*

## **ETAT DE L'ART SUR LE DIAGNOSTIQUE**

# ***CHAPITRE 1***

## **ETAT DE L'ART SUR LE DIAGNOSTIQUE**

### **1.1 Introduction**

Ce chapitre présente les différents défauts éventuels dans les machines électriques tournantes, leurs origines et classification. Nous nous intéressons principalement aux machines asynchrone à cage d'écureuil. Puis, les méthodes de diagnostic les plus fréquemment utilisées sont décrites. Toutefois, l'accent est ensuite mis sur la méthode de diagnostic basée sur les méthodes intelligentes.

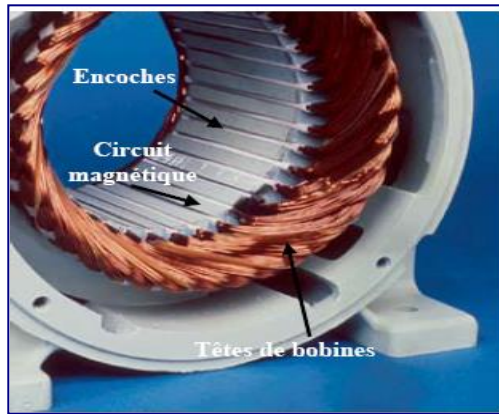
### **1.2 Constitution de la machine asynchrone**

Cette première partie porte sur une brève présentation des machines asynchrones triphasées à cage de moyenne puissance [1]. La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer;
- le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement ;
- les organes mécaniques permettent la rotation du rotor et la liaison entre les différents sous-ensembles.

#### ***1.2.1 Stator***

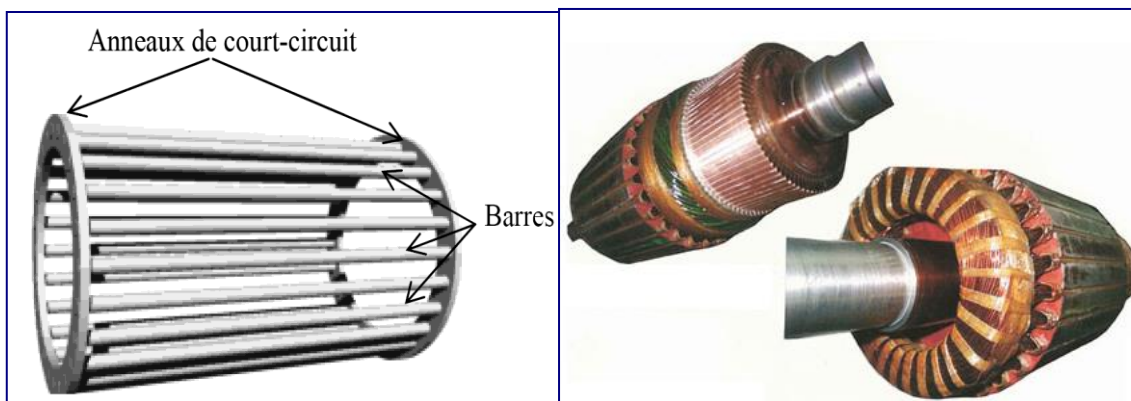
Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles sur lesquelles sont découpées des encoches parallèlement à l'axe de la machine (voir figure 1.1). Le bobinage statorique peut être décomposé en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre pour obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, et ainsi limiter les ondulations du couple électromagnétique.



*Fig.1.1 Vue schématique des constituants du stator*

### **I.2. 2 Rotor**

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation du courant d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices régulièrement réparties, et constituent la cage circuit du rotor (figure 1.2.a). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné (figure 1.2.b). Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les barres conductrices sont réalisées par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettés dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service.



**a-** rotor à cage d'écureuil

**b-** rotor bobiné

*Fig.1.2 Vues schématiques de rotors*

### 1.2.3 Organes mécaniques

La carcasse servant de support, joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, dépend de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent rotation libre. Le second palier assure les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants, dans l'arbre, dû aux dissymétries des réductances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissances.

### 1.3 Concepts de base liée au diagnostic de défauts

Ces définitions, proposées par l'IFAC et par le comité technique SAFEPROCESS, ont été introduites afin d'unifier la terminologie dans le domaine [2, 3]. Ainsi, on peut lire :

**Anomalie:** phénomène qui entraîne un dysfonctionnement des processus industriels;

**Défaut :** déviation inchangée d'au moins une propriété caractéristique ou variable du système de comportement acceptable / habitude / standard ;

**Echec:** interruption permanente de la capacité du système à accomplir une fonction requise dans des conditions de fonctionnement spécifiées ;

**Détection de défauts:** détermination instantanée de la manifestation de défauts.

**Isolement de défaut:** détermination du type, lieu et temps de détection d'un défaut (après la détection de défauts);

**Identification des défauts:** détermination de la taille en la variant dans le temps du comportement du défaut (après l'isolement de défaut).

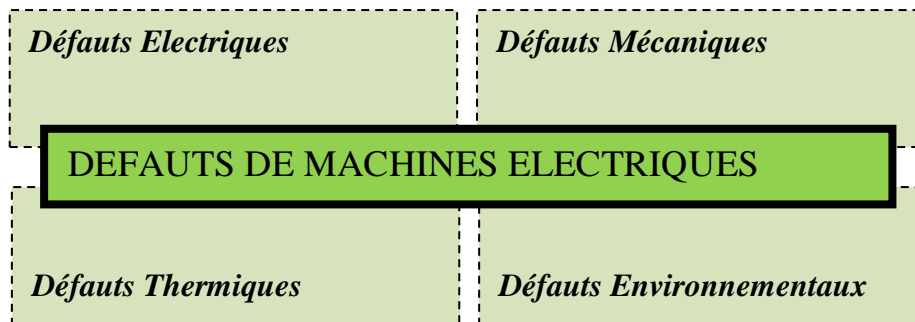
**Diagnostic de défauts:** détermination de la nature, la taille, l'emplacement et l'heure de détection d'un défaut (après la détection de défaut). Il comprend, à la fois, l'isolement de défaut et d'identification de défaut.

Dans la littérature, il existe aussi d'autres définitions de diagnostic de défaut. Une définition très populaire du diagnostic de défaut comprend également la détection.

### 1.4 Défauts de la machine asynchrone

Les défauts des machines asynchrones à cage peuvent être classés grâce à des études statistiques qui sont effectuées depuis les années 1980 selon leurs origines en défauts internes et des défauts externes [4]. Les défauts internes sont provoqués, principalement, au niveau du bobinage du stator, du circuit magnétique, de la cage rotorique, de l'entrefer, des roulements, etc... Les défauts externes sont provoqués au niveau de du circuit d'alimentation de la machine, la charge mécanique ainsi que par l'environnement d'utilisation de la machine. Cependant, il est à mentionner que grâce à l'amélioration de la technique de fabrication de

ces machines électriques que les défauts dans le stator et le rotor sont de moins en moins fréquents et que le principal organe qui est le plus sollicité par de défauts reste les roulements. La figure 1.3 illustre les origines de défauts des machines électriques:



*Fig.1.3 Origines de défauts*

### **1.4.1 Défauts d'origine électrique**

Les défauts d'origine électrique peuvent, dans certain cas, être la cause d'un arrêt de la machine. Ils ont deux catégories bien distinctes, notamment ceux qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et ceux rotoriques.

#### **1.4.1.1 Défaillance des circuits électriques statoriques**

L'apparition d'un défaut au niveau du circuit électrique statorique de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses, par exemple les défauts de courts-circuits entre spires de la même phase [5, 6]., sont des défauts assez fréquents, qui apparaissent à l'intérieur des encoches statoriques Ils entraînent une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifient le facteur de puissance et amplifient les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne, c'est-à-dire l'apparition d'un deuxième court-circuit. On trouve aussi parmi les défauts de type court-circuit, le défaut de court-circuit entre phases statoriques [7]. L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs. Ce défaut peut aussi être d'une origine mécanique. En effet, des vibrations excessives peuvent mener à un desserrement des boulons de la plaque à bornes de la machine créant ainsi le court-circuit. Une cosse mal serrée à la jonction du câble d'alimentation de la machine peut être à l'origine d'une ouverture de la phase [8].

### **1.4.1.2 Défaillances des circuits électriques rotoriques**

Deux types de défaillances peuvent apparaître au rotor d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. La cage étant composée de barres et d'anneaux de court-circuit en aluminium ou en cuivre. Une rupture partielle ou totale d'une de ces composants peut être considérée comme un défaut électrique rotorique. L'apparition de ce type peut être due à plusieurs phénomènes qui sont souvent indépendants les uns des autres, telle que une mauvaise utilisation de la machine comme l'application d'une charge trop importante ou encore l'environnement dans lequel elle fonctionne [9].

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Ce défaut peut être soit au niveau de l'encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations qui elles mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. Les oscillations d'amplitudes importantes accélèrent la détérioration de la machine. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées [10]. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées. La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que les cassures de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. Ces portions d'anneaux de court-circuit transportent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement par exemple la température, l'humidité...etc. Où, surcharge de couple et donc ces courants, peuvent entraîner leur cassure.

Une rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques identiquement qu'une cassure de barres [11,12]. Tout comme les défauts statoriques, les défauts rotoriques peuvent être détectés par une analyse harmonique ou vibratoire des courants statoriques de la machine.

### **1.4.2 Défaillances d'origine mécanique**

Les défaillances d'origines mécaniques sont, en général, les plus rencontrées parmi tous les défauts que compte la machine asynchrone. Ces défauts peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques et/ou de l'arbre moteur [13].

#### **1.4.2.1 Défaillances des roulements**

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tous types des machines électriques. Les défauts de roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein de la culasse du roulement, causés par un roulement endommagé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine [14, 15]. Nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine ce qui, pour des vitesses importantes, peut provoquer la détérioration de ces derniers.

### 1.4.2.2 Défaillances du flasque

Les défauts créés par les flasques de la machine asynchrone sont le plus généralement causés à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement des roulements à billes, ce qui induit une excentricité au niveau de l'arbre de la machine.

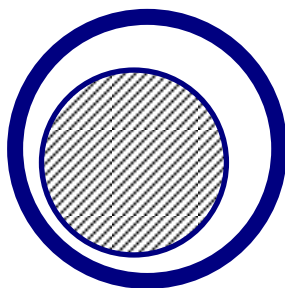
### 1.4.2.3 Défaillances de l'arbre

L'utilisation d'un mauvais matériau lors de sa construction. Peut être de l'arbre de la machine la cause d'une fissure Cette fissure peut provoquer une fracture nette de l'arbre provoquant ainsi un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone. Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre de la machine. Par exemple, l'humidité peut provoquer des micro fissures et conduire à une destruction complète de la machine. Une excentricité statique dynamique ou mixte peut induire des efforts considérables [16].

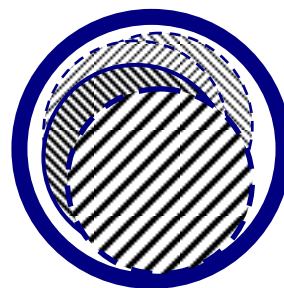
### 1.4.2.4 Défauts d'excentricités

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor) du rotor qui se traduit par des oscillations du couple. Ce phénomène est appelé excentricité statique ou dynamique dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut de roulement, à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication [17]. Il y a trois cas d'excentricités généralement bien distinctes [18, 19]:

- **excentricité statique** : le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour son axe. (Figure 1.4 .a ) ;
- **excentricité dynamique** : le rotor est positionné au centre de l'alésage stator mais ne tourne plus autour son axe (Figure 1.4 .b) ;
- **excentricité mixte**, associe les deux cas précédemment cités.



a- Excentricité statique



b- Excentricité dynamique

**Fig. 1.4** Schématisation de l'excentricité.

Ces types des défauts modifient le comportement magnétique ainsi que mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent sur le noyau statorique et sur l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation. D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des vibrations considérables dans les enroulements [20].

## **1.5 Méthodes de diagnostique**

Afin de mieux situer notre travail, il a été nécessaire de rechercher quelles sont les méthodes utilisées pour en diagnostic pour détecter d'une anomalie au sein d'une machine asynchrone. Dans cette partie, nous avons choisi de décrire les méthodes les plus couramment utilisées pour le diagnostic des défauts électrique ou mécanique en précisant leurs avantages et leur inconvénient.

### **1.5.1 Diagnostic des défauts par estimation paramétrique**

Cette méthode de diagnostic utilise les paramètres structurels d'un modèle de connaissance et extrait par la suite les paramètres du système à partir des lois de connaissance pour détecter et localiser le défaut. L'efficacité de cette méthode est essentiellement due au choix du modèle de connaissance; En effet ? le type de défaut à détecter est fonction du modèle utilisé.

Les premiers travaux relatant de l'estimation de paramètres ont débuté avec des modèles relativement simples utilisés depuis plusieurs années pour la commande des machines électriques (modèle de Park par exemple). Ces modèles n'ont besoin que de quatre paramètres pour effectuer le diagnostic de défaut ce qui, dans certains cas, ne permet pas de localiser avec précision la défaillance. L'étape suivante est donc nécessairement le passage à un modèle de connaissance plus fin de la machine, tout en gardant la possibilité d'identifier les paramètres souhaités. Ces modèles peuvent être des modèles triphasés, qui s'affranchissent de l'hypothèse d'une machine magnétiquement équilibrée, ou encore des modèles à " $n$ " phases, capables de refléter le fonctionnement de la machine sur une large bande de fréquences [21].

Des algorithmes spécifiques ont été élaborés pour l'estimation séquentielle des paramètres. Le filtre de Kalman est le plus adéquat de tous. Toutefois [22], il est le plus délicat à mettre en œuvre. Tout d'abord, en tant qu'algorithme d'identification en temps réel, le filtre de Kalman étendu délivre un modèle adaptatif, capable de prendre en compte les évolutions normales des paramètres de la machine telles que la variation des résistances (en fonction de la température) ou encore la variation des inductances (en fonction du niveau de saturation). Par ailleurs, les paramètres estimés, eux-mêmes, permettent une première analyse des conditions de fonctionnement de la machine, par exemple, une augmentation anormale de la valeur des résistances statoriques peut signifier un échauffement excessif et donc une dégradation progressive des enroulements.

### **1.5.2 Diagnostic des défauts par reconnaissance des formes**

Les méthodes de diagnostic qui utilisent la reconnaissance des formes ne sont pas nombreux à ce jour. Un vecteur de paramètres, appelé vecteur de forme, est extrait à partir de plusieurs mesures. Les règles de détection adoptées permettent de classer les observations, décrites par le vecteur de forme, par rapport aux différents modes de fonctionnement connus avec et sans défaut [23].

Pour classer ces observations, il faut obligatoirement être en mesure de fournir les données pour tel ou tel mode de fonctionnement (fonctionnement avec un rotor sain à 0% de charge ou alors fonctionnement avec une barre cassée à 100% de charge par exemple). Pour cela, il faut disposer d'une base de données, ce qui permettra ensuite de construire la classe correspondante au défaut créé (possible pour les machines de petites et moyennes puissances). Une autre voie consisterait à calculer les paramètres du vecteur de forme en effectuant des simulations numériques de la machine étudiée (indispensable pour les moteurs de fortes puissance). Dans la dernière configuration, il faut un modèle comportemental de la machine relativement précis pour obtenir des paramètres les plus proches possibles de la réalité. Le choix de la classe à laquelle appartient le vecteur de forme mesuré s'effectue par exemple grâce à des algorithmes de type *k-PPV* (Plus Proches Voisins) ou par une approche utilisant les frontières de séparation.

### **1.5.3 Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park**

Une représentation en deux dimensions peut être utilisée pour décrire le phénomène des moteurs asynchrones triphasés. Une des plus connues et des plus appropriées repose sur le calcul des courants dits de Park [24].

### **1.5.4 Diagnostic des défauts par le suivi des grandeurs mesurables**

L'analyse fréquentielle des grandeurs mesurables et le plus souvent utilisée pour diagnostiquer les défauts rotoriques. Les grandeurs mesurables d'une machine asynchrone peuvent être: les courants absorbés ; le flux de dispersion ; la tension d'alimentation ; le couple électromagnétique ; la vitesse de rotation ; les vibrations.

#### **1.5.4.1 Analyse fréquentielle des courants statoriques**

L'analyse des courants statoriques dans le domaine fréquentiel reste la méthode la plus couramment utilisée car le spectre résultant contient une source de renseignement sur la majorité des défauts électriques et magnétiques pouvant apparaître au sein de la machine asynchrone [25]. Nous savons que les amplitudes des composantes caractéristiques des fréquences  $(1 \pm 2k g).f_s$  dans le spectre du courant permettent de nous renseigner sur l'état de la cage rotorique. En effet, le spectre du courant statorique lorsque la machine fonctionne avec un rotor sain ne fait apparaître que la fréquence fondamentale. Ou dans le cas d'un

défaut l'amplitude des ces composantes augmente considérablement. Ce phénomène traduit la présence d'un défaut au sein de la cage rotorique [26].

#### **1.5.4.2 Analyse fréquentielle du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation**

Lorsqu'une rupture de barre apparaît, les spectres fréquentiels de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique laissent paraître des composantes supplémentaires situées aux fréquences  $2.k.g.f_s$  [27]. Cependant, il s'est avéré que l'analyse de ces composantes ne nous renseigne pas aussi bien sur le défaut rotorique comme celle du le spectre du courant statorique. De plus l'acquisition de ces deux signaux nécessite un équipement assez coûteux, ce qui limite leur utilisation pour le diagnostic de défauts des machines asynchrones. Certains systèmes reconstruisent une image du couple électromagnétique à partir des tensions et des courant mesurés sur la machine, mais cette approche reste moins efficace que les méthodes précédemment citées.

#### **1.5.4.3 Analyse de la tension du neutre**

Cette méthode est basée sur l'utilisation de la tension présente entre le neutre de la source d'alimentation et le neutre de la machine asynchrone pour détecter des courts-circuits entre spires dans le but se détecter un défaut rotorique dans les machines asynchrones [28].

L'information donnée par la tension présente entre les deux neutres était pertinente pour le diagnostic des défauts rotoriques. L'information la plus significative pour permettre un diagnostic fiable de la cage rotorique se situe au niveau des composantes harmonique de fréquence  $f = [3(1 - g) \pm g]f_s$

#### **1.5.5 Analyse temps-fréquence et temps-échelle**

La non-stationnarité des signaux est une propriété très courante mais difficile à maîtriser si nous prenons le cas d'une machine asynchrone, certains processus de fonctionnement exigent qu'elle fonctionne sous des couples de charges très souvent variables dans le temps. Les techniques de traitement temps-fréquence et temps-échelle ont vu le jour [29].

##### **1.4.5.1 Analyse temps-fréquence**

Le courant du moteur asynchrone peut être assimilé à un signal non-stationnaire dans certaines applications (variation aléatoire du couple de charge modifiant la valeur efficace du courant absorbé). De plus, nous savons que les techniques qui utilisent la transformée de Fourier ne sont pas suffisantes pour représenter ce type de signal. Durant ces dernières années, le développement des méthodes statistiques de surveillance de signaux a fourni des outils effaces pour traiter les signaux non-stationnaires. Alors, les transformations temps-fréquence donnent un cadre mathématique optimal pour l'analyse de signaux non-stationnaires.

Par exemple, la transformation Wigner-Ville permet d'obtenir une représentation temps-fréquence permettant d'effectuer un diagnostic relativement précis de l'état du système analysé. Cette transformation est une fonction réelle qui définit une distribution d'énergie dans le plan temps-fréquence. Le temps de calcul d'une telle représentation peut être prohibitif et l'interprétation des résultats est souvent difficile, ce qui rend la détection de défaut complexe. Une méthode d'analyse temps-fréquence adaptative a été développée pour détecter les barres rotoriques cassées et les défauts de roulements a été proposée. [30]. L'idée essentielle dans cette méthode est de transformer le courant du moteur en une représentation temps-fréquence pour capturer la variation dans le temps des composantes spectrales.

Une analyse statistique du spectre fréquentiel est effectuée pour distinguer les conditions de défaut par rapport aux conditions de fonctionnement normales du moteur. Puisque chaque moteur a une géométrie distincte, une approche particulière est alors utilisée. Dans cette approche, l'algorithme est programmé pour identifier le fonctionnement normal du moteur avant la détection réelle du défaut.

Une technique de fenêtrage avec une région de taille variable est utilisée pour améliorer l'analyse du signal, ce signal. Du courant statorique du moteur asynchrone. L'analyse par ondelette [31], permet l'utilisation d'intervalle de temps longs, pour avoir une information basse fréquence la plus précise possible, et d'intervalle de temps plus court, pour avoir une information riche en hautes fréquences. La capacité d'exécuter une analyse locale est un des dispositifs les plus intéressants de la transformation en ondelettes.

L'utilisation des ondelettes pour la surveillance des défauts et le diagnostic des moteurs asynchrones est un avantage car cette technique permet d'améliorer l'analyse du courant statorique pendant les phases transitoires [32, 33]. Les ondelettes peuvent être utilisées pour une analyse localisée dans le domaine temps-échelle. C'est par conséquent un outil adéquat pour la surveillance et le diagnostic de défaut de la machine électrique lorsqu'il est indispensable de les utiliser à vitesse variable.

## **I.6 Méthodes de diagnostic modernes**

En dépit des diverses techniques mentionnées précédemment, ces dernières années, la surveillance et la détection de défaut des machines électriques se sont éloignées des techniques traditionnelles pour s'orienter vers des techniques dites d'intelligence artificielle [34-38]. Ces techniques apportent aux systèmes de diagnostic des moteurs électriques la fiabilité, l'automatisation, la praticité et la sensibilité.

Ces méthodes ne exploitent les signatures avec ou sans modèle, décrites précédemment, pour réaliser la supervision et le diagnostic du système. Elles possèdent, par ailleurs, de grandes facultés d'apprentissage. En effet, les récents développements dans le matériel et le logiciel permettent de produire un système pour la surveillance automatique des moteurs asynchrones en utilisant des techniques de traitement des signaux et des techniques de classification non supervisée pour le diagnostic des défauts. Parmi ces méthodes, nous pouvons

citer les systèmes experts, la logique floue, les réseaux neuronaux, nous allons présenter quelques unes de ces techniques ainsi que leurs applications dans le domaine du diagnostic.

### **I.6.1 Les systèmes experts**

Les systèmes experts sont des outils conçus pour pouvoir modéliser l'approche des experts dans un domaine spécifique. Ils permettent de formaliser leurs connaissances et fournissent un mécanisme pour les exploiter. Lorsque le mode de représentation de la connaissance est de type symbolique, l'approche par système expert est favorisée. Dans ce cadre, la connaissance a priori sur le système est représentée par un ensemble de règles et de faits (données manipulées par les règles) qui constituent ce qu'on appelle la (base de connaissance). Cette base est construite à l'aide d'outils d'aide à la formalisation, qui sont fortement liés à l'application.

L'architecture générale d'un système expert se compose principalement d'une base de connaissance et un moteur d'inférence [39]. Le moteur d'inférence représente l'organe de résolution, son fonctionnement est basé sur des méthodes de résolution indépendantes du contexte. Une méthode de résolution inclut en général les étapes suivantes :

- La sélection de règles dans la base de connaissance en fonction des faits établis;
- la résolution des conflits entre les règles sélectionnées;
- l'exécution en indiquant les conditions de déclenchement et les conséquences jusqu'à ce que le but rechercher soit atteint.

En diagnostic, ce type d'approche est adapté aux problèmes nécessitant la manipulation d'une quantité importante de données non homogènes. Ils ont beaucoup été utilisés dans le diagnostic des systèmes statiques. Pour des systèmes dynamiques, ce type d'approche est peu adapté pour des problèmes de temps-réel et de gestion dynamique de l'information.

### **I.6.2 Les arbres de défaillances**

Il s'agit d'une méthode déductive qui vise à identifier pour chaque événement indésirable, l'ensemble des événements élémentaires qui peuvent contribuer à son apparition. Cette méthode est très employée dans les domaines de l'automobile, du nucléaire, de la chimie, de l'aéronautique, etc... pour évaluer la fiabilité d'un système [40]. Elle consiste en une recherche exhaustive des combinaisons possibles d'événements qui conduisent à un défaut de fonctionnement ou une panne. La représentation la plus utilisée est celle qui associe à chaque événement indésirable la liste de tous les enchaînements logiques des événements jusqu'à l'arrivée à des événements de base qui ne nécessitent pas de développements plus poussés. Quand l'arbre est établi et les probabilités des événements élémentaires connues, la probabilité de l'événement indésirable et les combinaisons les plus probables conduisant à son apparition peuvent être déterminées. Cette méthode présente différents avantages :

- Elle permet d'analyser toutes les causes possibles d'un défaut et donc d'améliorer la conception du système;
- La décomposition arborescente permet un diagnostic relativement rapide des défauts.

Cependant, cette méthode présente plusieurs inconvénients :

- Le principal vient de l'exhaustivité nécessaire pour établir le diagnostic;
- Connaître jusqu'à quel niveau de décomposition l'analyse peut être menée.
- La méthode est difficile à utiliser pour des systèmes complexes fortement interconnectés.

Dans le domaine des entraînements, des arbres de défaillances ont été utilisés pour analyser les pannes de cartes analogiques de la commande. L'idée était d'analyser les causes de quelques combinaisons de signaux logiques issus de protections pour donner à l'utilisateur une indication sur la carte à changer après un défaut. L'expérience a montré que ces arbres étaient lourds à mettre en oeuvre et difficiles à modifier. De plus, comme ils étaient basés sur un nombre restreint de signaux logiques, les indications données étaient très succinctes

### **I.6.3 Réseaux de neurones artificiels**

Un réseau de neurone est un modèle de calcul dont la conception est très schématiquement inspiré du fonctionnement de vrais neurones humains. Cette technique est placée dans la famille des méthodes de l'intelligence artificielle qu'ils enrichissent en permettant de prendre des décisions s'appuyant davantage sur la perception que sur le raisonnement logique formel.

Dans les années 1940, les neurologues Warren Sturgis McCulloch et Walter Pitts menèrent les premiers travaux sur les réseaux de neurones. Ils constituèrent un modèle simplifié de neurone biologique communément appelé neurone formel. Ils montrèrent également théoriquement les réseaux de neurones formels simples peuvent réaliser des fonctions logiques, arithmétiques complexes.

Issus de la recherche en neurophysiologie et en informatique, cette approche fait l'objet de recherches dans beaucoup de domaines tels que la compréhension et la synthétisation de la langue naturelle, la classification, le diagnostic, etc. Cette technologie comporte des caractéristiques très intéressantes comme la faculté d'apprentissage et d'auto-organisation. Elle présente des perspectives d'applications particulièrement intéressantes pour l'aide au diagnostic avec signatures externes. En effet, le calcul neuromimétique possède des propriétés similaires à celles de la reconnaissance des formes pour la classification automatique de signatures.

Pour identifier des défauts dans un système, le diagnostic réalisé par réseaux de neurones doit disposer d'un nombre suffisant d'exemples de bon fonctionnement et de défauts pour pouvoir les apprendre. Pendant la phase d'apprentissage, les exemples sont présentés au réseau en entrée avec les diagnostics correspondants à la sortie. Le réseau s'auto-organise, apprenant à relier les exemples montrés aux diagnostics. Après l'apprentissage, le réseau ne

reconnait pas seulement les exemples appris mais également des paradigmes leur ressemblant, ce qui correspond à une certaine robustesse par rapport aux déformations de signaux par le bruit.

Pour un traitement par réseau de neurones, les exemples doivent être mis en forme pour être entrés dans le réseau. Ce sont des grandeurs caractéristiques des défauts à diagnostiquer, filtrer et prétraiter (transformée de Fourier). Conceptuellement, un réseau de neurones peut être considéré comme une boîte noire, il n'est pas nécessaire de construire un modèle du système, contrairement aux méthodes dites internes.

L'inconvénient majeur est d'arriver à déterminer une méthodologie pour maîtriser les problèmes inhérents, qui sont principalement le choix de la structure, de la taille du réseau et des algorithmes d'apprentissage pour un problème précis. Par contre, la principale raison de leur intérêt en diagnostic industriel est leur faculté d'apprentissage et la mémorisation d'un grand volume d'information. D'ailleurs, en ce qui concerne la surveillance des machines électriques, cette méthode a été largement utilisée [41].

Par exemple, dans [42, 43], le premier auteur utilise comme signal les vibrations du châssis du moteur alors que le second s'oriente vers l'emploi du courant statorique. Ces deux articles montrent l'efficacité des réseaux de neurones artificiels pour différents types de défauts.

## **I.7 Conclusion**

Nous avons montré que les principaux éléments de constitution d'une machine asynchrone triphasée peuvent présenter des défaillances qui induisent, pour la plupart d'entre elles, un arrêt intempestif de la machine asynchrone. C'est pour pallier ce problème que le diagnostic de défaut a pris une importance de plus en plus grandissante dans les milieux industriels. Des techniques de diagnostic dans le but de se affirmer de ces arrêts imprévisibles. Nous avons vu que la détection d'un défaut, qu'il soit mécanique ou électrique, s'accomplit généralement par la surveillance de l'amplitude de composantes spécifiques dans le spectre fréquentiel d'une grandeur mesurable. C'est pour cette raison que nous avons présenté dans la continuité de la présentation, nous avons abordé les méthodes de détection actuelles en discutant de leurs avantages et de leurs faiblesses. Dans la majorité des cas étudiés, les techniques conventionnelles de diagnostic, qui utilisent la transformée de Fourier rapide. Cependant, il s'avère que lorsque le signal à analyser est non-stationnaire les transformations temps-fréquence et temps-échelle fournissent un outil plus adapté pour la détection et le diagnostic de défauts. En effet, ces techniques montrent quelques avantages dans les applications particulières ou la vitesse de rotation ou la charge est variable.

# ***CHAPITRE 2***

## **MODELISATION D'IDEES AU DIAGNOSTIQUE**

# CHAPITRE 2

## MODELISATION DIDEE AU DIAGNOSTIQUE

### 2.1 Introduction

La modélisation permet de guider les développements par la qualification des phénomènes. En plus, elle est d'un apport précieux car elle restitue une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et montre des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

La mise au point d'une procédure de diagnostic à base de modèles analytiques pour la machine asynchrone, recouvre un certain nombre de problèmes de la synthèse des méthodes décrivant le comportement de la machine, ceci de manière exacte en intégrant certains paramètres pour décrire le plus précisément possible le comportement de la machine. En un premier temps, les méthodes ont utilisé des modèles simples négligeant un certain nombre de phénomènes. Ces modèles sont fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axes de référence. Donc, conduit à des interprétations théoriques qui ne peuvent pas être utilisées pour analyser des effets localisés tels que les barres cassées dans le rotor de la machine en les distinguant des effets provenant d'autres incidents. D'autre part, ces modèles sont imprécis et ne décrivent qu'un fonctionnement sain de la machine. Ainsi, il a fallu s'orienter vers un modèle multi-enroulements pour une description dans la méthode de détection.

### 2.2 Modèle Multi-enroulements

La détection des défauts dans les machines électriques à partir des méthodes de diagnostic nécessite de disposer d'un modèle capable de représenter les comportements de la machine dans les différents modes de fonctionnement et même en présence de déséquilibres structurels. A cet effet, un modèle multi-enroulements a été développé [44,45]. Dans ce modèle, le rotor est constitué de  $N_b$  barres isolées, uniformément réparties sur la surface du rotor et court-circuitées par deux anneaux, qu'on représente par un ensemble de mailles interconnectées entre elles. Chacune d'elles est formée par deux barres adjacentes et deux portions d'anneaux qui les relient (Figure 2.1). Ces mailles sont reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement. On introduit dans notre étude le modèle de la machine asynchrone où on considère le stator à constitution symétrique afin d'assurer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Le nombre des équations différentielles obtenues est égal aux nombres de barres plus un [46,47]

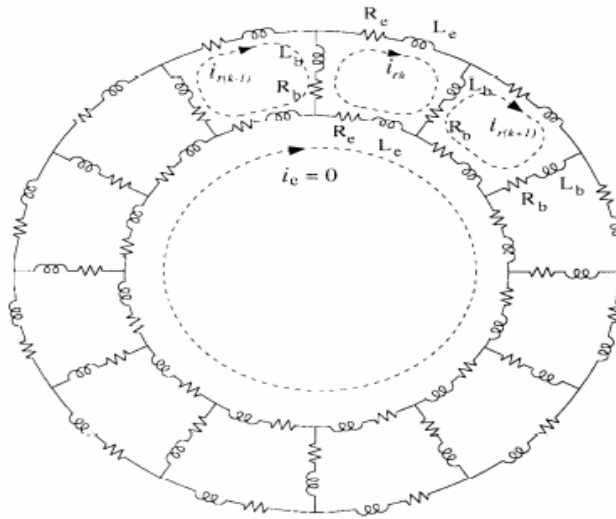


Fig.2.1 Structure du rotor à cage d'écureuil

## 2.3 Equations du système

### 2.3.1 Equations des tensions statoriques

Les équations de tensions statoriques de la machine peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Psi_s] \quad (2.1)$$

Avec:

$$[\Psi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r] \quad (2.2)$$

Sachant que les vecteurs des tensions statoriques, des courants de phases statoriques et des courants de mailles rotoriques donnés sont respectivement par les équations suivantes:

$$[I_s] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^t \quad (2.3)$$

$$[I_r] = [I_{r1} \quad I_{r2} \quad \dots \quad I_{rN_b} \quad I_{re}]^t \quad (2.4)$$

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^t \quad (2.5)$$

Où

$i_{rj}$ : courant à travers la  $J^{eme}$  barre rotoriques ;

$i_{re}$ : courant à travers la l'anneau de court-circuit ;

$[R_s]$ : matrice des résistances statoriques de dimension  $(3 \times 3)$  éléments:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$[L_{ss}]$ : matrice des inductances statoriques de dimension de  $(3 \times 3)$  éléments. Elle est donnée par la relation suivante:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{saa} & L_{sab} & L_{sac} \\ L_{sba} & L_{sbb} & L_{sbc} \\ L_{sca} & L_{scb} & L_{sbb} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Où :

$$L_{sii} = L_{sp} + l_{sf} \quad (2.8)$$

$L_{sii}$  et  $L_{sij}$ : représentent respectivement, l'inductance propre de la  $i^{eme}$  phase statoriques et l'inductance mutuelle entre la  $i^{eme}$  et  $j^{eme}$  phase. ( $i \neq j$ );

$[L_{sr}]$ : La matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques avec une dimension de  $3 \times (N_b + 1)$  éléments. Elle est donnée par la relation suivante:

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{sar1} & L_{sar2} & \dots & \dots & L_{sarN_b} & L_{sare} \\ L_{sbr1} & L_{sbr2} & \dots & \dots & L_{sbrN_b} & L_{sbre} \\ L_{scr1} & L_{scr2} & \dots & \dots & L_{scrN_b} & L_{scre} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$L_{siri}$  : inductance mutuelle entre la phase statorique  $i$  ( $i=a, b$  et  $c$ ) et une barre de la maille rotoriques  $j$  ( $j=1,2,\dots, N_b$ );

$L_{sire}$  : Inductance mutuelle entre la phase statorique  $i$  ( $i=a, b$  et  $c$ ) et l'anneau de court-circuit. Donc, on peut écrire:

$$\frac{d}{dt} [\Psi_s] = [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \frac{d[L_{sr}]}{dt} [I_r] + [L_{sr}] \frac{d[I_{sr}]}{dt} \quad (2.10)$$

De plus:

$$\frac{d[L_{sr}]}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} \quad (2.11)$$

$\theta_r$ : angle qui définit la position du rotor et  $\omega_r$ : vitesse de rotation.

Par conséquent; l'équation (2.11) devient:

$$\frac{d}{dt} [\Psi_s] = [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \omega_r \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} [I_r] + [L_{sr}] \frac{d[I_{sr}]}{dt} \quad (2.12)$$

### 2.3.2 Equations des tensions rotoriques

A partir du circuit équivalent du rotor de la figure 3, on peut tirer les équations des tensions rotoriques.

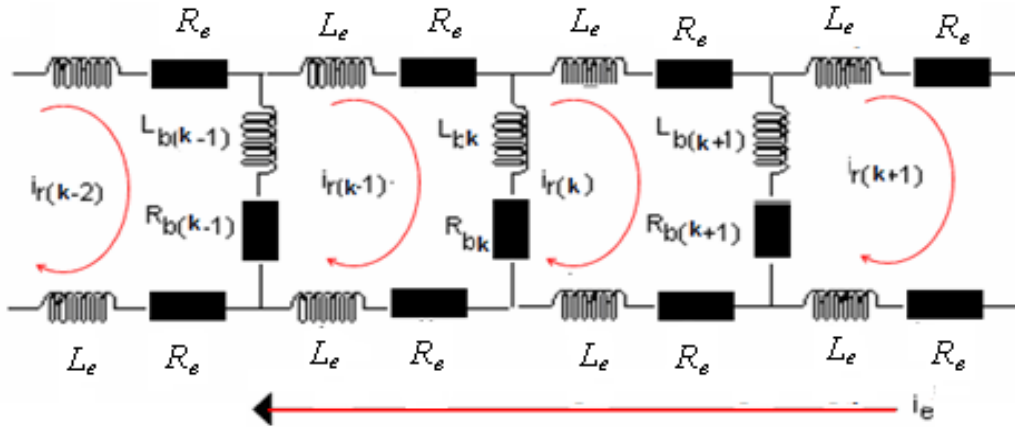


Fig.2.2. Circuit équivalent des mailles rotoriques

Les équations de tensions rotoriques peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Psi_r] \quad (2.13)$$

Avec

$$[\Psi_r] = [L_{rr}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \quad (2.14)$$

$$[V_r] = [V_{r1} \ V_{r2} \ \dots \ V_{rN} \ V_{re}] \quad (2.15)$$

Dans ce modèle, les tensions rotoriques sont nulles  $V_{er}=0$ ,  $V_{rj}=0$ ,  $j=1,2,\dots,N_b$ ,

Donc l'équation de la  $j^{eme}$  maille rotoriques est:

$$V_{rj} = 2(R_b + R_e)I_{rj} - R_b \cdot I_{(j-1)} - R_b \cdot I_{(j+1)} - R_e I_e + \frac{d\Psi_{rj}}{dt} \quad (2.16)$$

Et, l'équation de l'anneau de court-circuit est:

$$V_{re} = -R_e \cdot I_{r1} - R_e \cdot I_{r2} - \dots - R_e \cdot I_{rN} + N_b \cdot R_e \cdot I_{re} + \frac{d\Psi_{rj}}{dt} \quad (2.17)$$

$R_b$ ,  $R_e$  sont respectivement, la résistance d'une barre et la résistance d'une portion d'anneaux.

$[R_r]$ : matrice symétrique des résistances rotoriques avec une dimension  $(N_b + 1)(N_b + 1)$ . Elle est représentée par la relation suivante:

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \cdots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & \cdots & 0 & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 2(R_b + R_e) & -R_b & -R_e \\ -R_b & 0 & 0 & \cdots & -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & \cdots & -R_e & -R_e & N_b R_e \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$[L_{rr}]$ : matrice des inductions rotoriques avec une dimension  $(N_b + 1)(N_b + 1)$  d'éléments. Elle est définie par la relation suivante:

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{rp} + 2(L_b + L_e) & L_{r1r2} - L_b & L_{r1r3} & \cdots & \cdots & \cdots & L_{r1r(N_b-1)} & L_{r1rN_b} - L_b & -L_e \\ L_{r2r1} - L_b & L_{rp} + 2(L_b + L_e) & L_{r2r1} - L_b & \cdots & \cdots & \cdots & L_{r2r(N_b-1)} & L_{r2rN_b} - L_b & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{r(N_b-1)r1} & L_{r(N_b-1)r2} & L_{r(N_b-1)r3} & \cdots & \cdots & \cdots & L_{rp} + 2(L_b + L_e) & L_{r(N_b-1)rN_b} - L_b & -L_e \\ L_{rN_b r1} - L_b & L_{rN_b r2} & L_{rN_b r3} & \cdots & \cdots & \cdots & L_{rN_b r(N_b-1)} - L_b & L_{rp} + 2(L_b + L_e) & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & \cdots & \cdots & \vdots & -L_e & -L_e & N_b L_e \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$L_b$ : inductance de fuite d'une barre rotorique;

$L_e$ : inductance de fuite d'un portion d'anneau de court-circuit;

$L_{rp} = L_{rj rj}$ : inductance propre de la maille rotorique  $j$ ;

$L_{r i r j}$ : inductance mutuelle entre la  $i^{eme}$  et  $J^{eme}$  maille rotorique, avec  $i \neq j$ .

### 2.3.3 Equations mécaniques

L'équation mécanique du mouvement s'écrit sous la forme suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r \quad (2.20)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.21)$$

Avec :

$\theta_r$ : angle qui définit la position du rotor ;  $\omega_r$ : vitesse de rotation du rotor ;  $C_r$ : couple résistant et  $C_{em}$ : couple électromagnétique.

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

$$C_{em} = \left[ \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} \right]_{(I_s, I_r: \text{constants})} \quad (2.22)$$

La co-énergie est l'énergie électrique moins l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique. Par conséquent, dans le cas du moteur à cage, elle peut être exprimée par la relation suivante:

$$W_{co} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_s]^t & [I_r]^t \end{bmatrix} [L] \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Où :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rr}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

L'équation du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante:

$$C_{em} = \frac{1}{2} \left( [I_s]^t \frac{\partial [L_{ss}]}{\partial \theta_r} [I_s] + [I_s]^t \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_r} [I_r] + [I_r]^t \frac{\partial [L_{rs}]}{\partial \theta_r} [I_s] + [I_r]^t \frac{\partial [L_{rr}]}{\partial \theta_r} [I_r] \right) \quad (2.25)$$

Les matrices  $[L_{ss}]$  et  $[L_{rr}]$  sont constantes, donc après la simplification, l'équation (2.25) devient:

$$C_{em} = \frac{1}{2} \left( [I_s]^t \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_r} [I_r] + [I_r]^t \frac{\partial [L_{rs}]}{\partial \theta_r} [I_s] \right) \quad (2.26)$$

Dans le cas où l'entrefer est constant, on a  $[L_{sr}] = [L_{rs}]$  et l'expression du couple est:

$$C_{em} = [I_s]^t \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_r} [I_r] \quad (2.27)$$

## 2.4 Calcul des inductances pour une distribution du flux sinusoïdale

### 2.4.1 Calcul des inductances statoriques

Considérons un moteur asynchrone triphasé à cage d'écuriel. Nous supposons que l'enroulement statorique triphasé est à distribution idéale autour de la périphérie de l'entrefer pour que le champ résultant soit de forme sinusoïdale [48,49]. Le déphasage entre chaque phase de l'enroulement statorique est  $\frac{2\pi}{3}$ , l'expression de la  $fmm$  de la phase " $m$ " est donnée par la relation suivante:

$$F_m(\theta) = \frac{2}{\pi} \frac{N_e}{p} I_{sm} \left( \cos - m \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.28)$$

$m = 1, 2$  et  $3$  respectivement pour les phases ( $a$ ,  $b$  et  $c$ );

$N_s$  : nombre de spires;

$p$  : nombre de paire de pôles;

$\theta$ : angle décrivant une position entre rotor et stator dans l'espace.

L'induction due à une bobine statorique est :

$$B_{sm}(\theta) = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{e.p} I_{sm} \cos\left(p\theta - m\frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.29)$$

Où :

$\mu_0$ : perméabilité magnétique de l'air ;  $e$  : épaisseur de l'entrefer.

Le flux dans l'entrefer est obtenu par l'intégration de l'expression autour d'un intervalle polaire le long de la machine, soit :

$$\Psi = B.S = \int_0^l dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_{sm}(\theta) \left(\frac{D}{2}\right) d\theta \quad (2.30)$$

Il en résulte que :

$$\Psi = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{e.P^2} \left(\frac{D}{2}\right) I_{sm} .L \quad (2.31)$$

D: diamètre moyen de la machine et L: longueur de la machine.

Le flux principal traversant l'enroulement de la phase "m" est donné par:

$$\Psi_{spm} = \Psi .N_s = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{e.p^2} \left(\frac{D}{2}\right) I_{sm} .L \quad (2.32)$$

L'inductance principale de magnétisation de la phase "m" est exprimée par:

$$L_{sp} = \frac{\Psi_{sm}}{I_{sm}} = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{e.p^2} \left(\frac{D}{2}\right) .L \quad (2.33)$$

L'inductance de la phase statoriques "a" par exemple est égale à la somme de l'inductance principale et l'inductance de fuite.

$$L_{aa} = L_{sp} + L_f \quad (2.34)$$

Les enroulements statoriques sont décalées de  $\frac{2\pi}{3}$ . Par conséquent, les inductances mutuelles entre phases statoriques sont exprimées par les relations suivantes:

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{sp} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{sp}}{2} \quad (2.35)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = L_{sp} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{sp}}{2} \quad (2.36)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = L_{sp} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{sp}}{2} \quad (2.37)$$

#### 2.4.2 Calcul des inductances rotoriques

Nous supposons que les barres rotoriques sont identiques et régulièrement décalées l'une par rapport à l'autre d'un angle  $\alpha_r = \frac{2\pi}{N_b}$ . La figure 2.3, présente le champ créé par une maille parcourue par le courant  $I_{rj}$ .  $j = 1.2.....N_b$ .

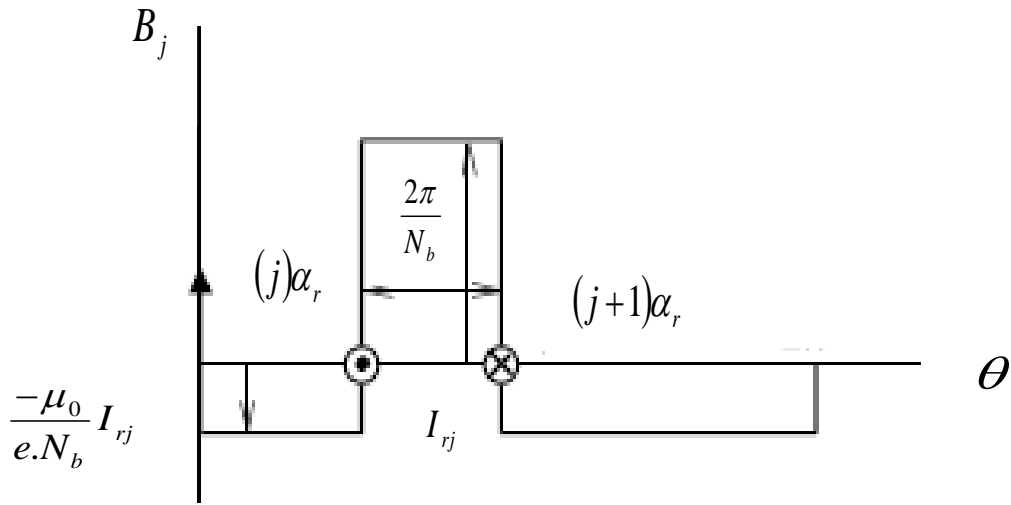


Fig.2.3. Champ créé par une maille rotorique

Chaque maille rotorique est considérée comme une bobine ayant une seule spire. Lorsqu'elle est parcourue par le courant  $I_{rj}$  elle est le siège d'un flux exprimé par la relation suivante:

$$\Psi_{rjrj} = \int_0^t dz \int_{(j-1)\alpha_r}^{j\alpha_r} \frac{\mu_0}{e} \left(\frac{D}{2}\right) \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) I_{rj} d\theta \quad (2.38)$$

D'où :

$$\Psi_{rjrj} = \frac{\mu_0}{e} \left(\frac{D}{2}\right) \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \cdot L \cdot I_{rj} \quad (2.39)$$

L'inductance principale de magnétisation de la maille  $j$  est exprimée par l'équation (2.39):

$$L_{rp} = \frac{\Psi_{rjrj}}{I_{rj}} = \frac{2\pi\mu_0(N_b - 1)}{e \cdot N_b^2} \left(\frac{D}{2}\right) \cdot L \quad (2.40)$$

L'inductance de la  $j^{eme}$  maille rotorique est égale à la somme de l'inductance principale, des inductances de fuite de deux barres et des inductances de fuite de deux portions d'anneaux de court-circuit qui ferment la maille.

$$L_{rjj} = L_{rp} + L_{bj} + L_{b(j+1)} + 2L_e \quad (2.41)$$

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer.

Les inductances mutuelles entre deux mailles adjacentes sont exprimées par les relations ci-dessous :

$$L_{r(j+1)j} = \frac{\Psi_{r(j+1)j}}{I_{rj}} - L_{b(j+1)} = -\frac{2\pi\mu_0}{e.N_b^2} \left( \frac{D}{2} \right) . L - L_{b(j+1)} \quad (2.42)$$

$$L_{r(j-1)j} = \frac{\Psi_{r(j-1)j}}{I_{rj}} - L_{b(j-1)} = -\frac{2\pi\mu_0}{e.N_b^2} \left( \frac{D}{2} \right) . L - L_{b(j-1)} \quad (2.43)$$

Les inductances mutuelles entre deux mailles non adjacentes sont:

$$L_{rkj} = \frac{\Psi_{rkj}}{I_{rj}} - L_{b(j+1)} = -\frac{2\pi\mu_0}{e.N_b^2} \left( \frac{D}{2} \right) . L \quad (2.44)$$

### 2.4.3 Calcul des mutuelles stator-rotor

De la transformation dans le repère lié au rotor, la densité du flux d'entrefer créée par le courant  $I_{sm}$ , Il en résulte:

$$B_{sm}(\theta') = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 N_s}{e.p} I_{sm} \cos \left( p(\theta + \omega_r t) - m \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.45)$$

$$\theta' = \theta + \omega_r t \quad (2.46)$$

D'où le flux traversant la maille  $j$

$$\Psi_{smrj} = \int_0^t dz \int_{(j-1)\alpha_r}^{j\alpha_r} B_{sm}(\theta') . rd(\theta') \quad (2.47)$$

Le développement de l'intégrale :

$$\Psi_{smrj} = L_{sr} . I_{sm} \cos \left( p \left( \frac{(2j-1)}{N_b} + \omega_r t \right) - m \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.48)$$

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

$$L_{sarj} = \frac{\Psi_{sarj}}{I_{sa}} = L_{sr} \cos \left( p \left( \frac{(2j-1)}{N_b} + \omega_r t \right) \right) \quad (2.49)$$

L'inductance mutuelle entre la maille rotorique  $j$  et la phase statorique "b" est donnée par:

$$L_{sbrj} = \frac{\Psi_{sbrj}}{I_{sb}} = L_{sr} \cos\left(p\left(\frac{(2j-1)}{N_b} + \omega_r t\right) - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.50)$$

L'inductance mutuelle entre la maille rotorique  $j$  et la phase statorique "c" est:

$$L_{scrj} = \frac{\Psi_{scrj}}{I_{sc}} = L_{sr} \cos\left(p\left(\frac{(2j-1)}{N_b} + \omega_r t\right) - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.51)$$

## 2. 5 Calcul des inductances quand la distribution du flux est réelle

Pour présenter le comportement de la machine asynchrone, il est nécessaire d'inclure les harmoniques d'espaces de l'inductance principale dans le modèle à distribution sinusoïdale [50,51]. Ces harmoniques peuvent être définis comme étant l'effet de la répartition spatiale de la force magnétomotrice. Cette étape de calcul est importante car l'exactitude du modèle repose sur l'exactitude du calcul des inductances de leur dérivation.

## 2. 6 Développement de la fonction d'enroulement

Nous allons prendre une machine élémentaire à double cylindre excentrique (voir figure 2.4) pour montrer comment développer la fonction d'enroulement pour le calcul des inductances à partir de la distribution des enroulements. Cette machine est constituée de deux enroulements "A" et "B" dont le point de référence est l'angle  $\theta = 0$  [52,53].

Nous considérons un contour fermé "abcd" ou "a" et "d" sont situés sur le stator respectivement aux angles  $0$  et  $\theta$ , et "b" et "c" sur le rotor (Figure 3.4.b).

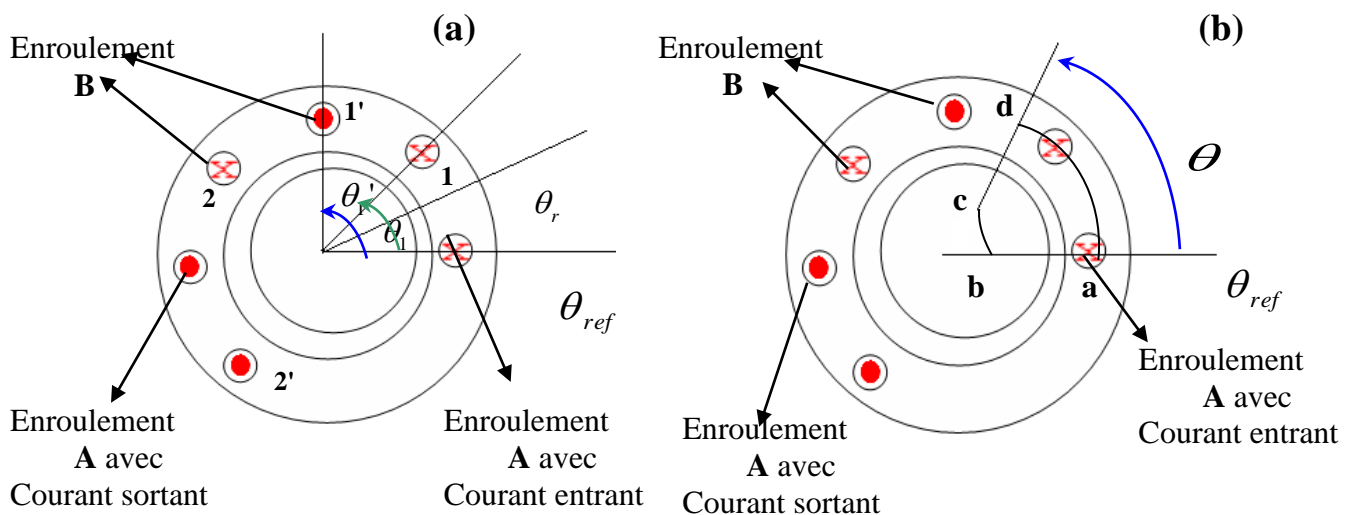


Fig.2.4 Machine élémentaire

Nous considérerons que l'angle " $\theta$ " varie entre " $0$ " et " $2\pi$ ". En vertu de la loi d'Ampère, nous avons:

$$\oint_{abcd} Hdl = \int_S JdS \quad (2.52)$$

$S$  : la surface enfermée par le contour " $abcd$ ".

Puisque les enroulements enfermés par le contour sont parcourus par le courant " $i$ ", l'équation (2.52) prend la forme suivante:

$$\oint_{abcd} Hdl = n(\theta, \theta_r) i \quad (2.53)$$

$H$ : l'inductance du champ magnétique.

$n(\theta, \theta_r)$ : est appelée la fonction de distribution. Elle représente le nombre de tours enfermées par le contour " $abcd$ ".

En général pour les bobines tournantes, la fonction de distribution est supposée une fonction de " $\theta$ " et de la position du rotor " $\theta_r$ ". Mais, Pour les bobines stationnaires, elle est fonction seulement de " $\theta$ " seulement.

Les conducteurs parcourus par les courants entrants sont considérés comme positifs, tandis que les conducteurs parcourus par les courants sortants sont considérés comme négatifs.

En fonction des  $fmm$  existantes dans le circuit magnétique, l'équation peut s'écrire comme suit:

$$F_{ab} + F_{bc} + F_{cd} + F_{da} = n(\theta, \theta_r) i \quad (2.54)$$

Puisque la perméabilité du fer est plus grande que celle de l'air, on peut considérer que la reluctance de la partie du fer, soit négligeable devant celle de l'air, d'où " $F_{bc}$ ", et " $F_{da}$ " seront négligées. De ce fait l'équation (2.54) prend la forme suivante:

$$F_{ab}(0, \theta_r) + F_{cd}(\theta, \theta_r) = n(\theta, \theta_r) i \quad (2.55)$$

Pour calculer la  $fmm$  " $F_{ab}(0, \theta_r)$ ", nous appliquons le théorème de Gauss:

$$\oint_S B dS = 0. \quad (2.56)$$

$B$ : est la densité du flux.

L'intégrale est prise du contour de la surface d'un volume arbitraire.

Soit " $S$ " la surface d'un volume cylindrique situé au voisinage de la surface interne du stator. L'équation (2.56) peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\int_0^{2\pi} \int_0^L \mu_0 H(\theta, \theta_r) r dL d\theta = 0 \quad (2.57)$$

La longueur de la machine " $L$ ", et le rayon intérieur du stator " $r$ ", sont considérés comme constants.

Puisque d'une part l'induction "  $B$  " ne varie pas suivant la longueur axiale de la machine, et que d'autre part la  $fmm$  est le produit de la longueur du flux radial par l'intensité du champ magnétique, nous avons donc:

$$\int_0^{2\pi} H(\theta, \theta_r) d\theta = 0 \quad (2.58)$$

Et ,

$$F_{cd}(\theta, \theta_r) = H(\theta, \theta_r) e(\theta, \theta_r) \quad (2.59)$$

$e(\theta, \theta_r)$ : la variation de l'épaisseur de l'entrefer.

La combinaison de ces deux équations nous donne:

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\theta, \theta_r)}{e(\theta, \theta_r)} d\theta = 0 \quad (2.60)$$

La division par  $e(\theta, \theta_r)$  et l'intégration de l'équation (2.60) dans l'intervalle  $[0 \ 2\pi]$ , nous donne:

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{ab}(0, \theta_r)}{e(\theta, \theta_r)} d\theta + \int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\theta, \theta_r)}{e(\theta, \theta_r)} d\theta = \int_0^{2\pi} \frac{n(\theta, \theta_r)}{e(\theta, \theta_r)} d\theta \quad (2.61)$$

Puisque le deuxième terme du coté droit de l'équation précédente est nul, et " $F_{ab}(0, \theta_r)$ " et " $i$ " sont constants par rapport à " $\theta$ ", nous déduisons la forme suivante:

$$F_{ab}(0, \theta_r) = i \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\theta, \theta_r) d\theta \right] \quad (2.62)$$

La quantité entre crochets est la valeur moyenne de la fonction de distribution  $n(\theta, \theta_r)$  par rapport à l'angle " $\theta$ ".

$$\langle n \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\theta, \theta_r) d\theta \quad (2.63)$$

Alors, l'équation (2.62) devient:

$$F_{ab}(0, \theta_r) = i \langle n \rangle \quad (2.64)$$

De l'équation (2.64), la  $fmm$  aux différents points de l'entrefer est :

$$F_{ab}(\theta, \theta_r) = (n(\theta, \theta_r) - \langle n \rangle) i \quad (2.65)$$

La fonction à l'intérieur des parenthèses est la fonction de distribution sans sa valeur moyenne. Cette quantité est souvent utilisée pour le calcul des  $fmm$ . Elle est appelée fonction d'enroulement et elle est donnée par (2.64):

$$N(\theta, \theta_r) = n(\theta, \theta_r) - \langle n \rangle \quad (2.66)$$

L'équation (73) devient:

$$F_{ab}(\theta, \theta_r) = N(\theta, \theta_r) i \quad (2.67)$$

La  $fmm$  est en relation directe avec la fonction d'enroulement, qui peut être considérée comme la distribution de la  $fmm$  par unité de courant. La dérivation de la fonction d'enroulement est un aspect important pour l'analyse de la machine. La connaissance des fonctions d'enroulement de l'ensemble des enroulements et des courants qui les traversent est essentielle pour trouver la distribution du champ dans l'entrefer de la machine. Nous verrons dans le paragraphe suivant que la fonction d'enroulement est essentielle pour le calcul des inductances de la machine.

## 2.7 Calcul des inductances

Dans la section précédente la perméabilité du fer est supposée infinie, c'est-à-dire que la  $fmm$  dans le fer est négligeable. La distribution de la  $fmm$  peut être obtenue par l'équation (2.68). Par souci de simplification du calcul des inductances mutuelles, les enroulements "A" et "B" de la figure 2, peuvent être associées au rotor. L'enroulement "B" arbitrairement réparti le long de l'entrefer est constitué de deux bobines différentes (1-1') et (2-2'). L'angle de référence " $\theta$ " devait avoir la même position de référence que celle précédemment utilisée pour le calcul de la fonction d'enroulement:

$$F_A(\theta, \theta_r) = N_A(\theta, \theta_r) i \quad (2.68)$$

$N_A(\theta, \theta_r) i$ : est la fonction d'enroulement de "A".

Le flux traversant le deuxième enroulement "B", dû au courant circulant dans l'enroulement "A" est lié à la  $fmm$  par l'équation suivante:

$$\Psi = F P_r \quad (2.69)$$

La perméance de l'entrefer est donnée par:

$$P_r = \frac{\mu_0 S}{g} \quad (2.70)$$

$\mu_0$ : est la perméabilité magnétique ;  $S$ : la section traversée ;  $g$ : la longueur du circuit magnétique.

Le flux élémentaire qui traverse un volume élémentaire de longueur  $e(\theta, \theta_r)$  et d section, est donné par l'expression suivante:

$$d\Psi = F_A(\theta, \theta_r) \frac{\mu_0 r \cdot L}{e(\theta, \theta_r)} d\theta \quad (2.71)$$

Le flux traversant la bobine (1-1') de l'enroulement "B" est calculé par:

$$\Psi_{1-1'} = \mu_0 r L \int_0^{2\pi} n_{b1}(\theta, \theta_r) F_A(\theta, \theta_r) e^{-1}(\theta, \theta_r) d\theta \quad (2.72)$$

$n_{b1}(\theta, \theta_r)$ : est le nombre de spires de la bobine (1-1') dans l'intervalle  $[\theta_1, \theta_1']$  (Figure 2.4).

Le calcul du flux traversant une bobine ( $k-k'$ ) de l'enroulement "B" ayant nombres de spire  $n_{bk}(\theta, \theta_r)$  et une ouverture  $[\theta_k, \theta_k']$ , est déterminé par la relation suivante :

$$\Psi_{k-k'} = \mu_0 r L \int_{\theta_k}^{\theta_k'} n_{Bk}(\theta, \theta_r) F_A(\theta, \theta_r) e^{-1}(\theta, \theta_r) d\theta \quad (2.73)$$

Le flux traversant l'enroulement "B" dû au courant traversant l'enroulement "A" peut être déterminé comme suit:

$$\Psi_{AB} = \sum_{k=1}^q \Psi_{k-k'} = \mu_0 r L \sum_{k=1}^q \int_{\theta_k}^{\theta_k'} n_{Bk}(\theta, \theta_r) F_A(\theta, \theta_r) e^{-1}(\theta, \theta_r) d\theta \quad (2.74)$$

Où:

$$\Psi_{AB} = \sum_{k=1}^q \Psi_{k-k'} = \mu_0 r L \int_{\theta_k}^{\theta_k'} \left[ \sum_{k=1}^q n_{Bk}(\theta, \theta_r) \right] F_A(\theta, \theta_r) e^{-1}(\theta, \theta_r) d\theta \quad (2.75)$$

Le terme entre crochets de l'équation (2.75) représente la fonction de distribution de l'enroulement "B":

$$n_B(\theta, \theta_r) = \sum_{k=1}^q n_{Bk}(\theta, \theta_r) \quad (2.76)$$

Par conséquent, le flux traversant "B" dû au courant " $i_A$ " peut s'écrire de la manière suivante:

$$\Psi_{AB} = \mu_0 r L \int_0^{2\pi} n_B(\theta, \theta_r) F_A(\theta, \theta_r) e^{-1}(\theta, \theta_r) d\theta \quad (2.77)$$

L'inductance mutuelle " $L_{AB}$ " est donc le flux traversant l'enroulement "B" divisé par le courant de l'enroulement "A". En remplaçant l'équation (75) et (76), nous obtenons:

$$L_{AB} = \frac{\Psi_{AB}}{i_A} = \mu_0 r L \int_0^{2\pi} n_B(\theta, \theta_r) N_A(\theta, \theta_r) e^{-1}(\theta, \theta_r) d\theta \quad (2.78)$$

Les résultats obtenus sont valables pour les cas où les enroulements "A" et "B" sont identiques. Par conséquent, l'inductance de magnétisation de l'enroulement "A" est donnée par l'intégrale:

$$L_{AA} = \mu_0 r L \int_0^{2\pi} n_A(\theta, \theta_r) N_A(\theta, \theta_r) e^{-1}(\theta, \theta_r) d\theta \quad (2.79)$$

Par cette approche, nous pouvons calculer les inductances de magnétisation ou les inductances mutuelles entre les enroulements et ce qu'ils soient fixes, comme le cas des enroulements des phases statoriques d'une machine asynchrone, où tournants, comme dans le cas des enroulements rotoriques, où tournants l'un par rapport à l'autre comme dans le cas des enroulements des phases statoriques et des mailles rotoriques.

### 2.7.1 Calcul des inductances de la machine asynchrone

Nous considérons une machine asynchrone à cage où on désigne par :

$N_e$  : nombre d'encoches par pôles et par phase;

$N_{es}$  : nombre d'encoches du stator;

$N_s$  : nombre de spires en série par phase;

$Q$  : nombre de dents par pas d'enroulement;

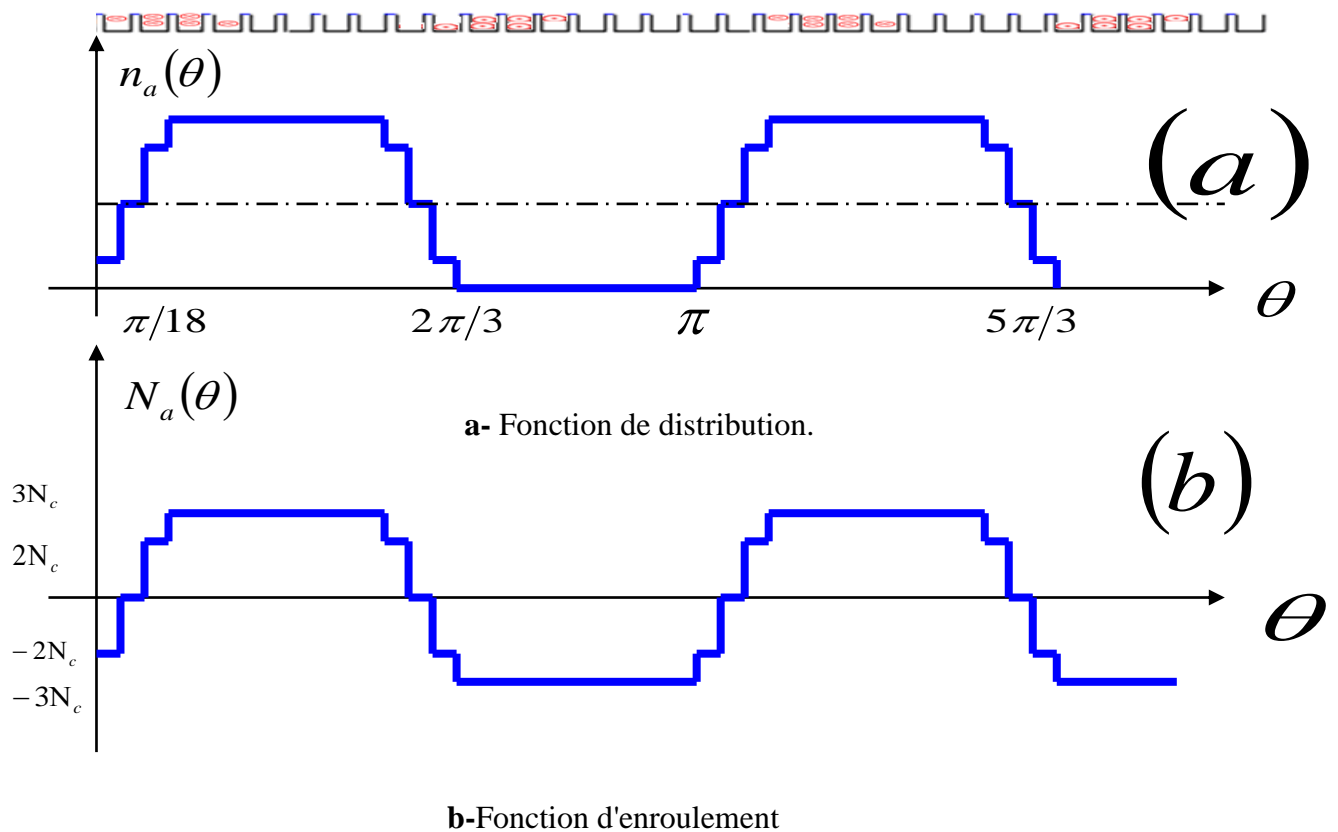
$N_b$  : nombre de barres du rotor;

$N_c$  : nombre de conducteurs par encoche du stator.

L'enroulement statorique est réalisé en deux couches. Chaque encoche contient deux faisceaux, constitués de  $N_c$  conducteurs.

Les figures (2.5) illustre la fonction de distribution " $n_a(\theta)$ " et la fonction d'enroulement d'un moteur asynchrone.

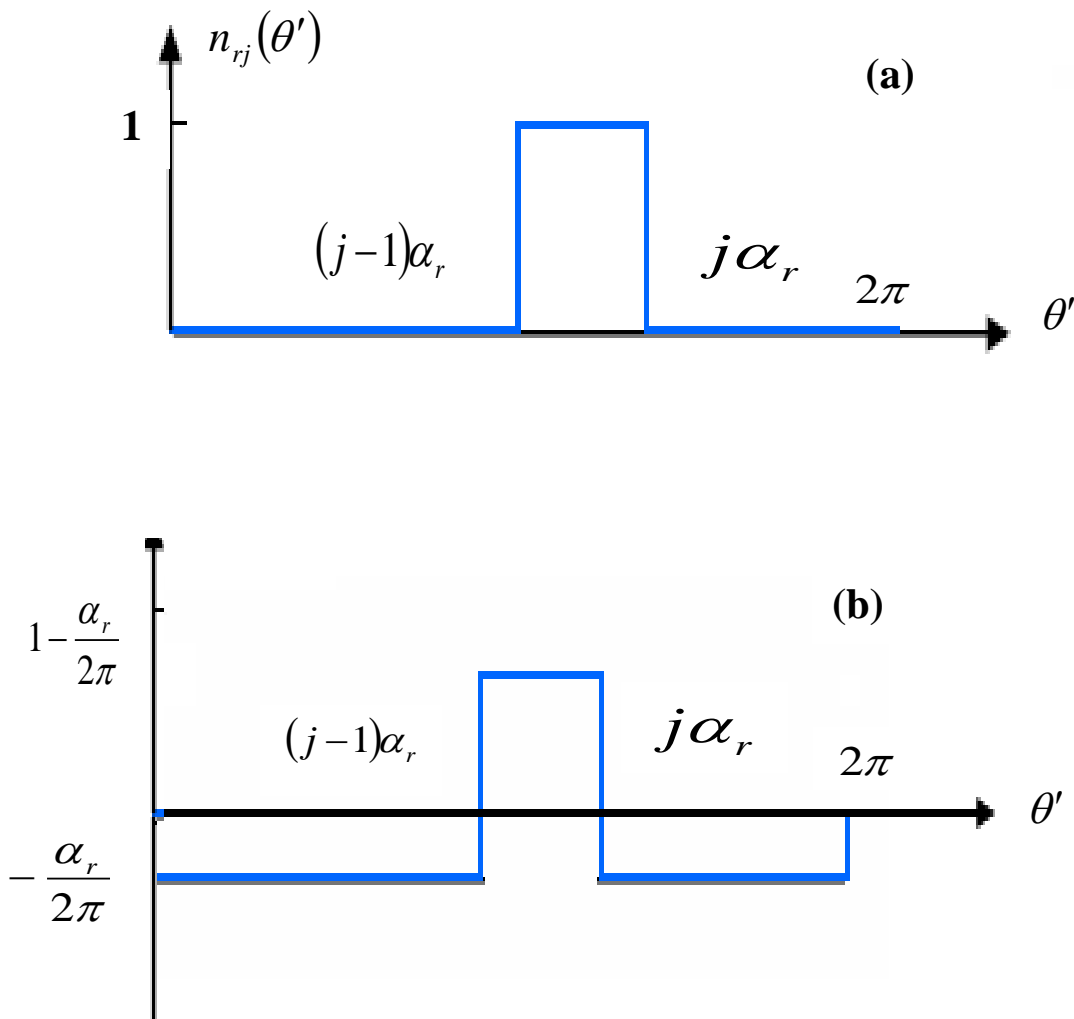
La fonction de distribution et la fonction d'enroulement des phases "b" et "c" ont les mêmes formes que celles de la phase "a" mais décalées respectivement par rapport a cette dernière de  $\frac{2\pi}{3}$  et  $\frac{4\pi}{3}$



**Fig.2.5** Fonctions de distribution et d'enroulement statoriques

La figure 2.5.a illustre la fonction de distribution d'une maille rotorique. Elle est considérée comme une bobine formée d'une seule spire, avec une distance entre deux barres rotoriques adjacentes  $\alpha_r = \frac{2\pi}{N_b}$ . sa valeur moyenne ( $n_j(\theta')$ ) est égale à  $\frac{\alpha_r}{2\pi}$ .

Nous donnons la fonction d'enroulement présentée ci-dessus par la figure 2.6. Les fonctions de distribution et d'enroulement d'une maille quelconque ont la même forme que celle de la figure 2.6, mais décalées en avant ou en arrière d'un multiple de l'angle  $\alpha_r$ .



**Fig. 2.6.a-** Fonction de distribution d'une maille rotorique.

**b-** Fonction d'enroulement d'une maille rotorique.

### 2.7.1.1 Calcul des inductances statoriques

Les équations associées aux fonctions d'enroulement et de distribution, nous permettent de calculer les inductances dans le cas où il n'y a pas de défaut d'excentricité. La fonction inverse d'entrefer est constante et égale à  $\left(\frac{1}{e}\right)$ .

L'inductance principale de magnétisation de la phase "a" est calculée par l'intégration de l'équation ci-dessous:

$$L_{spa} = \frac{\mu_0 \cdot L}{e} \left(\frac{D}{2}\right)^2 \int_0^{2\pi} n_a(\theta) \cdot N_a(\theta) d\theta \quad (2.80)$$

$$L_{spa} = \frac{\mu_0 \cdot L}{e} \left(\frac{D}{2}\right)^2 \frac{124 N_s^2}{81} \quad (2.81)$$

La même chose pour obtenir les autres inductances des phases "b" et "c"

$$L_{spa} = L_{spb} = L_{spc} \quad (2.82)$$

L'inductance mutuelle entre l'enroulement de la phase "a" et celui de la phase "b" est donnée par:

$$L_{ab} = \frac{\mu_0 L}{e} \left(\frac{D}{2}\right)^2 \int_0^{2\pi} n_a(\theta) \cdot N_b(\theta) d(\theta) \quad (2.83)$$

D'où :

$$L_{ab} = -\frac{\mu_0 \cdot L}{e} \left(\frac{D}{2}\right)^2 \cdot \frac{2\pi N_s^2}{3} \quad (2.84)$$

Les mêmes résultats sont obtenus pour les inductances mutuelles entre les différentes phases statoriques:

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{bc} = L_{cb} = L_{ca} = L_{ac} \quad (2.85)$$

### 2.7.1.2 Calcul des inductances rotoriques

L'inductance principale de la première maille est obtenue par:

$$L_{rp1} = \frac{\mu_0 L}{e} \left(\frac{D}{2}\right)^2 \int_0^{2\pi} n_{r1}(\theta') \cdot N_{r1}(\theta') \cdot d(\theta') \quad (2.86)$$

D'où :

$$L_{rp1} = \frac{\mu_0 L}{e} \left(\frac{D}{2}\right)^2 \alpha_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \quad (2.87)$$

Les inductances principales des autres mailles sont identiques :

$$L_{rp1} = L_{rp2} = L_{rp3} = \dots = L_{rpN_p} \quad (2.88)$$

L'inductance mutuelle entre deux mailles rotoriques non adjacentes, par exemple, la troisième et la première maille est donnée par:

$$L_{r31} = \frac{\mu_0 L}{e} \left( \frac{D}{2} \right)^2 \int_0^{2\pi} n_{r3}(\theta') \cdot N_{r1}(\theta') \cdot d(\theta') \quad (2.89)$$

D'où:

$$L_{r31} = \frac{\mu_0 L}{e} \left( \frac{D}{2} \right)^2 \left( \frac{-\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (2.90)$$

L'inductance mutuelle entre les mailles non adjacentes est identique.

L'inductance mutuelle entre deux mailles adjacentes est :

$$L_{rkj} = L_b . \text{ Tel que } j = (k \pm 1). \quad (2.91)$$

### 2.7.1.3 Calcul des inductances mutuelles stator-rotor

L'inductance mutuelle entre la première maille rotorique et la phase statorique "a", est donnée par :

$$L_{sar1} = \frac{\mu_0 \cdot L}{e} \left( \frac{D}{2} \right)^2 \int_0^{2\pi} n_{r1}(\theta') N_a(\theta', \theta_r) d\theta' \quad (2.92)$$

Cette intégration est calculée en fonction de la variation de la position de la maille rotorique par rapport à l'enroulement statorique. A cet effet, nous devons calculer cette intégrale soit analytiquement pour les différentes intervalles composant les deux fonctions soit numériquement.

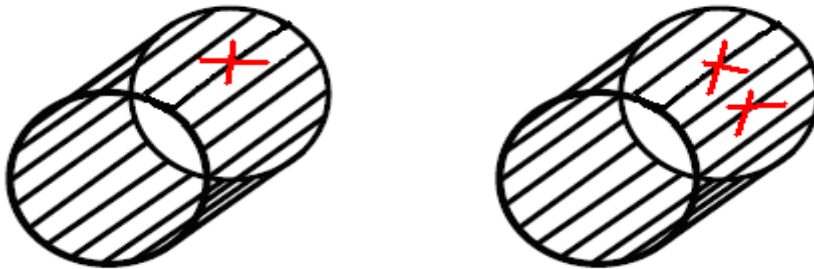
## 2.8 Etude des Défauts de la Machine Asynchrone

### 2.8.1 Etudes des défauts rotoriques

Une cassure de barre rotorique peut être modélisée soit par l'élimination de cette barre où par augmentation de sa résistance. La modélisation par élimination, consiste à considérer la rupture totale de la barre, c'est-à-dire un courant nul circule dans la barre cassée, d'où le courant de la barre est éliminé, et les courants des deux mailles adjacentes  $I_k$  et  $I_{k+1}$  sont substitués par un seul courant  $I_k$  [54]. Cette procédure est substituée dans la matrice des résistances et des inductances par l'addition des deux lignes et deux colonnes qui correspondent aux deux courants. Le courant  $I_{k+1}$  et la tension correspondante sont éliminés. Donc, l'ordre du système à résoudre diminue. La modélisation par augmentation de la résistance de la barre cassée consiste à introduire la cassure de la barre par augmentation de la résistance de la barre en défaut, tout en considérant que le courant ne soit pas complètement nul. La procédure consiste à additionner à la matrice des résistances rotoriques, une nouvelle matrice  $[R_{\text{défaut}}]$ , où les éléments non nuls de cette dernière correspondent aux éléments défaillants. Dans le cas où le défaut concerne une barre  $k$  par exemple, la matrice  $[R_{\text{défaut}}]$  s'écrit comme suit:

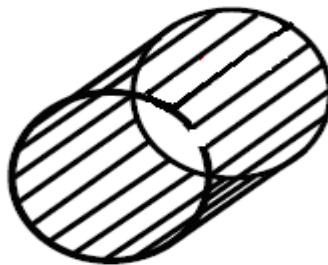
$$[R_{\text{defaut}}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & (R_d + 1).R_b + 2.R_e & (-R_d).R_b & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & (-R_d).R_b & (R_d + 1).R_b + 2.R_e & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (2.93)$$

On note que l'ordre du système d'équations à résoudre reste le même que celui du cas sans défaut, mais par contre certains éléments de la matrice  $[R_r]$  seront modifiés.



**Fig 2.7** Ruptures d'une et de deux barres non adjacentes

Pour la cassure d'une portion d'anneau de court circuit nous suivons le même raisonnement que lors d'un défaut de rupture de barre. Dans le système d'équations de la matrice  $[R_r]$ . La valeur de la résistance correspondante à la portion d'anneau en défaut change.



**Fig 2.8** Ruptures d'une portion d'anneau

## 2.8.2 Analyse de défaut de cassure de barre et de portion d'anneau

### 2.8.2.1 Simulation du cas sain

Dans le premier essai, nous avons simulé le comportement de la machine sans défaut. La figure 2.9.a présente la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les courants des cinq premières barres rotoriques, et les trois courants des phases statoriques "a, b, c". On lance la machine pour un démarrage sans charge, on remarque qu'elle atteint son régime de fonctionnement. Puis, après on charge la machine à l'instant 1s. L'analyse fréquentielle du courant statorique qui a l'avantage d'être facilement mesurable, ne fait apparaître que la raie correspondante à la fréquence fondamentale de l'alimentation de la machine. Ce test servira comme référence pour le reste des simulations où on considère les défauts.

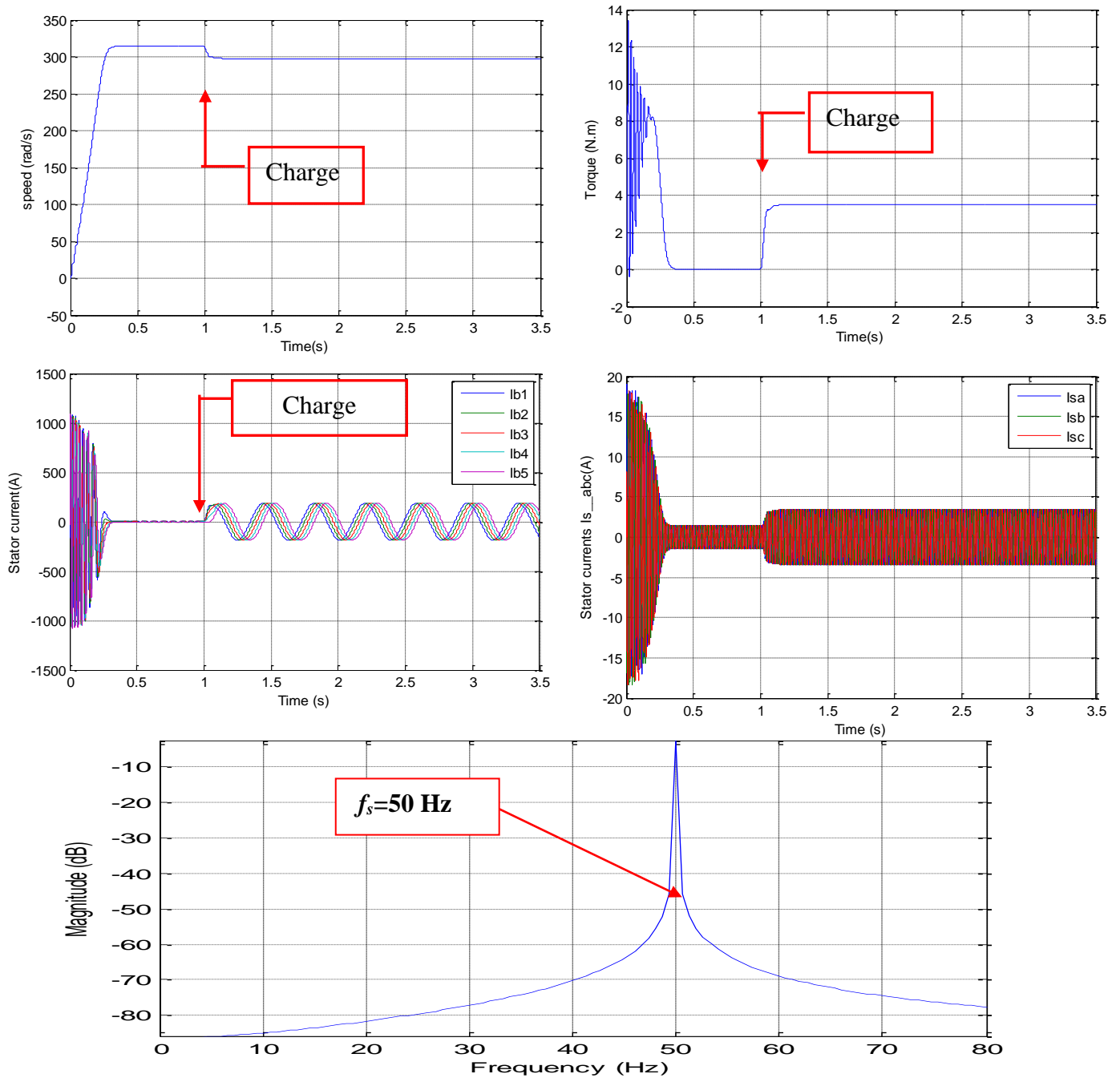
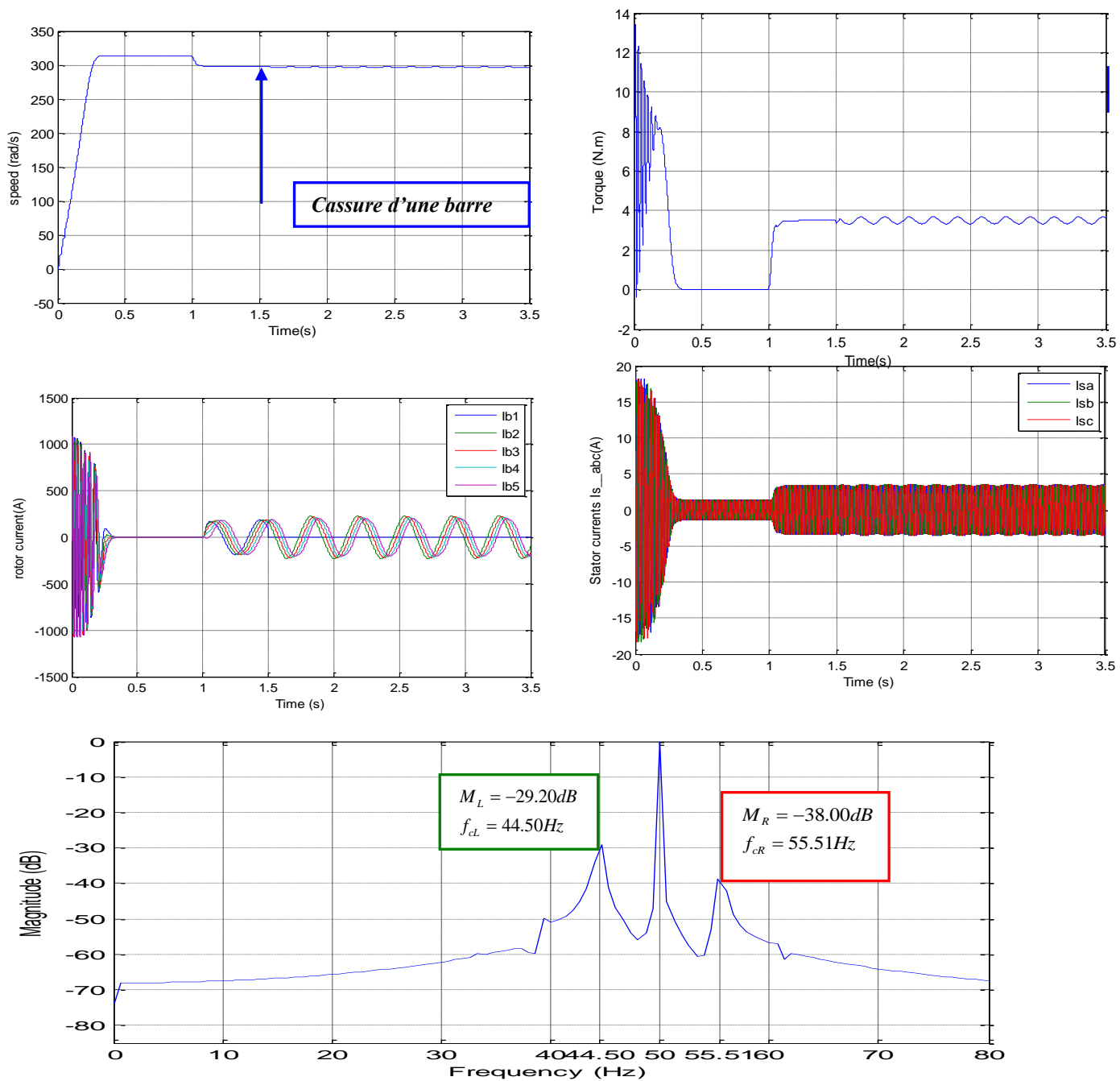


Fig.2.9 Machine saine

### 2.8.2.2 Etude de défaut de cassure de barre

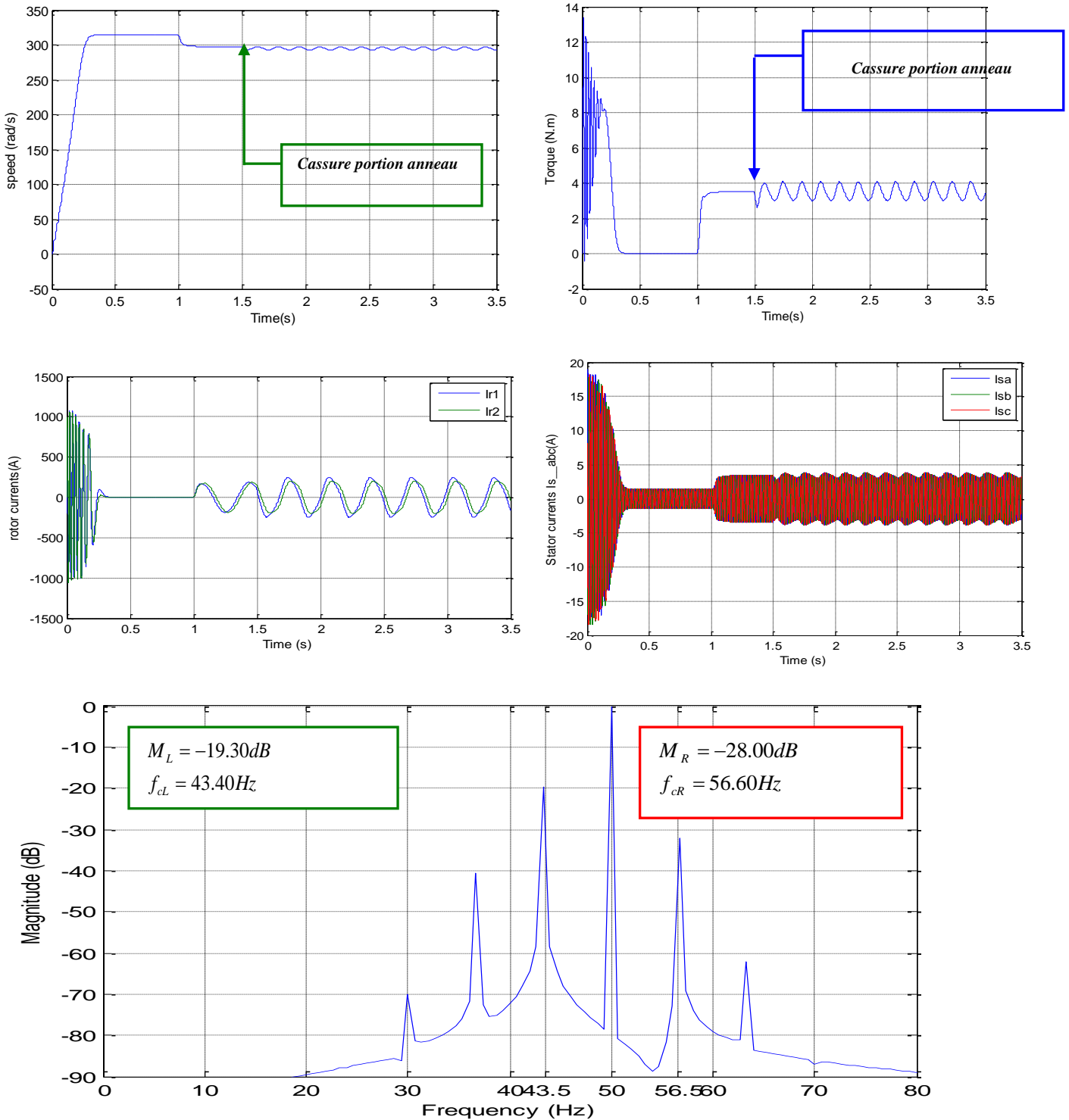
Pour l'analyse de ce type de défaut, on présente les simulations obtenues dans les mêmes conditions que précédemment, seulement, à l'instant 1.5 s on provoque une cassure de barre du rotor. On remarque que des ondulations apparaissent. L'analyse spectrale du courant statorique fait apparaître deux raies de part et d'autre de la fondamentale (à la fréquence 55,51 à droite et 44,50 à gauche. Ces deux raies caractérisent le défaut de cassure d'anneau. Elles sont obtenues par l'expression  $f_c = (1 \pm 2.g).f_s$ .



**Fig. 2.10** Machine avec défaut de cassure d'une barre

### 2.8.2.3 Simulation d'une cassure de portion d'anneau

Dans ce cas, on démarre la machine à vide puis on la charge à 3.5 N.m à l'instant 1s pour après on lui faire subir une cassure d'une portion d'anneau à l'instant 1 ;5 seconde.



Le tableau **Fig.2.11** Machine avec défaut d'une portion d'anneau

Type de défauts	$f_{c_R} = (1 + 2.s)f_s$	$f_{c_R} = (1 - 2.s)f_s$	Amplitude $M_R$	Amplitude $M_L$
Cas sain	00.00	00.00	00.00	00.00
Cassures d'une barre	55.51	44.50		
Cassure d'une portion d'anneau	56.00	43.50		

**Tableau 2.1** : Résultat d'analyse des courants statoriques par FFT

### 2.8.3 Etude de défauts d'excentricité

#### 2.8.3.1 Modélisation des fonctions de l'entrefer et la perméance

Pour traiter le défaut d'excentricité, on doit utiliser une expression de l'entrefer qui tient compte de ce type de défaut [55]. La fonction de l'entrefer se présente sous la forme ci-dessous :

$$e = (\theta_s, \theta_r) = e_0 - a_1 \cdot \cos(\theta_s) - a_2 \cdot \cos(\theta_s - \theta_r) \quad (2.94)$$

Avec :

$$a_1 = eps e_0 \quad (2.95)$$

$a_1$  : Quantité d'excentricité statique et  $eps$  : Pourcentage d'excentricité statique ;

Et ,

$$a_2 = epd e_0 ; \quad (2.96)$$

$a_2$  : Quantité d'excentricité dynamique et  $epd$  : Pourcentage d'excentricité dynamique ;

La fonction inverse de l'entrefer est de la forme suivante:

$$e^{-1}(\theta_s, \theta_r) = \frac{1}{e_0(1 - a_3 \cdot \cos(\theta_s - \theta_{r1}))} \quad (2.97)$$

Avec

$$a_3 = \sqrt{a_1^2 + 2.a_1.a_2 \cos(\theta_r) + a_2^2} \quad (2.98)$$

$$\theta_{r1} = \arctan\left(\frac{a_2 \cdot \sin(\theta_r)}{a_1 + a_2 \cdot \cos(\theta_r)}\right) \quad (2.99)$$

Donc, on peut l'écrire comme suite :

$$e^{-1}(\theta_s, \theta_r) = A_1 + A_2 \cdot \cos(\theta_s, \theta_r) \quad (2.100)$$

L'expression de la perméance qui tient compte du défaut de l'excentricité [56] est :

$$p_r(\theta_s, \theta_r) = \mu_0 \cdot A_1 + \mu_0 \cdot A_2 \cdot \cos(\theta_s - \theta_{r1}) \quad (2.101)$$

Avec

$$A_1 = \frac{1}{e_0 \cdot \sqrt{1 - a_3^2}} \quad (2.102)$$

$$A_2 = \frac{1}{e_0 \cdot \sqrt{1 - a_3^2}} \left( \frac{1 - \sqrt{1 - a_3^2}}{a_3} \right) \quad (2.103)$$

### 2.8.3.2 Excentricité statique

Dans le cas de l'excentricité statique, le rotor est décalé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe. Pour ce type de défaut, la longueur de l'entrefer dans la direction radiale n'est plus uniforme. Elle est caractérisée par deux grandeurs essentielles : de l'entrefer une est maximale et l'autre minimale. Les positions de ces deux grandeurs sont fixes par rapport à la référence statorique. On peut la modéliser par la fonction suivante [57]:

Si  $a_2 = 0$

$$\Rightarrow a_3 = a_1 \quad \Rightarrow A_1 = \frac{1}{e_0 \cdot \sqrt{1 - a_1^2}} \quad (2.104)$$

$$A_2 = \frac{2}{e_0 \cdot \sqrt{1 - a_1^2}} \left( \frac{1 - \sqrt{1 - a_1^2}}{a_1} \right) \quad \Rightarrow \theta_1 = 0 \quad (2.105)$$

$$e = (\theta_s) = e_0 - a_1 \cdot \cos(\theta_s) \quad (2.106)$$

Et, la perméance sera :

$$p(\theta_s) = \mu_0 \cdot A_1 + \mu_0 \cdot A_2 \cdot \cos(\theta_s) \quad (2.107)$$

$\theta_s$  : représente la position angulaire d'un point fixe d'entrefer par rapport au référentiel statorique et  $e_0$  : est la longueur uniforme de l'entrefer.

### 2.8.3.3 Excentricité dynamique

Le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe [58]. Son modèle est donné par les relations suivantes :

Si  $a_1 = 0$

$$\Rightarrow a_3 = a_2 \quad \Rightarrow A_1 = \frac{1}{e_0 \cdot \sqrt{1 - a_2^2}} \quad (2.108)$$

$$A_2 = \frac{2}{e_0 \cdot \sqrt{1 - a_2^2}} \left( \frac{1 - \sqrt{1 - a_2^2}}{a_2} \right) \quad (2.109)$$

$$\theta_{r1} = \arctan \left( \frac{a_2 \cdot \sin(\theta_r)}{a_2 \cdot \cos(\theta_r)} \right) \quad (2.110)$$

$$e^{-1}(\theta_s, \theta_r) = A_1 + A_2 \cdot \cos(\theta_s, \theta_{r1}) \quad (2.111)$$

Et, la perméance sera :

$$p(\theta_s, \theta_r) = \mu_0 \cdot A_1 + \mu_0 \cdot A_2 \cdot \cos(\theta_s - \theta_{r1}) \quad (2.112)$$

### 2.8.3.4 Excentricité mixte

L'excentricité mixte est un défaut rotorique englobant les deux types de défauts d'excentricité statique et dynamique [59,60].

Si  $a_1 \neq 0$  et  $a_2 \neq 0$

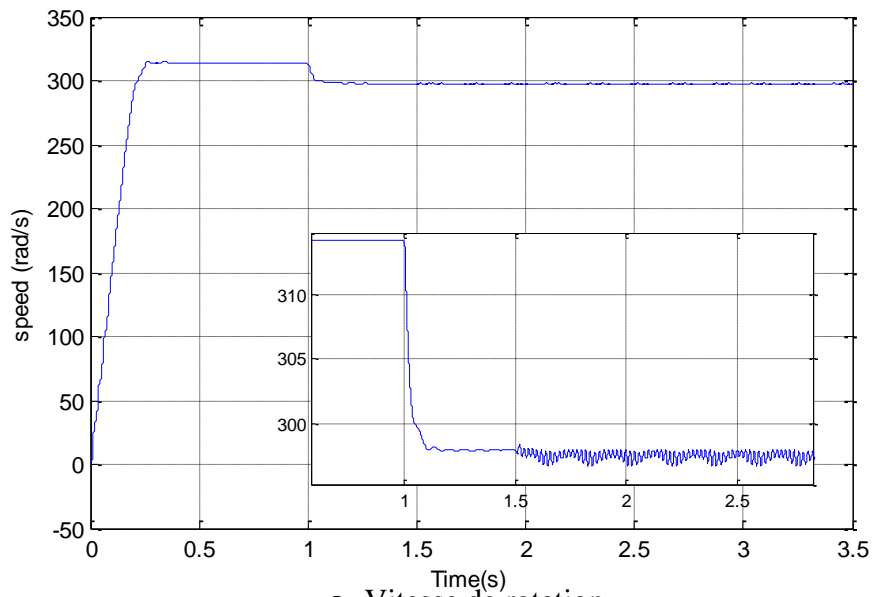
Donc, on a un pourcentage de défaut d'excentricité statique (esp) et une autre dynamique (epd).

L'équation de la variation de l'entrefer dans ce cas, devient comme suite :

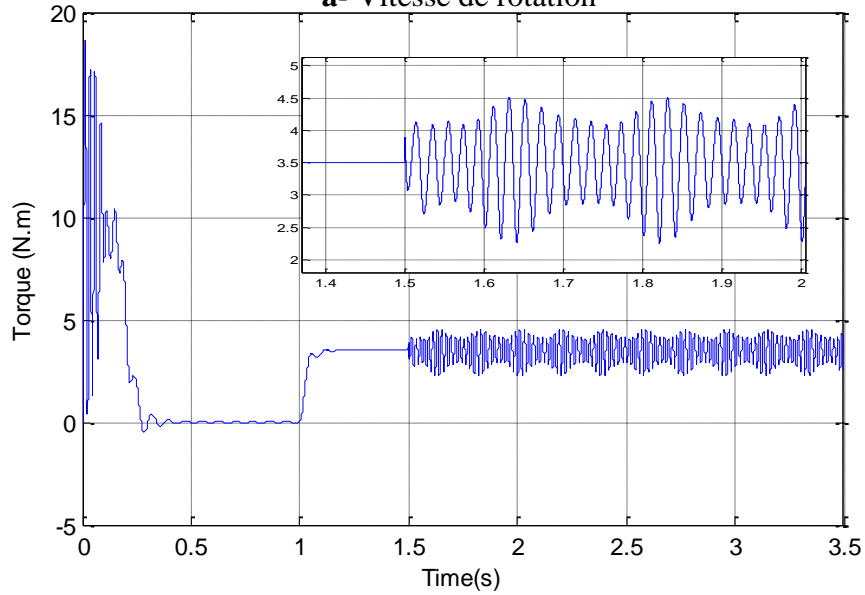
$$e = (\theta_s, \theta_r) = e_0 - a_1 \cdot \cos(\theta_s) - a_2 \cdot \cos(\theta_s - \theta_r) \quad (2.113)$$

### 2.8.3.4 Analyse de défauts d'excentricité

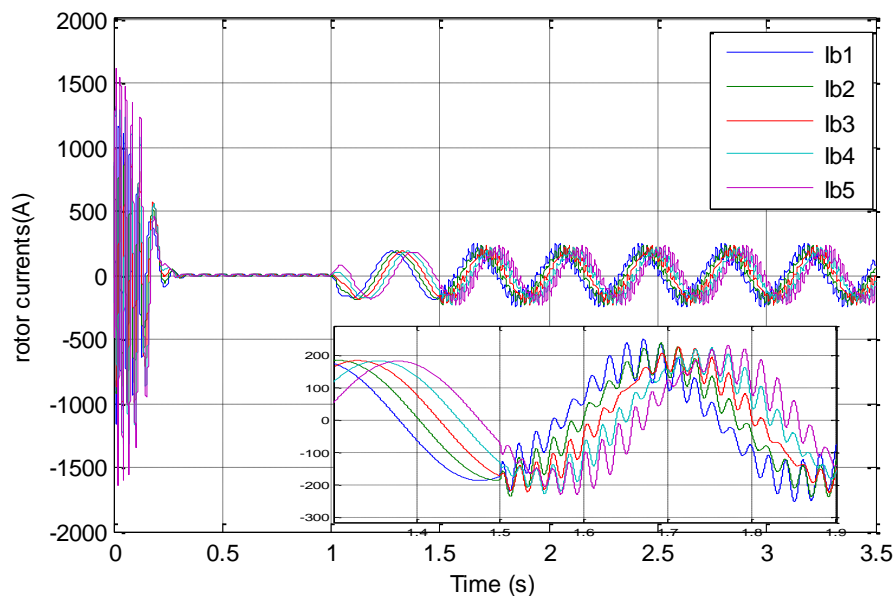
Nous présentons par les figures suivantes la vitesse, couple, courants des phases statoriques, les courants des barres rotoriques et la variation d'entrefer pour des essais de 10% d'excentricité statique, dynamique, et excentricité mixte.



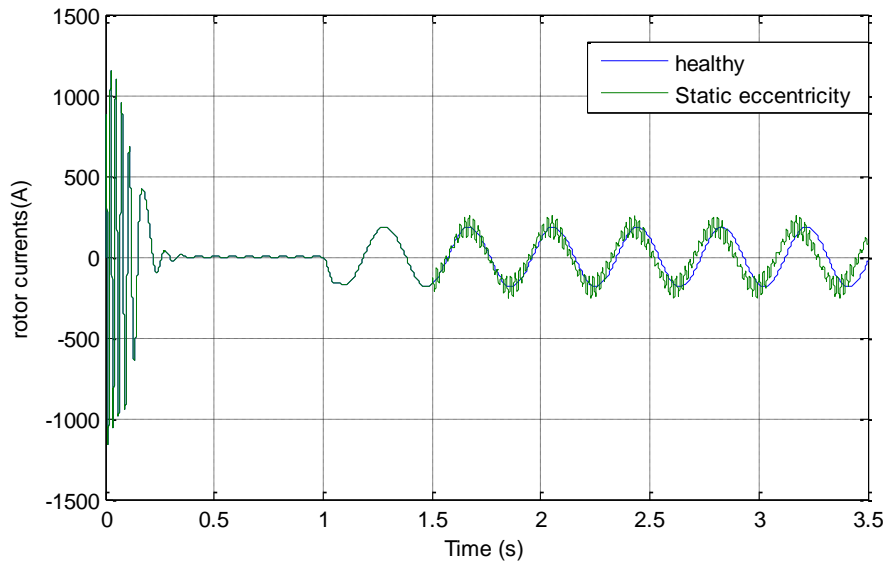
**a- Vitesse de rotation**



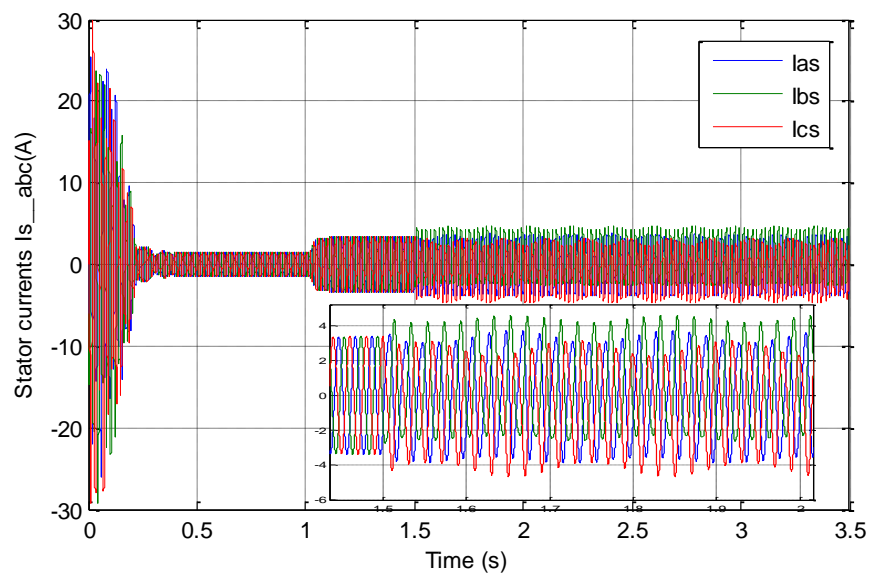
**b- Couple électromécanique**



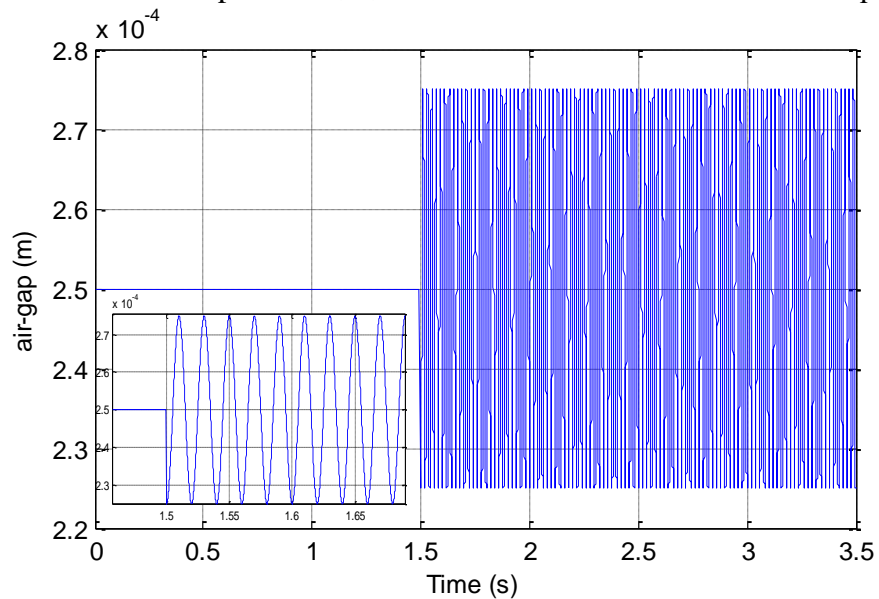
**c- Courants des 5 premières barres rotoriques**



**d-** Courants rotoriques d'une barre saine et une autre en défaut



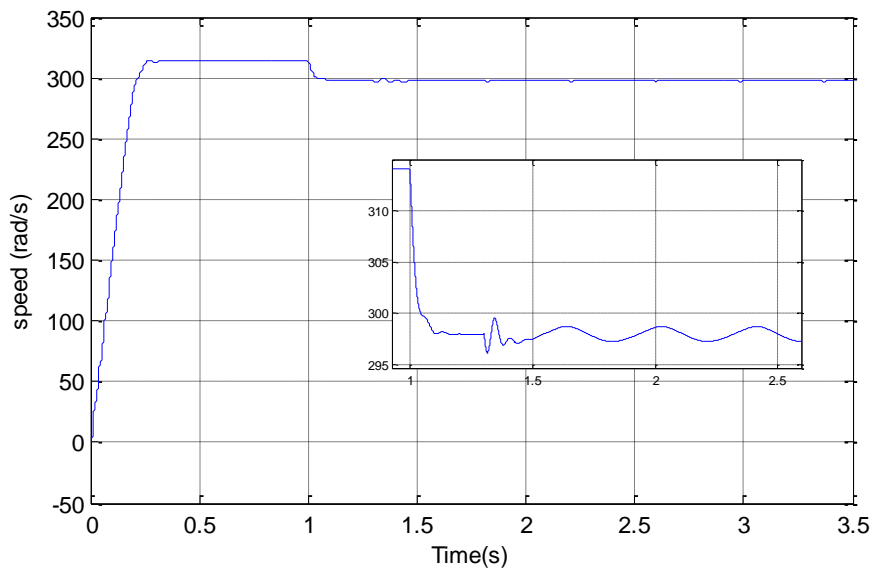
**e-** Courants des phases "a, b, c" lors de défaut d'excentricité statique de 10%



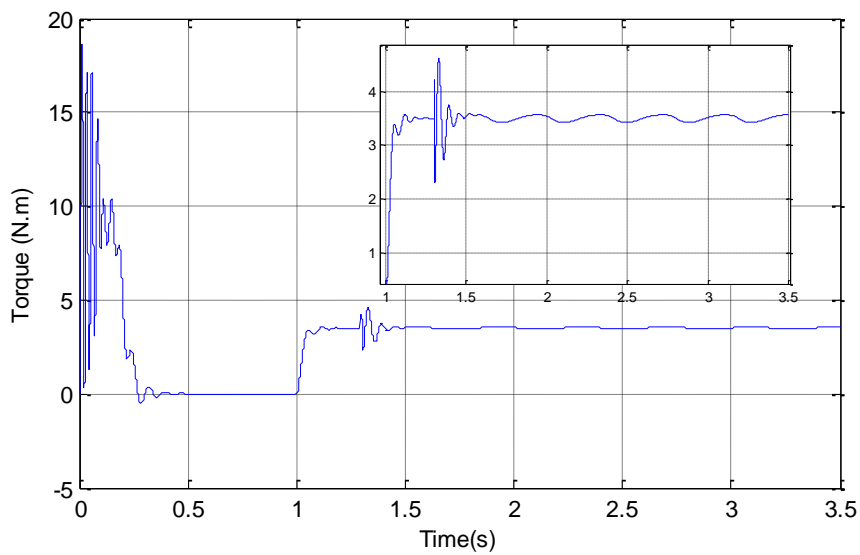
**f-** Variation de l'entrefer lors d'une excentricité statique de 10%

**Fig 2.12** Caractéristiques de la machine avec un défaut d'excentricité statique de 10%

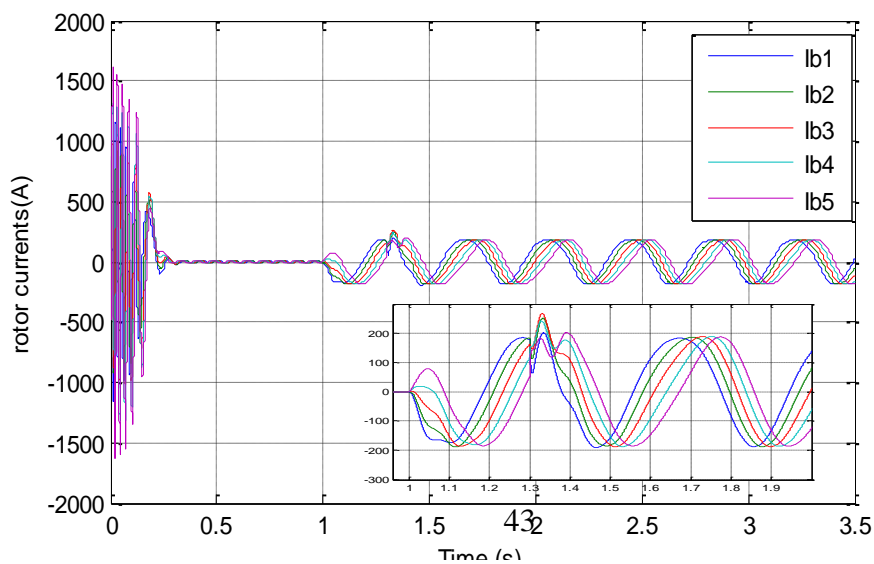
### 2.8.3.5 Défaut de 20% d'excentricité dynamique



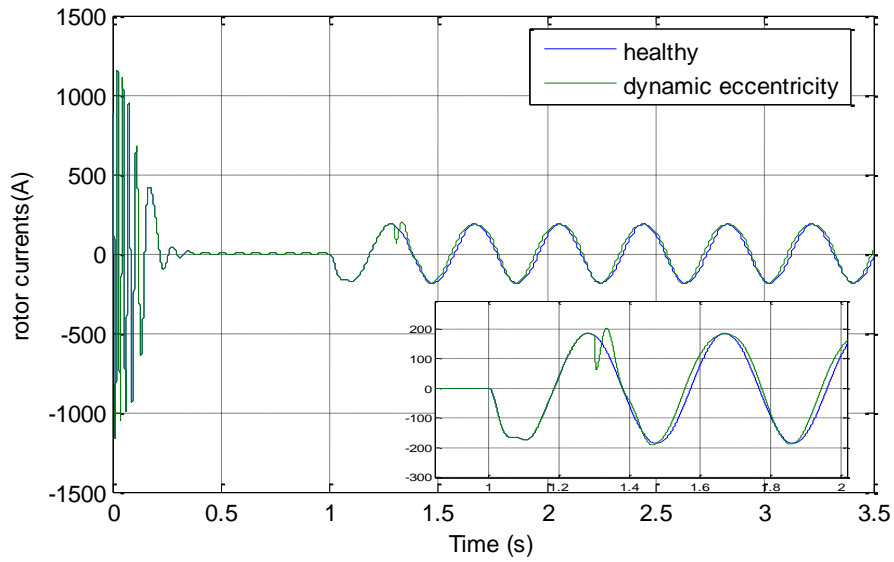
a- Vitesse de rotation



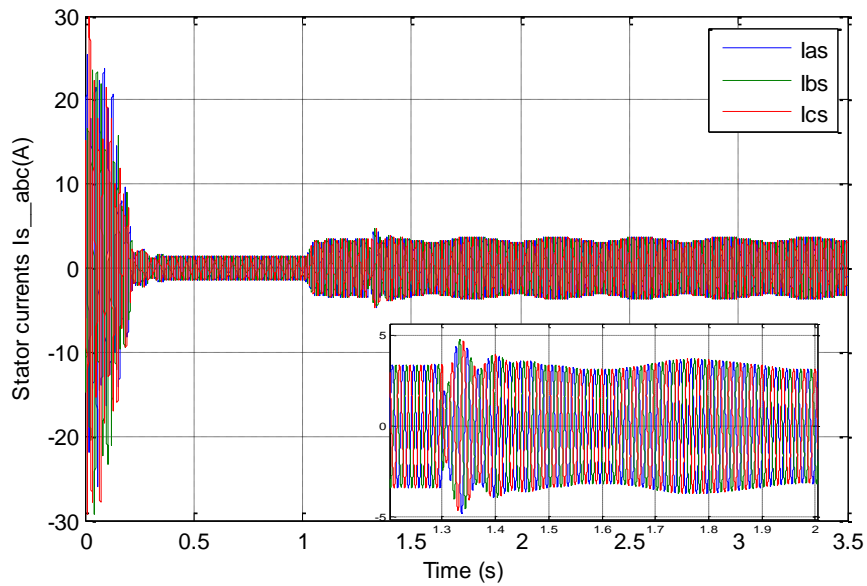
b- Couple électromécanique



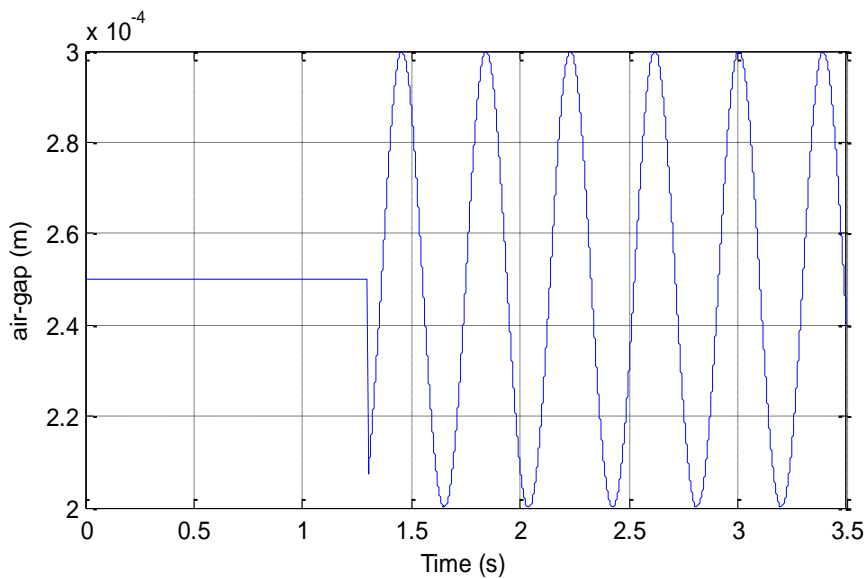
c- Courants des 5 premières barres rotoriques



**d-** Courants rotoriques d'une barre saine et une autre en défaut



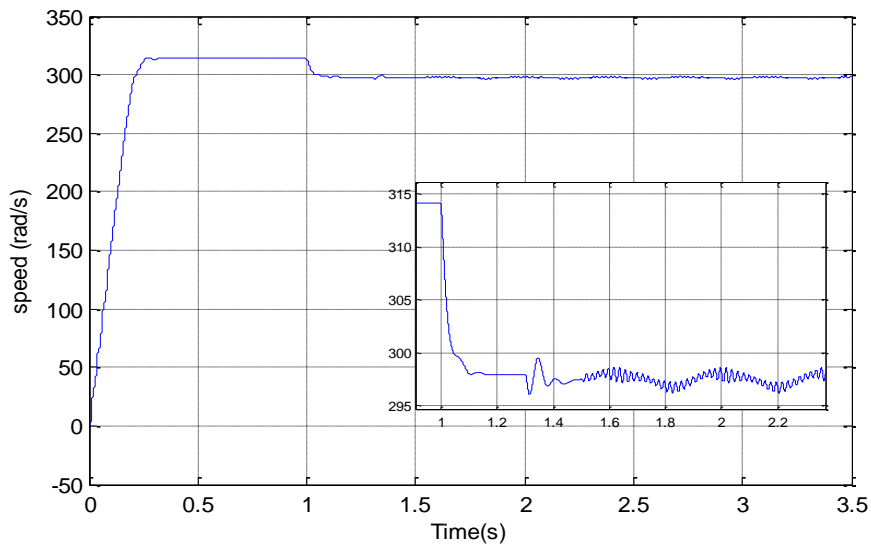
**e-** Courants des phases "a, b, c" lors de défaut d'excentricité dynamique de 20%



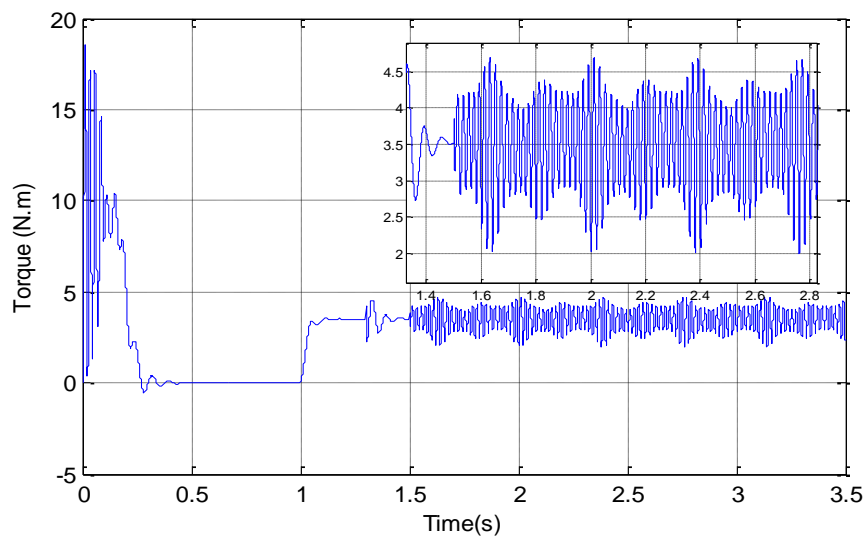
**f-** Variation de l'entrefer lors d'une excentricité dynamique de 20%

**Fig 2.13** Caractéristiques de la machine avec un défaut d'excentricité statique de 10%

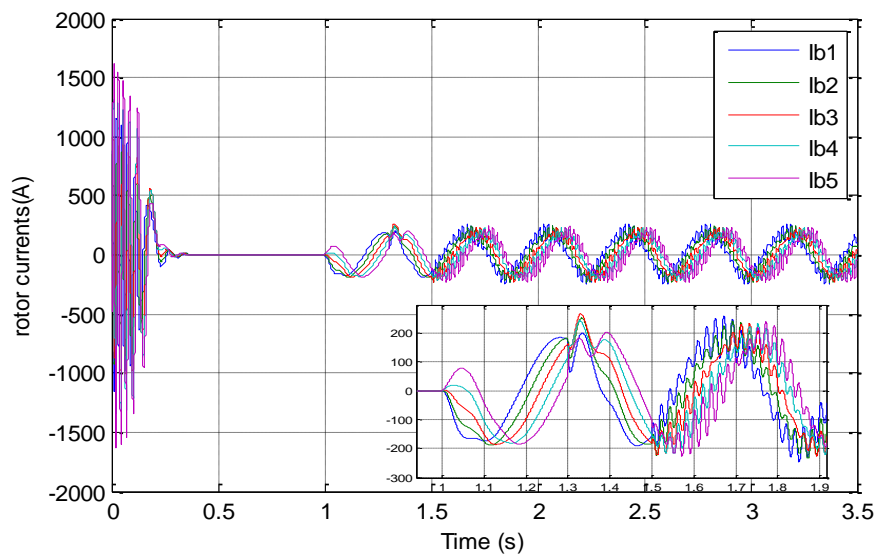
### 2.8.3.6 défauts d'excentricité mixte



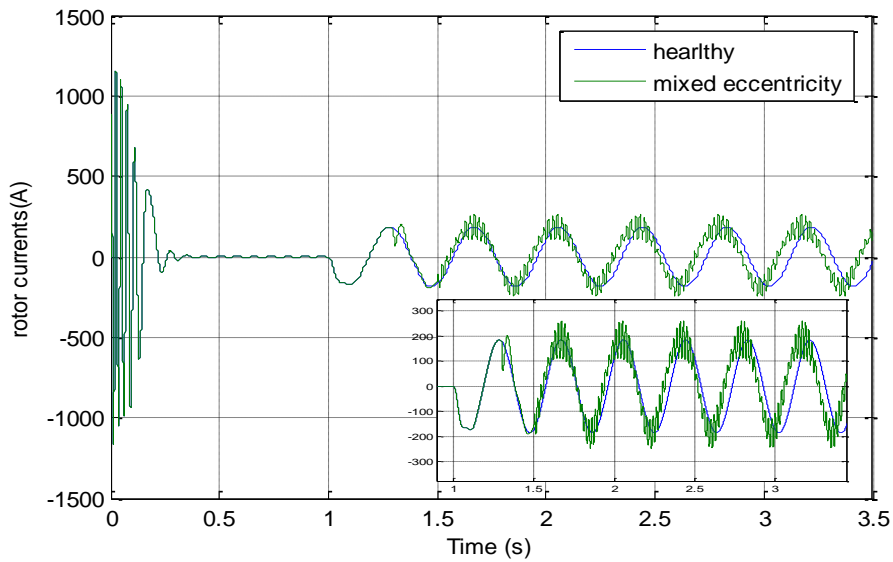
**a- Vitesse de rotation**



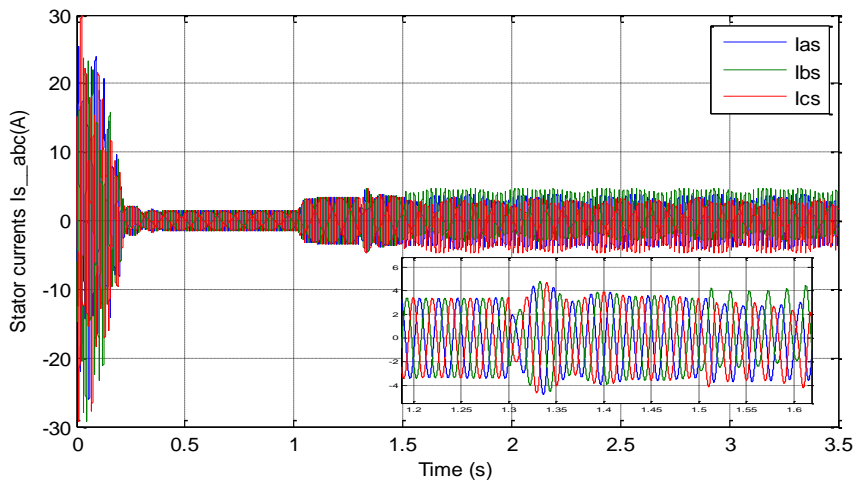
**b- Couple électromécanique**



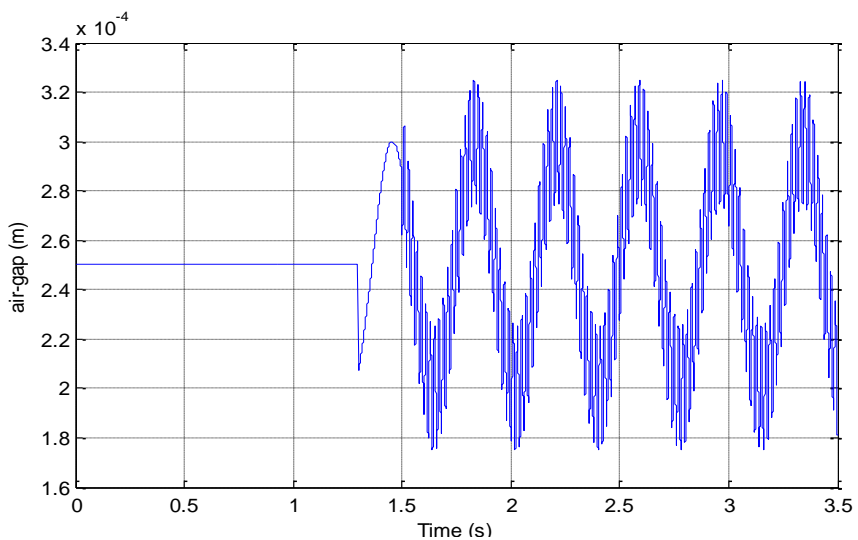
**c- Courants des 5 premières barres rotoriques**



**d-** Courants rotoriques d'une barre saine et une autre en défaut



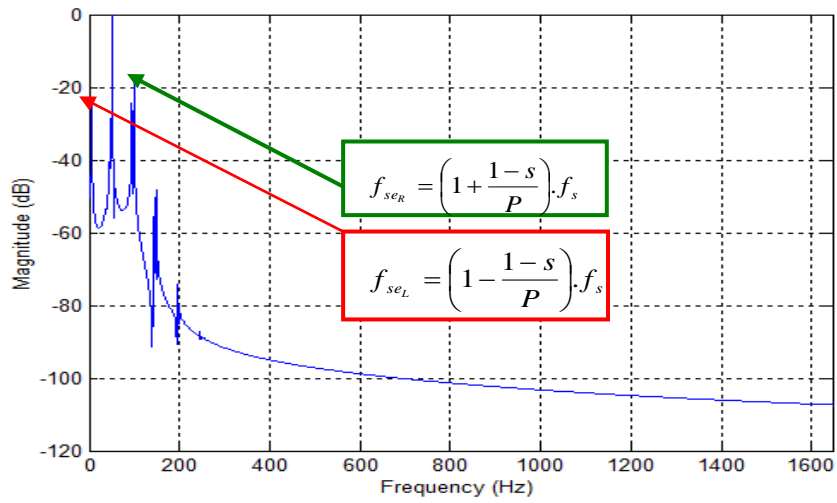
**e-** Courants des phases "a, b, c" lors de défaut d'excentricité mixte



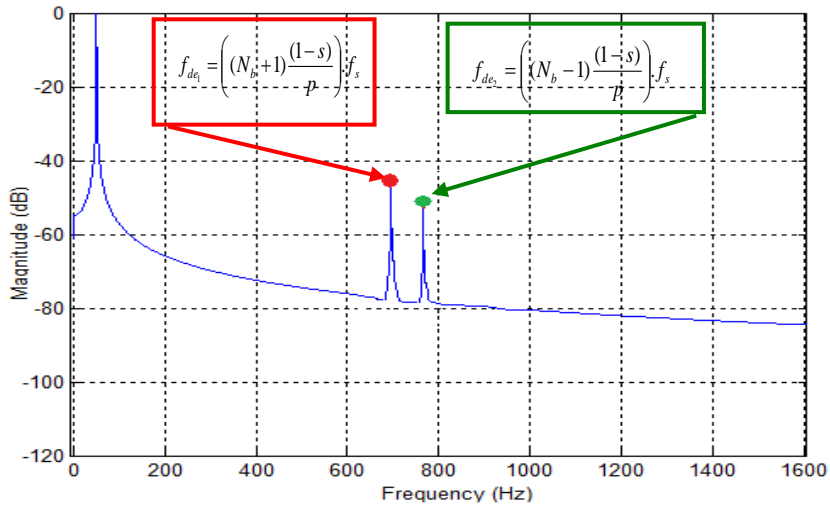
**f-** Variation de l'entrefer lors d'une excentricité statique de 10%

**Fig 2.14** Caractéristiques de la machine avec un défaut d'excentricité mixte

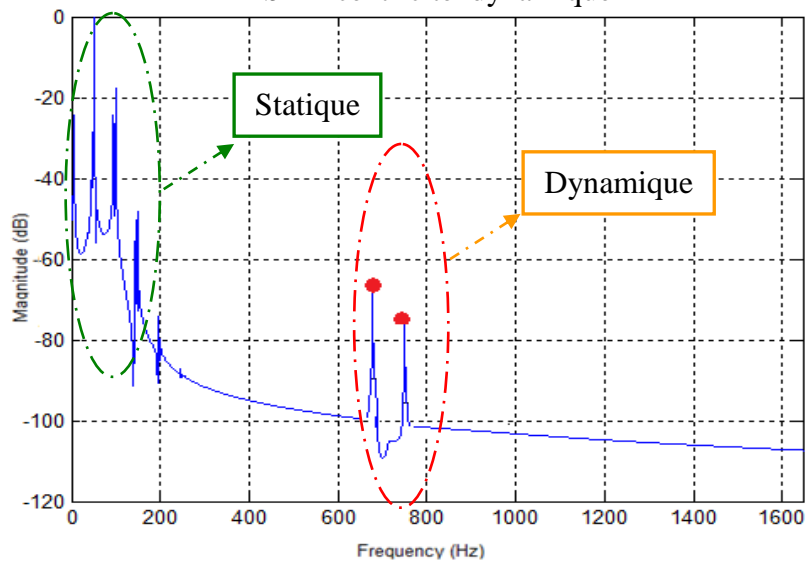
### 2.8.3.7 Analyses fréquentielles du courant statorique



a- Excentricité statique



b- Excentricité dynamique



c- Excentricité mixte

**Fig. 2.15** Analyses fréquentielles du courant statorique

Les figures 2.12, 2.13 et 2.14 présentent respectivement les caractéristiques obtenues pour un défaut de l'excentricité statique, dynamique et mixte. Ces défauts provoquent une perturbation sur les grandeurs de la machine. Nous remarquons l'apparition des oscillations rapides et très rapprochés entre elles. Elles sont très visibles entre le cas sain et le cas de défauts. La figure 2.13 présente le comportement des grandeurs de la machine lorsqu'un défaut de l'excentricité dynamique, dans cet essai la vitesse et le couple électromagnétique oscillent moins lentement que le défaut de l'excentricité statique. On ne souligne aucune variation sur les courants rotoriques. La figure 2.14 illustre un défaut mixte. On rappelle que l'analyse spectrale du courant de la phase statorique "a" lorsque le moteur est sain, montre que seulement la fréquence fondamentale apparaît. L'excentricité statique fait apparaître des composantes supplémentaires par rapport à la fondamentale comme . Ces fréquences correspondent aux fréquences des défauts selon l'expression

$$f_e = \left( 1 \pm n \frac{1-g}{P} \right) \cdot f_s . \quad (2.114)$$

L'excentricité dynamique fait aussi d'apparaître des fréquences plus que la fréquence fondamentale. Ces fréquences correspondent aux fréquences des défauts selon :

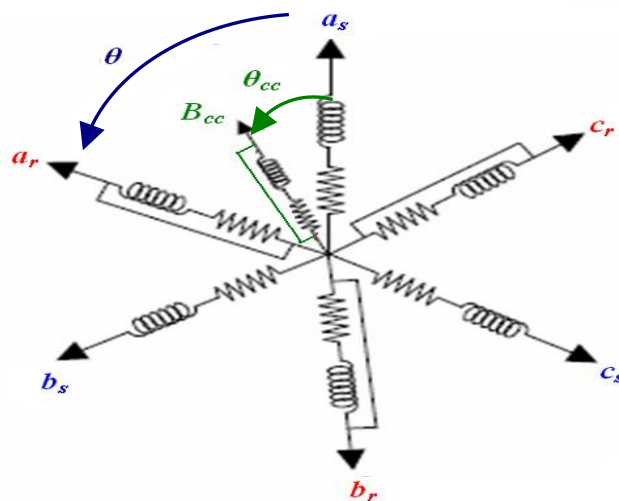
$$f_e = \left( (n \cdot N_b \pm 1) \frac{(1-g)}{P} \right) \cdot f_s \quad (2.115)$$

Dans le cas de l'excentricité mixte nous avons remarqué l'apparition de l'ensemble des fréquences qui apparaissent lors des défauts statique et dynamique

## 2.8.4 Etude de défaut du court-circuit statorique

L'objectif de cette partie est l'élaboration d'un modèle de court-circuit entre spires d'une phase statorique.

La figure 1, présente le schéma des enroulements statoriques de la machine, ainsi que la partie présentant le court circuit. Ceci est la base du développement du modèle mathématique utilisé pour le diagnostic [61].



**Fig 2.16.** Enroulements triphasés avec court-circuit

### 2.8.3.1 Présentation du modèle de défaut dans le repère triphasé

Les équations de tensions et de flux de la machine asynchrone en présence de défaut de court-circuit:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Psi_s] \quad (2.116)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Psi_r] \quad (2.117)$$

$$[0] = [R_{cc}][I_{cc}] + \frac{d}{dt}[\Psi_{cc}] \quad ((2.118))$$

Avec

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix} \quad ((2.119))$$

Les équations du flux sont:

$$[\Psi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] + [M_{scc}][I_{cc}] \quad (2.120)$$

$$[\Psi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_r][I_r] + [M_{scc}][I_{cc}] \quad (2.121)$$

$$[\Psi_{cc}] = [M_{ccs}][I_s] + [M_{ccr}][I_r] + [L_{cc}][I_{cc}] \quad (2.122)$$

La matrice de l'inductance statorique est :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{psa} + L_{fsa} & \frac{-L_{sab}}{2} & \frac{-L_{sac}}{2} \\ \frac{-L_{sab}}{2} & L_{psb} + L_{fsb} & \frac{-L_{sbc}}{2} \\ \frac{-L_{sac}}{2} & \frac{-L_{scb}}{2} & L_{psc} + L_{fsc} \end{bmatrix} \quad (2.123)$$

La matrice de l'inductance rotorique est :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{pra} + L_{fra} & \frac{-L_{rab}}{2} & \frac{-L_{rac}}{2} \\ \frac{-L_{rab}}{2} & L_{prb} + L_{frb} & \frac{-L_{rbc}}{2} \\ \frac{-L_{rac}}{2} & \frac{-L_{rcb}}{2} & L_{prc} + L_{frc} \end{bmatrix} \quad (2.124)$$

Et, celle de la matrice mutuelle stator-rotor est :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sara} \cos(\theta) & M_{sarb} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sarc} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sbrc} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sbrb} \cos(\theta) & M_{sbrc} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{scra} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{scrb} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{scrc} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.125)$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t \quad (2.126)$$

$R_{si}$  : résistance propre d'une phase statorique;

$R_{ri}$  : résistance propre d'une phase rotorique,

$L_{psi}$  : inductance principale;

$L_{fsi}$  : inductance de fuite statorique;

$L_{psi} + L_{fsi}$  : inductance propre d'une phase statorique;

$L_{pri}$  : inductance principale rotorique,

$L_{fri}$  : inductance de fuite rotorique;

$L_{sij}$  : mutuelle entre deux phases statiques;

$L_{rij}$  : mutuelle entre deux phases rotoriques;

$M_{scc}$  : mutuelle inductance entre une phase statorique et la bobine en court-circuit;

$M_{rcc}$  : mutuelle inductance entre une phase rotorique et la bobine en court-circuit;

$L_m$  : inductance magnétique.

En supposons que :

$$R_{si} = R_s \text{ et } R_{ri} = R_r \quad (2.127)$$

$$L_{fsi} = L_f \text{ et } L_{fri} = 0 \quad (2.128)$$

$$L_{psi} = L_{prj} = L_{sij} = L_{rij} = M_{sirj} = L_p \quad (2.129)$$

Aussi, on peut écrire les différentes inductances mutuelles sous la forme matricielle suivante :

$$M_{sr}(\theta) = \frac{3}{2} L_p T_{32} P(\theta) T_{23} \quad (2.130)$$

$$M_{rs}(\theta) = M_{sr}(\theta)^t = \frac{3}{2} L_p T_{32} P(-\theta) T_{23} \quad (2.131)$$

Avec , La matrice de rotation d'angle  $\theta$  :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (2.132)$$

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.133)$$

$$T_{32} = T_{23}' \text{ Et } T_{23} \cdot T_{32} = I ;$$

$I$ : matrice identité.

Les résistances étant directement proportionnelles au nombre de spires, la résistance  $R_{cc}$  de la bobine  $B_{cc}$  s'écrit en fonction de la résistance  $R_s$  dans les trois phases statoriques sans défauts:

$$R_{cc} = \rho_{cc} \cdot R_s \quad (2.134)$$

D'où :

$$\rho_{cc} = \frac{N_{cc}}{N_s} \quad (2.135)$$

$N_{cc}$  : nombres de spires en court-circuit et  $N_s$  : nombre de spires sur une phase saine.

En cas de défaut, on peut écrire les différentes inductances et mutuelles, inductances de la bobine  $B_{cc}$  par rapport aux phases statoriques et rotoriques de la machine.

$$L_{cc} = \rho_{cc}^2 (L_p + L_f) \quad (2.136)$$

$$[M_{ccs}] = \sqrt{\frac{3}{2}} \rho_{cc} L_p [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] T_{23} \quad (2.137)$$

$$[M_{scc}] = [M_{ccs}]^t = \sqrt{\frac{3}{2}} \rho_{cc} L_p T_{32} [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})]^t \quad (2.138)$$

$$[M_{rcc}] = \sqrt{\frac{3}{2}} \rho_{cc} \cdot L_p [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] P(\theta) T_{23} \quad (2.139)$$

$$[M_{ccr}] = [M_{rcc}]^t = \sqrt{\frac{3}{2}} \rho_{cc} L_p T_{32} P(-\theta) [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] \quad (2.140)$$

#### 2.8.4.1 Présentation du modèle de défaut dans le repère biphasé

La transformation triphasé-biphasée est effectuée uniquement sur les grandeurs du régime sain (axes triphasés équilibrés de la machine). Le principe du modèle de défaut établi étant de découpler le mode commun (modèle triphasé équilibre) du mode différentiel correspondant à la bobine en défaut, le déséquilibre agit uniquement sur ce dernier. Ainsi, en présence d'un court-circuit, la machine devient certes non-équilibrée du fait de la présence d'un champ supplémentaire au stator mais ce déséquilibre est directement traduit par le bobinage de défaut  $B_{cc}$ . Les grandeurs de court-circuit sont localisées sur une direction fixe au stator, leurs projections sur les axes  $\alpha_s$  et  $\beta_s$  permettent de leur associer des vecteurs stationnaires par rapport au stator:

$$\underline{X}_{\alpha\beta s} \begin{bmatrix} X_{acc} \\ X_{\beta cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \cdot X_{cc} \quad (2.141)$$

Où  $X$  représente le flux  $\Psi$  ou le courant  $i$ .

Alors, les équations de tensions et du flux deviennent:

$$\underline{U}_{\alpha\beta s} = R_s \underline{i}_{\alpha\beta s} + \frac{d}{dt} \Psi_{\alpha\beta s} \quad (2.142)$$

$$\underline{0} = R_r \underline{i}_{\alpha\beta r} + \frac{d}{dt} \Psi_{\alpha\beta r} - \omega P \left( \frac{\pi}{2} \right) \Psi_{\alpha\beta r} \quad (2.143)$$

$$\underline{0} = \rho_{cc} R_s \underline{i}_{\alpha\beta s} + \frac{d}{dt} \Psi_{\alpha\beta cc} \quad (2.144)$$

$$\Psi_{\alpha\beta s} = (L_m + L_f) \underline{i}_{\alpha\beta s} + L_m \underline{i}_{\alpha\beta r} + \sqrt{\frac{2}{3}} \rho_{cc} L_m \underline{i}_{\alpha\beta cc} \quad (2.145)$$

$$\Psi_{ars} = L_m (\underline{i}_{\alpha\beta s} + \underline{i}_{\alpha\beta r}) + \sqrt{\frac{2}{3}} \rho_{cc} L_m \underline{i}_{\alpha\beta cc} \quad (2.146)$$

$$\Psi_{arcc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \rho_{cc} L_m \delta.(\theta_{cc}) (\underline{i}_{\alpha\beta s} + \underline{i}_{\alpha\beta r}) + \left( \frac{2}{3} L_m + L_f \right) \rho_{cc}^2 \delta.(\theta_{cc}) \underline{i}_{arcc} \quad (2.147)$$

Avec:

$$L_m = \frac{3}{2} L_p : \text{inductance magnétisante.}$$

$$\delta(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc})^2 & \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc})^2 \end{bmatrix} \quad (2.148)$$

En négligeant l'inductance de fuite ramenée au stator devant l'inductance magnétisante dans l'équation du flux de court-circuit (152), les équations de flux (150-152) de la machine asynchrone en défaut statorique de type court-circuit entre spires deviennent:

$$\underline{\Psi}_{\alpha\beta s} = \underline{\Psi}_{\alpha\beta f} + \underline{\Psi}_{\alpha\beta m} = L_f \underline{i}_{\alpha\beta s} + L_m (\underline{i}_{\alpha\beta s} + \underline{i}_{\alpha\beta r} - \bar{\underline{i}}_{\alpha\beta cc}) \quad (2.149)$$

$$\underline{\Psi}_{ars} = \underline{\Psi}_{\alpha\beta m} = L_m (\underline{i}_{\alpha\beta s} + \underline{i}_{\alpha\beta r} - \bar{\underline{i}}_{\alpha\beta cc}) \quad (2.150)$$

$$\underline{\Psi}_{arcc} = \underline{\Psi}_{\alpha\beta m} = \rho_{cc} \delta.(\theta_{cc}) \underline{\Psi}_{arm} \quad (2.151)$$

Avec:

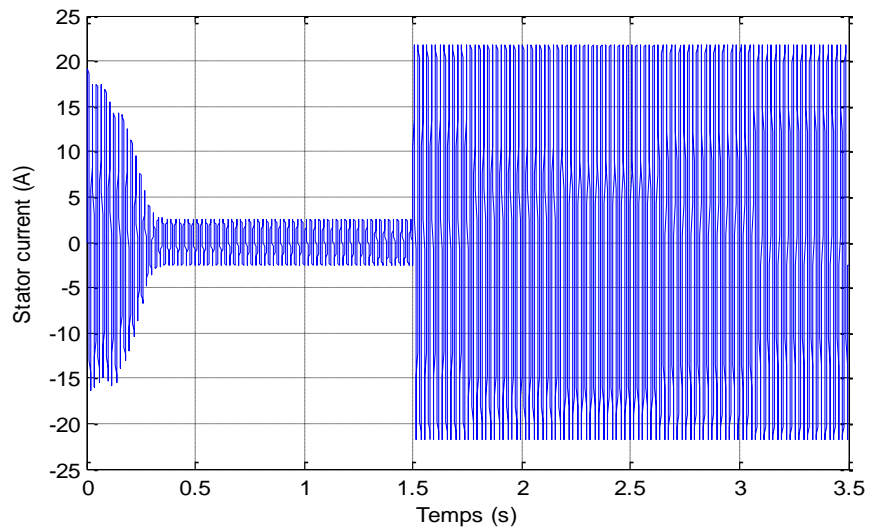
$$\bar{\underline{i}}_{\alpha\beta cc} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \rho_{cc} \underline{i}_{\alpha\beta cc} \quad (2.152)$$

$$\bar{\underline{\Psi}}_{\alpha\beta cc} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \rho_{cc} \underline{\Psi}_{\alpha\beta cc} \quad (2.153)$$

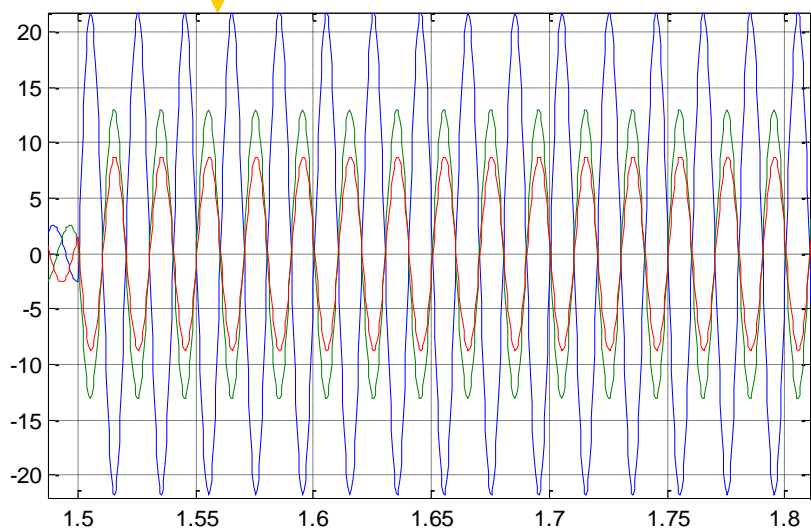
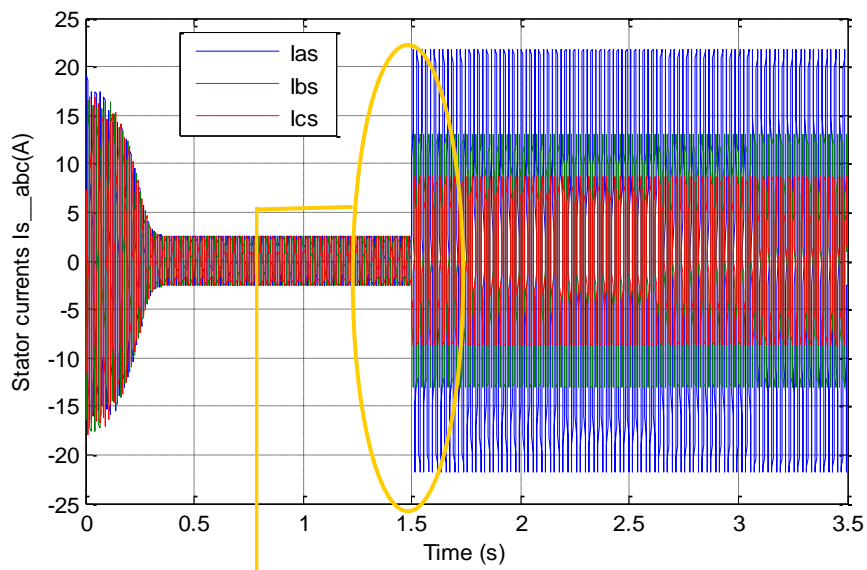
#### **2.8.4 .2 Résultats de simulations de court-circuit**

Nous présentons dans la suite de cette partie la simulation des courants statoriques seulement pour montrer l'influence de défauts de court-circuit entre spires sur ces courants, dans un premier essai, nous avons présenté les formes des courants statoriques dans le cas de fonctionnement à vide sans et avec défauts, puis dans le deuxième essai on applique une charge nominale.

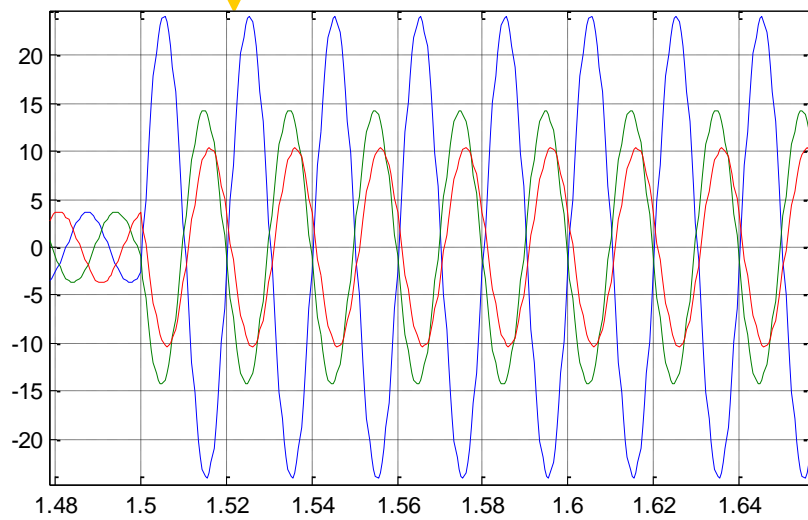
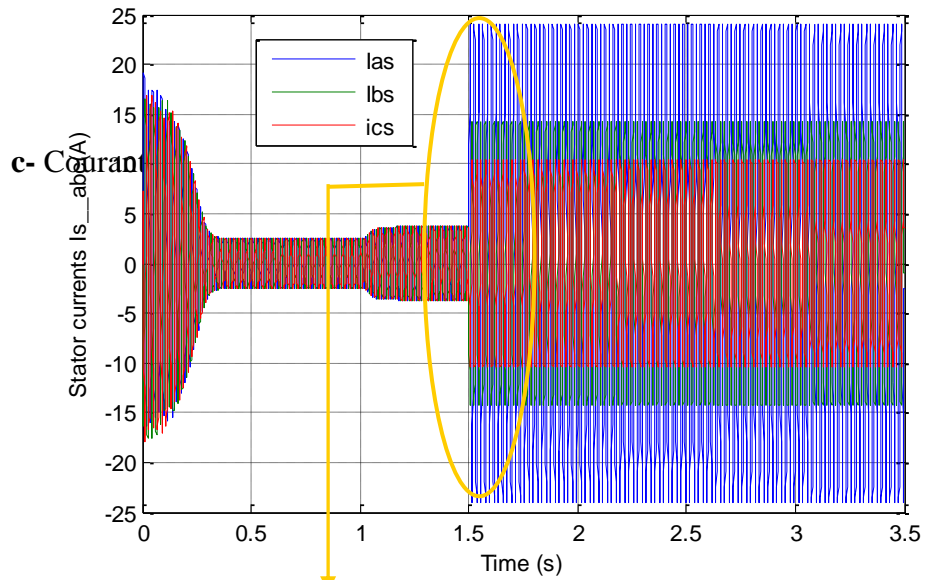
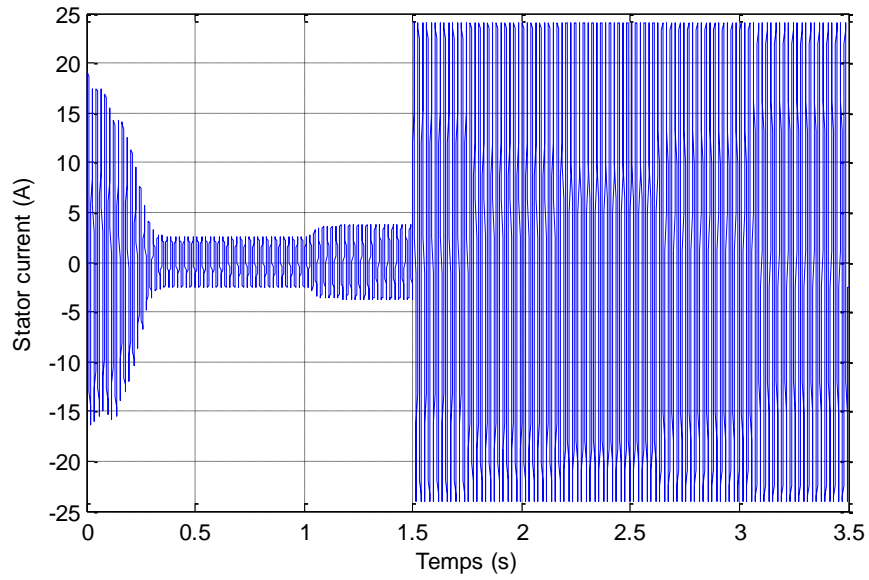
### 2.8.4.2.1 Simulation du cas de défaut dans la phase "a"



**a-** Courant statorique de la phase "a" à vide en cas de défaut



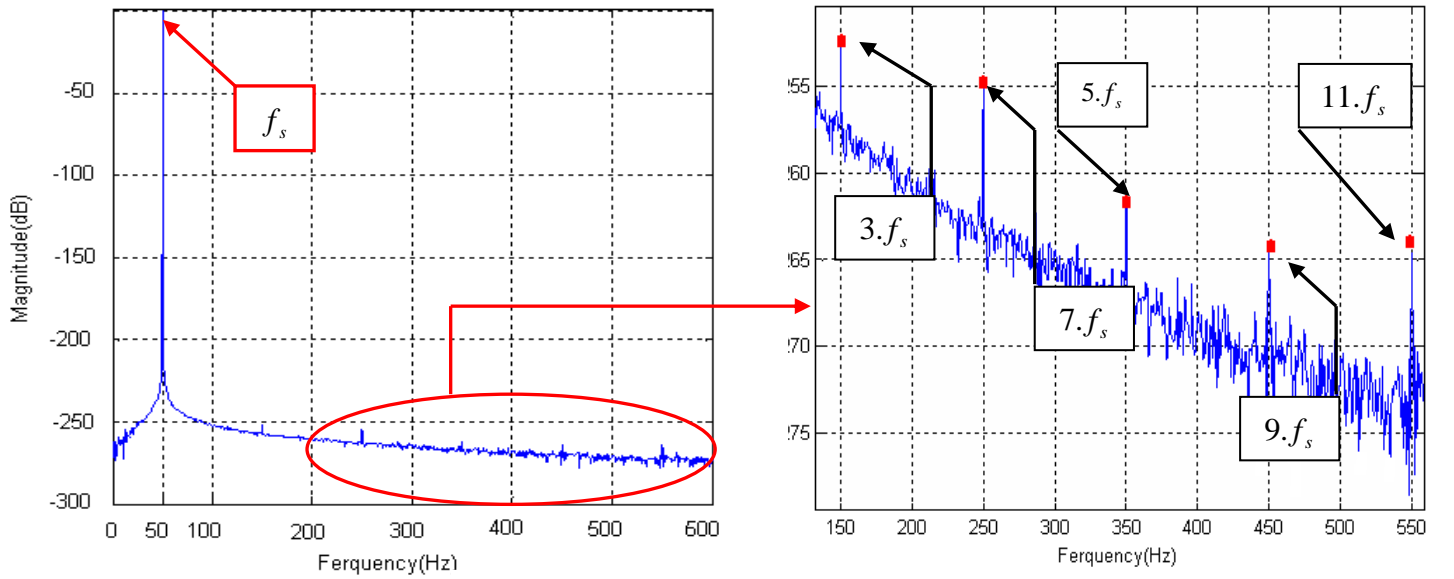
**b-** Courants statoriques des phase "a, b, c" à vide en cas de défaut



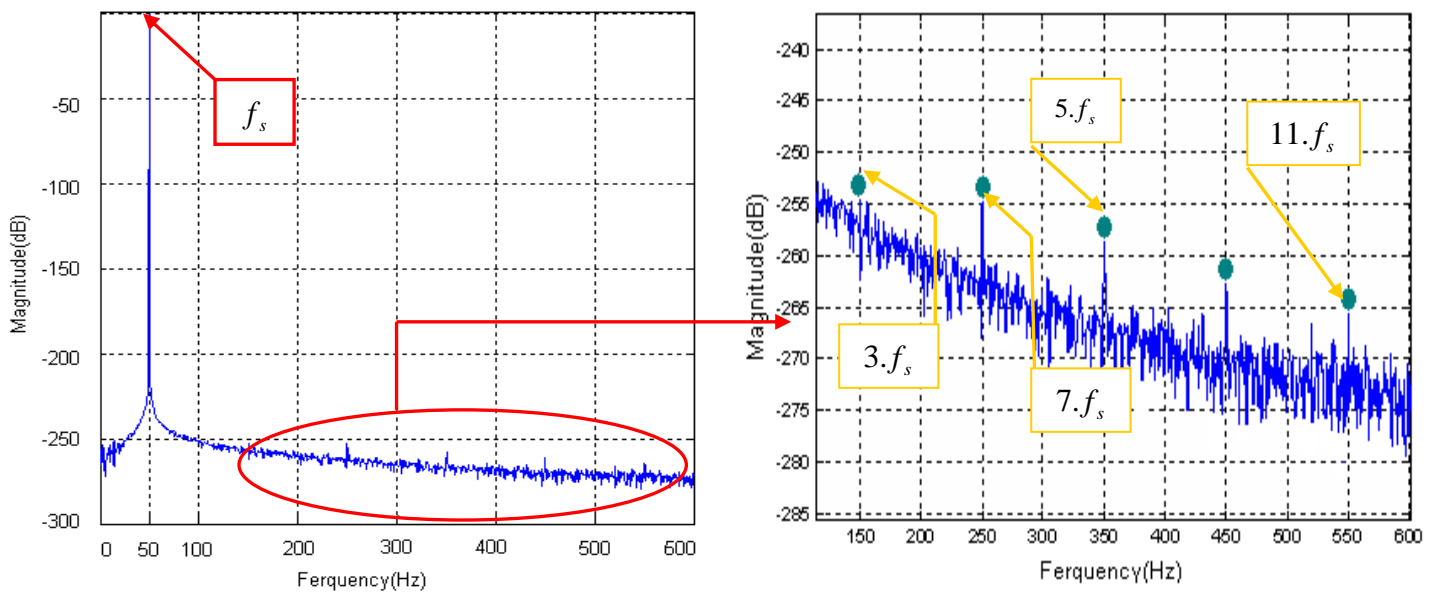
**d-** Courants statoriques des phases "a, b, c" en charge en cas de défaut

**Fig 2.17.** Caractéristiques de la machine avec défaut de la phase "a"

### 2.8.4.2.2 Analyses fréquentielles du courant statorique



a- Cas de défaut dans la phase "a" à vide



b- Cas de défaut dans la phase "a" en charge

Fig. 2.18 Analyse fréquentielle

Fréquence	$3.f_s = 150\text{Hz}$	$5.f_s = 250\text{Hz}$	$7.f_s = 350\text{Hz}$	$9.f_s = 450\text{Hz}$	$11.f_s = 550\text{Hz}$
Amplitude (dB) à vide	-252.430	-254.943	-261.758	-263.960	-264.555
Amplitude (dB) En charge		-252.636	-257.910	-261.293	-264.152

Tableau 2.2 : Résultat d'analyse des courants statoriques par FFT

La figure 2.17.a présente le courant de la phase statorique "a". Ce courant atteint la valeur 2.55 A en régime permanent. La figure 2.17.b présente les trois courants des phases statoriques "a, b, c" en fonctionnement à vide, dans les figures 2.17.c et 2.17.d présentent les mêmes grandeurs mais lorsqu'on applique une charge de valeur 3.5 N.m à l'instant 1 s. Des zooms sur les parties où le fonctionnement à vide et en charge dans ce cas le courant augmente jusqu' à la valeur 3.80 A.

Nous avons procédé à l'analyse du courant statorique (voir la figure 2.18). Dans les figures 2.18.a 2.18.c, nous avons présenté respectivement l'analyse spectrale du courant statorique dans le cas où le défaut existe dans la phase "a" puis dans le cas où le défaut existe dans les deux phases "a, b". Cette analyse présente l'apparition des fréquences de défauts d'ordre  $n.f_s$  avec  $n = 3, 5, 7, 9, 11, \dots$  .

## **2.9 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons introduit d'abord des notions sur les différents défauts susceptibles d'apparaître dans une machine asynchrone à cage. Par la suite, nous avons adopté les modèles dédiés à chaque type de défaut. Des tests de simulation ont été présentés et une analyse fréquentielle de chaque cas a permis de détecter et isolé le défaut.

# ***CHAPITRE 3***

## **DIAGNOSTIQUE A BASE DE LOGIQUE FLOUE**

# CHAPITRE 3

## DIAGNOSTIQUE A BASE DE LOGIQUE FLOUE

### 3.1 Introduction

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale en vue de diagnostic. Les progrès de l'informatique et du génie logiciels, ont permis de réaliser des modélisations fiables et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

La modélisation permet de guider les développements par la qualification des phénomènes. En plus, elle est d'un apport précieux car elle restitue une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et montre des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

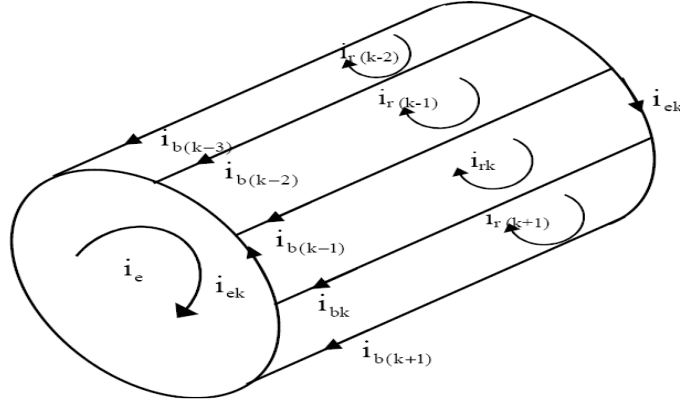
La mise au point d'une procédure de diagnostic à base de modèles analytiques pour la machine asynchrone, recouvre un certain nombre de problèmes de la synthèse des méthodes décrivant le comportement de la machine, ceci de manière exacte en intégrant certains paramètres pour décrire le plus précisément possible le comportement de la machine. En un premier temps, les méthodes ont utilisé des modèles simples (modèle *abc* et *dq*), négligeant un certain nombre de phénomènes. Ces modèles sont fréquemment affectés par les transformations et le changement d'axes de référence. Donc, conduit à des interprétations théoriques qui ne peuvent pas être utilisées pour analyser des effets localisés tels que les barres cassées dans le rotor de la machine en les distinguant des effets provenant d'autres incidents. D'autre part, ces modèles sont imprécis et ne décrivent qu'un fonctionnement sain de la machine. Ainsi, il a fallu s'orienter vers des modèles plus sophistiqués (modèle multi-enroulements) pour une description dans la méthode de détection.

Le but de ce chapitre est de présenter un modèle le plus couramment, appliqués à la modélisation de la machine asynchrone. Nous verrons ensuite l'utilisation de ces derniers au diagnostic des défauts à base de la logique floue.

### 3.2. Modèle Multi-enroulements

La détection des défauts dans les machines électriques à partir des méthodes de diagnostic nécessite de disposer d'un modèle capable de représenter les comportements de la machine dans les différents modes de fonctionnements et en présence de déséquilibres structurels. A cet effet, nous avons développés un modèle plus fiable de type multi-enroulements [1]. Dans ce modèle, un moteur asynchrone triphasé à cage est considéré. Le rotor de ce moteur est constitué de  $N_b$  barres isolées, uniformément réparties sur la surface du rotor et court-circuitées par deux anneaux. Afin d'étudier ses performances lors de défauts rotoriques, on a utilisé un modèle où la cage est un circuit maillé interconnectées entre elles. Chacune d'elles est formée par deux barres adjacentes et deux portions d'anneaux qui les

relient (voir figure.3.1). Ces mailles sont reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement. On introduit dans notre étude le modèle de la machine asynchrone où on considère le stator à constitution symétrique afin d'assurer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Le nombre des équations différentielles obtenus est égal aux nombres de barres plus un.



**Fig.3.1.** Structure du rotor à cage d'écureuil

### 3.3. Modèle réduit de la machine asynchrone à cage

La représentation d'état fait apparaître un système d'ordre très élevé, constitué du nombre de phases au stator, du nombre de phases au rotor et des équations électromécaniques. Le modèle mathématique du moteur à induction à cage d'écureuil peut être écrit sous la forme matricielle suivante :

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt}([L][I]) \quad (3.1)$$

Où ;

$$[V] = \begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$[I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Avec;

$$\begin{cases} [V_s] = [V_{s1} \ V_{s2} \ V_{s3}]^t \\ [I_s] = [I_{s1} \ I_{s2} \ I_{s3}]^t \\ [V_r] = [0 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]_{1 \times N_r+1}^t \\ [I_r] = [I_{r1} \ I_{r2} \ I_{r3} \ \dots \ I_{rk} \ \dots \ I_{rN_r} \ I_e]_{1 \times N_r+1}^t \end{cases} \quad (3.4)$$

Nous avons appliqué une transformation de Park étendue au système rotorique de manière à transformer ce système à  $N_r$  phases en un système (d, q), et elle est écrite de façon suivante:

$$[T_{3n}(\theta_R)] = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & & & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} \\ \cos\theta_R & \cos\left(\theta_R - k.p.\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\theta_R - (n-1)p.\frac{2\pi}{n}\right) \\ -\sin\theta_R & -\sin\left(\theta_R - k.p.\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & -\sin\left(\theta_R - (n-1)p.\frac{2\pi}{n}\right) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

La transformation de Park s'est écrite :

$$[T_{3n}(\theta_R)]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \cos\theta_R & -\sin\theta_R \\ 1 & \cos\left(\theta_R - k.p.\frac{2\pi}{n}\right) & -\sin\left(\theta_R - k.p.\frac{2\pi}{n}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\theta_R - (n-1)p.\frac{2\pi}{n}\right) & -\sin\left(\theta_R - (n-1)p.\frac{2\pi}{n}\right) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

With;

$$k \in [0..(n-1)] k \in \mathbb{N}$$

$\theta_r$ : position angulaire du rotor

Nous pouvons définir le vecteur d'état  $[x]$  qui, après application de cette matrice de transformation :

$$[X_{odqs}] = [T_{33}(\theta_s)][X_{abcs}] \Rightarrow [X_{abcs}] = [T_{33}(\theta_s)]^{-1}[X_{odqs}] \quad (3.7)$$

$$[X_{odqr}] = [T_{3Nr}(\theta_s)][X_{rkr}] \Rightarrow [X_{rkr}] = [T_{3Nr}(\theta_s)]^{-1}[X_{odqr}] \quad (3.8)$$

Avec ;

$\theta_s$ : position angulaire du stator.

Soit la partie statorique:

$$[V] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][i_{rk}] \} \quad (3.9)$$

L'application de la transformation donne :

$$\begin{aligned} [V_{odqs}] = & \{ [T_{33}(\theta_s)][R_s][T_{33}(\theta_s)]^{-1} \} [i_{odqs}] + \{ [T_{33}(\theta_s)][L_s][T_{33}(\theta_s)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [i_{odqs}] + \\ & \{ [T_{33}(\theta_s)][L_s] \frac{d}{dt} [T_{33}(\theta_s)]^{-1} \} [i_{odqs}] + \{ [T_{33}(\theta_s)][M_{sr}][T_{3Nr}(\theta_R)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [i_{odqr}] + \\ & [T_{33}(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][T_{3Nr}(\theta_R)]^{-1} \} [i_{odqr}] \end{aligned} \quad (3.10)$$

Pour la partie rotorique:

$$[V_r] = [R_r][i_{rk}] + \frac{d}{dt} \{[L_r][i_{rk}]\} + \frac{d}{dt} \{[M_{sr}][i_s]\} \quad (3.11)$$

$$[V_{odqr}] = \{[T_{3Nr}(\theta_R)][R_r][T_{3Nr}(\theta_R)^{-1}][i_{odqr}] + \{[T_{3Nr}(\theta_R)][L_r][T_{3Nr}(\theta_R)^{-1}]\} \frac{d}{dt} [i_{odqr}] + \{[T_{3Nr}(\theta_R)][M_{sr}][T_{33}(\theta_s)^{-1}]\} \frac{d}{dt} [i_{odqs}] + \{[T_{3Nr}(\theta_R)] \frac{d}{dt} [M_{rs}][T_{33}(\theta_s)^{-1}]\} [i_{odqs}] \quad (3.12)$$

En choisissant un référentiel lié au rotor :  $\theta_s = \theta$ ,  $\theta_R = 0$ , on obtient après simplifications, un modèle de taille réduite de la machine asynchrone:

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -wL_{sc} & 0 & \frac{N_r}{2}wM_{sr} & 0 \\ wL_{sc} & R_s & -\frac{N_r}{2}wM_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_e \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Avec,

$$\begin{cases} L_{rc} = L_{rp} - M_{rr} + 2\frac{L_e}{N_r} + 2L_e(1 - \cos \alpha) \\ R_r = 2\frac{R_e}{N_r} + 2R_b(1 - \cos \alpha) \end{cases} \quad (3.14)$$

Pour la partie mécanique, après l'application de la transformation généralisée sur l'expression du couple, on obtient

$$C_e = \frac{3}{2}PN_r \cdot M_{sr}(i_{ds} \cdot i_{qr} - i_{qs} \cdot i_{dr}) \quad (3.15)$$

Les défauts rotoriques considérés sont de type ruptures des barres, ils se traduisent par une augmentation de la résistance des éléments présentant un défaut. Ils n'entraînent aucune modification de la topologie du rotor, mais seuls certains éléments de la matrice  $[R_r]$  qui sont modifiées. Pour cela, la procédure la plus simple consiste à ajouter à la matrice des résistances  $[R_r]$  une nouvelle matrice  $[R'_r]$  où les éléments non nuls correspondent aux éléments défaillants. Dans le cas où le défaut concernerait la barre k, la nouvelle matrice de résistances rotorique s'écrit:

$$[R_{rf}] = [R_r] + [R'_r] \quad (3.16)$$

Où;

$$[R'_r] = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & R'_{bk} & -R'_{bk} & \mathbf{0} & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & -R'_{bk} & R'_{bk} & \mathbf{0} & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \mathbf{0} & \dots \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Les nouvelles matrices de résistances du rotor, après des transformations sont :

$$\begin{aligned} [R_{rfdq}] &= [T_{2Nr}(\theta_R)][R_{rf}][T_{2Nr}(\theta_R)]^{-1} = \\ [x_{abcs}] &= [T_{2Nr}(\theta_R)]\{[R_r] + [\hat{R}_r]\}[T_{2Nr}(\theta_R)]^{-1} \end{aligned} \quad (3.18)$$

La matrice résistance de défaut devient :

$$[R_{rfdq}] = \begin{bmatrix} R_{rdd} & R_{rdq} \\ R_{rqd} & R_{rqq} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Où, les quatre termes de cette matrice sont:

$$\left\{ \begin{aligned} R_{rdd} &= 2R_b(1 - \cos \alpha) + 2\frac{R_e}{N_r} + \\ &\quad \frac{2}{N_r}(1 - \cos \alpha) \sum_k R_{bfk} \cdot (1 - \cos(2k - 1) \cdot \alpha) \\ R_{rdq} &= -\frac{2}{N_r}(1 - \cos \alpha) \sum_k R_{bfk} \cdot \sin(2k - 1) \cdot \alpha \\ R_{rqd} &= -\frac{2}{N_r}(1 - \cos \alpha) \sum_k R_{bfk} \cdot \sin(2k - 1) \cdot \alpha \\ R_{rqq} &= 2R_b(1 - \cos \alpha) + 2\frac{R_e}{N_r} + \\ &\quad \frac{2}{N_r}(1 - \cos \alpha) \sum_k R_{bfk} \cdot (1 - \cos(2k - 1) \cdot \alpha) \end{aligned} \right. \quad (3.20)$$

Où, l'indice  $k$  caractérise la barre cassée et  $R_{bfk}$  la résistance d'une barre rotorique cassée.

### 3.4 Diagnostic des défauts de cassures des barres rotorique

Les techniques de diagnostic des systèmes d'electro-énergétique sont largement employées pour pallier aux arrêts intempestifs. Ces techniques ont été nettement développées à base de méthodes traditionnelles puis en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle basée telles que la logique floue, les réseaux neurones artificiels ou les techniques à structures combinées. Ces techniques ont beaucoup d'avantages comparativement aux approches classique de diagnostic de défauts [62].

### 3.4.1 Diagnostic du rotor à base de la logique floue

#### 3.4.1.1 Système de diagnostic et de détection

L'état de la machine à induction est diagnostiqué en employant une règle compositionnelle de l'exécution floue [63] à cet effet, un bloc d'inférence floue gère ces règles. La structure du système de diagnostic proposé pour le diagnostic est montrée par la figure.3.2.

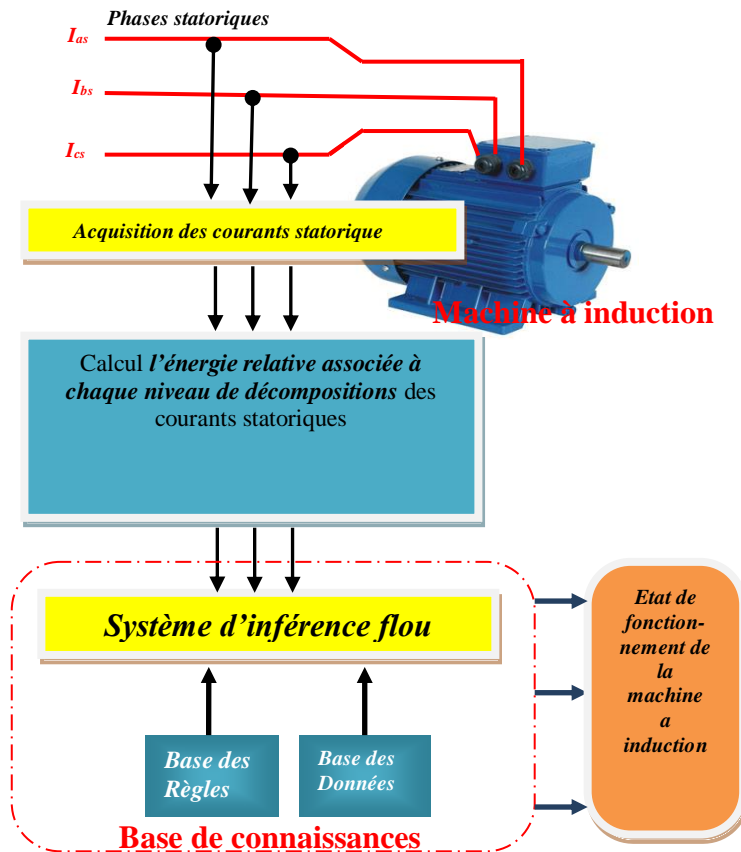


Fig. 3.2. Système de diagnostic et de détection de défauts des barres rotoriques

#### 3.4.1.2 Variables d'entrée-sortie de système flou

La variation d'énergie du courants statorique de la phase « a » ( $I_{as}$ ) et l'état du stator CM sont, respectivement, choisis le domaine d'évolution de comme des variables des fonctions d'appartenances d'entrées et de sorties du système flou. Ces variables est défini en utilisant la théorie des ensembles flous. La figure 3.3 montre l'interprétation linguistiques des variables définissent l'état du stator (CM), qui pourrait être  $T(CM) = \{\text{sain, 1 barre, 2 barres, 3 barres, 4 barres, 5 barres}\}$ . Sachant que chaque limite dans  $T(CM)$  est caractérisée par un sous-ensemble flou. Le système de dialogue CM :

- CM= {Sain (S)}: interprète que le stator est sans défauts ;
- CM= {défaut d'un barre (B1)}: le stator présente d'un défaut de cassure d'une barre rotorique ;
- CM= {défaut de deux barres (B2)}: le stator présente d'un défaut de cassure de deux barres rotorique ;
- CM= {défaut de trois barres (B3)}: le stator présente d'un défaut de cassure de trois barres rotorique ;
- CM= {défaut de quatre barres (B4)}: le stator présente d'un défaut de cassure de quatre barres rotorique ;
- CM= {défaut de cinq barres (B5)}: le stator présente d'un défaut de cassure de cinq barres rotorique ;

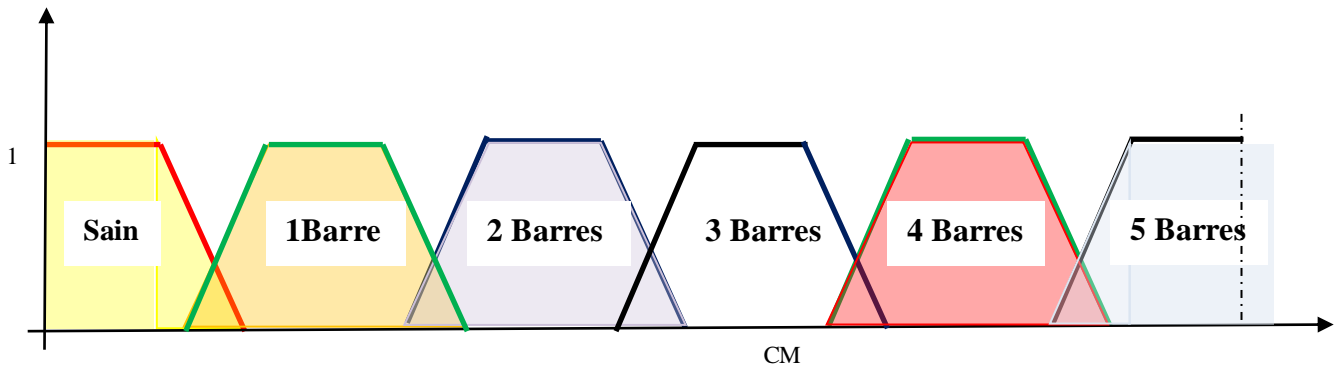


Fig. 3.3 Fonctions d'appartenance des variables de sorties

La variable d'entrée  $E\_Ias$  est également interprétée des variables linguistiques. Avec :  
 $T(Q) = \{\text{Intervalle (In 1)}, \text{Intervalle (In 2)}, \text{Intervalle (In 3)}, \text{Intervalle (In 4)}, \text{Intervalle (In 5)}, \text{Intervalle (In 6)}\}$  comme montrées sur la figure 3.5

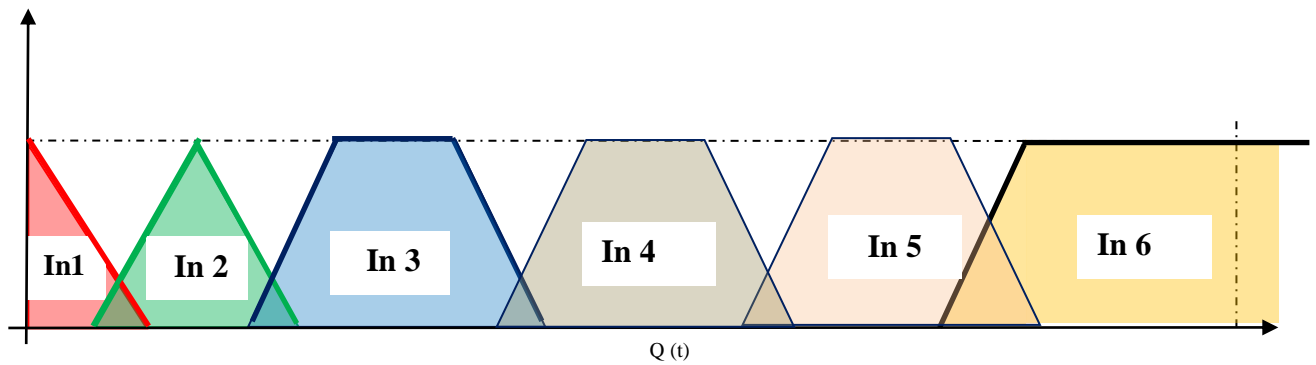


Fig. 3.4 Fonctions d'appartenance des variables d'entrées

Les règles floues des fonctions d'appartenances sont établies grâce à une observation entière des données (Tableau 3.1). Cependant, les règles sont utilisées à partir des fonctions d'appartenances de l'entrée et de la sortie [64] :

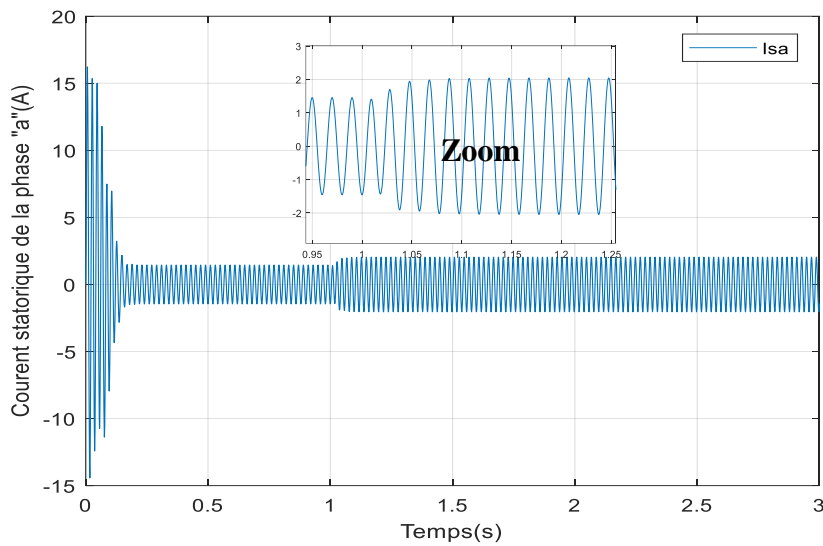
Règles	Si $E\_Ias$	Alors $CM$
Règle (1)	$E\_Ias$ est In 1	Alors $CM$ est cas Sain (S)
Règle (2)	$E\_Ias$ est In 2	Alors $CM$ est B1 (défaut 1barre)
Règle (3)	$E\_Ias$ est In 3	Alors $CM$ est B2 (défaut 2barres)
Règle (4)	$E\_Ias$ est In 4	Alors $CM$ est B3 (défaut 3barres)
Règle (5)	$E\_Ias$ est In 5	Alors $CM$ est B4 (défaut 4barres)
Règle (6)	$E\_Ias$ est In 6	Alors $CM$ est B5 (défaut 5barres)

Tableau.3.1 Règles floues des fonctions d'appartenances

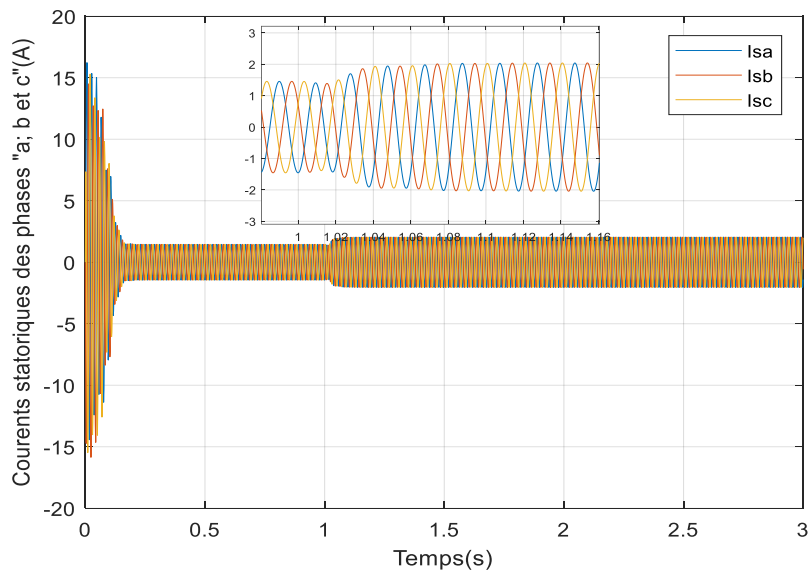
### 3.5. Simulation et Interprétation des résultats

#### 3.5.1 cas Sain

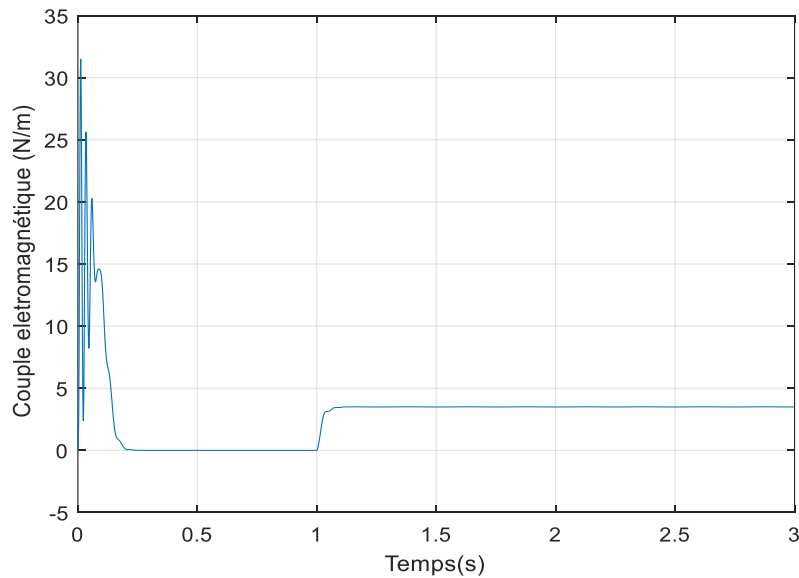
Les figures 3.5.a à 3.5.d présentent, respectivement, les grandeurs de la machine asynchrone : le courant de la phase statorique "a" avec un zoom de la partie illustrant où le fonctionnement à vide et en charge, les trois courants des phases statoriques "a, b, c" toujours avec un zoom, le couple électromagnétique. Finalement, la vitesse de rotation dans le fonctionnement normal, lors d'un essai contenant d'abord un démarrage à vide pendant le premier second. Par la suite, nous avons procédé d'abord à une application d'une charge de valeur 3.5 N.m et que nous avons gardé durant le reste des essais .



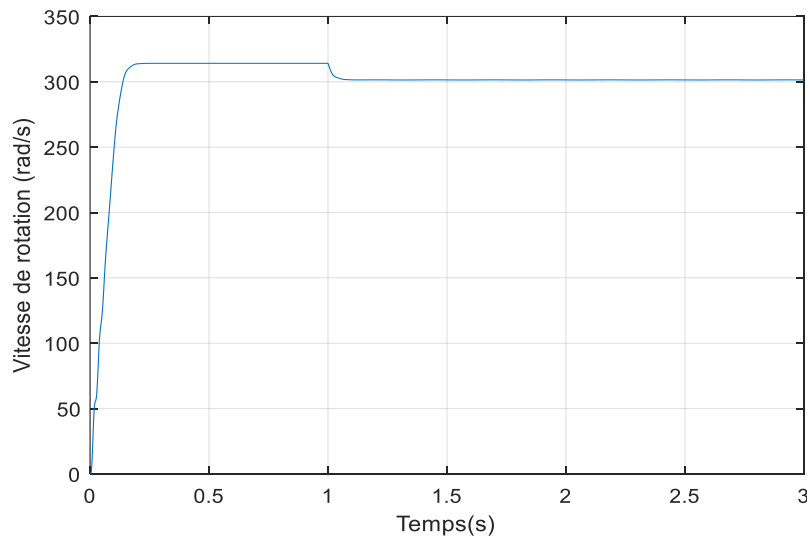
a- Courant statorique de la phase "a"



b- Courants statorique des phases "a, b et c "



**c- Couple électromagnétique**



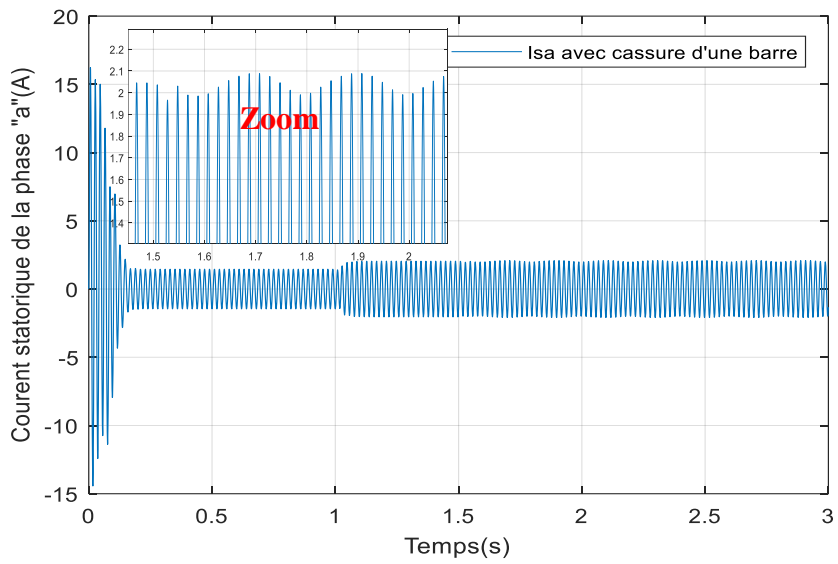
**d- Vitesse de rotation**

**Fig. 3.5** Caractéristiques de la machine sans défauts

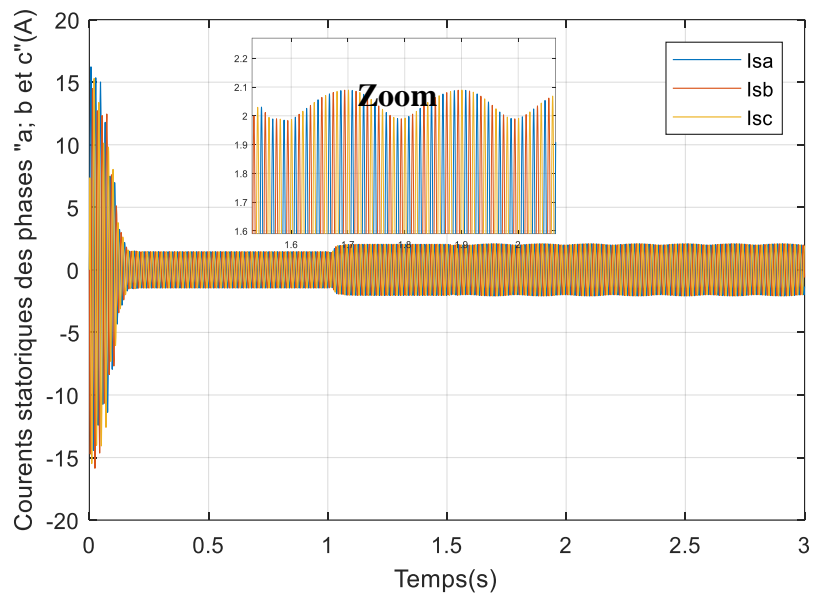
### 3.5.2 Cas de cassure d'une barre rotorique

La cassure d'une barre de la cage rotorique est un des défauts les plus fréquents au rotor. Pour l'étudier, nous avons testé par simulation en provoquant à l'instant 1.5 s. nous avons causé volontairement, la cassure d'une première barre.

La cassure d'une barre diminue la valeur moyenne de la vitesse et du couple électromagnétique (voir Figure 3.6.c et 3.6.d). Elles augmentent l'amplitude des oscillations avec l'augmentation de nombres de barres cassées. Une ondulation de l'amplitude des courants apparaît avec la cassure d'une barre, figure. 3.6. a et 3.6.b.

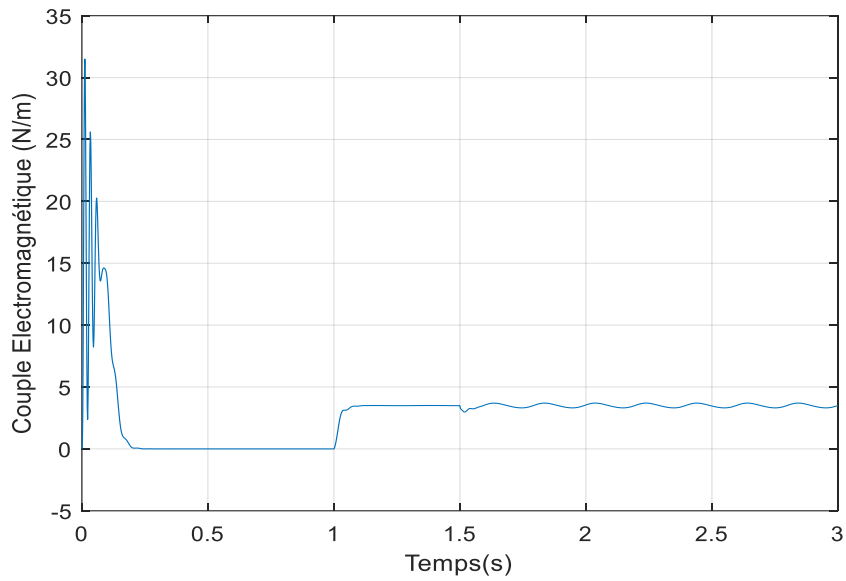


**a-** Courant statorique de la phase "a"

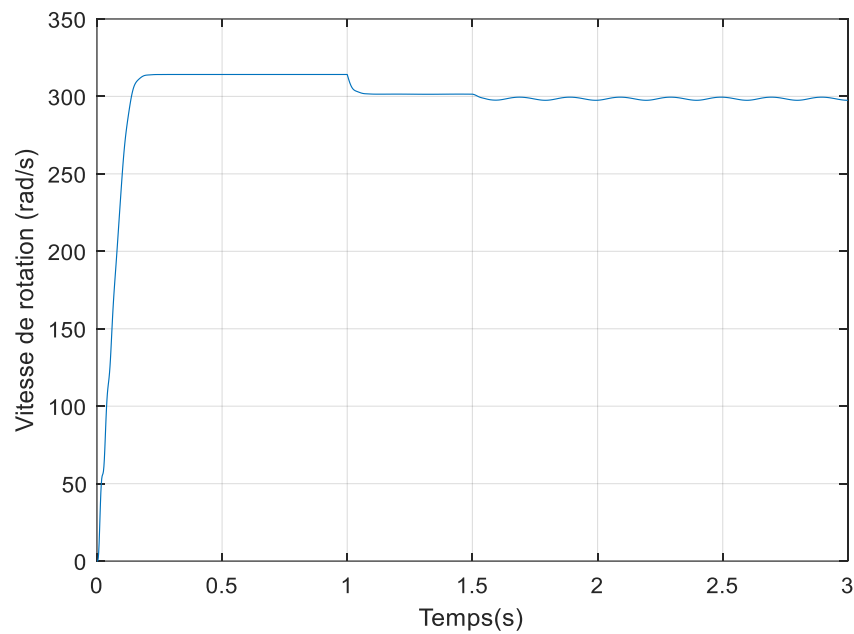


**b-** Courants statoriques des phases "a, b et c "

Les cassures de barres provoquent une distribution déséquilibrée des courants entre les barres rotoriques. La différence entre l'augmentation des amplitudes du courant et très visible entre le cas sain et le cas de défauts (figure. 3.6. a et 3.6. a).



**c-** Couple électromagnétique

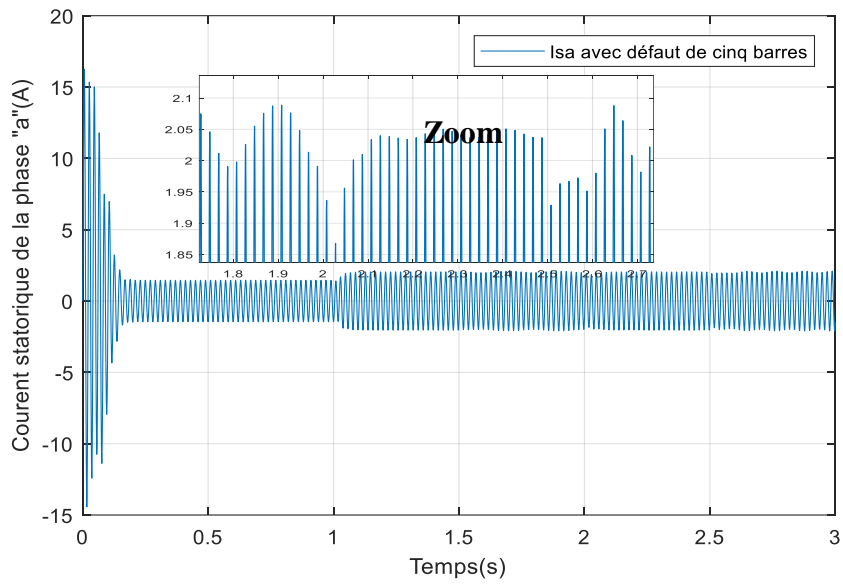


**d-** Vitesse de rotation

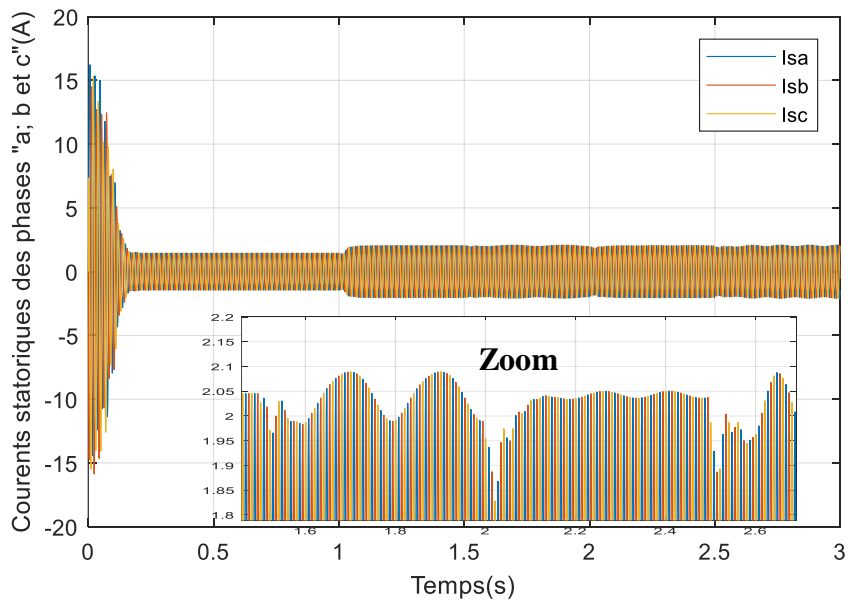
**Fig. 3.6** Caractéristiques de la machine avec défaut de cassure d'une barre

### 3.5. 3 cas de cassure cinq barres rotoriques

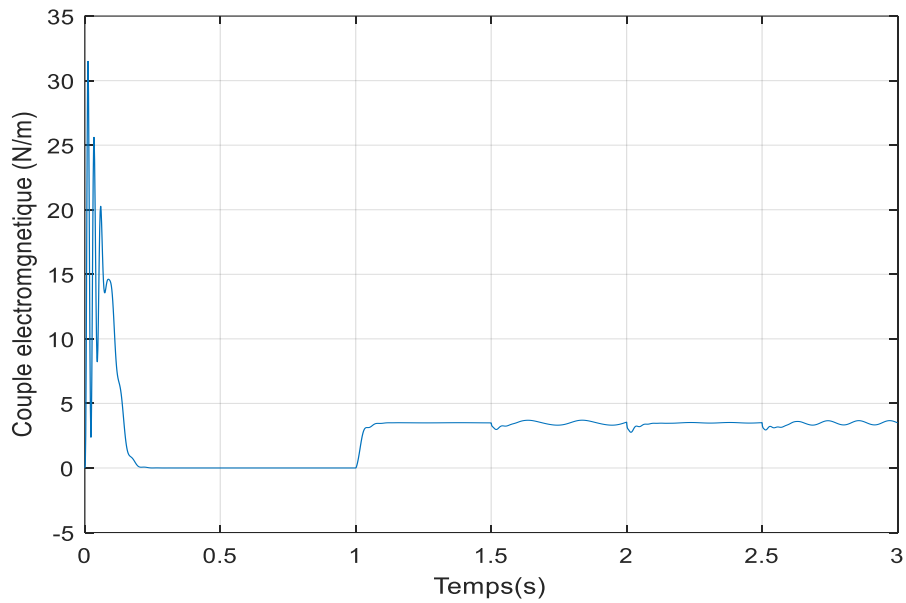
Les figures 3.7.a à 3.7.d montrent les comportements lors cassures de cinq barres rotoriques, successivement, aux instants 1.5 s une barre, 2.0s trois barres et 2.5s cinq barres. On déduit que les valeurs moyennes de la vitesse et du couple électromagnétique diminuent en fonction d nombre des barres cassées (figure 3.7.c et 3.7.d). Par contre l'amplitude des oscillations des statorique augmente proportionnellement avec le nombre des barres cassées (figure 3.7.a et 3.7.b).



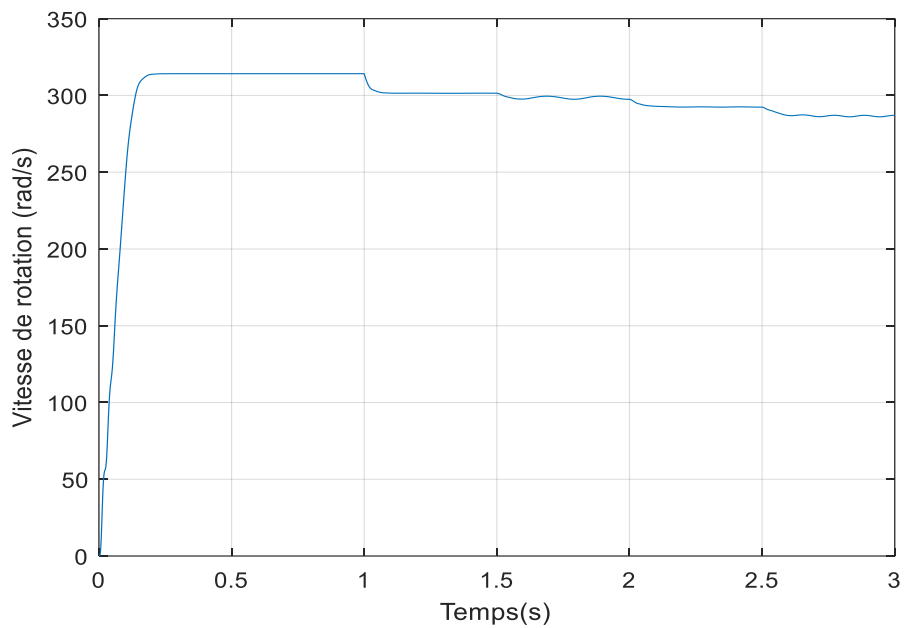
**a-** Courant statorique de la phase "a"



**b-** Courants statorique des phases "a, b et c "



**c-** Couple électromagnétique

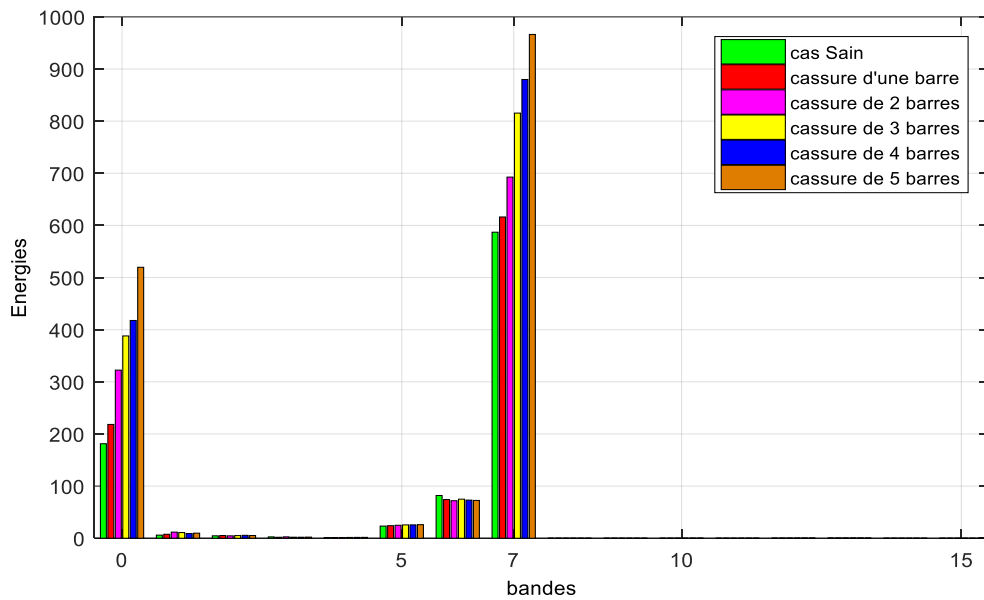


**d-** Vitesse de rotation

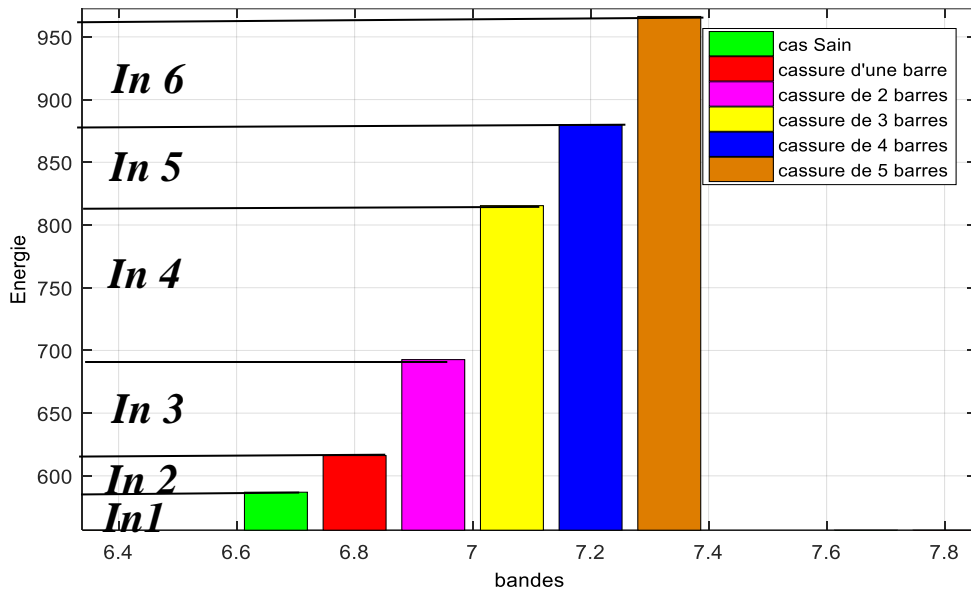
**Fig. 3.7** Caractéristiques de la machine avec défaut de cassure de cinq barres

### 3.5.4 Analyse des défauts de cassure des barres rotoriques

Une analyse spécifique des cas de fonctionnement et en effet, on calcule la variation d'énergies dans les bandes. La figure 3.8, montre la valeur de l'énergie correspondant aux bandes ainsi qu'un Zoom sur celles-ci et ceux pour le cas de fonctionnement du moteur sans défaut (sain= bande verte) et les cas de présence de défauts de barres rotorique.



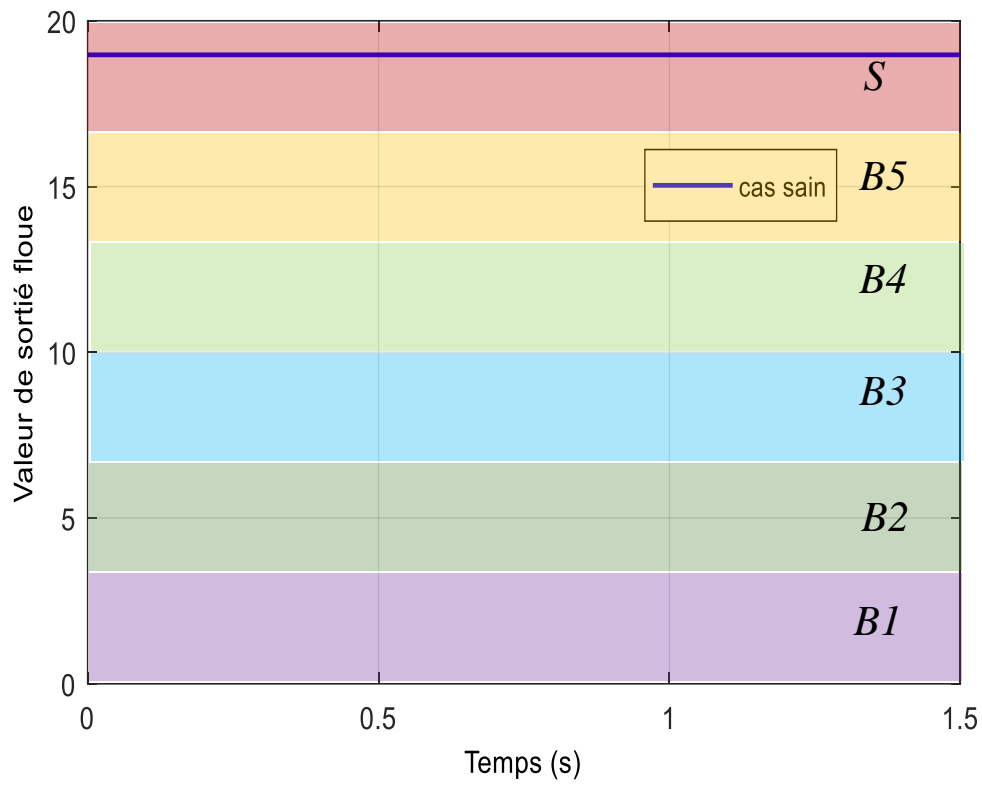
a-Variation de l'énergie de dans les bande de décomposition



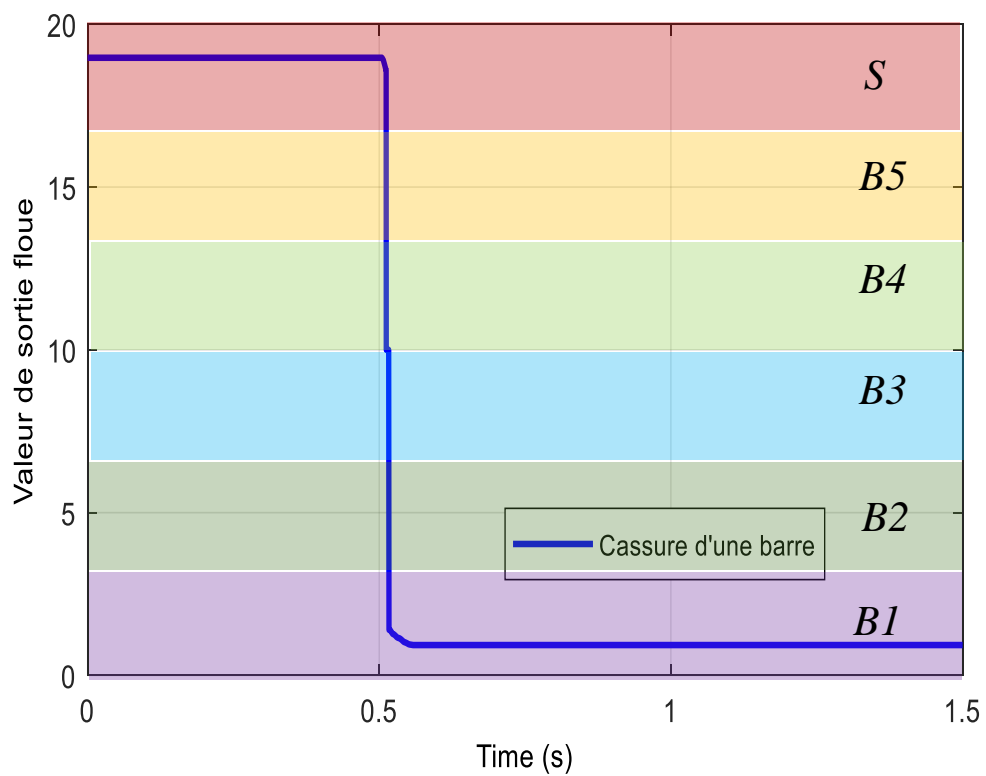
b- Zoom variation de l'énergie de dans les bande de décomposition

Fig. 3.8 Variation de l'énergie de dans les bande de décomposition

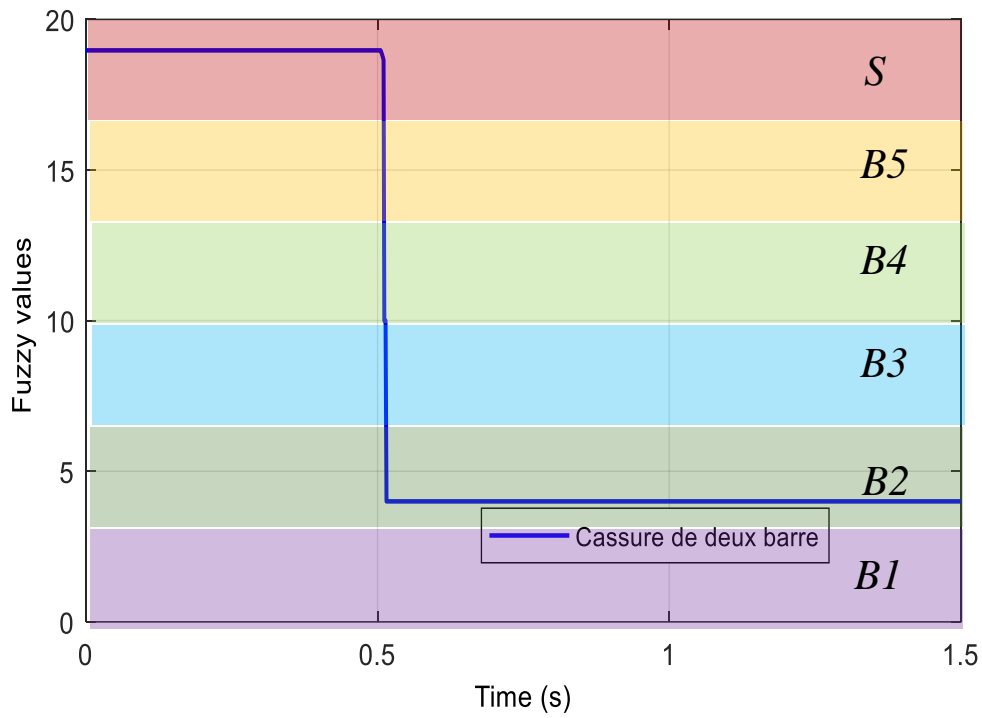
Les figures 3.9. a et 3.9.b présentent respectivement les décisions du système de logique floue pour les cas suivants : { cas sain (**S**); cas de cassure d'une barre (**B1**) ; cas de cassure deux barres (**B2**) ; cas de cassure trois barres (**B3**) ; cas de cassure quatre barres (**B4**) ; cas de cassure cinq barres (**B5**) }



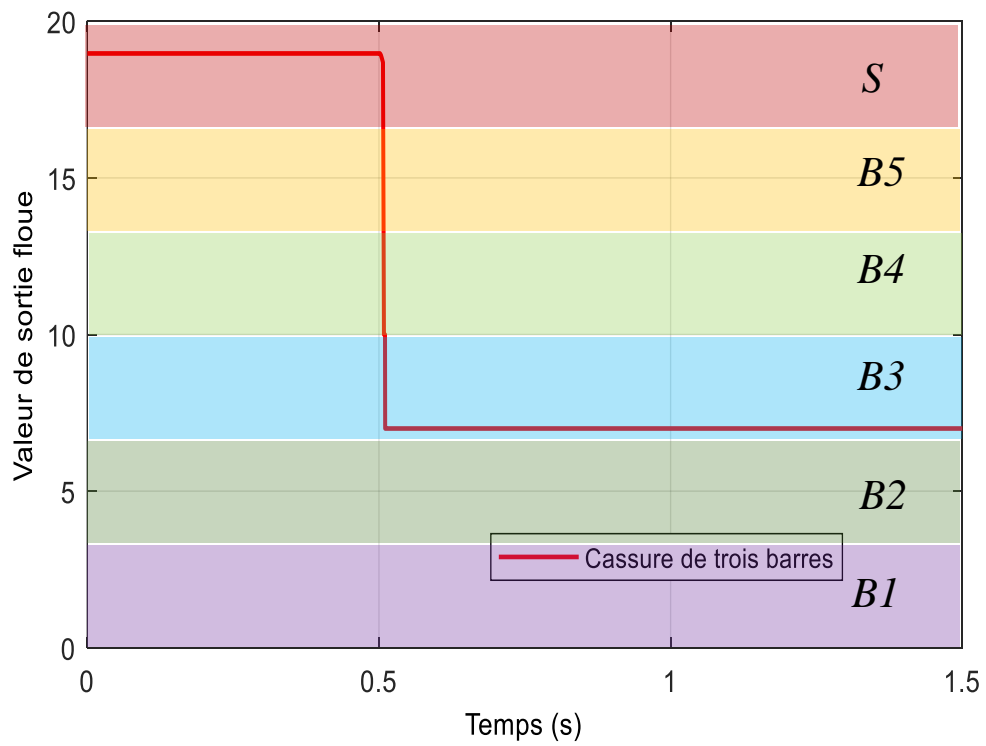
**a- Valeur de sortie floue (Cas sain)**



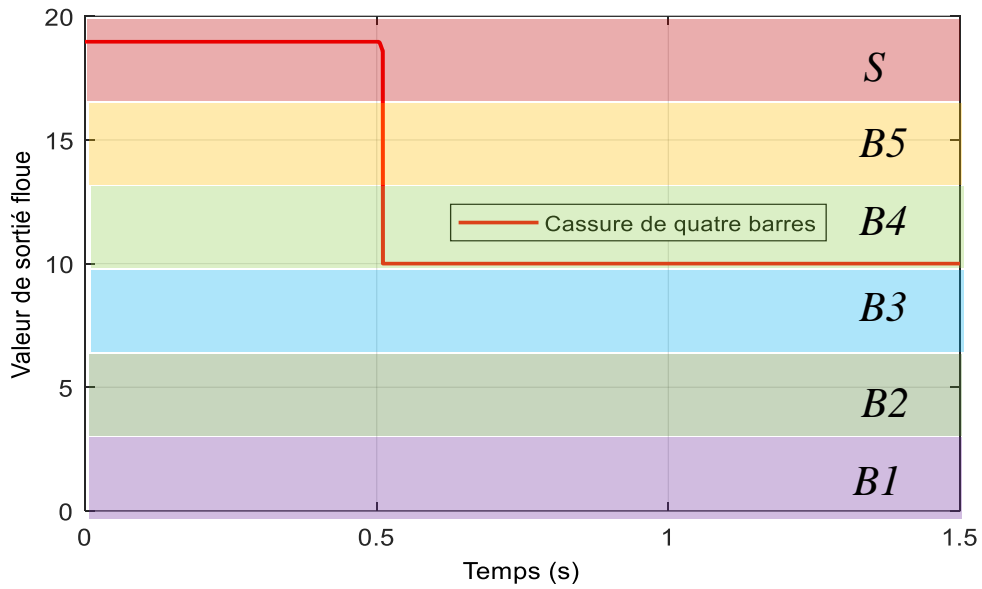
**b- Valeur de sortie floue (Cas cassure d'une barre)**



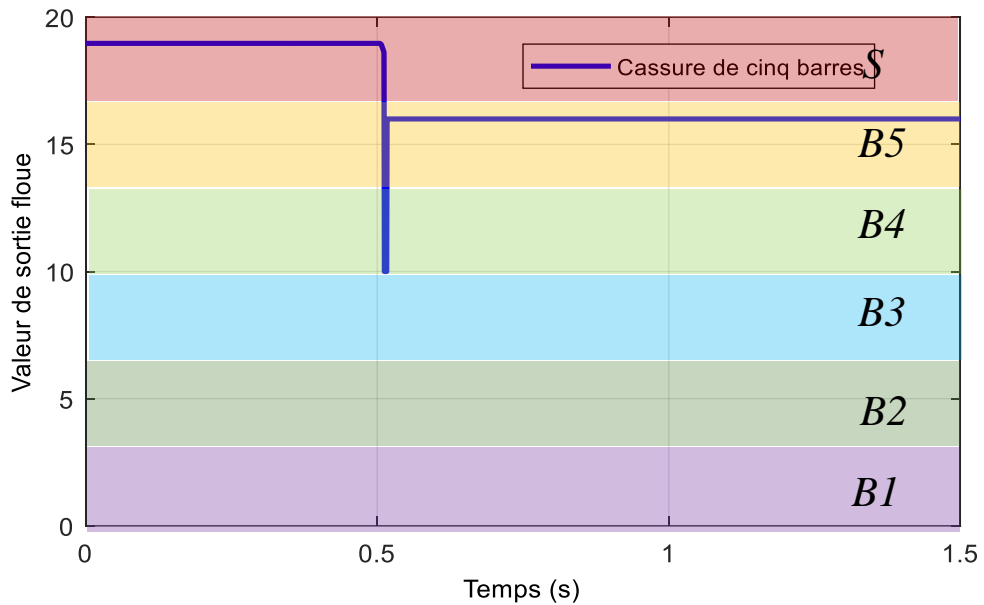
**b- Valeur de sortie floue (Cas cassure deux barres)**



**c- Valeur de sortie floue (Cas cassure trois barres)**



d- Valeur de sortie floue (Cas cassure quatre barres)



e- Valeur de sortie floue (Cas cassure cinq barres)

**Fig. 3.9** Décisions du système flou

### 3.6 Conclusion

La définition et le choix des règles est une tâche primordiale pour l'application des techniques intelligentes à base de la logique floue. Nous avons étudié les analyses de ces défauts par un système diagnostique basé sur la logique floue en utilisant la variation de l'énergie des niveaux de décomposition comme des entrées. L'analyse de l'importance de l'énergie relative aux bandes reflète la sévérité de défaut ; En effet, plus que le défaut est important plus que l'amplitude de l'énergie l'est aussi.

# ***CHAPITRE 4***

## **DIAGNOSTIQUE A BASE DE L'APPROCHE NEURO-FLOUE**

# **CHAPITRE 4**

## **DIAGNOSTIQUE A BASE DE L'APPROCHE**

### **NEURO-FLOUE**

#### **4.1 Introduction**

Le moteur à induction peut être la source de défauts de plusieurs types tels que: les défauts des enroulements , du stator, les circuits de la phase ouverte, les paliers, l'entrefer ou les lames [65,66]. Cependant, l'état de fonctionnement des roulements est cruciale pour le fonctionnement des machines électriques.

Les techniques d'intelligence artificielle (IA) ont gagné en popularité dans de nombreuses applications. Ils ont également été utilisés dans la surveillance de l'état et le diagnostic des défauts des machines électriques. Les techniques de réseaux neuronaux et de logique floue ont leurs propres inconvénients, et une combinaison spécifique de ces deux techniques connues sous le nom de système d'inférence adaptative neuro-fuzzy (ANFIS) s'est développée comme une meilleure alternative [67,68]. La technique ANFIS offre la meilleure formation du réseau neuronal et une interprétation heuristique des résultats de processus similaires à la théorie de la logique floue, fournissant ainsi un outil puissant qui peut être utilisé conjointement avec les applications de surveillance d'état et de diagnostic de panne. L'utilisation d'ANFIS gagne en popularité dans ce domaine d'application de niche et une quantité importante de littérature est disponible. Le diagnostic des pannes mécaniques à l'aide de l'ANFIS est également abordé dans le système d'entraînement à induction [69]. La technique présentée dans le présent travail utilise l'analyse de signature de courant de stator en utilisant la décomposition de paquets d'ondelettes pour diagnostiquer la barre de rotor rompue et l'excentricité du rotor. Exemple de défaut de palier et défaut d'isolation entre spires de l'enroulement principal d'un moteur asynchrone monophasé considéré. Le courant de stator, la vitesse du rotor, la température du bobinage du moteur, la température du palier et le bruit du moteur sont pris en compte dans l'ANFIS [70].

#### **4.2 Notions de réseaux de neurones**

L'intérêt porté aujourd'hui aux réseaux de neurones tient sa justification dans les quelques propriétés intéressantes qu'ils possèdent et qui devraient permettre de dépasser les limitations de l'information de l'informatique traditionnelle. Pour cette raison les réseaux de neurones artificiels ont trouvé plusieurs applications et dans plusieurs domaines [71].

#### **4.2.1. Application à la reconnaissance des formes :**

C'est un domaine privilégiée d'application pour les réseaux de neurones formels qui s'y sont attaqués dès leurs débuts. Ce terme général désigne les processus qui traitent des données pour en extraire des informations afin de parvenir à leur classification parmi les applications de la reconnaissance des formes, on trouve : la reconnaissance de caractères manuscrits ou dactylographiés ; les prévisions météorologiques ; l'analyse de tendances financières ; Et, l'imagerie bio-médicale .

#### **4.2.2. Application au traitement du signal**

Dans ce domaine, les application réalisées traitent essentiellement de la reconnaissance de signatures radar ou sonner . La société NESTOR a développé un réseau de neurones qui identifie une cible à coup sur (100 % de réussite) et reconnaît du bruit avec un taux de réussite de 95 % . Cette application à été construite à partir de signaux sonars et des traits caractéristiques de ces signaux déterminés par les experts comme utiles pour identifier une cible en environnement bruité. Le réseau agit dans ces comme un filtre pour éliminer le bruit.

#### **4.2.3. Application à la planification**

L'optimisation est souvent sollicitée pour la planification des actions ou des tâches. A cet effet, l'utilisation du modèle de Hop Field et du modèle de Kohonen paraît très utile pour le résolution des problèmes d'optimisation.

#### **4.2.4. L'application au contrôle**

Grâce à leurs propriétés (parallélisme de traitement, capacité d'adaptation, et de généralisation, etc. ....). Les réseaux de neurones sont appliquées au contrôle intelligent , par exemple plusieurs tentatives ont été faites pour appliquer les réseaux de neurones ; Ces applications peuvent être classifiés en plusieurs méthode [72], Telles que : le contrôle supervisé [73]. Le contrôle inverse et le contrôle neuronal adaptatif [74,75]. D'un autre coté les réseaux de neurones sont appliqués à la commande vectorielle de la machine asynchrone par l'implantation des régulateurs flous [76] .

#### **4.2.5. Application au diagnostic**

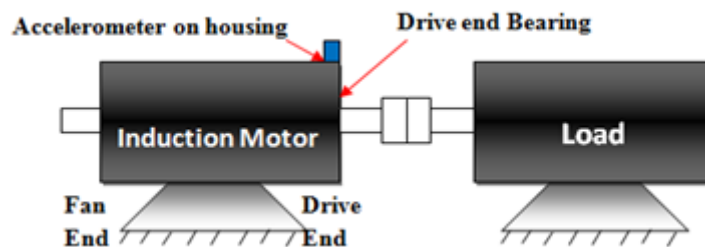
Les réseaux de neurones sont bien adaptés à la résolution des problèmes de diagnostic, utilisant la classification automatique des signaux et des formes [77]. Dans ce contexte , on distingue plusieurs applications des réseaux de neurones pour le diagnostic des défaillances et en particulier, pour le diagnostic des pannes des machines électriques [78-81].

### **4.3 Diagnostic des défauts à base du système d'inférence adaptative neuro-flou**

Dans ce cas, en mesurant des tailles accessibles et facilement quantifiables, les données de vibration sont recueillies à l'aide d'accéléromètres qui sont placés sur les logements des paliers par leurs plaques magnétiques. Les accéléromètres sont placés sur de nombreuses positions des deux côtés des paliers de ventilateur et d'extrémité. Les données sont collectées en utilisant un canal DAT et prétraitées en utilisant l'environnement MATLAB [82-84].

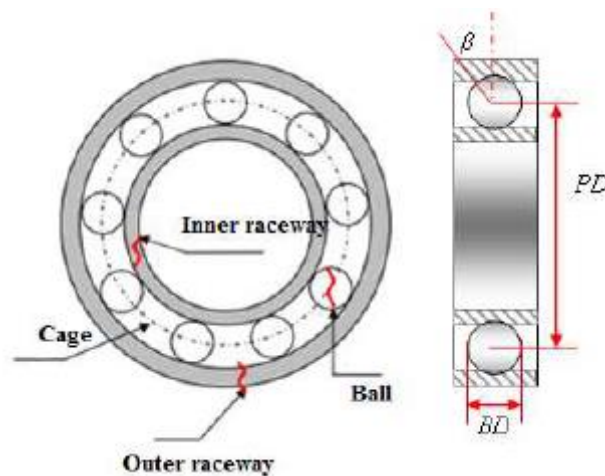
Les roulements sont installés dans un système mécanique entraîné par un moteur, comme le montre la Figure 4.1 . Le moteur à induction triphasé est connecté à un dynamomètre et un capteur de couple en utilisant une méthode de couplage auto-alignant. Le dynamomètre est commandé de sorte que les niveaux de couple de charge souhaités peuvent être atteints. Un accéléromètre est monté sur le boîtier du moteur à l'extrémité entraînée du moteur pour acquérir les signaux de vibration du roulement. Le système de collecte de données se compose d'un amplificateur à large bande passante spécialement conçu pour les signaux de vibration et d'un enregistreur de données avec une fréquence d'échantillonnage spécifique [85,86].

Cependant, des capteurs de bruit supplémentaires sont utilisés pour l'enregistrement de données car ils sont très fiables et plus précis (Fig.4.1). Le diagnostic de défaillance de palier utilise des données de vibration comme l'une des entrées de l'ANFIS. Néanmoins, les capteurs de vibrations sont également sujets aux perturbations dues aux conditions environnementales.



*Fig. 4.1 Schéma du stand expérimental*

Nous nous intéressons particulièrement aux défauts mécaniques tels que les défauts de palier (course extérieure, course intérieure et défaut de balle) du moteur à induction comme le montre la figure 4.2.



*Fig. 4.2 Défauts types de roulements*

Par conséquent, l'approche proposée est basée sur -Fuzzy inférence system ANFIS, afin d'augmenter l'efficacité et la fiabilité du diagnostic dans le domaine de la supervision et du diagnostic de la MAS [87,88].

### 4.3 Transformée en ondelettes

La méthode des ondelettes nécessite l'utilisation de fonctions de base temps-fréquence avec différents supports de temps pour analyser les structures de signaux de différentes tailles. Elle est une extension de la transformée de Fourier de courte durée, projette le signal original sur des fonctions de base d'ondelettes et fournit une correspondance du domaine temporel au plan temporel.

L'ondelette  $\psi(t)$  est une fonction moyenne nulle [89,90]:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) dt = 0 \quad (4.1)$$

Elle est dilatée avec un paramètre d'échelle  $s$  traduit par  $u$  :

$$\psi_{u,s}(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(t - \frac{u}{s}\right) \quad (4.2)$$

La transformée en ondelettes d'une fonction ( $f$ ) à l'échelle ( $s$ ) et à la position ( $u$ ) est calculée en corrélant ( $f$ ) avec un atome d'ondelette:

$$W_f(u, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(t - \frac{u}{s}\right) dt \quad (4.3)$$

La transformation en ondelettes est dite complète et conserve l'énergie tant qu'elle satisfait la condition d'admissibilité:

$$\int_0^{+\infty} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega = \int_{-\infty}^0 \frac{|\Psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega = C_\Psi < +\infty \quad (4.4)$$

Dans le domaine discret, la transformée en ondelettes discrète (DWT) est basée sur la version continue et utilise un facteur d'échelle et une traduction discrédités. La DWT de n'importe quelle base d'ondelettes est dite dyadiques fonctionnant avec un facteur d'échelle  $s = i / 2$ . L'analyse multi-résolution peut analyser un signal dans différentes bandes de fréquences.

Soit  $\varphi$  la fonction d'échelle. Il doit être en L2 et avoir une moyenne non nulle. Les fonctions de mise à l'échelle de base sont formées pour tous les  $i \in \mathbb{Z}$  comme suit:

$$\varphi_{i,j}(t) = 2^{-i/2} \varphi(2^{-i}t - j) \quad (4.5)$$

De la même manière, la base d'ondelettes est:

$$\Psi_{i,j}(t) = 2^{-i/2}\Psi(2^{-l}t - j) \quad (4.6)$$

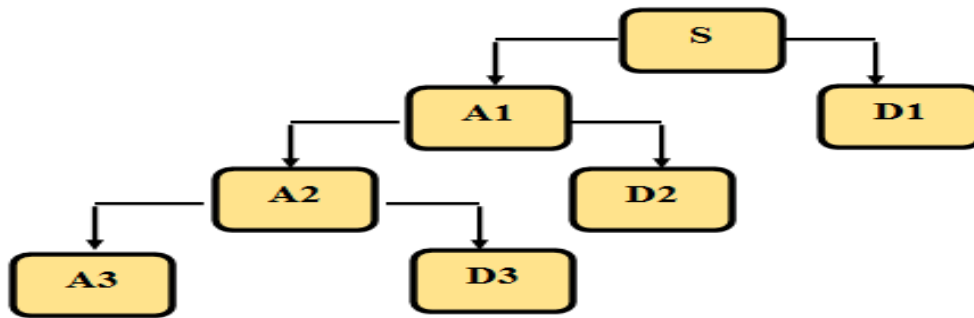
Les équations suivantes représentent la décomposition de la fonction de mise à l'échelle et les combinaisons linéaires d'ondelettes de la fonction d'échelle directement à la résolution complète. Le facteur d'échelle dyadique conduit à:

$$\varphi(t) = \sum_j 2h(j) \varphi(2t - j) \quad (4.7)$$

$$\Psi(t) = \sum_j 2g(j) \Psi(2t - j) \quad (4.8)$$

Les termes  $h(j)$  et  $g(j)$  sont, respectivement, les filtres passe-bas et passe-haut dans la décomposition en ondelettes.

L'algorithme de Mallat permet de décomposer le signal  $f(n)$  en plusieurs niveaux de décomposition comme le montre la figure 4. 3:



*Fig. 4. 3 Décomposition en paquets d'ondelettes*

Nous obtenons  $2^i$  bandes de fréquences dont chacune a la même bande passante que:

$$\left[ \frac{(i-1)f_n}{2}, \frac{if_n}{2} \right] \quad (4.9)$$

avec,  $i=1, 2 \dots 2^l$ .

Telle que  $f_n$  soit la fréquence de Nyquist dans les bandes de fréquences  $i$ . Quand,  $h(n)$  et  $g(n)$  sont  $f(n)$  des filtres de décomposition dans D1 et A1, respectivement. Le niveau de décomposition suivant est basé sur A1 et les coefficients sont exprimés comme suit:

$$A_2(n) = \sum_j h(k - 2n)A_1(k) \quad (4.10)$$

$$D_2(n) = \sum_j h(k - 2n)A_1(k) \quad (4.11)$$

Lorsque le défaut de palier du moteur à induction se manifeste, les informations de défaut du signal de vibration sont incluses dans chaque bande de fréquence résultante de la décomposition en ondelettes ou en paquet d'ondelettes.

En calculant l'énergie associée à chaque niveau ou à chaque décomposition, on peut construire un outil de diagnostic très efficace. La valeur d'énergie propre de chaque bande de fréquence est définie:

$$E_j = \sum_{k=1}^{k=n} |D_{j,k}(n)|^2 \quad (4.12)$$

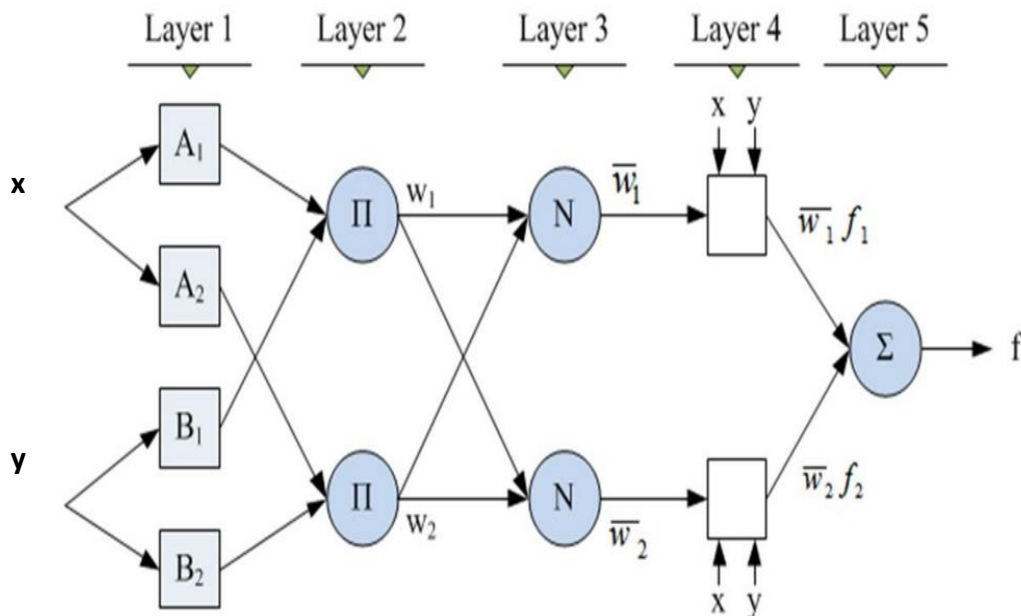
Où,  $j$  est le niveau de décomposition. En fonction de la valeur de l'énergie propre, le vecteur est donné par:

$$T = \left[ \frac{E_0}{E}, \frac{E_0}{E}, \frac{E_2}{E}, \dots, \frac{E_{2^{m-1}}}{E} \right] \quad (4.13)$$

Tel que:

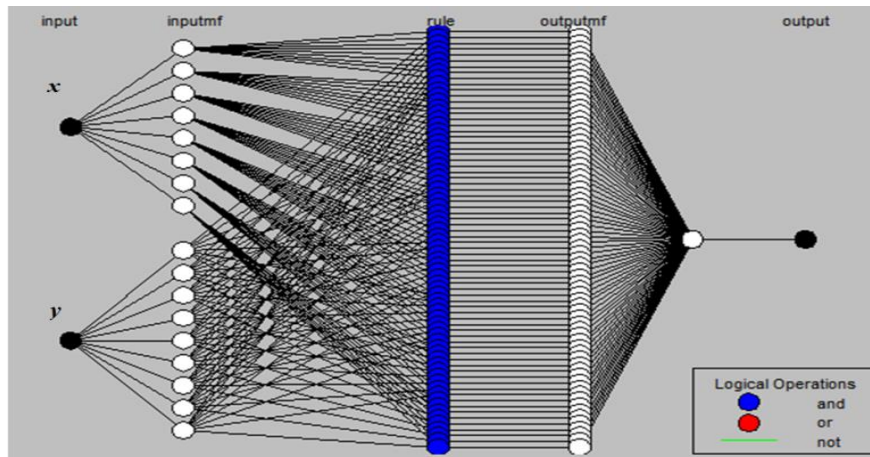
$$E = \sum_{j=0}^{2^{m-1}} |E_j|^2 \quad (4.14)$$

ANFIS est une structure de contrôleur hybride utilisant un système d'inférence à logique floue et l'architecture d'un réseau de neurones ayant une structure d'anticipation à cinq couches. Elle offre les avantages de la capacité d'apprentissage des réseaux neuronaux et du mécanisme d'inférence de la logique floue. Une architecture type d'ANFIS ayant  $n$  entrées, une sortie et  $m$  règles est illustrée sur la figure 4.4 [91, 92].



**Fig.4. 4 Structure ANFIS**



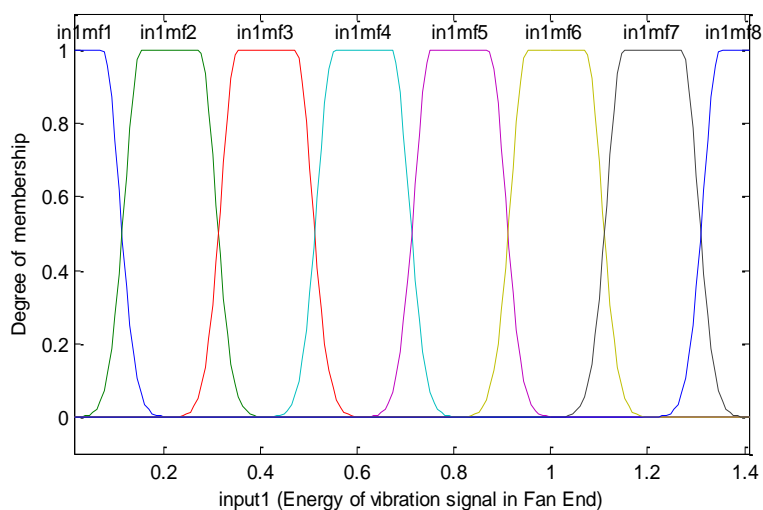


*Fig.4. 5 Structure ANFIS pour la détection de défauts de roulement*

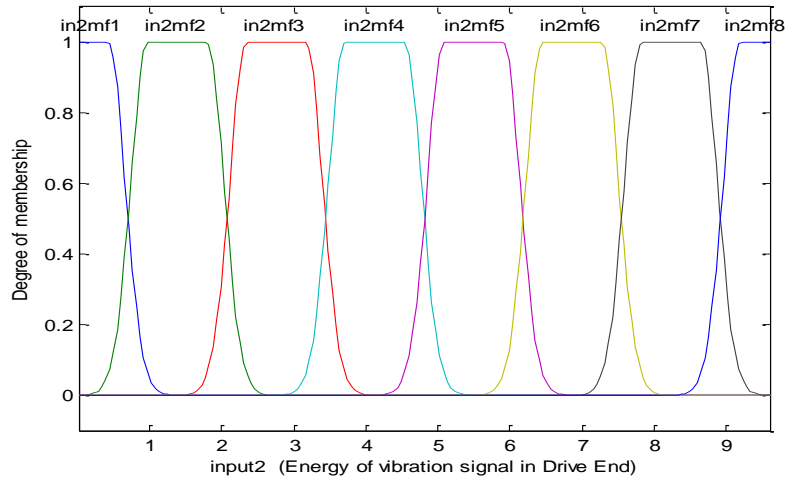
Cette application utilise des signaux de vibration collectés dans des positions d'entraînement en extrémité du ventilateur et extrémité entraînée, en tant que nœuds d'entrée, et la sortie est la friction estimée du roulement. Les conditions de frottement sont classées (défaut de bague externe, bague intérieure et défaut bille). Le modèle ANFIS fournit la valeur qui peut être utilisée pour la prise de décision consistant soit pour la maintenance préventive ou pour planifier la maintenance.

#### 4.3.1 Résultats et discussions

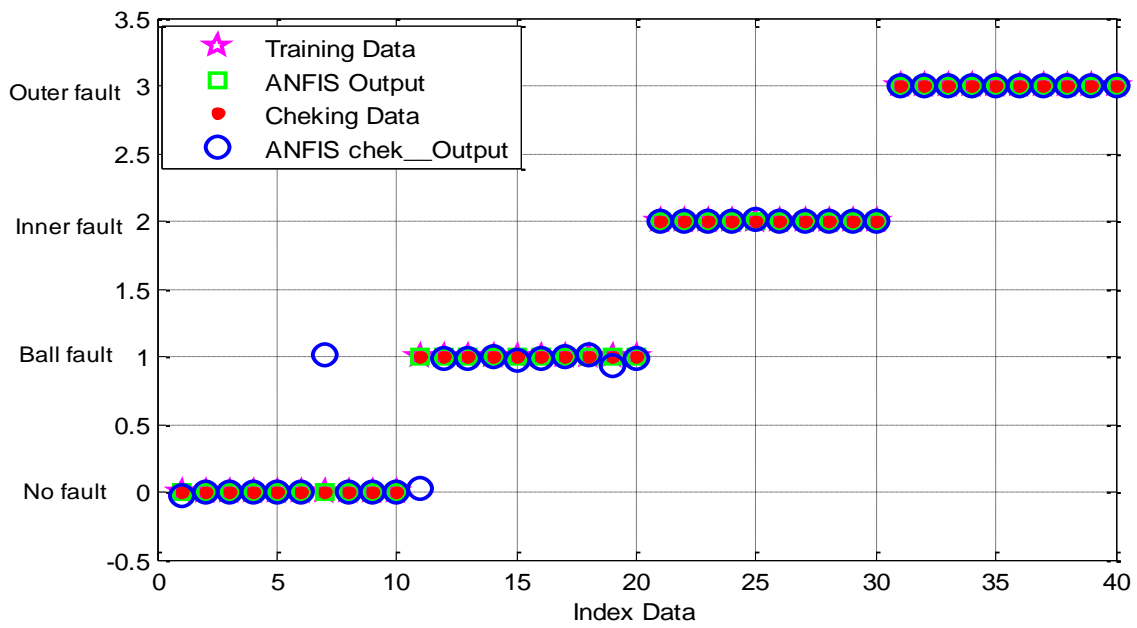
Un programme sous le logiciel Matlab / Simulink est développé pour le système de diagnostic proposé. Les données collectées hors ligne [93] sont utilisées pour la formation de la structure ANFIS. La structure ainsi créée est représentée sur la figure 4. 5. Les entrées sont traduites en trois fonctions d'appartenance gaussiennes différentes. Le modèle ANFIS génère huit fonctions d'appartenance d'entrée de structure gaussienne à l'aide de la méthode de classification soustractive. Le modèle est exécuté pour 500 Epochs. Les fonctions d'appartenance en entrée et sortie sont montrées par les figures 4.6 et 4.7.



*Fig 4. 6 Fonctions d'appartenance en entrée du ANFIS*

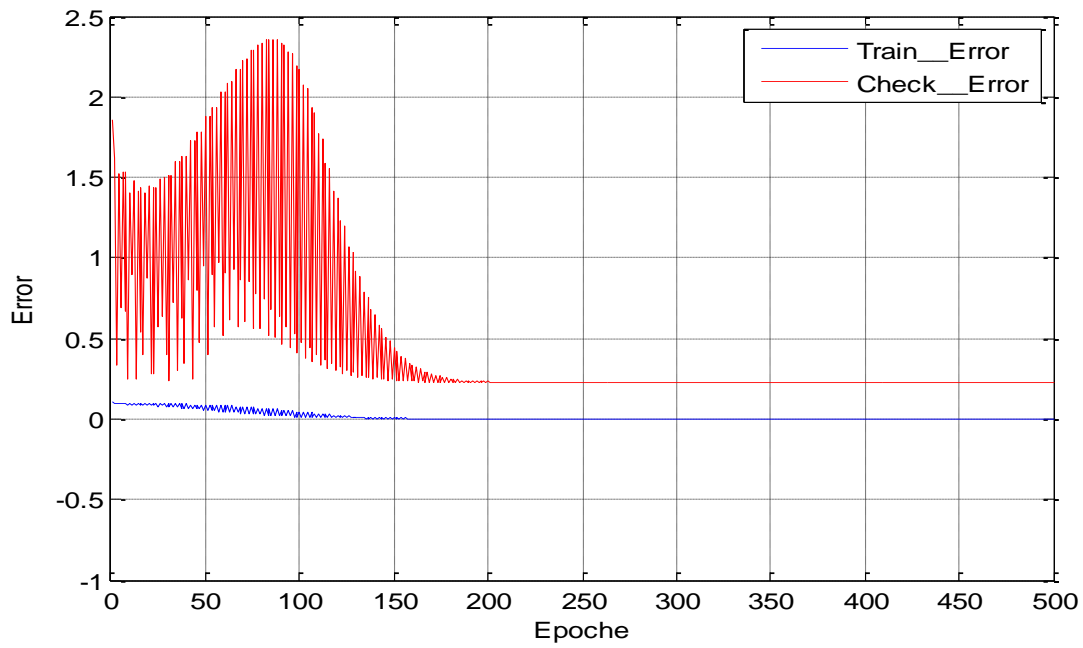


La sortie ANFIS entraînée et vérifiée pour différents types de défauts est représentée sur la figure 4.8.



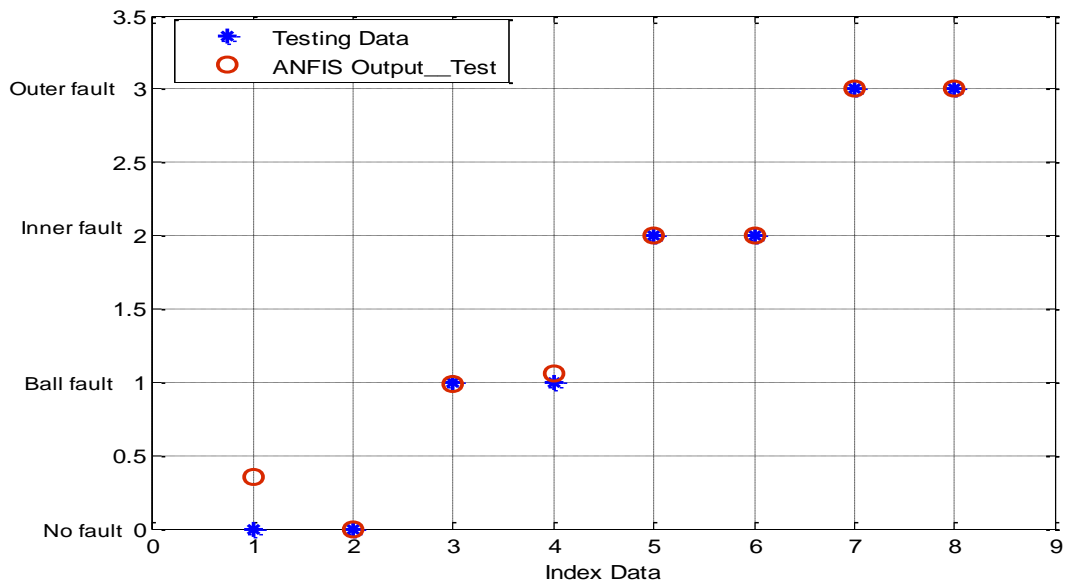
*Fig. 4.8* Sortie du contrôleur ANFIS

L'erreur quadratique moyenne pour la sortie d'apprentissage est de 0,25%. Les vraies données fraîches sont vérifiées avec le modèle ANFIS développé. L'erreur est d'environ 1%. Les deux courbes d'erreur sont tracées sur la figure 4.9.



**Fig. 4.9** Courbes d'erreurs du contrôleur ANFIS

La gamme de sortie ANFIS est divisée en quatre catégories. Chaque catégorie ou état de la machine est défini numériquement. Pour valider le réseau étudié représenté sur la figure 4.10, un test de reconnaissance est effectué. Les résultats sont consignés dans le tableau suivant (Tab.4.1).

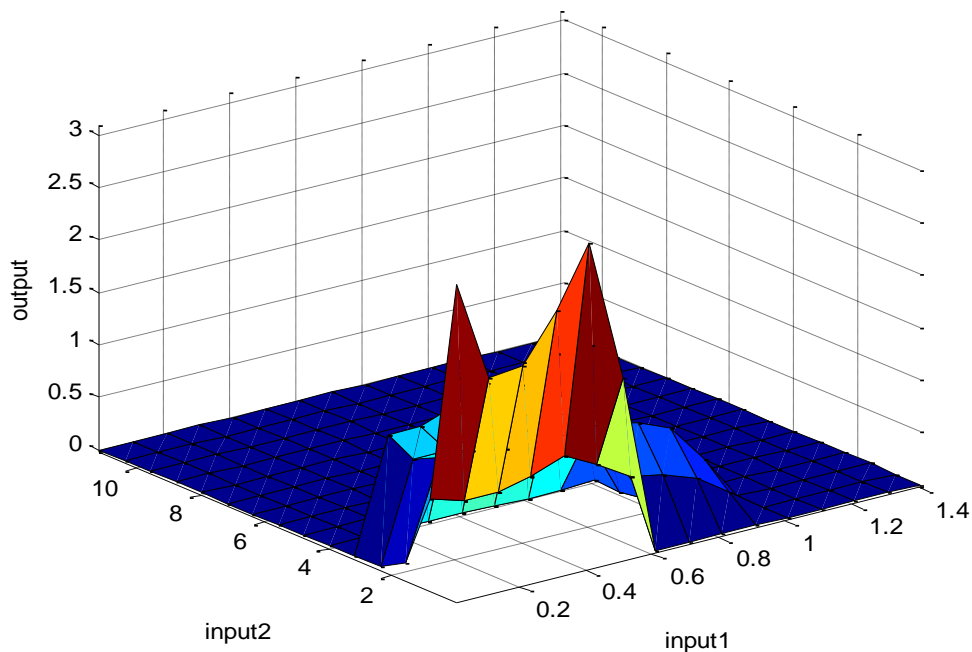


**Fig. 4.10** Test de données et de sortie pour le contrôleur ANFIS

Entrée		Sortie estimée	Sortie désirée	Observation de l'erreur
<b>x</b>	<b>y</b>			
0.8779	0.7801	0.3562	0.0000	0.3562
1.1690	7.3476	0.0000	0.0000	0.0000
0.4117	1.0479	0.9842	1.0000	-0.0268
0.3128	1.8131	1.0628	1.0000	0.0628
0.1583	0.1583	2.0002	2.0000	0.0002
0.1692	0.1692	2.0004	2.0000	0.0004
0.0121	0.0121	2.9994	3.0000	0.0006
0.0178	0.0178	2.9997	3.0000	0.0003

**Tableau. 4. 2.** Valeurs numériques d'entrée-sortie de l'ANFIS de validation

La performance de l'ANFIS est bonne . L'efficacité de l'ANFIS développé est d'environ 99%., Les relations d'entrée ou les dépendances de la sortie ANFIS sont également analysées. Ce sont les caractéristiques uniques du système d'inférence neuro-floue adaptative. La cartographie est optimisée par des techniques d'apprentissage neuro-adaptatives par une procédure de modélisation floue afin d' apprendre des informations sur l'ensemble de données. La surface ainsi créée Input 1, Input 2 et Output est représentée sur la Figure 4.11.



**Fig. 4.11** Surface entre l'entrée1,l'entrée2 et la sortie Output

#### **4.4. Conclusion**

Dans ce chapitre, la technique de diagnostic des défauts de roulement dans le moteur asynchrone a été adoptée. L'approche diagnostique était basée sur l'utilisation du système d'inférence adaptative neuro-floue visant à estimer l'état du roulement du moteur à induction. La valeur nette du frottement du roulement du moteur obtenu à partir du modèle ANFIS peut être utilisée comme un outil fiable pour surveiller l'usure du roulement. Le signal de vibration sera utilisé comme un indicateur du défaut naissant de palier et cela peut être utilisé comme diagnostic en ligne. Le réseau ANFIS conçu affiche environ 99% de résultats précis, validés par la simulation Matlab / Simulink. Une validation expérimentale supplémentaire sera effectuée en utilisant la technique proposée dans la prochaine étape de l'enquête de panne.

# Conclusion générale

A l'issue de réalisation de travail de thèse, on peut dégager un certain nombre d'observations relatifs aux points effectués. Naturellement, toute machine électrique est susceptible de présenter des défaillances qui induisent, pour la plupart d'entre elles, un arrêt intempestif de la machine asynchrone d'où l'intérêt et l'importance de développement des systèmes de surveillance afin d'éviter les arrêts intempestifs et par conséquent des pertes inestimables.

Cependant, dans la majorité des cas étudiés, les techniques conventionnelles de diagnostic, qui utilisent la transformée de Fourier rapide sont s'avérées insuffisantes et moins performante en vue les exigences des industriels. Ceci étant, une nouvelle lancée pour l'utilisation des techniques intelligentes s'est avéré très prometteuses. Toutefois, la définition et le choix des règles est une tâche primordiale pour l'application des techniques intelligentes à base de la logique floue. En effet, l'analyse de l'importance de l'énergie relative aux bandes reflète la sévérité de défaut ; En effet, plus que le défaut est important plus que l'amplitude de l'énergie l'est aussi.

En termes d'application et de validation, la technique de diagnostic des défauts de roulement dans le moteur asynchrone a été adoptée. L'approche diagnostique était basée sur l'utilisation du système d'inférence adaptative neuro-floue afin d'estimer l'état du roulement du moteur à induction. La valeur nette du frottement du roulement du moteur obtenu à partir du modèle ANFIS est utilisée comme un outil fiable pour surveiller l'usure du roulement. Le signal de vibration été utilisé comme un indicateur du défaut naissant de palier et cela peut être utilisé comme diagnostic en ligne. Le réseau ANFIS conçu affiche environ 99% de résultats précis, validés par la simulation Matlab / Simulink.

En perspective, une validation expérimentale est enviable pour l'implémentation des technique proposée pour le diagnostics des défauts des machines électriques.

# BIBLIOGRAPHIE

- [1]: Merabet Hichem , Diagnostic des defauts mecaniques et electromagnetiques sur les aerogenerateurs à base de machine asynchrone à double alimentation these de doctorat en sciences , Université de Badji Mokhtar Annaba , 31 Mai-2016.
- [2]: Krzysztof Patan, artificial Neural Networks for the Modelling and fault dianosis of technical proceses, LNCIS 377,p 7-27, Springer Verlag Berlin Heidelberg , February, 2008.
- [3]: These boudiaf : Boudiaf Adel , Contribution au Diagnostic des Défaits dans les Machines Tournantes par Analyse
- [4]: G. Didier, " Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", Thèse de doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2003.
- [5]: H. Razik " Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone" groupe de recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, Universite de Henri Poincaré-Nancy, 2003.
- [6]: A. F. Khatir, K. E. Hamsas, "diagnostic des machine asynchrone: utilisant du model multi enroulement" 4th International Conference on Computer Inteegrated Manufacturig CIP 2007.
- [7]: R. R. Schoen, B. K. Lin, T. G. Habetler, "An unsupervised, on-line induction motor fault detection using stator current monitoring" IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 31, N° 6, November-December 1995 pp 1280 – 1286.
- [8]: Merabet Hichem , Magister Merabet Surveillance et détection de défauts d'une machine à induction, Magister, Année 2009 .
- [9]: M. Sahraoui, " diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrone triphasé à cage", Partie II: Méthodes dédiés à la détection des cassures de barres dans les moteurs asynchrones triphasés à cage, courrier du savoir –N°05, Juin 2004, pp.57-61.
- [10]: G. Didier, H. Razik " Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrone" Revue.3EI N°=27 décembre 2001.
- [11]: P. Vandergheynst, J.F. Gobbers, "Directional Dyadic Wavelet Transforms: Design and Algorithms", IEEE transactions on image processing, Vol.11, N°. 4, pp.363-372, April 2002.
- [12]: M. Ayad, D. Chikouche, "Application de la transformée en ondelette à l'analyse des signaux vibratoires d'un system d'engrenage en vue d'un diagnostic précoce", 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007.
- [13]: R. Casimir, E. Boutleux, G. Clerc, F. Chappuis, "Broken bars detection in an induction motor by pattern recognition", Proc. IEEE Power Tech'03 International Conference, pp 282 - 288, 23-26 June 2003, Bologna Italy.
- [14]: H. Merabet, T. Bahi, I. Atoui, M. Mohammedi "Technique de surveillance de la machine de l'état de fonctionnement du moteur asynchrone d'une chaine de pompage" 1er Séminaire International sur la maintenance industrielle et la Sécurité Industrielle, Université 20 Août 1955 Skikda, 09 et 10 Mai 2009.
- [15]: N. Moubayed, " Détection et localisation des défauts dans les convertisseurs statiques", 6<sup>th</sup> International conférence On électromechanical and power Systems, October 4-6, 2007 Chisinau, Rep ; Moldova.

- [16]: J.R. Stack, T.G. Habetler, R.G. Harley, "Fault classification and fault signature production for rolling element bearings in electric machines", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 40 n. 3, pp. 735–739, May-Jun. 2004.
- [17]: G. Bossio, C. Angelo, J. Solsona, G. Garcia, And M.Valla, "Application of an additional excitation in inverter-fed induction motors for air-gap eccentricity diagnosis. IEEE Trans Energy Converse 2006; 21(4):839–47.
- [18]: Mohammedi Moufid , Contribution à la modélisation et la simulation numérique d'un système électro-énergétique, These de Doctorat en sciences , Université de Skikda, 2012
- [19]: Soufi Youcef , Modelisation et diagnostic d'une association convertisseur machine \_electrique, Thèse Doctorat en Sciences , Universit\_e Badji Mokhtar ANNABA,
- [20]: B. Trajin, " Détection automatique des défauts de roulement dans une machine Asynchrone par analyse spectrale des courants statorique" JCGE'08 LYON, 16 et 17 décembre 2008.
- [21]: H.Razik, " le contenu spectral du courant absorbe par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art", La revue 3EI n°29-juin 2002 pages 48 - 52.
- [22]: O. Ondel, " Diagnostic par reconnaissance des forme, application a un ensemble convertisseur-machine asynchrone", Thèse de doctorat, Ecole de doctorat Electrotechnique, Electronique, Automatique de Lyon 2006.
- [23]: H. Razik, "The Effect of Inter-bar Currents on the Diagnostic of the Induction Motor" This Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on, 2004 Volume: 2 On page(s): 797 - 802 vol. 2.
- [24]: A. Abouboum "Broken bars/ or end rings detection in three-phase induction motors by the extended park's vector approche " CIEP 2004. 9th IEEE International Volume, Issue, 17-22 Oct. 2004 Page(s): 101 – 108.
- [25]: H. Razik and Didier, "A novel methode of induction motor diagnosis using the line-neutral voltage", EPE-PEMC, 2004.
- [26]: F. Thollon, G. Grellet, A. Jammal, "Asynchronous motor cage fault detection through electromagnetic torque measurement" *Proc ETEP* Vol 3, N° 3, September/October 1993.
- [27]: H. Henao, G; A. Capolino and C, Martis, "On the stray flux analysis the detection of the three-phase induction
- [28]: S. Kia, H.Henao, and G Capolino "A High-Resolution Frequency Estimation Method for Three-Phase Induction Machine Fault Detection" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, NO. 4, August 2007.
- [29]: D. Dorrel, "Modelling of Non-Uniform rotor Eccentricity, and calculation of Unbalanced Magnetic pull in 3-phase cage induction motors" in proceeding ICE: 42000m pp. 1820-1824 Espoo.Finland.machine faults". Industry Applications conference, 38<sup>th</sup> IAS annual Meeting, Vol. 2, 2003.
- [30]: J. Penman, C. M. Yin, "Feasibility of using unsupervised learning artificial neural networks for the condition monitoring of electrical machines" IEE Proceedings - Electric Power Applications, Volume 141, Issue 6, p. 317-322, November 1994.
- [31]: R. M. Tallam, T. G. Habetler., and R. G. Harley, "Continual on-line training of neural networks with applications in electric machines fault diagnosis" Proc. IEEE 32nd Power Electronics Specialists Conf., 2001, pp. 2224-2228.

- [32]: L. Bagli, “contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux neurones et des algorithmes génétiques ” Université Henri Poincaré – Nancy, Janvier 1999.
- [33]: L. Bagli, “Modélisation et Commence de la Machine Asynchrone” note de cours-IUFM de Lorraine 2005.
- [34]: Abba Bouguerne , abbaoussalam Lebaroud, «Clustering Optimized Analytic Vibration Signal of Rolling Bearing Faults Using K- Means Algorithm», International Journal of ChemTech Research CODEN (USA): IJCRGG, ISSN: 0974-4290, Vol.9, No.04 pp 400-406, 2016.
- [35]: [Ant 05] J. Antoni and R. B. Randall. «On the use of the cyclic power spectrum in rolling element bearings diagnostics». Journal of Sound and Vibration, vol. 281(no. 1-2) :pp. 463–468, March 2005.
- [36]: R. Rouaibia, F. Arbaoui, T. Bahi, “ DWT Diagnostic of Eccentricity Fault in Closed Loop induction Motor Drive, Electrotechnica, Electronica, Automatica (EEA), 2017, vol.65, N°4.
- [37]: Medoued Ammar ,surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques : applications aux moteurs asynchrones, Université du 20 Août 1955-Skikda, Soutenue le : 08 / 03 / 2012.
- [38]: Ammar Chiter, Rabah Zegadi, Rais El’Hadi Bekka, Ahmed Felkaoui, A new method for automatic defects detection and diagnosis in rolling element bearings using wald test, journal of theoretical and applied mechanics, DOI: 10.15632/jtam-pl.56.1.123, 56, 1, pp. 123-135, Warsaw 2018.
- [39]: R. Casimir, " Diagnostic des défauts des machines asynchrone par reconnaissance des formes", Thèse de doctorat, Ecole Central de Lyon.
- [40]: B. Smail, "Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique", Thèse de doctorat, Université de Poitiers 2002.
- [41]: M. EL Tabache, “Détection des défauts mécaniques par l’analyse des Signaux d’alimentation des moteurs asynchrones”, Thèse de doctorat, Nancy, Juillet 2002.
- [42]: M. Chabert, J. Y. Tourneret, and F. Castanie, “Time-scale analysis of abrupt changes corrupted by multiplicative noise”, Signal Processing. 80, pp 397-411, 2000.
- [43]: O. Onel, E. Boutleux, G. Clerc, “Adaptive Diagnosis by Pattern Recognition: Application on an Induction Machine” *SDEMPED2005\_Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, pp.367-373, Vienna, Austria, 7-9 September 2005.
- [44]: B.Smail, I.C. Trigeassou, and G. Champenois, “ Diagnosis by parametre estimation of stator and rotor faults occuring in inducting in induction machines” *Europeqn power Electroncs*, pages 243-246,2001.
- [45]: S. E. Zouzou, A. Ghoggal, A. Aboubou, M. Sahraoui. H. Razik, “Modeling of Induction Machines with Skewed Rotor Slots Dedicated to Rotor Faults” *International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives Vienna, Austria, 7-9 September 2005*
- [46] : R. Casimir, E. Boutleux, G. Clerc, “Fault diagnosis in an induction motor by pattern recognition methods”, *Proc. IEEE SDEMPED 2003 – Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, 294 - 299, 24-26 August 2003 Atlanta, GA, USA.
- [47]: A. Abed, L. Bagli, H. Razik, A. Razzoug, “ Modelling Induction Motor for diagnostic purposes ” *In Proceeding EPE '99*; 7-9 Septembre 1999, Lausanne, Suisse.

- [48]: B. Dubuisson, Diagnostic, intelligence artificielle et reconnaissance des formes. Traité IC2 (Informatique - Commande Communication). Série Productique. Hermès, Paris 2001.
- [49]: H. Merabet, T. Bahi, "Comportement du Moteur Asynchrone lors de cassures de barres et portions d'anneaux" International Conférence On Systems And Processing Information.
- [50]: B.Smail, S. Tnani, Jean-Claude T. Chanpenois, "Diagnosis by parameter Estimation of Stator and Rotor Faults Occurring in induction machines". IEEE Transactions on Industrial Electronics', Vol. 53 No. 3, June 2006.
- [51]: M. Hadjami, "diagnostic des machines : Etude et modélisation dédiées à la détection des défauts" Mémoire de Magister 2008.
- [52]: M. Benouzza, M. Drif, A.J. Marques Cardoso, "Emploi de l'approche des Vecteurs de Park pour la détection des défauts de barres dans les moteurs asynchrone à cage d'écureuil" Revue. Energ. Ren : valorisation (1999) 71-76.
- [53]: N. Al-Nuaim, H. A. Toliyat, "A novel Method for modelling dynamic air Gape eccentricity in synchronous machines based on modified winding function theory", IEEE Transactions on energy conversion, Vol.13, No.2, Jun 1998, Pages 156-162.
- [54]: T. Bomagoura, "Recherche de signature électromagnétique des défauts dans la machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic" L'école doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique. May 2-4, 2009, Guelma, Algeria.
- [55]: W.T. Thomson, M. Fenger, "Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults", In *IEEEIAS magazine*, July/August 2001, pp. 26-34.
- [56]: Antonino-Daviua, P. Joverb, M. Rieraa, A. Arkkiob, J. Roger-Folcha "DWT analysis of numerical and experimental data for the diagnosis of dynamic eccentricities in induction motors", *Mechanical Systems and Signal Processing* 21 (2007) 2575–2589.
- [57]: V. Ostic, "dynamics of saturated electric machine", IEEE trans. Ind. applicat, vol32, no4, pp910-917, jul/aug.1996.
- [58]: S. Nandi, H.A. Toliyat, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors", A review, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 20 (4) (2005) 719–729.
- [59]: H.A. Toliyat, M.s. Arefeen and A.G. Parlos "a method for dynamic simulation of air gap eccentricity in induction machines", *IEEE trans. ind. applicat*, vol32, no4, pp.910-917, jul/aug.1996.
- [60]: H.A. Toliyat, M.s. Arefeen and A.G. Parlos "a method for dynamic simulation of air gap eccentricity in induction machines", *IEEE trans. ind. applicat*, vol32, no4, pp.910-917, jul/aug.1996.
- [61]: E. Schaeffer, Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts, Thèse de doctorat, Université de Nantes, France, 1999
- [62]: H. Merabet, T. Bahi, D. Drici, N. Halem, K. Bedoud, "Diagnosis of Rotor Fault Using Neuro-Fuzzy Inference System", *Journal of Fundamental and Applied Sciences*, Volume 9, Issue 1, 2017, pp 170-182 (THOMSON REUTERS).
- [63]: R. Rouaibia, F. Arbaoui, T. Bahi, "DWT Diagnostic of Eccentricity Fault in Closed Loop induction Motor Drive, *Electrotechnica, Electronica, Automatica (EEA)*, 2017, vol.65, N°4.
- [64]: V. Devanneaux, "Modélisation des machines asynchrones triphasés à cage d'écureuil en vue de la surveillance et du diagnostic", Thèse de doctorat,

INPT, France, 2002.

[65]: M. S. Aderiano, J. Richard, and A. Nabeel. O. Demerdash, "Rotor Bar Fault Monitoring Method Based on Analysis of Air-Gap Torques of Induction Motors " IEEE Trans on industrial informatics, Vol. 9, no. 4 , pp 2274-2283. November 2013.

[66]: . K. Chaturvedi, Akash Gautam, Mayank Pratap Singh, Md. Sharif Iqbal " On Line Fault Identification of Induction Motor using Fuzzy System", TECHNIA – International Journal of Computing Science and Communication Technologies, Vol.6 No. 2 ISSN 0974-3375 Jan. 2014.

[67]: N. Harish Chandra , A.S. Sekhar , "Fault detection in rotor bearing systems using time frequency techniques," Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 72–73, pp,105–133, 2016.

[68]: F. Hemmatia, W. Orfalib , M. S. Gadala , "Roller bearing acoustic signature extraction by wavelet packet transform, applications in fault detection and size estimation," Applied Acoustics, Vol. 104, pp. 101–118, 2016.

[69]: P. Bošković, Đ. Juričić, "Inverse Gaussian mixtures models of bearing vibrations under local faults", Mechanical Systems and Signal Processing, Volumes 66–67, pp, 546-556 January 2016.

[70]: Y. Yang, H. Pan, Li Ma, Junsheng Cheng, " A roller bearing fault diagnosis method based on the improved ITD and RRVPMCD Measurement, Vol 55 , pp. 255-264. September 2014.

[71]: H. El Bouchikhi, V. Choqueuse, M. Benbouzid and J.F. eric Charpentier, "Induction Machine Bearing Failures Detection Using Stator Current Frequency Spectral Subtraction", IEEE International Symposium

[72]: Mohamed Ryad Zemouri " Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques : Application à la maintenance", thèse de doctorat, L'UFR des Sciences et Techniques de l'Université de France-Comté.2003.

[73]: Bourkoua A / Ouhab et hamrat " Développement du système automatique de diagnostic des défaillance des machines asynchrone par l'application de la technique des réseaux de neurons

[74]: : : F. Fellipitti, G. Franceschini, P. Vas ; "Recent developpement of induction motor drives fault diagnosis using AI techniques ", IEEE 98, international electronics society, IEON, vol 4, pp:1966-1973.

[75]: DJ. Khodja et B. Cetate " Diagnostic en temps réel des défaillances d'un ensemble Moteur asynchrone-convertisseur électronique et comparaison des résultats de trois réseaux de neurones artificiels ", Faculté des Hydrocarbures et de la chimie, Univercité de Boumerdes. Conférence internationale sur l'efficacité d'énergie Mai 2003

[76]: T.Sorsa, H.N.Koivo, " neural networks in process fault diagnosis ", IEEE Trans on system .Vol 21 n4,7/8/91.

[77]: F. Babaa, Abdelmalek Khezzar, Mohamed El Kamel Oumaamar , "Experimental investigation and comparative study of inerturn short-circuits and unbalanced Voltage supply in induction machines", Front. Energy,Vol .7 issue 3, pp 271–278. 2013.

[78]: S.M. Shashidhara and P.S. Raju, "Stator Winding Fault Diagnosis of Three Phase Induction Motor by Park's Vector Approach", Internatonal Journal of Advance Research In Electircal Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 2, pp. 2901-2906, July. 2013.

[79]: K. M. Siddiqui, K. Sahay, V.K.Giri "Health Monitoring and Fault Diagnosis in Induction Motor", International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering Vol. 3, January 2014.

[80]: A. Alwodai, F.Gu and A. D. Ball, “A Comparison of Different Techniques for Induction Motor Rotor Fault Diagnosis”, 25th International Congress on Condition Monitoring and Diagnostic Engineering, IOP Publishing, Journal of Physics: Conference Series 364, 012066, 2012.

[81]: K. Moin Siddiqui, K. Sahay, V.K.Giri, “Health Monitoring and Fault Diagnosis in Induction Motor”, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering Vol. 3, January 2014.

[82]: K.Mohanraj, Sridhar Makkapati, S. Paramasivam, “Unbalanced and Double Line to Ground Fault Detection of Three Phase VSI Fed Induction Motor Drive using Fuzzy Logic Approach”, IJCA pp.0975 – 888 Vol. 47, No.15, June 2012.

[83]: Bouneb Djamila , Bahi Tahar , Merabet Hichem, Vibration for detection and diagnosis bearing faults using adaptive neuro-fuzzy inference system, J. Electrical Systems , March 2018.

[84]: : X. zhang, Y. liang, J. Zhou, Y. Zang, “A novel bearing fault diagnosis model integrated permutation entropy, ensemble empirical model decomposition and optimized SVM”, Measurement, Vol 69, pp 164–179. 2015.

[85]: N. Lashkari, J Poshtan, HF Azgomi,“ Simulative and experimental investigation on stator winding turn and unbalanced supply voltage fault diagnosis in induction motors using Artificial Neural Networks”, ISA Transactions, Vol 59, pp 334-342, 2015.

[86]: Haitham Abu-Rub, Sk. Moin Ahmed, Atif Iqbal, Hamid A. Toliyat, Mina M. Rahimian, “Incipient Bearing Fault Detection for Three-phase Brushless DC Motor Drive using ANFIS”, IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives (SDEMPED), 2011.

[87]: Yaguo. Lei, Zhengjia. He, Yanyang .Zi, Qiao .Hu,” Fault diagnosis of rotating machinery based on multiple ANFIS combination with Gas,” Mechanical Systems and Signal Processing, Vo. 21, No.5, pp, 2280–2294, 2007.

[88]: K.A. Loparo, Bearings vibration data set. The Case Western Reserve University Bearing Data Center. <http://www.eecs.cwru.edu/laboratory/bearing/download.htm>

[89]: R. Liu, B.Yang, X. Zhang, S.Wang, X. Chen, “ Time-frequency atoms-driven support vector machine method for bearings incipient fault diagnosis,” Mechanical Systems and Signal Processing, Vol 75, 15, pp. 345-370, 2016.

[90]: K. Moin Siddiqui, K. Sahay, V.K.Giri, “Health Monitoring and Fault Diagnosis in Induction Motor”, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering Vol. 3, January 2014.

[91]: A. Bouzida, O. Touhami, Abdelli ,“ application de la techninque des ondelettes au diagnostic de défauts de la machine asynchrone a rotor à cage”, Rer VOL 15, N°4, pp549-557, 2014.

[92]: A. Bouzida, O. Touhami, Abdelli ,“ application de la techninque des ondelettes au diagnostic de défauts de la machine asynchrone a rotor à cage”, Rer VOL 15, N°4, pp549-557, 2014.

[93]: <http://www.eecs.cwru/ laboratory / bearing / download.htm>