

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ MOHAMED KHIDER - BISKRA

FACULTÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

FLILIÈRE : ÉLECTROTECHNIQUE

OPTION : RÉSEAU ÉNERGÉTIQUE INTELLIGENT



## *Thèse présentée*

En vue de l'obtention du diplôme de Doctorat LMD en Génie Electrique

### *Etude paramétrique du diagnostic de la machine asynchrone à cage*

Présentée par : **TABET Seddik**

Soutenue le : 25/04 /2024

Devant le jury composé de :

Dr. ZOUZOU Salah eddine	Pr , Université de Biskra	Président
Dr . GHOGGAL Adel	Pr , Université de Biskra	Rapporteur
Dr.AMEUR Aissa	Pr , Université de Laghouat	Examineur
Dr.MOKHTARI Bachir	Pr , Université de Laghouat	Examineur
Dr. BENAKCHA Abdelhamid	Pr , Université de Biskra	Examineur

DÉDICACES

À

*Mon très cher père,*

*Ma très chère mère,*

*Ma chère femme,*

*Mes chères soeurs,*

*Toute ma grande famille,*

*Tous mes amis*

*pour leur soutien continu afin de faire aboutir ce projet de doctorat ,*

## REMERCIEMENTS

**A**VANT tout, je remercie Allah, le Tout Puissant qui m'a donné la force, la volonté et le courage pour accomplir ce modeste travail.

J'exprimer toute ma gratitude à mon encadrant de thèse Pr . Ghoggal Adel pour, sa patience, son soutien et ses encouragements et aussi ses conseils, les efforts et les idées qu'il m'a transmis tout au long de ce travail.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance particulière au Professeur Zouzou Salah eddine, le directeur du laboratoire de génie électrique de Biskra (LGEB), pour avoir fourni l'environnement adéquat pour la recherche et les travaux expérimentaux au laboratoire. Sans son aide, ce travail n'aurait pas pu prendre cette forme.

Toutes mes expressions de gratitude et de reconnaissance vont vers les membres du jury. Mes remerciements vont également à l'ensemble des enseignants du département génie-électrique pour la formation qu'ils nous ont donné pendant notre cycle d'étude.

Enfin, je remercie, avec sincérité tous ceux qui ont aidé de près ou de loin pour terminer et réaliser mon projet de doctorat.

## الملخص

تتركز هذه الأطروحة على الدراسة البارامترية لتشخيص المحرك الحثي ذي القفص السنجالي من خلال نمذجة الجيوب وتحليل التيار الساكن. بعد تقديم أنواع مختلفة من الجيوب الكهربائية والميكاتريكية، وأصولها وتكثيراتها، خاصة تلك المتعلقة بالمحرك الحثي ذي القفص السنجالي، اخترنا دراسة الجيوب الميكاتريكية مثل كسر قضبان الدوار وعيوب الانحراف الديناميكي والمختلط، التي تكبر من بين أشد الجيوب التي يمكن أن تحدث في محرك الحث. لدراسة هذه الأنواع من الجيوب، من الضروري وضع نموذج رياضي يأخذ في الاعتبار توزيع اللغائف في فتحات الجزء الساكن وعدم انتظام الفجوة الهوائية. نستخدم هذه النمذجة على نهج دالة اللغ، مع الجمع بين تطوير سلسلة فورييه. وهكذا، يتم تحديد تحيرات جميع المحطات الذاتية، ومشتقاتها، والمحطات المتبادلة في جميع أجزاء الآلة، أي الجزء الساكن، والدوار، والفجوة الهوائية. نستخدم طرق التشخيص المستخدمة على نهج الإثارة من خلال التحليل بواسطة تحويل فورييه السريع (FFT) وتحويل هيلبرت.

تم إجراء دراسة لفحص تأثير نوع اللغ وعدد القضبان على المكونات التوافقية لتيور القضبان المكسورة والانحراف. تم استخدام تقنيتين للتحكم لدراسة تأثير التحكم على المكونات التوافقية للتيور. الأولى هي التحكم الموجه بالتدفق، بينما الثانية هي التحكم المباشر في العزم. تم تأكيد صحة فعالية التحكم في الحلقة المغلقة وكذلك أساليب التشخيص المستخدمة في المحاكاة من خلال التجارب التي أجريت على منصة اختبار مجهزة ببطاقة dSPACE 1104 في مختبر LGEB بيسكرة.

الكلمات المفتاحية :

التحكم المباشر في العزم، التحكم الموجه في التدفق، dSPACE 1104، تحويل هيلبرت، تحويل فورييه السريع، تحليل توقيت تيار المحرك، محرك غير متزامن بقفص سنجالي، لف مراكز بطيئة واحدة، لف متداخل بطبقتين بخطوة كاملة، لف مراكز بطبقتين بخطوة قصيرة، لف سلسلة.

Cette thèse se concentre sur l'étude paramétrique du diagnostic du moteur à induction à cage en modélisant les défauts et en analysant le courant statorique ainsi que le courant quadratique. Après avoir présenté différents types de défauts électriques et mécaniques, ainsi que leur origine et leurs impacts, notamment ceux liés au moteur à induction à cage exposée, nous avons choisi d'étudier les défauts mécaniques tels que les cassures des barres rotoriques et les défauts d'excentricité dynamique et mixte, considérés parmi les défauts les plus sévères pouvant survenir au niveau du moteur à induction. Pour étudier ces types de défauts mécaniques, il est nécessaire d'établir un modèle mathématique prenant en compte la distribution des enroulements dans les encoches statoriques et la non-uniformité de l'entrefer. Cette modélisation se base sur l'approche de la fonction d'enroulement, combinée avec le développement en série de Fourier. Ainsi, les expressions de toutes les inductances propres, de leurs dérivées et des inductances mutuelles dans toutes les parties de la machine, à savoir le stator, le rotor et l'entrefer, sont déterminées.

Les méthodes du diagnostic utilisées sont basées sur l'approche signal à travers l'analyse par FFT et la transformation de Hilbert.

Une étude a été réalisée pour examiner l'influence du type de bobinage et du nombre de barres sur les composantes harmoniques des défauts de barres cassées et d'excentricité.

Deux techniques de commande ont été utilisées pour étudier l'effet de la commande sur les composantes harmoniques des défauts. L'une est la commande à flux orientée, tandis que l'autre est la commande directe de couple.

La validité de l'efficacité de la commande en boucle fermée ainsi que des méthodes de diagnostic utilisées en simulation a été confirmée par des expérimentations réalisées sur un

banc d'essai équipé de la carte dSPACE 1104 au laboratoire LGEB Biskra.

**Mots clés :**

Commande directe de couple, commande à flux orientée, dSPACE 1104, Transformation de Hilbert, transformation de Fourier rapide, Analyse de la signature du courant moteur, Moteur asynchrone à cage d'écuréuil, Enroulement concentrique avec une couche, Enroulement imbriqué à deux couches à pas total, Enroulement concentrique avec deux couches à pas raccourci, Enroulement en chaîne.

## ABSTRACT

**T**his thesis focuses on the parametric study of diagnosing faults in induction motor by modeling and analyzing the stator current and quadrature current. After presenting various types of electrical and mechanical faults, their origins, and their impacts, especially those related to the exposed induction motor, we chose to study mechanical faults such as broken rotor bars, dynamic and mixed eccentricity, which are considered among the most severe faults that can occur in SCIM. To study these mechanical faults, it is necessary to establish a mathematical model that takes into account the distribution of windings in the stator slots and the non-uniformity of the air gap. This modeling is based on the winding function approach, combined with the Fourier series expansion. As a result, the expressions for all self-inductances, their derivatives, and mutual inductances in all parts of the machine, namely the stator, rotor, and air gap, are determined. The diagnostic methods employed are based on signal analysis using FFT and Hilbert transform. A study was conducted to examine the influence of winding type and the number of bars on the harmonic components of broken bar faults and eccentricity. Two control techniques, namely vector control and direct torque control, were used to investigate the effect of control on the harmonic components of faults. The validity of the closed-loop control efficiency and the diagnostic methods used in simulation were confirmed through experimental tests conducted on a test bench equipped with the dSPACE 1104 card at the LGEB Biskra laboratory.

**Key words :**

Direct torque control, vector control, dSPACE 1104, Hilbert transform, Fast Fourier Transform (FFT), Motor Current Signature Analysis (MCSA), Squirrel cage induction

motor, Concentric winding with one layer, Total-step two-ply nested winding, Concentric winding with two short-pitch layers, Chain winding.

# TABLE DES MATIÈRES

<b>Table des matières</b>	<b>I</b>
<b>Liste des figures</b>	<b>II</b>
<b>Liste des tables</b>	<b>III</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>1 ÉTAT DE L'ART SUR LE DIAGNOSTIC DE DEFAUT DU MOTEUR À INDUCTION</b>	<b>5</b>
1.1 Introduction . . . . .	5
1.2 Constitution du moteur asynchrone . . . . .	6
1.3 Défauts : types, causes et effets . . . . .	8
1.3.1 Défauts du stator . . . . .	9
1.3.2 Défauts de barres rotoriques cassées . . . . .	9
1.3.3 Défauts de roulement . . . . .	9
1.4 Méthodes de maintenance des machines à induction . . . . .	12
1.4.1 Maintenance corrective . . . . .	12
1.4.2 Maintenance préventive . . . . .	13
1.4.3 Maintenance prédictive . . . . .	13
1.5 Techniques de maintenance conditionnelle existantes . . . . .	16
1.5.1 Analyse de l'huile . . . . .	16
1.5.2 Surveillance du vibrations . . . . .	17

1.5.3	Surveillance acoustique . . . . .	17
1.5.4	Surveillance de la température . . . . .	19
1.5.5	Surveillance du couple . . . . .	20
1.5.6	Analyse de la signature du courant du moteur . . . . .	21
1.6	Diverses méthodes et techniques de diagnostic . . . . .	22
1.6.1	Méthodes sans modèle . . . . .	22
1.6.2	Méthodes avec modèle . . . . .	26
1.7	Conclusion . . . . .	28
<b>2</b>	<b>MODÉLISATION DU MOTEUR Á INDUCTION</b>	<b>30</b>
2.1	Introduction . . . . .	30
2.2	Modèle multi-enroulements de la machine . . . . .	31
2.2.1	Equations des tensions . . . . .	31
2.2.2	Equation mécanique . . . . .	36
2.2.3	Modèle mathématique . . . . .	38
2.3	Modélisation des défauts . . . . .	38
2.3.1	Cassure de barres . . . . .	38
2.3.2	Excentricité . . . . .	39
2.4	Approche de la fonction d'enroulement . . . . .	41
2.5	Expression de l'inductance (Formalisme général) . . . . .	44
2.6	Calcul des inductances . . . . .	47
2.7	Machine symétrique . . . . .	49
2.8	Prise en compte de l'inclinaison des barres et des ouvertures d'encoches . . . . .	50
2.9	Conclusion . . . . .	53
<b>3</b>	<b>INFLUENCE DU TYPE DE BOBINAGE DU STATOR ET DU NOMBRE DE BARRES SUR LES COMPOSANTES HARMONIQUES DE DÉFAUT DANS LES MOTEURS Á INDUCTION</b>	<b>54</b>
3.1	Introduction . . . . .	54
3.2	Connexion des enroulements de phase du stator (connexions étoile) . . . . .	55
3.3	Rappel sur les paramètres des enroulements des machines à courant alternatif . . . . .	58
3.4	Types d'enroulements . . . . .	59
3.4.1	Enroulement en chaîne . . . . .	59

3.4.2	Enroulements imbriqués thriphasés à deux couches (pas total) . . .	59
3.4.3	Enroulement concentrique à une couche . . . . .	60
3.4.4	Enroulement concentrique à deux couches (pas racourci) . . . . .	60
3.5	Fonction d'enroulement et de distribution . . . . .	61
3.6	Résultats de la simulation . . . . .	61
3.6.1	Spectre du courant du moteur . . . . .	62
3.6.2	Défauts de barre cassée dans les différents types d'enroulements . .	64
3.6.3	Défauts d'excentricité mixte dans les différents types d'enroulements	68
3.6.4	Évolution du défaut pour différents enroulements . . . . .	69
3.7	Influence du nombre de barres totale sur les composantes harmoniques de défaut dans le moteur à induction . . . . .	70
3.8	Conclusion . . . . .	72
<b>4</b>	<b>INFLUENCE DE LA COMMANDE SUR LES COMPOSNTES HAR-</b>	
	<b>MONIQUES DE DÉFAUT DANS LES MOTEURS À INDUCTION</b>	<b>73</b>
4.1	Introduction . . . . .	73
4.2	Description de la commande vectorielle . . . . .	74
4.3	Résultats expérimentaux . . . . .	75
4.3.1	Machine à l'état sain . . . . .	78
4.3.2	Machine avec défaut . . . . .	79
4.4	Discussion des résultats expérimentaux . . . . .	83
4.5	Impact des variations de charge. . . . .	85
4.5.1	Alimentation par réseau . . . . .	85
4.5.2	Moteur asynchrone connecté en boucle fermée . . . . .	85
4.5.3	Influence de la vitesse de référence . . . . .	86
4.6	Description de la commande directe du couple . . . . .	88
4.6.1	Stratégie de la commande directe de couple et de flux. . . . .	90
4.6.2	Contrôle du vecteur de flux statorique. . . . .	90
4.6.3	Présentation de la structure de la commande . . . . .	91
4.6.4	Estimation du flux statorique . . . . .	93
4.6.5	Correction du flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux . . . . .	94

4.6.6	Correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux . . . . .	95
4.6.7	Tableau de commutation . . . . .	96
4.7	Transformée de Hilbert pour la détection de défaut de barre cassée . . . . .	96
4.8	Résultats expérimentaux . . . . .	98
4.8.1	Machine à l'état sain . . . . .	99
4.8.2	Machine avec défaut de barre cassée . . . . .	101
4.9	Conclusion . . . . .	105
	<b>Conclusion générale</b>	<b>107</b>
	<b>Annexe</b>	<b>110</b>

## LISTE DES FIGURES

1.1	La structure d'un moteur à induction. . . . .	6
1.2	Stator à 48 encoches. . . . .	7
1.3	Disposition des enroulements du stator avec 36 encoches. . . . .	7
1.4	Distribution des défauts des moteurs à inductions. . . . .	8
1.5	Structure de roulement. . . . .	10
1.6	Représentation de les excentricités statique et dynamique. . . . .	12
1.7	Processus de modélisation des données de défaillance . . . . .	14
1.8	Processus de décision en matière de maintenance . . . . .	15
1.9	Principe de l'estimation d'état. . . . .	27
1.10	Génération des résidus. . . . .	27
1.11	Principe des techniques d'identification. . . . .	28
2.1	Circuit équivalent de la cage du rotor. . . . .	32
2.2	Circuit électrique équivalent de la maille rotorique. . . . .	32
2.3	Couplage étoile avec neutre connecté (gauche) at avec neutre libre (droite) .	37
2.4	Position de la barre du rotor dans une machine à excentricité statique : (a) position initiale et (b) position après un demi-tour de rotor. . . . .	39
2.5	Position de la barre du rotor dans une machine à excentricité dynamique : (a) position initiale et (b) position après un demi-tour de rotor. . . . .	40
2.6	Machine asynchrone élémentaire [131] . . . . .	41
2.7	Génération de la base du volume de référence $V$ . . . . .	52
3.1	Enroulement en chaîne de la phase statorique A. . . . .	59

3.2	Enroulement imbriqué à deux couches (pas total) de la phase statorique A.	60
3.3	Enroulement concentrique à une couche de la phase statorique A. . . . .	60
3.4	Enroulement concentrique à deux couches de la phase statorique A. . . . .	61
3.5	La fonction de distribution $\langle n(\phi) \rangle$ et d'enroulement $\langle N(\phi) \rangle$ de la phase statorique A et la boucle de rotor 1. . . . .	62
3.6	(a) L'inductance de l'enroulement à une couche (enroulement concentrique), (b) l'inductance de l'enroulement à deux couches (pas total), (c) l'inductance de l'enroulement concentrique à deux couches, (d) l'inductance de l'enroulement en chaîne. . . . .	63
3.7	(a) dérivée de L'inductance de l'enroulement à une couche (enroulement concentrique), (b) dérivée de l'inductance de l'enroulement à deux couches (pas total), (c) dérivée de l'inductance de l'enroulement concentrique à deux couches, (d) dérivée de l'inductance de l'enroulement en chaîne. . . . .	64
3.8	Inductance mutuelle entre la boucle 1 du rotor et les phases du stator dans différents enroulements avec 20 % ES et 20 % ED, (a) Enroulement à une couche (enroulement concentrique), (b) Enroulement à deux couches (pas total), (c) Enroulement concentrique à deux couches (pas raccourci), (d) Enroulement en chaîne. . . . .	65
3.9	dérivée de l'inductance mutuelle entre la boucle 1 du rotor et les phases du stator dans différents enroulements avec 20 % SE et 20 % DE, (a) Enroulement à une couche (enroulement concentrique), (b) Enroulement à deux couches (pas total), (c) Enroulement concentrique à deux couches (pas raccourci), (d) Enroulement en chaîne. . . . .	66
3.10	Spectre du courant de la phase A statorique en état sain avec différents enroulements. (a) Enroulement à une couche (enroulement concentrique), (b) Enroulement à deux couches (pas total), (c) Enroulement concentrique à deux couches (pas raccourci), (d) Enroulement en chaîne. . . . .	66
3.11	Défaut de rupture partielle de barre . . . . .	67
3.12	Défaut de barre cassée . . . . .	67
3.13	Défauts de deux barres cassées . . . . .	67
3.14	Défauts de trois barres cassées . . . . .	68

3.15	Spectre du courant statorique avec excentricité mixte (ES 20% ED 10%) dans différents enroulements : (a) Enroulement à une couche (enroulement concentrique), (b) Enroulement à deux couches (pas total), (c) Enroulement concentrique à deux couches (pas raccourci), (d) Enroulement en chaîne. . . . .	69
3.16	Évolution du défaut Pour différents niveaux de barres de rotor cassées à gauche ( $1 - 2s$ ) et à droite ( $1 + 2s$ ). . . . .	70
3.17	Évolution du défaut pour différents niveaux d'excentricité mixte à gauche ( $1 - 2s$ ) et à droite ( $1 + 2s$ ). . . . .	70
3.18	Spectre du courant statorique avec excentricité mixte (ES 20% ED 20%) : (a) 28 barres ,(b) 27 barres,(c) 29 barres. . . . .	71
3.19	Spectre du courant statorique avec cassure de barre : (a) 28 barres ,(b) 27 barres,(c) 29 barres. . . . .	72
4.1	Schéma global de la commande vectorielle indirecte de la MI. . . . .	75
4.2	Image de la configuration expérimentale du banc d'essai. . . . .	76
4.3	Nouveau roulement à billes avec les bagues assemblées dessus. . . . .	78
4.4	Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande indirecte à flux orienté à l'état sain . . . . .	80
4.5	Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande indirecte à flux orienté à défaut d'excentricité dynamique. . . . .	81
4.6	Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande indirecte à flux orienté à défaut d'excentricité mixte. . . . .	82
4.7	Spectre de courant à l'état sain. . . . .	84
4.8	Spectre de courant de l'excentricité dynamique. . . . .	84
4.9	Variations des amplitudes normalisées des harmoniques $f_s + f_r$ dans (a) et $f_s - f_r$ dans (b) en fonction de la charge variable dans le cas d'une alimentation par réseau à état sain (HS) avec excentricité dynamique et excentricité mixte. . . . .	85
4.10	Variations des amplitudes normalisées des harmoniques $f_s + f_r$ dans (a) et $f_s - f_r$ dans (b) en fonction de la charge variable dans le cas d'une boucle fermée à état sain (HS) avec excentricités dynamique et excentricités mixte. . . . .	86
4.11	Analyse FFT du spectre de vitesse en expérimentation pour l'excentricité dynamique. . . . .	87

4.12	Variations des amplitudes des harmoniques $f_r, 2f_r, 3f_r$ en fonction de la variation de charge en boucle fermée pour une excentricité dynamique et une vitesse de 600 tr/min. . . . .	88
4.13	Figure présentant la structure schématique d'une commande DTC appliquée à une machine asynchrone. . . . .	89
4.14	Évolution du vecteur de flux dans le plan $(\alpha, \beta)$ . . . . .	91
4.15	Choix du vecteur de tension. . . . .	92
4.16	Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions correspondants. . . . .	94
4.17	Correcteur de couple à hystérésis de trois niveaux. . . . .	95
4.18	Courant statorique $I_a$ et son enveloppe pour deux barres cassées fonctionnant dans des conditions de charge différentes. . . . .	98
4.19	Barre de rotor cassée. . . . .	99
4.20	Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande directe du couple à l'état sain. . . . .	100
4.21	Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande directe du couple avec un barre cassé. . . . .	102
4.22	Le spectre du courant statorique dans le cadre d'une stratégie de DTC (a) pour un moteur sain, (b) pour un moteur avec une barre cassée à vide, (c) pour un moteur avec une barre cassée en condition de charge à 25%, (d) pour un moteur avec une barre cassée en charge à 50%, et (e) pour un moteur avec une barre cassée en charge à 75%. . . . .	103
4.23	Spectres des enveloppes du courant statorique $I_a$ sous la stratégie DTC.(a) Cas sain à vide, (b) Défaut de barre cassé à vide, (c) Défaut de barre cassé avec 25% de charge, (d) Défaut de barre cassé avec 50% de charge, (e) Défaut de barre cassé avec 75% de charge. . . . .	104

## LISTE DES TABLES

4.1	Amplitude et fréquences du spectre du courant statorique $I_a$ avec ES, ED et EM. . . . .	84
4.2	Amplitude et fréquences du spectre du courant quadratique $I_{qs}$ (sortie du régulateur de vitesse) avec ES, ED et EM. . . . .	87
4.3	Séquences de commutation proposées par la technique DTC. . . . .	96
4.4	Résultat expérimental d'un moteur sain et avec défaut utilisant l'approche DTC. . . . .	104
4.5	L'amplitude et la fréquence du spectre et de l'enveloppe du courant statorique $I_a$ . . . . .	105
4.6	Paramètres de la machine asynchrone. . . . .	110
4.7	Dimensions générales du roulement original, du roulement (ED) et de roulement (EM). . . . .	110

## NOMENCLATURE

<i>PI</i>	proportionnel, intégral.
<i>MAS</i>	Machine asynchrone.
<i>MCSA</i>	Analyse du signal de courant moteur.
<i>FFT</i>	Transformée de Fourier rapide.
<i>RTI</i>	Interface temps réel.
<i>IFOC</i>	Commande indirecte à flux orienté.
<i>DTC</i>	Commande directe du couple
<i>DFIG</i>	Générateur asynchrone à double alimentation .
<i>ADC</i>	Convertisseur analogique-numérique.
<i>DAC</i>	Convertisseur numérique-analogique.
<i>DSP</i>	Processeur de signal numérique.
<i>ES</i>	état sain.
<i>ED</i>	Excentricité dynamique.
<i>EM</i>	Excentricité mixte.
$f_{high}$	Harmonique de haute fréquence.
$f_{low}$	Harmonique de basse fréquence.
$f_s$	Fréquence fondamentale.
$f_r$	Fréquence de rotation.
<b>S</b>	Surface fermée de l'entrefer
$\omega$	Surface enfermée par un contour
$\Omega$	Perméabilité magnétique de l'air

$H$	Champ magnétique
$B$	Induction magnétique
$\phi$	Flux magnétique
$\psi$	Flux magnétique totalisé
$L_{BA}$	Inductance mutuelle entre les enroulements B et A
$L_b$	Inductance de fuite d'une barre rotorique
$L_e$	Inductance de fuite d'un segment d'anneau de court-circuit
$L_{mr}$	Inductance de magnétisation d'une maille rotorique
$L_{Am}$	Inductance de magnétisation d'une phase statorique
$L_{fA}$	Inductance de fuite d'une phase statorique
$\psi_{BA}$	Flux mutuel totalisé entre deux enroulements A et B
$g$	Epaisseur de l'entrefer, ou fonction d'entrefer
$g_0$	Epaisseur de l'entrefer de la machine symétrique
$P$	Fonction inverse de l'entrefer. $P = \frac{1}{g}$
$P_0$	Fonction inverse de l'entrefer de la machine symétrique. $P_0 = \frac{1}{g_0}$
$s$	Glissement
$r_0$	Rayon moyen de l'entrefer de la machine symétrique
$r$	Rayon moyen de l'entrefer
$R_b$	Résistance d'une barre rotorique
$R_e$	Résistance d'un anneau de court-circuit
$r_s$	Résistance d'une phase statorique
$[R_s]$	Matrice des résistances statoriques
$[R_r]$	Matrice des résistances rotoriques
$[R]$	Matrice globale des résistances de la machine
$[V_s]$	Matrice des tensions statoriques
$[V_r]$	Matrice des tensions rotoriques
$[I_s]$	Matrice des courants statorique
$[I_r]$	Matrice des courants rotoriques
$\omega_s$	Pulsation statorique ( $rad/s$ )
$\theta_r$	Position mécanique du rotor par rapport à une référence statorique fixe
$\theta_f$	Position du flux d'entrefer

<b>J</b>	Moment d'inertie totale
<b>l</b>	Longueur active de la machine
<b>w</b>	Nombre de tours ou de spires
<b>p</b>	Nombre de paires de pôles
<b>N</b>	Fonction d'enroulement
$N_e$	Nombre d'encoches statoriques
$N_b$	Nombre de barres rotoriques
<b>n</b>	Fonction de distribution
$v_s$	Ordre des harmoniques de temps. $v_s = 1, 2, 3, \dots$
$n_d$	Ordre de l'excentricité dynamique. $n_d = 1, 2, \dots$
$n_{sat}$	Entier naturel lié à la saturation. $n_{sat} = 1, 2, 3, \dots$
<b>k</b>	Entier naturel
$\alpha_{A_i}$	Ouverture de la bobine $A_i$
$\beta$	Ouverture de l'encoche
$\gamma$	Angle d'inclinaison des encoches.
$\lambda_s$	Pas d'encoches statoriques
$\lambda_r$	Pas d'encoches rotoriques
$\delta_s$	Degré d'excentricité statique
$\delta_d$	Degré d'excentricité dynamique
$\delta$	Degré d'excentricité totale
$I_{ds}, I_{qs}$	Courant direct et quadratique du stator .
$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$	Flux direct et quadratique du rotor.
$f_{br}$	fréquence de défaut de barre cassée [Hz].
$f_{ex}$	fréquence de défaut d'excentricité [Hz].
$D_b$	diamètre de la bille [m].
$D_p$	diamètre du roulement [m].
$\beta$	angle de contact [rad].
$S_a, S_b, S_c$	Indices des trois phases statoriques.
$R_a, R_b, R_c$	Indices des trois phases rotoriques.
$[v_{sa} v_{sb} v_{sc}]^T$	Vecteurs tensions statoriques en composantes triphasées .
$[v_{ra} v_{rb} v_{rc}]^T$	Vecteurs tensions rotoriques en composantes triphasées .
$[i_{sa} i_{sb} i_{sc}]^T$	Vecteurs courants statoriques en composantes triphasées .

$[i_{ra}i_{rb}i_{rc}]^T$	<b>Vecteurs courants rotoriques en composantes triphasées .</b>
$[\Phi_{sa}\Phi_{sb}\Phi_{sc}]^T$	<b>Vecteurs flux statoriques en composantes triphasées .</b>
$w$	<b>Pulsation mécanique .</b>
$C_e$	<b>Couple électromagnétique.</b>
$C_r$	<b>Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.</b>
$f_r$	<b>Coefficient de frottement visqueux.</b>
$v_{eq}$	<b>Tension de commande équivalente.</b>
$d, q$	<b>Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.</b>

## INTRODUCTION GÉNÉRALE

**L**ES machines asynchrones à cage d'écurueil sont largement utilisées dans l'industrie en raison de leur robustesse, fiabilité et rentabilité. Auparavant, ces machines étaient alimentées directement par le réseau électrique pour des applications à vitesse fixe. Cependant, au cours des dernières décennies, grâce aux avancées technologiques, les machines asynchrones sont alimentées par des convertisseurs statiques à fréquences variables pour des entraînements à vitesse variable dans de nombreuses applications industrielles.

Les machines asynchrones sont exposées à des défaillances, qu'elles soient dues à des contraintes internes ou externes inhérentes à la machine elle-même ou aux conditions de fonctionnement. Les défaillances critiques au niveau des composants électriques et mécaniques peuvent entraîner une détérioration excessive des processus de production, nécessitant leur arrêt. De plus, la maintenance non planifiée engendre des coûts importants et entraîne une perte de rendement.

Ces dernières années, la littérature a présenté diverses méthodes pour détecter des défauts, abordant un large éventail de problèmes. Il est généralement admis que les méthodes de diagnostic conçues pour les moteurs à induction dans des applications à boucle ouverte ne donnent pas toujours de bons résultats lorsque la commande du moteur devient plus complexe. Par conséquent, le choix de la méthode de diagnostic dépend de l'information que l'on cherche à obtenir sur le système. Dans le domaine du diagnostic des machines, on distingue généralement deux principales familles de procédures : les méthodes avec modèle à priori et les méthodes sans modèle à priori. Ces approches offrent différentes perspectives pour la détection des défauts et leur choix dépend des objectifs spécifiques de l'analyse.

L'utilisation de l'approche sans modèle basée sur le traitement des signaux a une grande importance dans la détection et le diagnostic des différents défauts des machines à induction. Cette approche se base sur des grandeurs électriques ou mécaniques facilement mesurables telles que la tension, le courant, le champ magnétique externe, la vitesse et les vibrations. Les techniques de traitement des signaux débutent par l'analyse de la signature du courant de la machine (MCSA) en se basant sur l'analyse spectrale du signal de courant statorique. Cette approche est efficace pour les machines électriques fonctionnant à vitesse constante et à charge nominale, utilisant par exemple la transformation de Fourier rapide [1],[2]. Les conditions transitoires sont particulièrement critiques. diverses méthodes ont été proposées pour faire face à cette situation, comme la transformation de Fourier rapide [3], la transformation en Ondelette [4] et la transformation de Hilbert [5]. D'autre part, l'intelligence artificielle est un outil puissant pour améliorer l'efficacité du diagnostic des défauts des machines électriques, notamment dans le processus de prise de décision en matière de maintenance. Parmi ces approches, on trouve les systèmes experts, les réseaux de neurones [6], la logique floue [7] et les réseaux de neurones flous [8]. Ces techniques permettent d'améliorer les capacités de diagnostic et de contribuer à la maintenance prédictive des machines électriques.

En revanche, les approches basées sur un modèle nécessitent une connaissance préalable du processus sur le plan physique et mathématique. Elles sont utilisées pour analyser les paramètres et les variables du système, ainsi que pour caractériser l'évolution en présence de défauts. Une fois le modèle du processus développé en se basant sur des principes physiques, ces techniques peuvent être appliquées avec succès. En raison des différentes exigences opérationnelles et des contraintes propres aux processus industriels, la conception de systèmes de surveillance et de diagnostic de défauts a fait l'objet de nombreuses recherches au cours des dernières décennies. Les approches basées sur des modèles ont été largement appliquées avec succès à de nombreux processus industriels, notamment aux moteurs à courant alternatif, et en particulier à la machine à induction [9],[10], en utilisant les connaissances physiques et mathématiques spécifiques à ces différents processus.

Les exigences de la continuité de service du moteur à induction vont dans le sens de la nécessité de l'utilisation du contrôle en boucle fermée. Pour cette situation, le défaut peut apparaître comme une perturbation de la boucle de contrôle, où le régulateur introduit dans le schéma de commande corrige et compense l'effet de défaut. Plusieurs techniques

ont été proposées à cet effet. Elles sont classées principalement en contrôles scalaires, vectoriels et directe du couple.

#### ★ Objectif de la thèse

L'objectif principal de cette thèse est d'étudier les paramètres du diagnostic de la machine asynchrone à cage, ainsi que leur influence sur les composantes harmoniques associées aux défauts de cassure de barres rotoriques et d'excentricités.

La thématique du diagnostic des défauts repose sur l'application de méthodes de traitement du signal qui constituent une solution efficace pour résoudre les problèmes de diagnostic de défauts en utilisant des techniques d'analyse spectrale (FFT) et de transformation de Hilbert (HT).

L'analyse spectrale est utilisée pour détecter les défauts dans les systèmes en boucle ouverte en se basant sur le traitement des signaux mesurés, tels que la vitesse et le courant statorique.

Lors de cette étude, différentes topologies de bobinage et différents nombres de barres sont pris en compte pour examiner le contenu harmonique du courant du stator d'un moteur asynchrone à cage présentant des défauts tels que des barres cassées et une excentricité. Au cours de cette étude, nous avons examiné l'influence de la commande vectorielle et la commande directe de couple sur les composantes harmoniques de défauts.

#### ★ Structure de la thèse

Pour effectuer cette étude, le document de la thèse est structuré en quatre chapitres :

- Le premier chapitre présente l'état de l'art en fournissant des informations générales sur les machines asynchrones à cage d'écureuil commandées. Il aborde leur structure, les modèles proposés dans la littérature pour différents types de défauts, l'origine de ces défauts, leurs statistiques et leur impact sur les performances électromécaniques.
- Le travail présenté dans le deuxième chapitre est dédié à la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des harmoniques spatiaux liés à la distribution des bobines et aux effets dû à l'excentricité du rotor. Cette modélisation est dédiée au diagnostic en employant l'approche de la fonction d'enroulement.
- Le troisième chapitre se concentrera sur l'influence de type de bobinage et du nombre de barres sur les composantes harmoniques et sera divisé en deux parties distinctes.

Dans la première partie, différentes topologies d'enroulement sont étudiées pour évaluer le contenu harmonique du courant statorique de la machine à induction en présence de

défauts de barres cassées et d'excentricité.

Quant à la deuxième partie, différents nombres de barres sont pris en compte afin d'examiner le contenu harmonique du courant statorique de la machine à induction souffrant de défauts de barres cassées et d'excentricité.

- Le quatrième chapitre est consacré à l'influence de la commande sur les composantes harmoniques et sera divisé en deux parties distinctes.

La première partie de l'étude vise à expliquer comment les spectres de courant sont affectés en fonction de l'alimentation par le réseau électrique et l'alimentation par la technique IFOC (Indirect Field-Oriented Control). Une étude expérimentale a été menée pour examiner la corrélation entre les amplitudes des composantes harmoniques et le degré d'excentricité, en prenant en compte différents facteurs tels que le type d'alimentation du moteur (réseau électrique ou onduleur), le type de contrôle (IFOC), les niveaux de charge et une vitesse de référence variable.

La deuxième partie de l'étude présente une analyse expérimentale du défaut de barre cassée en utilisant l'analyse FFT des valeurs électriques basée sur le courant de phase statorique et son enveloppe pour les machines asynchrones en boucle fermée. En utilisant les méthodes MCSA et HT, une signature de défaut du rotor a été identifiée. Le mécanisme de contrôle de la machine basé sur la technique DTC démontre une bonne dynamique de contrôle à la fois pour les cas de machines saines et défectueuses.

# CHAPITRE 1

## ÉTAT DE L'ART SUR LE DIAGNOSTIC DE DEFAUT DU MOTEUR À INDUCTION

### 1.1 Introduction

*L*a machine à induction représente une part importante des chaînes de production dans les parcs industriels [11]. Elle permet, pour un coût raisonnable, une grande fiabilité et une facilité de mise en oeuvre (contrôle de la machine), d'entraîner efficacement des tapis et des bandes (en aluminium, en papier,...). Elle peut aussi être intégrée dans des systèmes comme les machines-outils et les éoliennes. Malgré ses qualités, la machine asynchrone à cage d'écureuil peut présenter des défauts structurels, parmi lesquels la rupture totale ou partielle de barre rotorique, portion d'anneau, court-circuit et défaut d'excentricité [12]. Dans ce chapitre, nous commençons par explorer quelques notions sur les défauts les plus fréquents susceptibles de survenir dans une machine à induction, en mettant en lumière leur gravité et leur incidence sur le bon fonctionnement de ladite machine. Ensuite, quelques notions des méthodes de maintenance d'une machine à induction. Enfin une présentation des diverses méthodes et techniques de diagnostic les plus utilisées pour la détection des défauts à savoir l'approche signal, l'approche modèle ainsi que les techniques à base de l'intelligence artificielle sont résumées.

## 1.2 Constitution du moteur asynchrone

Ce passage offre une brève explication des éléments clés de la Figure 1.1, qui représente la structure complète d'un moteur à induction équipé de deux enroulements distincts et d'un rotor en cage. Le stator, qui regroupe les composants immobiles responsables du soutien du moteur, englobe principalement les parties du circuit magnétique et abrite les enroulements disposés symétriquement dans les encoches. Cette disposition a pour objectif de générer la force électromotrice initiale (FMM) du moteur au niveau de l'entrefer [13].

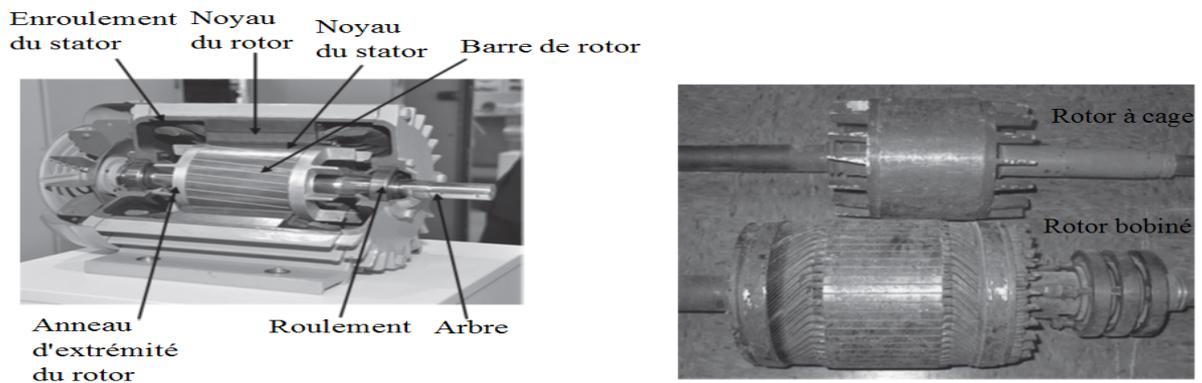
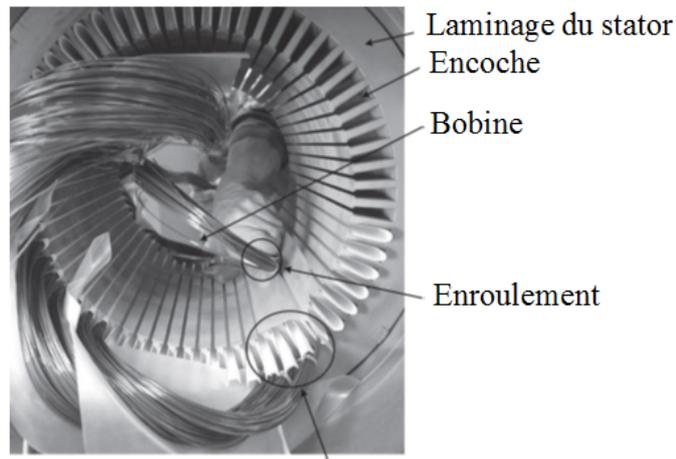


Fig 1.1: La structure d'un moteur à induction.

Le stator est généralement constitué de tôles d'acier isolées, triées côte à côte pour faire circuler la densité de flux magnétique produite par les enroulements dans des chemins appropriés tout en réduisant les pertes magnétiques à l'intérieur du matériau du noyau. Les pertes magnétiques sont généralement divisées en deux catégories distinctes : les pertes par hystérésis et les pertes de Foucault qui sont liées au phénomène d'aimantation non linéaire des tôles et aux courants électriques induits magnétiquement dans des tôles séparées, respectivement. Les enroulements triphasés du stator sont insérés dans les encoches du stator et couvrent la circonférence intérieure du stator par une distribution spatiale quasi-sinusoidale qui garantit une moindre distorsion harmonique spatiale des grandeurs du moteur telles que le courant, le flux et le couple électromagnétique (voir la figure 1.2). Chaque enroulement est constitué de plusieurs bobines connectées en série, et chaque bobine peut être un fil plein ou des fils toronnés parallèles. L'augmentation du nombre de bobines, ainsi que du nombre de tours, qui commencent dans l'encoche  $i$  et se terminent dans l'encoche  $j$  (voir la figure 1.3), améliore le couple du moteur, mais il doit y avoir un compromis entre l'importance du couple de sortie et l'augmentation de

la résistance de l'enroulement qui, à son tour, réduit le rendement du moteur. Il est à noter que l'on attribue habituellement les lettres (A, B et C) pour les points de départ des trois phases/enroulements et les lettres (A', B' et C') pour le point final des enroulements correspondants. Les termes "phase" et "enroulement" peuvent être utilisés indifféremment. Les enroulements présentent une distribution similaire mais avec un décalage spatial dans les encoches voisines.



Encoches contenant un côté d'une phase

Fig 1.2: Stator à 48 encoches.

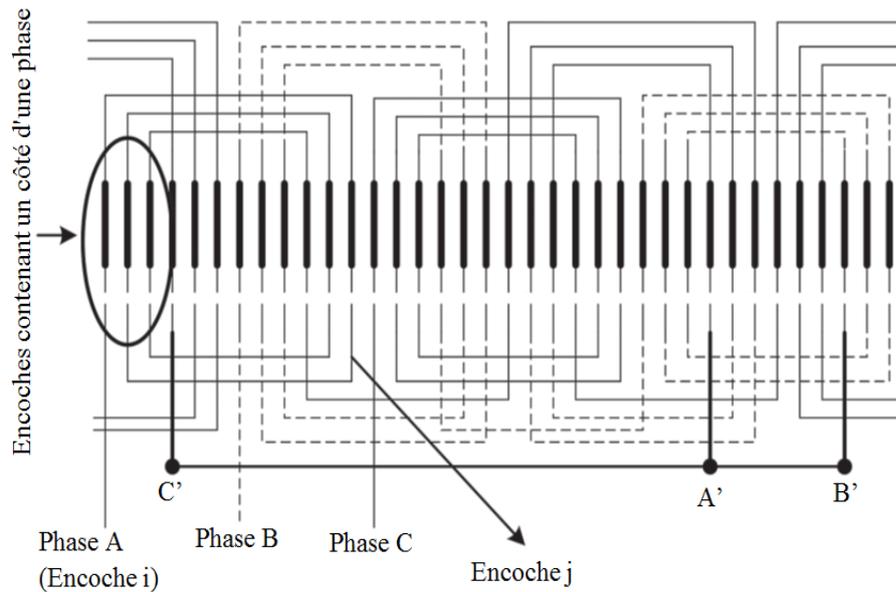


Fig 1.3: Disposition des enroulements du stator avec 36 encoches.

Chaque enroulement a deux extrémités appelées "bornes" auxquelles est appliquée la tension d'alimentation qui produit le champ magnétique. Les enroulements triphasés du

stator peuvent être connectés en Y ou en triangle. Le type de connexion peut être modifié en changeant la configuration de la connexion des six bornes disponibles indiquées sur la figure 1.2. La quantité de tension qui peut être appliquée aux enroulements dépend fortement de la capacité de production de couple du moteur ainsi que de la qualité des isolations.  $230V\Delta - 400VY$  ou  $400V\Delta - 690VY$  sont quelques-unes des normes de tension les plus courantes dans les zones industrielles.

### 1.3 Défaits : types, causes et effets

Les machines à induction sont soumises à de nombreux types de défauts. Dans la littérature, ces défauts peuvent être classés en deux catégories : les défauts électriques et les défauts mécaniques. Les défauts électriques comprennent le déséquilibre de la tension ou du courant d'alimentation, la mise sous tension d'une seule phase, l'inversion de la phase, le défaut de mise à la terre, la surcharge, le court-circuit entre les tours et la rupture des barres du rotor [14]. En outre, les défauts mécaniques sont les plus fréquents dans les machines à induction. Ces défauts comprennent le déséquilibre de masse, l'excentricité de l'entrefer, la détérioration des roulements, la défaillance de l'enroulement du rotor et la défaillance de l'enroulement du stator [15]. Les défauts les plus étudiés dans la littérature sont : les défauts de roulement, les défauts de stator, les barres de rotor cassées et les défauts d'excentricité. La distribution des défauts des moteurs à induction selon l'IEEE et de l'EPRI sont présentées dans la figure 1.4 [16].

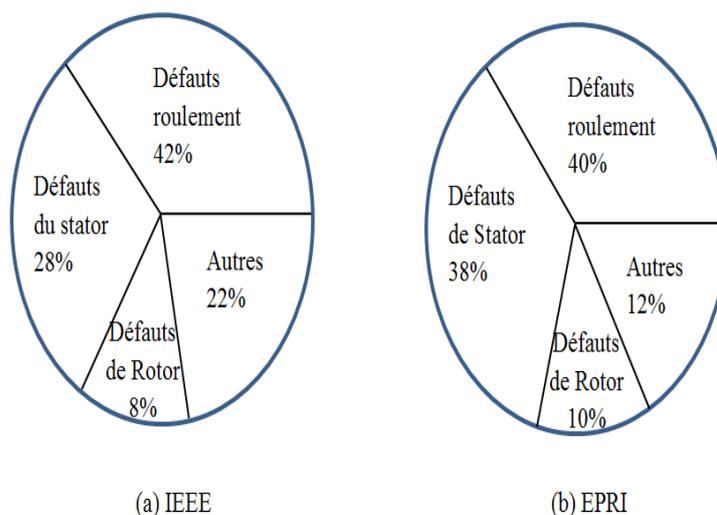


Fig 1.4: Distribution des défauts des moteurs à inductions.

### 1.3.1 Défauts du stator

Les défauts du stator peuvent être classés en défauts de laminage ou de châssis (défaut de noyau, courant de circulation, ou terre, etc.) et en défauts d'enroulement du stator (dommages d'isolation de l'enroulement, déplacement des conducteurs, etc. Ces défauts sont dus à diverses contraintes : mécaniques (dus au mouvement de la bobine du stator et au choc du rotor contre le stator), électriques (dus au transitoire de la tension d'alimentation), thermiques (dus à la surcharge thermique) et environnementales (environnement trop chaud, trop froid ou trop humide) [17]. Les fréquences des défauts du stator sont données par [15],[18].

$$f_{sf} = f_s \left| \frac{m}{p} (1 - s) \pm k \right| \quad (1.1)$$

où  $f_s$  est la fréquence d'alimentation en Hz,  $s$  est le glissement,  $p$  est le nombre de paires de pôles,  $m \in N...$  et  $k = 1, 3, 5, \dots$

### 1.3.2 Défauts de barres rotoriques cassées

Les barres de rotor cassées sont les défauts les plus fréquents dans le rotor. Ces défauts se produisent lorsque les barres sont partiellement fissurées ou complètement cassées. Ces défauts peuvent être causés par diverses contraintes [19]-[21] : thermiques (dus à une surcharge thermique), mécaniques (causées par des tôles desserrées, des pièces fatiguées ou des défauts de roulement), magnétiques (causées par des forces électromagnétiques, une traction magnétique déséquilibrée), dynamiques (dus aux couples de l'arbre) et environnementales (dus à la contamination, à l'abrasion du matériau du rotor). Ces défauts entraînent un déséquilibre du flux du rotor et des composantes de fréquence supplémentaires apparaissent dans le spectre du courant statorique [21]. Ces fréquences sont données par [22] Ou  $K \in N^*$ .

$$f_{bc} = f_s |(1 \pm 2ks)| \quad (1.2)$$

### 1.3.3 Défauts de roulement

Les défauts de roulement sont les plus fréquents dans les machines à induction [23]. Le roulement se compose principalement d'un chemin de roulement extérieur, intérieur, des billes et d'une cage qui assure l'équidistance entre les billes. Les défauts des roulements

peuvent être classés en fonction de l'élément affecté : défaut du chemin de roulement extérieur, défaut du chemin de roulement intérieur, défaut des billes et défaut de la cage. Plusieurs facteurs peuvent entraîner des défauts de roulements : charges excessives, augmentation excessive de la température, corrosion, contamination, défaillance du lubrifiant et défaut d'alignement des roulements [14],[19]. Les effets remarquables de ces défauts sont : l'augmentation de la température, l'augmentation des vibrations. De plus, ces défauts peuvent introduire des oscillations mécaniques et des défauts d'excentricité.

Une fréquence caractéristique  $f_c$  peut être associée à chaque type de défaut de roulement . Leurs expressions pour les quatre types de défauts considérés sont données par [23],[24].

$$\begin{cases} f_o = \frac{N_b}{2} f_r (1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \alpha) \\ f_i = \frac{N_b}{2} f_r (1 + \frac{D_b}{D_c} \cos \alpha) \\ f_b = \frac{D_c}{D_b} f_r (1 - \frac{D_b^2}{D_c^2} \cos^2 \alpha) \\ f_{ca} = \frac{1}{2} f_r (1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \alpha) \end{cases} \quad (1.3)$$

où  $f_o$  est la fréquence de défaut du chemin de roulement extérieur,  $f_i$  la fréquence de défaut du chemin de roulement intérieur,  $f_b$  la fréquence de défaut des billes,  $f_{ca}$  la fréquence de défaut de la cage,  $N_b$  le nombre de bille,  $D_b$  le diamètre des billes,  $D_c$  le diamètre primitif du roulement, et l'angle de contact des billes sur les chemins de roulement. La structure du roulement et ses principales dimensions sont indiquées à la figure 1.5.

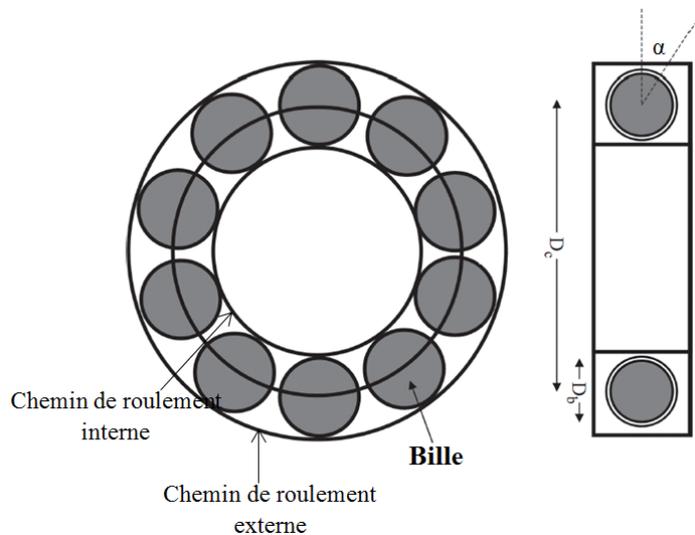


Fig 1.5: Structure de roulement.

### 1.3.3.1 Défaut d'excentricité

L'excentricité de l'entrefer est un défaut mécanique qui se définit par un déséquilibre de l'entrefer entre le rotor et le stator des machines électriques. On distingue trois types d'excentricité : l'excentricité statique, l'excentricité dynamique et l'excentricité mixte. L'excentricité statique apparaît lorsque la position de l'entrefer minimal reste fixe dans l'espace. Par ailleurs, l'excentricité dynamique apparaît lorsque l'axe de rotation du rotor ne correspond pas à son axe géométrique, de sorte que la position de l'entrefer minimal change avec le temps. L'excentricité mixte apparaît lorsque des excentricités statiques et dynamiques se produisent. Les trois cas sont illustrés à la figure 1.6. Ces défauts sont dus à plusieurs facteurs tels que : la tolérance de fabrication, un noyau de stator ovale, un positionnement incorrect des roulements et l'usure des roulements. Les effets de ces défauts sont les suivants : déséquilibre de l'attraction magnétique, diminution de la vitesse du rotor et apparition de composantes de fréquence de défaut dans le courant du stator. Les défauts d'excentricité affectent des composantes de fréquence caractéristiques particulières de la machine, telles que le champ magnétique d'entrefer, le couple, la vitesse et les courants statoriques. Pour chaque défaut d'excentricité, une fréquence de défaut peut être associée [25],[26] :

$$f_{ecc} = f_s \left| \left( nR \frac{1-s}{p} \pm K \right) \pm \left( n_d \frac{1-s}{p} \pm 2n_{sat} \right) \right| \quad (1.4)$$

où  $R$  est le nombre d'encoches du rotor,  $p$  est le nombre de paires de pôles fondamentaux,  $n_d$  est l'ordre d'excentricité ( $n_d = 0$  pour l'excentricité statique,  $n_d = 1$  pour l'excentricité dynamique),  $n$  est un nombre entier positif,  $n_{sat}$  modélise la saturation magnétique ( $n_{sat} = 0, 1, 2, \dots$ , et  $k$  est l'ordre des harmoniques. Dans le cas d'une excentricité mixte, la fréquence de défaut est donnée par :

$$f_{ecc} = f_s \left| \left( 1 \pm n \frac{1-s}{p} \right) \right| = f_s \pm n f_r \quad (1.5)$$

où  $f_r$  est la fréquence de rotation mécanique.

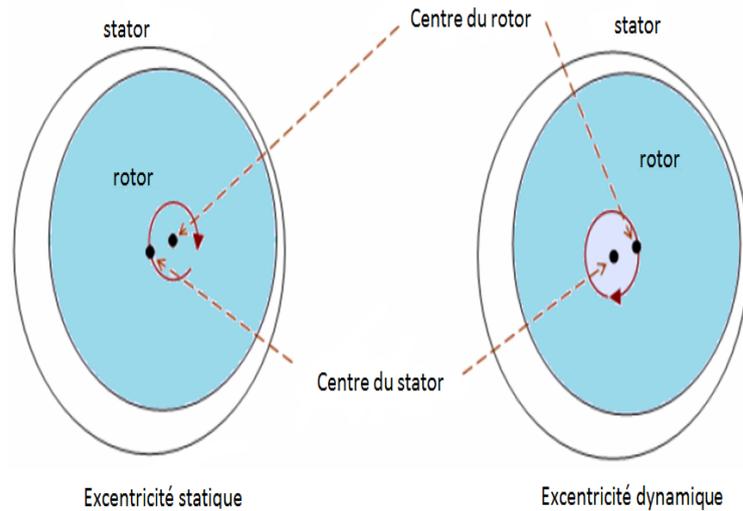


Fig 1.6: Représentation de les excentricités statique et dynamique.

## 1.4 Méthodes de maintenance des machines à induction

Les méthodes de maintenance des machines à induction peuvent être principalement divisées en trois types : la maintenance corrective, la maintenance préventive et la maintenance prédictive [27].

### 1.4.1 Maintenance corrective

La maintenance corrective est utilisée pour corriger, identifier, isoler et rectifier les défauts [28]. L'objectif principal de ce type de maintenance est de remettre l'élément en état de fonctionnement le plus rapidement possible, soit en réparant ou en remplaçant l'élément défaillant, soit en remplaçant l'élément défaillant par un élément redondant [29]. Les aspects positifs de ce type de maintenance sont les suivants : faibles coûts de maintenance pendant le fonctionnement et utilisation des composants pendant une durée de vie maximale . Toutefois, les inconvénients de cette méthode sont les suivants : risque élevé de dommages consécutifs entraînant des temps d'arrêt importants, impossibilité de planifier la maintenance, complexité de la logistique des pièces de rechange, longs délais de livraison des pièces, coût de maintenance ponctuelle élevé [30].

### 1.4.2 Maintenance préventive

La maintenance préventive est une technique qui permet de détecter et de corriger les défauts naissants à un stade précoce, avant qu'ils n'entraînent des pannes des installations. Elle repose sur deux processus : l'analyse/modélisation des données de défaillance (Fig. 1.7) et la prise de décision en matière de maintenance (Fig. 1.8). L'objectif du premier processus est d'étudier statistiquement les caractéristiques de défaillance de l'équipement sur la base de l'ensemble des données de temps de défaillance recueillies . Dans ce processus, trois modèles de distribution peuvent être utilisés : le modèle de distribution de Weibull, le modèle de distribution normale et le modèle de distribution log-normale. Grâce à l'analyse de ce modèle statistique, les caractéristiques de défaillance de l'équipement peuvent être identifiées, y compris l'estimation du temps moyen de défaillance et la tendance du taux de défaillance de l'équipement sur la base du processus de courbe en baignoire . L'objectif du deuxième processus est de déterminer les politiques de maintenance optimales qui visent à fournir une fiabilité ou une disponibilité optimale du système et des performances de sécurité au coût de maintenance le plus bas possible .

Le processus de prise de décision en matière de maintenance se compose de deux évaluations principales : l'évaluation des coûts opérationnels et l'évaluation du mécanisme de l'équipement. L'évaluation des coûts opérationnels permet de calculer deux coûts : Le coût de la maintenance et le coût de la défaillance. L'évaluation du mécanisme de l'équipement vise à classer le type de structure de l'équipement comme non réparable ou réparable. Le PM se caractérise par un faible temps de défaillance prévu et la facilité de la logistique des pièces de rechange [30].

### 1.4.3 Maintenance prédictive

La maintenance prédictive, également appelée maintenance conditionnelle, est utilisée pour prévoir le moment où la maintenance doit être effectuée et pour prévenir les défaillances inattendues des équipements. Elle repose sur deux processus : le processus de surveillance de l'état et la prise de décision en matière de maintenance. Le processus de surveillance de l'état est le cœur de la maintenance prédictive pour laquelle les signaux sont surveillés en permanence à l'aide de certains types de capteurs ou d'autres indicateurs appropriés. Ce processus peut être réalisé de deux manières : en ligne et hors ligne. Le trai-

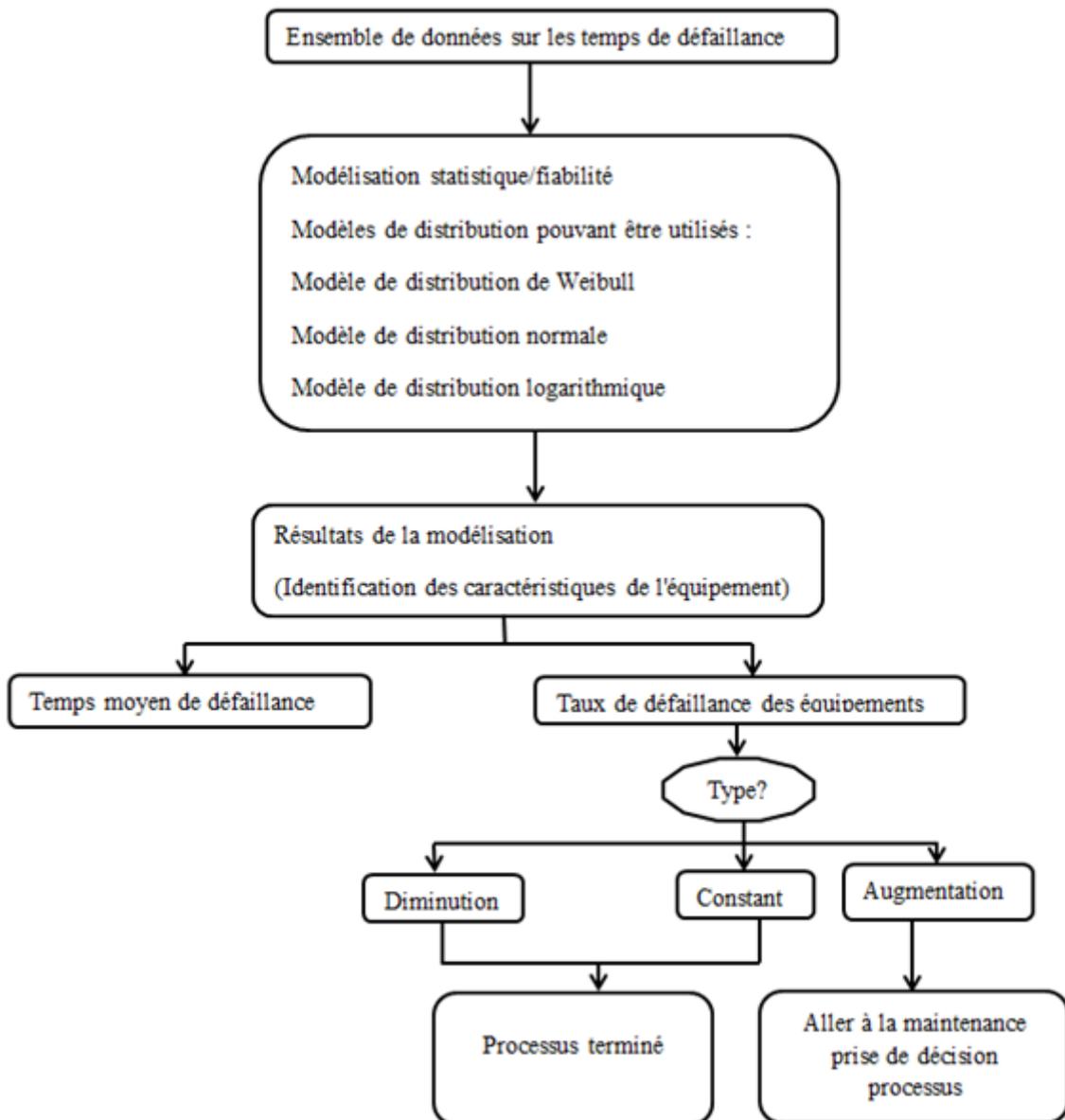


Fig 1.7: Processus de modélisation des données de défaillance

tement en ligne est effectué pendant que l'équipement fonctionne (état de fonctionnement), tandis que le traitement hors ligne est effectué lorsque l'équipement ne fonctionne pas. La prise de décision en matière de maintenance dans le cadre du programme de maintenance prédictive peut être classée en deux catégories : le diagnostic et le pronostic. Le programme de maintenance prédictive se caractérise par un faible temps d'arrêt prévu, une facilité de logistique des pièces de rechange et une utilisation des composants proche de leur durée de vie totale . Malheureusement, il faut disposer d'informations fiables sur la durée de vie restante des composants, ainsi que d'un matériel et d'un logiciel supplémentaires de surveillance de l'état [30].

Une comparaison entre la maintenance préventive et la maintenance prédictive est dispo-

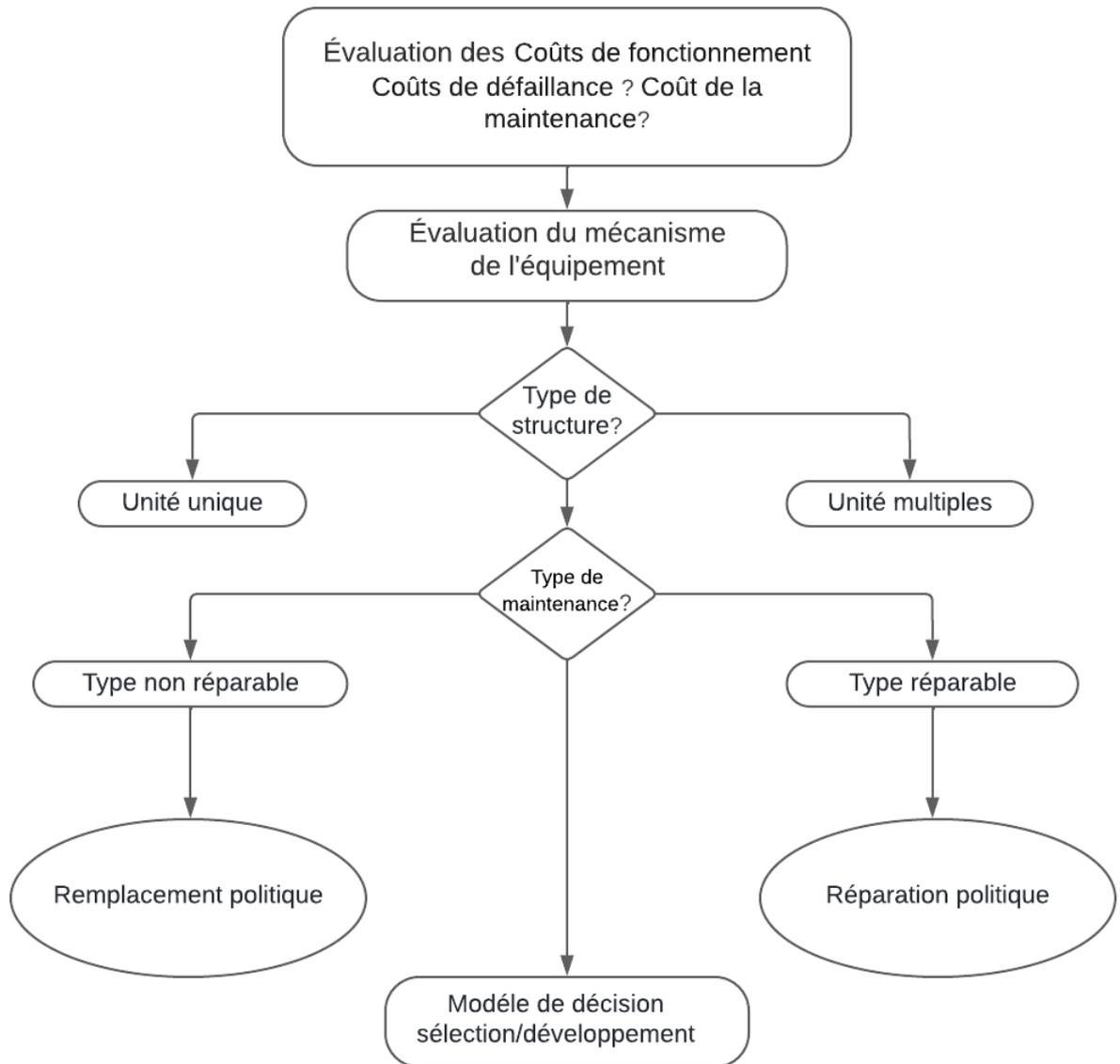


Fig 1.8: Processus de décision en matière de maintenance

nible dans . Selon cet article, plus de 98 % des pannes d'équipement sont précédées de certains signes, conditions ou indications qu'une telle panne allait se produire. L'application de la maintenance prédictive semble plus réaliste que la maintenance préventive. Comparée à la maintenance préventive, la maintenance prédictive présente de nombreux avantages tels que la disponibilité et la précision des données [28]. En conclusion, la maintenance prédictive semble être une solution pour analyser et détecter les défauts des machines à induction dans les applications industrielles et la recherche sur la maintenance prédictive est toujours nécessaire.

## 1.5 Techniques de maintenance conditionnelle existantes

La théorie généralisée de la maintenance conditionnelle est composée de cinq étapes : acquisition des données, analyse des données, sélection des caractéristiques, prise de décision et diagnostic de l'état. Les systèmes de maintenance conditionnelle sont généralement basés sur des mesures de signaux contenant la signature du défaut. La question est donc de savoir quel indicateur de défaut peut être utilisé pour analyser les défauts des machines à induction. Ces indicateurs peuvent être classés comme suit : mécanique (vibrations et acoustique), électromécanique (courant, tension, fuites de flux électromagnétique, couple et puissance), thermique (température) et chimique (fuites d'huile et de gaz) [31]-[33]. En fonction de ces indicateurs, plusieurs techniques de maintenance conditionnelle ont été proposées pour analyser les défauts des machines à induction. Ces techniques peuvent donc être classées comme suit : surveillance des vibrations, surveillance de la température, analyse des débris se trouvent dans huile, surveillance des émissions acoustiques et surveillance du courant, de la tension ou de la puissance. Cette section passe en revue et résume les techniques existantes de surveillance de l'état des machines à induction des machines à induction. Des études générales sur la surveillance de l'état des machines à induction et sur les techniques de diagnostic des défauts sont disponibles dans [17],[19],[20],[34]-[38].

### 1.5.1 Analyse de l'huile

L'analyse de l'huile est une technique de surveillance de l'état des machines rentable qui consiste à contrôler l'huile qui lubrifie les pièces de la machine afin de détecter la présence éventuelle de débris. L'analyse de l'huile peut être grossièrement classée dans les trois catégories suivantes : l'analyse des propriétés, l'analyse de la contamination des fluides et l'analyse des débris d'usure [39] , [40]. L'analyse de l'huile présente plusieurs avantages à court et à long terme. À court terme, cette technique permet de minimiser les opérations de maintenance non programmées et fournit une évaluation avant les arrêts. À long terme, l'OCM peut appuyer les demandes de garantie sur les nouveaux équipements et identifier les conditions de fonctionnement extrêmes pour lesquelles l'équipement n'a pas été conçu. L'analyse de l'huile peut être intégrée à d'autres techniques de surveillance

de l'état (telles que les vibrations, la sonique, la thermographie, etc.) afin de réduire les coûts de maintenance [41]. Dans le cadre de l'étude de l'état des machines [40],[42], les auteurs ont proposé une technique de surveillance de l'état basée sur la corrélation entre les vibrations et l'analyse des débris d'usure pour prédire et diagnostiquer les défaillances de la machine.

### 1.5.2 Surveillance du vibrations

La surveillance des vibrations est basée sur le principe que la plupart des défauts génèrent des vibrations supplémentaires dans les machines électriques. En fait, les vibrations sont faibles et constantes pour les machines saines par rapport aux machines défectueuses. Les principales sources de vibrations dans les machines électriques sont : la force magnétique attractive entre le rotor et le stator, les harmoniques d'encoche, les harmoniques de saturation, la réponse des enroulements d'extrémité du stator aux forces électromagnétiques sur les conducteurs, l'excentricité du rotor et le rotor flexible . Il convient également de noter que la charge mécanique peut présenter une excentricité ou induire des vibrations en raison de sa structure mécanique, ou encore que la charge peut traiter des matériaux qui provoquent des chocs sur l'axe du moteur ou sur la carcasse du stator [43]. Les applications de la surveillance des vibrations des machines à induction sont décrites dans [44]-[46]. La principale faiblesse de cette technique est son coût élevé dû aux capteurs supplémentaires. Ces capteurs sont difficiles d'accès pendant le fonctionnement de la machine à induction et sont inévitablement sujets à des défaillances qui peuvent entraîner des problèmes supplémentaires de fiabilité du système et des coûts d'exploitation et de maintenance supplémentaires [27] . En outre, l'acquisition des signaux de vibration nécessite un investissement important.

### 1.5.3 Surveillance acoustique

La surveillance acoustique est réalisée en mesurant et en analysant le spectre de bruit acoustique généré par la machine à induction [14]. Elle est basée sur les mesures du son. Lorsque des défauts apparaissent dans les machines à induction, leurs spectres de bruit acoustique changent. Le spectre de bruit dépend non seulement de la taille, de la géométrie et de la structure des machines à induction, mais aussi de la position de mesure [36]. Il dépend également de la source de bruit. La surveillance acoustique est étroitement liée

à la surveillance des vibrations pour détecter les défauts naissants dans les applications industrielles. L'onde sonore est générée par des objets vibrants et peut être définie comme une interférence mécanique avec la vitesse finie de progression dans le milieu. Ces ondes ont une faible amplitude, l'oscillation adiabatique est caractérisée par une vitesse d'onde, une longueur d'onde, une fréquence et une amplitude. Les principales sources de bruit dans les machines à induction sont : la source électromagnétique, la source mécanique et la source aérodynamique [47]. La source de bruit électromagnétique est le champ électromagnétique qui exerce une force sur le noyau du stator. La vibration du stator affecte ainsi l'air environnant. La vibration des minuscules molécules de l'air se propage jusqu'aux capteurs sonores [48]. Les principales sources mécaniques de bruit sont : l'alignement, l'usinage imprécis des pièces, la vitesse de rotation, le nombre d'éléments roulants supportant la charge, la fréquence de résonance mécanique de la bague extérieure, les conditions de lubrification et la température . En fait, le bruit mécanique est principalement dû aux roulements, à leurs défauts, à l'ovalisation, aux contacts glissants, à l'arbre plié, au déséquilibre du rotor, au désalignement de l'arbre, aux accouplements, etc. En principe, la source de bruit mécanique a un caractère mixte . La principale source de bruit aérodynamique est le refroidissement par l'air, l'eau ou l'huile. Un examen du bruit dans les machines électriques est présenté dans [49]. Cette technique a été utilisée pour analyser les effets de l'excentricité du rotor des machines à induction [50]. Dans [50], les auteurs ont décrit une technique permettant de calculer les variations des composantes du bruit dans les conditions de défaut d'excentricité. Cette technique prend en compte la variation des ondes de force magnétiques, le comportement mécanique et le rayonnement sonore résultant des vibrations de surface dans l'état défectueux. Les applications de la surveillance acoustique pour la surveillance de l'état des machines à induction sont présentées dans [51], [52]. Le principal inconvénient de la surveillance acoustique est son coût élevé, car les capteurs et les équipements d'acquisition de données sont plus chers que les autres techniques [27] . Il a également été démontré que les spectres acoustiques ne peuvent pas montrer clairement les bandes latérales et leurs différences entre un défaut normal et un défaut barre cassée comme les spectres de vibration et de courant [53] . En outre, cette technique peut ne pas être pratique dans un environnement bruyant.

## 1.5.4 Surveillance de la température

Les limites de la puissance des machines à induction sont fixées par la température maximale admissible pour l'isolation. Les mesures de température sont donc importantes pour la surveillance de l'état des machines à induction. Il existe trois approches pour mesurer la température : les mesures de température locales, les mesures de température distribuées et l'utilisation d'images thermiques. Ces mesures sont effectuées à l'aide de détecteurs de température à résistance, de thermistances, de thermocouples, de thermomètres à quartz, de capteurs de température à fibre optique et de la thermographie infrarouge. Les détecteurs de température à résistance (RTD) utilisent la variation de résistance d'un métal pour indiquer un changement de température. Les avantages de ces détecteurs sont : leur bonne exactitude, leur précision et leur linéarité sur une large plage de fonctionnement. Un inconvénient majeur des RTD est leur faible sensibilité [31]. Les thermistances se distinguent des RTD par le fait que le matériau utilisé dans une thermistance est généralement une céramique ou un polymère. Il existe deux types fondamentaux opposés de thermistances : les thermistances à coefficient de température négatif présentent une diminution de la résistance électrique lorsqu'elles sont soumises à une augmentation de la température corporelle et les thermistances à coefficient de température positif présentent une augmentation de la résistance électrique lorsqu'elles sont soumises à une augmentation de la température corporelle. Les thermistances sont faciles à utiliser et sont très sensibles, de sorte qu'elles peuvent détecter très facilement de petites variations de température. Les thermistances ne peuvent pas être utilisées à des températures très élevées. Les thermocouples utilisent l'effet Seebeck, selon lequel un courant circule autour d'un circuit formé de deux conducteurs métalliques différents formant des jonctions électriques, lorsque les jonctions métalliques sont maintenues à des températures différentes. Les thermocouples sont interchangeables et peuvent mesurer une large gamme de températures. La principale limitation des thermocouples est leur faible précision. Les mesures locales de température sont effectuées à l'aide de détecteurs de température intégrés, de détecteurs de température à résistance ou de thermocouples [54]. Le choix de l'emplacement doit faire l'objet d'une attention particulière lors de la spécification. Par exemple, les détecteurs de température intégrés dans l'enroulement du stator doivent être situés à proximité de la partie la plus chaude, qui peut se trouver dans l'encoche ou dans les parties terminales de l'enroulement. Pour une machine à refroidissement asymétrique, ils doivent être placés à l'extrémité la plus

chaude de la machine . Les mesures de température distribuées sont obtenues à l'aide de thermocouples. Elles peuvent être obtenues à partir de la mesure des élévations de température interne et externe . Les images thermiques sont alimentées par des variables appropriées pour surveiller la température de l'endroit perçu comme le plus chaud de la machine. Les images thermiques sont obtenues à l'aide de la thermographie infrarouge. Les données de la thermographie peuvent être prises à l'aide d'une caméra infrarouge sans aucun contact avec la machine testée. La thermographie infrarouge est basée sur des mesures de rayonnement infrarouge qui sont converties en données de température. Ensuite, les données de température sont transformées en signaux électriques [55]. Cette technique permet de détecter les défauts, en particulier lors de l'évaluation de l'état du rotor [56]. Cette technique peut être fusionnée avec d'autres techniques pour analyser les défauts dans les machines à induction. Une fusion de la thermographie infrarouge et de l'analyse de la signature du courant du moteur (MCSA) est utilisée pour détecter les défauts des machines à induction [57]. Dans cette application, la thermographie infrarouge est utilisée comme outil complémentaire de l'analyse de la signature du courant du moteur (MCSA) basée sur la segmentation de l'image pour détecter les défauts. Le principal inconvénient de la surveillance de la température est que la température mesurée dépend de plusieurs facteurs : la température de l'environnement, l'échauffement du courant du stator et les phénomènes physiques qui peuvent contribuer à l'augmentation de la température dans les machines électriques. Par conséquent, il est difficile d'utiliser simplement cette technique sans une analyse plus approfondie [27].

### 1.5.5 Surveillance du couple

La surveillance du couple est une technique de surveillance de l'état basée sur les oscillations du couple. Elle exploite les signatures de défauts telles que les oscillations qui peuvent apparaître dans le couple d'entrefer. Ces signatures sont généralement modélisées par des modulations d'amplitude et de fréquence [58]. En fait, le couple d'entrefer représente les effets combinés de toutes les liaisons de flux et de tous les courants dans le stator et le rotor de la machine entière [59]. Le principal inconvénient de cette méthode est qu'elle nécessite un capteur de couple qui en augmente le coût et la complexité. Pour éviter cette limitation, une méthode spéciale appelée surveillance de Vienne a été proposée dans [60], pour estimer le couple électromagnétique pour tout entraînement de machine à induction

et en particulier pour les conditions d'alimentation du variateur de vitesse. Elle est basée sur les sorties des modèles de courant et de tension. La méthode de surveillance de Vienne compare ces sorties à un modèle de référence, qui représente une machine saine. Cette comparaison permet de détecter les défauts [61]. La surveillance de Vienne a également été appliquée dans [62], [63] pour analyser les défauts du rotor. Cependant, cette méthode ne semble pas très attrayante, car elle nécessite deux mesures différentes (courants et tensions) et entraîne donc des coûts excessifs. La surveillance du couple a été appliquée pour détecter les défauts des machines à induction dans [59], [64]-[67]. Dans [59], les auteurs proposent une technique de maintenance conditionnelle basée sur les observations du couple de l'entrefer pour surveiller les défauts du rotor et du stator dans les machines à induction. Une nouvelle approche basée sur la surveillance du couple et l'analyse par la méthode des éléments finis a été proposée dans [66] pour détecter les défauts de barre cassée des machines à induction.

### 1.5.6 Analyse de la signature du courant du moteur

La surveillance de l'état du stator basée sur le courant a fait l'objet d'une attention croissante dans les universités et l'industrie en raison de son caractère non intrusif et de ses avantages économiques [68]. La technique basée sur le courant la plus utilisée est l'analyse de la signature du courant du moteur (MCSA). Elle a fait l'objet d'une grande attention ces dernières années pour développer une technologie non invasive, moins coûteuse et fiable qui exploite pleinement les avantages de la surveillance de l'état des machines à induction [69]-[71]. Cette technique reste la plus utilisée dans les applications industrielles grâce à plusieurs avantages tels que la facilité d'accès, la facilité de mise en œuvre, la richesse des informations et la capacité à détecter les défauts électriques et mécaniques. En effet, elle ne nécessite pas de capteurs ou de dispositifs d'acquisition de données supplémentaires. Par conséquent, les techniques de surveillance de l'état et de détection des défauts basées sur le courant présentent des avantages économiques considérables par rapport à d'autres techniques basées sur des indicateurs de défaut. Une approche consistant à utiliser le courant du stator et l'efficacité du moteur comme indicateurs des défauts des roulements est proposée dans [70]. En fait, les auteurs proposent d'analyser la diminution de l'efficacité de la machine à induction comme une alarme de défauts naissants et comme une évaluation de l'ampleur du gaspillage d'énergie résultant de la persistance de la condition de défaut avant

la panne de la machine. Une comparaison des résultats de l'analyse des défauts du barre cassée à l'aide de trois techniques différentes de surveillance de l'état est présentée dans [53]. Cet article compare le courant statorique, les vibrations et les techniques acoustiques. Cet article permet de conclure que la MCSA est la technique la plus sensible pour détecter les défauts du barre cassée, tandis que la technique de vibration est la plus sensible pour détecter les défauts mécaniques. La surveillance acoustique peut être utilisée comme technique complémentaire en présence de bruits et d'interférences importants.

## 1.6 Diverses méthodes et techniques de diagnostic

Ces dernières années, plusieurs techniques de détection de défauts ont été proposées dans la littérature. Elles se sont concentrées sur la diversité des problèmes rencontrés et en ont fait un sujet important pour de nombreux chercheurs. Le but de cette section est de présenter un panorama des méthodes de diagnostic appliquées aux machines à induction. Ces méthodes sont classées en deux grandes catégories, celles qui utilisent une approche modèle et celles qui se dispensent de ce modèle.

### 1.6.1 Méthodes sans modèle

Les méthodes sans modèle peuvent être classées aussi en deux familles. La première se base sur le traitement de signaux (approche signal) issus de capteurs de grandeurs électriques ou bien mécaniques affectées par les défauts [72]. La deuxième utilise les systèmes experts mettant en oeuvre des techniques d'intelligence artificielle [73].

#### 1.6.1.1 Approche signal

Les méthodes de traitement du signal et d'analyse spectrale sont largement appliquées dans l'industrie pour la surveillance des machines tournantes. Dans le présent contexte, pour effectuer le diagnostic d'une défaillance ou d'une dégradation, les opérateurs de la maintenance analysent un certain nombre de signaux issus de la machine. En effet, l'évolution temporelle et le contenu spectral de ces signaux contiennent les informations jugées pertinentes par les spécialistes pour la détection des anomalies qui affectent le bon fonctionnement de cette machine [74]. Le diagnostic à travers cette approche nécessite une bonne connaissance des défauts et leurs signatures. Parmi les méthodes de l'approche

signal utilisées, on cite les méthodes des transformées suivantes.

**a) Transformée de Fourier rapide (FFT)** La FFT est un outil mathématique largement utilisé lorsque l'analyse des signaux dans le domaine fréquentiel est nécessaire. De plus, elle est plus appropriée pour l'analyse en régime permanent. Pour les applications où les signaux dans le domaine temporel et les coefficients dans le domaine fréquentiel sont tous discrets, la transformée est appelée FT discrète (DFT) et peut être calculée en utilisant le FT rapide (FFT) pour une implémentation rapide. La FFT est définie comme un produit scalaire où la composante à la fréquence  $f$  d'un signal temporel  $x(t)$  s'exprime par [75], [76] :

$$x(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j2\pi f \cdot t} dt \quad (1.6)$$

L'analyse par la transformée de Fourier rapide est très employée pour la détection du défaut par génération des caractéristiques liées aux défauts de différents signaux comme le courant et la vibration [77].

Dans [78], [79] la FFT est utilisée afin de détecter la cassure des barres rotoriques, court circuits statoriques et excentricité rotorique respectivement via l'analyse directe du courant statorique MCSA (Motor Current Signal Analysis). [80], [81], ont proposé l'analyse MCSA-FFT comme un outil fiable pour la détection de défauts multiples du moteur à induction.

L'efficacité de la FFT pour la détection en régime permanent est prouvée. Cependant, l'inconvénient majeur de cette approche est dans les régimes transitoires, en fonctionnement à vide ou avec des défauts simultanés [66].

**b) Transformée en ondelette** Contrairement à la FFT, la transformée en ondelettes (TOD) permet plus de choix sur la fonction de base pour correspondre à un symptôme de défaut spécifique, ce qui est bénéfique pour l'extraction de caractéristiques de défauts. La théorie des ondelettes est également un type de transformée de produit interne qui analyse les contenus non stationnaires dans le signal à l'aide d'une base d'ondelettes prédéterminée [82]. De nombreux chercheurs [83]-[85] ont utilisé une TOD en tant qu'élément extracteur de plusieurs défauts de la machine à

induction. [83] a montré comment détecter les défauts de roulement en analysant le courant statorique de la machine en se basant sur la TOD. Les auteurs dans [84] a démontré le succès de la TOD dans le diagnostic des défauts de court-circuit. Le travail dans [86] présente une méthode de la détection et du diagnostic de défaut des cassures de barres rotoriques basés sur les coefficients de TOD lorsque le moteur asynchrone fonctionne avec variation de charge.

**c) Transformée de Hilbert** La transformée de Hilbert (TH) est utilisée pour obtenir un signal analytique à partir d'un signal réel. Elle peut être utilisée dans le processus de détection des différents types de défauts par l'analyse du courant transitoire de démarrage et en régime stationnaire. La TH offre une faible sensibilité au niveau de la charge du moteur par rapport au courant permanent. En outre, des conclusions fiables sont obtenues à partir de l'analyse des données, même à faible ou sans charge mécanique [87]. La combinaison de la TH et d'autres méthodes de traitement du signal est suggérée pour obtenir un bon outil de détection des défaillances. Dans ce contexte, de nombreux travaux sont trouvés dans la littérature sur l'utilisation de cet outil. Dans [5], une amélioration de la résolution de la méthode FFT via la TH est présentée, permettant le diagnostic des défauts statoriques et rotoriques à très faible glissement. Cette méthode consiste en l'algorithme de sélection d'échantillon approprié d'une transformation de Hilbert du courant statorique échantillonné et d'une analyse spectrale par FFT du module résultant pour atteindre MCSA efficacement. Une signature de défaut basée sur une combinaison améliorée de la TH et de la transformation de Park a été proposée dans [88] pour la détection des cassures des barres rotoriques. A partir de cette combinaison, deux signatures de défauts ont été réalisées : le vecteur d'espace du module de Hilbert et le vecteur d'espace de phase de Hilbert. Ces deux signatures sont ensuite analysées à l'aide de la FFT. Le travail dans [89] est appliqué à une analyse du courant statorique de la machine asynchrone par la TH afin de détecter les caractéristiques liées au défaut de roulement.

### 1.6.1.2 Systèmes experts

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 (IA). L'IA est une approche efficace pour modéliser des systèmes non linéaires complexes en utilisant certaines structures et règles basées sur la connaissance a priori du système. Il met moins l'accent sur la structure physique et les résultats intermédiaires du système, mais tente d'émuler la relation d'entrée/sortie directement. Parmi ces méthodes, on peut citer : la logique floue et les réseaux de neurones [90] .

**a-Logique floue** La détection du défaut dans la machine à induction par la méthode de la logique floue s'effectue par l'interprétation de l'état de la machine sous forme des paramètres linguistiques ; car ils sont les principaux outils de la logique floue, et leurs valeurs sont des mots ou des phrases dans un langage naturel ou artificiel, employant un moyen de manipulation systématique de concepts vagues et imprécis. Par exemple, l'amplitude du courant du stator ( $i_s$ ) est utilisée comme paramètre pour les sous-ensembles flous et la fonction d'appartenance correspondante est construite pour ce paramètre. L'inférence floue est conçue et supportée en utilisant une base de connaissances constituée de règles et de bases de données [91] . L'article [92] décrit l'application d'une approche de logique floue au diagnostic du stator de la machine à induction. L'approche floue est basée sur les modèles du courant statorique de Concordia. Dans [93] , les auteurs ont présenté une méthode pour analyser les signaux du courant et de vitesse à travers la transformée en ondelette continue et la logique floue pour la détection précise de défaut des barres cassées. [94] utilise aussi la logique floue afin d'aider à la détection des cassures des barres rotoriques et estimer la gravité du défaut.

**b-Réseaux de neurones** Les réseaux neuronaux (RN) sont les types d'IA les plus courants et ont été largement utilisés dans la littérature. Les RN sont une famille de modèles statistiques non linéaires et d'algorithmes d'apprentissage ayant pour but d'imiter les comportements des neurones connectés dans les systèmes neuronaux biologiques, qui s'est développé et évolué sur une longue période de temps [95]. Divers RN ont été proposés. Ils utilisent différentes structures, caractéristiques, méthodes de formation, méthodes de sélection des caractéristiques, critères de classification, etc., pour des applications dans divers domaines, y compris la classification des défauts dans les machines à induction. Des efforts substantiels ont été faits pour optimiser chaque étape des RN [6],[96]-[99] .[6] propose une technique efficace basée sur l'approche réseau de neurones et la TH pour le diagnostic de rupture

des barres rotoriques dans des machines à induction à faible charge. Dans [96] le RN est entraîné par l'utilisation des valeurs efficaces des coefficients TOD de la composante  $q$  du courant statorique et le glissement du moteur à induction pour détecter les barres du rotor brisées. Le RN et la TOD ont été proposés dans [97] pour la détection de défaut de court-circuit entre spires et son emplacement dans une machine à induction à l'état non stationnaire. Cette méthode est basée sur l'utilisation de l'énergie de la TOD comme entrée pour le RN. La détection et la localisation des défauts sont réalisées par un RN perceptron multicouches à action directe, entraîné par rétro-propagation.

## 1.6.2 Méthodes avec modèle

Ces méthodes sont issues principalement de l'automatique et supposent une connaissance a priori du système. Elles peuvent s'appuyer sur le suivi d'évolution des paramètres caractéristiques du système étudié. La comparaison des paramètres mesurés représentant le fonctionnement du système et des paramètres calculés par les modèles (ou des paramètres estimés) permet la détection ainsi que l'identification de la défaillance susceptible de se produire. Ces techniques supposent la connaissance de la plage de variation de ces modèles et de leurs paramètres selon les conditions de fonctionnement du système [100]. Ces techniques peuvent être classées en trois catégories citées ci après.

### 1.6.2.1 Techniques à base de l'estimation d'état

Ces méthodes utilisent les observateurs pour la reconstruction de l'état du système en connaissant son modèle mathématique. Généralement, les observateurs sont utilisés dans les systèmes du contrôle pour réduire l'incohérence entre les résultats des systèmes modélisés et ceux issus des mesures sur systèmes réels. Cette incohérence est causée par des erreurs de bruit ou de modèle. Ces observateurs peuvent être utilisés pour le diagnostic et la détection des défauts si les paramètres du processus sont connus et les défauts peuvent être modélisés comme des changements de variables d'état du système surveillé. La figure (1.9) représente le schéma de principe de l'estimation d'état à partir des grandeurs mesurées [101] [102]. De nombreux chercheurs ont concentré leur attention sur l'utilisation d'un observateur pour la détection des défauts. Les cassures de barres provoquent une augmentation dans la résistance rotorique apparente. En se basant sur

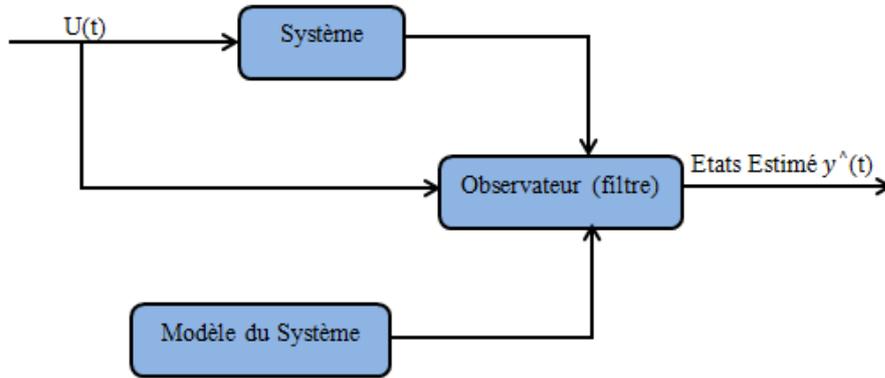


Fig 1.9: Principe de l'estimation d'état.

cette hypothèse, [103] [104] ont utilisé le filtre de Kalman étendu pour estimer la résistance rotorique en boucle ouverte laquelle est comparée à sa valeur nominale pour détecter les ruptures de barres. Dans l'article [105], l'observateur à mode glissant est utilisé pour la détection en ligne du défaut de cassure de barres rotoriques.

### 1.6.2.2 Technique de génération des résidus

Le principe de la détection de défauts utilisant les observateurs est basé sur la génération des signaux résiduels qui sont sensibles à une erreur. Ces signaux résiduels sont utilisés comme indicateurs d'occurrence de défaut. Généralement, les résidus sont la différence entre les sorties mesurées et celles estimées par l'observateur (1.10). A l'état sain, c'est-à-dire sans incertitudes, sans perturbations, sans dynamique non modélisée, les résidus sont proches de zéro et deviennent rapidement non nuls lorsque le défaut prend naissance [106]. Dans les recherches de [107] [108], les auteurs ont utilisé la vitesse résiduelle du

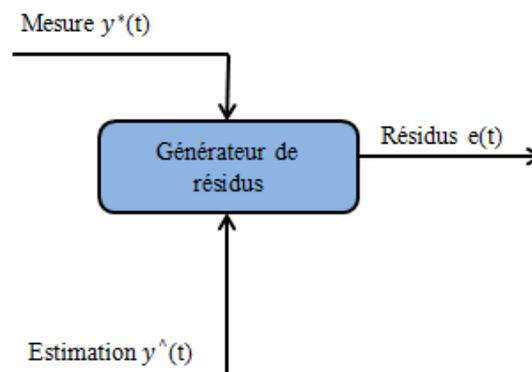


Fig 1.10: Génération des résidus.

rotor, pour la détection rapide de défauts. Cela a donné de bons résultats. D'autre part,

la stratégie susmentionnée peut utiliser le courant résiduel du stator, comme proposé dans certaines études [109] [110]. En outre, une étude de [111] a proposé une technique permettant de détecter les défauts en fonction du courant et de la vitesse des résidus à l'aide de l'observateur MRAS (model reference adaptive system).

### 1.6.2.3 Techniques d'identification

L'identification est la détermination à partir de la connaissance des signaux de entrées et de sorties d'un modèle mathématique appartenant à une classe donnée pour lequel les comportements dynamiques ou statiques sont équivalents à ceux du processus au sens d'un critère donné dans la figure (1.11) [112]. Le processus de diagnostic peut donc se faire suivant les étapes suivantes :

- ★ Choix d'un modèle mathématique.
- ★ Choix des signaux d'entrée et de sortie.
- ★ Critère de similitude entre le modèle et le processus.

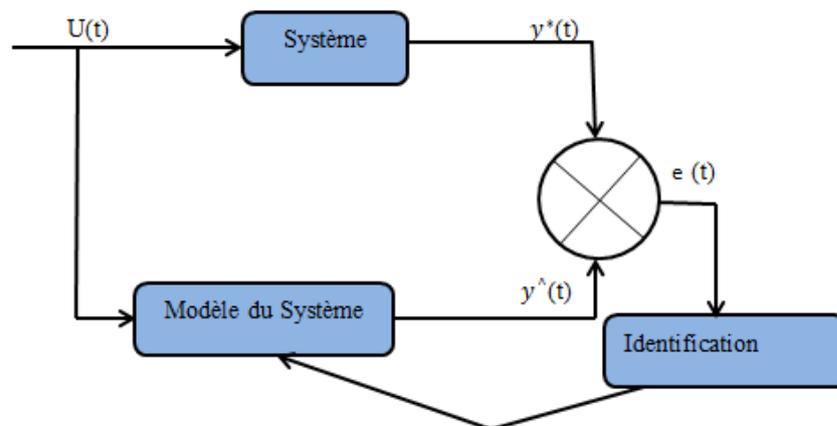


Fig 1.11: Principe des techniques d'identification.

## 1.7 Conclusion

Ce chapitre est consacré à une présentation de l'état de l'art des techniques de surveillance de l'état des machines à induction et de détection des défauts. En tenant compte des avantages et des inconvénients de chaque technique décrite dans des environnements stationnaires, les techniques paramétriques semblent être les approches les plus appropriées pour la surveillance de l'état des machines à induction à l'aide du courant du stator. Une

modélisation basée sur l'approche de la fonction d'enroulement est étudiée et discutée dans le chapitre suivant, pour la mise en oeuvre des modèles triphasés de la machine asynchrone dédiée au diagnostic et détection des défauts de rupture de barres rotoriques et d'excentricités.

## 2.1 Introduction

**D**ans le but de dimensionnement, de la commande ou le diagnostic de la machine asynchrone, de nombreuses recherches ont fait l'objet d'établir des modèles et des outils de simulation, dont chaque modèle est approprié à un domaine plus que les autres. Ces modèles et outils sont souvent spécifiques à une machine bien déterminée. Le modèle le plus largement utilisé pour l'analyse des moteurs à induction symétriques est le célèbre modèle d-q [113]. Ce modèle est basé sur l'hypothèse d'une distribution sinusoïdale des enroulements dans le rotor et le stator, de sorte qu'il est impossible d'analyser directement le fonctionnement du moteur avec une distribution arbitraire des enroulements. Cependant, il est possible d'appliquer le modèle d-q pour l'analyse des modes asymétriques, en modifiant les paramètres de manière appropriée, afin d'analyser le fonctionnement de la machine avec une barre de rotor cassée, des défauts d'excentricité statique et dynamique du rotor [114]. Cependant, les résultats obtenus de cette façon montrent des écarts significatifs par rapport aux résultats expérimentaux. Le second modèle qui permet l'analyse dynamique du moteur à induction est légèrement plus ancien et repose sur le principe des circuits électriques mutuellement couplés. Il permet l'analyse du moteur en prenant en compte toutes les harmoniques d'espace de la FMM dans la machine, sur la base des harmoniques. Ce modèle est aussi destiné principalement à l'analyse des moteurs à enroulements symétriques sur le stator et le rotor [115]. Le modèle qui permet

l'analyse de la machine générale avec  $m$  circuits statoriques (pas d'enroulements) et  $n$  barres rotoriques et permet l'analyse dynamique des régimes transitoires de la machine à induction avec toute configuration d'enroulements sur le stator et le rotor, ainsi qu'avec tout profil d'entrefer, est présenté dans [116]. Ce modèle est basé sur le modèle de circuit à couplage multiple, mais avec une différence distincte. Cette différence est l'utilisation de la théorie de la fonction de l'enroulement qui nous permet de prise en compte simultanément toutes les harmoniques d'espace des FMM dans la machine. Cela signifie que la distribution exacte des enroulements et la distribution exacte des FMM par étapes peuvent être prises en compte. Dans ce chapitre, le modèle susmentionné est présenté avec quelques modifications afin d'obtenir une image plus réelle de la machine. Tout d'abord, les barres de rotor inclinées sont incluses dans le modèle.

## 2.2 Modèle multi-enroulements de la machine

La figure (2.1) représente le rotor d'une machine asynchrone à cage assimilé à un enroulement polyphasé là où chaque maille est constituée de deux barres adjacentes et de deux portions d'anneau de court-circuit. Le circuit statorique est composé d'un enroulement triphasé qui peut être placé dans les encouches statoriques selon différentes manières définissant ainsi le type de bobinage adopté [116],[117]. Partant de cette structure, il serait possible d'établir les équations générales régissant le fonctionnement en se basant sur des hypothèses simplificatrices dont les plus importantes sont :

- ★ pas de saturation dans le circuit magnétique,
- ★ hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- ★ pas de phénomène de l'effet de peau,
- ★ la perméabilité du fer est supposée infinie,
- ★ l'effet de l'encoche dans le calcul de la perméance de l'entrefer est négligé.

### 2.2.1 Equations des tensions

La figure (2.2) présente une section d'un circuit électrique équivalent de la partie de la maille rotorique, où les barres rotoriques et les segments des anneaux de court-circuit sont représentés par leurs résistances et inductances de fuite correspondantes. En se référant à cette illustration, les équations pour les tensions des trois phases statoriques et des  $(N_b+1)$

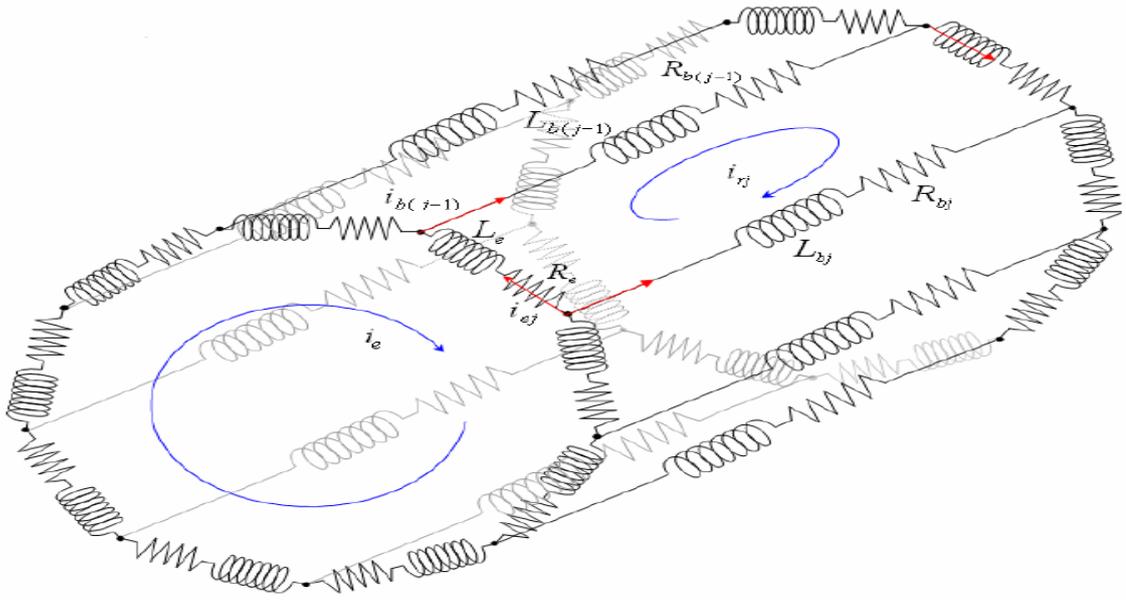


Fig 2.1: Circuit équivalent de la cage du rotor.

mailles rotoriques seront les suivantes :

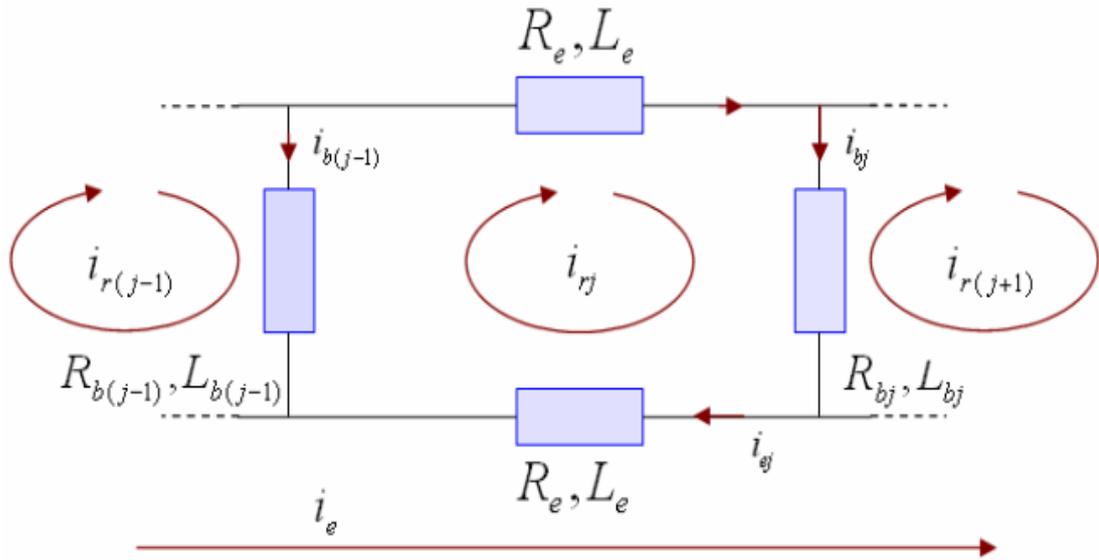


Fig 2.2: Circuit électrique équivalent de la maille rotorique.

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

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \left[ \frac{d\Psi_r}{dt} \right] \quad (2.2)$$

Où  $[\Psi_s]$  et  $[\Psi_r]$  représentent les vecteurs englobant les flux totaux à travers les enroulements statoriques et rotoriques respectivement, et  $[I_s]$  et  $[I_r]$  sont les vecteurs de courant correspondants, avec :

$$[\Psi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [L_{sr}] \cdot [I_r] \quad (2.3)$$

$$[\Psi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [L_{rs}] \cdot [I_s] \quad (2.4)$$

$$[V_s] = [V_{sA} \quad V_{sB} \quad V_{sC}] \quad (2.5)$$

$$[V_r] = [V_{r1} \quad V_{r2} \dots \quad V_{rNb} \quad V_{re}]^T \quad (2.6)$$

$$[I_s] = [i_{sA} \quad i_{sB} \quad i_{sC}]^T \quad (2.7)$$

$$[I_r] = [i_{r1} \quad i_{r2} \dots \quad i_{rNb} \quad i_{re}]^T \quad (2.8)$$

Les courants  $i_{rj}$  et  $i_{re}$  représentent respectivement les courants de la  $j^{\text{ème}}$  maille rotorique et de l'anneau de court-circuit. Les tensions  $v_{rj}$  et  $v_{re}$  sont les tensions correspondantes, avec la particularité que, pour un rotor à cage (c'est-à-dire des mailles court-circuitées),  $v_{re}=0$  et  $v_{rj}=0$ ,  $j \ 1,2 \dots N_b$ .

Les matrices des résistances sont de nature symétrique.  $[R_s]$  est une matrice de dimensions 3x3, tandis que  $[R_r]$  est une matrice comportant  $(N_b + 1) \times (N_b + 1)$  éléments qui peuvent être calculés en utilisant les lois relatives aux circuits électriques. Dans cette situation particulière :

$$[R_s] = r_s \cdot [I] \quad (2.9)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_c & -R_{r1} & 0 & \dots & -R_{rNb} & \vdots & -R_e \\ \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & -R_{r(j-1)} & R_d & -R_{rj} & 0 & \vdots & \vdots \\ \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -R_{rNb} & 0 & \dots & \dots & R_f & \vdots & -R_e \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -R_e & \dots & \dots & \dots & -R_e & \ddots & R_e N_b \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Tel que :

$$R_c = R_{r1} + R_{rNb} + 2R_e.$$

$$R_d = R_{rj} + R_{r(j-1)} + 2R_e.$$

$$R_f = R_{rNb} + R_{r(N_b-1)} + 2R_e.$$

Avec :  $[I]$  la matrice identité,  $r_s$  la résistance d'une phase statorique,  $R_{rj}$  la résistance d'une  $j^{\text{ème}}$  barre rotorique et  $R_e$  la résistance d'un segment d'anneau de court-circuit.

Comme indiqué dans les équations (2.11) et (2.12), les matrices d'inductances statoriques et rotoriques sont toutes les deux des matrices de taille  $3 \times 3$  et  $(N_b+1) \times (N_b+1)$  respectivement. Elles sont exprimées de manière diagonale en utilisant les inductances propres de chaque enroulement, tandis que les éléments hors de la diagonale représentent les inductances mutuelles entre les enroulements (que ce soit les phases statoriques ou les mailles rotoriques). Vous pouvez trouver les expressions détaillées de chaque élément de ces matrices dans [118] [119].

$$[L_{ss}] = \begin{pmatrix} L_A & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_B & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_C \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_k & L_{r1r2} - L_b & \dots & L_{r1r(N_b-1)} & L_{r1rN_b} - L_b & \vdots & -L_e \\ L_{r2r1} - L_b & L_K & \dots & L_{r2r(N_b-1)} & L_{r2rN_b} & \vdots & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{r(N_b-1)r1} & L_{r(N_b-1)r2} & \dots & L_k & L_{r(N_b-1)rN_b} - L_b & \vdots & -L_e \\ L_{rN_b r1} - L_b & L_{rN_b r2} & \dots & L_{rN_b r(N_b-1)} - L_b & L_K & \vdots & -L_e \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -L_e & -L_e & -L_e & -L_e & -L_e & \vdots & L_e N_b \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

avec  $L_K = L_{mr} + 2(L_b + L_e)$ .

En ce qui concerne la matrice  $[L_{sr}]$ , elle est composée de  $3 \times (N_b+1)$  éléments qui représentent les inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques. La matrice  $[L_{sr}]$  est définie comme suit :

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{Ar1} & L_{Ar2} & \dots & L_{Ar(N_b-1)} & L_{ArN_b} & 0 \\ L_{Br1} & L_{Br2} & \dots & L_{Br(N_b-1)} & L_{BrN_b} & 0 \\ L_{Cr1} & L_{Cr2} & \dots & L_{Cr(N_b-1)} & L_{CrN_b} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Où  $[L_{Arj}]$  représente l'inductance mutuelle entre la phase statorique A et la  $j^{\text{ème}}$  maille rotorique, la matrice  $[L_{rs}]$  est une matrice  $(N_b+1) \times 3$  obtenue de la même manière en remplaçant les éléments  $[L_{Arj}]$  par les inductances mutuelles  $[L_{rjA}]$ , de manière similaire pour les phases B et C. Les inductances mutuelles entre chaque phase statorique et l'anneau de court-circuit sont négligées car elles peuvent être assimilées à des bobines ayant des

axes perpendiculaires.

En combinant les équations (2.1) et (2.2) dans une seule équation sous forme matricielle, nous obtenons :

$$[V] = [R].[I] + \left[ \frac{d([L].[I])}{dt} \right] \quad (2.14)$$

ce qui donne

$$[V] = [R].[I] + [I].\frac{d\theta_r}{dt}.\frac{d[L]}{d\theta_r} + [L].\frac{d[I]}{dt} \quad (2.15)$$

$$[V] = [R].[I] + [I].\Omega_r.\frac{dL}{d\theta_r} + [L].\frac{d[I]}{dt} \quad (2.16)$$

tel que :

$$[V] = \begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$[U] = [V_{sA} \quad V_{sB} \quad V_{sC} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 0]^T \quad (2.18)$$

$$[I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$[I] = [i_{sA} \quad i_{sB} \quad i_{sC} \quad i_{r1} \quad i_{r2} \quad \dots \quad i_{rN_b} \quad i_{re}] \quad (2.20)$$

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s] & 0 \\ 0 & [R_r] \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$[R] = \begin{bmatrix} r_{sA} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & r_{sB} & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{sC} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r & -r_b & 0 & \dots & -r_b & r_e \\ 0 & 0 & 0 & -r_b & r_r & -r_b & \dots & 0 & r_e \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -r_b & r_r & \dots & 0 & r_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & -r_b & 0 & 0 & \dots & r_r & r_e \\ 0 & 0 & 0 & r_e & r_e & r_e & \dots & r_e & N_b.r_e \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Par ailleurs

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

En général,

$$[L] = \begin{bmatrix} L_A & L_{AB} & L_{AC} & L_{Ar1} & L_{Ar2} & \dots & L_{ArN_b} & L_{Are} \\ L_{BA} & L_B & L_{BC} & L_{Ar1} & L_{Br2} & \dots & L_{BrN_b} & L_{Bre} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_C & L_{Ar1} & L_{Cr2} & \dots & L_{CrN_b} & L_{Cre} \\ L_{r1A} & L_{r1B} & L_{r1C} & L_{r1} & L_{r1r2} & \dots & L_{r1rN_b} & L_{r1re} \\ L_{r2A} & L_{r2B} & L_{r2C} & L_{r2r1} & L_{r2} & \dots & L_{r2rN_b} & L_{r2re} \\ L_{r3A} & L_{r3B} & L_{r3C} & L_{r3r1} & L_{r3r1} & \dots & L_{r3rN_b} & L_{r3re} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ L_{rN_bA} & L_{rN_bB} & L_{rN_bC} & L_{rN_br1} & L_{rN_br2} & \dots & L_{rN_b} & L_{rN_bre} \\ L_{reA} & L_{reB} & L_{reC} & L_{rer1} & L_{rer2} & \dots & L_{rerN_b} & N_b \cdot L_{re} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Les détails concernant les composants de la matrice  $[L]$  peuvent être extraits des équations (2.11), (2.12) et (2.13).  $\theta_r$  est la position angulaire du rotor, mesurée par rapport à une référence de phase fixe par rapport au stator, et  $\Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  représente la vitesse mécanique de l'arbre de la machine.

Dans le cas d'un couplage étoile avec neutre connecté, tel qu'illustré dans la figure 2.3, le système doit être réorganisé de manière à garantir que la somme des courants de phase est nulle. Plutôt que de considérer les tensions simples dans le système d'état, nous écrivons les équations relatives aux tensions composées, qui demeurent inchangées quel que soit le couplage [116],[117]. Cela peut être accompli en suivant la méthode suivante :

- ★ Effectuer la soustraction des éléments de la deuxième ligne par rapport à ceux de la première ligne des matrices  $[U]$ ,  $[R]$ ,  $[L]$ .
- ★ Procéder à la soustraction des éléments de la troisième ligne par rapport à ceux de la deuxième ligne des matrices  $[U]$ ,  $[R]$ ,  $[L]$ .
- ★ Mettre la troisième ligne de la matrice colonne  $[U]$  à zéro.
- ★ Attribuer la valeur 1 aux éléments des première à troisième colonnes de la troisième ligne des matrices  $[R]$  et  $[L]$ , tandis que les autres éléments reçoivent la valeur 0.

## 2.2.2 Equation mécanique

L'équation de base du système de charge du moteur dépend des couples de charge qui dépendent du trajet ou de la position prise par la charge pendant le mouvement. Les

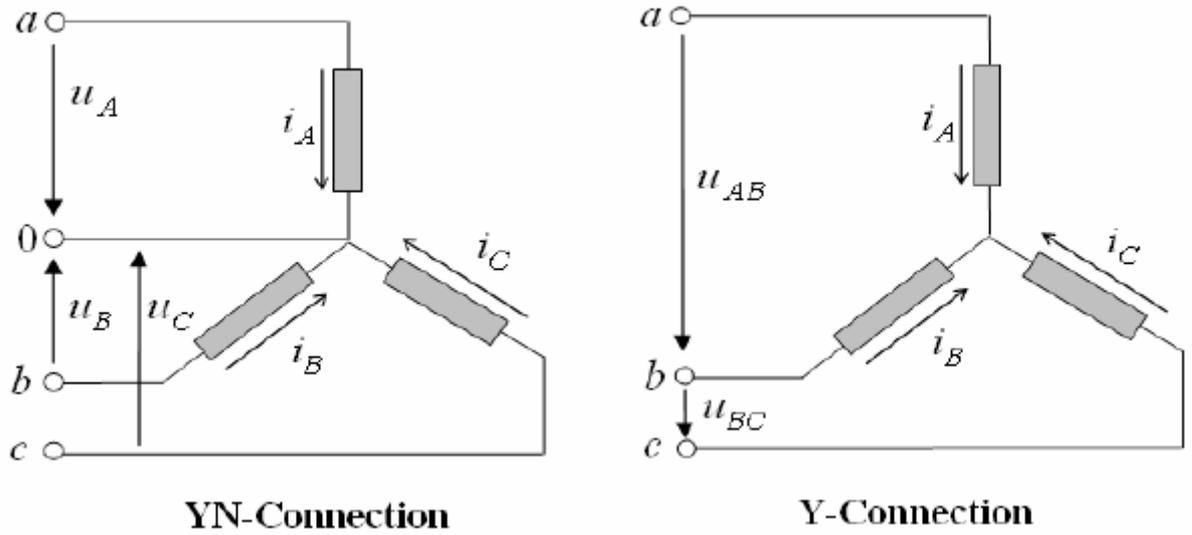


Fig 2.3: Couplage étoile avec neutre connecté (gauche) at avec neutre libre (droite) .

couples qui sont pris en compte sont le moment d'inertie, le frottement visqueux et le couple de charge de la machine. Afin d'avoir la vitesse de rotation  $\Omega_r$ , les équations mécaniques de la position mécanique  $\theta_r$  du rotor et le couple électromagnétique  $C_{em}$  s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - f_v \cdot \Omega_r - C_r \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \Omega_r \end{cases} \quad (2.25)$$

Où  $J$  le moment d'inertie,  $f_v$  le frottement visqueux,  $C_r$  le couple de résistance, et  $C_{em}$  le couple électromagnétique produit par la machine est obtenu par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I]^T \frac{d[L]}{d\theta_r} [I] \quad (2.26)$$

Où

$$[I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

### 2.2.3 Modèle mathématique

A partir des équations des tensions précitées, on peut avoir le système d'équations électriques de la machine.

$$\begin{bmatrix} \overbrace{[L_s] \quad [L_{sr}]}^{[L]} \\ \overbrace{[L_{rs}] \quad [L_r]}^{[L]} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \overbrace{[I_s]}^{[I]} \\ \overbrace{[I_r]}^{[I]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overbrace{[U_s]}^{[U]} \\ \overbrace{[U_r]}^{[U]} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \overbrace{[R_s] \quad \Omega_r \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r}}^{[R(\theta_r)]} \\ \overbrace{\Omega_r \frac{d[L_{rs}]}{d\theta_r} \quad [R_r]}^{[R(\theta_r)]} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overbrace{[I_s]}^{[I]} \\ \overbrace{[I_r]}^{[I]} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Le système d'équations différentielle de la machine constitue les équations électriques et mécaniques représentées sous la forme suivante [120] :

$$\begin{bmatrix} [U] \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ([R] + \Omega_r \frac{d[L]}{d\theta_r}) & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} \cdot [I]^T \frac{d[L]}{d\theta_r} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\dot{I}] \\ \dot{\Omega}_r \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

## 2.3 Modélisation des défauts

### 2.3.1 Cassure de barres

Le modèle du circuit à couplage multiple qui traite les courants dans chaque boucle du rotor comme une variable indépendante est le modèle le plus approprié pour l'analyse de la machine en question. variable indépendante est le modèle le plus approprié pour l'analyse de la machine dans ce régime défectueux. La façon la plus évidente de modéliser un moteur à induction à rotor en cage avec barres de rotor cassées, en utilisant le modèle du circuit à couplage multiple, ainsi que l'approche de la fonction d'enroulement, est l'approximation selon laquelle la résistance de la ou des barres de rotor défectueuses est plus élevée que la résistance des autres barres. De cette façon, il n'est pas nécessaire d'apporter des modifications supplémentaires au modèle du moteur sain. Cette approche peut être utilisée pour n'importe quel nombre de barres de rotor cassées, quelle que soit leur position relative. [121] [122]

Une autre approche consiste à prendre une image réelle de la machine en cas de barre de rotor cassée, c'est-à-dire à considérer le fait que maintenant, dans la cage du rotor, il existe une boucle de rotor qui est deux fois plus large que les autres, ce qui nécessite de recalculer

les inductances propres et mutuelles par rapport à la machine saine. Cette approche est valable. Cependant, elle prend plus de temps et, enfin, il n'y a pas de différence significative entre les résultats obtenus dans l'une ou l'autre des méthodes.

## 2.3.2 Excentricité

### 2.3.2.1 Excentricité statique

L'excentricité statique est le cas où la longueur de l'entrefer n'est pas uniforme autour du rotor, comme le montre la figure 2.4. En gardant cela à l'esprit, toutes les inductances de la machine peuvent être calculées en utilisant certaines des techniques numériques d'intégration de l'expression 2.31, pour une géométrie de machine et des détails d'enroulement connus.

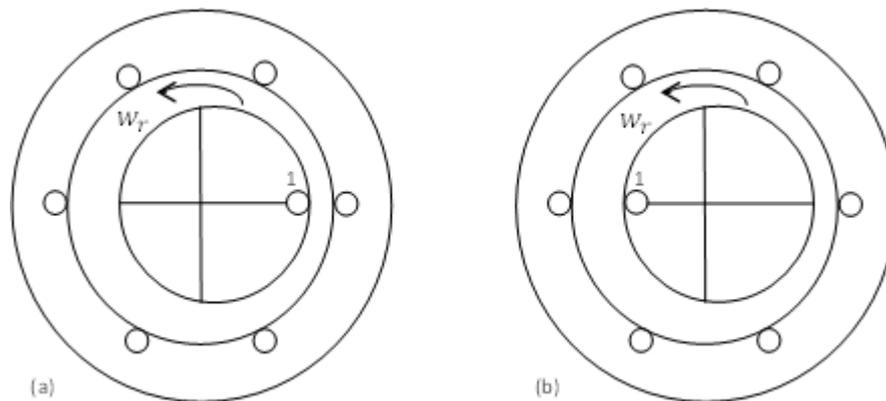


Fig 2.4: Position de la barre du rotor dans une machine à excentricité statique : (a) position initiale et (b) position après un demi-tour de rotor.

### 2.3.2.2 Excentricité dynamique

L'excentricité dynamique est un autre régime de fonctionnement défectueux de la machine à induction [123] [124]. Dans ce cas, la position du minimum de la longueur de l'entrefer se déplace en même temps que le rotor, comme le montre la figure 2.5. Toutes les inductances de la machine peuvent également être calculées dans ce cas en utilisant l'expression (2.31), en gardant à l'esprit que la fonction inverse de l'entrefer se déplace avec le rotor.

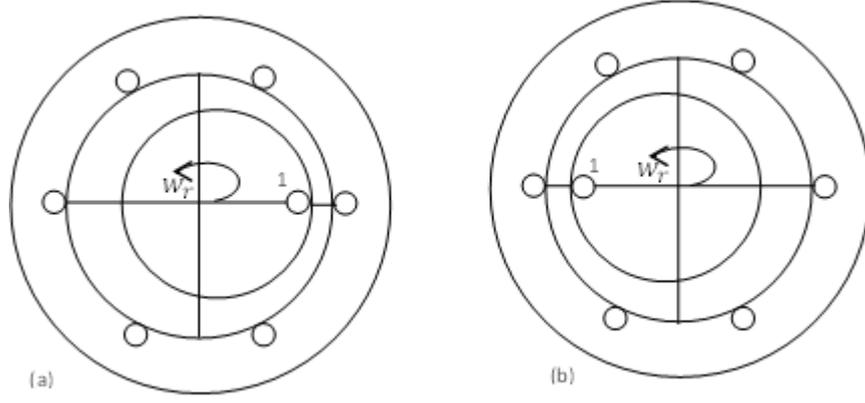


Fig 2.5: Position de la barre du rotor dans une machine à excentricité dynamique : (a) position initiale et (b) position après un demi-tour de rotor.

### 2.3.2.3 Modélisation avec excentricité de l'entrefer

L'excentricité de l'entrefer est l'une des principales conditions de défaillance d'une machine à induction. L'excentricité de l'entrefer est reconnue comme étant de nature statique ou dynamique, et cette distinction dépend des propriétés temporelles de l'entrefer. Nous présentons ici la manière de modéliser ces régimes de défaut en utilisant un modèle de circuit couplé multiple ainsi que l'approche de la fonction d'enroulement. Afin de calculer les inductances de tous les enroulements de la machine en présence d'une excentricité statique ou dynamique, il convient d'utiliser la fonction d'enroulement modifiée, comme indiqué dans [125]-[128]. L'effet de l'excentricité du rotor est pris en compte dans le processus de modélisation en attribuant une variation sinusoïdale à l'épaisseur de l'entrefer, couramment désignée sous le nom de fonction d'entrefer. Cette variation est influencée à la fois par la nature du déplacement de l'axe de symétrie du rotor et par sa position relative par rapport à la direction de déplacement [129]. C'est ainsi que cela se manifeste.

$$g(\varphi, z, \theta_r) = g_0 \cdot [1 - \delta_s(z) \cdot \cos(\varphi) - \delta_d(z) \cdot \cos(\varphi - \theta_r)] \quad (2.31)$$

Cela peut être exprimé différemment de la manière suivante :

$$g(\varphi, z, \theta_r) = g_0 \cdot [1 - \delta(z) \cdot \cos(\varphi - \rho(\theta_r))] \quad (2.32)$$

avec

$$\delta(z) = \sqrt{\delta_s(z)^2 + \delta_d + 2\delta_s(z)\delta_d \cdot \cos(\rho(\theta_r))} \quad (2.33)$$

et

$$\rho(\theta_r) = \arctan\left(\frac{\delta_d(z) \sin(\theta_r)}{\delta_s(z) + \delta_d(z) \cos(\theta_r)}\right) \quad (2.34)$$

Comme nous le verrons plus tard, l'expression (2.57) ne joue pas un rôle direct dans le calcul du flux et, par conséquent, de l'inductance. Son inverse, qui définit en grande partie la perméance de l'entrefer, sera nécessaire. Une contrainte quant à la résolution analytique des intégrales nécessite l'utilisation d'un développement approprié pour atteindre cet objectif. À cette fin, en cas d'excentricité radiale, la fonction inverse de l'entrefer peut être approximée par  $p$  harmoniques relatifs à son développement en série de Fourier. [128] Cela se présente comme suit :

$$\begin{cases} g^{-1}(\varphi, \theta_r) = P_0 + \sum_{k=1}^p P_k \cdot \cos[K \cdot \{\varphi - \rho(\theta_r)\}] \\ P_0 = \langle g^{-1} \rangle = \left[ \frac{1}{g_0 \sqrt{1-\delta^2}} \right], P_k = 2 \cdot P_0 \cdot \left[ \frac{1-\sqrt{1-\delta^2}}{1} \right] \text{ et } K = 1, 2..P \end{cases} \quad (2.35)$$

## 2.4 Approche de la fonction d'enroulement

La théorie de la fonction d'enroulement remonte à [130]. Contrairement au modèle classique d-q, cette théorie peut prendre en compte tous les harmoniques d'espace de la FMM de l'enroulement dans les machines avec un entrefer petit et uniforme.

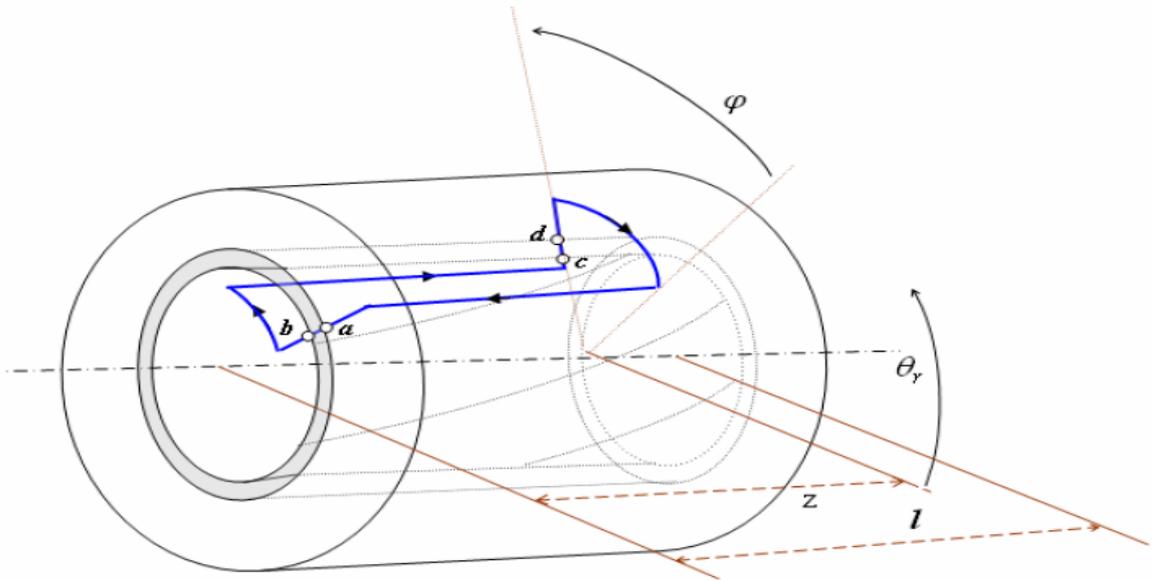


Fig 2.6: Machine asynchrone élémentaire [131]

Pour formuler le problème, nous nous référons à la machine asynchrone élémentaire illustrée

dans la figure (2.6). Cette machine est constituée de deux masses cylindriques séparées par un entrefer. L'une de ces masses est creuse et représente le stator, tandis que l'autre représente le rotor. Nous définissons un contour arbitraire, abcd, en référence à une phase fixée sur le stator, à une référence axiale le long de l'arbre de la machine et à la position  $\theta_r$  du rotor. Lorsque le rotor est en position  $\theta_r$ , les points a et b sont situés à  $\varphi_0 = 0$  et  $z_0 = 0$ , tandis que les points c et d correspondent à des positions différentes. Les positions c et d. a et d se trouvent sur la surface interne du stator, tandis que les positions b et c se situent sur la surface externe du rotor [129]. Pour obtenir l'expression de la fonction d'enroulement modifiée, nous suivons les mêmes étapes que celles décrites dans [132], mais cette fois-ci, nous prenons en compte la dimension axiale.

Conformément au théorème de Gauss, nous avons :

$$\oint_S B \cdot dS = 0 \quad (2.36)$$

Cela implique que l'intégrale de la densité de flux magnétique sur une surface fermée est égale à zéro.

Considérons la surface S d'un volume cylindrique mesurée par rapport au rayon moyen de l'entrefer. L'expression (2.36) peut être formulée en fonction de l'intensité du champ magnétique H comme suit :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^l \mu_0 H(\varphi, z, \theta_r) r dz d\varphi = 0 \quad (2.37)$$

Étant donné que  $H = F/g$ , où g est la fonction d'entrefer définie en tout point de coordonnées  $(\varphi, z)$ , l'équation (2.37) se transforme en :

$$\mu_0 r \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{F(\varphi, z, \theta_r)}{g(\varphi, z, \theta_r)} dz d\varphi = 0 \quad (2.38)$$

D'un autre côté, en accord avec la loi d'Ampère, nous avons :

$$\oint_{abcd} H(\varphi, z, \theta_r) \cdot dl = \int_{\Omega} J \cdot dS \quad (2.39)$$

$\Omega$  représente la surface enfermée par le contour abcd. Cette expression peut être réécrite en fonction du nombre de tours enfermés par le contour objet et traversés par un même

courant  $i$  . Donc, dans ce cas :

$$\oint_{ab\bar{c}d\bar{a}} H(\varphi, z, \theta_r) . dl = \int_{\Omega} n(\varphi, z, \theta_r) i \quad (2.40)$$

La fonction liée au nombre de tours, notée  $n(\varphi, z, \theta_r)$ , est désignée sous le nom de fonction de distribution ou fonction spatiale des tours. Dans le contexte des machines électriques, elle est généralement associée à une bobine élémentaire ou à un enroulement composé de plusieurs bobines. En ce qui concerne les forces magnétomotrices (FMM), l'équation (2.40) peut être formulée de la manière suivante :

$$F_{ab}(0, 0, \theta_r) + F_{bc} + F_{cd}(\varphi, z, \theta_r) + F_{da} = n(\varphi, z, \theta_r) i. \quad (2.41)$$

Puisque les parties en fer sont considérées comme ayant une perméabilité infinie, nous pouvons supposer que  $F_{bc}$  et  $F_{da}$  sont nulles. Par conséquent, l'équation (2.41) peut être reformulée comme suit :

$$F_{ab}(0, 0, \theta_r) + F_{cd}(\varphi, z, \theta_r) = n(\varphi, z, \theta_r) i. \quad (2.42)$$

En divisant les deux membres de l'équation (2.42) par la fonction d'entrefer  $g$  , puis en intégrant la nouvelle expression de  $(\varphi, z) = (0, 0)$  à  $2\pi l$ , nous obtenons :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{F_{ab}(0, 0, \theta_r)}{g(\varphi, z, \theta_r)} dz d\varphi + \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{F_{cd}(\varphi, z, \theta_r)}{g(\varphi, z, \theta_r)} dz d\varphi = \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{n(\varphi, z, \theta_r) i}{g(\varphi, z, \theta_r)} dz d\varphi \quad (2.43)$$

En prenant en compte l'équation (2.38), (2.43) se simplifie en l'expression suivante :

$$F(0, 0, \theta_r) \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{1}{g(\varphi, z, \theta_r)} dz d\varphi = \int_0^{2\pi} \int_0^l \frac{n(\varphi, z, \theta_r) i}{g(\varphi, z, \theta_r)} dz d\varphi \quad (2.44)$$

Nous définissons la valeur moyenne de la fonction inverse de l'entrefer,  $\langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle$ , comme suit :

$$\langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[ \frac{1}{l} \int_0^l g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) dz \right] d\varphi \quad (2.45)$$

À partir des équations (2.44) et (2.45), il est possible de déduire l'expression de  $F(0, 0, \theta_r)$ .

En la remplaçant dans l'équation (2.42), nous obtenons :

$$F(\varphi, z, \theta_r) = n(\varphi, z, \theta_r) i - \frac{1}{2\pi l \langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^l n(\varphi, z, \theta_r) g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) i dz d\varphi \quad (2.46)$$

De cette manière, nous obtenons l'expression qui représente la forme étendue de la fonction d'enroulement modifiée en divisant les membres de l'équation (2.46) par le courant  $i$ .

$$N(\varphi, z, \theta_r) = n(\varphi, z, \theta_r) - \frac{1}{2\pi l \langle g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^l n(\varphi, z, \theta_r) g^{-1}(\varphi, z, \theta_r) dz d\varphi \quad (2.47)$$

Il est important de noter que cette expression ne présente aucune restriction en ce qui concerne l'uniformité axiale, notamment en ce qui concerne les inclinaisons des encoches ou l'excentricité axiale. Si nous négligeons toute asymétrie axiale, nous obtenons l'expression classique de la fonction d'enroulement modifiée [132]. De plus, il convient de souligner que le terme "fonction d'enroulement" était initialement utilisé lorsque cette fonction dépendait uniquement de l'enroulement correspondant. Cependant, dans le cas actuel, l'équation (2.47) montre clairement que l'épaisseur de l'entrefer joue un rôle aussi important que la fonction de distribution du bobinage.

## 2.5 Expression de l'inductance (Formalisme général)

Dans cette section, nous utilisons les désignations  $W_n$  et  $W_m$  pour représenter deux enroulements quelconques de la machine. Nous considérons la distribution  $F$  du champ magnétique dans l'entrefer résultant du courant  $i_{W_{ni}}$  traversant une bobine  $W_{ni}$ . Il est important de noter que le flux élémentaire correspondant dans l'entrefer est mesuré par rapport à un volume élémentaire de section  $ds = rd\theta$  et de l'épaisseur  $g$ , tel que :

$$d\phi = \mu_0 F g^{-1} ds \quad (2.48)$$

Le calcul du flux total se ramène donc à un calcul d'intégrale double. En effectuant le changement de variable  $x = r\varphi$  et  $x_r = r\theta_r$  tout devient comme si nous nous référons à un repère orthonormé d'axes X et Z, où il est possible d'envisager une représentation plane de la machine. Nous pensons que ce choix nous aidera à mieux concevoir et manipuler les intégrales de surface. Il est évident que, dans ce contexte,  $x$  représente clairement le déplacement linéaire le long de l'arc correspondant à l'ouverture angulaire  $\varphi$ . De même en ce qui concerne  $x_r$ .

En considérant que  $N$  représente la force magnétomotrice (FMM) par unité de courant,

l'expression du flux observé par les spires de la bobine  $W_{mj}$  à cause du courant circulant dans une autre bobine  $W_{ni}$  est la suivante :

$$\phi_{W_{ni}W_{mj}} = \mu_0 \int_0^{2\pi r} \int_0^l N_{W_{ni}}(x, z, x_r) n_{W_{mj}}(x, z, x_r) \cdot g^{-1}(x, z, x_r) i_{W_{ni}} dz dx \quad (2.49)$$

Si nous nous concentrons plus spécifiquement sur une maille rotorique  $r_j$  au lieu de la bobine  $W_{mj}$ , et si  $W_{ni}$  est l'une des bobines connectées en série à l'enroulement de la phase statorique A, contrairement à la situation où nous ignorons toute asymétrie axiale, en particulier du rotor, alors  $n_{rj}(x, z, x_r)$  sera défini en deux dimensions dans le plan délimité par les axes X et Z. Cette définition peut être formulée comme suit :

$$n_{rj}(x, z, x_r) = \begin{cases} W_{rj} = 1 & x_{1j} < x < x_{2j}, \quad z_{1j}(x) < z(x) < z_{2j}(x) \\ 0 & \text{pour l'intervalle restant} \end{cases} \quad (2.50)$$

En tenant compte de l'expression (2.50), la formule qui représente le flux perçu par la maille en raison du courant traversant la bobine  $w_{ni}$  se simplifie à :

$$\phi_{r_j w_{ni}} = \mu_0 \int_{x_{1j}}^{x_{2j}} \int_{z_{1j}(x)}^{z_{2j}(x)} N_{w_{ni}}(x, z, x_r) g^{-1}(x, z, x_r) i_{w_{ni}} dz dx \quad (2.51)$$

Dans la situation générale où  $w_{mj}$  et  $w_{ni}$  représentent deux bobines élémentaires appartenant à deux enroulements arbitraires,  $w_n$  comprenant  $q$  bobines et  $w_m$  comprenant  $p$  bobines, l'expression générale du flux total  $\psi_{w_n w_m}$  est obtenue en introduisant les fonctions d'enroulement et de distribution globales relatives aux enroulements  $w_n$  et  $w_m$  respectivement. Cette expression est calculée en intégrant sur toute la surface S située entre la surface interne du stator et la surface externe du rotor, en utilisant comme référence un rayon moyen  $r$ . Ainsi, nous avons :

$$\psi_{w_n w_m}(x_r) = \mu_0 \int_0^{2\pi r} \int_0^l N_{w_n}(x, z, x_r) n_{w_m}(x, z, x_r) \cdot g^{-1}(x, z, x_r) i_{w_n} dz dx \quad (2.52)$$

L'inductance mutuelle, qui représente le flux  $\psi_{w_n w_m}$  par unité de courant, aura donc l'expression suivante :

$$L_{w_n w_m}(x_r) = \mu_0 \int_0^{2\pi r} \int_0^l N_{w_n}(x, z, x_r) n_{w_m}(x, z, x_r) \cdot g^{-1}(x, z, x_r) i_{w_n} dz dx \quad (2.53)$$

Cela peut être exprimé en termes d'inductances mutuelles entre les bobines élémentaires.

$$L_{w_n w_m}(x_r) = \sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^p \pm L_{w_m j w_n i}(x_r) \quad (2.54)$$

Il convient de noter que le signe dans l'équation (2.54) dépend de la configuration de connexion des bobines, et que selon la position relative de chaque enroulement l'un par rapport à l'autre, il est nécessaire d'introduire les valeurs des éventuelles inductances de fuite dans l'expression générale de l'inductance mutuelle, en particulier lorsqu'il s'agit de calculer l'inductance propre.

Afin de développer des sous-routines pour le calcul des diverses inductances de la machine, il est envisageable de dériver une nouvelle expression qui pourrait être plus facile à convertir en un algorithme. À cette fin, posons  $P = g^{-1}(x, z, x_r)$ , où  $P$  représente la perméance de l'entrefer.

$$N_{w_n}(x, z, x_r) = n_{w_n}(x, z, x_r) - \frac{\langle P.n_{w_n} \rangle}{\langle P \rangle} \quad (2.55)$$

En prenant en considération  $P$ , l'expression de l'inductance mutuelle est alors formulée comme suit :

$$L_{w_m w_n}(x, z, x_r) = \mu_0 \int_0^{2\pi r} \int_0^l P.N_{w_n}(x, z, x_r)n_{w_m}(x, z, x_r)dzdx \quad (2.56)$$

En remplaçant la fonction d'enroulement par son expression définie dans (2.55), on aboutit à :

$$L_{w_m w_n}(x, z, x_r) = \mu_0 \int_0^{2\pi r} \int_0^l P.(n_{w_n}(x, z, x_r) - \frac{\langle P.n_{w_n} \rangle}{\langle P \rangle})n_{w_m}(x, z, x_r)dzdx \quad (2.57)$$

$$L_{w_m w_n}(x, z, x_r) = 2\pi r l \mu_0 \langle P.N_{w_n}.N_{w_m} \rangle - 2\pi r l \mu_0 \frac{\langle P.n_{w_n} \rangle \cdot \langle P.n_{w_m} \rangle}{\langle P \rangle} \quad (2.58)$$

Nous parvenons à l'expression (2.59), qui servira de fondement aux algorithmes adoptés.

$$L_{w_m w_n}(x, z, x_r) = 2\pi r l \mu_0 \left[ \left( \sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^p \langle P.n_{w_n i} n_{w_m j} \rangle \right) - \frac{\langle P.n_{w_n} \rangle \cdot \langle P.n_{w_m} \rangle}{\langle P \rangle} \right] \quad (2.59)$$

À partir de cette expression, il est notable que l'inductance mutuelle  $L_{w_m w_n}$  est effectivement équivalente à  $L_{w_n w_m}$  [128]. Une conclusion similaire peut être obtenue en extrayant les

expressions des inductances à partir de l'énergie magnétique impliquée [133]. Enfin, il est à noter que tous les calculs ont été réalisés en référence à un rayon moyen  $r$  de l'entrefer, en supposant que les variations du rayon de l'entrefer  $\mathfrak{R}$ , induites par des changements d'épaisseur  $g$ , sont négligeables par rapport au rayon lui-même, contrairement à la situation pour  $g$  et, par conséquent,  $P$ . Cela peut être formulé comme suit :

$$\frac{\mathfrak{R}(x, z, x_r)}{g(x, z, x_r)} = \frac{r \pm \Delta\mathfrak{R}(x, z, x_r)}{g_0 \pm \Delta g(x, z, x_r)} \approx \frac{r}{g_0 \pm \Delta g(x, z, x_r)} \quad (2.60)$$

## 2.6 Calacul des iductances

Même lorsque l'entrefer présente une non-uniformité, il est possible que toutes les inductances dépendent de la position rotorique. Cependant, l'inductance mutuelle entre une bobine d'une armature fixe et celle d'une armature mobile est d'un intérêt particulier, car elle reflète directement l'interaction magnétique entre les deux armatures. Par la suite, lors du calcul de l'inductance mutuelle entre la première phase statorique A et la  $j$ -ème maille rotorique dans le contexte d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil, en partant de l'équation (2.59), nous accordons une attention particulière au calcul de la moyenne  $\langle P.n_{Ai}.n_{rj} \rangle$ , où cette interaction est clairement exprimée à travers le produit  $n_{Ai}.n_{rj}$ . Il convient de noter que  $\sigma$  représente le nombre de bobines de la phase A statorique. Le résultat obtenu est le suivant :

$$L_{Arj}(x_r) = 2\pi r_0 l \mu_0 \cdot \left( \left( \sum_{i=1}^{\sigma} \langle P.n_{Ai}.n_{rj} \rangle \right) - \frac{\langle P.n_{Ai} \rangle \cdot \langle P.n_{rj} \rangle}{\langle P \rangle} \right) \quad (2.61)$$

Avec :

$$\langle P.n_{Ai}.n_{rj} \rangle = \frac{1}{2\pi \cdot r_0 l} \int_0^{2\pi r_0} \int_0^l n_{Ai}(x, z) \cdot n_{rj}(x, z, x_r) \cdot P(x, z, x_r) dz dx \quad (2.62)$$

Nous présentons ici une définition implicite de la fonction de distribution rotorique.

$$n_{rj}(x, z, x_r) = \begin{cases} 1 & M(x, z) \in D_{rj}(x_r) \\ 0 & \text{pour l'intervalle restant} \end{cases} \quad (2.63)$$

En d'autres termes, au lieu d'énoncer la fonction de distribution en termes de ses valeurs dans des intervalles spécifiques de  $x$  et  $z$ , il est approprié de la définir pour un ensemble de

points situés dans la zone spatiale délimitée par ces mêmes intervalles.

De la même manière, en ce qui concerne la fonction de distribution de la phase statorique A, celle-ci peut être définie de manière générale comme suit :

$$n_{A_i}(x, z) = \begin{cases} w_{A_i} & M(x, z) \in D_{A_i} \\ 0 & \text{pour l'intervalle restant} \end{cases} \quad (2.64)$$

et

$$n_A(x, z) = \sum_{i=1}^{\sigma} n_{A_i}(x, z) \quad (2.65)$$

En général,  $D$  représente une zone spatiale délimitée par les composants de la bobine en question. Cette zone doit être définie spécifiquement pour chaque situation, notamment lorsque l'on considère une maille rotorique par rapport à des barres inclinées ou non, ou encore lorsque des bobines statoriques sont placées dans des encoches inclinées ou droites. Étant donné que l'intégrale s'annule lorsque l'une des deux fonctions de distribution statorique ou rotorique est nulle, l'intégrale (2.62) peut être simplifiée comme suit :

$$\langle P.n_{A_i}.n_{r_j} \rangle = \frac{1}{2\pi.r_0.l} \int \int_{D_{c_i}} n_{A_i}(x, z).P(x, z, x_r) dz dx \quad (2.66)$$

En adoptant cette définition de la zone glissante,

$$D_{C_i}(x_r) = D_{A_i} \subset D_{r_j}(x_r) \quad (2.67)$$

Il s'agit de la zone partagée qui émerge de la projection d'une maille rotorique sur le champ engendré par la bobine statorique. En se concentrant sur les flux radiaux,  $D_{c_i}$  représente également l'aire de l'espace parcouru par un flux mutuel entre la maille rotorique  $j$  et la bobine statorique  $i$  de la phase A.

De la même manière, la moyenne  $\langle P.n_A \rangle$  peut être dérivée de la manière suivante :

$$\langle P.n_A \rangle = \frac{1}{2\pi r_0 l} \int \int_S n_A(x).P(x, z, x_r) dz dx = \sum_{i=1}^{\sigma} \left( \frac{1}{2\pi r_0 l} \int \int_{D_{A_i}} n_{A_i}(x, z).P(x, z, x_r) dz dx \right) \quad (2.68)$$

Résultant en :

$$\langle P.n_A \rangle = \sum_{i=1}^{\sigma} \langle P.n_{A_i} \rangle \quad (2.69)$$

En outre,

$$\langle P.n_{r_j} \rangle = \frac{1}{2\pi r_0 l} \int \int_S n_{r_j}(x, z, x_r). P(x, z, x_r) dz dx \quad (2.70)$$

De cette manière, nous parvenons à

$$\langle P.n_{r_j} \rangle = \frac{1}{2\pi r_0 l} \int \int_{D_{r_j}} P(x, z, x_r) dz dx \quad (2.71)$$

$D_{r_j}$  représente la surface d'une maille rotorique, c'est-à-dire la surface du rotor située entre deux barres rotoriques. Les expressions précédentes ne sont pas encore complètement prêtes. La détermination de la solution finale dépend de deux facteurs : la définition des zones d'intégration et de l'inverse de la fonction d'entrefer. Alors que le premier est lié à la topologie de la machine et à son enroulement, le deuxième peut également en dépendre, mais il reste principalement la seule indication de l'état de concentricité de l'arbre du rotor adopté dans de nombreux modèles dédiés au diagnostic.

## 2.7 Machine symétrique

Dans de nombreux ouvrages scientifiques consacrés à la modélisation pour le diagnostic, on retrouve fréquemment la mention d'une "machine symétrique" pour désigner une machine dotée d'un entrefer uniforme ( $P = 1/g_0$ ).

En faisant abstraction de l'influence de la perméance d'encoche, une répartition uniforme de l'entrefer est équivalente à un entrefer constant à tout moment et en toute position du rotor. Soit pour ces raisons.

$$\langle P.n_{A_i}.n_{r_j} \rangle = \frac{1}{2\pi r_0 g_0 l} \int \int_{D_{c_i}} n_{A_i}(x, z). dz dx \quad (2.72)$$

En outre, compte tenu du fait que  $\langle P \rangle$ ,  $\langle P.n_A \rangle$ , et  $\langle P.n_{r_j} \rangle$  sont maintenant des valeurs constantes, cela se traduit par :

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\langle P.n_A \rangle \cdot \langle P.n_{r_j} \rangle}{\langle P \rangle} \right) = 0 \quad (2.73)$$

Ainsi, on peut déduire l'expression suivante pour la dérivée de l'inductance mutuelle  $L_{A.r_j}$ . Cette grandeur joue un rôle direct dans le calcul du couple électromagnétique.

$$\frac{dL_{A.r_j}(x_r)}{d\theta_r} = r_0 \cdot \frac{dL_{A.r_j}(x_r)}{dx_r} = 2\pi r_0^2 l \mu_0 \cdot \sum_{i=1}^{\sigma} \frac{d\langle P.n_{A_i}.n_{r_j} \rangle}{dx_r} \quad (2.74)$$

À ce stade, il semble que toute évaluation de la fonction relative à l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor se résume au calcul de l'expression (2.72). Ce calcul varie en fonction de savoir si certains effets liés à la physique et à la géométrie de la machine sont pris en compte de manière individuelle ou conjointe.

## 2.8 Prise en compte de l'inclinaison des barres et des ouvertures d'encoches

Si l'on suppose que la bobine  $A_i$  possède  $w_{A_i}$  spires, la fonction de distribution correspondante peut être exprimée comme suit.

$$n_{A_i}(x) = \begin{cases} w_{A_i} & x_{1i} \leq x \leq x_{2i}, 0 \leq z \leq l \\ 0 & \text{à l'intervalle restant} \end{cases} \quad (2.75)$$

La fonction de distribution statorique est déterminée conformément à l'équation (2.75), tandis que celle de la boucle du rotor est associée à la détermination de la zone  $Dr_j$ .

$$D_{r_j}(x_r) = M(x, z) \in S / x_{1j}(x_r) < x < x_{2j}(x_r), z_{1j}(x) < z < z_{2j}(x) \quad (2.76)$$

Par la suite, les extrémités de la maille rotorique  $x_{1j}(x_r)$  et  $x_{2j}(x_r)$  qui dépendent clairement de la position rotorique, seront désignées par  $x_{1j}$  et  $x_{2j}$ , et nous exposons seulement les coordonnées spatiales dans les bornes d'intégration.

$$z_{1j}(x) = \begin{cases} 0 & x_{1j} \leq x \leq (x_{1j} + r_0 \cdot \lambda_r) \\ \frac{l}{r_0 \cdot \gamma} (x - x_{1j} - r_0 \cdot \lambda_r) & (x_{1j} + r_0 \cdot \lambda_r) \leq x \leq x_{2j} \end{cases} \quad (2.77)$$

$$z_{2j}(x) = \begin{cases} \frac{l}{r_0 \cdot \gamma} (x - x_{1j}) & x_{1j} \leq x \leq (x_{1j} + r_0 \cdot \lambda_r) \\ l & (x_{1j} + r_0 \cdot \gamma) \leq x \leq x_{2j} \end{cases} \quad (2.78)$$

La fonction de distribution statorique est définie conformément à l'équation (2.75). Celle de la boucle du rotor est définie à l'aide des équations (2.76), (2.77), (2.78) et (2.43). L'intégration de ces deux effets simultanément complique davantage la tâche. Cependant, dans des situations spécifiques où la complexité du modèle n'a pas d'incidence sur le temps de calcul, on peut l'accepter. Cependant, cette complexité limite la flexibilité du programme, le rendant difficilement adaptable à d'autres cas, tels que d'autres types de moteurs ou d'autres défauts. Par conséquent, il est judicieux de chercher toujours à simplifier les équations et les formules à la base de toute sous-routine. Dans cette optique, montrons que  $V_{D_{c_i}}(x_r)$  peut être calculé pour n'importe quelle position particulière du rotor en fonction d'un volume de référence que nous définissons comme suit : D'après la figure 2.7, la zone  $D_{c_i}$  résulte de la combinaison de quatre domaines élémentaires :  $S_0, S_1, S_2$  et  $S_3$ , de telle manière que  $D_{c_i} = S_0 + S_1 - S_2 - S_3$ . Par conséquent, nous pouvons exprimer cela de la manière suivante :

$$\begin{cases} \langle P.n_{A_i}.n_{r_j} \rangle = \frac{1}{2\pi.r_0.g_0.l} \int_{D_{c_i}} n_{A_i}(x).dzdx \\ = \frac{1}{2\pi.r_0.g_0.l} [\int_{S_0} n_{A_i}(x).dzdx + \int_{S_1} n_{A_i}(x).dzdx - \int_{S_2} n_{A_i}(x).dzdx - \int_{S_3} n_{A_i}(x).dzdx] \end{cases} \quad (2.79)$$

Ceci se traduit en fonction des limites d'intégrations.

$$\begin{cases} \langle P.n_{A_i}.n_{r_j} \rangle = \frac{-1}{2\pi.r_0.g_0.l} \cdot \\ \left[ \int_l^{z_0} \int_0^{(\bar{x}_r - x_0)} n_{A_i}(x).dzdx + \int_0^{z_1} \int_0^{(\bar{x}_r - x_1)} n_{A_i}(x).dzdx - \int_l^{z_2} \int_0^{(\bar{x}_r - x_2)} n_{A_i}(x).dzdx - \int_0^{z_3} \int_0^{(\bar{x}_r - x_3)} n_{A_i}(x).dzdx \right] \end{cases} \quad (2.80)$$

tel que

$$x_0 = 0, \quad x_1 = (\gamma + \lambda_r).r_0, \quad x_2 = \lambda_r.r_0, \quad x_3 = \gamma.r_0 \quad (2.81)$$

$$z_k = \frac{l - x_k}{tg\gamma} \quad \text{pour } k = 0, 2. \quad (2.82)$$

$$z_k = \frac{-x_k}{tg\gamma} \quad \text{pour } k = 1, 3. \quad (2.83)$$

et

$$\int \int_{S_i} n_{A_i}(x).dzdx = V.(\bar{x}_r, x_i) \quad \text{avec } i = 0, 1, 2, 3, 4. \quad (2.84)$$

Dans la figure 2.7,  $V$  n'est autre que l'intégrale par rapport à l'aire d'un triangle rectangle de côté  $(\bar{x}_r - y)$  et un angle égal à  $\gamma$ . Comme illustré dans la figure,  $S_1, S_2$  et  $S_3$  correspondent aux bases respectives de  $V(\bar{x}_r, \lambda_r.r_0), V(\bar{x}_r, \gamma.r_0), V(\bar{x}_r, (\lambda_r + \gamma).r_0)$ . Finalement, la valeur de  $V$  est obtenue après un calcul simple d'une intégrale double. Voici l'équation :

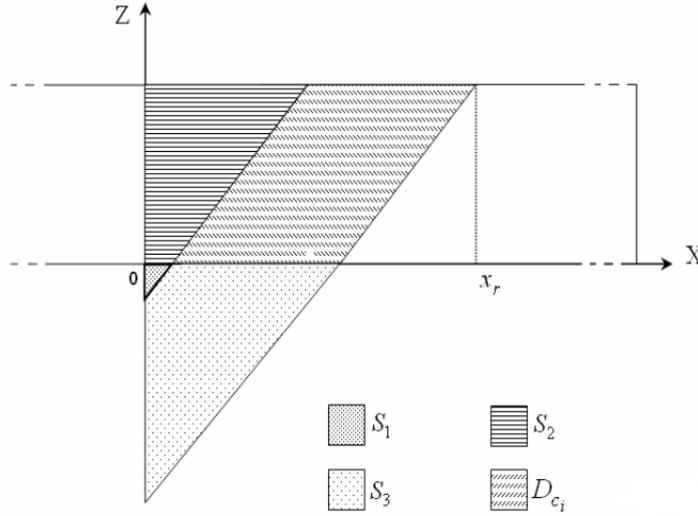


Fig 2.7: Génération de la base du volume de référence  $V$ .

$$V(\bar{x}_r, y) = \begin{cases} \frac{l.}{6.\gamma.\beta.r_0} . (\bar{x}_r - y)^3 & (\beta.r_0 + y)\bar{x}_r y \\ \frac{l.r_0}{2\gamma} . [(\bar{x}_r - y - \beta.r_0)^2 + \beta.(\bar{x}_r - y) - 1.5\beta^2], & \bar{x}_r(\beta.r_0 + y) \\ 0 & \text{pour l'intervalle restant} \end{cases} \quad (2.85)$$

De cette manière, nous pouvons parvenir à définir le volume relatif par rapport au volume de référence.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{D_{c_i}}(\bar{x}_r) = \\ V(\bar{x}_r, 0) - V(\bar{x}_r, \lambda_r.r_0) - V(\bar{x}_r, \gamma.r_0) + V(\bar{x}_r, (\lambda_r + \gamma).r_0) \\ \lambda_r.l.r_0, \\ 0 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (\gamma + \lambda_r + \beta).r_0 \geq \bar{x}_r \geq 0 \\ \bar{x}_r \geq (\gamma + \lambda_r + \beta).r_0 \\ \text{pour l'intervalle restant} \end{array} \quad (2.86)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{Dc_i}(\bar{x}_r)}{dx_r} = \\ V'(\bar{x}_r, 0) - V'(\bar{x}_r, \lambda_r) - V'(\bar{x}_r, \lambda_s) + V'(\bar{x}_r, (\lambda_r + \lambda_s)), \\ 0 \\ 0 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (\gamma + \lambda_r + \beta).r_0 \geq \bar{x}_r \geq 0 \\ \bar{x}_r \geq (\gamma + \lambda_r + \beta).r_0 \\ \text{pour l'intervalle restant} \end{array} \quad (2.87)$$

et

$$\left\{ \begin{array}{l} V'(\bar{x}_r, y) = \frac{dV(\bar{x}_r, y)}{d\varrho x_r} = \\ \frac{r_0.l}{2\gamma.\beta} \cdot (\bar{x}_r - y)^2 \\ \frac{r_0.l}{\gamma} \cdot (\bar{x}_r - y - 0.5\beta) \\ 0 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (\beta.r_0 + y) \geq \bar{x}_r \geq 0 \\ \bar{x}_r \geq (\beta.r_0 + y) \\ \text{pour l'intervalle restant} \end{array} \quad (2.88)$$

Les équations (2.86) et (2.87) fournissent une méthode relativement simple pour calculer l'inductance mutuelle  $L_{A_{r_j}}$  en utilisant un formalisme basé sur des expressions analytiques finales.

## 2.9 Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre est dédié à la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des harmoniques spatiaux liés à la distribution des bobines et aux effets dus à l'excentricité du rotor. Cette modélisation dédiée au diagnostic employant l'approche de la fonction d'enroulement et ses dérivées est le calcul d'inductance. Un tel calcul passe généralement par une opération d'intégration qui influe directement sur les résultats finaux. Dans ce chapitre, nous avons réalisé ce qui était nécessaire pour mener de futures études, à savoir, la description des effets, d'une part, de la rupture des barres rotoriques, et d'autre part, d'un rotor excentrique, sur les analyses de l'influence du type de bobinage statorique du moteur à induction (IM) sur les composantes harmoniques de défaut (FHC).

## CHAPITRE 3

# INFLUENCE DU TYPE DE BOBINAGE DU STATOR ET DU NOMBRE DE BARRES SUR LES COMPOSANTES HARMONIQUES DE DEFAUT DANS LES MOTEURS À INDUCTION

### 3.1 Introduction

*L*es moteurs à induction triphasés sont largement utilisés dans de nombreuses applications industrielles telles que les broyeurs, les chauffages électriques, les bandes transporteuses, les climatiseurs, les pompes, etc. Cela est dû à leur construction robuste et à leur facilité d'entretien. C'est la raison pour laquelle les techniques de surveillance de l'état des machines sont particulièrement importantes pour détecter les défauts naissants et éviter que les machines ne soient gravement endommagées. Les recherches publiées sur le diagnostic des défauts montrent que la majorité de ces études se sont concentrées sur la détection des défauts électriques, y compris les défauts des enroulements du stator et des barres du rotor [135]. Les barres de rotor cassées, telles qu'elles sont classées, ont divers impacts sur les performances du moteur. Cet chapitre fournit un modèle analytique du moteur asynchrone capable de prendre en compte différents degrés de gravité des défauts de barres de rotor cassées et d'excentricité. Pour réaliser cette tâche, le modèle à circuits couplés multiples (MCCM) est appliqué, l'effet d'obliquité des barres de rotor est pris en compte en utilisant la théorie de la fonction d'enroulement 2D. Il est connu que le nombre

d'encoques du rotor et la force magnéto-motrice (MMF) ont un impact important sur les formes des inductances [136]. Dans ce travail, un modèle analytique 2D du moteur à induction est utilisé pour comparer les différents types de bobinage, les différents nombres de barres et leur effets sur les composante harmoniques de défaut.

## 3.2 Connexion des enroulements de phase du stator (connexions étoile)

Le modèle du circuit à couplage multiple, associé à l'approche de la fonction d'enroulement pour le calcul de l'inductance, est applicable à la machine à induction générale avec  $m$  circuits au stator et  $n$  barres de rotor. Tous les circuits sont supposés dépendants. Leur dépendance mutuelle peut être établie ultérieurement, en fonction de la configuration de l'enroulement du stator et de la configuration de la cage du rotor, qui peut être irrégulière en cas de défaillance de la cage du rotor. La dépendance mutuelle entre les courants du rotor dans une cage de rotor saine a déjà été établie en définissant la matrice de résistance du rotor ainsi que la matrice d'inductance du rotor de la cage. Les courants du rotor sont définis comme des courants de maille car chaque courant de boucle de rotor est connecté au courant de boucle de rotor voisin par l'intermédiaire du membre  $R_2 = -R_b$  dans la matrice des résistances ou par l'intermédiaire de  $L_2 = L_{mutuel} - L_b$  et  $L_3 = L_{mutuel}$  dans la matrice d'inductance. En ce qui concerne les enroulements du stator, les courants dans les circuits du stator ont déjà été considérés comme indépendants. Cependant, dans une machine réelle, ils sont mutuellement dépendants en raison des différentes connexions électriques. Le modèle décrit est directement applicable au cas où l'enroulement statorique de la machine à induction a une connexion en étoile uniquement dans un cas symétrique et alimente la machine par une tension triphasée symétrique. Dans ce cas, il est implicitement certain que la somme des courants statoriques est nulle à tout moment. L'entrée du modèle est constituée par les tensions de phase. Comme ce modèle est développé pour analyser des machines à induction générales avec  $m$  circuits statoriques et  $n$  barres rotoriques sans aucune restriction en termes de distribution et de nombre d'enroulements statoriques, de symétrie ou d'asymétrie des machines, et de profil d'entrefer, il est nécessaire d'apporter quelques modifications au modèle pour que la première loi de Kirchhoff puisse être appliquée. Ceci est fait de manière originale dans [116]. En même temps, l'entrée du modèle est

constituée de tensions ligne à ligne qui sont seulement connues. Les détails de la dérivation et de l'implémentation dans le modèle sont fournis. Examinons le système d'équations qui décrit la machine à induction triphasée :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ar} \\ L_{br} \\ L_{cr} \end{bmatrix} [I_r] \quad (3.2)$$

Il est évident que de nouvelles variables sont obtenues et, simultanément, les tensions de ligne à ligne sont déterminées à l'entrée du modèle. En substituant ces variables, les équations précédentes pourraient être écrites comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & -R_2 & 0 \\ 0 & R_2 & -R_3 \\ -R_1 & 0 & R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \\ \Psi_3 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \\ \Psi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{1r} \\ L_{2r} \\ L_{3r} \end{bmatrix} [I_r] \quad (3.4)$$

Que les tensions de phases soient équilibrées ou non, que les enroulements soient symétriques ou non, la somme des courants de phase (c'est en même temps les courants de ligne en couplage triangle) doit être nulle à tout moment. En d'autres termes, seuls deux courants sont indépendants. Par conséquent, (3.4) pourrait être donnée comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{1r} \\ L_{2r} \\ 0 \end{bmatrix} [I_r] \quad (3.5)$$

Il est évident que la troisième ligne définit explicitement la condition selon laquelle la somme des courants de phase doit être nulle à tout moment. En plus, les entrées du modèle

sont des tensions ligne à ligne. Comme l'enroulement de la cage du rotor est court-circuité, ces modifications du côté du stator n'impliquent aucune modification du côté du rotor. Si (3.3) et (3.5) sont écrites comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{sl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s.mod} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \frac{d\Psi_s}{dt} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{s.mod} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss.mod} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sr.mod} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

où l'indice *mod* désigne la matrice modifiée. La procédure numérique itérative pour l'intégration du système d'équations peut être décrite comme suit pour l'intégration du système d'équations pourrait être décrite comme suit :

1. alimenter tous les paramètres constants de la machine et calculer tous les paramètres qui ne dépendent pas du temps ou de l'espace :  $[R_{s.mod}]$ ,  $[R_r]$ , et dans le cas d'un entrefer uniforme  $[L_{ss.mod}]$  et  $[L_{rr}]$ .
2. calcul de l'inductance mutuelle entre les phases du stator et les boucles du rotor  $[L_{sr}(\theta)]$  ainsi que de la dérivée de ces fonctions par rapport à l'angle  $\theta$   $[DL_{sr}(\theta)]$ .
3. la définition des conditions initiales,  $[\Psi_s(0)]$ ,  $[\Psi_r(0)]$ ,  $\theta(0)$ ,  $w(0)$ . À partir de ces conditions initiales, les conditions initiales des courants  $[I_s(0)]$  et  $[I_r(0)]$  sont connues.
4. initialisation  $k$  définition du pas d'intégration,  $\Delta(sec)$ .
5. définition des tensions de phase ou de ligne à  $t = 0$  si  $k = 1$ , sinon pour  $t = k.\Delta$ . Chargement la valeurs pour  $[L_{sr}(\theta)]$ ,  $[L_{sr.mod}(\theta)]$  et  $[DL_{sr}(\theta)]$  pour  $\theta = \theta(0)$  si  $k = 1$ , sinon pour  $\theta = \theta(k)$ .
6. calcul des liaisons de flux, des courants, du couple, de la vitesse et de la position angulaire du rotor selon la procédure itérative suivante :

$$[\Psi_s]_{K+1} = [\Psi_s]_K + \Delta \cdot [[U_{sl}]_K - [R_{s.mod}] [I_s]_K]$$

$$[\Psi_r]_{K+1} = [\Psi_r]_K - \Delta \cdot [R_r] [I_r]_K.$$

modification de  $[\Psi_s]_{K+1}$  en  $[\Psi_{s.mod}]_{K+1}$ .

$$[K]_K = [L_{sr}]_K^T [L_{ss.mod}]^{-1} [L_{sr.mod}]_K - L_{rr}.$$

$$[L]_K = [L_{sr}]_K^T [L_{ss.mod}]^{-1} [\Psi_{s.mod}]_{K+1} - [\Psi_r]_{K+1}.$$

$$[I_s]_{K+1} = [L_{ss.mod}]^{-1} [[\Psi_{s.mod}]_{K+1} - [L_{sr.mod}]_K [K]_K^{-1} [L]_K].$$

$$[I_r]_{K+1} = [K]_K^{-1} [L]_K.$$

$$M_{em_k} = [I_s]_{k+1} [M]_k [I_r]_{k+1}.$$

$$w_{k+1} = w_k + \frac{\Delta}{J} (M_{em_k} - M_{opt_k}).$$

$$\theta_{k+1} = \theta_k + \Delta \cdot w_{k+1}.$$

7. en reprenant l'étape 5, en chargeant de nouvelles valeurs pour  $[L_{sr}(\theta)]$  i  $[DL_{sr}(\theta)]$  à partir des tables de recherche pour l'angle  $\theta$  qui est le résultat de l'itération précédente, et ainsi de suite jusqu'à la fin de la durée de simulation prédéfinie.

### 3.3 Rappel sur les paramètres des enroulements des machines à courant alternatif

L'enroulement dans toute machine électrique est la pièce maîtresse nécessaire pour la création de champ électromagnétique.

Tout enroulement électrique est défini par les paramètres suivants :

$Z$  : nombre d'encoches.

$P$  : nombre de paire de pôles.

$m$  : nombre de phases.

$q$  : nombre d'encoches par pôle et par phase .  $q = \frac{Z}{2p \cdot m}$  .

La caractéristique essentielle de tout enroulement à courant alternatif est le nombre d'encoches qu'occupe une phase sous chaque pôle, celui-ci détermine le nombre de bobines dans un groupe.

Une autre caractéristique de l'enroulement est le pas polaire défini comme étant la distance entre deux lignes neutres consécutives ; on l'appelle aussi pas d'une section.

$$\tau = \frac{Z}{2p} = qm$$

Le périmètre de la circonférence statorique peut être déterminé à l'aide des paramètres de l'enroulement, c'est-à-dire :

$$\pi D = 2p\tau$$

Ceci signifie que la circonférence statorique est composée de  $2p$  pas polaires.

Le pas d'enroulement  $Y$  ; C'est le nombre d'encoches par section. il peut être :

$Y < m \cdot q$  : Appelé pas raccourci.

$Y = m \cdot q$  : Appelé pas diamétral.

$Y > m \cdot q$  : Appelé pas allongé.

L'utilisation du pas sert à éliminer les harmoniques (parasites), c'est-à-dire obtenir une f.e.m (flux) proche de la sinusoïde.

Le pas relatif  $\beta$  :  $\beta = \frac{Y}{\tau}$  en fonction de  $2p$ , il est recommandé d'avoir les valeurs suivantes :

Pour  $2p = 2$  :  $\beta = 0.67$

Pour  $2p \geq 4$  :  $\beta = 0.83$

Le nombre de branches parallèles  $a$  : Dans le but de diminuer les chutes de tension dans les phases on connecte les groupes de celles-ci en parallèle.

La valeur de  $a$  varie de  $(1 \div 2p)$ .

## 3.4 Types d'enroulements

### 3.4.1 Enroulement en chaîne

Les enroulements en chaîne sont des enroulements à une couche par pôle. Il a été signalé auparavant, que l'enroulement à une couche par pôle est obtenu avec un pas raccourci est un seul équivalent à  $Y = \tau - \frac{q}{2}$ . Si on souhaite réaliser l'enroulement avec un autre pas raccourci, on obtient un enroulement appelé : enroulement en chaîne.[137]

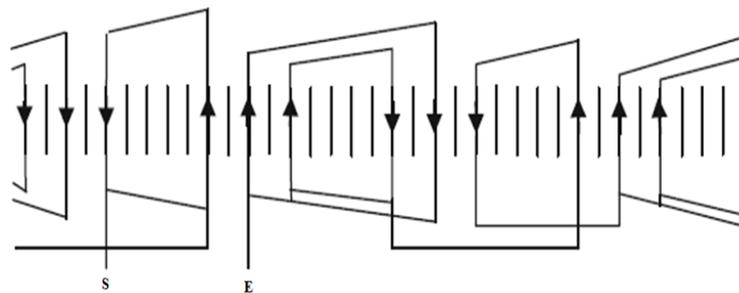


Fig 3.1: Enroulement en chaîne de la phase statorique A.

### 3.4.2 Enroulements imbriqués thriphasés à deux couches (pas total)

Les enroulements imbriqués à deux couches par un enroulement à pas total  $Y = \tau$  avec les données suivantes (figure (3.2)) : nombre de phases  $m = 3$ , nombre de pôles  $2p = 4$ , nombre d'encoches  $Z = 36$ , nombre d'encoches par pôle et par phase  $q = 3$ . Lorsqu'on parcourt une phase d'enroulement suivant son schéma (figure (3.2)) une partie de conducteurs est parcourue de bas en haut et l'autre partie de haut en bas. Par exemple, les conducteurs de la première bobine de la phase A qui se trouvent dans l'encoche numéro 1 sont parcourus de bas en haut, tandis que les conducteurs de l'encoche numéro 10 sont

parcourus de haut en bas. D'après le schéma de l'enroulement de la figure(3.2) on voit bien les zones de phases qui forment les demi-phases de l'enroulement. Tous les six groupes des bobines connectées inscrites dans la même ligne et formant la demi-phase de l'enroulement ont des F .E.M. résultantes égales en valeur et qui sont en phase ; pour cette raison l'enroulement donné permet de connecter les demi-phases non seulement en série, comme indiqué sur la figure (3.2), mais aussi en deux et en quatre groupes parallèles. [137]

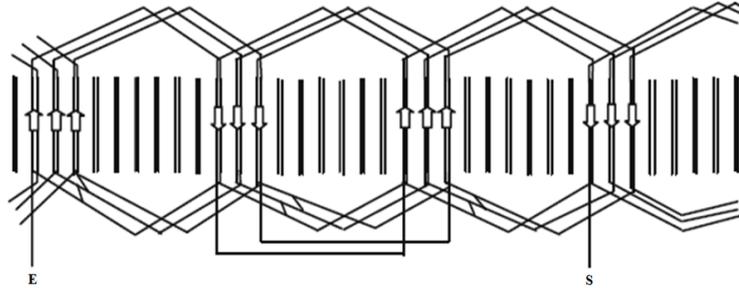


Fig 3.2: Enroulement imbriqué à deux couches (pas total) de la phase statorique A.

### 3.4.3 Enroulement concentrique à une couche

Cet enroulement était utilisé très largement dans les machines asynchrones mais à l'heure actuelle ils sont rarement employés et seulement dans les machines de faible puissance. [137]

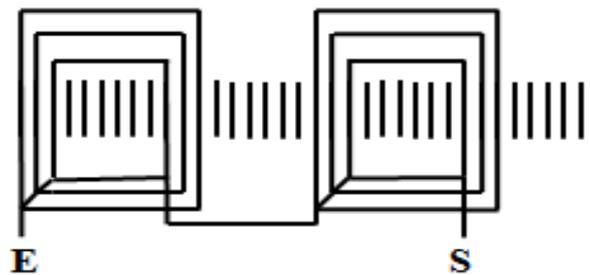


Fig 3.3: Enroulement concentrique à une couche de la phase statorique A.

### 3.4.4 Enroulement concentrique à deux couches (pas raccourci)

Le premier avantage de cet enroulement est que les têtes des sections forment un ensemble très régulier, il est plus facile à fretter s'il s'agit d'un armateur tournant (cas

des moteurs asynchrones à rotor bobiné) ; plus facile à brider (cas du stator de toute les machines de forte ou très forte puissance ou des efforts considérables peuvent s'exercer sur les développantes, en cas de court-circuit notamment. Le second avantage est la possibilité de former des sections à pas raccourci et de réduire ainsi certains harmoniques. [137]

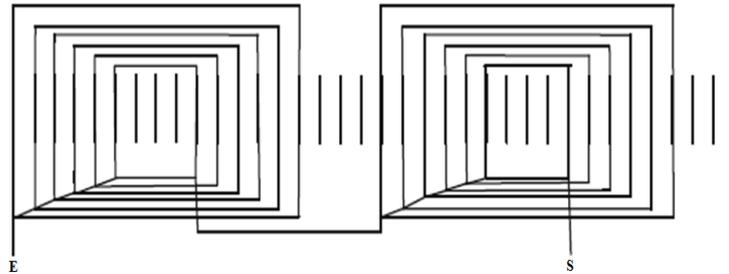


Fig 3.4: Enroulement concentrique à deux couches de la phase statorique A.

### 3.5 Fonction d'enroulement et de distribution

Les figures ci-dessous représentent la fonction de distribution et d'enroulement de la première phase du stator A. La machine est supposée être symétrique. L'enroulement est constitué de quatre bobines par pôle et par phase et d'un faisceau de  $w = 25$  tours par encoche. Le calcul nous donne une valeur moyenne de la fonction de distribution  $\langle n_A \rangle$  égale à  $1,5W$  en (a), (b), (d), et égale à  $3W$  en (c) (Figure 3.5).

### 3.6 Résultats de la simulation

Les inductances sont les éléments clés d'une simulation réussie des machines à induction. Ces inductances sont influencées par différents facteurs, tels que la distribution des enroulements, les encoches du stator et du rotor, l'inclinaison des barres du rotor et les asymétries causées par les défauts d'excentricité. Les figures (3.6) et (3.7) illustrent l'impact des différents enroulements sur les inductances des moteurs à cage.

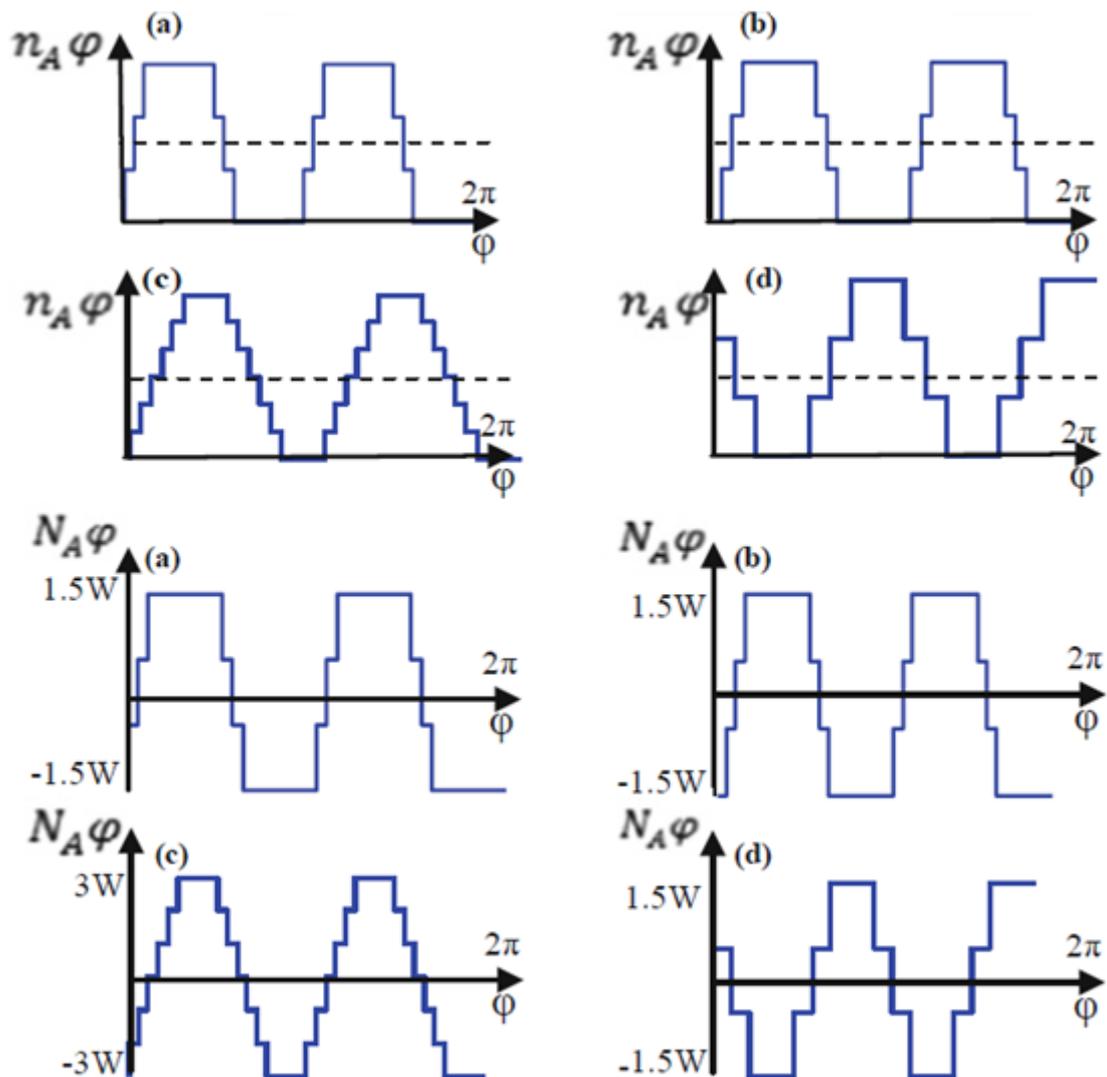


Fig 3.5: La fonction de distribution  $\langle n(\phi) \rangle$  et d'enroulement  $\langle N(\phi) \rangle$  de la phase statorique A et la boucle de rotor 1.

### 3.6.1 Spectre du courant du moteur

Le courant du moteur et sa signature sont les signaux les plus couramment utilisés dans les procédures de diagnostic des machines électriques, car leur mesure est très simple et ils contiennent la plupart des informations nécessaires au diagnostic des défauts [138]. En outre, le processus de mesure correspondant est non invasif. Bien qu'il ne s'agisse pas du signal le plus sensible pour le diagnostic, il est généralement apprécié dans l'industrie. La figure 3.10 montre une FFT intéressante du courant du moteur, appelée spectre de courant, dont l'axe y indique les amplitudes normalisées des composantes harmoniques du courant du moteur en mode connecté au réseau. Le spectre a été normalisé par rapport à l'amplitude de la composante de fréquence fondamentale qui est égale à 50 Hz pour le

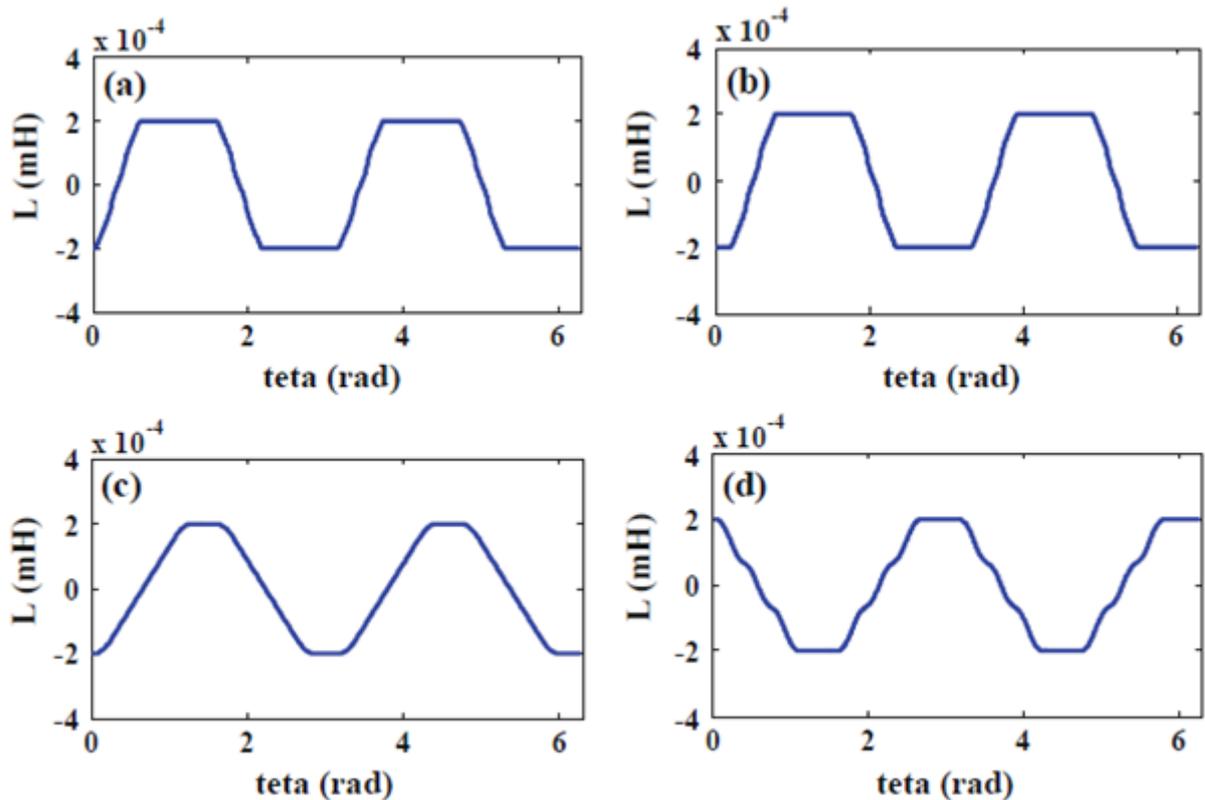


Fig 3.6: (a) L'inductance de l'enroulement à une couche (enroulement concentrique), (b) l'inductance de l'enroulement à deux couches (pas total), (c) l'inductance de l'enroulement concentrique à deux couches, (d) l'inductance de l'enroulement en chaîne.

moteur testé. Ce moteur comporte 36 encoches du stator et 28 barres du rotor. Le courant nominal est égal à 6.2 A et la tension correspondante est de 380V. Comme le spectre entier est normalisé, on s'attend à ce qu'il ait une fréquence fondamentale avec une amplitude de zéro. Il convient de noter qu'une échelle logarithmique est utilisée pour les calculs. En outre, les facteurs des composantes harmoniques fondamentales comprennent 100, 150, 200 et 250 Hz. Il s'agit des principales composantes harmoniques du moteur qui présentent des amplitudes plus importantes par rapport aux autres composantes liées aux encoches et aux barres situées autour d'elles. Les harmoniques paires sont d'une amplitude plus faible, et comme elles sont proches du niveau de bruit, c'est-à-dire 80 dB, elles peuvent être négligées, tandis que les harmoniques impaires présentent des amplitudes plus élevées. Par conséquent, elles affectent certainement le comportement du moteur. Normalement, en augmentant la fréquence, l'amplitude des ordres harmoniques diminue, à moins qu'un type spécifique de moteur ou de défaut ne soit testé. Il est maintenant clair que la présence de PSH dans le courant de ligne d'un moteur à induction triphasé dépend principalement du nombre d'encoches du rotor et du nombre de paires de pôles fondamentaux de la machine.

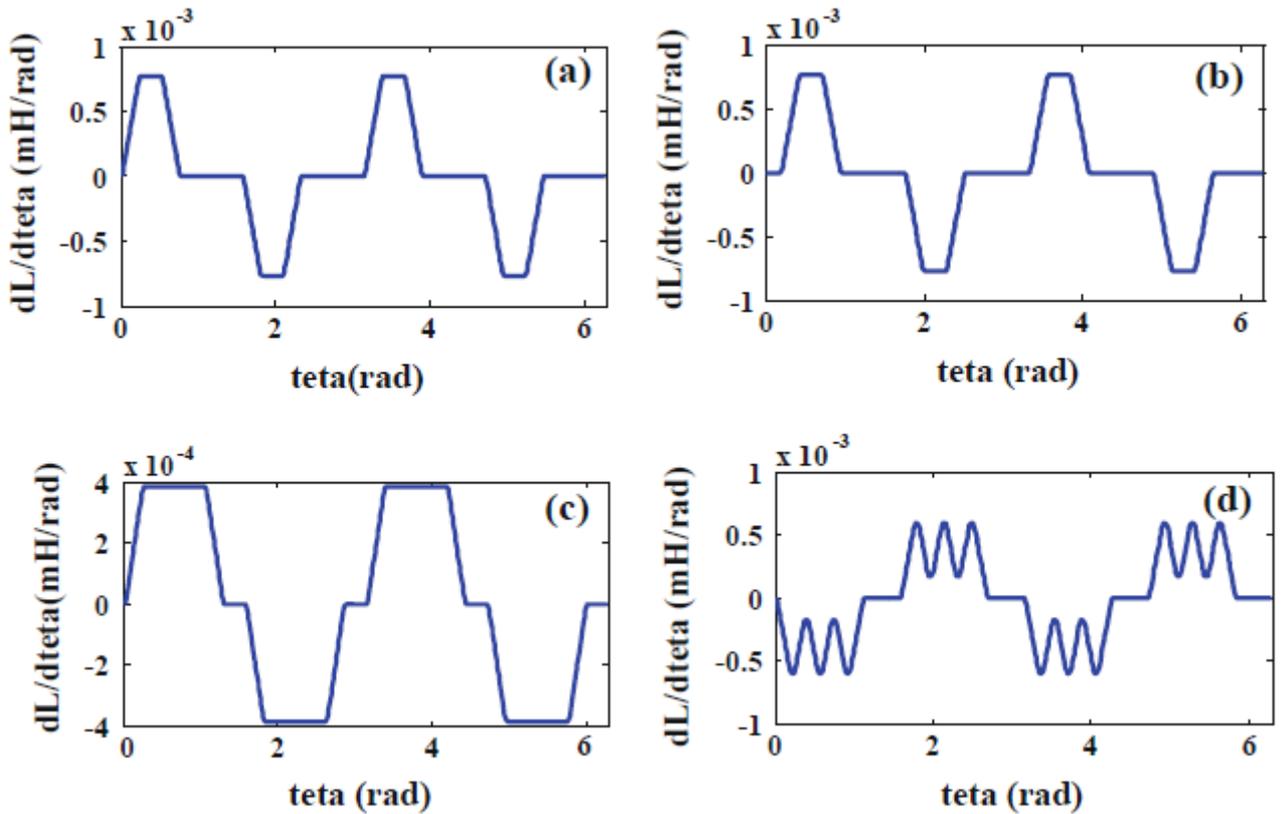


Fig 3.7: (a) dérivée de l'inductance de l'enroulement à une couche (enroulement concentrique), (b) dérivée de l'inductance de l'enroulement à deux couches (pas total), (c) dérivée de l'inductance de l'enroulement concentrique à deux couches, (d) dérivée de l'inductance de l'enroulement en chaîne.

Il a également été démontré dans des travaux antérieurs que seule la PSH associée à une paire de pôles non triplée peut être observée idéalement avec une alimentation électrique équilibrée et dans des conditions symétriques. Pour en savoir plus sur ce problème, l'effet de la paire de pôles et du nombre d'encoches du rotor sur la présence de ces harmoniques dans des conditions saines et excentriques a été principalement étudié dans [139].

### 3.6.2 Défauts de barre cassée dans les différents types d'enroulements

Dans ce contexte, l'analyse des tests de simulation consiste notamment à inspecter la présence de raies de défaut dans le spectre du courant statorique. Le couplage statorique considéré étant stationnaire avec un neutre libre. Les figures.3.11, 3.12, 3.13 et 3.14 représentent les défauts de barres cassées.

Les caractéristiques suivantes peuvent être extraites des figures :

\* Si le niveau de glissement du moteur ou le niveau de charge augmente, l'amplitude des composantes de la bande latérale augmente  $(1 \pm 2K_s)f_s$ , tandis que les composantes

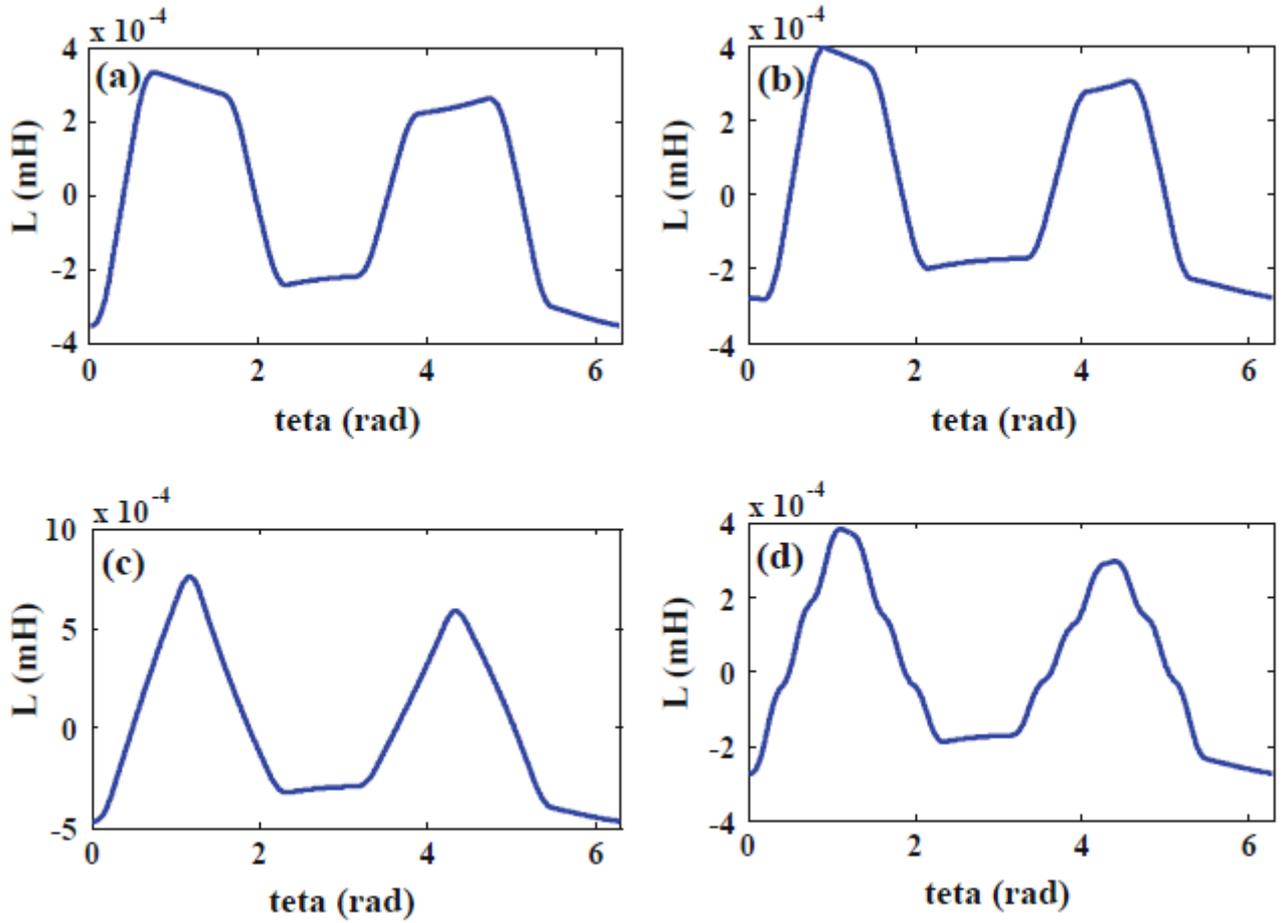


Fig 3.8: Inductance mutuelle entre la boucle 1 du rotor et les phases du stator dans différents enroulements avec 20 % ES et 20 % ED, (a) Enroulement à une couche (enroulement concentrique), (b) Enroulement à deux couches (pas total), (c) Enroulement concentrique à deux couches (pas raccourci), (d) Enroulement en chaîne.

prennent plus de distance par rapport à la composante fondamentale. La composante gauche de la bande latérale  $(1 - 2K_s)f_s$  se rapproche de zéro et la composante droite  $(1 + 2K_s)f_s$  se rapproche des fréquences plus élevées. Cette tendance est toujours la même pour les moteurs à induction.

\* Dans le cas à vide, la composante de bande latérale du spectre de courant est éliminée, quel que soit le niveau de défaut. C'est ce qu'on appelle l'effet de masquage de la composante harmonique fondamentale.

\* À un niveau de charge fixe, l'augmentation de la gravité du défaut entraîne une augmentation de l'amplitude des composantes de la bande latérale. Le taux d'augmentation est généralement plus important que celui de l'augmentation du niveau de charge.

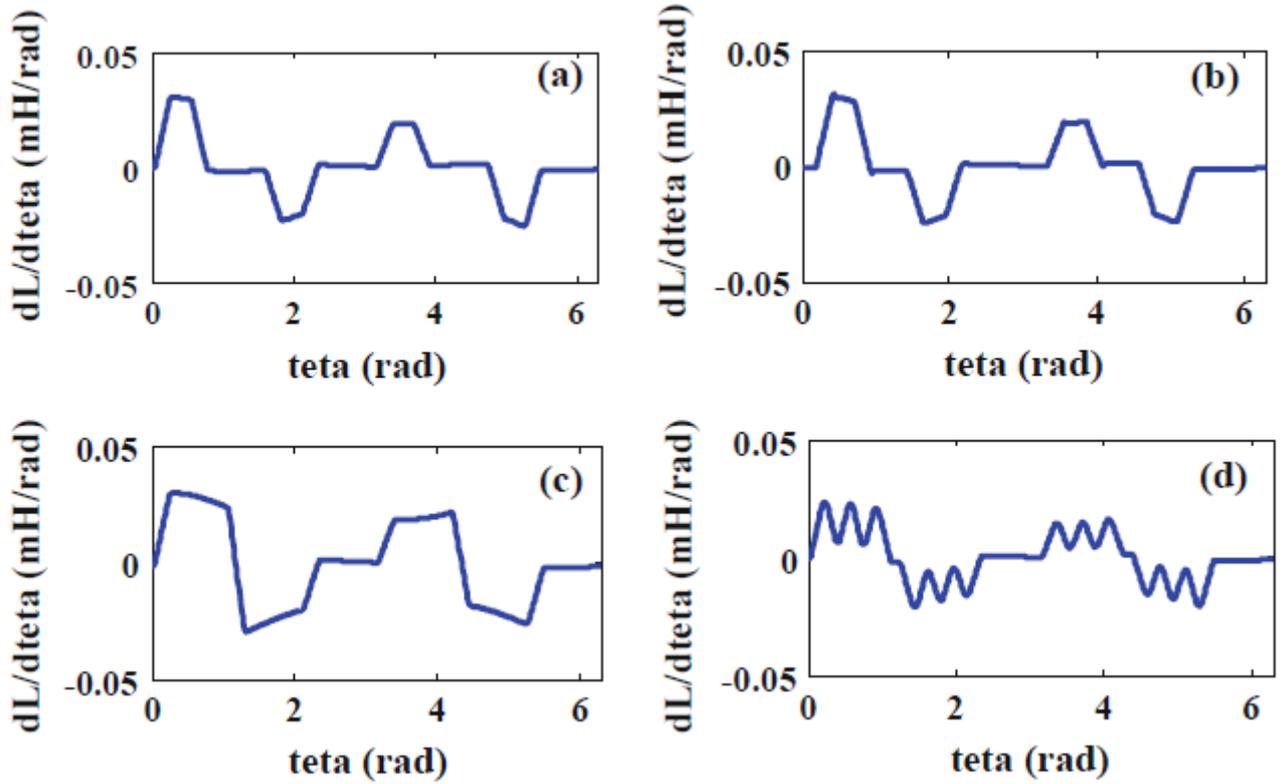


Fig 3.9: dérivée de l'inductance mutuelle entre la boucle 1 du rotor et les phases du stator dans différents enroulements avec 20 % SE et 20 % DE, (a) Enroulement à une couche (enroulement concentrique), (b) Enroulement à deux couches (pas total), (c) Enroulement concentrique à deux couches (pas raccourci), (d) Enroulement en chaîne.

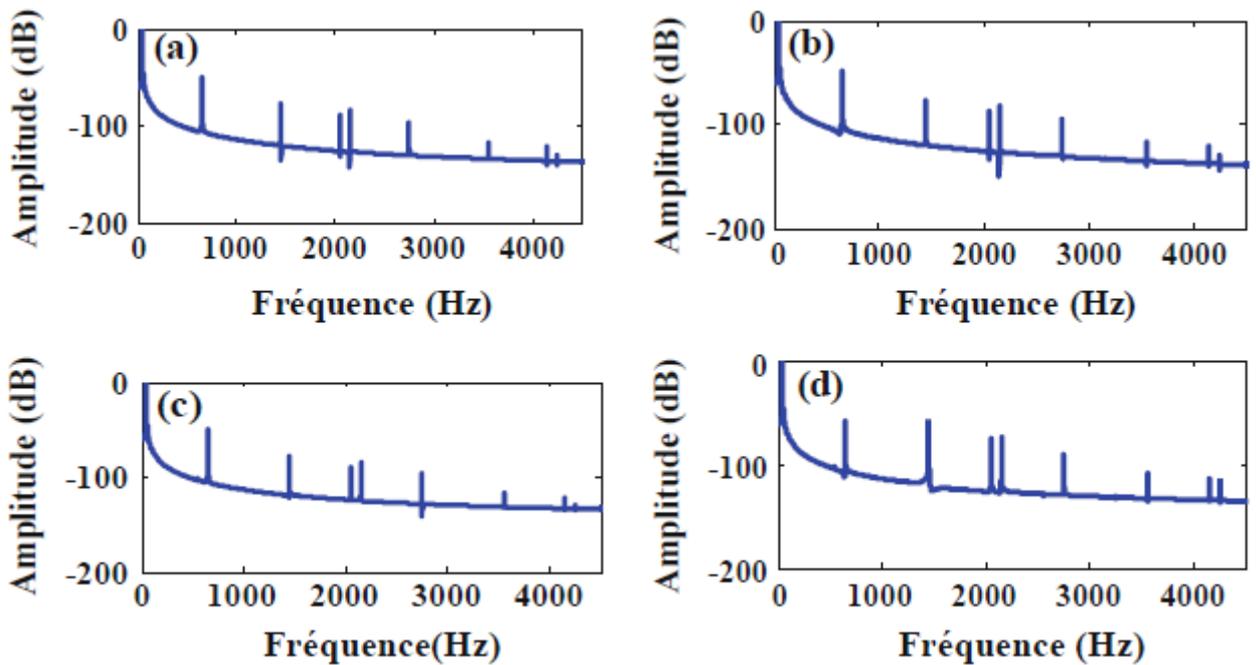


Fig 3.10: Spectre du courant de la phase A statorique en état sain avec différents enroulements. (a) Enroulement à une couche (enroulement concentrique), (b) Enroulement à deux couches (pas total), (c) Enroulement concentrique à deux couches (pas raccourci), (d) Enroulement en chaîne.

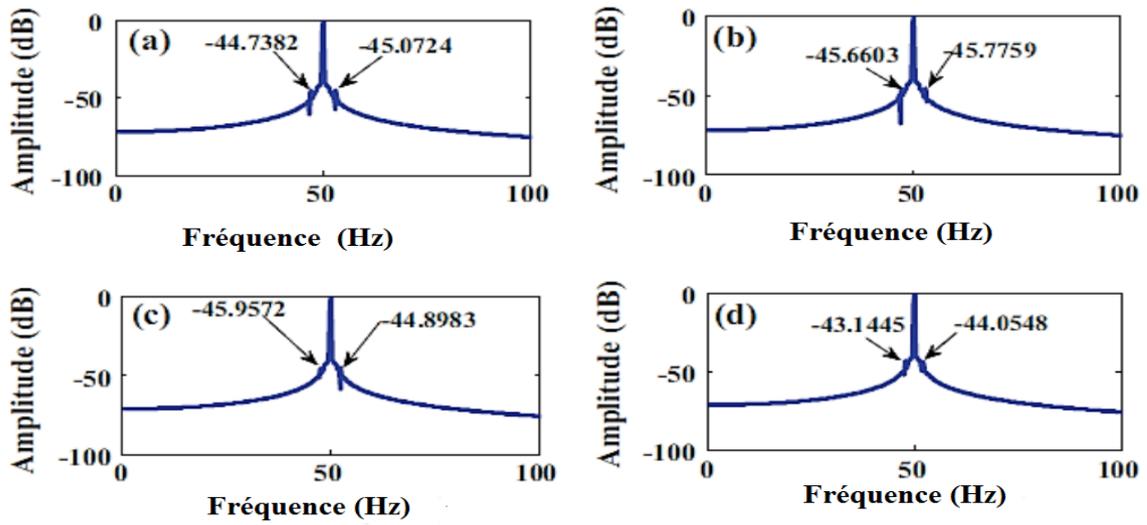


Fig 3.11: Défaut de rupture partielle de barre

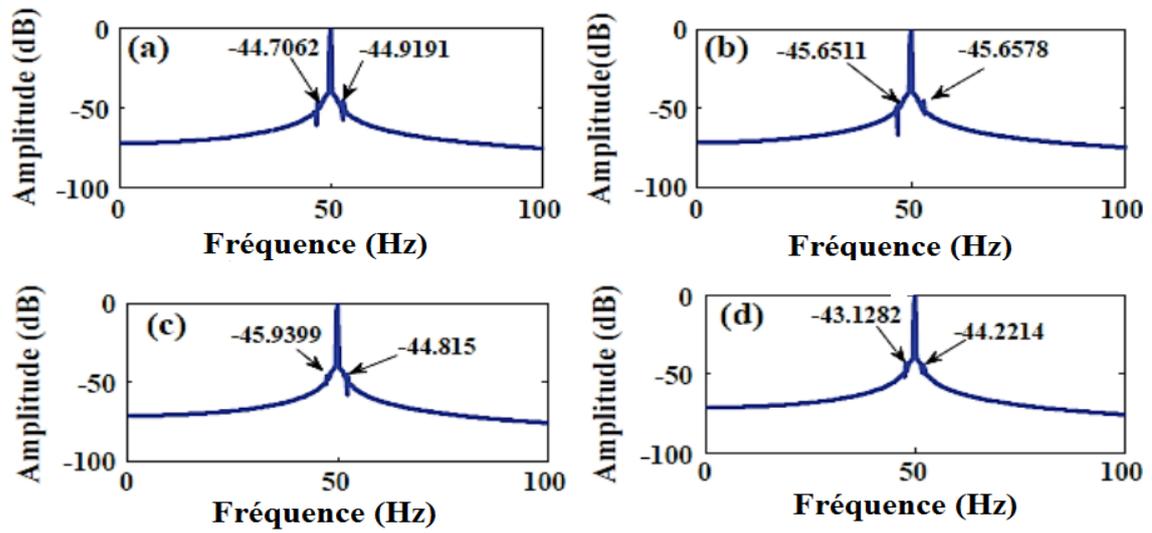


Fig 3.12: Défaut de barre cassée

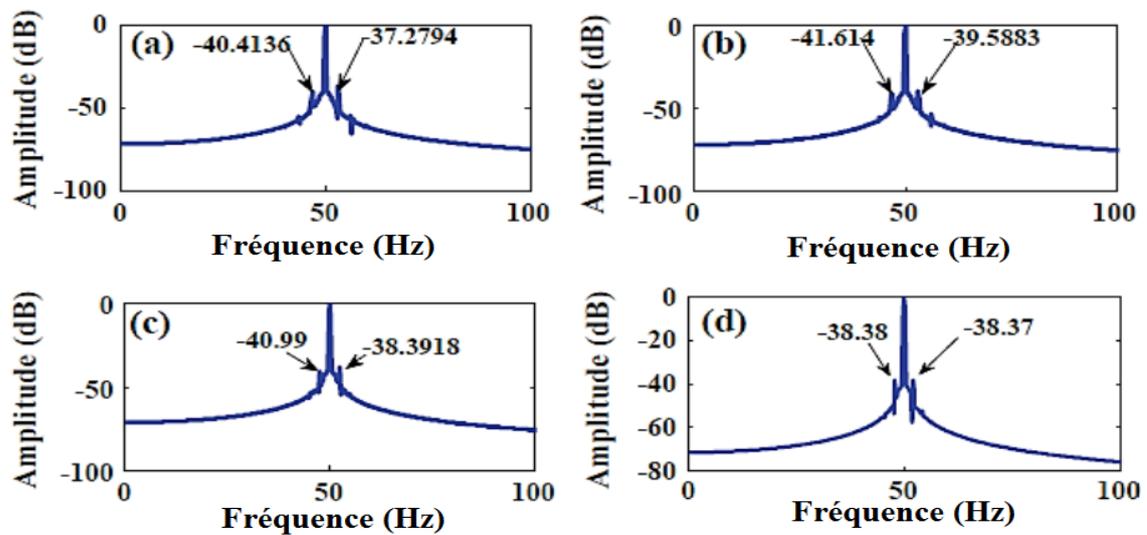


Fig 3.13: Défauts de deux barres cassées

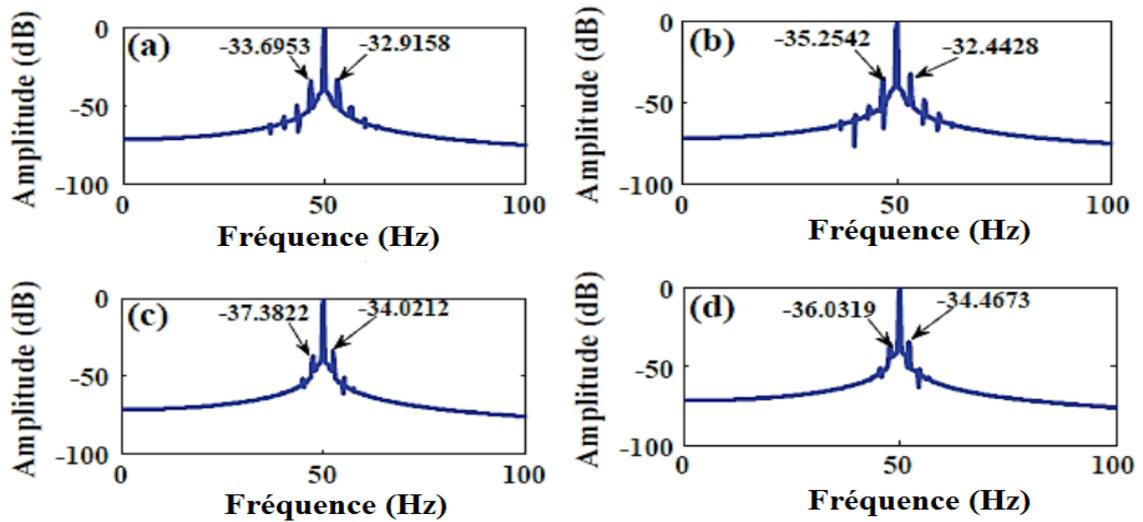


Fig 3.14: Défauts de trois barres cassées

### 3.6.3 Défauts d'excentricité mixte dans les différents types d'enroulements

Dans l'excentricité mixte la composante basse fréquence du spectre du courant statore est un indice exprimé comme suit :

$$f_{basse} = | f_s \pm k f_r |$$

$f_r$  est la fréquence de rotation du rotor,  $k$  est un nombre entier et  $f_s$  est la fréquence fondamentale de la tension d'alimentation. Pour  $k = 1$ , deux composantes harmoniques (composantes de bande latérale liées à l'excentricité) situées à la même distance autour de la fréquence fondamentale sont détectables. Normalement, ces composantes de bande latérale à basse fréquence ont des amplitudes plus grandes que celles des motifs à haute fréquence, de sorte qu'elles sont moins sensibles au bruit. Ni la combinaison des nombres d'encoques du stator et du rotor, ni le nombre de pôles ne peuvent remettre en cause l'existence du motif basse fréquence. Théoriquement, son existence ne dépend que de l'existence du défaut d'excentricité. Cependant, ces harmonique sont également détectables dans le spectre d'un moteur sain, étant donné qu'il existe toujours un niveau inhérent au défaut d'excentricité dans tout moteur fabriqué. De manière évidente, les composantes de la bande latérale sont visibles même dans un moteur sain et le défaut d'excentricité fait que les amplitudes des composantes sont beaucoup plus élevées que dans le cas sain. La facilité de détection dans le spectre et l'indépendance de cet indice par rapport au bruit et à la structure du moteur en font un moyen prometteur de diagnostic du défaut

d'excentricité, bien que le type d'excentricité ne puisse pas être distingué à l'aide de cet indice. La figure 3.15 montre le spectre du courant pour une gamme de basses fréquences contenant la fréquence fondamentale (50 Hz) ainsi que les composantes de bande latérale dans le cas d'un défaut d'excentricité mixte. Quatre types d'enroulements différents sont étudiés.

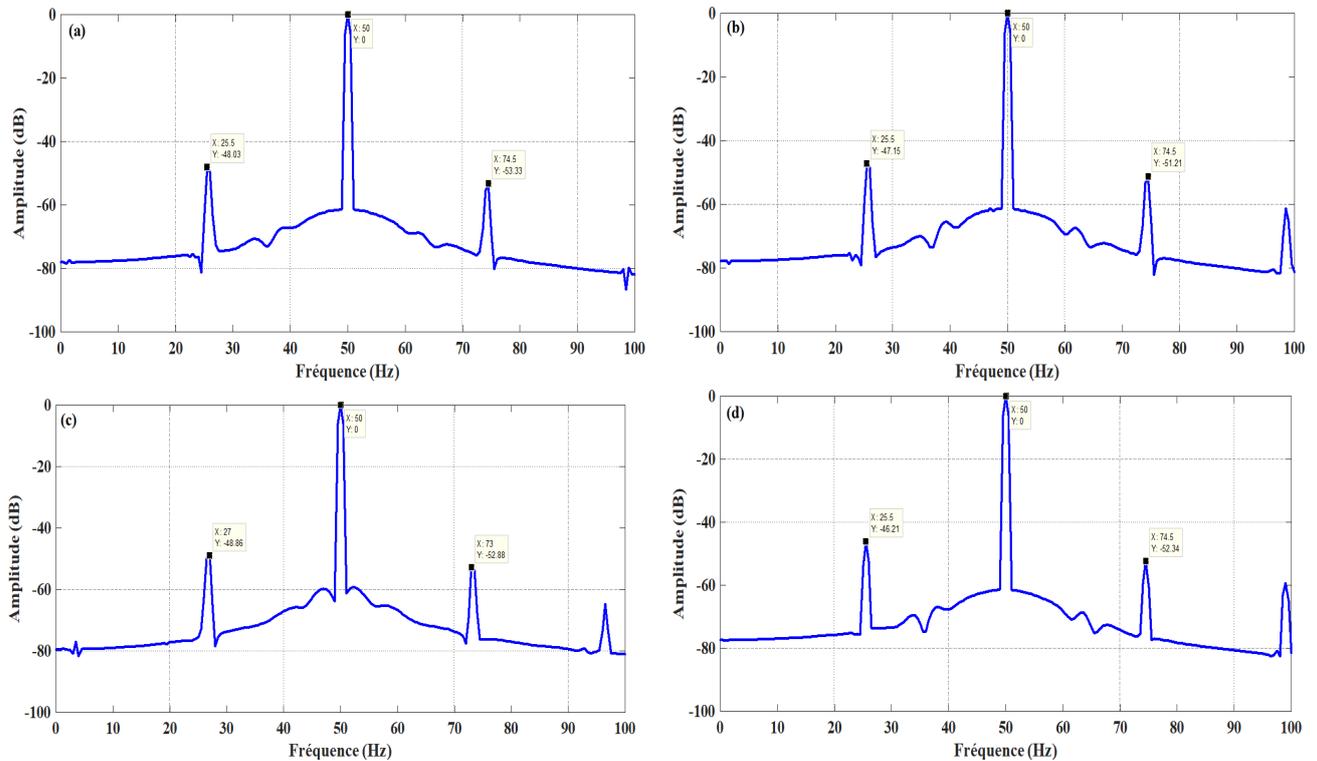


Fig 3.15: Spectre du courant statorique avec excentricité mixte (ES 20% ED 10%) dans différents enroulements : (a) Enroulement à une couche (enroulement concentrique), (b) Enroulement à deux couches (pas total), (c) Enroulement concentrique à deux couches (pas raccourci), (d) Enroulement en chaîne.

### 3.6.4 Évolution du défaut pour différents enroulements

En comparaison des types d'enroulements, nous concluons que dans les barres du rotor cassées, il y a une petite différence dans l'amplitude, l'allure et l'harmonique de défaut. En ce qui concerne l'excentricité mixte, nous constatons qu'il existe une différence d'amplitude et que l'enroulement concentrique à deux couches (pas raccourci) présente un faible harmonique par rapport aux autres enroulements. Nous constatons également que l'amplitude de l'harmonique à 20 % SE et 30 % DE est grande par rapport à 40 % SE et 10 % DE (Figures 3.16, 3.17).

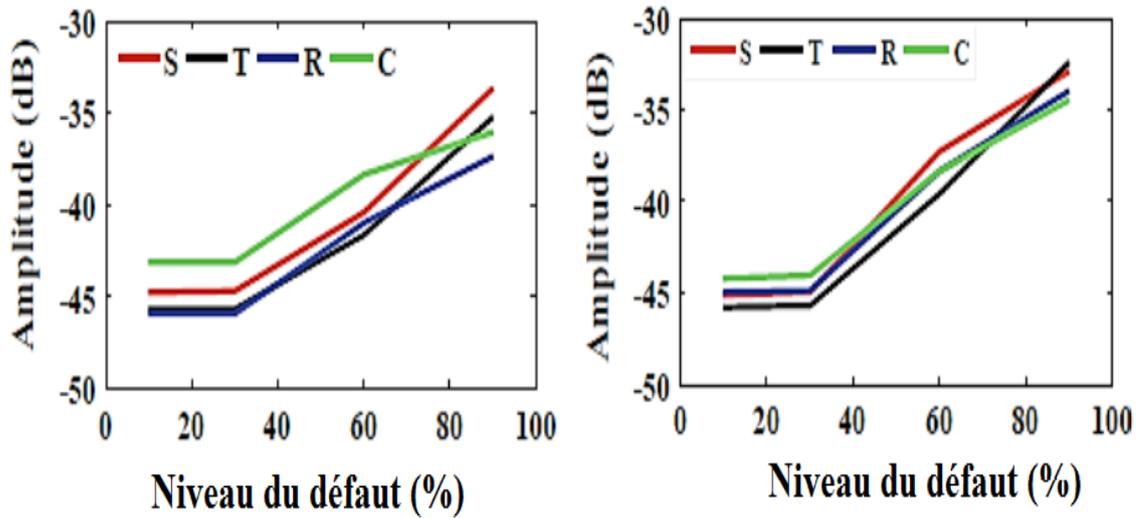


Fig 3.16: Évolution du défaut Pour différents niveaux de barres de rotor cassées à gauche ( $1 - 2s$ ) et à droite ( $1 + 2s$ ).

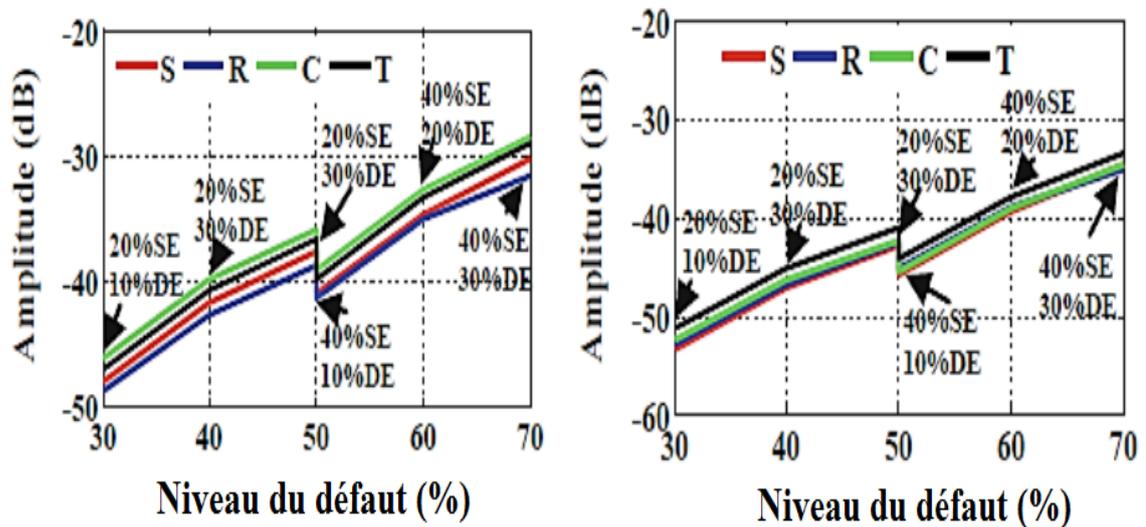


Fig 3.17: Évolution du défaut pour différents niveaux d'excentricité mixte à gauche ( $1 - 2s$ ) et à droite ( $1 + 2s$ ).

### 3.7 Influence du nombre de barres totale sur les composantes harmoniques de défaut dans le moteur à induction

La figure 3.18 montre le spectre de courant statorique pour une gamme de basses fréquences contenant la fréquence fondamentale (50 Hz) ainsi que les composantes de bande latérale dans le cas d'un défaut d'excentricité mixte (20% SE, 20% DE). Les composantes de la bande latérale sont visibles dans tous les différents nombre de barres. A travers les résultats de simulation obtenus, on remarque que l'amplitude des composantes des bandes latérales gauche et droite ( $f_s \pm f_r$ ) est plus élevée dans 27 barres que dans un rotor à

28 barres ou 29 barres. Cet effet dans l'amplitude des composantes harmonique apparait moins dans un rotor à 29 barre que dans un rotor à 28 barre.

La figure 3.19 montre le spectre du courant statorique avec une barre cassé pour différents nombres de barres du rotor. A travers les résultats de simulation obtenus dans le défaut de barre cassée, on remarque que l'amplitude des composantes des bandes latérales gauche et droite  $(1 \pm 2K_s)f_s$  est plus élevée dans un rotor à 27 barres que dans un rotor à 28 ou 29 barres. Cet effet dans l'amplitude des composantes harmonique apparait moins dans un rotor à 29 barre que dans un rotor à 28 barre.

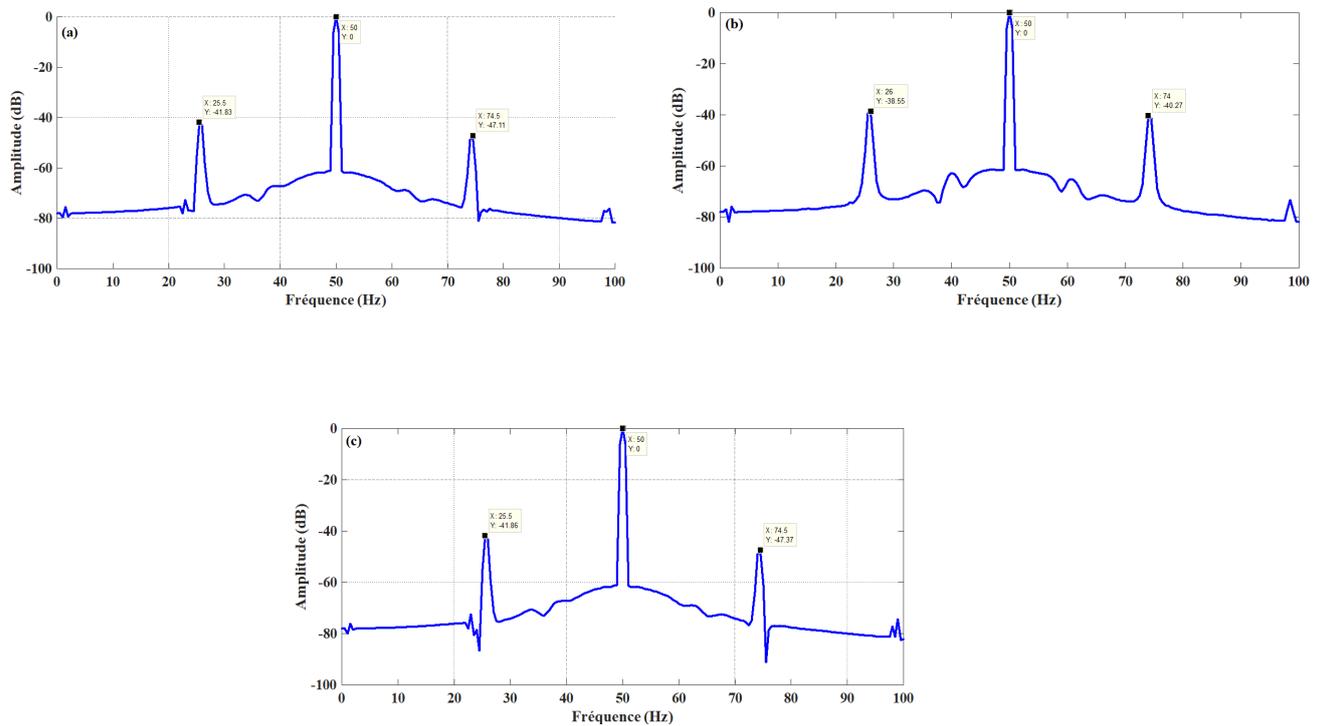
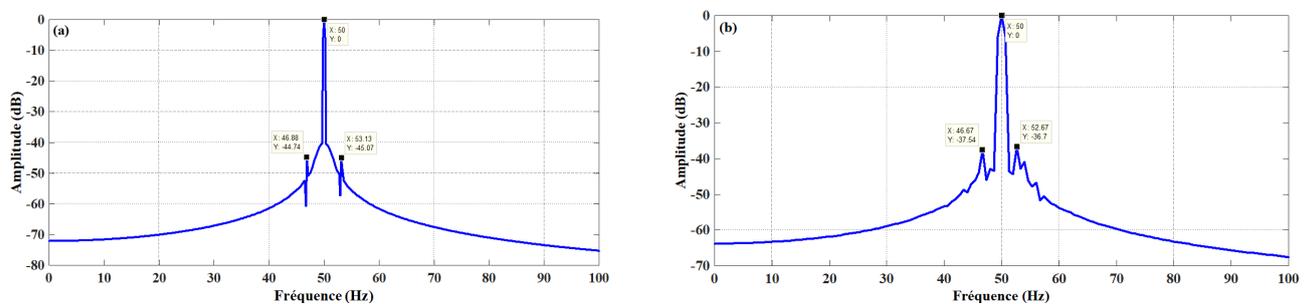


Fig 3.18: Spectre du courant statorique avec excentricité mixte (ES 20% ED 20%) : (a) 28 barres ,(b) 27 barres,(c) 29 barres.



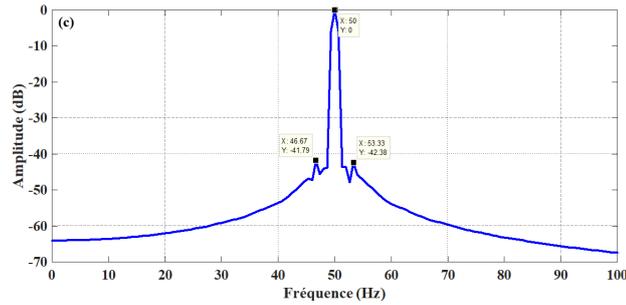


Fig 3.19: Spectre du courant statorique avec cassure de barre : (a) 28 barres ,(b) 27 barres,(c) 29 barres.

### 3.8 Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre est dédié à la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des harmoniques spatiales liées à la distribution des bobines et aux effets dus à l'excentricité du rotor. Nous avons choisi une méthode analytique pour le calcul des paramètres du moteur en régime permanent. La méthode est formulée en se servant de l'approche de la fonction d'enroulement compte tenu du développement en série de Fourier des fonctions d'enroulement du stator, du rotor et d'entrefer. L'utilisation de cette technique fait partie du souhait d'obtenir des expressions analytiques des paramètres inductifs de la machine. Dans ce chapitre, nous avons étudié deux paramètres différents :

1. différentes topologies d'enroulement sont considérées pour vérifier le contenu harmonique du courant statorique de la machine à induction qui souffre d'une barre cassée et d'un défaut d'excentricité. En résumé, aucune différence évidente ne peut être classée ici et les types de bobinage ne peuvent pas être considérés comme un paramètre influent.
2. différents nombres de barres sont considérés pour vérifier le contenu harmonique du courant statorique de la machine à induction qui souffre d'une barre cassée et d'un défaut d'excentricité. En résumé, il y'a une différence entre les différents nombres de barres. Ceci explique l'impact de cette paramètre sur les composants d'harmonique.

## CHAPITRE 4

# INFLUENCE DE LA COMMANDE SUR LES COMPOSANTES HARMONIQUES DE DÉFAUT DANS LES MOTEURS À INDUCTION

### 4.1 Introduction

Récemment, les machines à courant continu (MCC) ont été largement remplacées par les machines à induction dans quasiment toutes les industries, malgré le fait que les MCC offrent un contrôle simple et de bonnes réponses dynamiques. Cela est dû au fait que les circuits induit et inducteur des MCC sont physiquement séparés et que les forces magnétomotrices (f.m.m) des deux armatures sont constamment orthogonales [140]. En revanche, le contrôle des machines à induction est plus complexe en raison de leur dynamique inhérente — leur non-linéarité, — leur modèle mathématique multivariable et — leur fort couplage. Il existe un couplage complexe entre les deux armatures, à savoir le stator et le rotor. Cependant, grâce aux progrès réalisés dans le domaine des convertisseurs statiques à haute fréquence, ce problème a été surmonté. Cela a été démontré par BLACSHKE et HASSE en 1972 [141] [142]. Parmi les différentes stratégies de commande mises en œuvre dans les entraînements de moteurs à induction en boucle fermée utilisés dans l'industrie, la commande directe du couple (DTC) et la commande vectorielle — flux orientée (FOC) sont celle qui dominent le marché. Ces entraînements à hautes performances offrent de nombreux avantages par rapport aux entraînements traditionnels à boucle ouverte, basés

sur une commande scalaire, mais créent des difficultés supplémentaires dans le diagnostic des défauts du système [143]-[147]. En effet, le système de commande a tendance à masquer la présence de ces défauts et/ou à modifier leurs effets sur les variables de la machine. Dans ce contexte, il est nécessaire d'étudier plus en profondeur l'impact du système de contrôle sur les variables et les quantités qui peuvent être utilisées à des fins de diagnostic [148]-[150].

L'objectif principal de ce chapitre est de présenter une étude approfondie du comportement de différents types d'entraînements en boucle fermée en présence de défauts du rotor dans le moteur, et de donner des directives générales pour une sélection adéquate des quantités qui sont les plus appropriées pour être utilisées comme entrées du système de diagnostique. Les deux types les plus courants d'entraînements en boucle fermée que l'on trouve aujourd'hui dans l'industrie sont abordés dans ce travail : la commande directe du couple et la commande indirecte par orientation du flux rotorique. Et nous avons étudié l'impact de la commande sur les composantes harmoniques de défaut dans le moteur à induction.

## 4.2 Description de la commande vectorielle

La commande vectorielle a été développée pour améliorer le comportement dynamique de la machine à induction et pour permettre une variation de la vitesse sur une large plage. Le but principal de la commande par orientation du flux est de pouvoir contrôler le flux et le couple électromagnétique. La figure 4.1 illustre le schéma d'un système de commande vectorielle indirecte pour un moteur à cage d'écureuil. Le cadre de référence en coordonnées  $d - q$  est fermé au vecteur de flux du rotor tournant à la fréquence du stator  $W_e$ . En raison du découplage bien connu des variables dans le FOC, le couple et le flux peuvent être contrôlés séparément par le courant d'axe en quadrature  $Iq_s$ , et le courant d'axe direct du stator  $Id_s$  respectivement [151].

La commande vectorielle est appliquée afin de simplifier le modèle du moteur asynchrone à cage, où le couple électromagnétique et le flux du rotor sont alignés respectivement sur l'axe direct ( $d$ ) et l'axe quadratique ( $q$ ). Dans ce système, le flux du rotor est supposé

être :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

Le couple électromagnétique du moteur à induction est défini par :

$$C_e = -\frac{3}{4}P \frac{N_r}{L_{rc}} \cdot \frac{M_{sr}}{1} \cdot (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) \quad (4.2)$$

Où :  $\varphi_{qr} = 0$ , l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_e = -\frac{3}{4}P \frac{N_r}{L_{rc}} \cdot \frac{M_{sr}}{1} \cdot (\varphi_{dr} I_{qs}) = K \cdot \varphi_{dr} I_{qs} \quad (4.3)$$

Où :

$$K = -\frac{3}{4}P \frac{N_r}{L_{rc}} \cdot \frac{M_{sr}}{1} \quad (4.4)$$

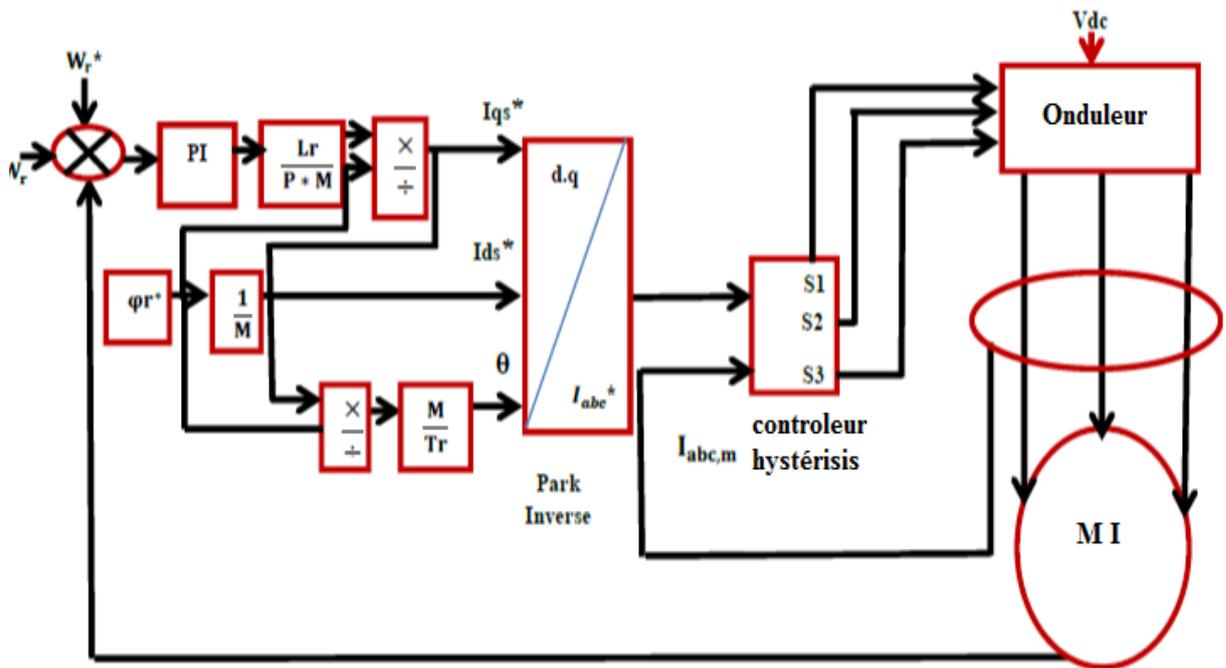


Fig 4.1: Schéma global de la commande vectorielle indirecte de la MI.

## 4.3 Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux sont obtenus en utilisant un oscilloscope numérique connecté à une interface en temps réel. La figure 4.2 présente le schéma global d'implémentation sur la plateforme en temps réel dSPACE 1104 de l'algorithme de commande dédié au diagnostic de défaut.

La sélection de la fréquence d'échantillonnage a un impact significatif sur la qualité des signaux, notamment les courants de phase, le couple électromagnétique et la vitesse, indépendamment de l'algorithme de commande utilisé. La dSPACE 1104 peut atteindre une fréquence d'échantillonnage maximale de 20 kHz. Cependant, en raison des limites et les contraintes imposées durant l'implémentation en temps réel ainsi que le degré de complexité de l'algorithme de commande, nous avons été obligés de choisir une valeur réduite de la fréquence d'échantillonnage, qui est de 10 kHz.

Les principaux composants du banc d'essai, numérotés sur la Figure 4.2, sont les suivants :

1. Un moteur asynchrone à cage d'écureuil de 3 kW (voir tableau 4.6 pour plus de détails).
2. Le moteur asynchrone à cage d'écureuil est couplé à un générateur synchrone pour fournir un couple de charge variable.
3. Le convertisseur de puissance semikron est composé d'un redresseur et d'un onduleur IGBT, avec des interfaces d'adaptation amplificateur (de 5 V à 15 V).
4. Un encodeur incrémental permettant de mesurer la vitesse du rotor.
5. Des capteurs du courant et de tension à effet Hall.
6. Un autotransformateur (0-450 V).
7. Une dSPACE 1104 connectée à un ordinateur équipé d'un logiciel de commande.
8. Couplage mécanique entre le moteur asynchrone à cage d'écureuil et le générateur synchrone.
9. Capteur de couple.
10. Charge variable du générateur synchrone.
11. Alimentation continue.
12. Multimètre.

La dS1104 reçoit les signaux d'entrée des capteurs (vitesse, courants) et génère les signaux de commande numériques. Ces signaux sont transmis au programme MATLAB/Simulink via une interface en temps réel (RTI), où les ports d'entrée/sortie (E/S) de la dS1104

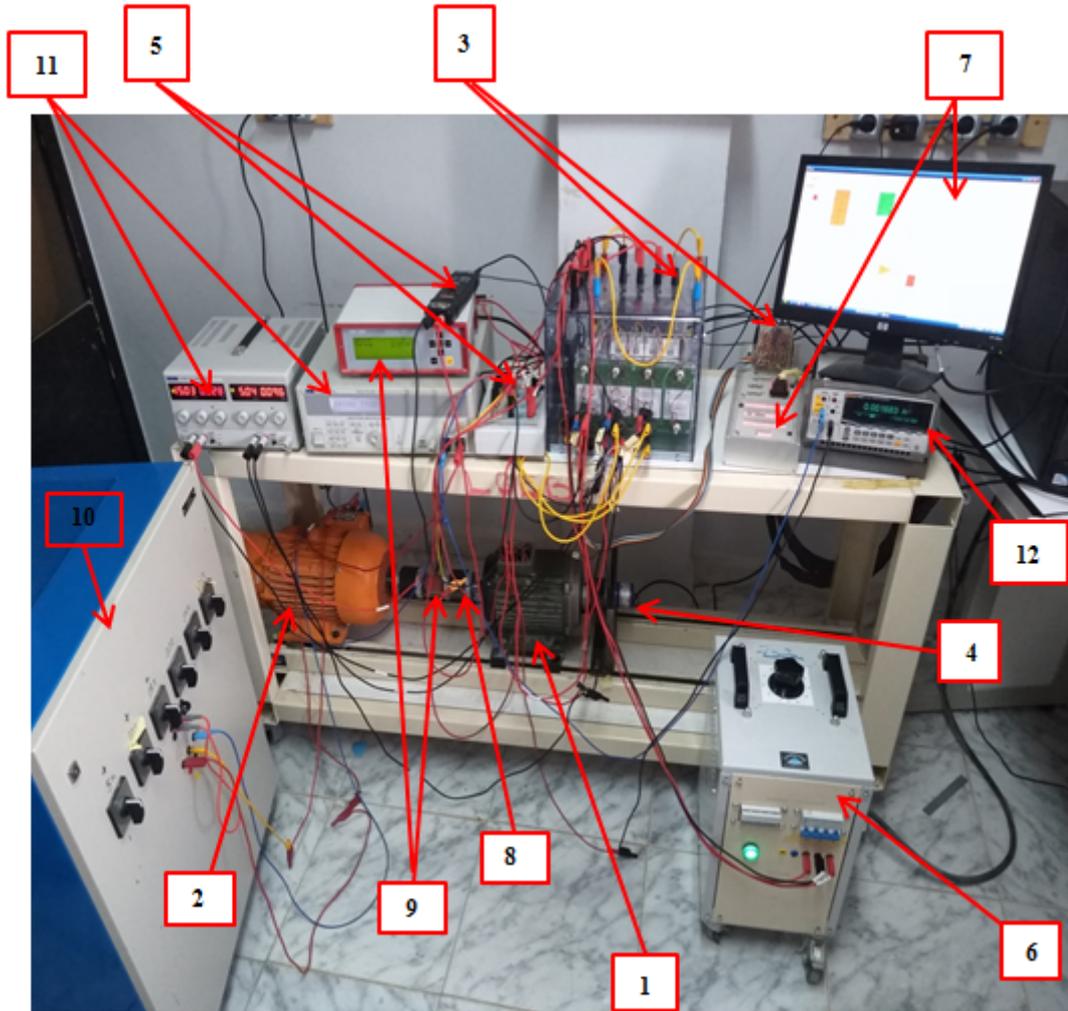


Fig 4.2: Image de la configuration expérimentale du banc d'essai.

sont disponibles dans la bibliothèque de Simulink. L'implémentation sur carte dSPACE 1104 convertit le programme en un système temps réel sur le matériel (dSPACE 1104) qui était auparavant dans le logiciel (Simulink). Le comportement de commande souhaité est obtenu en ajustant les variables du système, tels que les gains, les signaux de référence, etc., à l'aide du logiciel control desk. Le convertisseur de bus continu est fixé en filtrant la tension d'alimentation à l'aide d'un redresseur triphasé. Les signaux de commande fournis par dSPACE sont convertis d'un format analogique (0-5V) à un autre (0-15V) pour contrôler les IGBT de l'onduleur, en utilisant un amplificateur adaptatif fabriqué en laboratoire. Enfin, control desk est utilisé pour contrôler l'onduleur et, par conséquent, le moteur asynchrone à cage d'écureuil. Un oscilloscope connecté à l'interface RTI est utilisé pour obtenir les résultats expérimentaux. Pour provoquer l'excentricité du moteur asynchrone à cage d'écureuil, les roulements sont remplacés par d'autres roulements ayant un diamètre

extérieur plus petit et un diamètre intérieur plus grand que ceux du roulement d'origine. Les espaces entre les nouveaux roulements et leurs logements, ainsi qu'entre l'arbre du rotor et les nouveaux roulements, sont remplis par des bagues appropriées. La Figure 4.3 montre une photo des nouveaux roulements, des bagues intérieures et des bagues extérieures. Le tableau 4.7 illustre leurs dimensions globales. La conception d'une bague extérieure excentrique crée une excentricité statique (ES), tandis que la bague intérieure excentrique est responsable de l'excentricité dynamique (ED), et les deux créent une excentricité mixte (EM). Les bagues excentriques sont fabriquées à l'aide d'un processus d'usinage précis et professionnel. En pratique, des excentricités dynamiques et mixtes sont établies, comme indiqué dans le tableau 4.7.



Fig 4.3: Nouveau roulement à billes avec les bagues assemblées dessus.

### 4.3.1 Machine à l'état sain

La figure 4.4 illustre les résultats expérimentaux de la commande indirecte à flux orienté (FOC) du moteur asynchrone à cage d'écureuil à l'état sain. De nombreuses grandeurs mécaniques et électriques sont mesurées pendant une durée de 10 secondes, avec l'application de la charge à la 5ème seconde. Il est évident que la réponse de la vitesse du rotor est sans dépassement ( $1\text{div} = 200 \text{ tr/min}$ ). Les composantes du flux rotorique ( $1\text{div} = 0,5 \text{ Wb}$ ) apparaissent avec une excellente orientation et un découplage idéal. La composante du flux direct est stabilisée à une valeur nominale ( $0,8 \text{ Wb}$ ), tandis que la composante du flux quadratique est maintenue presque à zéro sans charge ou sous charge.

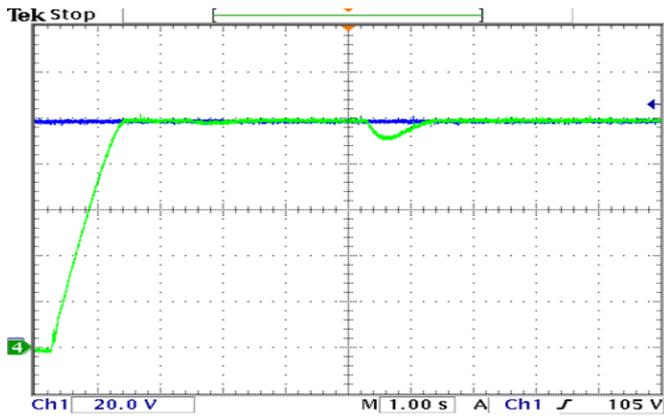
Le couple électromagnétique (1div = 10 Nm) montre une réponse dynamique rapide. Les courants de phase du stator (1div = 5 A) présentent une forme d'onde sinusoïdale dont l'amplitude varie en fonction de la charge. Pour tester la robustesse du contrôle, le fonctionnement de la machine lors d'un changement de sens de rotation à grande vitesse (1 div = 500 tr/min) et à basse vitesse (1div = 200 tr/min) démontre les bonnes performances de la commande vectorielle.

## 4.3.2 Machine avec défaut

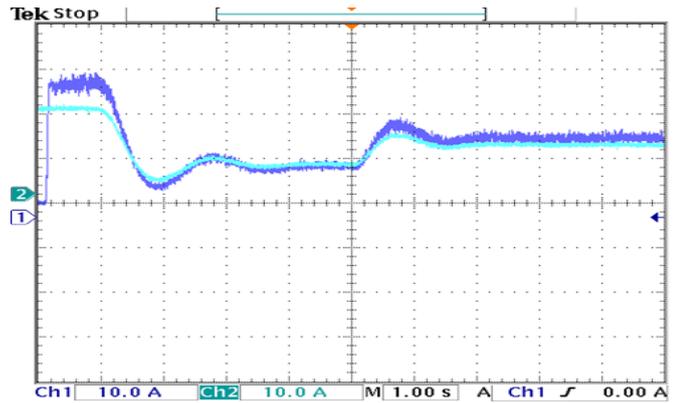
Dans des conditions similaires à celles mentionnées précédemment, nous utilisons une machine présentant un défaut d'excentricité au niveau du rotor.

### 4.3.2.1 Défaut d'excentricité dynamique ( $\delta_d = 0.33$ ) du moteur asynchrone à cage d'écureuil

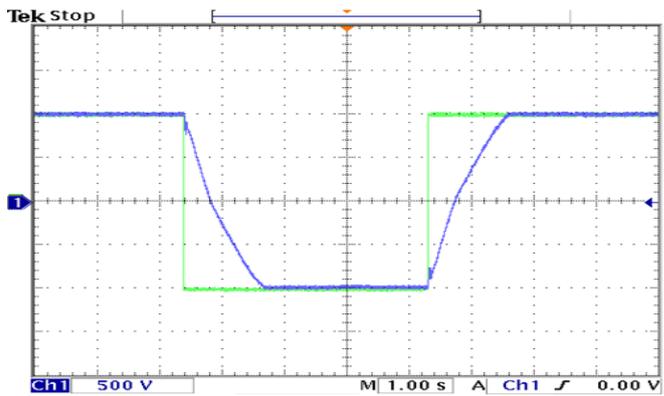
Le moteur a été testé avec un défaut d'excentricité dynamique ( $\delta_d = 0.33$ ). L'analyse des résultats obtenus avec le défaut d'excentricité dynamique, illustrés dans la Figure 4.5. par rapport à l'état sain de la Figure 4.4, montre que le couple électromagnétique et la vitesse du rotor sont légèrement affectés par le défaut d'excentricité dynamique en raison du contrôle en boucle fermée, grâce à la boucle de régulation de vitesse dans le contrôle FOC, qui masque et compense l'effet du défaut. L'effet léger est clairement visible à basse vitesse (de 300 à -300 tr/min) avec des ondulations visibles par rapport à la haute vitesse. L'amplitude du courant de phase du stator augmente avec des oscillations par rapport à l'état sain. Une perturbation provoquée par le défaut est observée dans les composantes du flux directe et quadratique. La composante du flux direct est stabilisée à sa valeur nominale en pleine charge, contrairement à l'absence de charge, tandis que la composante du flux quadratique est maintenue presque à zéro sous charge et inférieure à zéro sans charge.



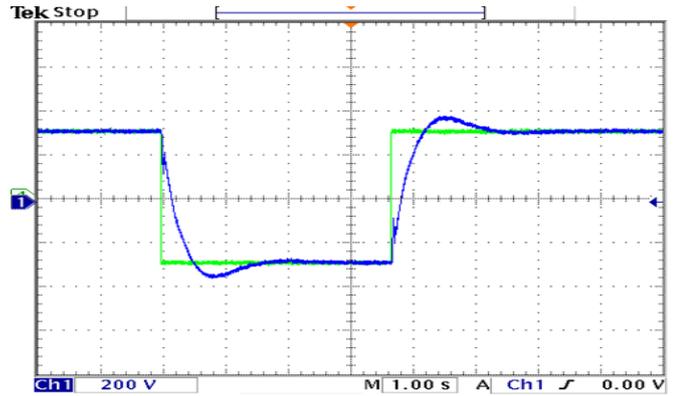
La vitesse (1div = 500tr/min)



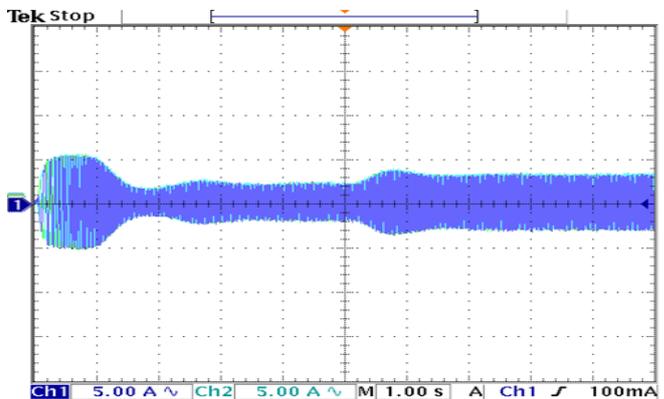
Le couple électromagnétique  
(1div = 10 Nm)



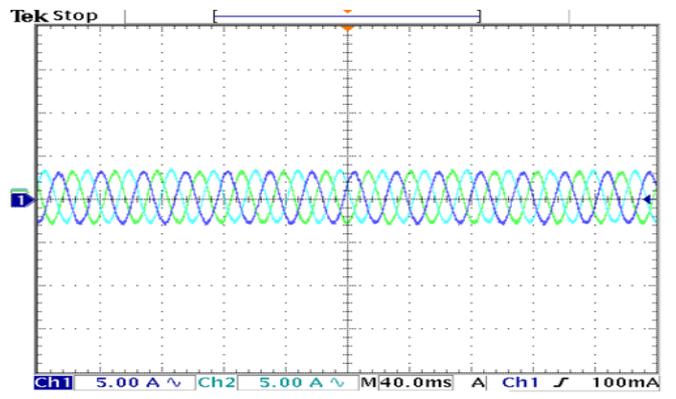
L'inversion du sens de rotation  
(1div = 500tr/min)



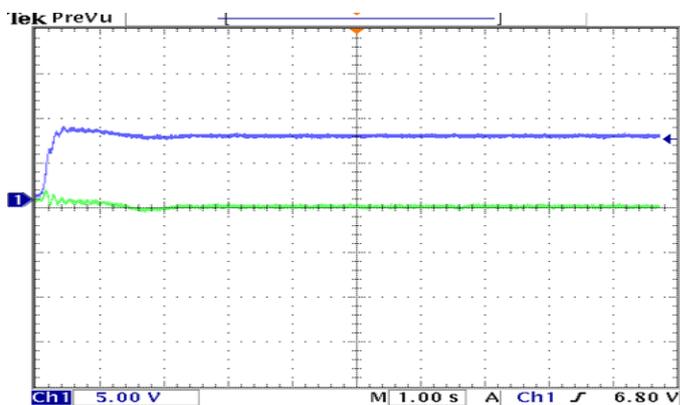
L'inversion de sens de rotation  
(1div = 200tr/min)



Courants statoriques  
(1div = 5A)



Courants statoriques  
(Zoom) (1div = 5A)



Flux direct et quadratique  
(1div = 0.5Wb)

Fig 4.4: Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande indirecte à flux orienté à l'état sain

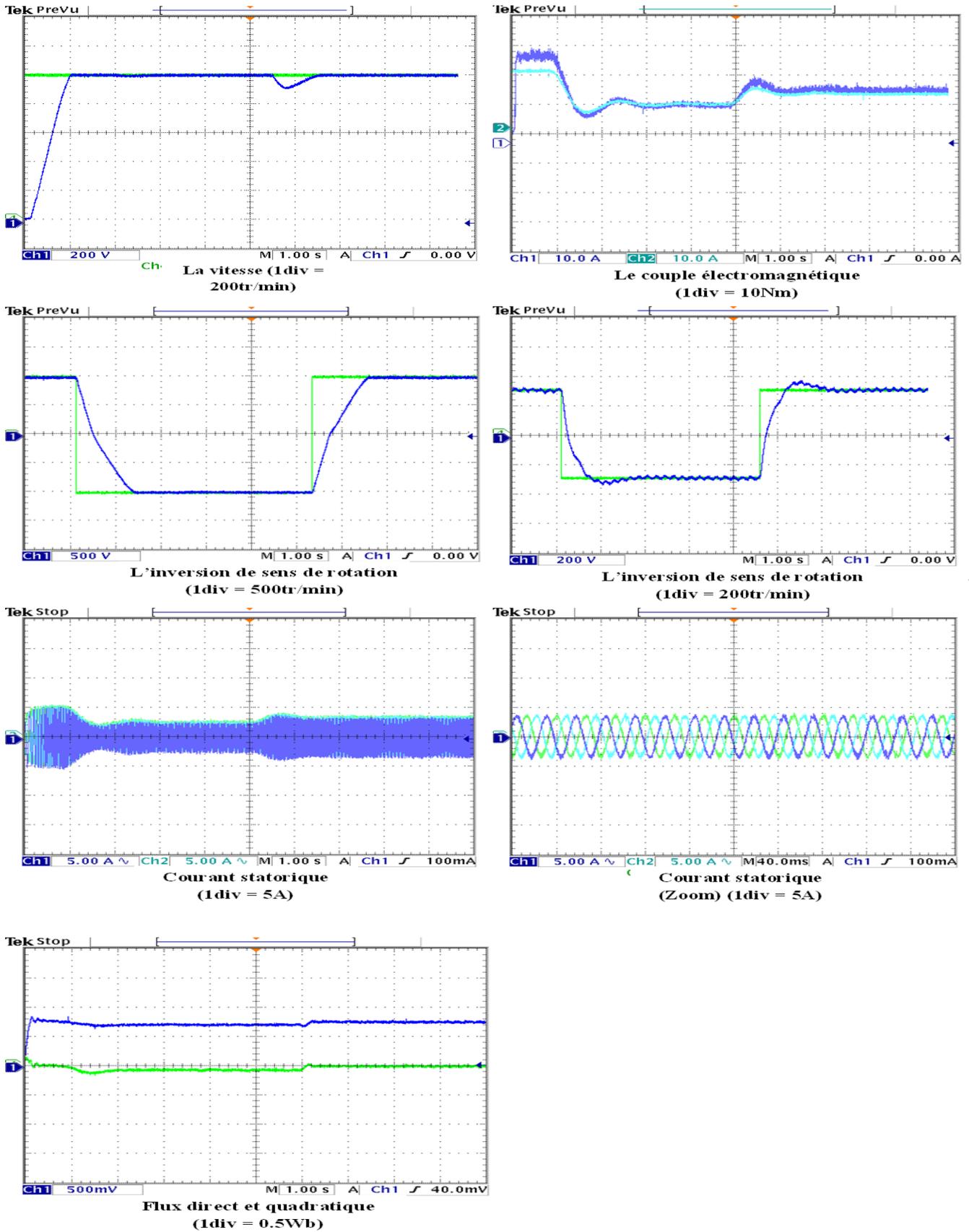


Fig 4.5: Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande indirecte à flux orienté à défaut d'excentricité dynamique.

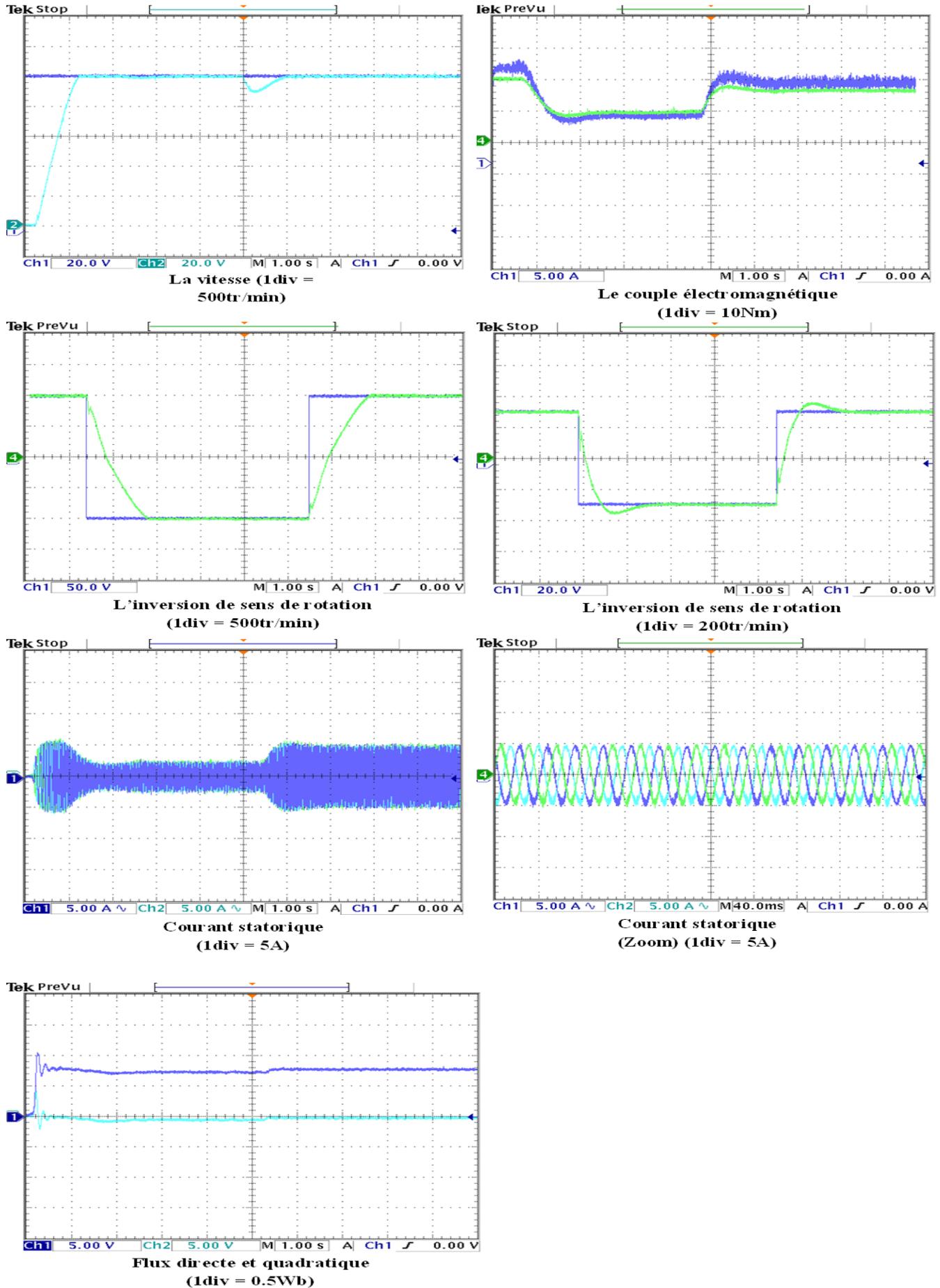


Fig 4.6: Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande indirecte à flux orienté à défaut d'excentricité mixte.

### 4.3.2.2 Défaut d'excentricité mixte ( $\delta_d = 0.33 + \delta_s = 0.16$ ) du moteur asynchrone à cage d'écureuil

Maintenant, la machine a été testée avec un défaut d'excentricité mixte ( $\delta_d = 0.33 + \delta_s = 0.16$ ). L'analyse des résultats obtenus avec le défaut d'excentricité mixte Figure 4.6, en comparaison avec l'état sain et le défaut d'excentricité dynamique Figure(4.4,4.5) , montre que la vitesse du rotor et le couple électromagnétique sont légèrement affectés par le défaut d'excentricité mixte grâce au contrôle en boucle fermée, en raison de la boucle de régulation de vitesse dans le contrôle FOC qui masque et compense l'effet du défaut. De plus, l'amplitude du courant de phase du stator est plus élevée par rapport au défaut d'excentricité dynamique. Une perturbation induite par le défaut est observée dans les composantes du flux directe et quadratique. La composante de flux direct se stabilise à sa valeur nominale en pleine charge.

## 4.4 Discussion des résultats expérimentaux

Les transformées de Fourier rapide du courant statorique pour l'état sain ainsi que les défauts d'excentricité dynamique sont présentées dans les figures 4.7, 4.8. Le moteur a été initialement testé avec une tension d'alimentation sinusoïdale directe. Dans ces conditions, les résultats obtenus montrent la présence de composantes harmoniques latérales. Les composantes harmoniques de basse fréquence à  $f_s + f_r$ ,  $f_s - f_r$  existent même à l'état sain, ce qui signifie qu'elles sont inhérentes dans le moteur asynchrone à cage en raison d'un défaut de construction. Les amplitudes des composantes harmoniques de basse fréquence à  $f_s + f_r$ ,  $f_s - f_r$  sont plus élevées en cas d'excentricité mixte que lors d'une excentricité dynamique. Ensuite, le moteur a été testé avec une commande FOC. Dans ce cas, pour la même charge et une vitesse de référence de 600 tr/min, on observe que le défaut est toujours présent, mais les valeurs d'amplitude des composantes harmoniques de basse fréquence sont inférieures à celles obtenues avec une tension d'alimentation sinusoïdale. Le tableau 4.1 montre l'analyse spectrale du courant statorique  $I_a$ , où les harmoniques apparaissent de part et d'autre du fondamental aux fréquences ( $f_s + f_r$ ,  $f_s - f_r$ ). L'analyse du tableau 4.1 montre que les fréquences calculées sont très proches de celles déduites dans tous les cas (ES, ED, EM), avec des erreurs négligeables. Une autre différence est observée au niveau de l'amplitude des harmoniques à la fréquence fondamentale, où l'on

		$f_{calculé}(Hz)$	$f_{déduit}(Hz)$	Amplitude (dB)
ES	fs+fr	32.55	31.45	-50.53
ES	fs-fr	12.945	12.55	-46.7
ED	fs+fr	31.824	31.82	-43.24
ED	fs-fr	11.815	11.82	-40.54
EM	fs+fr	39.824	39.82	-27
EM	fs-fr	19.81	19.82	-13.68

TABLE 4.1: Amplitude et fréquences du spectre du courant statorique  $I_a$  avec ES, ED et EM.

constate que les harmoniques dus à l'excentricité mixte sont plus importants que ceux de l'excentricité dynamique et de l'état sain.

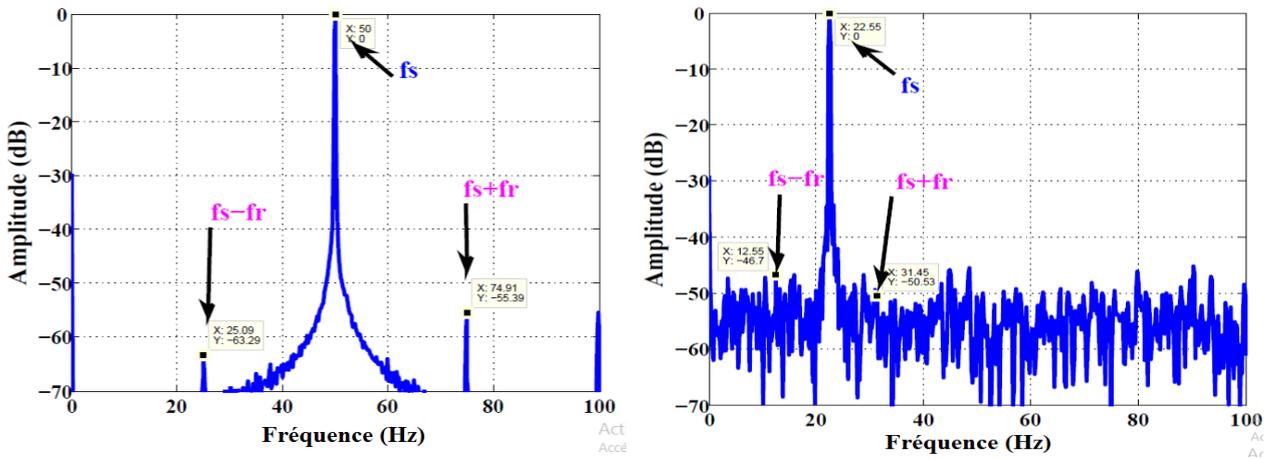


Fig 4.7: Spectre de courant à l'état sain.

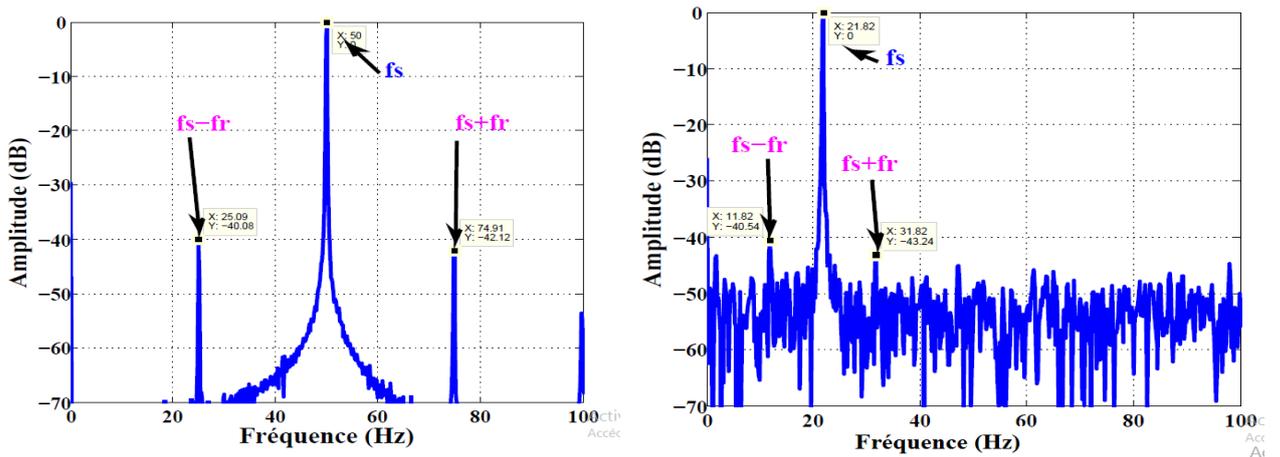


Fig 4.8: Spectre de courant de l'excentricité dynamique.

## 4.5 Impact des variations de charge.

La machine asynchrone à cage d'écureuil est alimentée à la fois par un réseau principal et par une commande en boucle fermée. Les amplitudes des harmoniques du courant de phase, des composantes harmoniques à basse fréquence à  $f_s + f_r$ ,  $f_s - f_r$ , dues à l'excentricité, ont été mesurées expérimentalement avec différentes charges.

### 4.5.1 Alimentation par réseau

La figure 4.9 montre les variations des amplitudes des composantes harmoniques  $f_s + f_r$  et  $f_s - f_r$  en fonction de la variation de la charge à l'état sain avec excentricité dynamique et mixte. On peut remarquer que dans tous les cas, lorsque la charge augmente, les amplitudes des composantes harmoniques  $f_s + f_r$  et  $f_s - f_r$  diminuent. Cela est dû à la pression exercée sur l'axe du rotor par la charge, ce qui entraîne une diminution de l'amplitude des basses fréquences. Une augmentation de l'excentricité entraîne une augmentation des composantes harmoniques, cette augmentation étant presque indépendante de la charge. Cependant, ces augmentations sont particulièrement marquées aux faibles glissements (à vide).

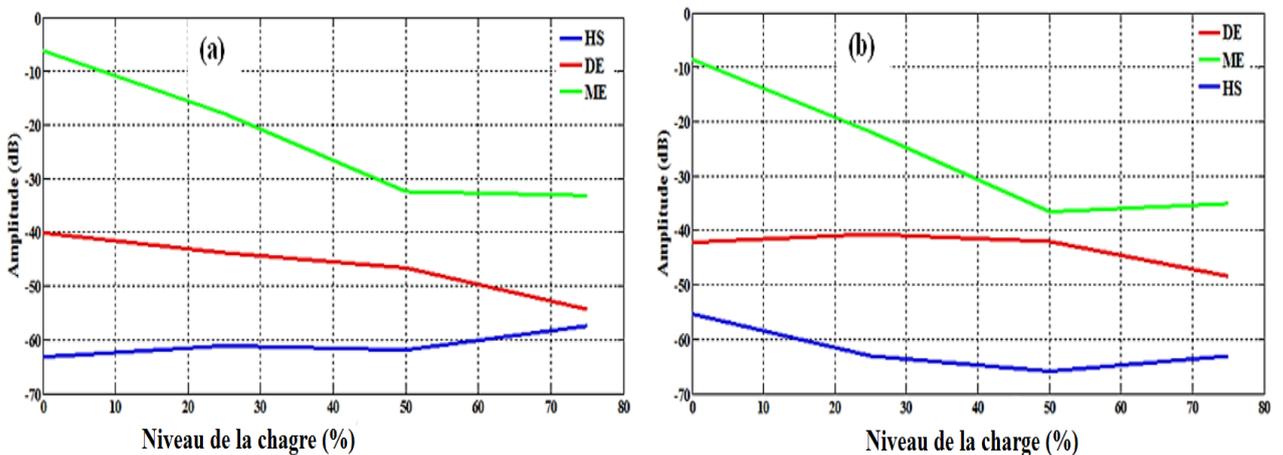


Fig 4.9: Variations des amplitudes normalisées des harmoniques  $f_s + f_r$  dans (a) et  $f_s - f_r$  dans (b) en fonction de la charge variable dans le cas d'une alimentation par réseau à état sain (HS) avec excentricité dynamique et excentricité mixte.

### 4.5.2 Moteur asynchrone connecté en boucle fermée

Lorsqu'un contrôle en boucle fermée FOC est appliqué à un moteur asynchrone, les composantes harmoniques sont modifiées. Les résultats obtenus sont présentés dans la

figure 4.10 pour  $f_s + f_r$  (a) et  $f_s - f_r$  (b). Ces composantes harmoniques indiquent que la méthode FOC en boucle fermée a un effet considérable sur les amplitudes de ces harmoniques. Dans les mêmes conditions de fonctionnement, pour tous les types de défauts d'excentricité ED et EM, par rapport aux résultats d'un moteur asynchrone connecté à l'alimentation par réseau, nous constatons que le niveau des composantes harmoniques est légèrement inférieur en boucle fermée grâce aux capacités de régulation relativement fortes du régulateur PI.

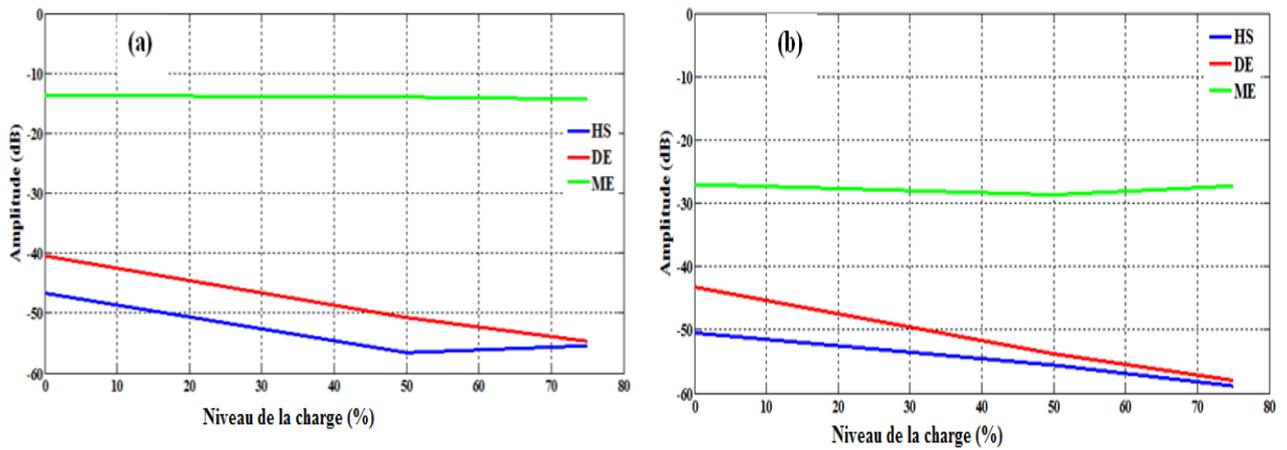


Fig 4.10: Variations des amplitudes normalisées des harmoniques  $f_s + f_r$  dans (a) et  $f_s - f_r$  dans (b) en fonction de la charge variable dans le cas d'une boucle fermée à état sain (HS) avec excentricités dynamique et excentricités mixte.

### 4.5.3 Influence de la vitesse de référence

Dans le cas d'un moteur asynchrone connecté en boucle fermée (FOC), lorsque nous modifions la vitesse du moteur ou la charge, les valeurs des harmoniques de défaut sont affectées. La figure 4.11 montre l'effet du changement de vitesse sur les amplitudes des harmoniques à différentes vitesses, 1000 tr/min et 600 tr/min. La diminution de la vitesse entraîne une augmentation des composantes harmoniques  $f_r, 2f_r, 3f_r$  comme indiqué sur la figure 4.11. La figure 4.12 montre l'effet du changement de charge sur les composantes harmoniques. L'augmentation de la charge entraîne une diminution des composantes harmoniques  $f_r, 2f_r, 3f_r$  selon une relation inversement proportionnelle. Les fréquences harmoniques  $f_r, 2f_r, 3f_r$  à état sain avec excentricité dynamique et excentricité mixte apparaissent clairement dans le spectre du courant quadratique  $I_{q_s}$ . En revanche, les amplitudes harmoniques de vitesse  $f_r, 2f_r, 3f_r$  n'apparaissent pas clairement à moins qu'un gain de boucle de vitesse ne soit appliqué. La Tableau 4.2 montre que l'effet du défaut est

Cas	Fréquence	$f_{calculé}(HZ)$	$f_{dédruit}(HZ)$	Amplitude (dB)
ES	$fr$	10.0009	10	-64.51
ES	$2fr$	20.0018	20	-69.96
ES	$3fr$	30.0027	30	-70.26
ED	$fr$	10.0044	10	-41.14
ED	$2fr$	20.0088	20	-44.19
ED	$3fr$	30.013	30	-52.46
EM	$fr$	10.0046	10	-21.54
EM	$2fr$	20.0092	20	-22.01
EM	$3fr$	30.013	29.82	-26.53

TABLE 4.2: Amplitude et fréquences du spectre du courant quadratique  $I_{qs}$  (sortie du régulateur de vitesse) avec ES, ED et EM.

compensé par le système de contrôle en boucle fermée. Par conséquent, la composante quadratique  $I_{qs}$  devient une caractéristique appropriée pour le diagnostic des défauts. À partir de l'analyse du tableau 4.2, on peut constater que les fréquences calculées sont très proches de celles déduites dans tous les cas (ES, ED, EM). Une autre différence est observée au niveau de l'amplitude harmonique de la vitesse ( $fr$ ,  $2fr$  et  $3fr$ ), où il a été constaté que l'harmonique due à l'excentricité mixte est plus élevée que celle de l'excentricité dynamique et de l'état sain.

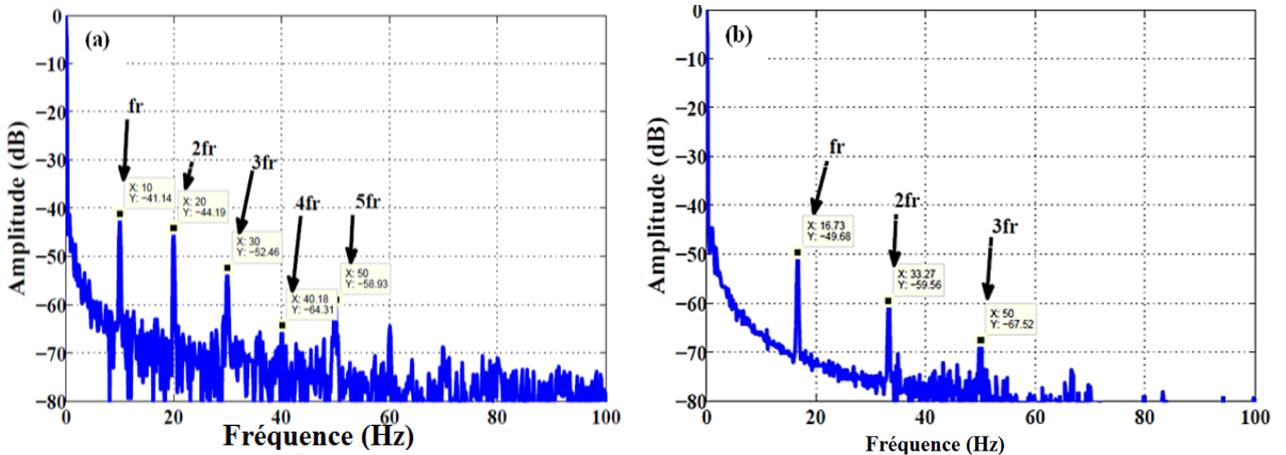


Fig 4.11: Analyse FFT du spectre de vitesse en expérimentation pour l'excentricité dynamique.

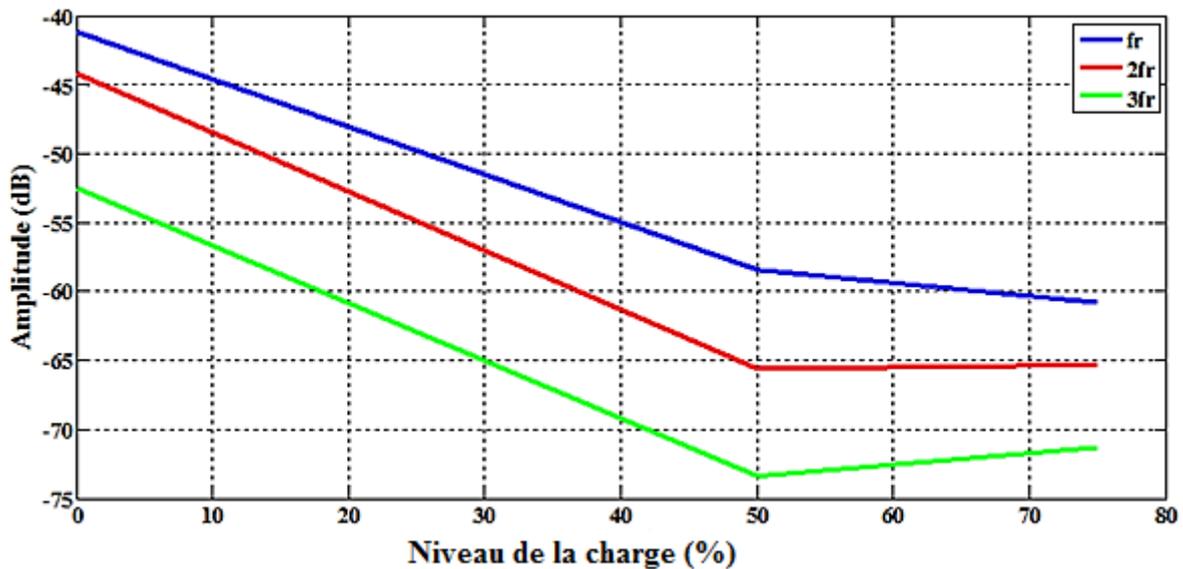


Fig 4.12: Variations des amplitudes des harmoniques  $f_r, 2f_r, 3f_r$  en fonction de la variation de charge en boucle fermée pour une excentricité dynamique et une vitesse de 600 tr/min.

## 4.6 Description de la commande directe du couple

Le principe de la commande DTC diffère des autres méthodes. Son objectif est de réguler directement le couple du moteur en appliquant différents vecteurs de tension de l'onduleur, ce qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, qui sont généralement régulés par des régulateurs à hystérésis. L'idée est de maintenir ces grandeurs à l'intérieur de plages prédéfinies. Les sorties de ces régulateurs déterminent le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation de l'onduleur. Pour utiliser ce type de régulateur, il est nécessaire d'avoir une fréquence de commutation variable dans le convertisseur, ce qui demande un pas de calcul très faible [152]-[154]. Pour minimiser les oscillations de couple induites par les régulateurs à hystérésis, il est recommandé d'utiliser une fréquence de calcul élevée dans la commande DTC. La figure suivante illustre schématiquement la commande DTC de la machine asynchrone.

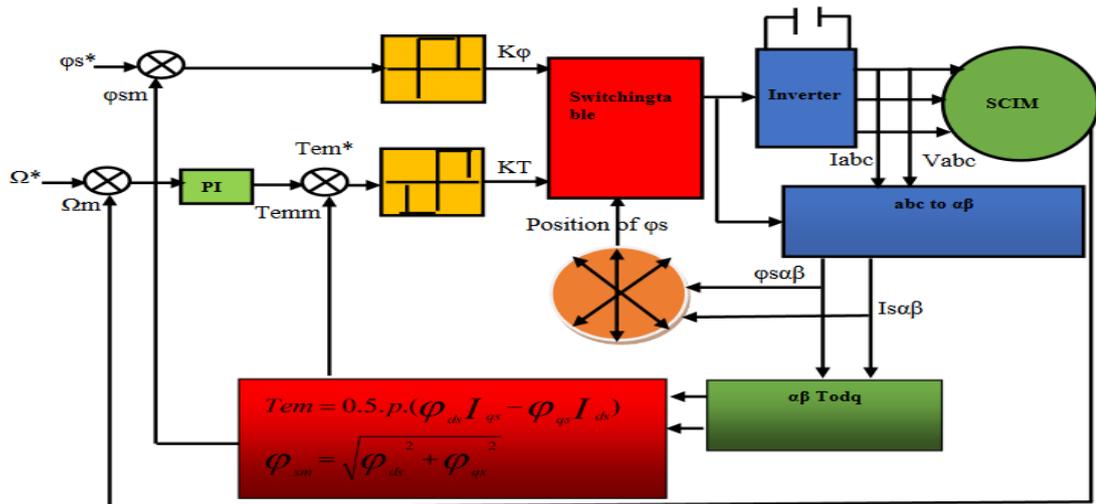


Fig 4.13: Figure présentant la structure schématique d'une commande DTC appliquée à une machine asynchrone.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple :

- ★ la commande directe de couple et de flux débute par la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur,
- ★ la commande indirecte concerne les intensités et les tensions du stator de la machine,
- ★ elle permet d'obtenir des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales,
- ★ la réponse dynamique de la machine est très rapide.
- ★ les oscillations de couple sont présentes et dépendent, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis,
- ★ la fréquence de commutation de l'onduleur est déterminée par l'amplitude des bandes d'hystérésis.

Les avantages de cette méthode de commande sont les suivants :

- ★ elle ne nécessite pas de calculs dans le repère rotorique (d,q),
- ★ il n'est pas nécessaire de réaliser un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, contrairement à la commande vectorielle,
- ★ un seul régulateur est nécessaire, celui de la boucle externe de vitesse,
- ★ il n'est pas indispensable de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information du secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est requise,
- ★ la réponse dynamique est extrêmement rapide.

En ce qui concerne les inconvénients :

- ★ des problèmes peuvent survenir à basse vitesse,

- ★ il est nécessaire d'avoir des estimations du flux statorique et du couple,
- ★ des oscillations de couple peuvent se produire,
- ★ la fréquence de commutation n'est pas constante en raison de l'utilisation des régulateurs à hystérésis,
- ★ la DTC entraîne une riche teneur en harmoniques, ce qui augmente les pertes, génère des bruits acoustiques et peut provoquer des oscillations de couple susceptibles d'exciter des résonances mécaniques.

#### 4.6.1 Stratégie de la commande directe de couple et de flux.

La stratégie de commande directe de couple et de flux, proposée par Takahashi, repose sur l'algorithme suivant :

- ★ optimisation du tableau de commutation de l'onduleur à deux et trois niveaux de tension,
- ★ contrôle de la fréquence de commutation en utilisant des régulateurs à hystérésis,
- ★ utilisation d'estimateurs de flux et de couple, ainsi que la mesure directe des courants de ligne,
- ★ détermination de la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour contrôler le flux et le couple selon une logique qui sera présentée par la suite. Les composantes du flux statorique, déterminées par l'équation 4.8, sont utilisées dans la commande après une transformation dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  lié au stator,
- ★ un algorithme préliminaire similaire à celui l'équation 4.7 présenté dans la figure 4.14 est utilisé pour déterminer la position du vecteur de flux.

#### 4.6.2 Contrôle du vecteur de flux statorique.

Dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  lié au stator, l'estimation du flux statorique est obtenue à partir de l'équation suivante :

$$\overline{\varphi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - \overline{R}_s \overline{I}_s) dt \quad (4.5)$$

Le même vecteur de tension est sélectionné entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, ce qui donne lieu à :

$$\overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\overline{V}_s - \overline{R}_s \overline{I}_s) dt \quad (4.6)$$

Ici,  $\overline{\varphi}_s$  représente le vecteur du flux,  $\overline{\varphi}_{s0}$  est le vecteur initial de  $\overline{\varphi}_s$ ,  $\overline{R}_s$  correspond à la résistance statorique. L'impact de la chute de tension causée par la résistance du stator peut être négligé (pour les vitesses élevées), ce qui conduit à :

$$\overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\overline{V}_s) dt \quad (4.7)$$

Pendant l'intervalle de temps ( $t = 0$  à  $t = T$ ), on observe que l'extrémité du vecteur  $\overline{\varphi}_s$  se déplace le long d'une droite dont la direction est déterminée par le vecteur  $(\overline{V}_s)$  choisi pendant la durée  $T$ .

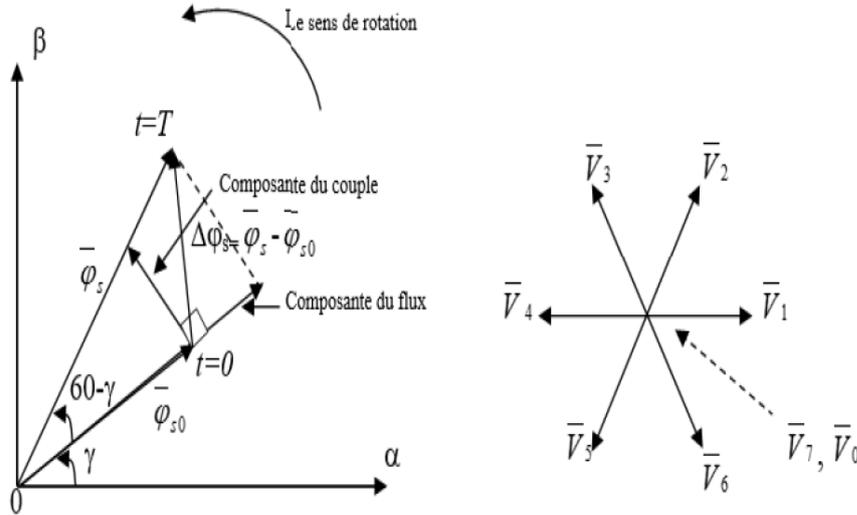


Fig 4.14: Évolution du vecteur de flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

### 4.6.3 Présentation de la structure de la commande

#### 4.6.3.1 Sélection du vecteur de tension

Le choix du vecteur  $\overline{V}_s$  dépend de la position de  $\overline{\varphi}_s$  dans le référentiel  $\ll secteur(S) \gg$ , de la variation souhaitée pour le module de  $\overline{\varphi}_s$ , de la variation souhaitée pour le couple et du sens de rotation de  $\overline{\varphi}_s$ .

L'espace d'évolution de  $\overline{\varphi}_s$  dans le référentiel  $\ll secteur(S) \gg$  est divisé en six zones  $S_i$ ,

avec  $i = [1\dots,6]$ , comme illustré la Figure 4.15.

Lorsque le flux  $\overline{\varphi}_s$  se trouve dans une zone  $S_i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tension suivants :

- ★ Si  $\overline{V}_{i+1}$  est choisi, le flux  $\overline{\varphi}_s$  augmente et le couple  $T_e$  augmente.
- ★ Si  $\overline{V}_{i-1}$  est choisi, le flux  $\overline{\varphi}_s$  augmente et le couple  $T_e$  diminue.
- ★ Si  $\overline{V}_{i+2}$  est choisi, le flux  $\overline{\varphi}_s$  diminue et le couple  $T_e$  augmente.
- ★ Si  $\overline{V}_{i-2}$  est choisi, le flux  $\overline{\varphi}_s$  diminue et le couple  $T_e$  diminue.
- ★ Si  $\overline{V}_0$  ou  $\overline{V}_7$  est choisi, la rotation du flux  $\overline{\varphi}_s$  s'arrête, ce qui entraîne une diminution du couple tandis que le module du flux  $\overline{\varphi}_s$  reste stable.

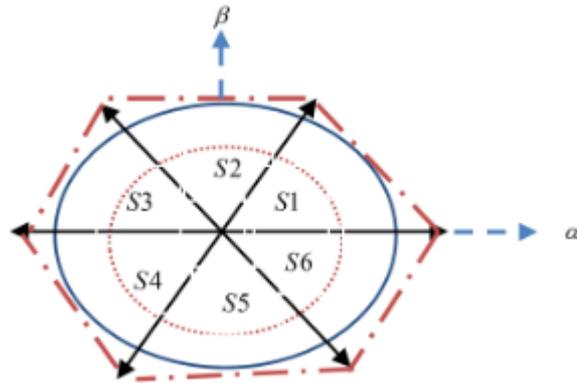


Fig 4.15: Choix du vecteur de tension.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux dans la zone  $S_i$ . En effet, au début de la zone, les vecteurs  $\overline{V}_{i+1}$  et  $\overline{V}_{i-2}$  sont perpendiculaires à  $\overline{\varphi}_s$ , ce qui entraîne une évolution lente de l'amplitude du flux  $\overline{\varphi}_s$ . En revanche, à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs  $\overline{V}_{i-1}$  et  $\overline{V}_{i+2}$ , on observe une évolution lente du couple et une évolution rapide de l'amplitude de  $\overline{\varphi}_s$  au début de la zone, tandis qu'à la fin de la zone, c'est l'inverse. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux dans la zone  $S_i$ , les vecteurs  $\overline{V}_i$  et  $\overline{V}_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ces vecteurs ont la composante de flux la plus forte, ce qui entraîne une évolution très rapide de  $\overline{\varphi}_s$ , mais leur effet sur le couple dépend de la position de  $\overline{\varphi}_s$  dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone. Le choix du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déterminé par les écarts estimés entre le couple et le flux mesurés par rapport à leur référence, ainsi que par la position du vecteur  $\overline{\varphi}_s$ . Par conséquent, des estimateurs de module et de position du flux, ainsi qu'un estimateur du couple, sont nécessaires.

#### 4.6.4 Estimation du flux statorique

On peut estimer le flux en utilisant les mesures des grandeurs statoriques telles que le courant et la tension de la machine (4.5). Cela nous permet d'obtenir les composantes  $(\alpha, \beta)$  liées au stator du vecteur  $\overline{\varphi}_s$ .

$$\begin{cases} \widehat{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (\overline{V}_{s\alpha} - \overline{R}_s \overline{I}_{s\alpha}) dt \\ \widehat{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (\overline{V}_{s\beta} - \overline{R}_s \overline{I}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (4.8)$$

Les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  sont calculées en utilisant les commandes  $(S1, S3, S5)$ , la mesure de la tension  $V_{dc}$ , et en appliquant la transformation  $(\alpha, \beta)$ .

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (4.9)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_1 - \frac{1}{2}(S_3 + S_5)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (S_3 - S_5) \end{cases} \quad (4.10)$$

De manière similaire, les courants  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  sont déduits des mesures des courants réels  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  et  $I_{sc}$ , où  $(I_{sa} + I_{sb} + I_{sc}) = 0$ .

$$\overline{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (4.11)$$

Où :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (4.12)$$

L'amplitude du flux statorique peut être exprimée par :

$$\widehat{\varphi}_s = \sqrt{(\widehat{\varphi}_{s\alpha})^2 + (\widehat{\varphi}_{s\beta})^2} \quad (4.13)$$

La détermination de la zone  $S_i$  où se trouve le vecteur  $\overline{\varphi}_s$  est basée sur les composantes  $\widehat{\varphi}_{s\alpha}$  et  $\widehat{\varphi}_{s\beta}$ . Le couple peut être estimé en utilisant l'équation suivante :

$$\widehat{T}_e = 0.5p(\widehat{\varphi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \widehat{\varphi}_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (4.14)$$

### 4.6.5 Correction du flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux

L'objectif du correcteur de flux est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\overline{\varphi}_s$  dans une couronne circulaire, comme illustré dans la Figure 4.16. La sortie du correcteur doit indiquer la direction du changement du module de  $\overline{\varphi}_s$ , afin de sélectionner le vecteur de tension approprié. Un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux est parfaitement adapté à cette tâche et permet d'obtenir d'excellentes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne  $K_\varphi$ , indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $K_\varphi=1$ ) ou diminuée ( $K_\varphi=0$ ) afin de maintenir la différence entre  $|\varphi_{sref} - \widehat{\varphi}_s| \leq \Delta\varphi_s$ . Dans cette équation,  $\varphi_{sref}$  représente la consigne de flux et  $\Delta\varphi_s$  représente la largeur du correcteur à hystérésis.

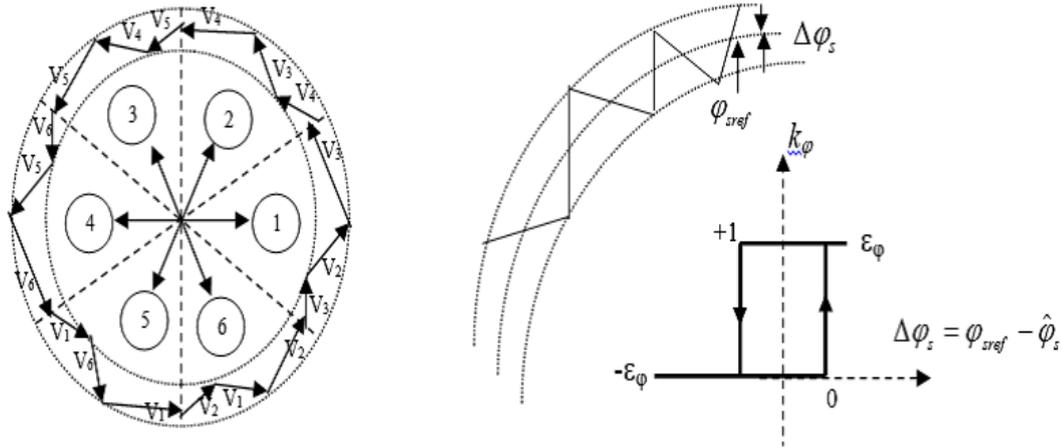


Fig 4.16: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions correspondants.

$$\begin{cases}
 Si \ \Delta\varphi_s > \varepsilon_\varphi & \text{alors } K_\varphi = 1 \\
 Si \ -\varepsilon_\varphi \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} \geq 0 & \text{alors } K_\varphi = 0 \\
 Si \ -\varepsilon_\varphi \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} \leq 0 & \text{alors } K_\varphi = 1 \\
 Si \ \Delta\varphi_s < -\varepsilon_\varphi & \text{alors } K_\varphi = 0
 \end{cases} \quad (4.15)$$

### 4.6.6 Correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux

Le rôle du correcteur de couple est de maintenir le couple dans une plage définie.  $|T_{eref} - \widehat{T}_e| \leq \Delta T_e$ , avec  $T_{eref}$  la référence de couple et  $\Delta T_e$  la bande d'hystérésis du correcteur. Une différence avec le contrôle du flux réside dans le fait que le couple peut être positif ou négatif en fonction du sens de rotation de la machine. Pour cette raison, deux solutions sont envisageables : l'utilisation d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux ou d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux, qui ont été utilisés dans cette étude. Ces correcteurs permettent de maintenir le couple dans les limites souhaitées, assurant ainsi la stabilité et la performance du système.

#### 4.6.6.1 Correcteur à trois niveaux

Ce correcteur permet de gérer le moteur dans les deux directions de rotation, qu'il s'agisse d'un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne  $K_{T_e}$ , indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $K_{T_e} = 1$ ) pour une consigne positive ou diminuée ( $K_{T_e} = -1$ ) pour une consigne négative, tandis que pour une consigne nulle, ( $K_{T_e} = 0$ ) le couple est maintenu à son niveau actuel.

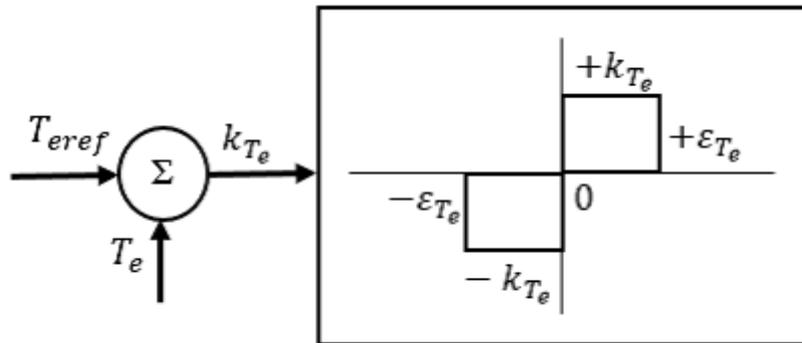


Fig 4.17: Correcteur de couple à hystérésis de trois niveaux.

Le correcteur à hystérésis à trois niveaux offre la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans nécessiter de modifications de la structure. On peut visualiser cette

Secteur( $S_i$ )		1	2	3	4	5	6
$K_\varphi = 1$	$k_{T_e} = 1$	110	010	011	001	101	100
	$k_{T_e} = 0$	111	000	111	000	111	000
	$k_{T_e} = -1$	101	100	110	010	011	001
$K_\varphi = 0$	$k_{T_e} = 1$	010	001	001	101	100	110
	$k_{T_e} = 0$	000	111	000	111	000	111
	$k_{T_e} = -1$	001	101	100	110	010	011

TABLE 4.3: Séquences de commutation proposées par la technique DTC.

structure en intégrant le correcteur de couple de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 Si \ \Delta_{T_e} > \varepsilon_{T_e} & alors \ K_{T_e} = 1 \\
 Si \ 0 \leq \Delta_{T_e} \leq \varepsilon_{T_e} \ et \ \frac{dT_e}{dt} \geq 0 & alors \ K_{T_e} = 0 \\
 Si \ 0 \leq \Delta_{T_e} \leq \varepsilon_{T_e} \ et \ \frac{dT_e}{dt} \leq 0 & alors \ K_{T_e} = 1 \\
 Si \ \Delta_{T_e} < -\varepsilon_{T_e} & alors \ K_{T_e} = -1 \\
 Si \ -\varepsilon_{T_e} \leq \Delta_{T_e} \leq 0 \ et \ \frac{dT_e}{dt} \geq 0 & alors \ K_{T_e} = 0 \\
 Si \ -\varepsilon_{T_e} \leq \Delta_{T_e} \leq 0 \ et \ \frac{dT_e}{dt} \leq 0 & alors \ K_{T_e} = -1
 \end{array} \right. \quad (4.16)$$

#### 4.6.7 Tableau de commutation

Le tableau de commande est établi en fonction de l'état des variables  $K_\varphi$  et  $K_{T_e}$ , ainsi que de la zone  $S_i$  qui indique la position de  $\overline{\varphi}_s$ . Ainsi, il se présente sous la forme suivante : Les séquences nulles  $\overline{V}_0$  et  $\overline{V}_7$ , sont indépendantes de l'état du flux et sont uniquement déterminées par l'écart  $\Delta_{T_e}$ . Elles sont appliquées lorsque l'objectif est de maintenir le couple dans la plage  $-\varepsilon_{T_e} \leq \Delta_{T_e} \leq \varepsilon_{T_e}$

### 4.7 Transformée de Hilbert pour la détection de défaut de barre cassée

Comme il est bien connu, la transformée de Hilbert (HT) a été utilisée dans de nombreux domaines scientifiques, notamment la transmission de signaux, le traitement de données géophysiques et la détection ou le diagnostic de défauts [5]. Dans notre exemple, la transformée de Hilbert est utilisée pour identifier les machines électriques à rotor avec des barres cassées. Cette section aborde brièvement l'utilisation de la transformée de Hilbert

pour l'analyse du courant statorique d'un moteur asynchrone à cage dans un système d'entraînement en boucle fermée [6],[157].  $\widehat{i}_s(t)$  représente la description mathématique de la transformée de Hilbert du signal réel  $i_s(t)$ .

$$\widehat{i}_s(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{i_s(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (4.17)$$

Le signal analytique mentionné,  $\overline{i}_s(t)$ , est obtenu en reliant les signaux  $i_s(t)$  et  $\widehat{i}_s(t)$

$$\overline{i}_s(t) = i_s(t) + j\widehat{i}_s(t) = a(t)e^{j\theta(t)} \quad (4.18)$$

où :

$$a(t) = \sqrt{i_{sa}^2(t) + \widehat{i_{sa}}^2(t)} \quad \text{et} \quad \theta(t) = \tan^{-1} \left( \frac{\widehat{i_{sa}}(t)}{i_{sa}(t)} \right) \quad (4.19)$$

L'enveloppe  $a(t)$  (amplitude instantanée) représente les variations d'énergie du signal  $i_{sa}(t)$  dans le temps, tandis que  $\theta(t)$  correspond à la phase instantanée de  $\overline{i}_s(t)$ . Les étapes pour obtenir l'enveloppe du courant statorique monophasé pour le scénario de défaut des barres cassées peuvent être définies comme suit [5] :

- ★ Mesurer le courant statorique sur une seule phase, indiqué par  $i_{sa}(t)$ .
- ★ Calculer la HT de  $i_{sa}(t)$ , également appelée  $\widehat{i_{sa}}(t)$  (en pratique, la HT est calculée à l'aide d'une procédure basée sur la FFT [156]).
- ★ Calculer le module de Hilbert  $a(t)$  tel qu'illustré dans la Figure 4.18.
- ★ Soustraire la composante continue moyenne de  $a(t)$  et appeler le résultat  $a(t)^*$ , c'est-à-dire  $a(t)^* = a(t) - \text{moyenne}(a(t))$ . À l'aide de la FFT, extraire le spectre de  $a(t)^*$  et étudier l'indication du défaut des barres cassées, c'est-à-dire les composantes dans le spectre aux fréquences de  $2sf_1$  et  $4sf_1$ .

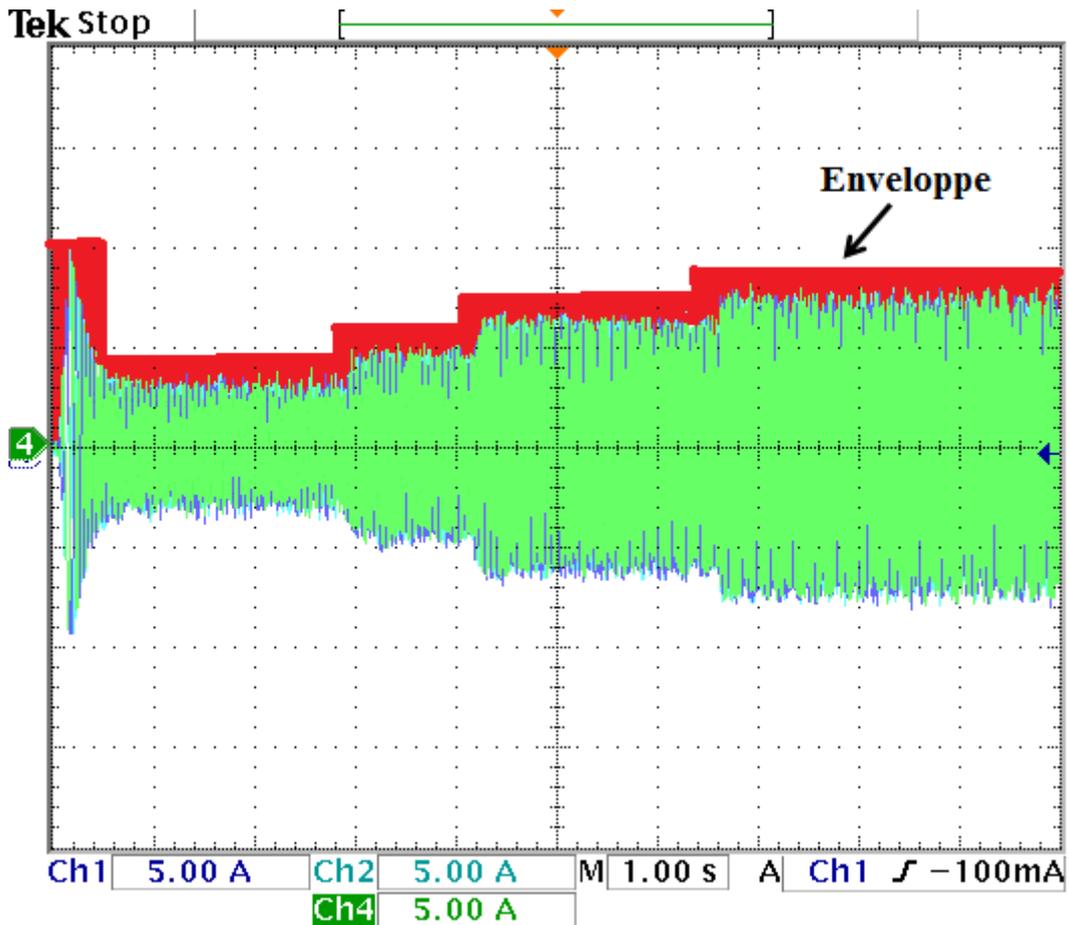


Fig 4.18: Courant statorique  $I_a$  et son enveloppe pour deux barres cassées fonctionnant dans des conditions de charge différentes.

En conséquence, l'enveloppe peut être utilisée pour identifier un défaut des barres cassées. L'utilisation d'une FFT, de la HT du courant statorique ou de son module, pour le diagnostic des défauts asymétriques du rotor, notamment dans des situations à vide, présente des avantages significatifs [87] [157]. En plus de cela, cette étude se concentre sur l'identification des asymétries du rotor dans les entraînements moteurs à cage fonctionnant à faible charge et la résolution des difficultés causées par la méthode de commutation en boucle fermée lorsque le moteur à cage fonctionne à des fréquences élevées [158],[160].

## 4.8 Résultats expérimentaux

Comme illustré dans la Figure 4.19, le défaut des barres cassées a été créé lors d'essais expérimentaux en perceant un trou de 3 mm de diamètre à chaque profondeur de barre du rotor. La Figure 4.2 présente la configuration expérimentale et la connexion logicielle/matérielle de l'appareil de test. Les résultats sont collectés à l'aide d'un oscilloscope

numérique équipé d'une interface en temps réel (RTI) via une carte dSPACE 1104 reliée à un ordinateur exécutant un logiciel de contrôle.



Fig 4.19: Barre de rotor cassée.

#### 4.8.1 Machine à l'état sain

La Figure 5 présente les résultats des tests de bon fonctionnement du moteur à cage en commande directe du couple (DTC). En l'espace de 10 secondes, plusieurs paramètres mécaniques et électriques sont mesurés. La réponse de la vitesse de rotation du rotor est donnée sans dépassement (1 div = 200 tr/min). La croissance des composantes du flux statorique (1 div = 0,5 Wb) dans le plan  $(\alpha, \beta)$  est exactement circulaire. Le couple électromagnétique (1 div = 10 Nm) est dynamiquement rapide. Les formes d'onde des courants de phase dans le stator (1 div = 5 A) sont principalement sinusoïdales avec des amplitudes variables en fonction de la charge fluctuante. Le fonctionnement de la machine en rotation inverse à grande vitesse (1 div = 500 tr/min), et à basse vitesse (1 div = 200 tr/min), indique les performances supérieures de la DTC.

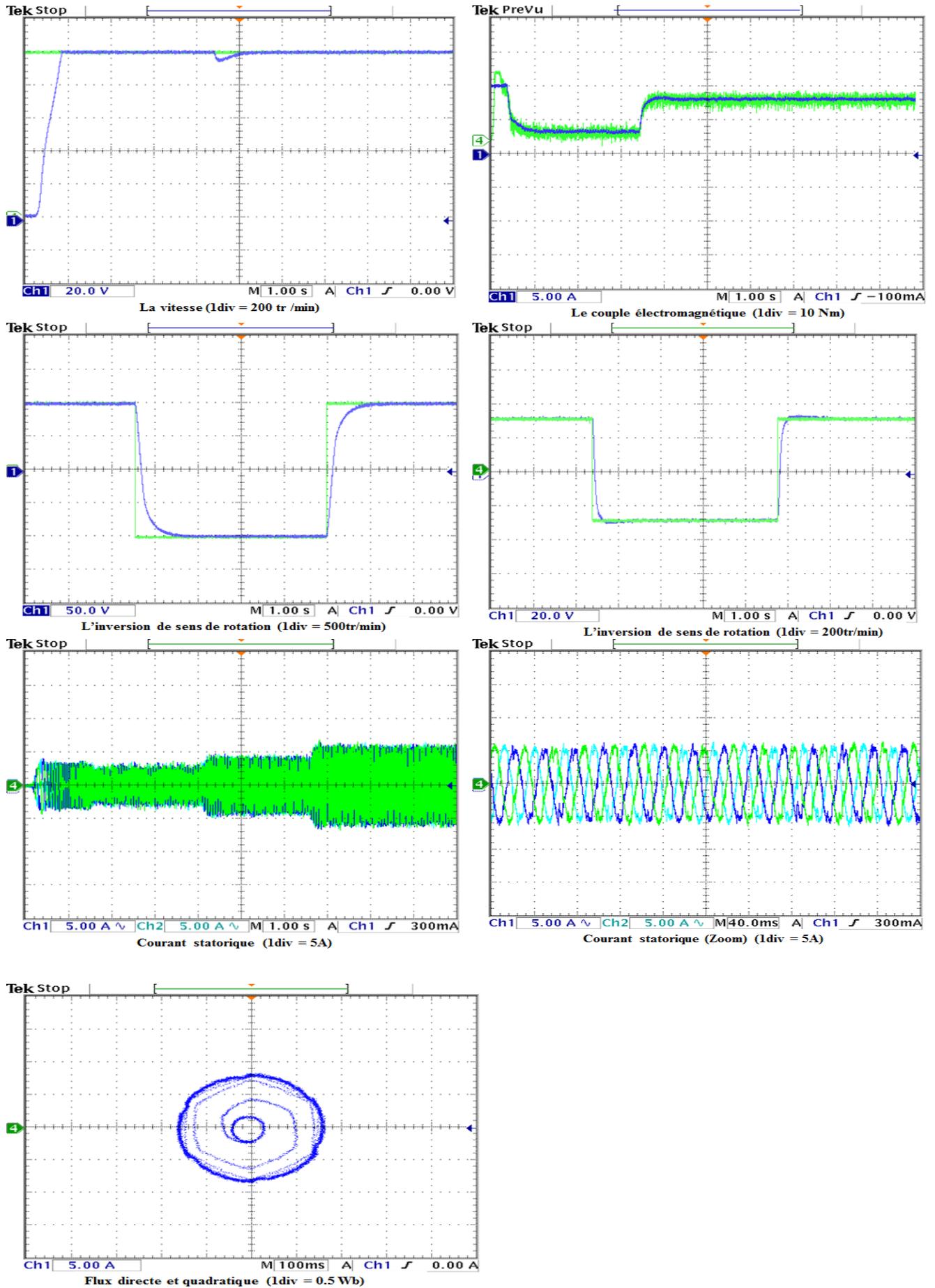


Fig 4.20: Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande directe du couple à l'état sain.

## 4.8.2 Machine avec défaut de barre cassée

Lors des tests du moteur, une barre de rotor fissuré a été découvert. Sur la base de l'étude des résultats obtenus à partir d'une barre cassée (Figure 4.21) par rapport à l'état sain (Figure 4.20), il a été démontré que la vitesse de rotation du rotor n'est pas affectée par une seule barre cassée grâce à la régulation en boucle fermée. La valeur du couple électromagnétique par défaut est affectée. L'apparition d'ondes distinctes lorsqu'une charge est appliquée. Nous avons remarqué que l'amplitude du courant de phase statorique est plus élevée que dans l'état sain. La trajectoire du flux du stator n'est pas affectée. La Figure 4.21 illustre une excellente performance de la commande lors du fonctionnement à vitesse inverse à basse vitesse et à haute vitesse. La vitesse de rotation du moteur à cage fonctionnant selon la technique DTC est de  $1\ 000\ tr/min$  (figure 4.20), et la fréquence fondamentale liée à la vitesse de rotation dans des conditions sans charge à l'état sain est de  $33,64\ Hz$  (figure 4.22). Les Figures 4.22 et 4.23 affichent les résultats de la FFT sous forme de spectres normalisés. Cette dernière image présente la FFT du courant de phase statorique (MCSA) et l'enveloppe filtrée du courant de phase statorique  $i_{env}(t)$ , respectivement. La Figure 4.22 montre les résultats du traitement du courant de phase statorique. Dans l'état sain et une barre cassée à vide, les composantes de fréquence sont masquées. Dans le cas en charge de 25%, 50% et 75% illustrent clairement les composantes caractéristiques de fréquence de la barre cassée. La présence de la composante harmonique de défaut  $(1 \pm 2s) f_s$  est clairement visible sur les spectres correspondant à des charges faibles, moyennes et élevées. Cependant, L'amplitude de l'harmonique augmente de manière proportionnelle à la charge appliquée 25% à 75%. Comme illustré dans le Tableau 4.4 et la Figure 4.22, en l'absence de charge ou même à faible charge, l'approche MCSA classique est incapable de détecter le défaut d'une barre cassée. En revanche, cette approche est efficace pour détecter les asymétries du rotor à des charges élevées. Le Hilbert Transforme est basé sur une analyse des pics positifs dans les oscillations du courant de phase du stator (enveloppe). La Figure (4.23) montre les résultats du traitement de l'enveloppe identifiée. En comparant les deux figures (4.22) et (4.23), nous observons une différence significative. Dans le cas sain et à vide, la figure (4.23) met en évidence de manière claire les composantes caractéristiques de fréquence associées à un défaut d'une barre cassée, contrairement à ce que montre la figure (4.22). La composante harmonique de défaut  $2sf_s(Hz)$  et  $4sf_s(Hz)$  sont clairement visibles sur les spectres sans, faible et moyenne charge et 75% de charge.

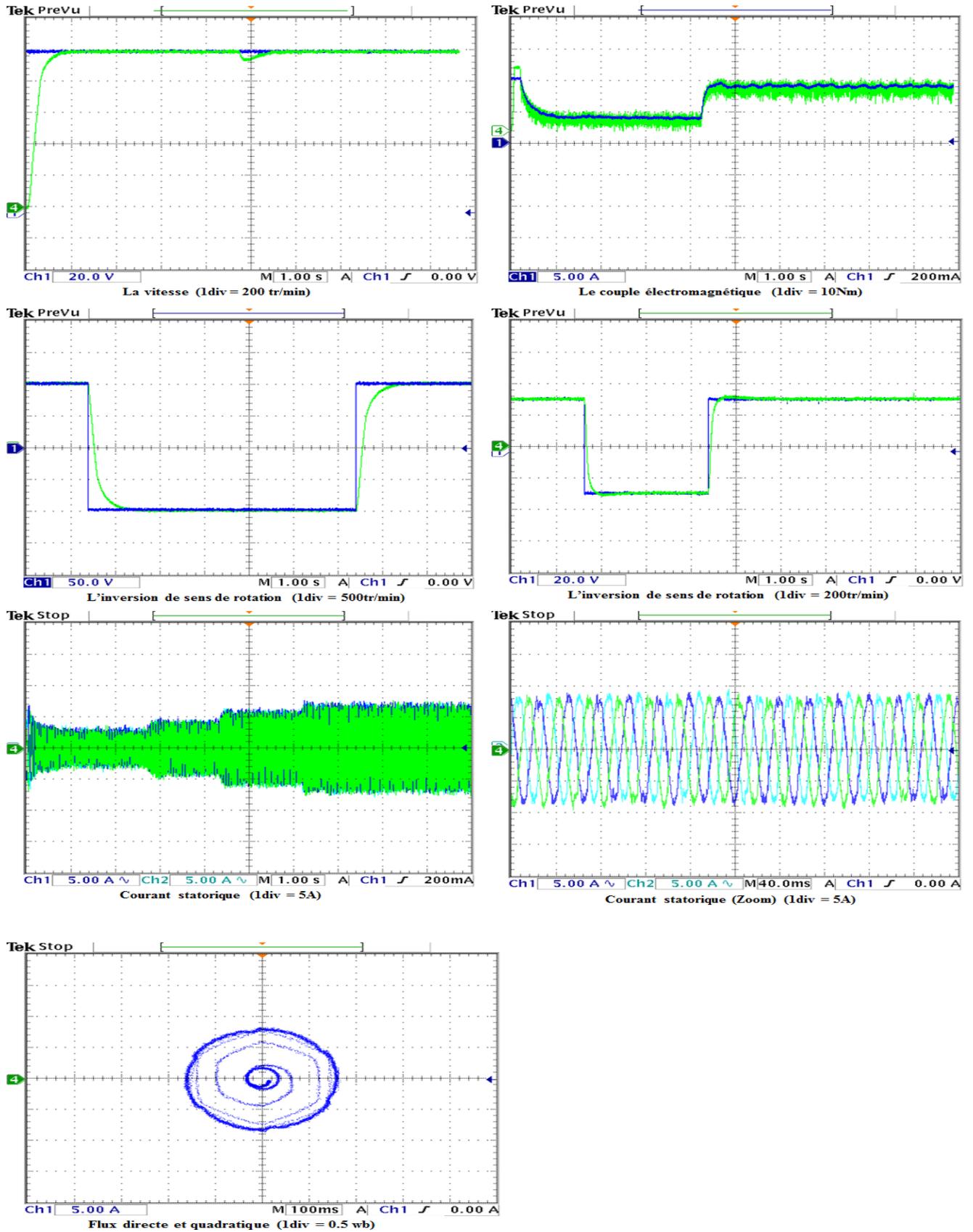


Fig 4.21: Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande directe du couple avec un barre cassé.

Cependant, il est à noter que l'amplitude de ces harmoniques augmente progressivement

depuis l'absence de charge jusqu'à 75% de charge. Par conséquent, le HT est capable de détecter de manière concluante la signature fréquentielle associée à un défaut de barre cassé dans n'importe quel charge, même en l'absence totale de la charge.

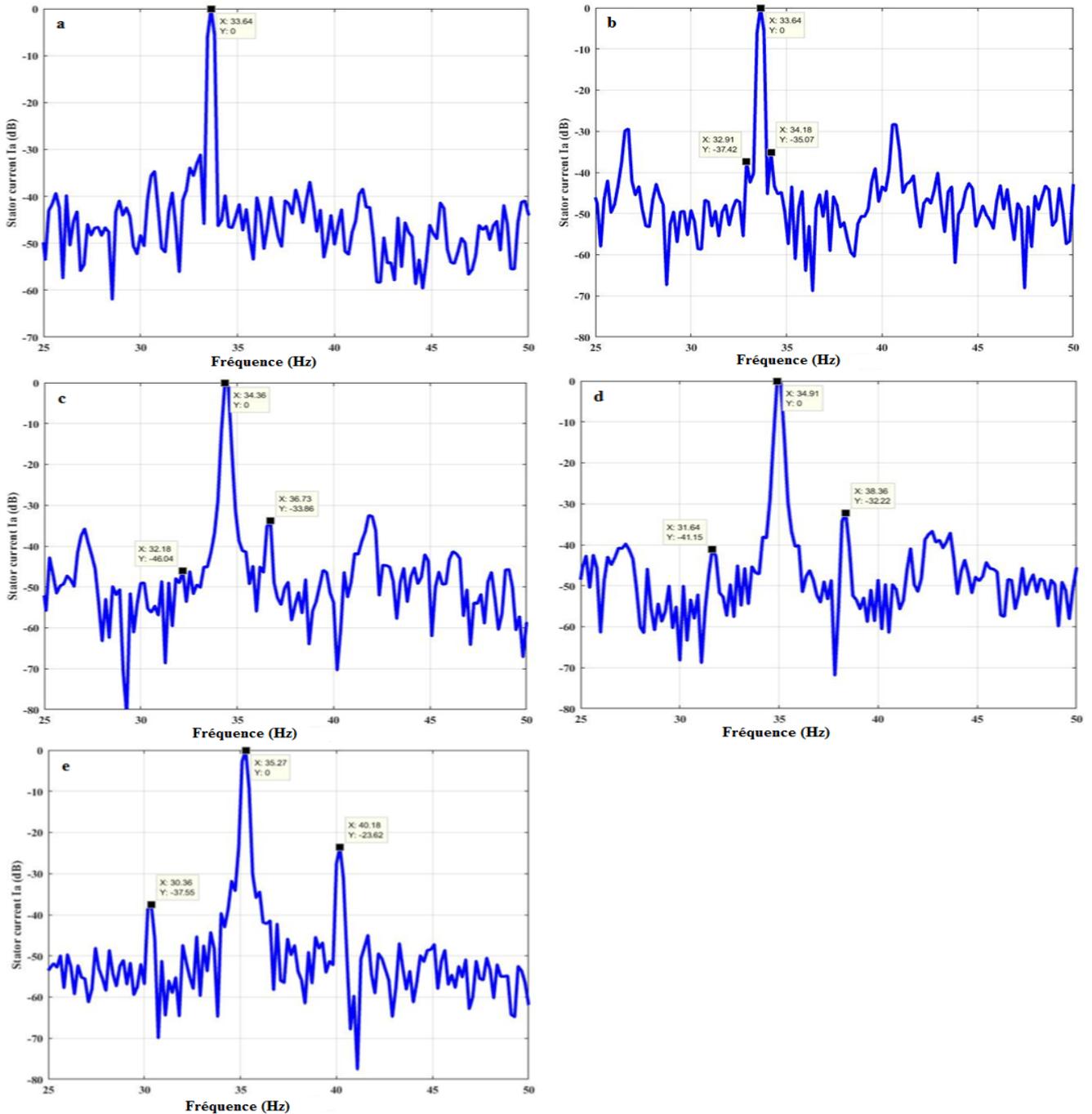


Fig 4.22: Le spectre du courant statorique dans le cadre d'une stratégie de DTC (a) pour un moteur sain, (b) pour un moteur avec une barre cassée à vide, (c) pour un moteur avec une barre cassée en condition de charge à 25%, (d) pour un moteur avec une barre cassée en charge à 50%, et (e) pour un moteur avec une barre cassée en charge à 75%.

l'état de motor	la charge	glissement(%)	$2sf_s$	$4sf_s$	$(1 \pm 2s)f_s$
l'état sain	à vide	0.009	0.54	1.45	-
une barre cassée	à vide	0.009	0.54	1.63	34.18 32.91 36.73 32.18
	25% charge	0.029	2.18	4	38.36 31.64
	50% charge	0.045	3.27	7.09	40.18 30.36
	75% charge	0.05	4.9	7.63	
deux barre cassé	à vide	0.009	0.54	1.27	34.91 32.18 40.73 28.91
	25% charge	0.045	2.909	6	44.55 24.73
	50% charge	0.069	4.9	10	52 21.45
	75% charge	0.105	7.63	15.45	

TABLE 4.4: Résultat expérimental d'un moteur sain et avec défaut utilisant l'approche DTC.

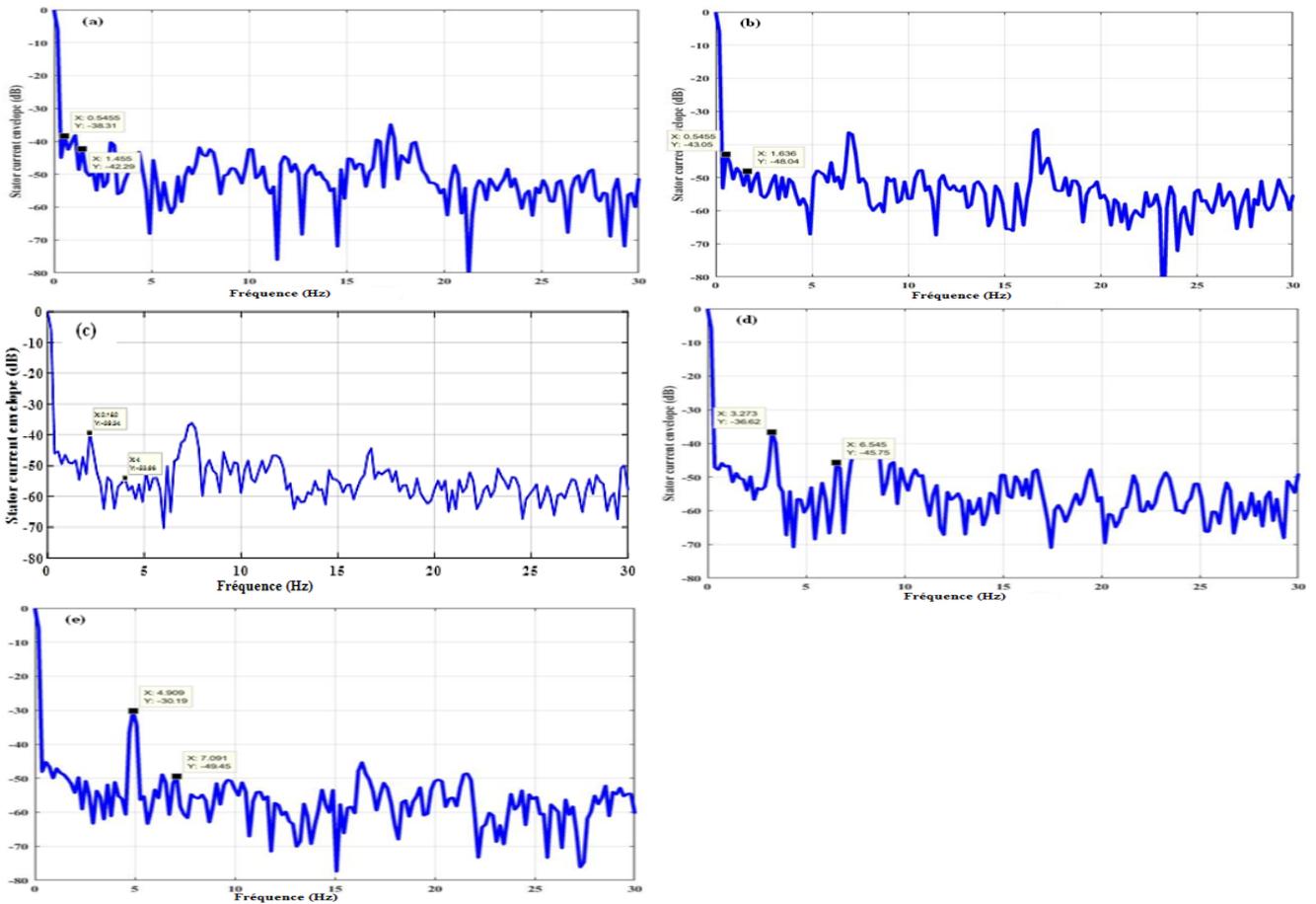


Fig 4.23: Spectres des enveloppes du courant statorique  $I_a$  sous la stratégie DTC.(a) Cas sain à vide, (b) Défaut de barre cassé à vide, (c) Défaut de barre cassé avec 25% de charge, (d) Défaut de barre cassé avec 50% de charge, (e) Défaut de barre cassé avec 75% de charge.

$S = 0.009$	$(1 + 2s)f_s(Hz)$	$(1 - 2s)f_s(Hz)$	$2sf_s(Hz)$	$4sf_s$
$f_{calculer}(Hz)$	34.25	33.03	0.61	1.22
$f_{dédruit}(Hz)$	34.18	32.91	0.54	1.63
Amplitude(Hz)	-35.07	-37.42	-43.05	-48.04

TABLE 4.5: L'amplitude et la fréquence du spectre et de l'enveloppe du courant statorique  $I_a$ .

L'analyse du Tableau 4.5 révèle que les fréquences calculées à partir des données expérimentales sont très proches des fréquences déduites, et les erreurs sont négligeables. Les fréquences calculées pour barre cassée sont de 34,25 et 33,03 Hz, tandis que les fréquences déterminées sont de 34,18 et 32,91 Hz. Nous identifions très peu de défauts qui pourraient avoir été négligés.

## 4.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié l'influence de la commande sur les composantes d'harmonique en deux parties. La première étude constitue une tentative visant à expliquer comment les spectres de courant sont affectés en fonction de l'alimentation par réseau et l'alimentation par technique IFOC. Une étude expérimentale a été menée pour trouver le lien entre les amplitudes des composantes harmoniques et le degré d'excentricité dans différents facteurs tels que le type d'alimentation du moteur (avec réseau ou avec onduleur), le type de contrôle (IFOC), les niveaux de charge et une vitesse de référence variable. Les résultats expérimentaux ont montré l'efficacité de la technique IFOC par rapport à l'alimentation directe du réseau en termes de courant harmonique. De plus, il est démontré que les harmoniques de vitesse sont plus clairs à la sortie du régulateur de vitesse. Les composantes directes et quadratiques sont affectées quel que soit le type d'excentricité, qu'il soit mixte ou dynamique. La deuxième étude présente une analyse expérimentale de défaut de barre cassée en utilisant l'analyse FFT des valeurs électriques basée sur le courant de phase statorique et son enveloppe pour les machines asynchrones en boucle fermée. En utilisant les méthodes MCSA et HT, une signature de défaut du rotor a été créée. Le mécanisme de contrôle de la machine basé sur la technique DTC montre une bonne dynamique de contrôle à la fois pour les cas de machines saines et défectueuses. L'approche MCSA n'a pas pu identifier le défaut de barre cassée à vide. Le spectre du courant masque les composantes harmoniques de défaut. En revanche, contrairement à l'approche HT, cette technique a démontré sa capacité à détecter les composantes harmoniques de défaut

de barre cassé dans n'importe quelle condition de charge et à vide.

## CONCLUSION GÉNÉRALE

**A**u cours de la dernière décennie, le diagnostic des machines électriques est devenu un domaine de recherche essentiel. L'émergence de la surveillance a révolutionné la maintenance des systèmes, en particulier des entraînements électriques basés sur des machines électriques. En effet, ce terme fait référence à un système de surveillance capable de diagnostiquer l'état des moteurs électriques afin d'identifier les types de défauts et leur gravité lorsque les moteurs fonctionnent de manière anormale. Cela nécessite une détection précise et efficace des défauts émergents dès leurs premiers stades.

Dans cette thèse, l'objectif est d'analyser théoriquement et expérimentalement le diagnostic permettant de détecter les défauts pour des différents types de bobinage, différents nombres de barres et différents modes de fonctionnement de la machine à induction. Pour cela, le modèle multi-enroulement qui tient compte de la géométrie de la machine, afin de simuler les défauts de la machine, a été adopté. Nous utilisons une approche basée sur l'analyse du signal lors des fonctionnements transitoire et permanent pour détecter les défauts de rupture des barres rotoriques et d'excentricité (mixte, statique, dynamique). Pour valider notre modèle et tester l'efficacité du diagnostic des défauts rotoriques basé sur cette approche, nous avons réalisé des expériences sur un banc d'essai au laboratoire LGEB, en comparant les résultats obtenus dans des conditions normales et en présence de défauts.

Le diagnostic des machines tournantes repose sur l'analyse des signaux provenant de grandeurs électriques et mécaniques mesurables, telles que le courant, la vitesse et la sortie du régulateur de vitesse. Afin d'obtenir des résultats de diagnostic optimaux, il est important d'avoir une connaissance approfondie du système à diagnostiquer. Cette

connaissance se manifeste par la disponibilité d'une base de données substantielle et pertinente, qui est le fruit d'une expertise théorique et pratique dans le domaine.

L'analyse des résultats issus de la simulation et de l'expérimentation révèle que :

★ Les types de bobinage ne peuvent pas être considérés comme un paramètre influenceur, car aucune différence évidente ne peut être observée dans les composantes d'harmoniques liées aux défauts de barres cassées et d'excentricité.

★ Les différences de composantes d'harmoniques du défaut ont été observées entre les différents nombres de barres, ce qui démontre l'impact de ce paramètre sur les composantes harmoniques.

★ Dans le cadre de la boucle ouverte, les résultats révèlent que les défauts se manifestent par des oscillations au niveau de la vitesse rotorique et des ondulations dans le courant statorique. L'analyse basée sur l'approche du signal, en utilisant la transformation de Fourier rapide (FFT), met en évidence le fait que le défaut d'excentricité se traduit par l'apparition de raies distinctes dans le spectre du courant statorique et du courant quadratique  $I_{qs}$ .

★ Dans le cadre de la boucle fermée, les résultats expérimentaux obtenus à partir de la commande vectorielle en courant démontrent des performances acceptables pour les différents modes de fonctionnement de la machine. Il est important de souligner que l'effet du défaut sur la vitesse et sur le couple électromagnétique n'est pas significatif en raison de la régulation assurée par les contrôleurs PI. L'analyse de la transformation de Fourier rapide (FFT) du courant quadratique  $I_{qs}$  et du courant statorique fournit des informations précises sur la présence du défaut.

★ Le mécanisme de contrôle de la machine basé sur la technique DTC montre une bonne dynamique de contrôle à la fois pour les cas de machines saines et défectueuses.

★ L'approche MCSA n'a pas pu identifier le défaut de barre cassée à vide.

★ l'approche HT a démontré sa capacité à détecter les composantes harmoniques des défauts de barre cassée, quelles que soient les conditions de charge.

★ La commande a un impact sur les composantes harmoniques en réduisant l'amplitude du défaut, que ce soit dans les modes vectoriel ou direct de couple.

Enfin, pour améliorer ce modeste travail, quelques perspectives pour des recherches futures sont proposées :

★ implémentation pratique du type de bobinage du stator et de leur influence sur les

- composantes harmoniques de défaut dans les moteurs à induction ;
- ★ implémentation pratique du nombres de barres du stator et de leur influence sur les composantes harmoniques de défaut dans les moteurs à induction ;
  - ★ utilisation d'une stratégie de commande telle que la commande prédictive ;
  - ★ explorer d'autres indicateurs de défaut afin de distinguer les différents types de défauts.

### Paramètres de la machine asynchrone

Paramètre	Valeur
Puissance nominale	3kW
Tension nominale entre phase	380V
Fréquence nominale	50Hz
Connexion statorique	Y
Nombre de paires de pôles	2
Nombre de barres	28
Nombre d'encoches statoriques	36
Épaisseur de l'entrefer	0.3mm
Moment d'inertie	0.023976 kg.m <sup>2</sup>
Le nombre de spires d'enroulement statorique par bobine	25
Résistance par phase du stator	1.8
Résistance de barre rotorique	0.02856 m
Résistance d'un segment d'anneau	0.01856m
Inductance de fuite par phase statorique	10mH
Inductance de fuite d'anneau de segment	0.04535μH
Inductance de fuite par phase rotorique	1.27 μH
Schéma d'enroulement	A-0-9'-1-10'-2-11'-18-27'-19-28'-20-29'-

TABLE 4.6: Paramètres de la machine asynchrone.

### Dimensions générales du roulement

Nom	Type	D extérieur	D intérieur	Largeur
Roulement à billes d'origine	6206	62(mm)	30 (mm)	16 (mm)
Roulement à billes (DE)	61908	62 (mm)	40 (mm)	12 (mm)
Roulement à billes (ME)	ACB	52 (mm)	35 (mm)	12 (mm)

TABLE 4.7: Dimensions générales du roulement original, du roulement (ED) et de roulement (EM).

- Publications Internationale :

Tabet, S., Ghoggal, A., Razik, H., Amrani, I., Zouzou, S. E. (2023). Experimental and simulation investigation for rotor bar fault diagnosis in closed-loop induction motors drives. *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*, 12(4), 2058-2068.

- Conférences Internationale :

Tabet, S., ghoggal, A., Zouzou, S. E. (2021). Impact of the Stator Winding Topology on the Fault Harmonic Components in Induction Motors. In *Proceedings of the 4th International Conference on Electrical Engineering and Control Applications : ICEECA 2019*, 17–19 December 2019, Constantine, Algeria (pp. 831-842). Springer Singapore.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Menacer, Arezki and Nait-Said A, MS and Benakcha, H and Drid, Saïd, (2004) "Stator current analysis of incipient fault into asynchronous motor rotor bars using Fourier fast transform." .journal of electrical engineering-bratislava , vol 55, pp 122-130.
- [2] Henao, Humberto and Capolino, Gerard-Andre and Fernandez-Cabanas, Manes and Filippetti, Fiorenzo and Bruzzese, Claudio and Strangas, Elias and Pusca, Remus and Estima, Jorge and Riera-Guasp, Martin and Hedayati-Kia, Shahin, (2014) "Trends in fault diagnosis for electrical machines : A review of diagnostic techniques" .IEEE industrial electronics magazine, vol 8, no 2, pp 31-42.
- [3] Moussa, Mohamed Amine and Boucherma, Mohamed and Khezzar, Abdelmalek, (2016) "A detection method for induction motor bar fault using sidelobes leakage phenomenon of the sliding discrete Fourier transform" .IEEE Transactions on Power Electronics,vol 32, no 7, pp 5560-5572.
- [4] Corral-Hernández, Jesús A and Antonino-Daviu, Jose A, (2016) "Influence of the Start-up System in the Diagnosis of Faults in the Rotor of Induction Motors using the Discrete Wavelet Transform" .Procedia Computer Science, vol 83, pp 807-815.
- [5] Puche-Panadero, Rubén and Pineda-Sanchez, Manuel and Riera-Guasp, Martín and Roger-Folch, José and Hurtado-Perez, Elias and Perez-Cruz, Juan, (2009) "Improved resolution of the MCSA method via Hilbert transform, enabling the diagnosis of rotor asymmetries at very low slip" .IEEE Transactions on Energy Conversion, vol 24, no 1, pp 52-59.

- [6] Bessam, B and Menacer, A and Boumehraz, M and Cherif, H,(2016). Detection of broken rotor bar faults in induction motor at low load using neural network .ISA transactions,vol 64, pp 241-246.
- [7] Zouzou, SE and Laala, W and Guedidi, S and Sahraoui, M,(2009). A fuzzy logic approach for the diagnosis of rotor faults in squirrel cage induction motors .2009 Second International Conference on Computer and Electrical Engineering,vol 2, pp 173-177.
- [8] Ye, Z and Sadeghian, A and Wu, B,(2006). Mechanical fault diagnostics for induction motor with variable speed drives using Adaptive Neuro-fuzzy Inference System .Electric Power Systems Research,vol 76, no 9 pp 742-752.
- [9] Karami, Farzaneh and Poshtan, Javad and Poshtan, Majid,(2010). Detection of broken rotor bars in induction motors using nonlinear Kalman filters .ISA transactions,vol 49, no 2 pp 189-195.
- [10] Wolkiewicz, Marcin and Tarchała, Grzegorz and Orłowska-Kowalska, Teresa and Kowalski, Czesław T,(2016). Online stator interturn short circuits monitoring in the DFOC induction-motor drive .IEEE Transactions on Industrial Electronics,vol 63, no 4 pp 2517-2528.
- [11] Maitre, Julien .Reconnaissance des défauts de la machine asynchrone : application des modèles d'intelligence artificielle .Université du Québec à Chicoutimi,2017.
- [12] Ammar, Medoued "Surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques : applications aux moteurs asynchrones" .thèse de doctorat, Université du 20 Août 1955-Skikda,2012.
- [13] Huangfu, Youpeng and Wang, Shuhong and Qiu, Jie and Zhang, Haijun and Wang, Guolin and Zhu, Jianguo (2014) .Transient performance analysis of induction motor using field-circuit coupled finite-element method .IEEE transactions on magnetics ,vol 50, no 2, pp 873-876.
- [14] Karmakar, Subrata and Chattopadhyay, Surajit and Mitra, Madhuchhanda and Sengupta, Samarjit "Induction motor fault diagnosis : approach through current signature analysis" .Springer,2016.

- [15] Toliyat, Hamid A and Nandi, Subhasis and Choi, Seungdeog and Meshgin-Kelk, Homayoun "Electric machines : modeling, condition monitoring, and fault diagnosis" .CRC press,2012.
- [16] Singh, Girish Kumar and others(2003) .Induction machine drive condition monitoring and diagnostic research-a survey .Electric Power Systems Research, vol 64, no 2, pp 145-158.
- [17] Siddique, Arfat and Yadava, GS and Singh, Bhim(2005). A review of stator fault monitoring techniques of induction motors .IEEE transactions on energy conversion, vol 20, no 1, pp 106-114.
- [18] Gandhi, Arun and Corrigan, Timothy and Parsa, Leila(2010). Recent advances in modeling and online detection of stator interturn faults in electrical motors .IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 58, no 5, pp 1564-1575.
- [19] Nandi, Subhasis and Toliyat, Hamid A and Li, Xiaodong(2005). Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors?A review .IEEE transactions on energy conversion,vol 20, no 4, pp 719-729.
- [20] Zhang, Pinjia and Du, Yi and Habetler, Thomas G and Lu, Bin(2010). A survey of condition monitoring and protection methods for medium-voltage induction motors .IEEE Transactions on Industry Applications, vol 47, no 1, pp 34-46.
- [21] Bindu, S and Thomas, Vinod V "Diagnoses of internal faults of three phase squirrel cage induction motor-A review" .2014 International Conference on Advances in Energy Conversion Technologies (ICAECT), pp 48-54.
- [22] Didier, Gaëtan and Ternisien, Eric and Caspary, Olivier and Razik, Hubert(2007). A new approach to detect broken rotor bars in induction machines by current spectrum analysis .Mechanical Systems and Signal Processing, vol 21, no 2, pp 1127-1142.
- [23] Blodt, Martin and Granjon, Pierre and Raison, Bertrand and Rostaing, Gilles(2008). Models for bearing damage detection in induction motors using stator current monitoring .IEEE transactions on industrial electronics, vol 55, no 4, pp 1813-1822.

- [24] Ilonen, Jarmo and Kamarainen, J-K and Lindh, Tuomo and Ahola, Jero and Kalviainen, Heikki and Partanen, Jarmo,(2005). Diagnosis tool for motor condition monitoring .IEEE Transactions on Industry Applications, vol 41, no 4, pp 963-971.
- [25] Morinigo-Sotelo, Daniel and Garcia-Escudero, Luis Angel and Duque-Perez, Oscar and Perez-Alonso, Marcelo,(2009). Practical aspects of mixed-eccentricity detection in PWM voltage-source-inverter-fed induction motors .IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 57, no 1, pp 252-262.
- [26] CusidÓ Cusido, Jordi and Romeral, Luis and Ortega, Juan A and Rosero, Javier A and Espinosa, Antonio GarcÍaGarcia,(2008). Fault detection in induction machines using power spectral density in wavelet decomposition .IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 55, no 2, pp 633-643.
- [27] Gong, Xiang "Online nonintrusive condition monitoring and fault detection for wind turbines" .The University of Nebraska-Lincoln,2012.
- [28] Ahmad, Rosmaini and Kamaruddin, Shahrul,(2012). An overview of time-based and condition-based maintenance in industrial application .Computers & industrial engineering, vol 63, no 1, pp 135-149.
- [29] Rausand, Marvin and Hoyland, Arnljot, (2003) "System reliability theory : models, statistical methods, and applications" .John Wiley & Sons.
- [30] Ribrant, Johan,(2006). Reliability performance and maintenance-a survey of failures in wind power systems .Unpublished doctoral dissertation, XR-EE-EEK,4,6.
- [31] Tavner, Peter and Ran, Li and Penman, Jim, (2008) "Condition monitoring of rotating electrical machines" .IET.
- [32] Basak, Debasmita and Tiwari, Arvind and Das, SP,(2006). Fault diagnosis and condition monitoring of electrical machines-A Review . IEEE International Conference on Industrial Technology, pp 3061-3066.
- [33] Nyanteh, Yaw Dwamena, (2013) "Application of artificial intelligence to rotating machine condition monitoring" .The Florida State University.

- [34] Benbouzid, M El Hachemi,(2000). A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection .IEEE transactions on industrial electronics, vol 47, no 5, 984-993.
- [35] Benbouzid, Mohamed El Hachemi and Kliman, Gerald B,(2003) .What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis .IEEE Transactions on energy Conversion,vol 18, no 2, pp 238-244.
- [36] Mehrjou, Mohammad Rezazadeh and Mariun, Norman and Marhaban, Mohammad Hamiruce and Misron, Norhisam,(2011). Rotor fault condition monitoring techniques for squirrel-cage induction machine-A review .Mechanical Systems and Signal Processing, vol 25, no 8, pp 2827-2848.
- [37] Filippetti, Fiorenzo and Bellini, Alberto and Capolino, Gerard-Andre,(2013). Condition monitoring and diagnosis of rotor faults in induction machines : State of art and future perspectives .IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD), pp 196-209.
- [38] Mortazavizadeh, Seyed Abolfazl and Mousavi, SMG,(2014). A review on condition monitoring and diagnostic techniques of rotating electrical machines .Physical Science International Journal, vol 4, no 3, pp 310.
- [39] Toms, Larry A "Machinery Oil Analysis : Methods, Automation & Benefits : a Guide for Maintenance Managers, Supervisors & Technicians" .Coastal Skills Training,1998.
- [40] Ebersbach, S and Peng, Z and Kessissoglou, NJ,(2006). The investigation of the condition and faults of a spur gearbox using vibration and wear debris analysis techniques .Wear, vol 260, no (1-2), pp 16-24.
- [41] Newell, Gary E,(1999). Oil analysis cost-effective machine condition monitoring technique .Industrial Lubrication and tribology,vol 51, no 3, pp 119-124.
- [42] Peng, Z and Kessissoglou, N,(2003). "An integrated approach to fault diagnosis of machinery using wear debris and vibration analysis" .Wear,vol 255, no (7-12), pp 1221-1232.
- [43] Lindh, Tuomo and others,(2003). On the condition monitoring of induction machines

- [44] Finley, William R and Hodowanec, Mark M and Holter, Warren G,(1999). An analytical approach to solving motor vibration problems .Industry Applications Society 46th Annual Petroleum and Chemical Technical Conference (Cat. No. 99CH37000), pp 217-232.
- [45] Finley, William R and Howdowanec, MM and Holter, Warren G,(2000). Diagnosing motor vibration problems .Conference Record of 2000 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference (Cat. No. 00CH37111), pp 165-180.
- [46] Nembhard, Adrian D and Sinha, Jyoti K and Pinkerton, Andrew J and Elbhah, Keri,(2014). Combined vibration and thermal analysis for the condition monitoring of rotating machinery .Structural Health Monitoring, vol 13, no 3, pp 281-295.
- [47] Mehrjou, Mohammad Rezazadeh and Mariun, Norman and Marhaban, Mohammad Hamiruce and Misron, Norhisam,(2011). Induction Motors-Modelling and Control, Chapter 8 : Noise of Induction Machines .Mechanical Systems and Signal Processing, vol 25, no 8, pp 2827-2848.
- [48] Nguyen, Minh Khoa,(2014). Predicting electromagnetic noise in induction motors
- [49] Zhou, Wei and Habetler, Thomas G and Harley, Ronald G,(2007). Bearing condition monitoring methods for electric machines : A general review .IEEE international symposium on diagnostics for electric machines, power electronics and drives, pp 3-6.
- [50] Ellison, AJ and Yang, SJ,(1971). Effects of rotor eccentricity on acoustic noise from induction machines .Proceedings of the institution of electrical engineers, vol 118, no 1, pp 174-184.
- [51] Gaylard, A and Meyer, A and Landy, C,(1995). Acoustic evaluation of faults in electrical machines .IET.
- [52] Verma, SP,(1996). Noise and vibrations of electrical machines and drives; their production and means of reduction .Proceedings of International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth,vol 2, pp 1031-1037.
- [53] Li, Weidong and Mechefske, Chris K,(2006). Detection of induction motor faults : a comparison of stator current, vibration and acoustic methods .Sage Publications Sage CA : Thousand Oaks, CA, vol 12, no 2, pp 165-188.

- [54] Grubic, Stefan and Aller, Jose M and Lu, Bin and Habetler, Thomas G,(2008). A survey on testing and monitoring methods for stator insulation systems of low-voltage induction machines focusing on turn insulation problems .IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 55, no 12, 4127-4136.
- [55] Picazo-Rodenas, MJ and Royo, R and Antonino-Daviu, J and Roger-Folch, J,(2012). Use of infrared thermography for computation of heating curves and preliminary failure detection in induction motors .XXth International Conference on Electrical Machines, pp 525-531.
- [56] Karvelis, Petros and Georgoulas, George and Stylios, Chrysostomos D and Tsoumas, Ioannis P and Antonino-Daviu, Jose Alfonso and Rodenas, Maria Jose Picazo and Climente-Alarcón, Vicente,(2014). An automated thermographic image segmentation method for induction motor fault diagnosis .IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp 3396-3402.
- [57] Garcia-Ramirez, AG and Morales-Hernandez, LA and Osornio-Rios, RA and Garcia-Perez, A and Romero-Troncoso, RJ,(2014). Thermographic technique as a complement for MCSA in induction motor fault detection .International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp 1940-1945.
- [58] Blödt, Martin,(2006). Condition monitoring of mechanical faults in variable speed induction motor drives-application of stator current time-frequency analysis and parameter estimation .Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT.
- [59] Hsu, John S,(1995). Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation .IEEE transactions on industry applications, vol 31, no 5, pp 1016-1021.
- [60] Wieser, RS and Schagginger, M and Kral, C and Pirker, F,(1998). The integration of machine fault detection into an indirect field oriented induction machine drive control scheme-the Vienna Monitoring Method .Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No. 98CH36242, vol 1, pp 278-285.
- [61] Wieser, Rudolf and Kral, Christian and Pirker, Franz and Schagginger, Matthias,(1999). On-line rotor cage monitoring of inverter-fed induction machines by

- means of an improved method .IEEE Transactions on Power Electronics, vol 14, no 5, pp 858-865.
- [62] Kral, Christian and Pirker, Franz and Pascoli, Gert,(2002). Detection of rotor faults in squirrel-cage induction machines at standstill for batch tests by means of the Vienna monitoring method .IEEE transactions on industry applications, vol 38, no 3, pp 618-624.
- [63] Kral, Christian and Pirker, Franz and Pascoli, Gert,(2005). Model-based detection of rotor faults without rotor position sensor-the sensorless Vienna monitoring method .IEEE transactions on industry applications, vol 41, no 3, pp 784-789.
- [64] Kia, Shahin Hedayati and Henao, Humberto and Capolino, Gerard-Andre,(2009). Torsional vibration assessment using induction machine electromagnetic torque estimation .IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 57, no 1, pp 209-219.
- [65] Stopa, Marcelo Martins and de Jesus Cardoso Filho, Braz,(2012). Load Torque Signature Analysis : An alternative to MCSA to detect faults in motor driven loads .IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp 4029-4036.
- [66] Gyftakis, Konstantinos N and Spyropoulos, Dionysios V and Kappatou, Joya C and Mitronikas, Epaminondas D,(2013). A novel approach for broken bar fault diagnosis in induction motors through torque monitoring .IEEE Transactions on Energy Conversion, vol 28, no 2, pp 267-277.
- [67] da Silva, Aderiano M and Povinelli, Richard J and Demerdash, Nabeel AO,(2013). Rotor bar fault monitoring method based on analysis of air-gap torques of induction motors .IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol 9, no 4, pp 2274-2283.
- [68] Gong, Xiang and Qiao, Wei,(2014). Current-based mechanical fault detection for direct-drive wind turbines via synchronous sampling and impulse detection .IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 62, no 3, pp 1693-1702.
- [69] Immovilli, Fabio and Bellini, Alberto and Rubini, Riccardo and Tassoni, Carla,(2010). Diagnosis of bearing faults in induction machines by vibration or current signals : A critical comparison .IEEE Transactions on Industry Applications, vol 46, no 4, pp 1350-1359.

- [70] Frosini, Lucia and Bassi, Ezio,(2009). Stator current and motor efficiency as indicators for different types of bearing faults in induction motors .IEEE Transactions on Industrial electronics, vol 57, no 1, pp 244-251.
- [71] Choqueuse, Vincent and Benbouzid, Mohamed El Hachemi and Amirat, Yassine and Turri, Sylvie,(2011). Diagnosis of three-phase electrical machines using multidimensional demodulation techniques .IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 59, no 4, pp 2014-2023.
- [72] Talhaoui, Hicham and Menacer, Arezki and Kessal, Abdelhalim and Tarek, Ameid,(2018). Experimental diagnosis of broken rotor bars fault in induction machine based on Hilbert and discrete wavelet transforms .The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, vol 95, no 1-4, pp 1399-1408.
- [73] Islam, MM Manjurul and Kim, Jong-Myon,(2017). Time–frequency envelope analysis-based sub-band selection and probabilistic support vector machines for multi-fault diagnosis of low-speed bearings .Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing, pp 1-16.
- [74] Singh, Megha and Shaik, Abdul Gafoor,(2019). Faulty bearing detection, classification and location in a three-phase induction motor based on Stockwell transform and support vector machine .Measurement, vol, 131, pp 524-533.
- [75] Rangel-Magdaleno, Jose and Peregrina-Barreto, Hayde and Ramirez-Cortes, Juan and Cruz-Vega, Israel,(2017). Hilbert spectrum analysis of induction motors for the detection of incipient broken rotor bars .Measurement, vol, 109, pp 247-255.
- [76] Maouche, Yassine and Oumaamar, Mohamed El Kamel and Boucherma, Mohamed and Khezzar, Abdelmalek and Razik, Hubert,(2019). The propagation mechanism of fault signatures in squirrel cage induction motor drives .Measurement, vol, 14, pp 131-124.
- [77] Shi, Pu and Chen, Zheng and Vagapov, Yuriy and Zouaoui, Zoubir,(2014). A new diagnosis of broken rotor bar fault extent in three phase squirrel cage induction motor .Mechanical Systems and Signal Processing, vol, 42, no 1-2, pp 388-403.

- [78] Menacer, Arezki and Moreau, Sandrine and Benakcha, Abdelhamid and Saïd, Mohamed Said Naït,(2006). Effect of the position and the number of broken bars on asynchronous motor stator current spectrum .2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp 973-978.
- [79] Kechida, Ridha and Menacer, Arezki and Benakcha, Abdelhamid,(2010). Fault detection of broken rotor bars using stator current spectrum for the direct torque control induction motor.
- [80] Benbouzid, MEH and Nejjari, H and Beguenane, R and Vieira, M,(1999). Induction motor asymmetrical faults detection using advanced signal processing techniques .IEEE Transactions on Energy Conversion, vol, 14, no 2, pp 147-152.
- [81] Panigrahy, Parth Sarathi and Konar, Pratyay and Chattopadhyay, Paramita,(2014). Broken bar fault detection using fused DWT-FFT in FPGA platform . International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICPCES),pp 1-6.
- [82] Chen, Jinglong and Li, Zipeng and Pan, Jun and Chen, Gaige and Zi, Yanyang and Yuan, Jing and Chen, Binqiang and He, Zhengjia, (2016) Wavelet transform based on inner product in fault diagnosis of rotating machinery : A review. Mechanical systems and signal processing, vol, 70, pp 1-35.
- [83] Kompella, KC Deekshit and Mannam, Venu Gopala Rao and Rayapudi, Srinivasa Rao,(2016). DWT based bearing fault detection in induction motor using noise cancellation. Journal of Electrical Systems and Information Technology, vol, 3, no 3, pp 411-427.
- [84] Bessam, Besma and Menacer, Arezki and Boumehraz, Mohamed and Cherif, Hakima,(2017). Wavelet transform and neural network techniques for inter-turn short circuit diagnosis and location in induction motor. International Journal of System Assurance Engineering and Management, vol, 8, pp 478-488.
- [85] da Costa, Cesar and Kashiwagi, Masamori and Mathias, Mauro Hugo,(2015). Rotor failure detection of induction motors by wavelet transform and Fourier transform in non-stationary condition. Case Studies in Mechanical Systems and Signal Processing, vol, 1, pp 15-26.

- [86] Shi, Pu and Chen, Zheng and Vagapov, Yuriy and Davydova, Anastasia and Lupin, Sergey,(2014). Broken bar fault diagnosis for induction machines under load variation condition using discrete wavelet transform. Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium, pp 1-4.
- [87] Abd-el-Malek, Mina and Abdelsalam, Ahmed K and Hassan, Ola E,(2017). Induction motor broken rotor bar fault location detection through envelope analysis of start-up current using Hilbert transform. Mechanical Systems and Signal Processing, vol, 93, pp 332-350.
- [88] Bacha, Khmais and Salem, Samira Ben and Chaari, Abdelkader,(2012). An improved combination of Hilbert and Park transforms for fault detection and identification in three-phase induction motors. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol, 43, no, 1, pp 1006-1016.
- [89] Oumaamar, Mohamed El Kamel and Razik, Hubert and Rezzoug, Abderrezak and Khezzer, Abdelmalek,(2011). Line current analysis for bearing fault detection in induction motors using Hilbert transform phase. International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Joint Conference, pp 288-293.
- [90] Liu, Yiqi and Bazzi, Ali M,(2017). A review and comparison of fault detection and diagnosis methods for squirrel-cage induction motors : State of the art. ISA transactions, vol, 70, pp 400-409.
- [91] Ramana, D Venkata and Baskar, S,(2016). Diverse fault detection techniques of three-phase induction motor A review. International Conference on Emerging Technological Trends (ICETT), pp 1-8.
- [92] Zidani, Fatiha and Benbouzid, M El Hachemi and Diallo, Demba and Naït-Saïd, Mohamed Saïd,(2003). Induction motor stator faults diagnosis by a current Concordia pattern-based fuzzy decision system. IEEE Transactions on energy conversion, vol, 18, no, 4, pp 469-475.
- [93] Saghafinia, Ali and Kahourzade, Solmaz and Mahmoudi, Amin and Hew, Wooi Ping and Uddin, M Nasir,(2012). On line trained fuzzy logic and adaptive continuous

wavelet transform based high precision fault detection of IM with broken rotor bars. 2012 IEEE industry applications society annual meeting, pp 1-8.

- [94] Dias, Cleber G and Chabu, LE,(2008). A fuzzy logic approach for the detection of broken rotor bars in squirrel cage induction motors. 2008 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (IEEE World Congress on Computational Intelligence), pp 1987-1991.
- [95] Chen, Kunjin and Huang, Caowei and He, Jinliang,(2016). Fault detection, classification and location for transmission lines and distribution systems : a review on the methods. High voltage, pp 25-33.
- [96] Ibrahim, Mustafa M and Nekad, Habeeb J,(2013). Broken bar fault detection based on the discrete wavelet transform and artificial neural network. Asian Transactions On Engineering (ATE ISSN : 2221-4267) Volume, pp 1-6.
- [97] Bessam, B and Menacer, A and Boumehraz, M and Cherif, H,(2015). A novel method for induction motors stator inter-turn short circuit fault diagnosis based on wavelet energy and neural network. 2015 IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), pp 143-149.
- [98] Bazan, Gustavo Henrique and Scalassara, Paulo Rogério and Endo, Wagner and Goedtel, Alessandro and Godoy, Wagner Fontes and Palácios, Rodrigo Henrique Cunha,(2017). Stator fault analysis of three-phase induction motors using information measures and artificial neural networks. Electric Power Systems Research, vol, 143, pp 347-356.
- [99] Guedes, Armando Souza and Silva, Sidelmo Magalhaes and de Jesus Cardoso Filho, Braz and Conceicao, Claudio Alvares,(2016). Evaluation of electrical insulation in three-phase induction motors and classification of failures using neural networks. Electric Power Systems Research, pp 263-273.
- [100] Menacer, Arezki,(2007). Contribution à l'identification des paramètres et des états d'une machine à induction pour diagnostic et développement de commande robuste : robustesse vis-à-vis de défauts. Batna University, Alegria.

- [101] Bin Hasan, MMA,(2013). Current based condition monitoring of electromechanical systems. Model-free drive system current monitoring : faults detection and diagnosis through statistical features extraction and support vector machines classification. University of Bradford.
- [102] Ameid, Tarek and Menacer, Arezki and Harazelli, Imad Eddine and Talhaoui, Hicham, (2017). Rotor resistance estimation using Extended Kalman filter and spectral analysis for rotor bar fault diagnosis of sensorless vector control induction motor. *Measurement*, vol, 111, pp 243-259.
- [103] Rayyam, Marouane and Zazi, Malika and Hajji, Youssef,(2015). Detection of broken bars in induction motor using the Extended Kalman Filter (EKF). 2015 Third world conference on complex systems (WCCS), pp 1-5.
- [104] Said, MS Nait and Benbouzid, Mohamed El Hachemi and Benchaib, Abdelkrim,(2000). Detection of broken bars in induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation. *IEEE Transactions on energy conversion*, pp 66-70.
- [105] Baccarini, Lane Maria Rabelo and Tavares, João Paulo Braga and de Menezes, Benjamim Rodrigues and Caminhas, Walmir Matos,(2010). Sliding mode observer for on-line broken rotor bar detection, author=Baccarini, Lane Maria Rabelo and Tavares, João Paulo Braga and de Menezes, Benjamim Rodrigues and Caminhas, Walmir Matos. *Electric Power Systems Research*, pp 1089-1095.
- [106] Dybkowski, Mateusz and Klimkowski, Kamil,(2017). Speed sensor fault detection algorithm for vector control methods based on the parity relations. 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), pp P-1.
- [107] Yu, Yong and Zhao, Yongzheng and Wang, Bo and Huang, Xiaolei and Xu, Dianguo,(2017). Current sensor fault diagnosis and tolerant control for VSI-based induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp 4238–4248.
- [108] Xiong, Hongyun and Liao, Ye and Chu, Xiaoyan and Nian, Xiaohong and Wang, Haibo,(2018). Observer based fault tolerant control for a class of Two-PMSMs systems. *ISA transactions*, pp 99-110.

- [109] Yu, Yong and Wang, Ziyuan and Xu, Dianguo and Zhou, Tao and Xu, Rong,(2014). Speed and current sensor fault detection and isolation based on adaptive observers for IM drives, author=Yu, Yong and Wang, Ziyuan and Xu, Dianguo and Zhou, Tao and Xu, Rong. *Journal of power Electronics*, pp 967-979.
- [110] Manohar, Murli and Das, Sukanta,(2017). Current sensor fault-tolerant control for direct torque control of induction motor drive using flux-linkage observer. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*,pp 2824-2833.
- [111] Chakraborty, Chandan and Verma, Vimlesh,(2014). Speed and current sensor fault detection and isolation technique for induction motor drive using axes transformation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp 1943-1954.
- [112] Laribi, Souad,(2016). Contribution à la Commande et Diagnostic des Défauts Statoriques et Rotoriques de la Machine Asynchrone à Cage d'écureuil. Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, Algérie, vol, 27.
- [113] Krause, Paul C and Wasynczuk, Oleg and Sudhoff, Scott D and Pekarek, Steven D,(2002). Analysis of electric machinery and drive systems. Wiley Online Library, vol, 2.
- [114] Penman, J and Stavrou, A,(1996). Broken rotor bars : their effect on the transient performance of induction machines. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, pp 449-457.
- [115] Fudeh, HR and Ong, CM,(1983). Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics Part I : Modeling and transformation. *IEEE transactions on power apparatus and systems*, pp 2608-2615.
- [116] Luo, Xiaogang and Liao, Yuefeng and Toliyat, Hamid A and El-Antably, Ahmed and Lipo, Thomas A,(1995). Multiple coupled circuit modeling of induction machines. *IEEE Transactions on industry applications*, pp 311-318.
- [117] Heming, Li and Liling, Sun and Boqiang, Xu,(2005). Research on transient behaviors and detection methods of stator winding inter-turn short circuit fault in induction motors based on multi-loop mathematical model. *International Conference on Electrical Machines and Systems*, vol,3, pp 1951-1955.

- [118] Ghoggal, A,(2005). Diagnostic de la machine asynchrone triphasée : modèle dédié à la détection des défauts» mémoire de magister. Université de Batna.
- [119] Didier, Gaëtan,(2004). Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances. These de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I.
- [120] Razik, Hubert and Dédier, G,(2003). Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone. Université Henri Poincaré, Nancy.
- [121] Yahia, Khaled and Marques Cardoso, Antonio J and Ghoggal, Adel and Zouzou, Salah-Eddine,(2014). Induction motors broken rotor bars diagnosis through the discrete wavelet transform of the instantaneous reactive power signal under time-varying load conditions. *Electric Power Components and Systems*, vol, 42, no, 7, pp 682-692.
- [122] Sahraoui, Mohamed and Cardoso, António J Marques and Ghoggal, Adel,(2014). The use of a modified prony method to track the broken rotor bar characteristic frequencies and amplitudes in three-phase induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol, 51, no, 3, pp 2136-2147.
- [123] Joksimović, Gojko M,(2005). Dynamic simulation of cage induction machine with air gap eccentricity. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, pp 803-811.
- [124] Toliyat, Hamid A and Al-Nuaim, Nabil A,(1999). Simulation and detection of dynamic air-gap eccentricity in salient-pole synchronous machines. *IEEE transactions on industry applications*, pp 86-93.
- [125] Sahraoui, Mohamed and Ghoggal, Adel and Zouzou, Salah-Eddine and Benbouzid, ME,(2008). Dynamic eccentricity in squirrel cage induction motors–Simulation and analytical study of its spectral signatures on stator currents. *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol, 16, no, 9, pp 1503-1513.
- [126] Ghoggal, Adel and Zouzou, Salah Eddine and Razik, Hubert and Sahraoui, Mohamed and Khezzar, A,(2009). An improved model of induction motors for diagnosis purposes–Slot skewing effect and air–gap eccentricity faults. *Energy conversion and Management*, vol, 50, no, 5, pp 1336-1347.

- [127] Ghoggal, A and Zouzou, SE and Sahraoui, M and Derghal, H and Hadri-Hamida, A,(2012). A winding function-based model of air-gap eccentricity in saturated induction motors. International Conference on Electrical Machines, pp 2739-2745.
- [128] Faiz, Jawad and Tabatabaei, Iman,(2002). Extension of winding function theory for nonuniform air gap in electric machinery. IEEE transactions on Magnetics, vol, 38, no, 6, pp 3654-3657.
- [129] Bossio, Guillermo and De Angelo, Cristian and Solsona, Jorge and García, Guillermo and Valla, María I,(2004). A 2-D model of the induction machine : an extension of the modified winding function approach. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol, 19, no, 1, pp 144-150.
- [130] Schmitz, Norbert L and Novotny, Donald W,(1965). Introductory electromechanics. Ronald Press.
- [131] Ghoggal, Adel,(2010). Contribution á la modélisation de la machine asynchrone triphasée dédiée au diagnostic. Université des Sciences et de la Technologie de biskra mohamed khider , Algérie.
- [132] Al-Nuaim, Nabil A and Toliyat, H,(1998). A novel method for modeling dynamic air-gap eccentricity in synchronous machines based on modified winding function theory. IEEE Transactions on energy conversion, vol, 13, no, 2, pp 156-162.
- [133] Houdouin, G and Barakat, G and Dakyo, B and Destobbeleer, E,(2003). A winding function theory based global method for the simulation of faulty induction machines. IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03, vol, 1, pp 297-303.
- [134] H. Toliyat, T.A. Lipo,(1995). Transient analyze of induction machines under stator, rotor bar and end ring faults. IEEE Trans. Energy Conv, vol, 10, no, 2, pp 241-247.
- [135] Ojaghi, Mansour and Yazdandoost, Naser,(2015). Oil-whirl fault modeling, simulation, and detection in sleeve bearings of squirrel cage induction motors. IEEE Transactions on Energy Conversion, pp 1537-1545.

- [136] Gyftakis, Konstantinos N and Kappatou, Joya,(2013). The impact of the rotor slot number on the behaviour of the induction motor. *Advances in Power Electronics*, vol, 2013.
- [137] M. Kostenko, L. Piotrovski,(1979). *Machines électriques*. Editions Mir, Moscou.
- [138] Milimonfared, Jafar and Kelk, H Meshgin and Nandi, Subhasis and Minassians, A Der and Toliyat, Hamid A,(1999). A novel approach for broken-rotor-bar detection in cage induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp 1000-1006.
- [139] Nandi, Subhasis and Ahmed, Shehab and Toliyat, Hamid A,(2001). Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pp 253-260.
- [140] Cherian, Jaison and Mathew, Johnson,(2012). Parameter independent sensorless vector control of induction motor. 2012 IEEE international conference on power electronics, drives and energy systems (PEDES), pp 1-6.
- [141] Blaschke, Felix,(1972). The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop system for rotating-field machines. *Siemens review*, vol, 34, pp 217-220.
- [142] Bayer, K-H,(1972). Field-Oriented closed-loop control of a synchronous machine with the new transvektor control systems. *Siemens Rev*, pp 220-223.
- [143] Wu, Long and Huang, Xianghui and Habetler, Thomas G and Harley, Ronald G,(2007). Eliminating load oscillation effects for rotor eccentricity detection in closed-loop drive-connected induction motors. *IEEE transactions on power electronics*, vol, 22, no, 4, pp 1543-1551.
- [144] Cruz, Samuel MA and Cardoso, AJ Marques and Toliyat, Hamid A,(2003). Diagnosis of stator, rotor and airgap eccentricity faults in three-phase induction motors based on the multiple reference frames theory. 38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, vol, 2, pp 1340-1346.
- [145] Huang, Xianghui and Habetler, Thomas G and Harley, Ronald G,(2007). Detection of rotor eccentricity faults in a closed-loop drive-connected induction motor using an

- artificial neural network. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol, 22, no, 4, pp 1552-1559.
- [146] Akar, Mehmet,(2013). Detection of a static eccentricity fault in a closed loop driven induction motor by using the angular domain order tracking analysis method. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol, 34, no, 1-2, pp 173-182.
- [147] Kandukuri, Surya Teja and Senanayaka, Jagath Sri Lal and Huynh, Van Khang and Karimi, Hamid Reza and Robbersmyr, Kjell G,(2017). Current signature based fault diagnosis of field-oriented and direct torque-controlled induction motor drives. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I : Journal of Systems and Control Engineering*, vol, 231, no, 10, pp 849-866.
- [148] Concari, Carlo and Franceschini, Giovanni and Tassoni, Carla,(2008). Rotor fault detection in closed loop induction motors drives by electric signal analysis. *18th International Conference on Electrical Machines*, pp 1-6.
- [149] Özkurt, Gizem and Zerdali, Emrah,(2022). Design and implementation of hybrid adaptive extended Kalman filter for state estimation of induction motor. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol, 71, pp 1-12.
- [150] El Daoudi, Soukaina and Lazrak, Loubna and El Ouanjli, Najib and Lafkih, Mustapha Ait,(2021). Sensorless fuzzy direct torque control of induction motor with sliding mode speed controller. *Computers & Electrical Engineering*, vol, 96, pp 107490.
- [151] Chikhi, Abdesselam Chikhi Abdesselam,(2010). A comparative study of field-oriented control and direct-torque control of induction motors using an adaptive flux observer. *Journal of Electrical Engineering*, vol, 10, no, 3, pp 7-17.
- [152] Ammar, Abdelkarim and Bourek, Amor and Benakcha, Abdelhamid,(2017). Nonlinear SVM-DTC for induction motor drive using input-output feedback linearization and high order sliding mode control. *ISA transactions*, vol, 67, pp 428-442.
- [153] Ammar, Abdelkarim and Benakcha, Abdelhamid and Bourek, Amor,(2017). Closed loop torque SVM-DTC based on robust super twisting speed controller for induction motor drive with efficiency optimization. *international journal of hydrogen energy*, vol, 42, no, 28, pp 17940-17952.

- [154] Jnayah, Salma and Khedher, Adel,(2019). DTC of induction motor drives fed by two and three-level inverter : modeling and simulation. 2019 19th international conference on sciences and techniques of automatic control and computer engineering (STA),pp 376–381.
- [155] Xu, Boqiang and Sun, Liling and Xu, Lie and Xu, Guoyi,(2013). Improvement of the Hilbert method via ESPRIT for detecting rotor fault in induction motors at low slip. IEEE transactions on energy conversion, pp 225-233.
- [156] Marple, Lawrence,(1999). Computing the discrete-time" analytic" signal via FFT. IEEE Transactions on signal processing, pp 2600-2603.
- [157] Xu, Boqiang and Sun, Liling and Xu, Lie and Xu, Guoyi,(2013). Improvement of the Hilbert method via ESPRIT for detecting rotor fault in induction motors at low slip. IEEE transactions on energy conversion, pp 225-233.
- [158] Da Silva, Aderiano M and Povinelli, Richard J and Demerdash, Nabeel AO,(2008). Induction machine broken bar and stator short-circuit fault diagnostics based on three-phase stator current envelopes. IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp 1310-1318.
- [159] Drif, Mohamed and Cardoso, Antonio J Marques,(2014). Stator fault diagnostics in squirrel cage three-phase induction motor drives using the instantaneous active and reactive power signature analyses. IEEE Transactions on Industrial Informatics, pp 1348-1360.
- [160] Salah, Lachtar and Adel, Ghoggal and Khaled, Koussa and Ahmed, Bouraiou,(2019). A comparative investigation between the MCSA method and the Hilbert transform for broken rotor bar fault diagnostics in a closed-loop three-phase induction motor. UPB Sci. Bull., Series C, pp 209-226.