

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie Electrique
Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:.....

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de
Doctorat LMD en : Génie Electrique

Spécialité (Option) : Commande des Systèmes Energétiques

Intitulé
Contrôle et Diagnostic de la Machine à Induction

Présentée par :
Tarek AMEID

Soutenue publiquement le 01/07/2018

Devant le jury composé de :

Dr. GOLEA Amar	Professeur	Président	Université de Biskra
Dr. MENACER Arezki	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Dr. BENAKCHA Abdelhamid	Professeur	Examineur	Université de Biskra
Dr. BAHI Tahar	Professeur	Examineur	Université d'Annaba
Dr. SOUFI Youcef	Maitre de Conférences 'A'	Examineur	Université de Tébessa

Remerciements

Je remercie tout d'abord Dieu tout puissant de m'avoir donné le courage, la force et la persévérance d'achever ce travail.

*J'aimerais remercier également mon directeur de thèse, **Arezki MENACER**, qui est à mes yeux plus qu'un parent, un ami aimable, gentil, respectueux, attentif et motivant à grande échelle de m'avoir appris à être moins « bon élève » et plus autonome tout au long de ce travail de recherche. Sa relecture finale méticuleuse de chacun des chapitres, ses idées et conseils précieux, sa patience, ses encouragements, sa discussion technique novatrice, ainsi que sa disponibilité permanente tout au long de mon cursus doctoral m'ont permis de produire cet humble travail.*

*Je remercie par la même occasion Monsieur le directeur **Salah Eddine ZOUZOU** ainsi que les membres du laboratoire de Génie Electrique Biskra (LGEB), de m'avoir permis de mener à bon escient mon expérimentation.*

*J'adresse mes sincères remerciements aux membres du jury: Monsieur **Amar GOLEA** et Monsieur **Abdelhamid BENAKCHA** Professeurs à l'Université de Biskra, Monsieur **Tahar BAH**I Professeur à l'Université d'Annaba et Monsieur **Youcef SOUFI** Maître de Conférences (A) à l'Université de Tébessa, d'avoir pris la peine de lire, de juger et d'évaluer ce travail.*

*Ma gratitude va également à mon cher collègue **Hicham TALHAOUI** Maître de Conférences (A) à l'Université de Bordj Bou Arreridj, de m'avoir épaulé durant la réalisation et l'accomplissement de ce travail.*

*Sans oublier d'exprimer mes vifs remerciements au laboratoire de Génie Mécanique Biskra, en particulier l'ingénieur **Sadok SEDRATI** de m'avoir aidé dans la confection du banc d'essai expérimental, outil primordial de ma recherche.*

Enfin ce travail n'aurait pu voir le jour sans le soutien de mes collègues, mes amis et de toute personnes ayant participé de près ou de loin à la réalisation de cette thèse: je vous remercie du fond du cœur.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

A mes parents. Aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour dont ils ne cessent de me combler.

Que dieu leur procure bonne santé et longue vie.

A celui que j'aime beaucoup et qui m'a soutenue tout au long de ce projet : mon cher directeur de recherche, et bien sûr à mes frères, et mes sœurs. A toute ma famille, et mes amis, et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce projet soit possible, je vous dis merci

Résumé:

La thématique de la thèse entre dans le cadre de la détection et le diagnostic du défaut de cassure des barres rotoriques d'une machine à induction à vitesse variable. L'étude par simulation est effectuée à travers l'utilisation d'un modèle réduit de la machine tenant compte du défaut rotorique dédié au contrôle en boucle fermée. Deux techniques de commande sont utilisées, l'une vectorielle pour le fonctionnement sans capteur à grande vitesse utilisant le filtre de Kalman étendu (FKE), et la seconde utilisant la commande Backstepping sans capteur à base du modèle adaptatif du système de référence (MRAS) en fonctionnement à très faible vitesse. Les méthodes du diagnostic utilisées sont basées sur l'approche signal à travers l'analyse par FFT, ondelette et Hilbert des signaux issus des capteurs et l'approche modèle à travers l'estimation paramétrique en utilisant les observateurs de type FKE et MRAS. L'efficacité de la commande en boucle fermée ainsi que les méthodes du diagnostic utilisées en simulation sont validées en expérimentation par une carte dSPACE 1104 du banc d'essai réalisé au laboratoire LGEB Biskra.

Mots clés: Machine à Induction; Cassure de Barres; Défaut; Diagnostic; FFT; Ondelette; Hilbert; Commande vectorielle; Commande Backstepping; Lyapunov; Sans Capteur; FKE; MRAS; Estimateur; Observateur.

Abstract:

This thesis is dealing with the detection and the diagnosis of the broken rotor bars fault for an induction machine in variable speed drive. The simulation study is carried out through the development of a reduced model of the machine taking into account the rotor fault dedicated to the closed-loop control. Two controlling techniques are used: The first is the sensorless vector control for high-speed using an extended Kalman filter (EKF), and the second is the sensorless Backstepping control for very low-speed using a model reference adaptive system (MRAS) estimator. The used diagnosis methods are based on both, the signal approach through FFT, wavelet and Hilbert analysis of the signals acquired from sensors, and the model approach through parametric estimation using the EKF and MRAS observers. The effectiveness of the closed-loop control and the diagnosis methods considered in simulation are validated in experimentation via a dSPACE 1104 board of the test bench realized in the LGEB Biskra laboratory.

Keywords: Induction Machine; Broken Rotor Bars; Fault; Diagnosis; FFT; Wavelet; Hilbert; Vector Control; Backstepping Control; Lyapunov; sensorless; EKF; MRAS; Estimator; Observer.

ملخص:

تتطرق هذه الأطروحة إلى كشف وتشخيص عطب كسر قضبان الدوار لمحرك كهربائي لا تزامني ذو سرعة متغيرة. تتم دراسة المحاكاة بالاعتماد على نموذج مبسط للألة مكرس للتحكم بحلقة مغلقة مع الأخذ بعين الاعتبار الخلل في الدوار. تم استخدام تقنيتين للتحكم، إحداهما تقنية التحكم الشعاعي للتشغيل في السرعات الكبيرة بدون مستشعر باستخدام مرشح كلمان الممدد (FKE)، والأخرى تقنية التحكم Backstepping بدون مستشعر مستندة إلى نموذج التكيف من النظام المرجعي (MRAS) في السرعات البطيئة جداً. وتعتمد طرق التشخيص المستخدمة على إشارة النهج من خلال تحاليل FFT و الموجات وإشارات هيلبرت للإشارات الصادرة من المستشعرات، ونهج النموذج من خلال تقدير المعلمات باستخدام مراقبي FKE و MRAS. تم التحقق من كفاءة التحكم في الحلقة المغلقة وكذلك طرق التشخيص المستخدمة في المحاكاة من خلال التجريب على لوحة dSPACE 1104 في مقعد الاختبار المنجزه بمخبر LGEB بسكرة.

كلمات مفتاحية: آلة الحث; كسر القضبان خطأ; التشخيص; FFT; الموجات; هيلبرت; التحكم الشعاعي; التحكم Backstepping; يابونوف; بدون مستشعر; FKE; MRAS; مقدر; مراقب.

Liste des figures

Figure 1.1:	Différents types de défauts d'enroulement statorique	09
Figure 1.2:	Rupture d'une barre et d'une portion d'anneau de court-circuit	10
Figure 1.3:	Types d'excentricité : (a) statique, (b) dynamique, (c) mixte	12
Figure 1.4:	Dimensions du roulement à bille	13
Figure 1.5:	Principe de l'estimation d'état	18
Figure 1.6:	Génération des résidus	19
Figure 1.7:	Diagramme global de la commande scalaire	20
Figure 1.8:	Schéma synoptique général de la commande vectorielle indirecte	21
Figure 2.1:	Modèle multi-enroulement équivalent de la cage rotorique	32
Figure 2.2:	Vitesse rotorique et le courant statorique de la machine à induction à l'état : (a) sain, (b) avec cassure de deux barres adjacentes	36
Figure 2.3:	Banc d'essai expérimental	37
Figure 2.4:	Rotor avec deux barres adjacentes cassées d'une machine à induction	37
Figure 2.5:	Vitesse et courant statorique de la machine à induction à l'état: (a) sain, (b) avec cassure de deux barres adjacentes	38
Figure 2.6:	FFT de la vitesse rotorique et du courant statorique à l'état sain : (a) simulation, (b) expérimental	40
Figure 2.7:	FFT de la vitesse rotorique et du courant statorique à l'état en défaut : (a) en simulation, (b) en expérimentation	40
Figure 2.8:	Processus de décomposition à n niveaux	42
Figure 2.9:	Décomposition multi niveaux	43
Figure 2.10:	TOD de la vitesse rotorique et du courant statorique à l'état sain : (a) en simulation, (b) en expérimentation	45
Figure 2.11:	TOD de la vitesse rotorique et du courant statorique à l'état en défaut : (a) en simulation, (b) en expérimentation	45
Figure 2.12:	Variation de l'énergie du courant statorique dans les bandes de fréquence db 40 : (a) en simulation, (b) en expérimentation	46
Figure 3.1:	Structure de l'estimateur à base du filtre de Kalman	52
Figure 3.2:	Procédure d'estimation du FKE	54
Figure 3.3:	Principales étapes de surveillance d'un défaut rotorique à travers le FKE	56
Figure 3.4:	Schéma global de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MI	57
Figure 3.5:	Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande vectorielle de la machine à l'état sain	58
Figure 3.6:	Vitesse rotorique avec inversion du sens de rotation: Essais de vitesse moyenne et faible vitesse	58
Figure 3.7:	Evolution des résistances rotoriques et leurs erreurs d'estimation: Cas d'une machine saine	59
Figure 3.8:	Caractéristiques électriques et mécaniques de la commande à l'état défectueux	60
Figure 3.9:	Évolution des résistances rotoriques et leurs erreurs d'estimation pour la	61

	machine avec cassure de deux barres adjacentes introduite à $t = 1s$	
Figure 3.10:	Evolution des résistances rotoriques et leurs erreurs d'estimation pour un démarrage avec défaut de cassure de deux barres adjacentes	62
Figure 3.11:	Analyse FFT des caractéristiques électriques et mécaniques de la machine à induction : (a) machine saine, (b) machine avec défaut rotorique	63
Figure 3.12:	Analyse TOD des caractéristiques électriques et mécaniques de la machine à induction : (a) machine saine, (b) machine avec défaut rotorique	65
Figure 3.13:	Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence db40 : (a) courant statorique, (b) sortie du régulateur de vitesse	66
Figure 3.14:	Implémentation sur la plateforme en temps réel dSPACE de l'algorithme de commande dédié au diagnostic du défaut	67
Figure 3.15:	Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la CV sans capteur à l'état sain	68
Figure 3.16:	Vitesse rotorique lors de l'inversion du sens de rotation: pour une moyenne et faible vitesse	68
Figure 3.17:	Estimation expérimentale de la résistance rotorique à l'état sain de la machine	69
Figure 3.18:	Caractéristiques électriques et mécaniques de la CV sans capteur de la machine avec défaut rotorique	70
Figure 3.19:	Estimation expérimentale de la résistance rotorique de la machine avec défaut rotorique	71
Figure 3.20:	Analyse FFT des caractéristiques électriques et mécaniques de la machine à induction en expérimentation : (a) machine saine, (b) machine avec défaut rotorique	72
Figure 3.21:	TOD des caractéristiques électriques et mécaniques de la machine à induction : (a) machine saine, (b) machine avec défaut rotorique	74
Figure 3.22:	Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence db40 : (a) Courant statorique, (b) Sortie du régulateur de vitesse	74
Figure 4.1:	Structure de l'observateur MRAS	83
Figure 4.2:	Méthodologie de diagnostic à base de la HTOD	86
Figure 4.3:	Schéma bloc de la commande Backstepping de la MI sans capteur de vitesse	87
Figure 4.4:	Réponse en vitesse pour les trajectoires de référence dans différentes régions	87
Figure 4.5:	Caractéristiques électriques et mécaniques dans le cas d'une machine saine	88
Figure 4.6:	Caractéristiques électriques et mécaniques pour un fonctionnement du défaut de cassure de deux barres adjacentes	89
Figure 4.7:	Enveloppe du courant statorique au démarrage : (a) machine saine, (b) machine avec défaut	91
Figure 4.8:	Analyse TOD de l'enveloppe du courant statorique de la machine : (a) machine saine, (b) machine avec défaut	91
Figure 4.9:	Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence db 40 du courant statorique	92
Figure 4.10:	Réponse de la vitesse suivant les trajectoires de référence dans différentes régions	92
Figure 4.11:	Caractéristiques électriques et mécaniques pour une machine saine	93

- Figure 4.12:** Caractéristiques électriques et mécaniques pour une machine avec deux 94
barres cassées adjacentes
- Figure 4.13:** Enveloppe du courant de démarrage statorique : **(a)** machine saine, **(b)** 96
machine avec deux barres cassées adjacentes
- Figure 4.14:** Analyse TOD de l'enveloppe du courant statorique de la machine à 96
induction : **(a)** machine saine, **(b)** machine avec défaut de cassure de deux
barres
- Figure 4.15:** Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence db40 du courant 97
statorique

Liste des tableaux

Tableau 1.1:	Possibilité d'apparition de défaut sur le moteur à induction	09
Tableau 2.1:	Fréquences de défaut calculées et déduites du courant statorique, cas d'une cassure de deux barres rotoriques adjacentes	41
Tableau 2.2:	Fréquences de défaut calculées et déduites de la vitesse rotorique, cas d'une cassure de deux barres rotoriques adjacentes	41
Tableau 2.3:	Bande de fréquences associées aux détails et approximation en BO	44
Tableau 3.1:	Fréquences du défaut calculées et déduites du courant statorique et la sortie du régulateur de vitesse en simulation	64
Tableau 3.2:	Bande de fréquences associées aux détails et approximation de la CV en simulation	64
Tableau 3.3:	Fréquences du défaut calculées et déduites du courant statorique et la sortie du régulateur de vitesse en expérimentation	72
Tableau 3.4:	Bande de fréquences associées aux détails et approximation de la CV en expérimentation	73
Tableau 4.1:	Fréquences de défaut calculées issues de l'enveloppe du courant statorique en simulation	90
Tableau 4.2:	Bande de fréquences associées aux détails et approximation de la CB en simulation	90
Tableau 4.3:	Fréquences de défaut calculées de l'enveloppe du courant statorique en expérimentation	95
Tableau 4.4:	Bande de fréquences associées aux détails et approximation de la CB en expérimentation	95

Notations et symboles

f_{cc}	fréquence de court-circuit [Hz]
f_s	fréquence d'alimentation [Hz]
g	glissement
k	entier naturel (=1, 2, 3...)
p	nombre de pair de pôles
f_{bc}	fréquence défaut de barre cassée [Hz]
f_{exe}	fréquence défaut d'excentricité [Hz]
f_{roul}	fréquence défaut des roulements [Hz]
f_v	fréquences caractéristiques des vibrations [Hz]
D_b	diamètre de la bille [m]
D_p	diamètre du palier [m]
β	angle de contact [rd]
N_s	nombre de spires statoriques par phase
i_s	courant d'une phase statorique [A]
θ'	position [rd]
e	épaisseur de l'entrefer [m]
μ_0	perméabilité magnétique de l'air [$H.m^{-1}$]
B_s	induction magnétique créée dans l'entrefer par le courant statorique [T]
r	rayon moyen de l'entrefer [m]
l	longueur active du circuit magnétique [m]
L_{sp}	inductance propre statorique [H]
L_{sf}	inductance de fuite rotorique [H]
N_r	nombre de barres rotoriques
L_b	inductance d'une barre rotorique [H]
L_e	inductance totale de l'anneau de court-circuit [H]
L_{sc}	inductance cyclique statorique [H]
L_{rc}	inductance cyclique rotorique [H]
R_e	résistance totale de l'anneau de court-circuit [Ω]
i_e	courant dans l'anneau de court-circuit [A]

i_{bk}	courant de la barre k [A]
i_{rk}	courant de maille rotorique k [A]
i_{ek}	courant dans une portion d'anneau k [A]
i_a, i_b, i_c	courants des phases statoriques [A]
α	angle électrique entre deux mailles rotoriques [rd]
M_{sr}	mutuelle cyclique entre le stator et rotor [H]
ω_s	pulsation des grandeurs statoriques [rd/s]
ω	vitesse de rotation mécanique [rd/s]
R_r	résistance de l'enroulement rotorique [Ω]
R_s	résistance de l'enroulement statorique [Ω]
d, q	indices pour les composantes de Park directe et quadrature, respectivement
α, β	indices pour les composantes de Clarke
s, r	indices stator et rotor respectivement
C_e	couple électromagnétique [N.m]
C_r	couple mécanique résistant [N.m]
J	moment d'inertie [kg.m ²]
R_{bfk}	résistance de la barre défaillante k [Ω]
R_b	résistance d'une barre rotorique à l'état sain [Ω]
x	vecteur d'état
u	vecteur de commande
$\phi_{dr,qr}$	flux rotoriques diphasés dans le repère (d, q) [Wb]
$\phi_{\alpha r, \beta r}$	flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β) [Wb]
T_r	constante de temps rotorique
T_s	constante de temps statorique
σ	coefficient de dispersion de Blondel
y	vecteur de sortie
$i_{ds,qs}$	courants statoriques diphasés dans le repère (d, q) [A]
$i_{\alpha s, \beta s}$	courants statoriques diphasés dans le repère (α, β) [A]
$\hat{}$	valeurs estimées
r	degré relatif du système
V	fonction de Lyapunov
t	temps [s]

e	erreur sur l'estimation des états
T_e	période d'échantillonnage [s]
W	bruit d'état
V_b	bruit de mesure
Q	matrice de covariance de bruit d'état
R_k	matrice de covariance de bruit de mesure
P	matrice de prédiction

Abréviations utilisés

MI	Machine à induction
CV	Commande vectorielle
CB	Commande Backstepping
MCC	Machine à courant continu
Eq	Equation
ref	Référence
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PI	Action proportionnelle et intégrale
FKE	Filtre de kalman étendu
MRAS	Système adaptatif avec modèle de référence
FFT	Transformée de Fourier rapide
TOD	Transformée d'ondelette discrète
HT	Transformée de Hilbert

Sommaire

Remerciements

Dédicaces

Résumé

Liste des figures

Liste des tableaux

Notations et symboles

Sommaire

Introduction générale 01

Chapitre I: État de l'art sur le contrôle et diagnostic de défaut de la machine à induction

I.1 Introduction	07
I.2 Concepts et définitions des termes utilisés en diagnostic	07
I.2.1 Surveillance	07
I.2.1 Détection	07
I.2.1 Diagnostic	08
I.3 Divers types de défauts et analyse harmonique	08
I.3.1 Défauts de court-circuit	09
I.3.2 Défauts de rupture ou cassure des barres et d'anneau de court-circuit	10
I.3.3 Défaut d'excentricité	11
I.3.3 Défaut de roulement	12
I.4 Diverses méthodes et techniques de diagnostic	14
I.4.1 Méthodes sans modèle	14
I.4.1.1 Approche signal	14
I.4.2.2 Système experts	16
I.4.2 Méthodes avec modèle	17
I.4.2.1 Technique d'estimation d'état	18
I.4.2.1 Technique de génération des résidus	18
I.4.2.1 Technique d'identification	19
I.5 Variateurs pour le fonctionnement de la MI à vitesse variable	19
I.5.1 Commande scalaire	19
I.5.2 Commande vectorielle	20
I.5.2 Commande par linéarisation entrée/sortie	22

I.5.2 Commande par mode glissant	22
I.5.2 Commande Backstepping	23
I.6 Conclusion	23
I.7 Bibliographie	24
<i>Chapitre II: Analyse et diagnostic du défaut rotorique de la machine à induction: Simulation & Expérimentation</i>	
II.1 Introduction	31
II.2 Modèle réduit de la machine à induction tenant compte du défaut rotorique	31
II.3 Représentation d'état du modèle réduit de la MI tenant compte de défaut rotorique	34
II.4. Résultats de simulation	35
II.4.1 Fonctionnement sain et en défaut de la machine à induction	35
II.5 Validation expérimentale du modèle du défaut de la MI	36
II.5.1 Résultats expérimentaux	37
II.6 Diagnostic des défauts à base de l'analyse spectrale	38
II.6.1 Analyse par FFT	38
II.6.2 Analyse de défaut par l'ondelette discrète	41
II.7 Conclusion	46
II.8 Bibliographie	47
<i>Chapitre III: Etude et implémentation expérimentale de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine à induction avec défaut rotorique</i>	
III.1 Introduction	49
III.2 Principe de la commande vectorielle	50
III.3 Modèle de la machine à induction en défaut dédié à la commande	50
III.4 Estimateur à base du Filtre de Kalman étendu	51
III.4.1 Modèle d'état de la machine tenant compte du défaut rotorique associé à l'estimateur par FKE	52
III.4.1.1 Modèle stochastique	52
III.4.1.2 Procédure d'estimation du FKE	54
III.4.1.3 Choix des matrices de covariance du bruit Q et R	55
III.5 Procédures de diagnostic du défaut rotorique	55
III.6 Résultats de simulation	56
III.6.1 Cas d'une machine saine	57
III.6.1.1 Estimation de la résistance rotorique équivalente par le FKE	59
III.6.2 Machine avec défaut rotorique	59

III.6.2.1 Estimation de la résistance rotorique équivalente par le FKE	61
III.6.2.2 Diagnostic du défaut rotorique par traitement de signal	62
III.7 Validation expérimentale	66
III.7.1 Machine saine	67
III.7.1.1 Estimation de la résistance rotorique	69
III.7.2 Machine avec défaut	69
III.7.2.1 Estimation de la résistance rotorique	70
III.7.2.2 diagnostic du défaut à base du traitement de signal	70
III.8 Conclusion	75
III.9 Bibliographie	76
 <i>Chapitre IV: Etude et implémentation expérimentale de la commande Backstepping sans capteur à faible vitesse de la machine à induction avec défaut rotorique</i>	
IV.1 Introduction	78
IV.2 Principe de la commande Backstepping	79
IV.3 Commande Backstepping de la machine à induction	79
IV.4 Algorithme de commande sans capteur de vitesse: (MRAS)	82
IV.4.1 Estimation de la vitesse par MRAS classique	83
IV.5 Structure de détection du défaut	85
IV.6 Simulation de la commande Backstepping sans capteur de vitesse	86
IV.6.1 Cas d'une machine saine	87
IV.6.2 Cas d'une machine avec défaut	89
IV.6.3 Détection du défaut	90
IV.7 Analyse expérimentale	92
IV.7.1 Essais dynamiques	92
IV.7.2 Fonctionnement à faible vitesse	93
IV.7.3 Diagnostic de défaut à faible vitesse	95
IV.8 Conclusion	97
IV.9 Bibliographie	98
<i>Conclusion générale</i>	100
<i>Annexes</i>	103



Introduction générale

Introduction générale

Dans les applications industrielles des entraînements électriques nécessitant une robustesse et de bonnes performances à savoir la facilité d'entretien, une adaptation pour diverses applications de service en plus le faible coût d'achat, la machine à induction à cage d'écureuil trouve sa place en raison de sa fiabilité à travers sa robustesse et sa simplicité de fonctionnement.

Les modes de fonctionnement de la machine à induction sont vulnérables à diverses conditions indésirables. L'accumulation de ces conditions provoque des défauts dans les différentes parties de la machine. La nature des défaillances pouvant affecter la machine est variée. Elle peut être classée en deux catégories: mécaniques tels que l'excentricité du rotor [1], le défaut d'accouplement, l'usure des roulements [2] etc., ou électriques et magnétiques tel que le court-circuit du bobinage statorique [3], la cassure des dents, défaut d'anneaux [4], la rupture ou cassure des barres rotoriques. Une étude détaillée et approfondie du dernier type de défaut est effectuée le long de cette thèse car la cassure des barres rotoriques provoque des fluctuations qui se traduisent par des vibrations mécaniques, l'augmentation du nombre de barres cassées conduit à l'endommagement de la machine [5].

En raison des progrès réalisés dans les domaines de l'ingénierie, la nécessité d'accroître la fiabilité des machines à induction représente désormais un défi important. La surveillance des conditions menant au diagnostic et à la prévision des défauts des machines à induction a attiré les chercheurs au cours des dernières années en raison de son influence considérable sur la poursuite opérationnelle de nombreux processus industriels. Un diagnostic correct et une détection précoce des défauts initiaux entraînent une maintenance rapide non programmée et des temps d'arrêt courts pour le procédé considéré. Ils évitent également des conséquences néfastes, parfois dévastatrices et réduisent les pertes financières [6].

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. En outre, il est généralement connu que les techniques développées pour le diagnostic des machines à induction dans les entraînements en boucle ouverte ne sont pas toujours efficaces lorsque la structure de la commande de la machine devient complexe. Le choix d'une approche de diagnostic est lié à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système. Ainsi, deux principales familles de procédures peuvent être utilisées dans le domaine du diagnostic des machines à savoir les méthodes avec connaissance à priori et sans connaissance à priori.

L'utilisation de l'approche sans modèle à base de traitement des signaux a une grande importance pour la détection et le diagnostic des différents défauts de la machine à induction. Elle est effectuée en s'appuyant 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 commencent par l'analyse de la signature du courant de la machine (MCSA) basée sur l'analyse spectrale du signal de courant statorique, qui est efficace pour les machines électriques fonctionnant à la fois à vitesse constante et à charge nominale tel que la transformée de Fourier rapide [7], [8]. Les conditions transitoires sont les plus critiques, et plusieurs méthodes ont été proposées pour faire face à cette situation tel que la transformée de Fourier à fenêtre glissante [9], la transformée en ondelette [10] et la transformée de Hilbert [11]. D'autres part, l'intelligence artificielle est un outil puissant pour améliorer l'efficacité du diagnostic des pannes des machines électriques, en particulier pendant le processus de décision de maintenance telles que les systèmes experts, les réseaux de neurones [12], la logique floue [13] et les réseaux de neurones flous [14].

Au contraire, les approches fondées sur un modèle requièrent à priori une connaissance physique et mathématique du processus, où elles sont employées pour analyser les paramètres et les variables du système et pour caractériser l'évolution en fonction de la présence de défauts. Après le développement du modèle du processus basé sur les principes physiques, ces techniques peuvent être appliquées avec succès. En raison de diverses exigences opérationnelles et contraintes de processus industriels particuliers, la conception de systèmes de surveillance de processus et de diagnostic de défauts a été un sujet de recherche remarquable au cours des dernières décennies. Sur la base des connaissances physiques et mathématiques de différents processus industriels, les approches modèles ont été appliquées avec succès à de nombreux processus pour les moteurs à courant alternatif, particulièrement pour la machine à induction [15], [16].

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 du 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 et vectoriels.

La commande scalaire est simple à mettre en œuvre et fiable. En contrôle scalaire, un capteur de tension continue et/ou un capteur de vitesse est nécessaire. Cependant, les performances dynamiques sont médiocres lorsque le changement de vitesse/couple se produit. Ainsi, la commande vectorielle a été développée pour surmonter la limitation du contrôle scalaire. En outre elle est adoptée dans les applications qui nécessitent de bonnes performances dynamiques et un

contrôle précis de la vitesse/position, mais la structure de commande est complexe et coûteuse par rapport à la commande scalaire. Néanmoins, cette commande doit encore relever un autre défi, celui de sa sensibilité aux incertitudes des paramètres de la machine à induction. Il convient de noter que ces incertitudes sont causées par des erreurs de modélisation ou des variations instantanées qui dépendent de la température ou de la saturation [17].

Le développement des méthodes de contrôle robustes pour résoudre ce problème a récemment fait de gros progrès. Les commandes non linéaires peuvent offrir plusieurs avantages par rapport aux schémas de contrôle linéaires. Parmi les recherches d'intérêt dans le domaine des techniques de contrôle non linéaires, on peut citer la commande mode par glissant [18], la commande de linéarisation entrée/sortie [19] et la commande Backstepping [20].

La commande par mode glissant peut fournir une grande robustesse et un contrôle de réponse rapide. Cependant, le phénomène de chattering est l'inconvénient majeur de cette méthode [21]. De plus, la commande de linéarisation entrée/sortie fournit un bon comportement dans les états stables et dynamiques. En outre, elle offre également un découplage exact entre les variables du système. Cette méthode annule les termes non linéaires dans le modèle de l'installation, qui échoue lorsque les paramètres physiques varient [22]. La commande Backstepping est basée sur les outils de stabilité de Lyapunov. Cette approche offre de bonnes performances tant en régime permanent qu'en régime transitoire, même en présence de variations des paramètres et de perturbations du couple de charge [23].

- **Objectifs de la thèse**

L'objectif principal de cette thèse est la détection du défaut de cassure des barres rotoriques lors d'un fonctionnement de la machine en boucle fermée pour diverses vitesses de fonctionnement. La thématique du diagnostic des défauts se base sur l'application des méthodes de traitement de signal qui est une solution efficace pour le problème de diagnostic de défaut à base d'analyses spectrale (FFT), ondelette (TOD), Hilbert ainsi par estimation paramétrique à base d'une approche modèle utilisant des observateurs de type filtre de Kalman Etendu (FKE) et MRAS.

L'analyse spectrale pour la détection du défaut en boucle ouverte est basée sur les méthodes du traitement des signaux mesurés, qui sont la vitesse et le courant statorique.

En boucle fermée, lorsque la machine est commandée vectoriellement sans capteur de vitesse en utilisant un observateur à base du FKE, la détermination du moment de l'acquisition et le traitement des signaux électriques et mécaniques sera effectuée lors d'une variation paramétrique évaluée à travers l'estimation de la résistance rotorique.

En fonctionnement à faible vitesse, la détection du défaut nécessite une préservation des bonnes performances qui sera assurée par la commande Backstepping.

L'efficacité des différentes techniques de diagnostic et du contrôle sera effectuée en simulation et validé expérimentalement à travers une implémentation sur carte dSpace 1104 du banc d'essai réalisé au laboratoire LGEB de Biskra.

- **Structure de la thèse**

Pour mener cette étude, le manuscrit de la thèse est organisé en quatre chapitres:

- Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art sur les diverses défaillances et diagnostic de la machine à induction, ainsi que sur les techniques de commande et de contrôle. Au cours de ce chapitre une prospection bibliographique est effectuée pour essayer de se focaliser sur un certain nombre de travaux effectués sur les méthodes et techniques de diagnostic et de détection des divers défauts à base d'approches modèles et approches sans modèles. Ensuite, une analyse sur les différentes stratégies de commande pour l'entraînement électrique à courant alternatif où un bref aperçu théorique sur les contrôleurs conventionnels et les techniques de contrôle non linéaires qui peuvent être utilisées pour l'amélioration des états de fonctionnements est synthétisé.

- Le deuxième chapitre est consacré à la présentation du modèle mathématique de la machine à induction tenant compte du défaut de cassure de(s) barre(s) dédié au diagnostic. Le modèle utilisé de la machine est un modèle réduit issu d'une transformation du modèle permettant la représentation de la cage rotorique par un circuit maillé dans lequel le défaut de rupture des barres est introduit. La détection du défaut est basée sur l'analyse par la FFT en régime stationnaire et par ondelette discrète en régime transitoire et stationnaire des signaux de la vitesse rotorique et du courant statorique issus de la simulation et de l'expérimentation en utilisant la carte dSpace 1104 avec un DSP TMS32F240.

- Le troisième chapitre présente la commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse en utilisant le FKE pour l'estimation de la vitesse rotorique de la machine à l'état sain et avec défaut. La procédure de diagnostic considérée pour la détection du défaut de cassure des barres en boucle fermée se base sur l'approche modèle assurée par l'emploi de l'observateur FKE à travers le suivi paramétrique (estimation de la résistance rotorique). Pour une variation paramétrique importante, un traitement des différents signaux de contrôle vectoriel (la vitesse, la sortie du régulateur de vitesse et le courant statorique) est effectué. Dans ce chapitre les performances du système de commande sans capteur ainsi que l'efficacité des techniques de diagnostic élaborées en simulation seront validées en expérimentation.

- Le quatrième et dernier chapitre est réservé à la détection du défaut de cassure des barres rotorique en fonctionnement à très faible vitesse où les performances du contrôle classique sont dégradées nécessitant l'utilisation du contrôle robuste. La première partie du chapitre est consacrée à la théorie de la commande Backstepping de la machine à induction en utilisant un modèle tenant compte du défaut. Les limitations expérimentales sont particulièrement le temps d'échantonnage.

Le contrôle sans capteur de vitesse est assuré par l'estimateur MRAS. La détection du défaut à faible vitesse se base sur l'utilisation de la transformée de Hilbert permettant la détermination de l'enveloppe du courant statorique qui sera analysée via la transformée en ondelette discrète. La structure du contrôle sans capteur et de détection de défaut à faible vitesse élaborée est validée en expérimentation.

Bibliographie

- [1] B. L. Rajalakshmi Samaga and K. P. Vittal, "Comprehensive study of mixed eccentricity fault diagnosis in induction motors using signature analysis," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 35, no. 1, pp. 180–185, 2012.
- [2] K. C. D. Kompella, V. G. R. M., and S. R. R., "DWT based bearing fault detection in induction motor using noise cancellation," *J. Electr. Syst. Inf. Technol.*, vol. 3, no. 3, pp. 411–427, 2016.
- [3] A. Guezmil, H. Berriri, R. Pusca, A. Sakly, R. Romary, and M. F. Mimouni, "Detecting Inter-Turn Short-Circuit Fault in Induction Machine Using High-Order Sliding Mode Observer: Simulation and Experimental Verification," *J. Control. Autom. Electr. Syst.*, 2017.
- [4] M. O. Mustafa, D. Varagnolo, G. Nikolakopoulos, and T. Gustafsson, "Detecting broken rotor bars in induction motors with model-based support vector classifiers," *Control Eng. Pract.*, vol. 52, pp. 15–23, Jul. 2016.
- [5] A. Menacer, "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 défaut," Thèse Doctorat, Université de Batna/Poitier, 2007.
- [6] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni, and G. A. Capolino, "Advances in diagnostic techniques for induction machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4109–4126, 2008.
- [7] A. Menacer, M. d N. T-Said, A. Benakcha, and S. Drid, "Stator Current Analysis of Incipient Fault into Asynchronous Motor Rotor Bars using Fourier Fast Transform," *J. Electr. Eng.*, vol. 55, no. 5, pp. 122–130, 2004.
- [8] H. Henao, G.-A. Capolino, M. Fernandez-Cabanas, F. Filippetti, C. Bruzzese, E. Strangas, R. Pusca, J. Estima, M. Riera-Guasp, and S. Hedayati-Kia, "Trends in Fault Diagnosis for Electrical Machines: A Review of Diagnostic Techniques," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 8, no. 2, pp. 31–42, Jun. 2014.
- [9] M. A. Moussa, M. Boucherma, and A. Khezzer, "A Detection Method for Induction Motor Bar Fault Using Sidelobes Leakage Phenomenon of the Sliding DFT," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–13, 2016.
- [10] J. A. Corral-Hernández and J. A. Antonino-Daviu, "Influence of the Start-up System in the Diagnosis of Faults in the Rotor of Induction Motors using the Discrete Wavelet Transform," *Procedia Comput. Sci.*, vol. 83, no. Seit, pp. 807–815, 2016.
- [11] R. Puche-Panadero, M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, E. Hurtado-Perez, and J. Perez-Cruz, "Improved Resolution of the MCSA Method Via Hilbert Transform, Enabling the Diagnosis of Rotor Asymmetries at Very Low Slip," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 1, pp. 52–59, Mar. 2009.
- [12] B. Bessam, A. Menacer, M. Boumehraz, and H. Cherif, "Detection of broken rotor bar faults in induction motor at low load using neural network," *ISA Trans.*, pp. 1–6, 2016.
- [13] S. E. Zouzou, W. Laala, S. Guedidi, and M. Sahraoui, "A Fuzzy Logic Approach for the Diagnosis of Rotor Faults in Squirrel Cage Induction Motors," in *2009 Second International Conference on Computer and Electrical Engineering*, 2009, vol. 2, pp. 173–177.
- [14] Z. Ye, A. Sadeghian, and B. Wu, "Mechanical fault diagnostics for induction motor with variable speed drives using Adaptive Neuro-fuzzy Inference System," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 76, no. 9–

- 10, pp. 742–752, Jun. 2006.
- [15] F. Karami, J. Poshtan, and M. Poshtan, “Detection of broken rotor bars in induction motors using nonlinear Kalman filters,” *ISA Trans.*, vol. 49, no. 2, pp. 189–195, Apr. 2010.
- [16] M. Wolkiewicz, G. Tarchala, T. Orłowska-Kowalska, and C. T. Kowalski, “Online Stator Interturn Short Circuits Monitoring in the DFOC Induction-Motor Drive,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 4, pp. 2517–2528, Apr. 2016.
- [17] D. Casadei, F. Profumo, and A. Tani, “FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 779–787, Sep. 2002.
- [18] T. Hicham, “Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d’une machine à induction avec défauts,” Thèse de Doctorat, Université de Biskra, 2016.
- [19] F. Alonge, M. Cirrincione, M. Pucci, and A. Sferlazza, “Input-output feedback linearization control with on-line MRAS-based inductor resistance estimation of linear induction motors including the dynamic end effects,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 1, pp. 254–266, 2016.
- [20] M. Fateh and R. Abdellatif, “Comparative study of integral and classical backstepping controllers in IFOC of induction motor fed by voltage source inverter,” *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 28, pp. 17953–17964, Jul. 2017.
- [21] M. Moutchou and H. Mahmoudi, “Sensorless Exact Input-Output Linearization Control of the Induction Machine, Based on Parallel Stator Resistance and Speed MRAS Observer, with a Flux Sliding Mode Observer,” *Int. J. Electr. Eng. Informatics*, vol. 6, no. 2, pp. 324–341, Jun. 2014.
- [22] C. Lascu, S. Jafarzadeh, M. S. Fadali, and F. Blaabjerg, “Direct Torque Control With Feedback Linearization for Induction Motor Drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 2072–2080, Mar. 2017.
- [23] T. Ameid, A. Menacer, H. Talhaoui, I. Harzelli, and A. Ammar, “Backstepping Control for Induction Motor Drive Using Reduced Model in Healthy State : Simulation and Experimental Study,” *2017 6th Int. Conf. Syst. Control*, pp. 191–196, 2017.

Chapitre I

Etat de l'art sur le contrôle et diagnostic de défaut de la machine à induction

I.1 Introduction

Les moteurs à induction ont pris une place importante dans le domaine de diagnostic en raison de leur utilisation dans l'application industrielle qui est plus de 79% [1], [2]. A cet effet, la détection précoce des défauts de ce type de machine est devenue un enjeu économique et une préoccupation des chercheurs [3]–[6]. La commande de la machine à induction et l'estimation paramétrique de ses gradeurs accessibles et non accessibles est une nécessité en fonctionnement à vitesse variable pour connaître l'état de la machine vis-à-vis des défauts.

Parmi les différents défauts qui peuvent affecter la machine à induction côtés statorique et rotorique on a l'ouverture, le court-circuit d'une ou plusieurs spires des enroulements de phase statorique [7], [8], cassure des barres rotorique ou fissure des anneaux d'extrémité du rotor [9], [10], irrégularités d'entrefer statiques ou dynamiques et des défaillances de paliers [11], [12].

Dans ce chapitre, en premier lieu quelques notions de surveillance des défaillances en industrie sont données. Une description des défauts les plus courants pouvant apparaître dans la machine à induction avec leur ampleur et leur impact sur le fonctionnement de la machine est donnée. Ensuite, 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 est résumée. Enfin, pour l'entraînement électrique à courant alternatif de la machine à induction, une brève synthèse théorique est faite sur les contrôleurs conventionnels et les techniques de contrôle non linéaires qui peuvent être utilisées pour assurer un contrôle efficace avec une maintenance préventive.

I.2 Concepts et définitions des termes utilisés en diagnostic [13]

La surveillance et le diagnostic des machines permettent de vérifier l'état du dispositif dans le but de faire face aux aléas du système au cours de la phase d'exploitation. On peut classer les termes utilisés dans le domaine de diagnostic des défaillances en trois principaux termes (surveillance, détection et diagnostic).

I.2.1 Surveillance

Dans l'industrie, la surveillance des machines tend à remplacer la maintenance préventive systématique. L'objectif est de doter ces dispositifs d'un système d'aide à la décision qui informe l'opérateur de l'apparition d'un défaut avant la provocation de dommages, puis à les diagnostiquer en localisant les éléments défaillants et en identifiant les causes premières.

I.2.2 Détection

Les connaissances capitalisées au cours de l'étape 1 permettent de disposer d'information sur le comportement du système en cas de défaut, sur ses défaillances les plus probables, les plus

critiques et sur les signes de leur manifestation. Pour détecter un ou l'ensemble des défauts du système, plusieurs mesures successives directes ou indirectes de grandeurs liées au système en fonctionnement doivent être effectuées. La détection est une étape permettant de déterminer la présence d'une variation sur le système. Pour ce faire, il faut avoir l'aptitude de classer les situations observables comme étant normales ou anormales.

I.2.3 Diagnostic

Le mot diagnostic peut avoir plusieurs interprétations selon le contexte et le domaine d'application. L'objectif de la fonction diagnostic dans les procédés industriels est de rechercher les causes probables et de localiser une défaillance ou un défaut. Cette fonction se décompose en deux fonctions élémentaires : localisation permettant de déterminer le sous-ensemble fonctionnel défaillant et l'identification qui consiste à déterminer les raisons qui ont mené à une situation anormale.

I.3 Divers types de défauts et analyse harmonique

Les modes de fonctionnement de la machine à induction sont vulnérables à diverses conditions indésirables, ce qui la rend vulnérable à différents types de défauts. Les raisons des défaillances dans les machines électriques tournantes ont leur origine dans la conception, la tolérance de fabrication, l'assemblage, l'installation, l'environnement de travail, la nature de la charge et le calendrier de maintenance. Habituellement, la raison des défauts est une combinaison d'une ou de plusieurs causes susmentionnées. À cet égard, ces défauts dans la machine peuvent être classés en trois catégories [14], [15]:

a) Défauts électriques: tout type de défaut ayant une source électrique est appelé défaut électrique. Les défauts sous cette classification sont: tension ou courant d'alimentation de déséquilibre, surtensions ou surintensités, séquence de phase inverse, défaut à la terre, surcharge, défaut de court-circuit entre spires ou entre phases.

b) Défauts mécaniques: on cite: rupture ou cassure des barres ou d'anneaux de court-circuit, excentricité, défauts de roulement, déséquilibre de masse, frottement stator/rotor, déplacement des conducteurs.

c) Défauts liés à l'environnement: la température ambiante ainsi que l'humidité externe affecteront les performances de la machine. Les vibrations de la machine sont dues à des défauts d'installation, à des défauts de fondations, etc...

Différentes études sur la fiabilité des moteurs, leurs performances et leurs défauts ont été réalisées jusqu'à présent [16]–[18]. Les études statistiques de l'IEEE et de l'EPRI (Electric Power Research Institute) pour les défauts moteurs sont citées dans [19], [20]. Une partie de ces études

consistait à spécifier le pourcentage de différents défauts par rapport au nombre total de défauts. L'étude de l'IEEE a été réalisée sur différents moteurs dans des applications industrielles. Sous le parrainage d'EPRI, une étude a été menée par "General Electric Company" sur la base du rapport du constructeur du moteur. Selon leur rapport, les principaux défauts du moteur sont présentés dans le tableau 1.1[15].

Étudié par	Défaut de roulement	Défaut statorique	Défaut rotorique	Autre
IEEE	42 %	28 %	8 %	22 %
EPRI	41 %	36 %	9 %	14 %

Tableau 1.1: Possibilité d'apparition de défaut sur le moteur à induction [15]

Dans ce chapitre, nous allons étudier en détail la majorité des types de défauts de la machine à induction qui sont examinés dans la littérature, à savoir les défauts de court-circuit, les barres/bagues d'extrémité brisées, l'excentricité et les défauts de roulement.

I.3.1 Défauts de court-circuit

L'un des phénomènes qui a été soigneusement étudié est le problème des défauts de court-circuit dans les machines à induction. L'apparition du défaut peut avoir des origines diverses. On peut citer, par exemple le court-circuit entre spires qui apparaît à l'intérieur des encoches statoriques, ce qui entraîne une diminution du nombre de spires effectives de l'enroulement et une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée. On peut citer aussi, le court-circuit entre une phase et le neutre qui engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque de fusion des conducteurs. Si le défaut entre deux phases statoriques peut arriver en tout point du bobinage, l'influence donc des défauts de court-circuit sur le fonctionnement de la machine dépend de la localisation du défaut [21], [22]. Les différents courts-circuits qui peuvent apparaître dans la machine sont représentés par la figure 1.1.

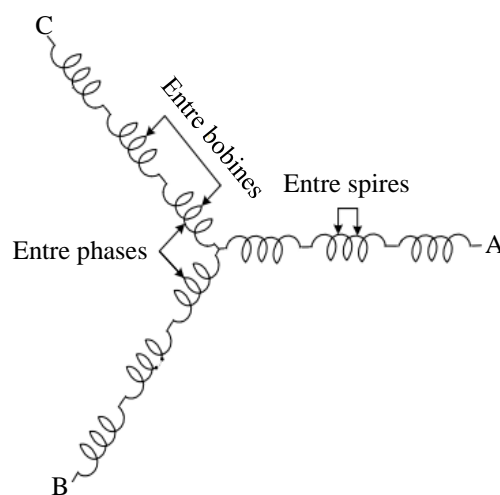


Figure 1.1: Différents types de défauts d'enroulement statorique

Selon [23], le courant statorique a un spectre enrichi par la création d'un court-circuit au stator, où les fréquences additionnelles sont données par:

$$f_{cc} = f_s \left[\frac{k(1-g)}{p} \pm m \right] \quad (1.1)$$

où:

f_{cc} : fréquence de court-circuit,

f_s : fréquence d'alimentation,

g : glissement,

k : entier naturel ($k=1, 2, 3, \dots$ et $m=1, 3, 5$),

p : nombre de pair de pôles.

I.3.2 Défauts de rupture ou cassure des barres et d'anneau de court-circuit

Les défauts liés au rotor dans les machines à induction triphasées sont principalement attribués aux barres cassées et aux portions d'anneaux (figure 1.2). Les ruptures des barres ou les fissures se produisant dans les rotors coulés sont presque impossibles à réparer. Les raisons de la rupture de barre ou de portion d'anneau peuvent être dues à une charge pulsée ou à un démarrage direct, à un échauffement local excessif ou encore à un défaut de fabrication, à des arcs dans le rotor.

L'apparition de ces types des défauts n'induisent pas un arrêt de la machine, du fait que le courant qui traverse la barre cassée se répartit sur les barres adjacentes. Par conséquent, il peut y avoir des effets secondaires graves. Le mécanisme de défaut peut entraîner des parties cassées de la barre frappant les enroulements d'extrémité ou le noyau statorique. Cela peut causer de graves dommages mécaniques à l'isolation et une défaillance de l'enroulement qui en résulte peut entraîner une réparation coûteuse et une perte de production [24], [25].

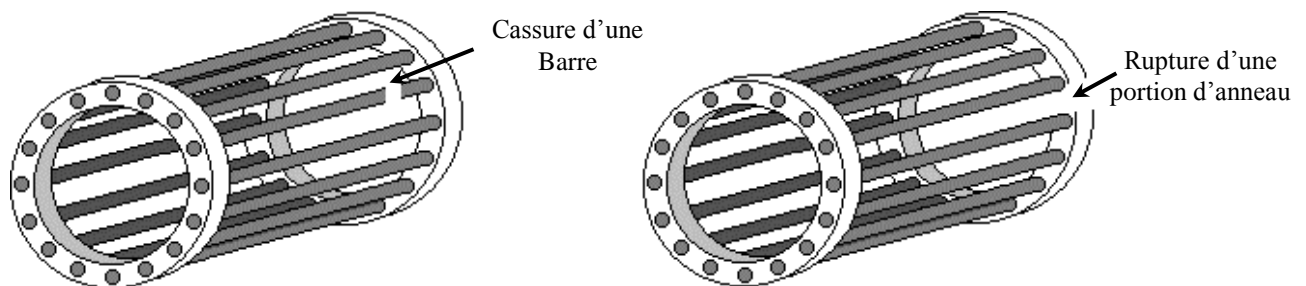


Figure 1.2: Rupture d'une barre et d'une portion d'anneau de court-circuit

En effet, si un défaut de rupture de barre apparaît, des harmoniques de flux sont produits et induisent des harmoniques de courant dans l'enroulement statorique aux fréquences :

$$f_{bc} = f_s [1 \pm 2.k.g] \quad (1.2)$$

avec:

f_{bc} : fréquence de la barre cassée,

f_s : fréquence d'alimentation,

g : glissement,

k : entier naturel.

I.3.3 Défaut d'excentricité

Dans la machine à induction, lorsque l'entrefer entre le stator et le rotor est inégal, on dit que le rotor est excentré. L'excentricité de l'entrefer est l'une des causes les plus importantes de panne dans les moteurs qui peuvent être détectées à un stade précoce. De plus, c'est un phénomène qui évolue dans le temps et qui existe dès la fabrication des machines. En fait, jusqu'à 10% d'excentricité est généralement autorisée pour toute machine électrique [26]. Lors du fonctionnement de la machine, deux causes principales aggraveront l'excentricité. La première est inhérente à la chaîne cinématique dans laquelle la machine intervient et qui peut imposer une force radiale sur l'arbre de cette machine. Cela peut engendrer une usure des roulements et une amplification du décentrage. Le deuxième phénomène risquant d'aggraver l'excentricité est, quant à lui, inhérent au fonctionnement de la machine [27], [28].

On distingue trois types d'excentricité: statique, dynamique et mixte (figure 1.3). Dans le cas d'un défaut d'excentricité statique, l'axe de rotation du rotor coïncide avec l'axe de symétrie du rotor, mais en même temps, il est déplacé de l'axe de symétrie du stator. L'excentricité dynamique apparaît lorsque l'axe de rotation du rotor ne coïncide pas avec son axe géométrique. L'excentricité mixte représente la somme des deux phénomènes statique et dynamique [11], [21]. Les fréquences induites proches du fondamental sont données par :

$$f_{exc} = f_s \left[1 \pm \frac{k(1-g)}{p} \right] \quad (1.3)$$

avec:

f_{exc} : fréquence d'excentricité,

f_s : fréquence d'alimentation,

g : glissement,

k : entier naturel ($k=1, 2, 3 \dots$),

p : nombre de pair de pôles.

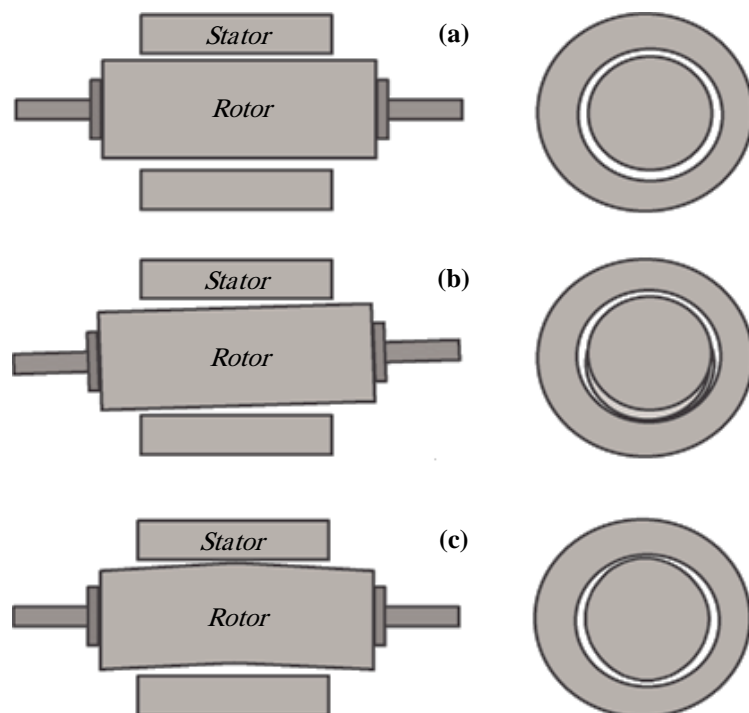


Figure 1.3: Types d'excentricité : (a) statique, (b) dynamique, (c) mixte

I.3.4 Défaut de roulement

Les roulements sont en effet l'une des parties les plus importantes dans le moteur à induction pour maintenir sa fiabilité et sa sécurité. Ils sont également considérés comme la principale défaillance qui cause des pannes des moteurs tournants, ce qui entraîne des temps d'arrêt coûteux. Par conséquent, une surveillance appropriée de l'état des roulements est très importante pour réduire les pertes et s'assurer que le fonctionnement du moteur ne va pas se détériorer. Cela les rend hautement significatifs et leur fonctionnement mécanique est soumis à des niveaux de frottements élevés, conduisant à l'usure de leurs parties interne et externe [29]–[31].

Les principales causes des défauts de roulements sont: charge excessive, montage incorrect, contamination, désalignement, mauvaise application et vibration. Ces types de défauts sont généralement classés dans la catégorie des défauts liés à l'excentricité. Les défauts de roulements à billes peuvent être classifiés comme suit: défaut de la bague extérieure, défaut de la bague intérieure et défaut de billes [31], [32]. La figure (1.4) présente les dimensions et la géométrie du roulement à billes.

La référence [33] montre qu'avec chaque type de défaut de palier, une fréquence caractéristique peut être associée. Cette fréquence est équivalente à la périodicité par laquelle une anomalie apparaît en raison de l'existence de défaut. Les fréquences caractéristiques sont fonction de la géométrie du palier et de la fréquence rotorique f_r . Pour les trois types de défauts, les expressions sont données par:

➤ défaut au niveau d'une bille:

$$f_b = \frac{D_p}{D_b} f_{rot} \left[1 - \left(\frac{D_b}{D_p} \cos(\beta') \right)^2 \right] \quad (1.4)$$

➤ défaut sur la bague intérieure:

$$f_{b.int} = \frac{n_b}{2} f_{rot} \left[1 + \frac{D_b}{D_p} \cos(\beta') \right] \quad (1.5)$$

➤ défaut sur la bague extérieure:

$$f_{b.ext} = \frac{n_b}{2} f_{rot} \left[1 - \frac{D_b}{D_p} \cos(\beta') \right] \quad (1.6)$$

où:

f_{rot} : fréquence de rotation du rotor,

n_b : nombre d'éléments roulants (billes, rouleaux ou aiguilles),

β : angle de contact.

Pour des dimensions courantes, où le nombre de billes est compris entre 6 et 12, il est usuel d'appliquer les deux relations suivantes:

$$\begin{cases} f_{b.int} = 0.6 n_b f_{rot} \\ f_{b.ext} = 0.4 n_b f_{rot} \end{cases} \quad (1.7)$$

Dans la référence [34], les auteurs considèrent la génération d'excentricités relatives aux fréquences caractéristiques des défauts de roulements. Ces défauts conduisent à des changements périodiques dans les inductances des machines. Cela devrait produire des fréquences supplémentaires f_{roul} dans le courant statorique données par :

$$f_{roul} = |f_s \pm k f_v| \quad (1.8)$$

où:

f_{roul} : fréquence des roulements, $k=1, 2, 3, \dots$,

f_v : fréquences caractéristiques des vibrations

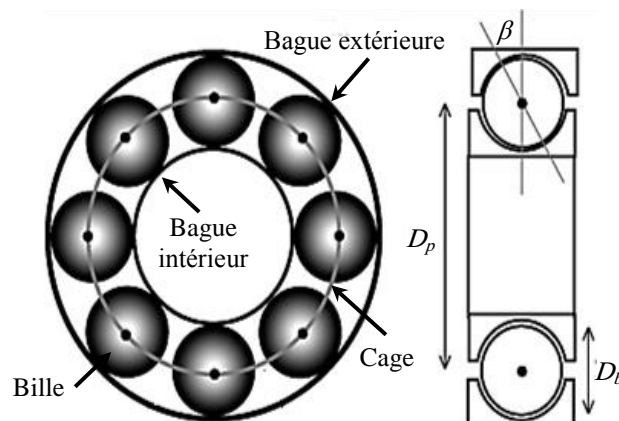


Figure 1.4: Dimensions du roulement à billes [102]

avec:

D_b : diamètre de la bille,

D_p : diamètre du palier,

β : angle de contact.

I.4 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.

I.4.1 Méthodes sans modèle

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

I.4.1.1 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. 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 deux discrets, la transformée est appelée FT discrète (DFT), qui peut être calculée en utilisant le FT rapide (FFT) pour une implémentation rapide. La FFT a été utilisée pour générer les caractéristiques liées aux défauts de différents signaux en tant que courant et vibration [35].

Dans [36], [37], la FFT est utilisée afin de détecter la cassure des barres rotoriques en boucle ouverte et en boucle fermée respectivement via l'analyse directe du courant statorique MCSA (Motor Current Signal Analysis). En outre, les effets du nombre et de la position des ruptures dans la détection de défauts sont étudiés. [38] et [39] ont proposé l'analyse MCSA-FFT comme un outil fiable pour la détection de défauts multiples du moteur à induction. La FFT est appliquée dans [40] pour la détection de défaut de court-circuit entre les enroulements statoriques du moteur à induction commandé par le contrôle vectoriel direct à travers l'analyse des signaux internes de la structure de contrôle.

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 ou en fonctionnement à vide. Pour remédier au problème de l'effet de charge, une étude des influences de défaut de cassure de barre sur les caractéristiques électromagnétiques du moteur à induction par la méthode des éléments finis est effectuée [41]. La méthode utilisée est basée sur la surveillance du couple électromagnétique du moteur dans une gamme de fréquences proche de 300 Hz et la détection du défaut est obtenue indépendamment de la saturation ou du niveau de charge. La FFT du couple électromagnétique a révélé des composantes harmoniques supérieures liées au défaut de la barre cassée et qui n'ont pas été indiquées dans les travaux antérieurs, selon les auteurs.

b) Transformée en ondelette

Contrairement à la FFT, la transformée en ondelettes (TO) a 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 provient de l'idée de dilatation et de traduction. Elle 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 [42].

De nombreux chercheurs [43]–[48] ont utilisé une TO en tant qu'éléments extracteurs de plusieurs défauts de la machine à induction. [43] a montré comment détecter les défauts de roulement en analysant le courant du moteur avec la TOD. Le travail présenté dans [48] a prouvé le succès de TOD dans la détection des défauts de court-circuit. Dans [49], les auteurs présentent une méthode de la détection de défaut des barres rotoriques cassées basée sur les coefficients de TO lorsque le moteur à induction fonctionne avec variation de charge. D'autres [50] utilisent la TOD pour l'analyse de l'amplitude du courant statorique dans l'espace vectoriel et de l'amplitude instantanée du signal du courant statorique pour analyser l'effet du défaut de cassure des barres pour différents niveaux de charge. L'énergie associée au défaut rotorique dans la bande passante est calculée pour évaluer la sévérité du défaut sans l'estimation du glissement. La TOD est utilisée dans [51], [52] pour l'analyse du courant statorique afin de détecter le défaut de rupture des barres

rotoriques en régime permanent et en régime transitoire au démarrage. Le calcul de l'énergie propre du signal du courant statorique prouve son importance comme un bon indicateur de la gravité de défaut. Un autre défaut lié à l'excentricité rotorique mixte a été étudié dans [11] en fonctionnement de la machine commandée vectoriellement. La TOD y est utilisée pour obtenir les caractéristiques de défaillance.

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 pour le processus de détection des différents types de défauts par l'analyse du courant transitoire de démarrage et stationnaire. La TH offre une faible sensibilité au niveau de 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 [53].

La combinaison de la TH et d'autres méthodes de traitement du signal est soutenue 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 [54] une amélioration de la résolution de la méthode MCSA via la TH est présentée, permettant le diagnostic des asymétries du rotor 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 [55] 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). Dans l'article [56] les auteurs présentent une analyse du courant de ligne de la machine à induction par la TH appliquée sur le module du courant de ligne afin de détecter les caractéristiques liées au défaut de roulement.

I.4.1.2 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 [57].

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 [25].

L'article [58] 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 [59], 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. [60] 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[61].

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 [62]–[66]. [62] 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 [63] 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 [64] 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.

I.4.2 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 [67]. Ces techniques peuvent être classées en trois catégories citées ci-après:

I.4.2.1 Techniques d'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 de contrôle pour réduire l'incohérence entre les systèmes modélisés et mesurés causée par des erreurs de bruit ou de modèle. Ils 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 1.5 représente le schéma de principe de l'estimation d'état à partir des grandeurs mesurées [24], [68].

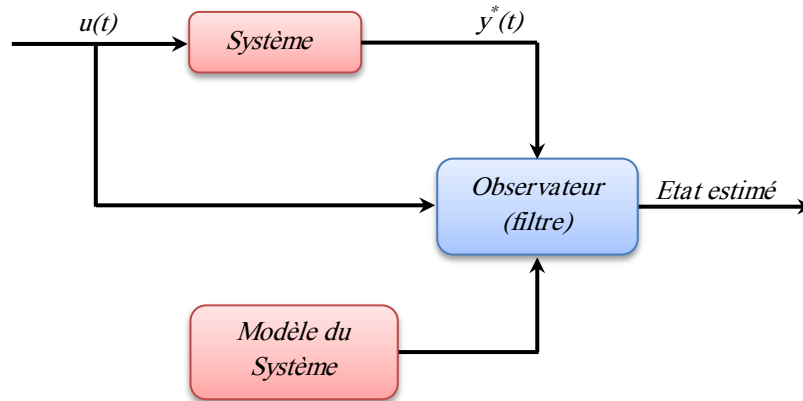


Figure 1.5: Principe de l'estimation d'état

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 cette hypothèse, [69]–[71] ont utilisé le filtre de Kalman étendu pour estimer la résistance rotorique en boucle ouverte, puis l'ont comparée avec sa valeur nominale pour détecter les ruptures de barres. L'observateur à mode glissant est utilisé dans [72] pour la détection en ligne du défaut de cassure des barres rotoriques.

I.4.2.2 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 elles estimées par l'observateur (figure 1.6). Dans un 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 la faille se produit [73].

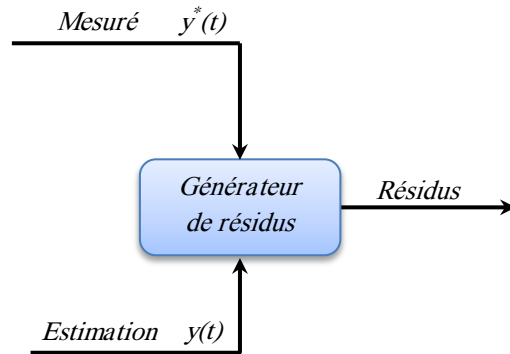


Figure 1.6: Génération des résidus

Dans ce domaine, [74] a développé une stratégie basée sur un modèle pour détecter le défaut de court-circuit entre spires dans la machine à induction. Cette stratégie était basée sur la génération d'un vecteur de résidu spécifique en utilisant un observateur d'état. Dans [75], une méthode de diagnostic basée sur l'observateur à mode glissant d'ordre élevé a été présentée. Elle peut fournir une détection lorsque la défaillance de court-circuit statorique se produit.

I.4.2.2 Techniques d'identification

L'identification est la détermination à partir de la connaissance des signaux d'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 [32]. Donc le processus de diagnostic peut se faire suivant les étapes suivantes :

- Choix d'un modèle mathématique ;
- Choix des signaux d'entrées et de sorties ;
- Critère de similitude entre le modèle et le processus.

I.5 Variateurs pour le fonctionnement de la MI à vitesse variable

Traditionnellement, le moteur à induction fonctionnait directement à partir du réseau à vitesse/fréquence fixe (50Hz/60Hz), mais depuis le développement des convertisseurs électroniques de puissance, il est utilisé à fréquence variable en insérant un convertisseur entre le moteur et la grille électrique. Cela permet d'obtenir un fonctionnement du moteur à vitesse réglable.

Dans la littérature de nombreuses méthodes de commandes de la MI en boucle fermée sont considérées possédant des avantages et des limitations particulièrement dans leur implémentation expérimentale.

I.5.1 Commande scalaire

En raison de sa simplicité, le contrôle scalaire est l'une des méthodes les plus couramment utilisées dans les entraînements industriels. Elle est basée sur le modèle en régime permanent sinusoïdal. Le principe de la commande est de maintenir un rapport Voltage/Fréquence constant ($V/f=cte$) afin de maintenir le flux magnétique dans l'entrefer constant à la valeur maximale. Si la

tension n'a pas une relation correcte avec la fréquence, la machine peut fonctionner dans la zone de saturation ou d'affaiblissement du champ [76]. La figure 1.7 illustre le schéma de la commande scalaire.

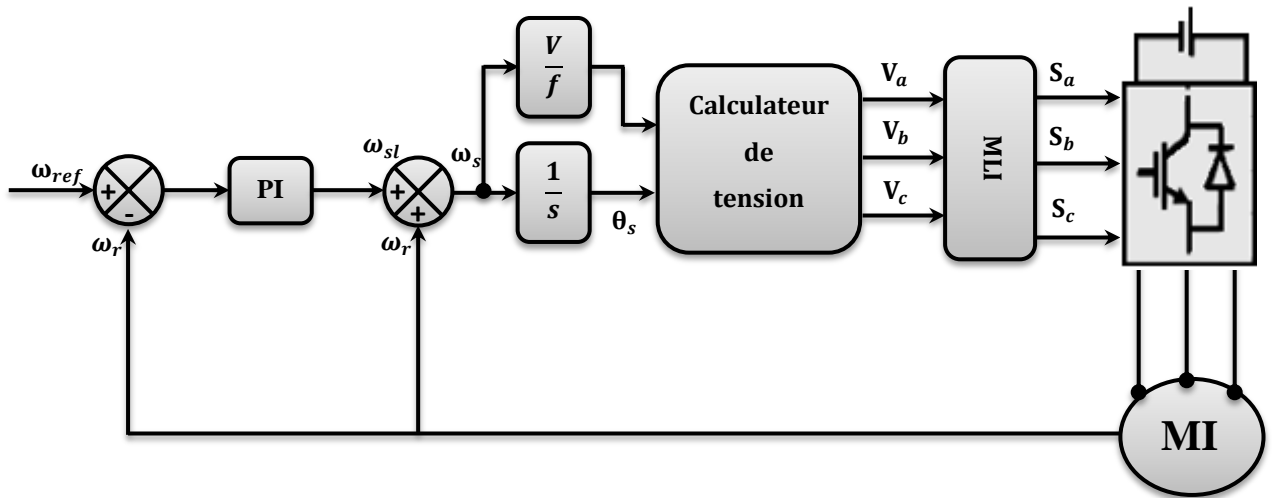


Figure 1.7: Diagramme global de la commande scalaire

Cependant, ses performances dynamiques sont limitées, même en boucle fermée. Pour un démarrage ou pour une inversion du sens de rotation de la machine, le flux oscille fortement avec de grandes amplitudes et son module est variable durant les régimes transitoires. Ceci explique pourquoi les relations utilisées pour calculer cette commande ne sont valables que dans le régime permanent [77].

I.5.2 Commande vectorielle

La commande vectorielle à flux rotorique orienté a été conçue afin de réaliser un contrôle de haute performance pour le moteur à induction à vitesse variable [1-3]. Il consiste à contrôler le flux et le couple électromagnétique de la machine, similaire à l'excitation séparée d'un moteur à courant continu basé sur le composant du courant statorique. Au contraire du contrôle scalaire, le développement du schéma de la commande vectorielle le rend valable à la fois pour les états stables et transitoires [78], [79].

L'idée de base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique est de décrire le modèle de la machine à induction dans un système de coordonnées (d, q) , où l'axe d est aligné avec le flux du rotor et l'axe q est aligné sur le couple électromagnétique. Les contrôleurs traditionnels PI sont la solution commune pour la conception du contrôle. D'autres types de contrôleurs peuvent également être utilisés. La commande d'orientation du flux est principalement classée en deux types : le contrôle d'orientation du flux direct et le contrôle d'orientation du flux indirect selon les informations requises sur le flux et sa position. Pour la commande directe, la régulation comporte deux boucles internes rapides pour réguler les deux courants i_{ds} et i_{sq} , une boucle externe lente pour réguler le flux et une boucle externe plus lente pour la régulation de vitesse. Par contre, la

commande indirecte est obtenue en suivant les mêmes étapes de la commande directe, mais le flux n'est pas réglé. Il est déduit de la vitesse à partir du bloc de défluxage qui est sous la forme exponentielle.

La figure 1.8 présente le schéma synoptique général de la commande vectorielle indirecte pour le moteur à induction.

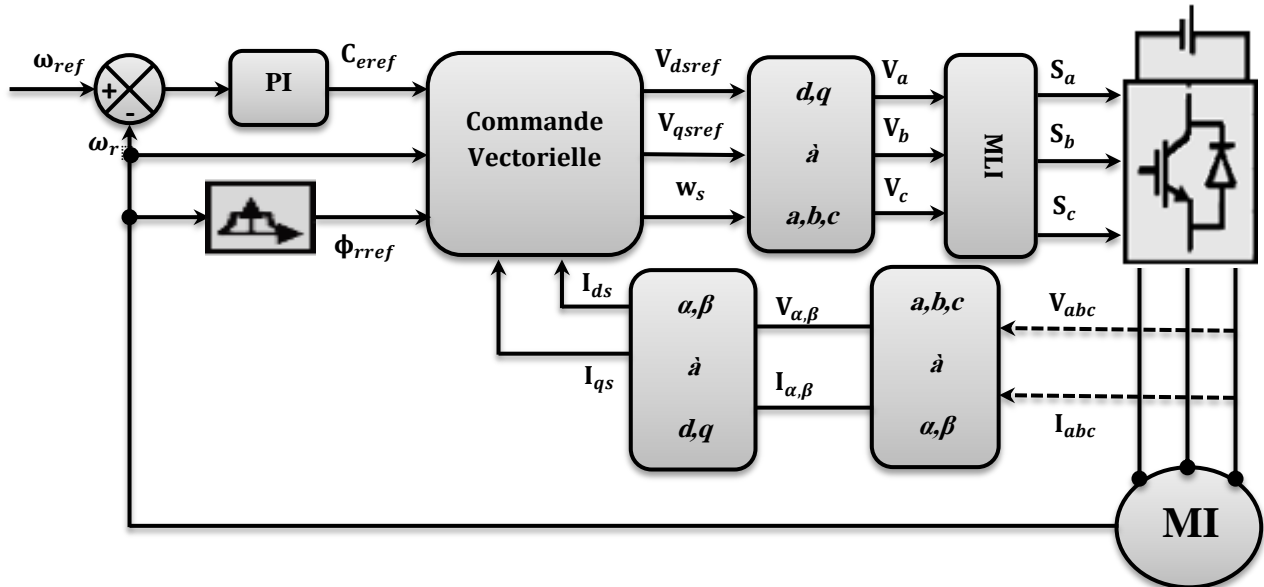


Figure 1.8: Schéma synoptique général de la commande vectorielle indirecte

L'utilisation du contrôleur *PI* nécessite des informations particulières sur la modélisation du système de contrôle. De plus, dans ces conditions, les contrôleurs *PI* ont une limitation provoquée par la présence des paramètres variant dans le temps, de perturbations et d'incertitudes qui affectent la stabilité et la dynamique du système de commande. Pour remédier à ce problème, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature, dans [80] la technique de logique floue a été proposée pour améliorer les performances de la commande vectorielle classique. La nouveauté dans cet article, est de remplacer le bloc du contrôle vectoriel par le bloc de logique floue, ainsi l'absence de régulateurs du courant (d, q). Dans [81], les auteurs ont utilisé la commande vectorielle indirecte à base de régulateur combinant les techniques par mode glissant et logique floue. D'autres utilisent les observateurs pour améliorer la robustesse de la commande. Dans [82], l'observateur Backstepping adaptatif est proposé pour gérer le problème de suivi de la résistance rotorique du moteur à induction. L'estimation est présentée en deux étapes, la première consiste à estimer le flux rotorique à l'aide d'un observateur Backstepping, la deuxième étape définit le mécanisme d'adaptation de la résistance rotorique en fonction du flux rotorique estimé. D'après l'estimation, la résistance est intégrée dans le bloc de la commande vectorielle.

D'autres ont concentré leur attention sur les commandes non-linéaires pour assurer une bonne performance dynamique. La théorie du système de commande offre une importante méthodologie

du contrôle non linéaire pour traiter un système hautement non linéaire.

I.5.3 Commande par linéarisation entrée/sortie

La linéarisation entrée/sortie a attiré un grand nombre de chercheurs dans le contrôle non linéaire. Contrairement à la linéarisation jacobienne qui consiste en l'approximation d'un système non linéaire par un système linéaire au voisinage d'un point d'équilibre de référence, l'approche de linéarisation entrée/sortie basée sur la géométrie différentielle permet par une transformation difféomorphique et un retour d'état de découpler et de linéariser le modèle mis sous forme canonique puis contrôlé à l'aide de techniques de contrôle linéaire. Cette technique a l'avantage de pouvoir contrôler séparément le flux et le couple même en mode de variation du flux. Cette méthode annule les termes non linéaires dans le modèle de l'installation qui échoue lorsque les paramètres physiques varient [83], [84].

De nombreux travaux ont utilisé la technique de linéarisation entrée/sortie pour commander la machine à induction dans des conditions de hautes performances. Dans [85], la commande par linéarisation entrée/sortie sans capteur de vitesse basée sur deux observateurs est présentée, l'une pour l'estimation de la résistance statorique et la vitesse par la technique MRAS, l'autre pour l'estimation du flux par l'observateur à mode glissant. Dans [86], la commande est proposée pour un fonctionnement à faible vitesse sans capteur associé à un observateur à grand gain. Le travail présenté dans [87], les auteurs ont utilisé la commande par linéarisation pour la machine à induction linéaire. La méthode présente quelques limitations: elle ne s'applique pas à tous les systèmes non linéaires, elle est applicable uniquement aux systèmes ayant un modèle mathématique précis, alors que la présence d'incertitudes dans les paramètres rend la robustesse du système très sensible. Afin de surmonter ce problème et augmenter la robustesse du système en présence d'incertitudes, dans [88] la commande par linéarisation entrée/sortie a été combinée avec la technique à mode glissant (super twisting) pour assurer un bon découplage et améliorer les performances du système en insérant un contrôleur de vitesse super twisting. Dans [89], la technique est améliorée par l'estimation en ligne de la perte du noyau et de la résistance rotorique.

I.5.4 Commande par mode glissant

La commande par mode glissant ou à structure variable a connu un essor considérable durant les dernières décennies. Ceci est dû principalement à la propriété de convergence rapide et au temps fini des erreurs, ainsi que la grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et des perturbations extérieures. La commande par mode glissant, qui par sa nature est une commande non linéaire, est basée sur la commutation des fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une variété (ou surface) de glissements, dont le but de forcer la dynamique du système à correspondre

avec celle définie par l'équation de surface. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime glissant sont assurées [90], [91].

Cependant, le système en boucle fermée ne glisse pas parfaitement sur la surface de glissement à cause de la commande discontinue qui produit du chattering. Sa présence dégrade la qualité de poursuite des trajectoires et sollicite de manière énergétique les actionneurs. De nombreuses solutions ont été proposées dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, la solution courante consiste à remplacer la fonction signe classique par des fonctions de commutation plus fluides, telles que la fonction de saturation ($\text{sat}(x)$) [92] et la fonction sigmoïde ($\text{sigm}(x)$) [93].

Le contrôle par mode glissant d'ordre supérieur est une autre méthode utilisée pour éliminer le problème du chattering tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques. C'est une idée généralisée du premier ordre qui repose sur des dérivées d'ordre supérieur de la surface du glissement [94].

I.5.5 Commande Backstepping

La commande Backstepping est plus récente dans les familles des contrôles non-linéaires. L'idée de base est de stabiliser au départ le premier sous système par une fonction stabilisante connue via une fonction de Lyapunov choisie, ensuite d'ajouter à son entrée un intégrateur. On procède de même pour le prochain sous-système augmenté et ainsi de suite pour les sous-systèmes successifs pour aboutir enfin à une fonction de Lyapunov globale donnant la loi de commande globale qui stabilise le système [95]-[97].

La méthode Backstepping présente une réponse dynamique rapide, une facilité de mise en œuvre et une robustesse face aux variations de paramètres, qu'aux perturbations de charge. Dans [98], le contrôle Backstepping est utilisé pour commander la machine à induction et le flux rotorique est récupéré grâce à un observateur à mode glissant adaptatif. Dans [99], la commande est proposée avec l'observateur MRAS pour estimer la vitesse rotorique. Le Backstepping avec la technique action/intégrale a été présenté dans [100]. Le contrôle Backstepping a été implémenté dans la carte FPGA (Field Programmable Gate Array) [101].

I.6 Conclusion

L'objectif de ce chapitre est la présentation d'un état sur les différents défauts qui peuvent affecter la machine à induction ainsi les différents méthodes permettant la détection et la localisation des défauts. En fonctionnement à vitesse variable de la MI, plusieurs techniques de contrôle sans capteur de vitesse sont présentées en montrant les performances et les limitations de chaque technique. La détection précoce du défaut particulièrement la cassure des barres rotoriques

en boucle ouverte et en boucle fermée nécessite l'établissement d'un modèle mathématique fiable décrivant le comportement de la machine à l'état sain et avec défaut, ceci fera l'objet du deuxième chapitre.

I.7 Bibliographie

- [1] H. Henaou, G.-A. Capolino, M. Fernandez-Cabanas, F. Filippetti, C. Bruzzese, E. Strangas, R. Pusca, J. Estima, M. Riera-Guasp, and S. Hedayati-Kia, "Trends in Fault Diagnosis for Electrical Machines: A Review of Diagnostic Techniques," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 8, no. 2, pp. 31–42, Jun. 2014.
- [2] M. O. Mustafa, D. Varagnolo, G. Nikolakopoulos, and T. Gustafsson, "Detecting broken rotor bars in induction motors with model-based support vector classifiers," *Control Eng. Pract.*, vol. 52, pp. 15–23, Jul. 2016.
- [3] A. Stavrou, H. G. Sedding, and J. Penman, "Current monitoring for detecting inter-turn short circuits in induction motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 16, no. 1, pp. 32–37, 2001.
- [4] S. Toscani, M. Faifer, M. Rossi, L. Cristaldi, and M. Lazzaroni, "Effects of the speed loop on the diagnosis of rotor faults in induction machines," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 61, no. 10, pp. 2713–2722, 2012.
- [5] B. L. Rajalakshmi Samaga and K. P. Vittal, "Comprehensive study of mixed eccentricity fault diagnosis in induction motors using signature analysis," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 35, no. 1, pp. 180–185, 2012.
- [6] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni, and G. A. Capolino, "Advances in diagnostic techniques for induction machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4109–4126, 2008.
- [7] P. Naderi, "Cage-rotor induction motor inter-turn short circuit fault detection with and without saturation effect by MEC model," *ISA Trans.*, pp. 1–15, 2016.
- [8] C. da Silva, M. B. R. Correa, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. Andriamalala, and H. Razik, "A New Approach for Inter-Turn Short-Circuit Detection in Six-Phase Induction Motor," in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 4969–4974.
- [9] F. Briz, M. W. Degner, P. García, and D. Bragado, "Broken rotor bar detection in line-fed induction machines using complex wavelet analysis of startup transients," *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc.)*, vol. 44, no. 3, pp. 2254–2261, 2007.
- [10] D. Camarena-Martinez, C. A. Perez-Ramirez, M. Valtierra-Rodriguez, J. P. Amezquita-Sanchez, and R. D. J. Romero-Troncoso, "Synchrosqueezing transform-based methodology for broken rotor bars detection in induction motors," *Measurement*, vol. 90, pp. 519–525, Aug. 2016.
- [11] H. Talhaoui, A. Menacer, and R. Kechida, "Mixed Eccentricity Fault Diagnosis in the Sensorless Field Oriented Control Induction Motor Using DWT Technique," *Diagnostics Electr. Mach. Power Electron. Drives (SDEMPED), 2015 IEEE 10th Int. Symp.*, pp. 97–103, 2015.
- [12] I. Moumene and N. Ouelaa, "Application of the wavelets multiresolution analysis and the high-frequency resonance technique for gears and bearings faults diagnosis," *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, vol. 83, no. 5–8, pp. 1315–1339, Mar. 2016.
- [13] M. R. Zemouri, "Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques : Application à la e-maintenance," Thèse Doctorat, Université de Franche-Comté, 2003.
- [14] A. Menacer, Identification des paramètres et des états d'une machine à induction: diagnostic et développement de commande robuste, Universita. Saarbrücken: éditions universitaires européennes is an imprint of the publishing house, 2010.
- [15] S. Karmakar, S. Chattopadhyay, M. Mitra, and S. Sengupta, *Induction Motor Fault Diagnosis*, Book. Singapore: Springer Singapore, 2016.

- [16] W. Group, P. Systems, R. Subcommittee, P. Systems, E. Committee, I. Industry, and A. Society, "Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations , Part I," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. I, no. 4, 1985.
- [17] M. Reliability, W. Group, P. Systems, R. Subcommittee, P. Systems, E. Committee, I. Industry, and A. Society, "Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations , Part II," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. I, no. 4, pp. 865–872, 1985.
- [18] O. V. Thorsen, S. Member, and M. Dalva, "A Survey of Faults on Induction Motors in Offshore Oil Industry , Petrochemical Industry , Gas Terminals , and Oil Refineries," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 5, 1995.
- [19] G. Singh and S. Ahmed Saleh Al Kazzaz, "Induction machine drive condition monitoring and diagnostic research—a survey," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 64, no. 2, pp. 145–158, Feb. 2003.
- [20] A. American and N. Standard, *IEEE Recommended Practice for the Design of Reliable Industrial and Commercial Power Systems*, vol. 1987. 1982.
- [21] A. Ceban, "Méthode Globale De Diagnostic Des Machines Electriques," Thèse Doctorat, Université Lille de Nord de France – École doctorale SPI Université d'Artois – Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement, 2012.
- [22] G. Didier, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances," Thèse Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.
- [23] H. Razik, "Le contenu spectral du courant absorbe par la machine asynchrone en cas de defaillance, un etat de l'art," *La Rev. 3EI*, vol. 29, pp. 48–52, 2002.
- [24] M. M. A. Bin Hasan, "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," doctoral thesis, University of Bradford, 2012.
- [25] D. V. Ramana and S. Baskar, "Diverse fault detection techniques of three-phase induction motor — A review," in *2016 International Conference on Emerging Technological Trends (ICETT)*, 2016, pp. 1–8.
- [26] M. A. Awadallah and M. M. Morcos, "Application of AI tools in fault diagnosis of electrical machines and drives-an overview," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 2, pp. 245–251, Jun. 2003.
- [27] A. Petrov, I. Plokhov, A. Rassolkin, T. Vaimann, A. Kallaste, and A. Belahcen, "Adjusted electrical equivalent circuit model of induction motor with broken rotor bars and eccentricity faults," in *2017 IEEE 11th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, 2017, pp. 58–64.
- [28] K. Yahia, A. J. M. Cardoso, A. Ghoggal, and S. E. Zouzou, "Induction motors airgap-eccentricity detection through the discrete wavelet transform of the apparent power signal under non-stationary operating conditions," *ISA Trans.*, vol. 53, no. 2, pp. 603–611, 2014.
- [29] E. Elbouchikhi, V. Choqueuse, and M. Benbouzid, "Induction machine bearing faults detection based on a multi-dimensional MUSIC algorithm and maximum likelihood estimation," *ISA Trans.*, vol. 63, pp. 413–424, Jul. 2016.
- [30] D. M. Yang, "Induction Motor Bearing Fault Diagnosis Using Hilbert-Based Bispectral Analysis," in *2012 International Symposium on Computer, Consumer and Control*, 2012, pp. 385–388.
- [31] I. E. T. Energy and E. Series, *Fault Diagnosis of Induction Motors*. Institution of Engineering and Technology, 2017.
- [32] Laribi Souad, "Contribution à la Commande et Diagnostic des Défauts Statoriques et Rotoriques de la Machine Asynchrone à Cage d'Ecureuil," Thèse Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2016.
- [33] M. Blodt, P. Granjon, B. Raison, and G. Rostaing, "Models for bearing damage detection in induction motors using stator current monitoring," in *2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2004, vol. 55, no. 4, pp. 383–388 vol. 1.

- [34] R. R. Schoen, T. G. Habetler, F. Kamran, and R. G. Bartfield, "Motor bearing damage detection using stator current monitoring," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 6, pp. 1274–1279, 1995.
- [35] P. Shi, Z. Chen, Y. Vagapov, and Z. Zouaoui, "A new diagnosis of broken rotor bar fault extent in three phase squirrel cage induction motor," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 42, no. 1–2, pp. 388–403, Jan. 2014.
- [36] A. Menacer, S. Moreau, A. Benakcha, and M. S. N. Said, "Effect of the Position and the Number of Broken Bars on Asynchronous Motor Stator Current Spectrum," in *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006, pp. 973–978.
- [37] R. Kechida, A. Menacer, and A. Benakcha, "Fault Detection of Broken Rotor Bars Using Stator Current Spectrum for the Direct Torque Control Induction Motor," *World Acad. Sci. Eng. Technol.*, vol. 4, no. 6, pp. 1230–1235, 2010.
- [38] M. E. H. Benbouzid, H. Nejjari, R. Beguenane, and M. Vieira, "Induction motor asymmetrical faults detection using advanced signal processing techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 2, pp. 147–152, Jun. 1999.
- [39] P. S. Panigrahy, P. Konar, and P. Chattopadhyay, "Broken bar fault detection using fused DWT-FFT in FPGA platform," in *2014 International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICPCES)*, 2014, pp. 1–6.
- [40] M. Wolkiewicz, G. Tarchala, T. Orłowska-Kowalska, and C. T. Kowalski, "Online Stator Interturn Short Circuits Monitoring in the DFOC Induction-Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 4, pp. 2517–2528, Apr. 2016.
- [41] K. N. Gyftakis, D. V. Spyropoulos, J. C. Kappatou, and E. D. Mitronikas, "A novel approach for broken bar fault diagnosis in induction motors through torque monitoring," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 2, pp. 267–277, 2013.
- [42] J. Chen, Z. Li, J. Pan, G. Chen, Y. Zi, J. Yuan, B. Chen, and Z. He, "Wavelet transform based on inner product in fault diagnosis of rotating machinery: A review," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 70–71, pp. 1–35, Mar. 2016.
- [43] K. C. D. Kompella, V. G. R. M., and S. R. R., "DWT based bearing fault detection in induction motor using noise cancellation," *J. Electr. Syst. Inf. Technol.*, vol. 3, no. 3, pp. 411–427, 2016.
- [44] P. Shi, Z. Chen, Y. Vagapov, and Z. Zouaoui, "Optimal wavelets for broken rotor bars fault diagnosis," *Proc. - 2013 9th IEEE Int. Symp. Diagnostics Electr. Mach. Power Electron. Drives, SDEMPED 2013*, pp. 49–56, 2013.
- [45] C. da Costa, M. Kashiwagi, and M. H. Mathias, "Rotor failure detection of induction motors by wavelet transform and Fourier transform in non-stationary condition," *Case Stud. Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 1, pp. 15–26, Jul. 2015.
- [46] G. Niu, A. Widodo, J.-D. Son, B.-S. Yang, D.-H. Hwang, and D.-S. Kang, "Decision-level fusion based on wavelet decomposition for induction motor fault diagnosis using transient current signal," *Expert Syst. Appl.*, vol. 35, pp. 918–928, 2008.
- [47] A. Ordaz-Moreno, R. de J. Romero-Troncoso, J. A. Vite-Frias, J. R. Rivera-Gillen, and A. Garcia-Perez, "Automatic online diagnosis algorithm for broken-bar detection on induction motors based on discrete wavelet transform for FPGA implementation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 2193–2202, 2008.
- [48] B. Bessam, A. Menacer, M. Boumehraz, and H. Cherif, "Wavelet transform and neural network techniques for inter-turn short circuit diagnosis and location in induction motor," *Int. J. Syst. Assur. Eng. Manag.*, vol. 8, pp. 478–488, 2017.
- [49] Pu Shi, Zheng Chen, Y. Vagapov, A. Davydova, and S. Lupin, "Broken bar fault diagnosis for induction machines under load variation condition using discrete wavelet transform," in *Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS 2014)*, 2014, no. 2, pp. 1–4.
- [50] S. H. Kia, H. Henao, and G.-A. Capolino, "Diagnosis of Broken-Bar Fault in Induction Machines

- Using Discrete Wavelet Transform Without Slip Estimation,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 4, pp. 1395–1404, Jul. 2009.
- [51] A. Bouzida, O. Touhami, R. Ibtouen, A. Belouchrani, M. Fadel, and a. Rezzoug, “Fault diagnosis in industrial induction machines through discrete wavelet transform,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 4385–4395, 2011.
- [52] R. Kechida, A. Menacer, and H. Talhaoui, “Approach signal for rotor fault detection in induction motors,” *J. Fail. Anal. Prev.*, vol. 13, no. 3, pp. 346–352, 2013.
- [53] M. Abd-el-Malek, A. K. Abdelsalam, and O. E. Hassan, “Induction motor broken rotor bar fault location detection through envelope analysis of start-up current using Hilbert transform,” *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 93, pp. 332–350, Sep. 2017.
- [54] R. Puche-Panadero, M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, E. Hurtado-Perez, and J. Perez-Cruz, “Improved Resolution of the MCSA Method Via Hilbert Transform, Enabling the Diagnosis of Rotor Asymmetries at Very Low Slip,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 1, pp. 52–59, Mar. 2009.
- [55] K. Bacha, S. Ben Salem, and A. Chaari, “An improved combination of Hilbert and Park transforms for fault detection and identification in three-phase induction motors,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 43, no. 1, pp. 1006–1016, Dec. 2012.
- [56] M. E. K. Oumaamar, H. Razik, A. Rezzoug, and A. Khezzar, “Line current analysis for bearing fault detection in induction motors using Hilbert transform phase,” in *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Joint Conference, 2011*, vol. 2, no. 3, pp. 288–293.
- [57] Y. Liu and A. M. Bazzi, “A review and comparison of fault detection and diagnosis methods for squirrel-cage induction motors: State of the art,” *ISA Trans.*, vol. 70, no. February, pp. 400–409, Sep. 2017.
- [58] F. Zidani, M. El Hachemi Benbouzid, D. Diallo, and M. S. Nait-Said, “Induction motor stator faults diagnosis by a current concordia pattern-based fuzzy decision system,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 4, pp. 469–475, Dec. 2003.
- [59] A. Saghafinia, S. Kahourzade, A. Mahmoudi, W. P. Hew, and M. N. Uddin, “On line trained fuzzy logic and adaptive continuous wavelet transform based high precision fault detection of IM with broken rotor bars,” in *2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2012*, pp. 1–8.
- [60] C. G. Dias and L. E. Chabu, “A fuzzy logic approach for the detection of broken rotor bars in squirrel cage induction motors,” in *2008 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (IEEE World Congress on Computational Intelligence)*, 2008, pp. 1987–1991.
- [61] K. Chen, C. Huang, and J. He, “Fault detection, classification and location for transmission lines and distribution systems: a review on the methods,” *High Volt.*, vol. 1, no. 1, pp. 25–33, Apr. 2016.
- [62] B. Bessam, A. Menacer, M. Boumehraz, and H. Cherif, “Detection of broken rotor bar faults in induction motor at low load using neural network,” *ISA Trans.*, pp. 1–6, 2016.
- [63] M. M. Ibrahim and H. J. Nekad, “Broken Bar Fault Detection Based on the Discrete Wavelet Transform and Artificial Neural Network,” *Asian Trans. Eng.*, vol. 3, no. 2, pp. 1–6, 2013.
- [64] B. Bessam, A. Menacer, M. Boumehraz, and H. Cherif, “A novel method for induction motors stator inter-turn short circuit fault diagnosis based on wavelet energy and neural network,” in *2015 IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, 2015, pp. 143–149.
- [65] G. H. Bazan, P. R. Scalassara, W. Endo, A. Goedel, W. F. Godoy, and R. H. C. Palácios, “Stator fault analysis of three-phase induction motors using information measures and artificial neural networks,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 143, pp. 347–356, Feb. 2017.
- [66] A. S. Guedes, S. M. Silva, B. de J. Cardoso Filho, and C. A. Conceição, “Evaluation of electrical insulation in three-phase induction motors and classification of failures using neural networks,” *Electr.*

- Power Syst. Res.*, vol. 140, pp. 263–273, Nov. 2016.
- [67] A. Menacer, “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 défaut,” Thèse Doctorat, Université de Batna/Poitier, 2007.
- [68] T. Ameid, A. Menacer, I. Harzelli, and H. Talhaoui, “Estimation de la Résistance Rotorique par le Filtre de Kalman Étendu en vue du Diagnostic du Défaut Rotorique de la Machine Asynchrone à Cage Commandée Vectoriellement,” in *THE 9th INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING And FIRST WORKSHOP ON ROBOTICS AND CONTROLS*, 2016, pp. 1–6.
- [69] M. S. N. Said, M. E. H. Benbouzid, and A. Benchaib, “Detection of broken bars in induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 15, no. 1, pp. 66–70, Mar. 2000.
- [70] F. Karami, J. Poshtan, and M. Poshtan, “Detection of broken rotor bars in induction motors using nonlinear Kalman filters,” *ISA Trans.*, vol. 49, no. 2, pp. 189–195, Apr. 2010.
- [71] M. Rayyam, M. Zazi, and Y. Hajji, “Detection of broken bars in induction motor using the Extended Kalman Filter (EKF),” in *2015 Third World Conference on Complex Systems (WCCS)*, 2015, pp. 1–5.
- [72] L. M. R. Baccarini, J. P. B. Tavares, B. R. de Menezes, and W. M. Caminhas, “Sliding mode observer for on-line broken rotor bar detection,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 80, no. 9, pp. 1089–1095, Sep. 2010.
- [73] H. Berriri, M. W. Naouar, and I. Slama-Belkhodja, “Easy and Fast Sensor Fault Detection and Isolation Algorithm for Electrical Drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 490–499, Feb. 2012.
- [74] C. H. De Angelo, G. R. Bossio, S. J. Giaccone, M. I. Valla, J. A. Solsona, and G. O. Garcia, “Online Model-Based Stator-Fault Detection and Identification in Induction Motors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4671–4680, Nov. 2009.
- [75] A. Guezmil, H. Berriri, R. Pusca, A. Sakly, R. Romary, and M. F. Mimouni, “Detecting Inter-Turn Short-Circuit Fault in Induction Machine Using High-Order Sliding Mode Observer: Simulation and Experimental Verification,” *J. Control. Autom. Electr. Syst.*, 2017.
- [76] M. Suetake, I. N. da Silva, and A. Goedel, “Embedded DSP-Based Compact Fuzzy System and Its Application for Induction-Motor ω/ω_s Speed Control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 3, pp. 750–760, Mar. 2011.
- [77] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and Ac Drives*. Prentice-Hall, New Jersey, 2001.
- [78] G. Baoming and F. Z. Peng, “Speed Sensorless Vector Control Induction Motor Drives Fed by Cascaded Neutral Point Clamped Inverter,” *2009 Twenty-Fourth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 1991–1997, 2009.
- [79] T. Ameid, A. Menacer, H. Talhaoui, I. Harzelli, and A. Ammar, “Simulation and real-time implementation of sensorless field oriented control of induction motor at healthy state using rotor cage model and EKF,” in *2016 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)*, 2016, pp. 695–700.
- [80] S. Rafa, A. Larabi, L. Barazane, M. Manceur, N. Essounbouli, and A. Hamzaoui, “Implementation of a new fuzzy vector control of induction motor,” *ISA Trans.*, vol. 53, no. 3, pp. 744–54, 2014.
- [81] B. N. Kar, K. B. Mohanty, M. Singh, and S. Choudhury, “Indirect vector control of induction motor using fuzzy sliding mode controller,” in *2012 11th International Conference on Environment and Electrical Engineering*, 2012, no. 1, pp. 595–599.
- [82] C. Ben Regaya, F. Farhani, A. Zaafouri, and A. Chaari, “A novel adaptive control method for induction motor based on Backstepping approach using dSpace DS 1104 control board,” *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 100, pp. 466–481, 2018.
- [83] J. Chiasson, “A new approach to dynamic feedback linearization control of an induction motor,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 43, no. 3, pp. 391–397, Mar. 1998.

- [84] G. Luckjiff, I. Wallace, and D. Divan, "Feedback linearization of current regulated induction motors," in *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, 2001, vol. 2, no. 3, pp. 1173–1178.
- [85] M. Moutchou and H. Mahmoudi, "Sensorless Exact Input-Output Linearization Control of the Induction Machine, Based on Parallel Stator Resistance and Speed MRAS Observer, with a Flux Sliding Mode Observer," *Int. J. Electr. Eng. Informatics*, vol. 6, no. 2, pp. 324–341, Jun. 2014.
- [86] I. Harzelli, A. Menacer, Y. Maanani, T. Ameid, L. Lgeb, U. De Biskra, and B. P. Biskra, "Commande à faible vitesse par linéarisation entrée-sortie sans capteur associée à un observateur à grand gain d'un moteur à induction," 2016, pp. 0–4.
- [87] F. Alonge, M. Cirrincione, M. Pucci, and A. Sferlazza, "Input-output feedback linearization control with on-line MRAS-based inductor resistance estimation of linear induction motors including the dynamic end effects," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 1, pp. 254–266, 2016.
- [88] A. Ammar, A. Bourek, and A. Benakcha, "Nonlinear SVM-DTC for induction motor drive using input-output feedback linearization and high order sliding mode control," *ISA Trans.*, vol. 67, pp. 428–442, 2017.
- [89] T. Abbasian, F. R. Salmasi, and M. J. Yazdanpanah, "Improved adaptive feedback linearization control of induction motors based on online estimation of core loss and rotor resistance," in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006.*, 2006, pp. 27–32.
- [90] T. Hicham, "Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts," Thèse Doctorat, Mohammed Khider. Biskra, 2016.
- [91] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, no. 1, pp. 23–36, Feb. 1993.
- [92] A. Benchaib, A. Rachid, and E. Audrezet, "Sliding mode input-output linearization and field orientation for real-time control of induction motors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 1, pp. 3–13, 1999.
- [93] H. Lee and J. Lee, "Design of Iterative Sliding Mode Observer for Sensorless PMSM Control," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 21, no. 4, pp. 1394–1399, Jul. 2013.
- [94] H. Yi-geng, "Research of Nonlinear System High Order Sliding Mode Control and its Applications for PMSM," Ph.D. thesis, University of Technology of Belfort-Montbéliard And Northwestern Polytechnical University, France, 2010.
- [95] M. K. P. V. Kokotovic, "Backstepping to Passivity: Recursive Design of Adaptive Systems," *Proc. 31st Conf. Decis. Control*, pp. 3276–3280, 1992.
- [96] M. Krstic and P. V. Kokotovic, "Estimation-based adaptive backstepping designs for linear systems," in *Proceedings of 1995 34th IEEE Conference on Decision and Control*, 1995, vol. 4, no. December, pp. 3935–3940.
- [97] F. Farhani, C. Ben Regaya, A. Zaafouri, and A. Chaari, "Real time PI-backstepping induction machine drive with efficiency optimization," *ISA Trans.*, vol. 70, pp. 348–356, Sep. 2017.
- [98] R. Trabelsi, A. Khedher, M. F. Mimouni, and F. M'Sahli, "Backstepping control for an induction motor using an adaptive sliding rotor-flux observer," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 93, pp. 1–15, 2012.
- [99] M. MOUTCHOU, A. ABBOU, and H. MAHMOUDI, "MRAS-based sensorless speed backstepping control for induction machine, using a flux sliding mode observer," *TURKISH J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 23, pp. 187–200, 2015.
- [100] A. Zaafouri, C. Ben Regaya, H. Ben Azza, and A. Châari, "DSP-based adaptive backstepping using the tracking errors for high-performance sensorless speed control of induction motor drive," *ISA Trans.*, vol. 60, pp. 333–347, 2016.
- [101] L.-T. Teng, Y.-C. Hung, F.-J. Lin, and C.-Y. Chen, "FPGA-based adaptive backstepping control system using RBFN for linear induction motor drive," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 2, no. 6, pp. 325–

340, Nov. 2008.

- [102] M. Blodt, P. Granjon, B. Raison, and G. Rostaing, "Models for Bearing Damage Detection in Induction Motors Using Stator Current Monitoring," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, pp. 1813–1822, Apr. 2008.

Chapitre II

*Analyse et diagnostic du défaut rotorique de
la machine à induction:
Simulation & Expérimentation*

II.1 Introduction

De multiples défaillances peuvent apparaître et affecter le bon fonctionnement de la machine à induction. La cassure de barre rotorique est l'un des défauts les plus fréquents. Elle présente la particularité d'être progressive et partielle. Il s'agit d'un phénomène à évolution lent, permettant ainsi de poursuivre l'exploitation de la machine sans arrêt. L'étude de l'évolution du défaut nécessite l'utilisation d'un modèle mathématique de la machine, ce qui permettra de simuler son fonctionnement à l'état sain ou défaillant. Le modèle de la machine est exploitable en diagnostic et en commande [1].

La modélisation de la machine à induction dédié aux défauts rotoriques particulièrement la cassure des barres a fait l'objet de nombreux travaux de recherche [2]–[4]. Le modèle est basé sur la représentation en circuit maillé de la cage rotorique. Ce modèle est plus généralisé et peut décrire le principe de fonctionnement de la cage du rotor [5], [6].

La détection du défaut rotorique est à base d'analyse spectrale du courant d'une phase statorique et de la vitesse en utilisant la FFT en régime stationnaire et l'odelette discrète en régime transitoire et stationnaire.

Les résultats obtenus en simulation du modèle en boucle ouverte sont validés expérimentalement en utilisant la carte dSpace 1104 avec un DSP TMS32F240.

II.2 Modèle réduit de la machine à induction tenant compte du défaut rotorique

Le développement du modèle réduit de la machine en défaut rotorique dédié au contrôle en boucle fermée est inspiré du modèle multi-enroulement de la machine à induction. Le modèle prend en compte la géométrie du rotor dont le schéma équivalent est représenté par la figure 2.1. Chaque barre de la cage du rotor est représentée par une résistance R_b en série avec une inductance de fuite L_b . Les portions d'anneau en court-circuit entre deux barres consécutives sont elles aussi représentées par une résistance R_e en série avec une inductance de fuite L_e . Une maille est composée par deux barres court-circuitées par deux portions d'anneau. Par conséquent, la cage est modélisée par un certain nombre de mailles situées à la périphérie du rotor et par une maille représentant l'un des deux anneaux du court-circuit.

En effet, ayant N_r nombre de barres, la cage contient $2N_r$ nœuds et $3N_r$ branches basées sur la théorie des circuits électriques. En conséquence, le nombre de courants indépendants dans la cage est: $3N_r - (2N_r - 1) = N_r + 1$ [6], [7].

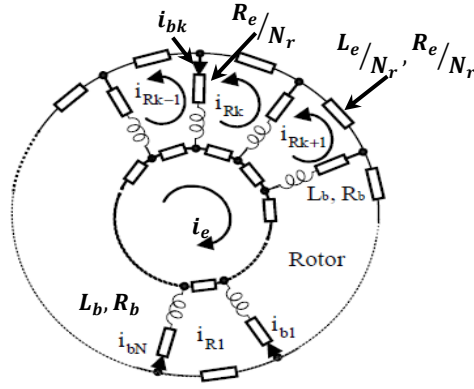


Figure 2.1: Modèle multi-enroulement équivalent de la cage rotorique

Le modèle multi enroulement présente un handicap dans la mise en œuvre du contrôle en boucle fermée en raison du nombre important d'équations. Un modèle réduit est utilisé en utilisant la transformation du système à N_r phases en un système à deux axes (d, q) à l'aide de la transformation de Parck étendue [5]–[9].

On définit un vecteur d'état $[X]$ qui après transformation donne:

$$\begin{cases} [X_{odqs}] = [T_{3 \times 3}(\theta_s)] [X_{abcs}] \Rightarrow [X_{abcs}] = [T_{3 \times 3}(\theta_s)]^{-1} [X_{odqs}] \\ [X_{odqr}] = [T_{3N_r}(\theta_r)] [X_{rK}] \Rightarrow [X_{rK}] = [T_{3N_r}(\theta_r)]^{-1} [X_{odqr}] \end{cases} \quad (2.1)$$

avec :

$$[T_{3 \times n}(\theta_r)] = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} \\ \cos \theta_r & \cos(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) & \dots & \cos(\theta_r - (n-1)k.p.\frac{2\pi}{n}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) & \dots & -\sin(\theta_r - (n-1)k.p.\frac{2\pi}{n}) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

et :

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

avec: $k \in [0 \dots (n-1)]$, $k \in N$

θ_r : position des grandeurs rotoriques

En choisissant un référentiel lié au rotor et après simplifications, on obtient un modèle de la machine réduit dont la forme canonique est:

$$[L] \frac{d[I]}{dt} = [V] - [R][I] \quad (2.3)$$

où :

$$[L]=\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix}; [R]=\begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_{sc} & 0 & \frac{N_r}{2}\omega_r M_{sr} & 0 \\ \omega_r L_{sc} & R_s & -\frac{N_r}{2}\omega_r M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix}$$

L'inductance cyclique totale et la résistance du rotor sont calculées par :

$$\begin{cases} L_{rc} = L_{rp} - M_{rr} + 2\frac{L_e}{N_r} + 2L_e(1 - \cos \alpha) \\ R_r = 2\frac{R_e}{N_r} + 2R_b(1 - \cos \alpha) \end{cases} \quad (2.4)$$

L'inductance propre d'une boucle rotorique est :

$$L_{rp} = \left(\frac{N_r - 1}{N_r^2} \right) \frac{\mu_0}{e} 2\pi.r.l \quad (2.5)$$

L'inductance mutuelle entre les mailles de rotor non adjacentes est définie par:

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi.R.l \quad (2.6)$$

L'inductance cyclique totale d'une phase de stator est donnée par l'équation suivante :

$$L_{sc} = L_{sp} + L_{sf} \quad (2.7)$$

L'inductance magnétisante est:

$$L_{sp} = 4\mu_0 \frac{N_s^2 r.l}{e.p^2\pi} \quad (2.8)$$

L'inductance mutuelle du stator / rotor est donnée par l'équation suivante :

$$M_{sr} = (4/\pi)(\mu_0/e.p^2)N_s.r.l \sin(a/2) \quad (2.9)$$

Les flux dans le référentiel de Parck sont donnés par la relation suivante :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_{sc}.i_{ds} - \frac{N_r}{2}M_{sr}.i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_{sc}.i_{qs} - \frac{N_r}{2}M_{sr}.i_{qr} \\ \phi_{dr} = -\frac{3}{2}M_{sr}.i_{ds} + L_{rc}.i_{dr} \\ \phi_{qr} = -\frac{3}{2}M_{sr}.i_{qs} + L_{rc}.i_{qr} \end{cases} \quad (2.10)$$

Dans le cas d'un défaut rotorique, la matrice $[R]$ doit être modifiée. Ainsi la matrice de défaut rotorique s'écrit [5]–[9]:

$$[R_{rf}] = [R_r] + \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & R'_{bk} & -R'_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & -R'_{bk} & R'_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \dots \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

En appliquant la matrice de transformation étendue de Park sur la matrice de défaut rotorique et après simplification, nous obtenons la matrice de défaut de taille réduite:

$$[R_{rfdq}] = \begin{bmatrix} R_{rdd} & R_{rdq} \\ R_{rqd} & R_{rqq} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Les quatre matrices prenant en compte le défaut des cassures de barres peuvent être exprimées par:

$$\begin{cases} R_{rdd,rqq} = R_r + \frac{2}{N_r} (1 - \cos\alpha) \sum_k R_{bfk} \cdot (1 \pm \cos(2k-1)\alpha) \\ R_{rdq,rqd} = -\frac{2}{N_r} (1 - \cos\alpha) \sum_k R_{bfk} \cdot \sin(2k-1)\alpha \end{cases} \quad (2.13)$$

avec: l'angle électrique de deux maillages de rotor adjacents $\alpha = p \frac{2\pi}{N_r}$

R_{bfk} est la résistance d'une barre cassée, l'indice k caractérise la barre cassée [6].

Pour la partie mécanique, l'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est donnée par :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{N_r}{2} M_{sr} (i_{ds} i_{qr} - i_{qs} i_{dr}) \quad (2.14)$$

En considérant l'équation du couple électromagnétique Eq 2.14, la vitesse du rotor sera donnée par:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - F\Omega) \quad (2.15)$$

II.3 Représentation d'état du modèle réduit de la MI tenant compte du défaut rotorique

Diverses formulations mathématiques du modèle d'état de la machine à induction en fonction du besoin du système de contrôle sont proposées. Le modèle commun prend le courant statorique et les composantes du flux rotorique comme variables d'état. Pour une bonne résolution du système d'équations du modèle, le modèle d'état de la machine tenant compte du défaut rotorique est obtenu à partir des Eq. 2.3 et Eq. 2.10. Ainsi le système non linéaire s'écrit [10], [11]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.16)$$

avec:

$$x^T = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr} \quad i_e]; \quad u^T = [V_{ds} \quad V_{qs}]; \quad y^T = [i_{ds} \quad i_{qs}];$$

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 - a_2 R_{rdd} & \omega_r - a_2 R_{rdq} & -a_3 R_{rdd} & -a_4 \omega_r - a_3 R_{rdq} & 0 \\ -\omega_r - a_2 R_{rqd} & -a_1 - a_2 R_{rqq} & a_4 \omega_r - a_3 R_{rqd} & -a_3 R_{rqq} & 0 \\ -a_5 R_{rdd} & -a_5 R_{rdq} & -a_6 R_{rdd} & -a_6 R_{rdq} & 0 \\ -a_5 R_{rqd} & -a_5 R_{rqq} & -a_6 R_{rqd} & -a_6 R_{rqq} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -a_7 \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} a_8 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_8 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$a_1 = \frac{R_s}{\sigma L_{sc}}, \quad a_2 = \frac{3M_{sr}^2 \cdot N_r}{4L_{sc} \cdot L_{rc}^2 \cdot \sigma}, \quad a_3 = \frac{M_{sr} \cdot N_r}{2L_{sc} \cdot L_{rc}^2 \cdot \sigma}, \quad a_4 = \frac{M_{sr} \cdot N_r}{2L_{sc} \cdot L_{rc} \cdot \sigma}, \quad a_5 = \frac{3M_{sr}}{2L_{rc}}, \quad a_6 = \frac{1}{L_{rc}}, \quad a_7 = \frac{R_e}{L_e}, \quad a_8 = \frac{1}{\sigma L_{sc}},$$

$$\sigma = 1 - \left(\frac{3M_{sr}^2 \cdot N_r}{4L_{sc} \cdot L_{rc}} \right).$$

L'expression du couple électromagnétique de la machine s'écrit:

$$C_e = p \frac{3}{4} \frac{N_r \cdot M_{sr}}{L_{rc}} (\phi_{qr} i_{ds} - \phi_{dr} i_{qs}) \quad (2.17)$$

II.4 Résultats de simulation

Afin de tester le modèle d'état réduit tenant compte du défaut rotorique de la machine à induction, une simulation de la machine de 1,1 kW, 220V, 50Hz, avec un rotor constitué de 16 barres est effectuée en boucle ouverte alimentée directement par le réseau. Les paramètres de la machine à induction sont donnés en annexe A.

II.4.1 Fonctionnement sain et en défaut de la machine à induction

La machine est alimentée dans les conditions nominales directement par le réseau triphasé pour un fonctionnement sain et avec défaut de deux barres cassées adjacentes. La charge mécanique appliquée est de 3.5 Nm.

L'évolution de la vitesse rotorique et du courant statorique à l'état sain et avec défaut est représentée sur la figure 2.2.

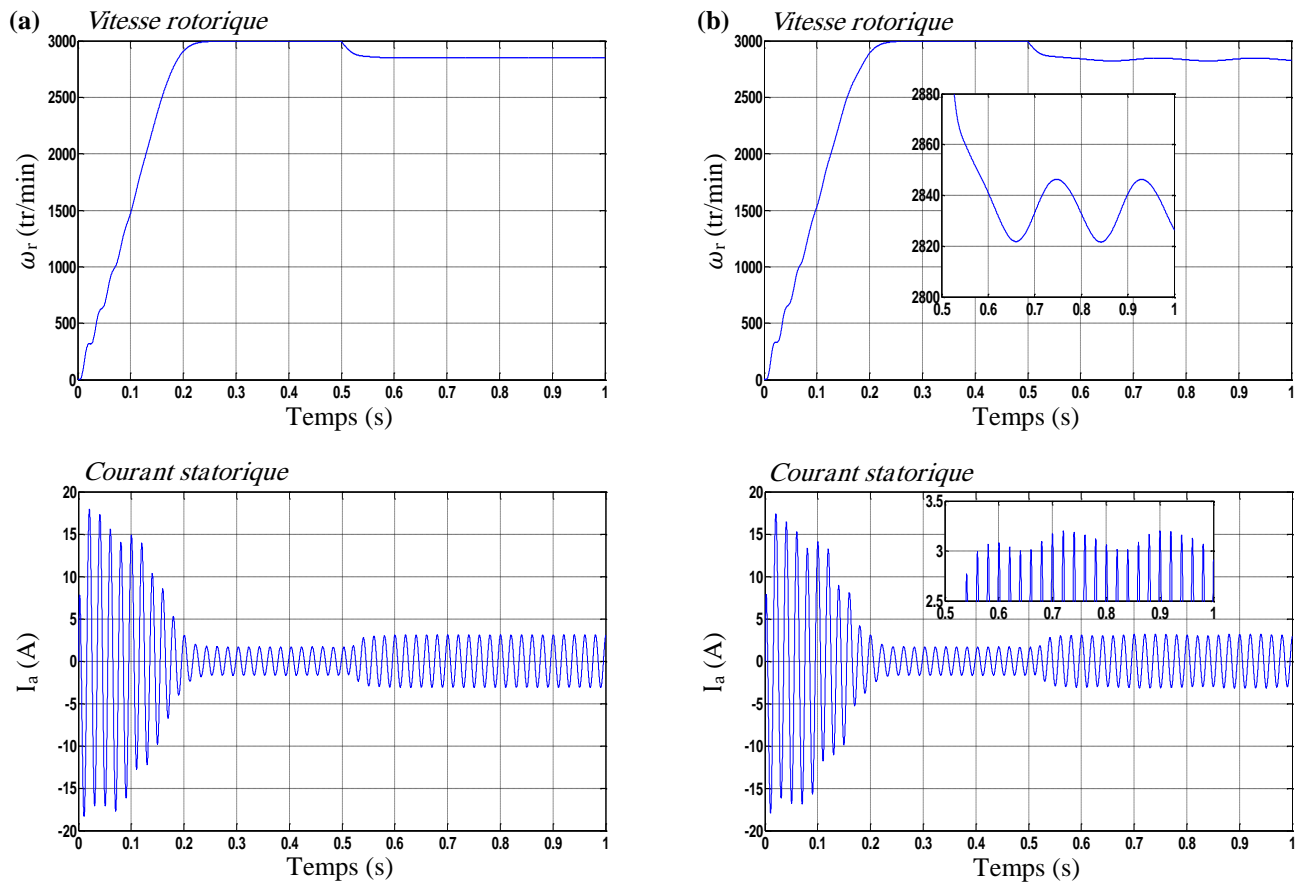


Figure 2.2: Vitesse rotorique et courant statorique de la machine à induction à l'état: (a) sain, (b) avec cassure de deux barres adjacentes

Lorsque la machine est saine (figure 2.2a), la vitesse de la machine atteint la valeur nominale et diminue légèrement suite à l'application de la charge mécanique. Un fort appel du courant est observé au démarrage puis devient sinusoïdal. Lorsque la machine présente un défaut de deux barres cassées adjacentes (figure 2.2b), le défaut se manifeste par la création d'un champ inverse $-\omega_s$ au champ rotorique direct ω_s . L'interaction de ces champs avec celui issu du bobinage statorique donne naissance aux composantes de fréquence $2g\omega_s$. Ceci qui provoque des oscillations sur la vitesse rotorique et des perturbations dans l'allure du courant statorique.

II.5 Validation expérimentale du modèle du défaut de la MI

Le banc d'essai expérimental du diagnostic est réalisé au Laboratoire de Génie Electrique de Biskra (LGEB) en utilisant une carte dSPACE DS1104 R&D et où l'acquisition des données est faite via le logiciel Control Desk comme le montre la figure 2.3. Deux machines à induction identiques, l'une saine et la seconde présente un défaut de deux barres adjacentes cassées. Le couple de charge de la machine est assuré par un frein à poudre magnétique. Les divers détails des composants de configuration expérimentale du banc sont présentés dans l'annexe B.

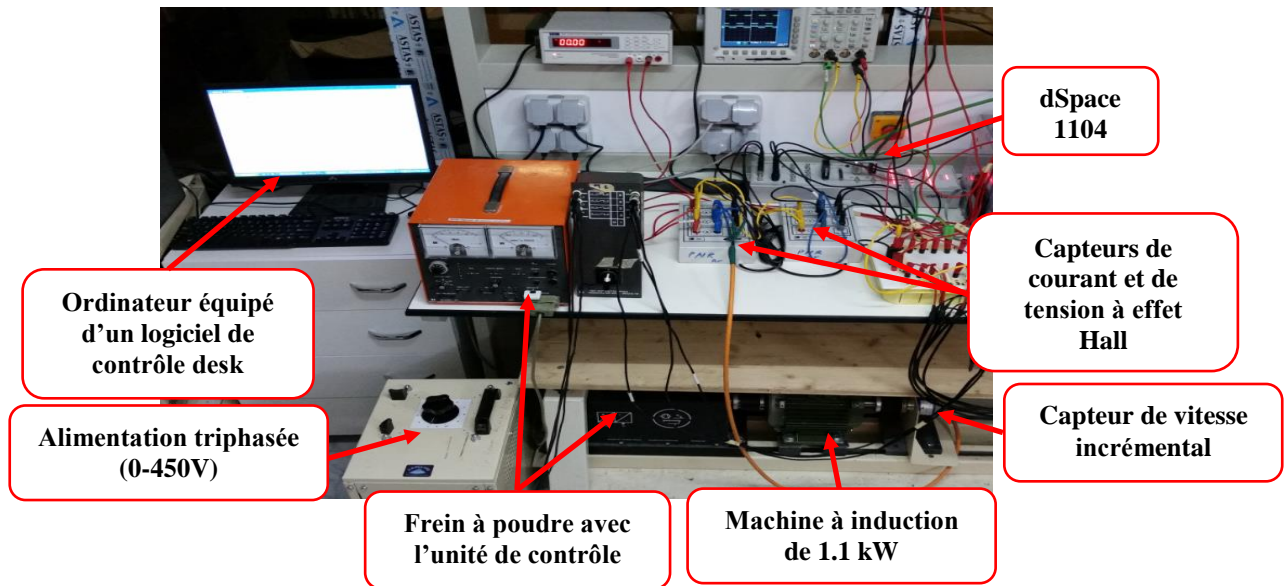


Figure 2.3: Banc d'essai expérimental

La figure 2.4 illustre un rotor avec un défaut de deux barres. Le défaut est réalisé à travers un perçage d'un petit trou de 3.1 mm de diamètre au niveau de la barre rotorique.

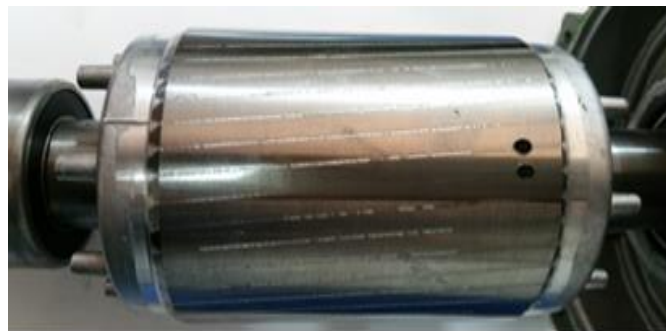


Figure 2.4: Rotor avec deux barres adjacentes cassées d'une machine à induction

On note que les machines à induction utilisées en expérimentation diffèrent de celles en simulation, en raison que les paramètres du modèle d'état réduit nécessitent la connaissance des paramètres de conception de la machine qui ne sont pas disponibles. La puissance est cependant la même. Cette différence n'affecte pas beaucoup le comportement des différentes caractéristiques à l'état sain et avec défaut.

II.5.1 Résultats expérimentaux

On considère que la machine couplée en étoile est alimentée directement d'une source triphasée de valeur efficace 230V . La machine est couplée à une charge mécanique qui est un frein à poudre. Les signaux d'acquisition issus du capteur de vitesse incrémental et des capteurs de courants à effet Hall sont obtenus en utilisant une interface à base d'une carte dSpace 1104. La période d'échantillonnage est de 10 kHz .

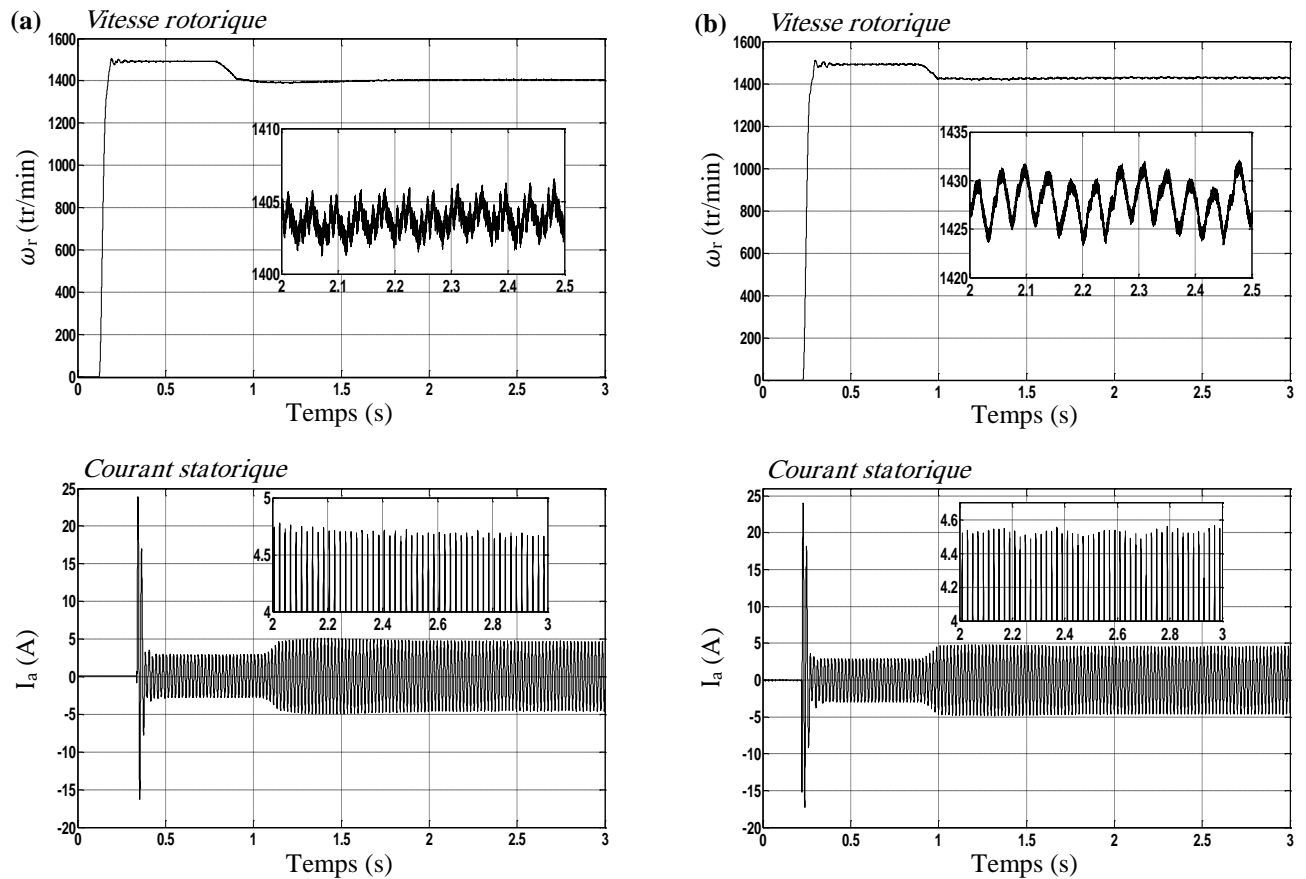


Figure 2.5: Vitesse et courant statorique de la machine à induction à l'état :
(a) sain, (b) avec cassure de deux barres adjacentes

La figure 2.5 illustre l'évolution de la vitesse rotorique et du courant absorbé par une phase statorique à l'état sain et avec défaut de deux barres cassées. L'effet de défaut se manifeste par des ondulations sur la courbe de vitesse. L'enveloppe du courant statorique absorbé présente une très faible modulation.

L'effet du défaut est peu prévisible. Ainsi, la détermination du degré de sévérité ou du nombre de cassure des barres est délicate dans le domaine temporel. L'efficacité de la détection du défaut dépend des diverses perturbations auxquelles est soumise ainsi que des différents régimes de fonctionnements de la machine. Comme les signaux de vitesse ou du courant statorique sont riches en harmoniques, une transformation en fréquence des signaux temporels est nécessaire.

II.6 Diagnostic des défauts à base de l'analyse spectrale

II.6.1 Analyse par FFT

L'effet de défaut sur la machine à induction se manifeste par l'apparition des harmoniques au niveau des spectres des signaux. L'analyse par la Transformée de Fourier rapide est très employée pour la détection du défaut plus particulièrement la cassure des barres rotoriques. Il s'agit d'une méthode non paramétrique dédiée à l'analyse des phénomènes stationnaires [6], [12].

La transformée de Fourier rapide FFT est définie comme un produit scalaire où la composante à la fréquence f d'un signal temporel $x(t)$ s'exprime par:

$$x(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (2.18)$$

L'application de l'analyse par FFT sur un signal continu (vitesse, couple électromagnétique) en régime stationnaire fait apparaître en défaut de cassure de barre des pics aux fréquences [13], [14]:

$$f_{rb} = 2.n.g f_s \quad (2.19)$$

Ainsi des harmoniques dans les courants des enroulements statoriques aux fréquences [15], [16]:

$$f_{rb} = (1 \pm 2.n.g) f_s \quad (2.20)$$

avec :

n : 1, 2, 3, ...,

g : glissement,

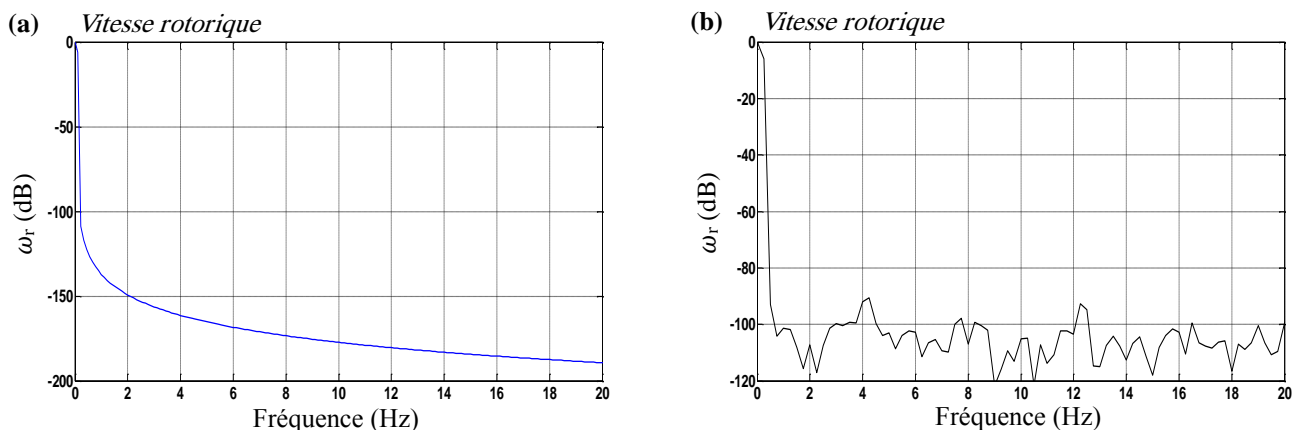
f_s : Fréquence d'alimentation statorique

L'analyse d'un signal se fait sur un intervalle connu, ce qui engendre la nécessité de choix d'une fenêtre de pondération pour l'analyse (fenêtre de Blackmann, de Hanning,...). La taille de la fenêtre aura une influence sur la résolution.

➤ **Cas d'une machine saine**

Les signaux à analyser sont la vitesse rotorique et le courant statorique issus de la simulation et de l'expérimentation à l'état sain et en défaut comme le montrent les figures 2.6 et 2.7. L'acquisition des signaux est faite pour une fréquence d'échantillonnage $f_e=10kHz$ et temps d'acquisition de 10s.

La figure 2.6 illustre respectivement l'analyse par FFT en régime stationnaire et à charge nominale de la vitesse rotorique et du courant statorique à l'état sain de la machine.



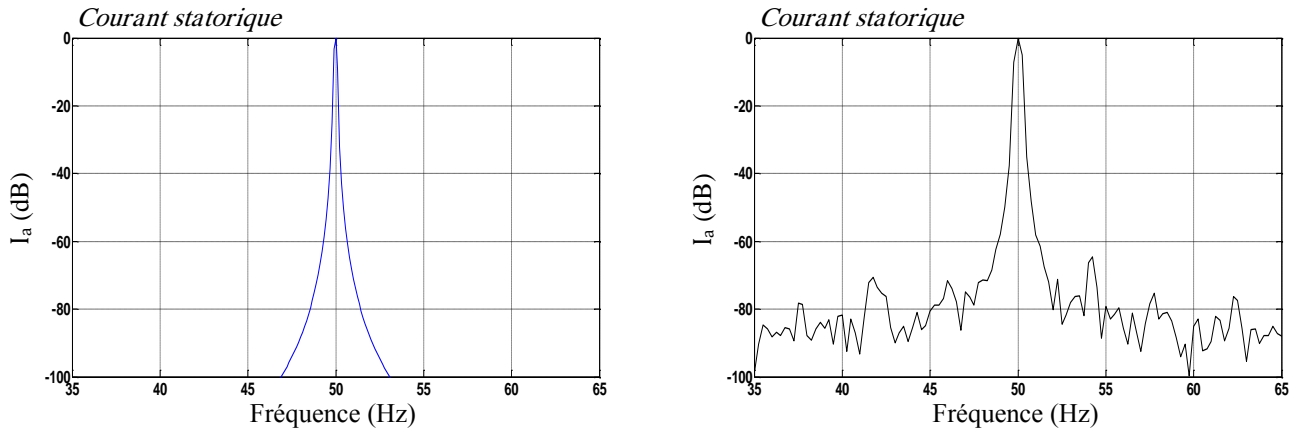


Figure 2.6: FFT de la vitesse rotorique et du courant statorique à l'état sain: (a) simulation, (b) expérimentale

On n'observe aucune spécification sur le spectre de vitesse ainsi que sur le courant pour les données issues de la simulation. Quelques harmoniques de très faibles amplitudes sont observés sur les données expérimentales à cause des bruits.

➤ Cas d'une machine en défaut

La figure 2.7 présente les résultats d'analyse par FFT de la vitesse rotorique et du courant statorique en régime permanent de la machine avec défaut de cassure de deux barres adjacentes

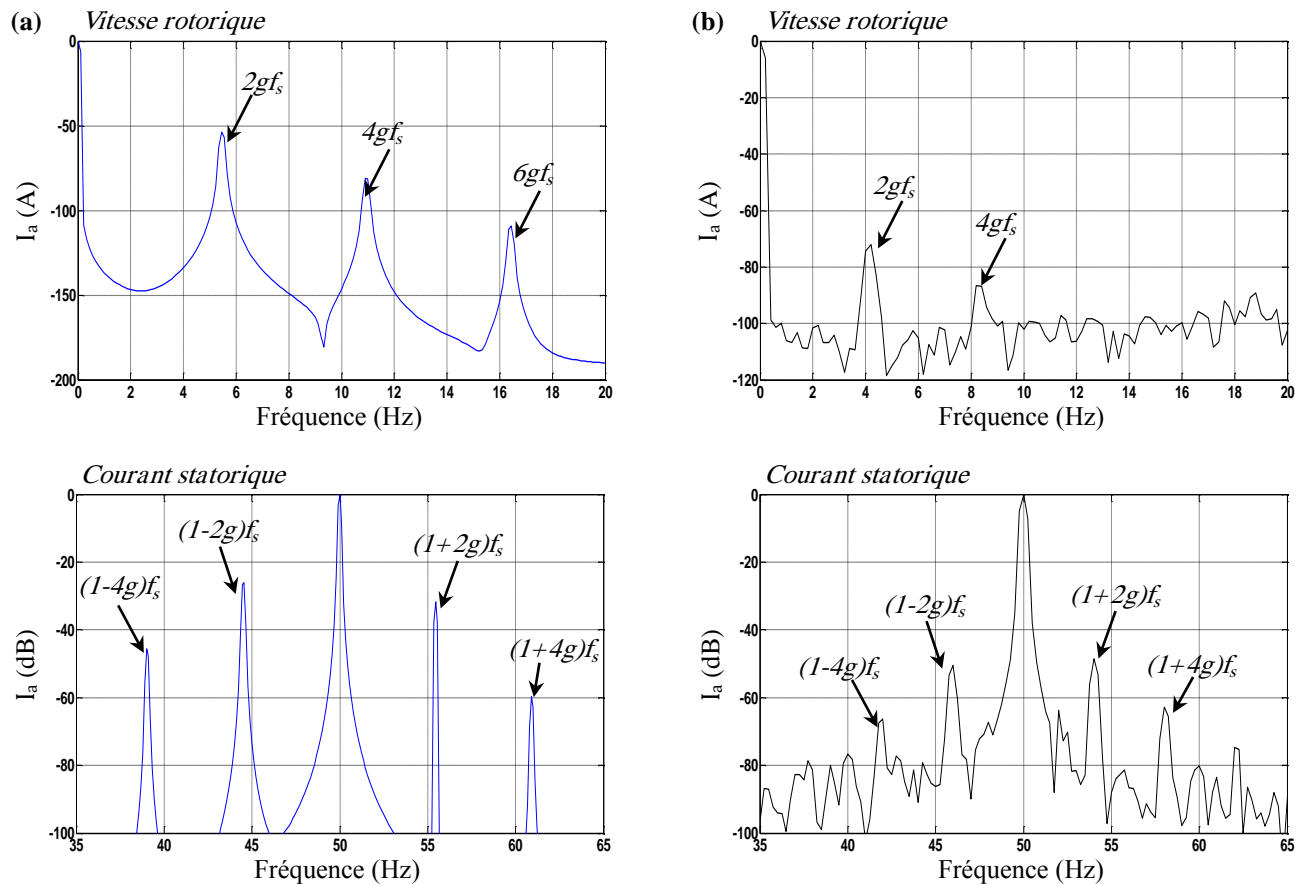


Figure 2.7: FFT de la vitesse rotorique et du courant statorique à l'état en défaut: (a) en simulation, (b) en expérimentation

L'analyse de la vitesse et du courant statorique des résultats issus de la simulation ou de l'expérimentation montre la présence des composantes ayant une relation directe avec le défaut. Les raies du spectre du courant statorique sont données par l'équation $(1 \pm 2ng)f_s$ (tableau 2.1) et à $2ngf_s$ (tableau 2.2) pour les raies du spectre de vitesse. La présence des raies de défaut dans les spectres issus de la simulation ainsi que de l'expérimentation montre la validité du modèle de défaut utilisé.

Résultats de la simulation					Résultats expérimentaux				
$g = 0.0550$	$(1-2g)f_s$	$(1-4g)f_s$	$(1+2g)f_s$	$(1+4g)f_s$	$g = 0.0413$	$(1-2g)f_s$	$(1-4g)f_s$	$(1+2g)f_s$	$(1+4g)f_s$
$f_{calculée} (Hz)$	44.503	39.006	55.496	60.993	$f_{calculée} (Hz)$	45.866	41.733	54.123	58.266
$f_{déduite} (Hz)$	44.513	39.012	55.458	60.902	$f_{déduite} (Hz)$	46	42	54	58
Amplitude(dB)	-26.07	-45.80	-31.73	-59.66	Amplitude(dB)	-50.42	-66.35	-48.55	-62.84

Tableau 2.1: Fréquences de défaut calculées et déduites du courant statorique, cas d'une cassure de deux barres rotoriques adjacentes

Résultats de la simulation				Résultats expérimentaux		
$g = 0.0550$	$2gf_s$	$4gf_s$	$6gf_s$	$g = 0.0413$	$2gf_s$	$4gf_s$
$f_{calculée} (Hz)$	5.496	10.993	16.490	$f_{calculée} (Hz)$	4.13	8.26
$f_{déduite} (Hz)$	5.935	10.935	16.436	$f_{déduite} (Hz)$	4.20	8.40
Amplitude (dB)	-54.49	-81.44	-109.17	Amplitude (dB)	-71.96	-86.79

Tableau 2.2: Fréquences de défaut calculées et déduites de la vitesse rotorique, cas d'une cassure de deux barres rotoriques adjacentes

II.6.2 Analyse de défaut par l'ondelette discrète

Le diagnostic du défaut de la machine à induction à base de l'analyse par FFT trouve parfois des difficultés en raison du nombre important d'échantillons pour une bonne précision, ce qui cause un problème d'espace mémoire. La longueur de la fenêtre fixée, pose un problème d'analyse simultanée des phénomènes dont les échelles de temps sont différentes. En plus, le fonctionnement à vitesse et à charge variables cause le problème de la non stationnarité du signal à analyser.

La transformée en ondelettes est un outil similaire à la transformée de Fourier. La différence est que la première décompose le signal en un ensemble de versions mises à l'échelle et traduites d'une ondelette mère au lieu des ondes sinusoïdales de fréquences différentes. Le principal avantage est la flexibilité dans la description des signaux non stationnaires. Cette flexibilité est une caractéristique importante de fonctionnement de la machine à vitesse et/ou charge variables. Les ondelettes sont donc des fonctions largement oscillantes qui sont amorties rapidement, contrairement aux fonctions sinusoïdales de l'analyse de Fourier [17].

On distingue deux catégories principales d'ondelettes: continue et discrète. Dans la transformée en ondelettes continue (TOC), le signal est multiplié par une fonction et la transformée est calculée séparément pour différents segments du signal dans le domaine temporel. De cette façon, la TOC est calculée pour toutes les valeurs imposées. Le principe de la transformée en ondelettes discrète (TOD) est le même que pour la TOC, sauf que l'analyse se fait pour les signaux

échantillonnés et qu'elle se rapproche de l'idée d'un banc filtrant rapide et facile pour l'implémentation [18].

La décomposition du signal en multi résolution est obtenue par des filtres de différentes fréquences de coupure pour l'analyse du signal à différentes échelles. Le signal passe à travers une série de filtres passe-haut H (détails) pour analyser les hautes fréquences et il passe à travers une série de filtres passe-bas L (approximations) pour analyser les basses fréquences comme l'illustre la figure 2.8. Les signaux de détails et d'approximations reflètent l'évolution temporelle des composantes de fréquence associées au signal S_i contenus dans leur bande de fréquences associées [19], [20].

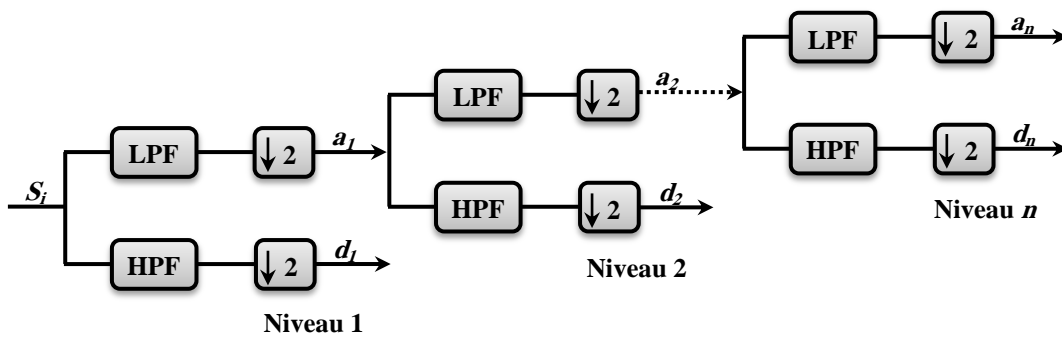


Figure 2.8: Processus de décomposition à n niveaux

Le processus de décomposition par l'ondelette à n niveaux est illustré sur la figure 2.8 où le niveau de décomposition du premier signal contenant deux coefficients, a_1 (approximation) et d_1 (détail) qui sont calculés par:

$$\begin{cases} a_1 = \sum_k^n L(k - 2n)S_i(k) \\ d_1 = \sum_k^n H(k - 2n)S_i(k) \end{cases} \quad (2.21)$$

Le niveau de décomposition suivant est calculé sur la base a_1 . Par conséquent, les nouveaux coefficients peuvent être donnés par:

$$\begin{cases} a_2 = \sum_k^n L(k - 2n)a_1(k) \\ d_2 = \sum_k^n H(k - 2n)a_1(k) \end{cases} \quad (2.22)$$

Le calcul des décompositions de niveau supérieur se fait d'une manière similaire. Après le processus de décomposition, le signal S_i peut être reconstruit à nouveau (figure 2.9) [21].

Le processus récursif est donné par:

$$S_i' = a_n + d_n + d_{(n-1)} + \dots + d_2 + d_1 \quad (2.23)$$

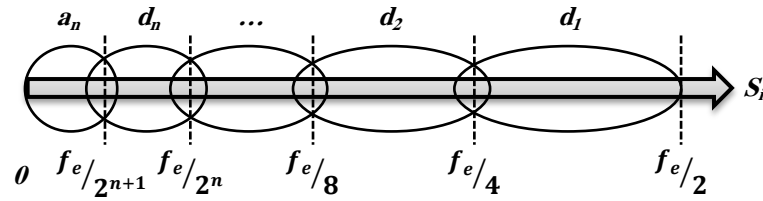


Figure 2.9: *Décomposition multi niveaux*

L'utilisation de l'ondelette pour l'analyse du défaut particulièrement les cassures des barres rotoriques de la machine à induction donne l'information sur la présence du défaut. Ainsi, le diagnostic est basé sur l'observation et la comparaison entre les niveaux de décomposition qui contiennent l'information du défaut. En calculant l'énergie propre associée à chaque niveau ou à chaque nœud de décomposition, cela permet de construire un outil de diagnostic efficace pour l'évaluation de la gravité du défaut.

La valeur propre d'énergie de chaque bande de fréquence est définie par [22], [23]:

$$E_j = \sum_{k=1}^{k=n} |D_{j,k}(n)|^2 \quad (2.24)$$

j est le niveau de décomposition, n est le temps de décomposition TOD et D est la grandeur à chaque point discret du coefficient d'ondelettes du signal dans la bande de fréquence correspondante.

Le tracé des valeurs propres d'énergie des niveaux de décomposition des signaux peut être utilisé pour le processus de diagnostic et l'identification du degré de sévérité du défaut est obtenue par la déviation de certaines valeurs propres.

L'application de la TOD s'effectue d'abord par la sélection du type d'ondelette mère et le nombre de niveaux de décomposition avec la fréquence d'échantillonnage. Plusieurs types d'ondelettes mères de propriétés différentes tels que *Daubechies*, *Coiflets*, *Symlets*, *Biorthogonales*,...etc. Le choix le long de la thèse du type Daubechies-40 comme ondelette mère donne un grand filtrage dans l'algorithme de codage de sous-bande, grâce à la bonne réponse en fréquence obtenue avec un grand nombre de coefficients des filtres associés [17]–[23]. Le calcul du niveau de la décomposition n repose sur la fréquence d'échantillonnage f_e et la fréquence d'alimentation f_s . L'information pour le diagnostic est fondée sur la décomposition en ondelettes où le nombre de niveaux doit être calculé avec prudence de telle sorte à avoir les signaux de haut niveau (approximation et détails) contenir toute la gamme des fréquences le long desquelles le composant dû aux défauts change pendant tous les régimes de fonctionnement [24]. ce nombre de niveaux est donné par:

$$n > \frac{\log(f_e/f_s)}{\log(2)} + 1 \quad (2.25)$$

Pour une fréquence d'échantillonnage $f_e=10kHz$ et une fréquence d'alimentation $f_s=50Hz$, le nombre de décomposition $n=9$ (tableau 2.3). Cela permet d'obtenir une bonne interprétation du phénomène provoqué par le défaut (cassure des barres) en raison de la variation des signaux reflétant clairement l'évolution de l'harmonique associée au défaut en régime transitoire.

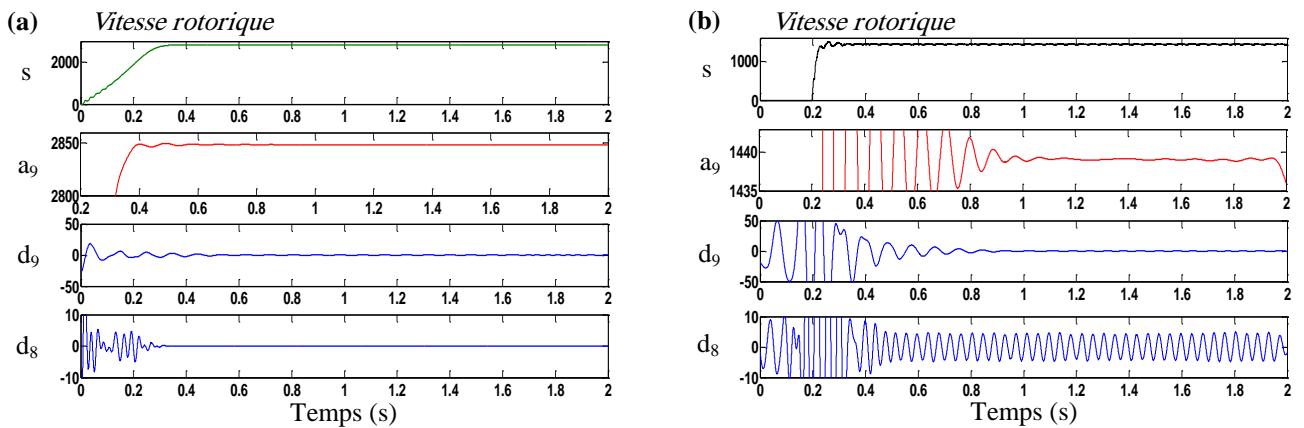
Niveau de l'ondelette	Bande de Fréquences
Approximation 9 (a_9)	[0 – 9.76] Hz
Détail 9 (d_9)	[9.76 – 19.53] Hz
Détail 8 (d_8)	[19.53 – 39.06] Hz
Détail 7 (d_7)	[39.06 – 78.12] Hz
Détail 6 (d_6)	[78.12– 156.25] Hz
Détail 5 (d_5)	[156.25 – 312.5] Hz
Détail 4 (d_4)	[312.5 – 625] Hz
Détail 3 (d_3)	[625 – 1250] Hz
Détail 2 (d_2)	[1250 – 2500] Hz
Détail 1 (d_1)	[2500 – 5000] Hz

Tableau 2.3: Bandes de fréquences associées aux détails et approximation en BO

Les résultats d'analyse par la TOD en simulation et en expérimentation de la vitesse rotorique et du courant statorique sont illustrés sur les figures 2.10 et 2.11 où la machine démarre initialement à pleine charge. Les décompositions des niveaux dans l'analyse de vitesse sont (signaux a_9 , d_9 et d_8) et pour le courant statorique (signaux a_7 , d_9 , d_8 et d_7).

➤ **Cas d'une machine saine**

La figure 2.10 illustre l'analyse par la TOD de la vitesse rotorique et le courant statorique des données en simulation et en expérimentation à l'état sain de la machine à induction, pour un démarrage à pleine charge.



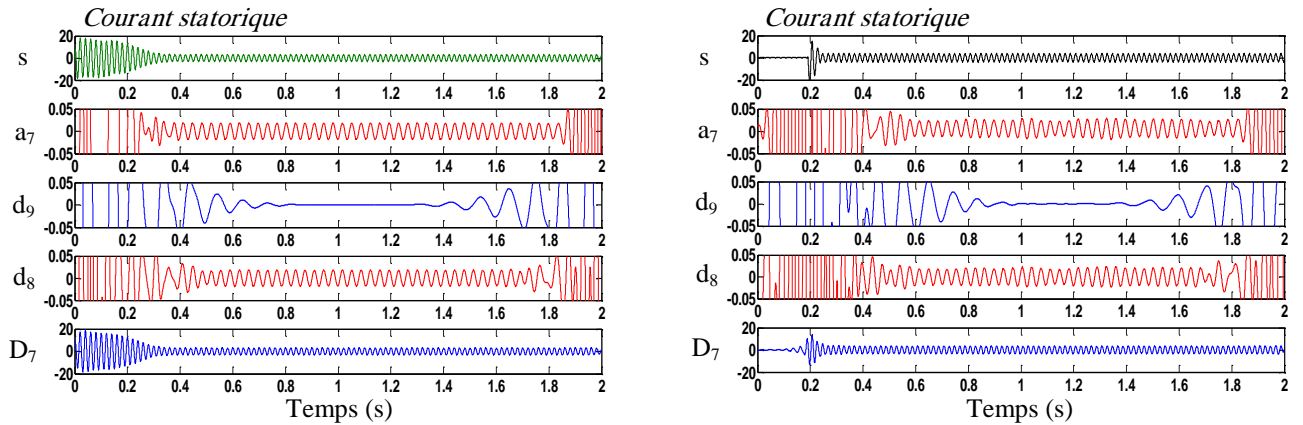


Figure 2.10: TOD de la vitesse rotorique et du courant statorique à l'état sain : (a) en simulation, (b) en expérimentation

Les oscillations initiales produites sur la figure 2.10a et b en simulation et expérimentation sont dues au régime transitoire. Aucune oscillation n'apparaît dans les signaux d'ondelette de haut niveau. Cela signifie que la machine opère sans défaut.

➤ Cas d'une machine en défaut

L'analyse par la TOD de la vitesse rotorique et le courant statorique des données en simulation et en expérimentation à l'état en défaut de la machine, pour un démarrage en défaut et à charge nominale est illustrée par la figure 2.11.

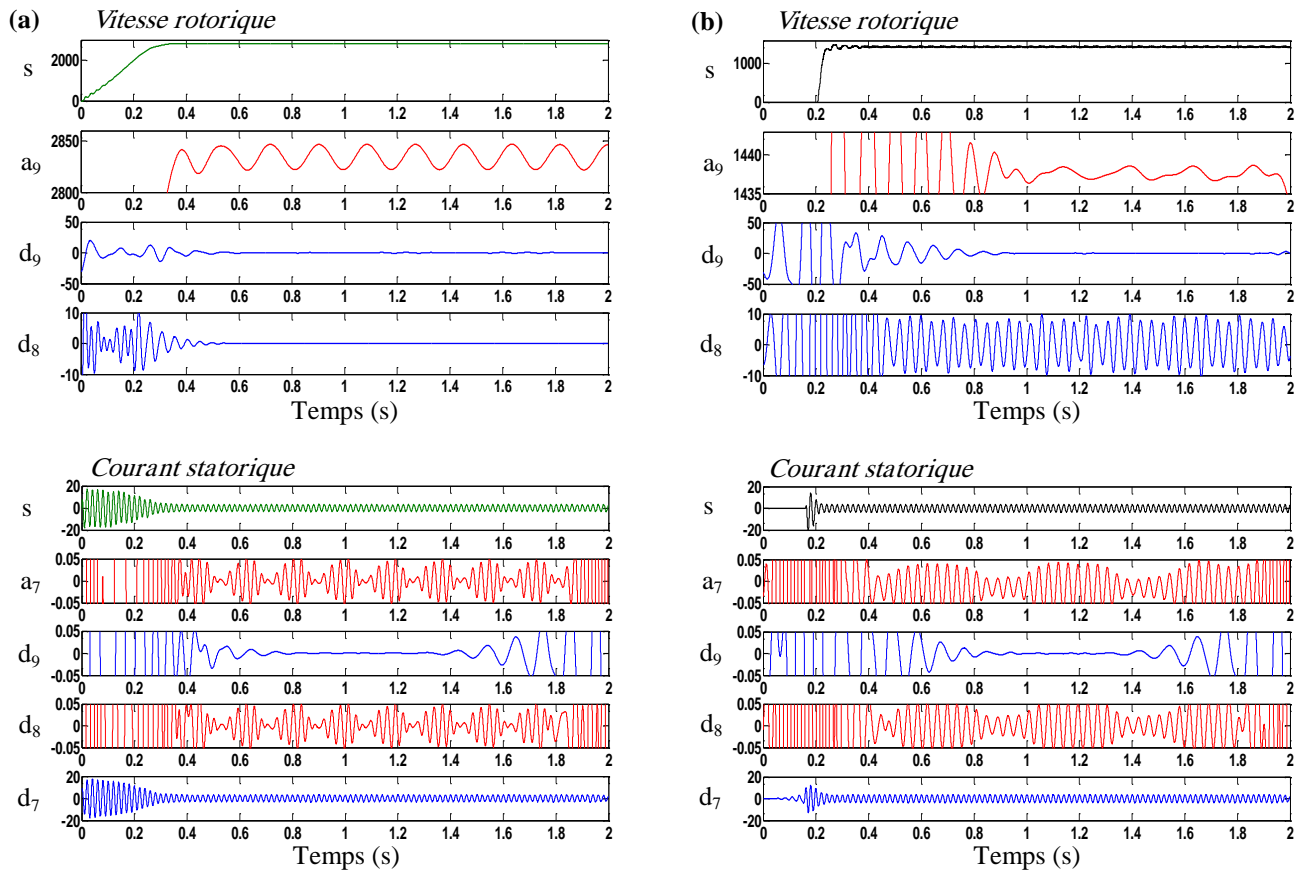


Figure 2.11: TOD de la vitesse rotorique et du courant statorique à l'état en défaut : (a) en simulation, (b) en expérimentation

Les signaux de détail et d'approximation obtenus par la décomposition en multi niveaux de la TOD pour un défaut de cassure de deux barres adjacentes montrent la présence des oscillations qui se produisent sur le signal d'approximation a_9 de vitesse. La comparaison entre les signaux de l'analyse du courant statorique en défaut montre que l'amplitude des coefficients de haut niveau a_7 et d_8 est augmentée par rapport à l'état sain de la machine (figure 2.10). L'augmentation est due à l'effet des bandes de fréquences correspondantes aux $(1 \pm 2ng)f_s$ qui sont affectées par le défaut de cassure des barres. L'analyse TOD en régime non stationnaire fournit des informations sur la présence de défaut. Par contre, l'information sur la sévérité du défaut est donnée par la variation de l'énergie propre du courant statorique dans chaque niveau de la TOD (figure 2.12).

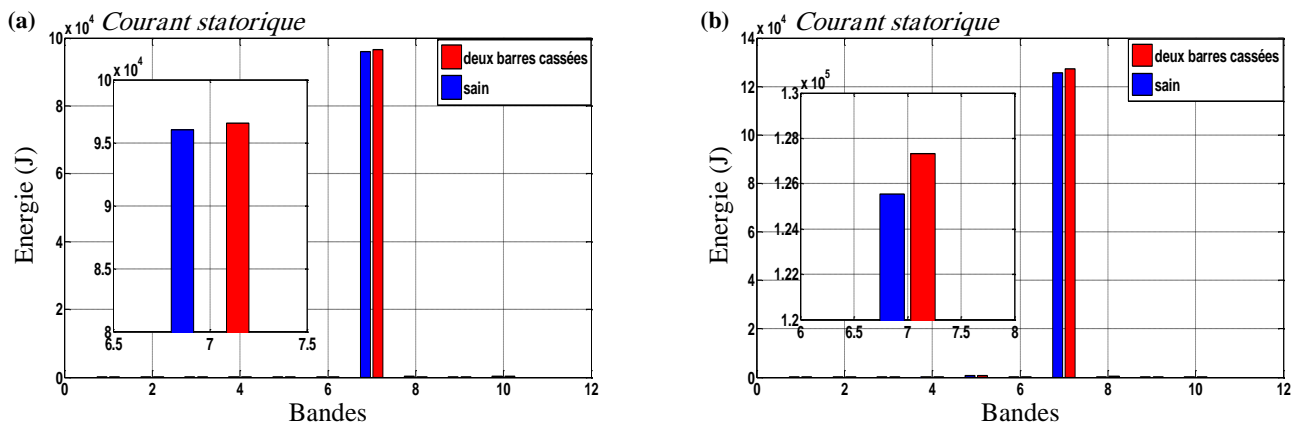


Figure 2.12: Variation de l'énergie du courant statorique dans les bandes de fréquence db 40 :
(a) en simulation, (b) en expérimentation

Le calcul de l'énergie stockée dans chaque décomposition de niveau confirme l'augmentation observée dans les signaux de détail et d'approximation et surtout dans le niveau 7 qui correspond à la bande qui se trouve au voisinage et au-dessous du fondamental. Le nombre de cassure est en relation avec la valeur de l'énergie dans le niveau 7. Ce résultat est considéré comme un bon indicateur de la sévérité du défaut.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, un modèle réduit issu du modèle multi enroulement et prenant en compte la géométrie de la cage rotorique de la machine à induction est présenté. Ainsi, le défaut rotorique est considéré en simulation et validé en expérimentation. La validation est effectuée à travers les résultats obtenus à l'état sain et en défaut sur un banc d'essai réalisé au laboratoire.

La détection de défaut est effectuée en utilisant deux méthodes de traitement de signal à savoir la transformée de Fourier rapide en régime stationnaire et la transformée en ondelette discrète en régime non-stationnaire.

L'analyse des résultats obtenus en simulation et en expérimentation montre que:

- le défaut de cassure des barres provoque des oscillations au niveau de la vitesse rotorique et l'amplitude de l'enveloppe du courant statorique n'est plus constante;
- l'analyse par FFT de la vitesse rotorique et du courant statorique en régime permanent montre l'apparition de raies additionnelles aux fréquences $2gf_s$ et $(1\pm 2ng)f_s$ respectivement. Ceci révèle que la méthode est efficace et peut être largement utilisée dans la détection de défaut en régime de fonctionnement stationnaire;
- le diagnostic du défaut en régime transitoire par la TOD à travers l'analyse multi-résolution donne de bon résultats en terme de détection. Ainsi la sévérité de défaut est évaluée par le calcul de l'énergie propre de chaque niveau de décomposition.

Comme la machine est utilisée en fonctionnement en régime variable fonctionnant en boucle fermée, le diagnostic de défaut s'avère compliqué en raison de la non stationnarité des signaux. Pour cela, deux procédures de diagnostic seront appliquées pour la détection de défaut de cassure des barres en boucle fermée. Ceci fera l'objet du troisième chapitre.

II.8 Bibliographie

- [1] A. Menacer, Identification des paramètres et des états d'une machine à induction: diagnostic et développement de commande robuste. Saarbrücken: éditions universitaires européennes, 2010.
- [2] H. Razik, "La machine à induction : commande et défaillance," Thèse Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, 2000.
- [3] S. Bachir, "Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique," Thèse Doctorat, Université de Poitiers, 2002.
- [4] I. B. A. Bazine, "Identification en Boucle Fermée de la Machine Asynchrone : Application à la Détection de Défaut," Thèse Doctorat, Université de Poitiers, 2008.
- [5] A. Abed, "Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone," Thèse Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2002.
- [6] A. Menacer, "Contribution a l'identification des parametres et des etats d'une machine a induction pour diagnostic et developpement de commande robuste: robustesse vis-à-vis de défaut," Thèse Doctorat, Université de Batna/Poitier, 2007.
- [7] T. Ameid, A. Menacer, H. Talhaoui, and I. Harzelli, "Rotor resistance estimation using Extended Kalman filter and spectral analysis for rotor bar fault diagnosis of sensorless vector control induction motor," *Measurement*, vol. 111, no. July, pp. 243–259, 2017.
- [8] Y. Saker, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec défaut," Mémoire Magister, Université de Biskra, 2012.
- [9] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques," Thèse Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [10] R. Zaiter, "Commande directe du couple DTC d'une machine asynchrone avec défaut," Mémoire Magister, Université de Biskra, 2013.
- [11] T. Ameid, A. Menacer, H. Talhaoui, and I. Harzelli, "Broken rotor bar fault diagnosis using fast Fourier transform applied to field-oriented control induction machine: simulation and experimental study," *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, vol. 92, no. 1–4, pp. 917–928, Sep. 2017.
- [12] T. Hicham, "Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts," Thèse de Doctorat, Université de Biskra, 2016.

- [13] A. Menacer, G. Champenois, M. S. Naït Said, A. Benakcha, S. Moreau, and S. Hassaine, “Rotor failures diagnosis of squirrel cage induction motors with different supplying sources,” *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 4, no. 2, pp. 219–228, 2009.
- [14] B. Bessam, A. Menacer, M. Boumehraz, and H. Cherif, “Detection of broken rotor bar faults in induction motor at low load using neural network,” *ISA Trans.*, pp. 1–6, 2016.
- [15] R. Kechida, A. Menacer, and H. Talhaoui, “Approach signal for rotor fault detection in induction motors,” *J. Fail. Anal. Prev.*, vol. 13, no. 3, pp. 346–352, 2013.
- [16] L. Saidi, F. Fnaiech, H. Henao, G. A. Capolino, and G. Cirrincione, “Diagnosis of broken-bars fault in induction machines using higher order spectral analysis,” *ISA Trans.*, vol. 52, no. 1, pp. 140–148, 2013.
- [17] A. L. O. Vitor, P. R. Scalassara, W. Endo, and A. Goedtel, “Induction motor fault diagnosis using wavelets and coordinate transformations,” in *2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications, INDUSCON 2016*, 2017.
- [18] C. da Costa, M. Kashiwagi, and M. H. Mathias, “Rotor failure detection of induction motors by wavelet transform and Fourier transform in non-stationary condition,” *Case Stud. Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 1, pp. 15–26, Jul. 2015.
- [19] J. A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J. R. Folch, and M. P. M. Palomares, “Validation of a new method for the diagnosis of rotor bar failures via wavelet transform in industrial induction machines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 990–996, Jul. 2006.
- [20] A. Ordaz-Moreno, R. de J. Romero-Troncoso, J. A. Vite-Frias, J. R. Rivera-Gillen, and A. Garcia-Perez, “Automatic online diagnosis algorithm for broken-bar detection on induction motors based on discrete wavelet transform for FPGA implementation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 2193–2202, 2008.
- [21] J. Cusido Cusido, L. Romeral, J. a. Ortega, J. a. Rosero, and A. Garcia Espinosa, “Fault Detection in Induction Machines Using Power Spectral Density in Wavelet Decomposition,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 633–643, 2008.
- [22] A. Bouzida, O. Touhami, R. Ibtouen, A. Belouchrani, M. Fadel, and a. Rezzoug, “Fault diagnosis in industrial induction machines through discrete wavelet transform,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 4385–4395, 2011.
- [23] S. A. Taher, M. Malekpour, and M. Farshadnia, “Diagnosis of broken rotor bars in induction motors based on harmonic analysis of fault components using modified adaptive notch filter and discrete wavelet transform,” *Simul. Model. Pract. Theory*, vol. 44, pp. 26–41, 2014.
- [24] B. Ahcene, “Diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage par la technique des ondelettes,” Mémoire Magister, Ecole Nationale Polytechnique d’Alger, 2008.

Chapitre III

Etude et implémentation expérimentale de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine à induction avec défaut rotorique

III.1 Introduction

Récemment, les entraînements à courant continu (MCC) ont été exclus par les machines à induction dans presque toutes les industries malgré que la MCC présente une commande simple en offrant de bonnes réponses dynamiques du fait que les circuits induit et inducteur sont physiquement séparés et les f.m.m des deux armatures constamment orthogonales [1]. La commande de la machine à induction est plus difficile à contrôler en raison de sa dynamique inhérente complexe, non linéaire, modèle mathématique à multi variable et fortement couplé, c.à.d. qu'il existe un couplage complexe entre les deux armatures: stator et rotor. Ce problème a été surmonté grâce aux progrès dans le domaine des convertisseurs statiques à haute fréquence, ce qui a permis à BLACSHKE et HASSE en 1972 [2], [3], de réaliser la première commande découplée de la machine à induction surnommé la commande vectorielle à flux orienté.

Pour les applications industrielles, la réduction du nombre de capteurs est une tendance de la plupart des chercheurs. En effet, l'emploi d'un capteur mécanique (vitesse) en plus du coût augmente la complexité de l'installation. De plus, son emplacement dans un environnement hostile peut provoquer des dégâts. L'élimination du capteur de vitesse dans le but de réduire le coût du système, le volume du variateur et d'augmenter sa fiabilité est donc une problématique qui suscite beaucoup d'intérêt.

Les observateurs sont généralement utilisés dans la synthèse des lois de commande pour les machines électriques, ainsi dans les domaines de la détection des divers défauts. Nombreuses approches basées sur un modèle sont proposées dans la littérature soit pour la commande sans capteur des entraînements électriques soit pour la détection des défauts [4]–[9]. Parmi les observateurs, on cite l'observateur à base du filtre de Kalman étendu [10]–[12].

Le chapitre traite en premier lieu: l'implémentation de la commande vectorielle sans capteur en utilisant le filtre de Kalman étendu, afin d'estimer la vitesse rotorique de la machine à l'état sain et avec défaut de cassure de deux barres rotoriques adjacentes. En second lieu, la détermination du moment où l'instant de l'acquisition des données ainsi que l'analyse et le traitement du signal en vue du diagnostic du défaut. La procédure de diagnostic pour la détection du défaut de cassure de deux barres rotoriques adjacentes dans l'entraînement en boucle fermée se base sur l'emploi du filtre de Kalman étendu à travers le suivi paramétrique (estimation de la résistance rotorique). Pour une variation importante de paramètre, deux méthodes de traitement de signal sont appliquées pour l'analyse des différents signaux de la commande vectorielle (la vitesse, la sortie du régulateur de vitesse et le courant statorique), afin d'approuver si la variation est causée par le défaut ou par l'échauffement de la machine provoqué par le couple de charge ou autre perturbation qui augmente la température dans les enroulements de la machine.

Les performances du système de commande sans capteur ainsi que l'efficacité des méthodes de diagnostic seront considérées en simulation et en expérimentation dans l'environnement Matlab/Simulink avec l'interface temps réel (RTI) basée sur la carte dSpace 1104. La mise en œuvre de l'algorithme de commande est réalisée par le processeur du signal numérique (DSP) avec une approche de programmation graphique (Matlab/Control Desk).

III.2 Principe 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, ceux-ci s'apprécient indépendamment en utilisant un référentiel tournant $d-q$ qui permet d'obtenir un comportement similaire à celui de la machine à courant continu [13], [14]. Le modèle présenté dans l'Eq. 2.16 est un système fortement couplé, multi-variable et non linéaire, ses propriétés compliquent la conception de commande de la machine à induction. On applique la loi d'orientation du flux rotorique afin de simplifier le modèle de la machine, où le flux du rotor est aligné sur l'axe direct d et le couple électromagnétique, est aligné sur l'axe quadratique q .

III.3 Modèle de la machine à induction en défaut dédié à la commande [15], [16]

Le modèle utilisé de la machine à induction est celui élaboré dans le chapitre deux. Les grandeurs électriques de la commande sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au champ tournant.

Les équations de la machine s'écrivent alors dans ce référentiel comme suit:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} - \omega_s \cdot \phi_{qs} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \omega_s \cdot \phi_{ds} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{dr} - \omega_g \cdot \phi_{qr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + \omega_g \cdot \phi_{dr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (3.1)$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant, on écrit:

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

L'expression du couple électromagnétique de la machine à induction devient:

$$C_e = -\frac{3}{4} p \frac{N_r \cdot M_{sr}}{L_{rc}} \phi_{dr} i_{qs} = K \cdot \phi_{dr} i_{qs} \quad (3.3)$$

avec:

$$K = -\frac{3}{4} p \frac{N_r \cdot M_{sr}}{L_{rc}}$$

Les équations de la machine deviennent ainsi:

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_r}{dt} \Rightarrow \frac{d\phi_r}{dt} = -R_r \cdot i_{dr} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + \omega_g \cdot \phi_r \Rightarrow \omega_g = -\frac{R_r \cdot i_{qr}}{\phi_r} \end{cases} \quad (3.4)$$

avec:

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_{rc}} (\phi_{dr} + \frac{3}{2} M_{sr} \cdot i_{ds}) \\ i_{qr} = \frac{3}{2} \cdot \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (3.5)$$

On a alors:

- évolution du flux s'écrit:

$$\phi_r + T_r \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{3}{2} M_{sr} i_{ds} \quad (3.6)$$

- pulsation ω_g est estimée par:

$$\omega_g = -\frac{3}{2} \cdot \frac{M_{sr} R_r i_{qs}}{L_{rc} \phi_r} \quad (3.7)$$

avec:

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

Pour une machine à induction alimentée en tension, V_{ds} et V_{qs} représentent les variables de commande, ce qui permet d'écrire:

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_{sc} \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} - (\omega_s \sigma L_{sc} i_{qs} - \frac{N_r \cdot M_{sr}}{2 L_{rc}^2} R_r \phi_r) \\ V_{qs} = \sigma L_{sc} \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{N_r \cdot M_{sr}}{2 L_{rc}} \omega_s \phi_r + \frac{3 N_r \cdot M_{sr}^2}{4 L_{rc} T_r} i_{qs} \end{cases} \quad (3.8)$$

III.4 Estimateur à base du Filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman étendu (FKE) est un outil mathématique permettant de déterminer les grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables. Le FKE est un observateur stochastique donnant une estimation optimale des états du systèmes non linéaires tenant compte du bruit, il tient en compte les incertitudes du modèle et l'effet des perturbations non mesurées [17], [18]. La figure 3.1 montre la structure du filtre de Kalman.

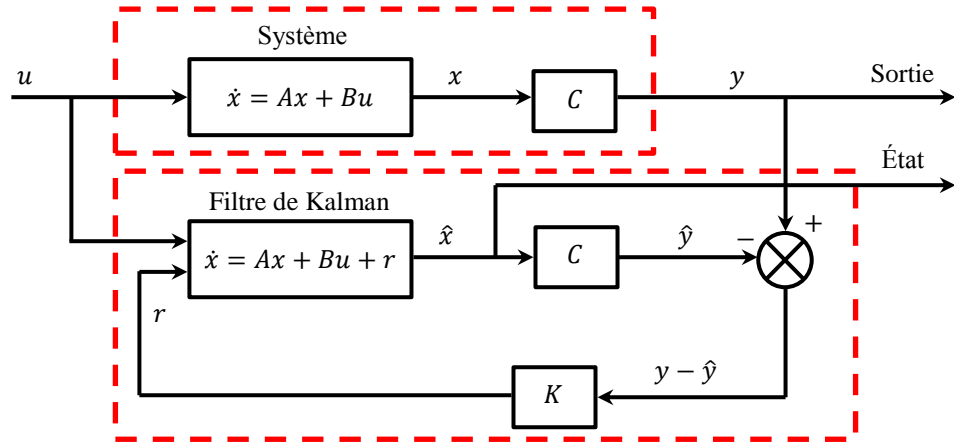


Figure 3.1 : Structure de l'estimateur à base du filtre de Kalman

III.4.1 Modèle d'état de la machine tenant compte du défaut rotorique associé à l'estimateur par FKE

Le FKE est utilisé pour l'estimation des états du système donnée par l'Eq. 2.16, ainsi l'ajout d'un autre vecteur d'état permet l'estimation d'une autre variable désirée. Pour l'estimation de la vitesse rotorique et les résistances rotoriques équivalentes de la machine, le modèle d'état étendu du système sera décrit par:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_k x(t) + B_k u(t) \\ y(t) = C_k x(t) \end{cases} \quad (3.9)$$

avec :

$$A_k = \begin{bmatrix} -a_1 - a_2 R_{rdd} & \omega_r - a_2 R_{rdq} & -a_3 R_{rdd} & -a_4 \omega_r - a_3 R_{rdq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_r - a_2 R_{rqd} & -a_1 - a_2 R_{rqq} & a_4 \omega_r - a_3 R_{rqd} & -a_3 R_{rqq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_5 R_{rdd} & -a_5 R_{rdq} & -a_6 R_{rdd} & -a_6 R_{rdq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_5 R_{rqd} & -a_5 R_{rqq} & -a_6 R_{rqd} & -a_6 R_{rqq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -a_7 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B_k = \begin{bmatrix} a_8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad C_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$u = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T, \quad y = [i_{ds} \quad i_{qs}]^T, \quad x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr} \quad i_e \quad \omega_r \quad R_{rdd} \quad R_{rqq}]^T$$

III.4.1.1 Modèle stochastique

Le modèle continu donné par l'Eq 3.9 doit être discrétisé afin d'obtenir un modèle qui s'adapte à la structure du FKE. Le choix du pas de discrétisation et de la méthode sont le résultat d'un

compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que du temps de calcul [9]. En notant par T_e le temps d'échantillonnage, on peut exprimer la dérivée de la variable d'état par:

$$\dot{x}(t) = \frac{\{x[(k_d+1)T_e] - x[k_d T_e]\}}{T_e} \quad (3.10)$$

Le modèle discret de l'Eq 3.9 est exprimé par :

$$\begin{cases} x(k_d+1) = A_d x(k_d) + B_d u(k_d) \\ y(k_d+1) = C_d x(k_d) \end{cases} \quad (3.11)$$

tel que:

$$A_d = \exp[A_k T_e] \approx I + A_k T_e, \quad I: \text{Matrice identité}, \quad B_d \approx B_k T_e, \quad C_d = C_k.$$

où: $((k_d+1)T_e)$ et $(k_d T_e)$ sont remplacés par (k_d+1) et (k_d) respectivement.

on obtient:

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - (a_1 + a_2 R_{rdd}) T_e & (\omega_r - a_2 R_{rdq}) T_e & -a_3 R_{rdd} T_e & -(a_4 \omega_r + a_5 R_{rdq}) T_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -(\omega_r + a_2 R_{rqd}) T_e & 1 - (a_1 + a_2 R_{rqq}) T_e & (a_4 \omega_r - a_3 R_{rqd}) T_e & -a_3 R_{rqq} T_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_5 R_{rdd} T_e & -a_5 R_{rdq} T_e & 1 - a_6 R_{rdd} T_e & -a_6 R_{rdq} T_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_5 R_{rqd} T_e & -a_5 R_{rqq} T_e & -a_6 R_{rqd} T_e & 1 - a_6 R_{rqq} T_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - a_7 T_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B_d = \begin{bmatrix} a_8 T_e & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_8 T_e & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad C_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Pour tenir compte des incertitudes et des perturbations du système, on introduit dans l'équation d'état du modèle un vecteur de perturbation $W(k_d)$ (bruit d'état) et un vecteur de bruit de mesure $V(k_d)$, le système s'écrit comme suit [17]:

$$\begin{cases} x(k_d+1) = A_d x(k_d) + B_d u(k_d) + W(k_d) \\ y(k_d) = C_d x(k_d) + V(k_d) \end{cases} \quad (3.12)$$

Les bruits du système $W(k_d)$ et $V(k_d)$ sont blancs, décorrelés, de moyenne nulle :

$$\begin{cases} E(W_i) = 0 \text{ et } E(V_j) = 0 \quad \forall i, j \\ E\{V_i W_j^T\} = 0 \quad \forall i, j \text{ et } E\{W_i W_j^T\} = 0 \quad \forall i \neq j \text{ et } E\{V_i V_j^T\} = 0 \quad \forall i \neq j \end{cases} \quad (3.13)$$

Les matrices de covariance de $W(k_d)$ et $V(k_d)$ sont respectivement Q et R

$$Q = \text{cov}(W) = E\{W W^T\} \quad (3.14)$$

$$R = \text{cov}(V) = E\{V V^T\} \quad (3.15)$$

En supposant que Q et R sont diagonaux, les paramètres dans les axes d et q sont les mêmes. Il suit de cela au total que huit éléments de covariance de bruits doivent être connus.

III.4.1.2 Procédure d'estimation du FKE

Le FKE est dérivé en construisant un système linéaire qui se rapproche du système non linéaire près de l'état estimé actuel, puis les équations du FKE sont utilisées dans ce système linéarisé. Le modèle du signal non linéaire et les nouvelles mesures du signal sont utilisés pour calculer le nouvel état estimé. Ce processus est itéré et le modèle d'état est relinéarisé dans chaque nouvel état [18], [19]. On distingue deux étapes principales pour la réalisation de l'algorithme d'estimation du FKE, la première étape est la prédiction et la seconde étape est la correction. La figure 3.2 illustre la procédure ou les étapes d'estimation du FKE.

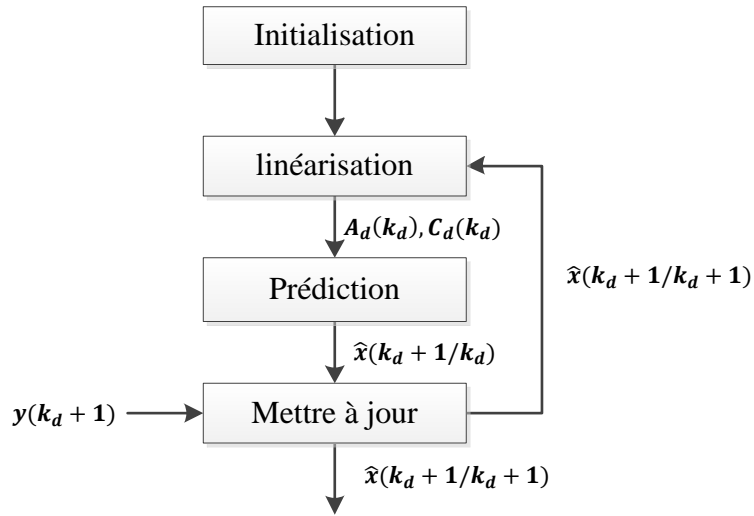


Figure 3.2: Procédure d'estimation du FKE

- **Phase de prédiction**

- Prédiction du vecteur d'état étendu

$$\hat{x}(k_d + 1/k_d) = f(\hat{x}(k_d/k_d), u(k_d)) \quad (3.16)$$

- Prédiction de la matrice de covariance

$$P(k_d + 1/k_d) = A_d(k_d)P(k_d/k_d)A_d^T(k_d) + Q \quad (3.17)$$

avec:

$$A_d(k_d) = \left. \frac{\partial f}{\partial x}(x(k_d), u(k_d)) \right|_{x=\hat{x}(k_d/k_d)} \quad (3.18)$$

- **Phase de correction**

- Calcul du gain de Kalman

$$K(k_d + 1) = P(k_d + 1/k_d)C_d^T(k_d) \left(C_d(k_d)P(k_d + 1/k_d)C_d^T(k_d) + R \right)^{-1} \quad (3.19)$$

- Estimation du vecteur d'état étendu

$$\hat{x}(k_d + 1/k_d + 1) = \hat{x}(k_d + 1/k_d) + K(k_d + 1) \left[y(k_d + 1) - \hat{y}(\hat{x}(k_d + 1/k_d)) \right] \quad (3.20)$$

- Estimation de la matrice de covariance

$$P(k_d + 1/k_d + 1) = (I - K(k_d + 1)C_d)P(k_d + 1/k_d) \quad (3.21)$$

III.4.1.3 Choix des matrices de covariance du bruit Q et R

Les inexactitudes de calcul, les erreurs de modélisation et les erreurs dans les mesures sont généralement prises en compte au moyen d'entrées de bruit. Les matrices de covariance Q et R caractérisent les bruits W et V respectivement. Ceux-ci prennent en compte les approximations du modèle et les erreurs de mesure. Une partie critique de la conception consiste à utiliser des valeurs initiales correctes pour les matrices de covariance et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre. Cependant, certaines lignes principales mettent en évidence l'influence de l'ajustement de ces valeurs par rapport à la dynamique et la stabilité du filtre [20].

La matrice Q liée aux bruits permet d'ajuster le modèle d'état estimé pour se rapprocher du modèle réel. La matrice R règle quant à elle le poids des mesures. Une trop grande valeur de Q ou une faible valeur de R donnent une valeur plus élevée du gain K , ce qui réduit l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre, de plus elles peuvent créer l'instabilité de l'observateur et provoquent une variation autour des valeurs réelles. Par contre, une trop petite valeur de Q ou une forte valeur de R provoquent une mauvaise performance initiatique et incertitude de la mesure. Par conséquent, l'accord de ces paramètres est un compromis entre la capacité du traqueur à suivre les variations des paramètres et leur sensibilité au bruit [18]–[20].

III.5 Procédures de diagnostic du défaut rotorique

Dans les entraînements à vitesse variable, le diagnostic en boucle fermée est délicat en raison que le défaut peut apparaître comme une perturbation vis-à-vis de la boucle de régulation, où le régulateur introduit dans le schéma de commande corrige et compense l'effet du défaut. L'utilisation des méthodes de diagnostic par approche modèle à travers le suivi paramétriques sont donc nécessaires pour connaître l'état de la machine. La technique de diagnostic ne dépend pas de la nature du signal en plus le pronostic de détection de défaut peut se faire soit en régime transitoire ou permanent. Un défaut étant à l'origine d'une variation paramétrique (i.e., la cassure des barres provoque une augmentation de la résistance rotorique), alors l'estimation de la résistance rotorique permet de quantifier la valeur de la variation et l'analyse de signal des grandeurs électriques ou mécaniques. Ces derniers donnent la signature de l'existence ou non du défaut dans la machine, car dans de nombreux cas d'estimation, l'augmentation de la résistance rotorique ne représente pas une signature de défaut, il peut s'agir d'une variation paramétrique due à l'échauffement de la machine. Pour cela, le diagnostic utilisant l'approche sans modèle a une grande signification pour résoudre cette ambiguïté.

La procédure de diagnostic pour la détection du défaut de type cassure des barres à travers l'estimation de la résistance rotorique en utilisant le FKE suivi d'une analyse spectrale par FFT et par la TOD est effectué lors d'une variation de la résistance rotorique estimée. La figure 3.3 montre la procédure et les étapes de diagnostic pour la détection du défaut de cassure des barres rotoriques adjacentes dans la machine.

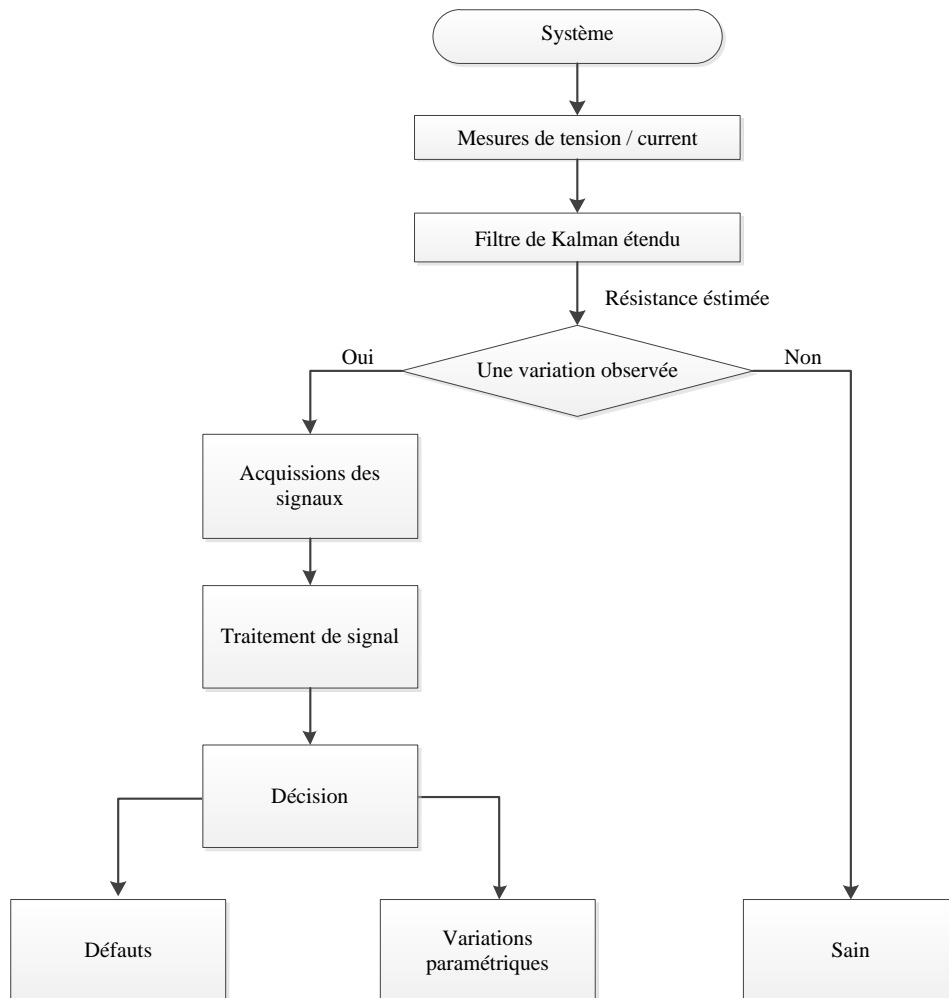


Figure 3.3: Principales étapes de surveillance d'un défaut rotorique à travers le FKE

III.6 Résultats de simulation

L'algorithme de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine à induction (figure 3.4) à l'état sain et avec défaut de cassure de deux barres adjacentes a été simulé sous environnement Matlab/Simulink. Le pronostic en ligne est effectué en surveillant la variation de la résistance rotorique estimée en utilisant le FKE. Le diagnostic off-ligne est effectué par l'analyse à base du traitement de signal.

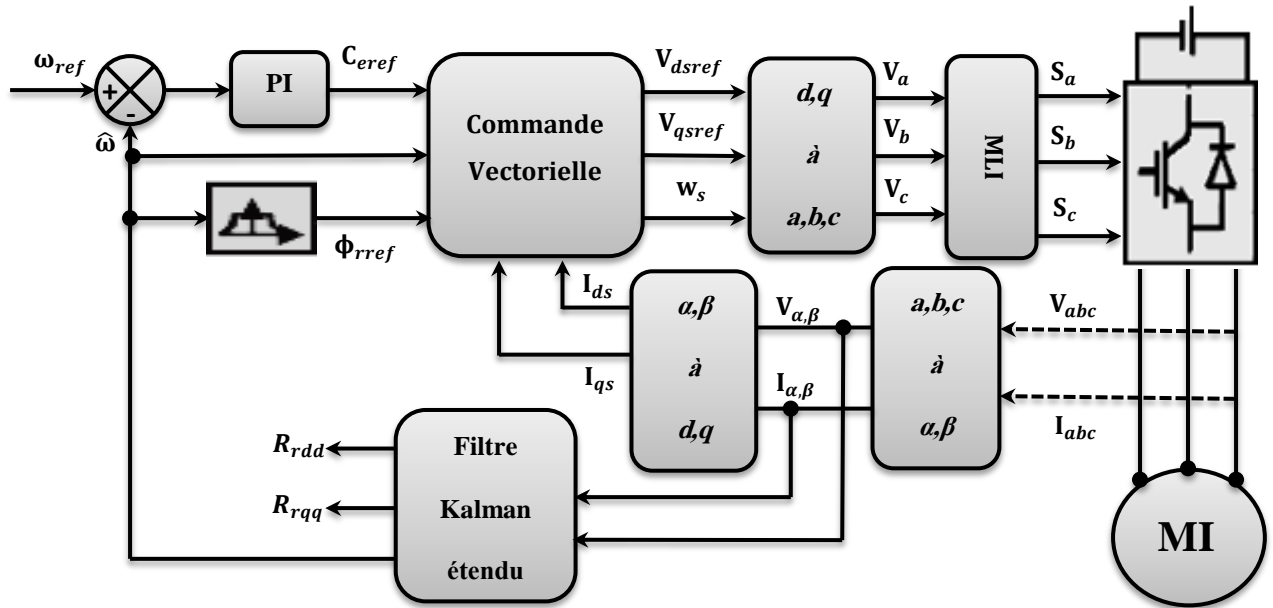
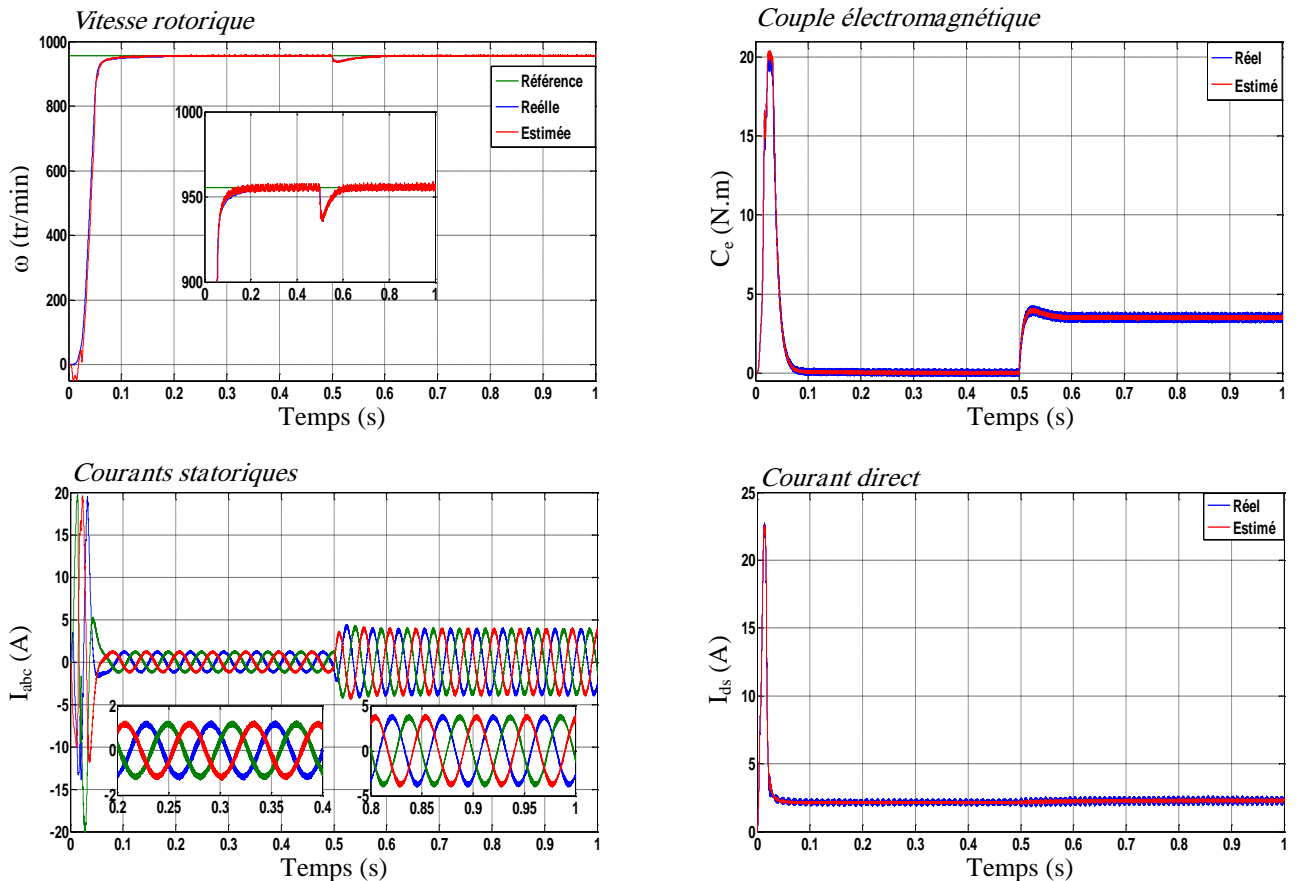


Figure 3.4: Schéma global de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MI

III.6.1 Cas d'une machine saine

Afin de mettre en évidence l'efficacité et les performances de l'algorithme de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine à induction à l'état sain; différents tests sont réalisés à savoir le démarrage à vide, application de la charge, inversement du sens de rotation et le fonctionnement à basse vitesse.



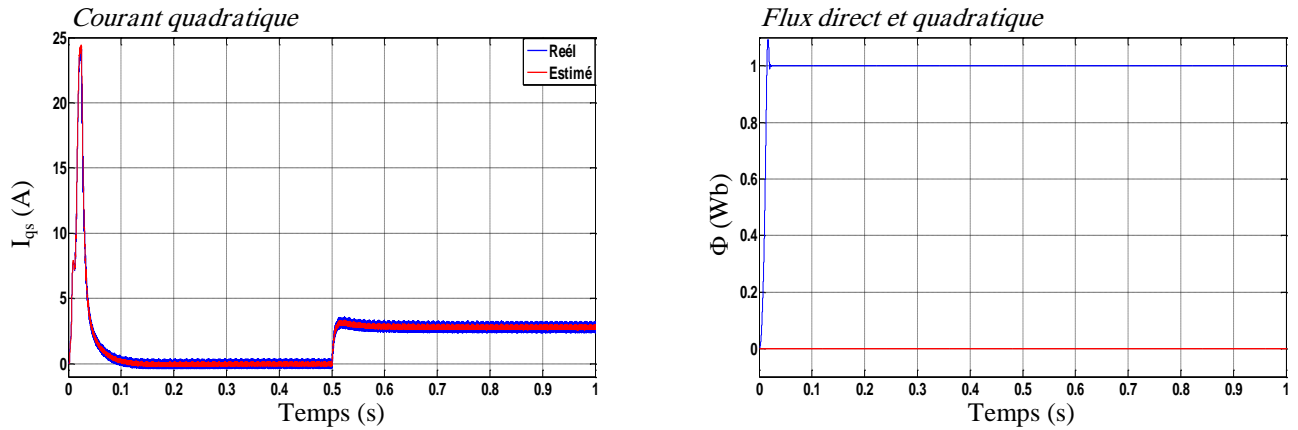


Figure 3.5: Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande vectorielle de la machine à l'état sain

La figure 3.5 montre les caractéristiques électriques et mécaniques issues de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine à induction à l'état sain. On remarque que la vitesse suit sa référence après un certain régime transitoire et décroît légèrement au moment de l'application de la charge. L'estimation par le biais du FKE montre le bon suivi de la vitesse estimée par rapport à la vitesse réelle. Le couple électromagnétique présente une dynamique rapide, les courants des phases ont une forme d'onde sinusoïdale, l'application de la charge fait augmenter les amplitudes de ces courants. Les composantes des courants direct et en quadrature estimées (i_{ds} , i_{qs}) suivent parfaitement les composantes des courants réels (i_{ds} , i_{qs}). Le courant i_{ds} reste constant, il représente l'image du flux rotorique, tandis que le courant i_{qs} a un suivi parfait pour l'évolution du couple électromagnétique. La composante de flux rotorique indique un excellent découplage entre les axes de flux. Ce découplage montre l'efficacité de l'algorithme de commande.

La figure 3.6 (a) illustre le résultat de la commande vectorielle pour une inversion du sens de rotation ($100; -100 \text{ rad/s}$). La robustesse et la convergence de la commande sont testées pour fonctionnement à faible vitesse de 30 à -30 rad/s (figure 3.6b).

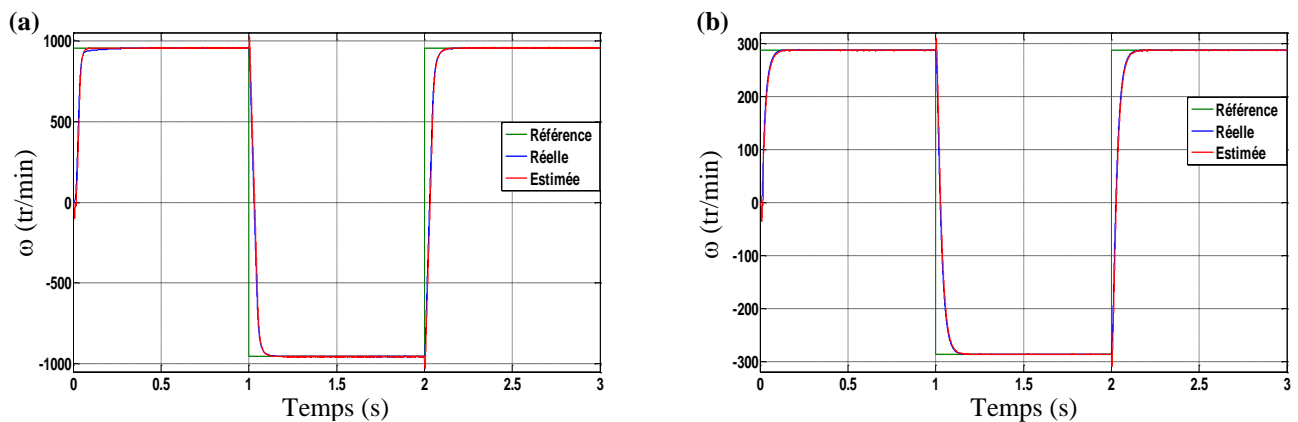


Figure 3.6: Vitesse rotorique avec inversion de sens de rotation: Essais de vitesse moyenne et faible vitesse

Les résultats obtenus montrent le bon suivi de la vitesse avec sa référence et la qualité de l'observateur pour l'estimation de vitesse dans une large gamme.

III.6.1.1 Estimation de la résistance rotorique équivalente par le FKE

On considère que la machine est saine, opère à pleine charge. Les résistances rotoriques équivalentes estimées par le filtre de Kalman ainsi que leurs erreurs d'estimation sont données par la figure 3.7.

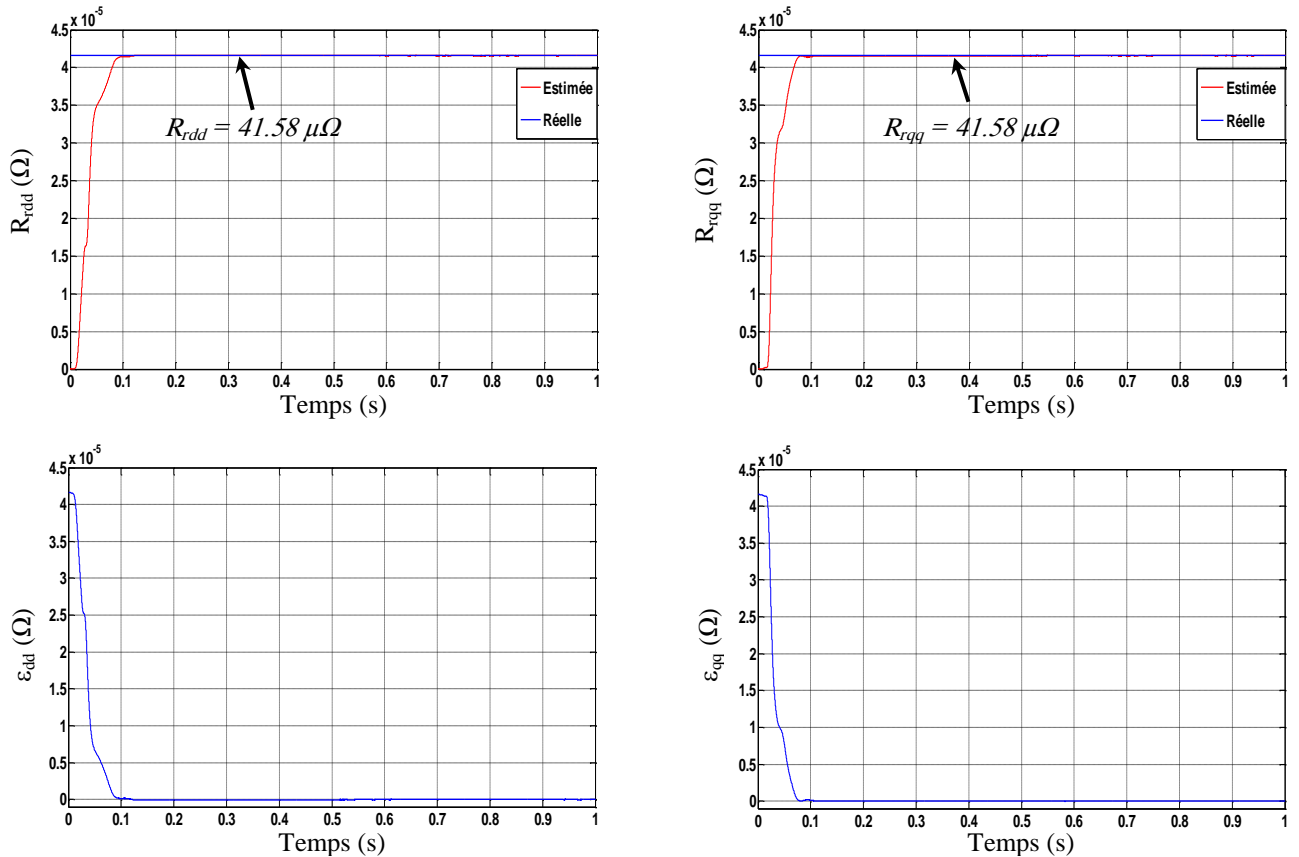


Figure 3.7: Evolution des résistances rotoriques et leurs erreurs d'estimation: Cas d'une machine saine

Les résultats (figure 3.7) montrent que l'estimation des résistances rotoriques est bonne, ainsi que les erreurs d'estimation sont très faibles. La non variation des résistances équivalentes montre que le rotor de la machine est sain, l'analyse spectrale hors ligne par le traitement des signaux des grandeurs électriques et mécaniques n'est pas donc nécessaire.

III.6.2 Machine avec défaut rotorique

On considère que la machine présente un défaut de cassure de deux barres adjacentes, l'effet du défaut sur le comportement de la commande vectorielle sans capteur de vitesse utilisant l'observateur de type FKE est illustré sur la figure 3.8 pour une vitesse de référence de 100 rad/s et à charge nominale.

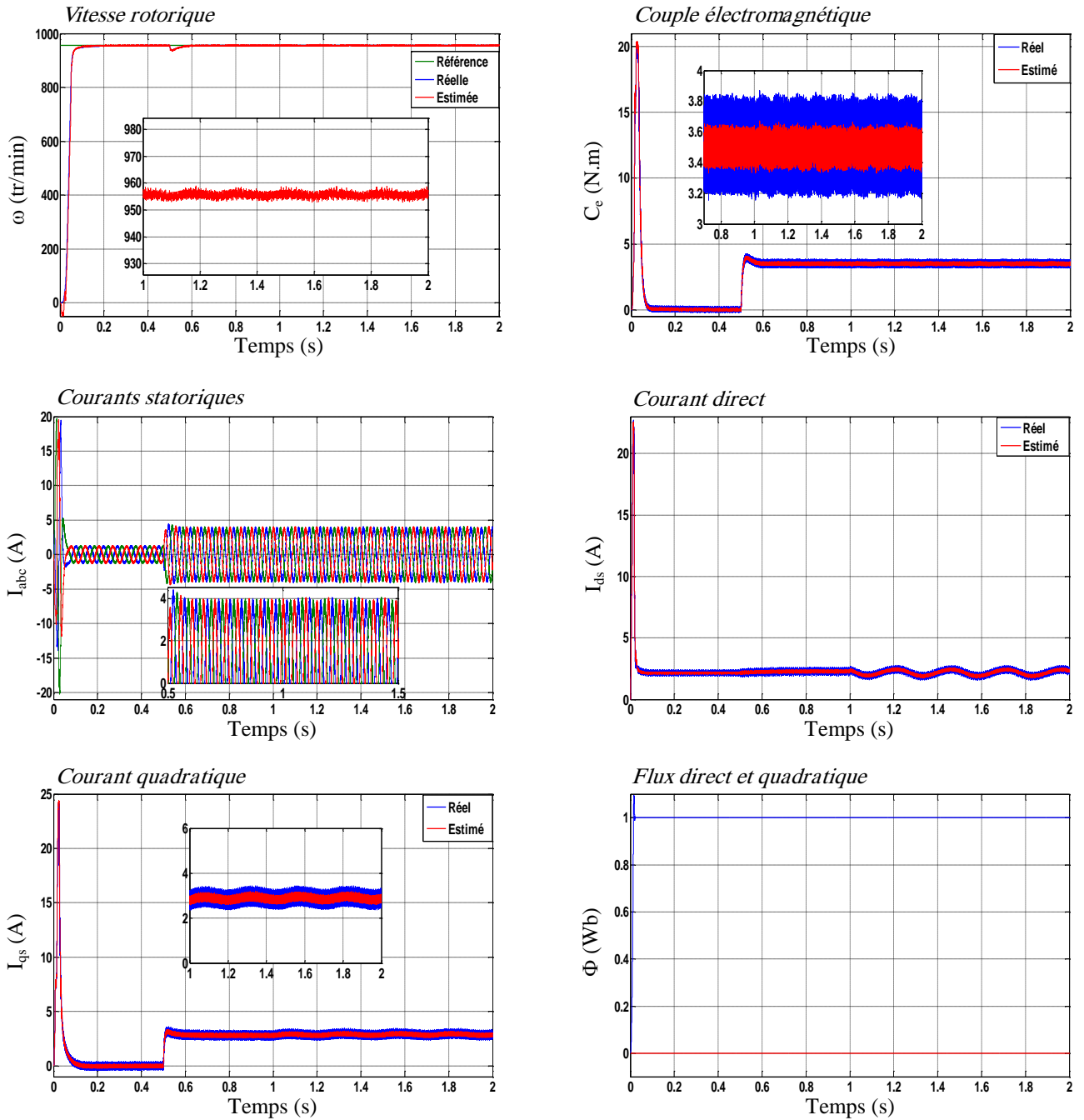


Figure 3.8: Caractéristiques électriques et mécaniques de la commande à l'état défectueux

Les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse en utilisant l'observateur du FKE de la machine à induction avec la cassure de deux barres rotoriques adjacentes sont montrés sur la figure 3.8. L'effet du défaut sur la vitesse rotorique ainsi que sur le couple électromagnétique n'est pas important, en raison de la boucle de régulation assurée par les contrôleurs *PI* corrigeant ainsi l'effet du défaut qui apparaît comme une perturbation vis-à-vis de la commande. Par contre l'amplitude des courants statoriques n'est plus constante et les composantes des courants i_{ds} et i_{qs} présentent des petites oscillations.

III.6.2.1 Estimation de la résistance rotorique équivalente par le FKE

Pour affirmer la présence du défaut rotorique, un suivi paramétrique est effectué par le biais de l'estimation des résistances rotoriques équivalentes par le FKE en régime transitoire et permanent. La variation de ces paramètres est utilisée comme un indicateur sur la présence du défaut.

La figure 3.9 donne les résistances équivalentes estimées R_{rdd} et R_{rqq} et leurs erreurs d'estimation. Le défaut de cassure de deux barres adjacentes est introduit à $t = 1s$.

On remarque que les valeurs réelles des résistances rotoriques équivalentes augmentent au moment de l'application du défaut de cassure des barres rotoriques, ainsi que les résistances rotoriques estimées convergent rapidement vers la nouvelle valeur des résistances.

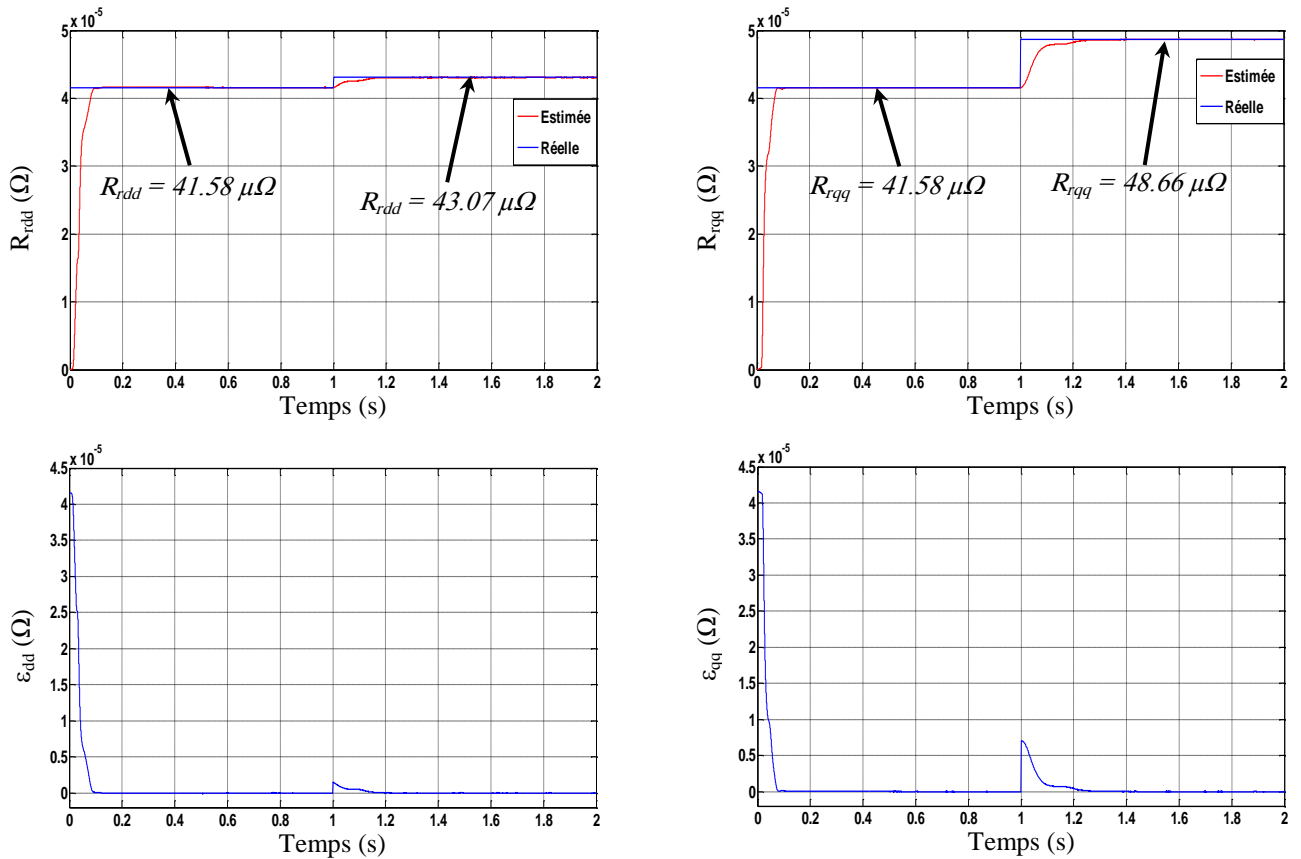


Figure 3.9: Évolution des résistances rotoriques et leurs erreurs d'estimation pour la machine avec cassure de deux barres adjacentes introduites à $t = 1s$

La figure 3.10 donne les résistances équivalentes estimées et leurs erreurs d'estimation lorsque le défaut de cassure de deux barres rotoriques adjacentes est introduit au démarrage de la machine à induction et à plein charge.

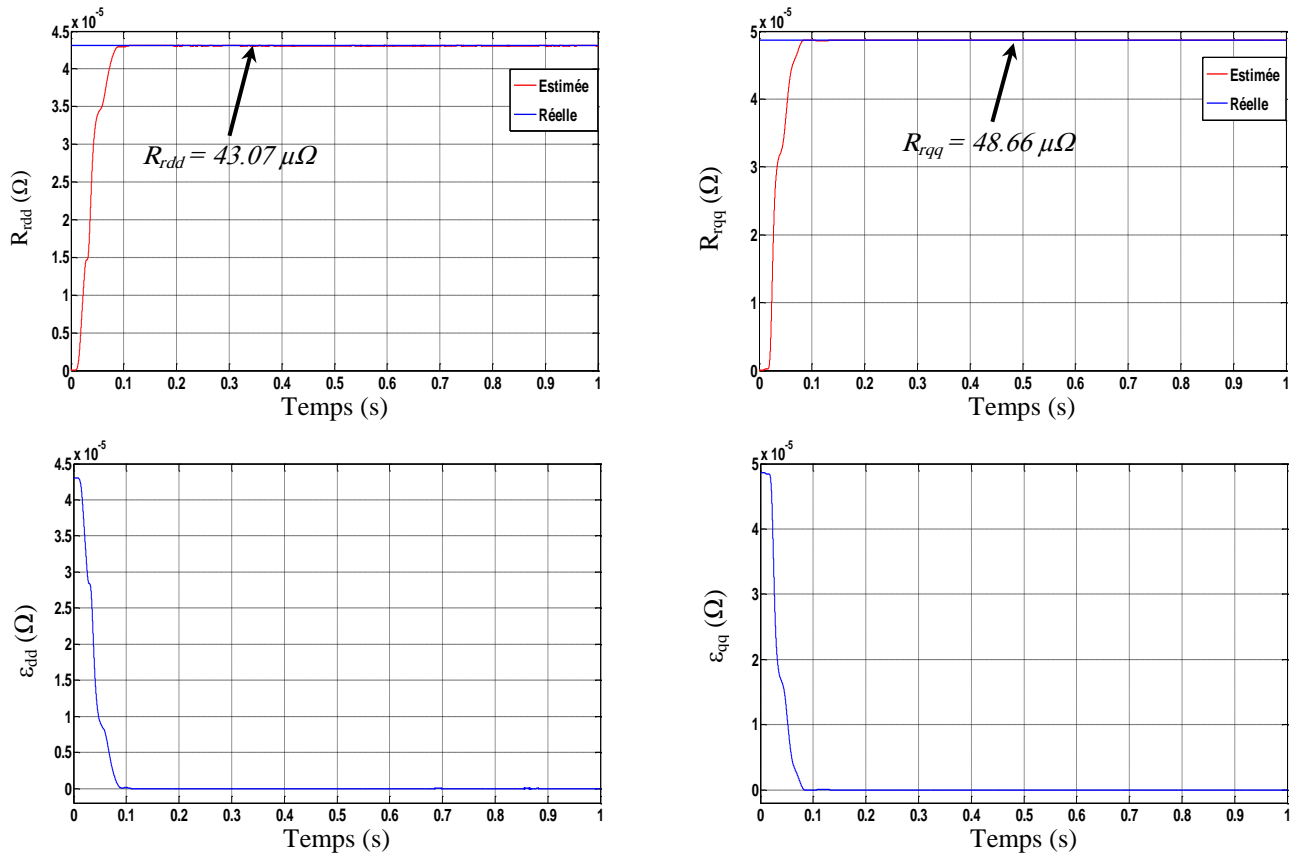


Figure 3.10: Evolution des résistances rotoriques et leurs erreurs d'estimation pour un démarrage avec défaut de cassure de deux barres adjacentes

On remarque que les valeurs estimées des résistances rotoriques équivalentes par FKE suivent parfaitement les valeurs réelles en régime transitoire pour un démarrage avec défaut, ceci permet de tolérer la valeur de la variation de résistance par rapport à la valeur correspondant à l'état sain de la machine. Le résultat de la variation peut être exploité comme alarme nécessitant une analyse par la FFT et/ou TOD des grandeurs électriques ou mécaniques ainsi une confirmation sur la présence du défaut.

III.6.2.2 Diagnostic du défaut rotorique par traitement de signal

L'analyse par traitement de signal à base de la FFT en régime permanent et par la TOD en régime transitoire est effectuée sur le signal de la vitesse rotorique, la sortie du régulateur de vitesse et le courant statorique en cas de la machine saine et avec défaut de cassure de deux barres adjacentes. La détection du défaut est effectuée par l'analyse du changement du comportement des signaux mesurés.

a) Analyse du défaut par FFT

L'analyse par FFT des caractéristiques électriques et mécaniques de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine à induction est réalisée pour une période d'échantillonnage de 10^{-5} à l'état sain (figure 3.11a) et avec défaut de cassure de deux barres adjacentes (figure 3.11b) à plein charge.

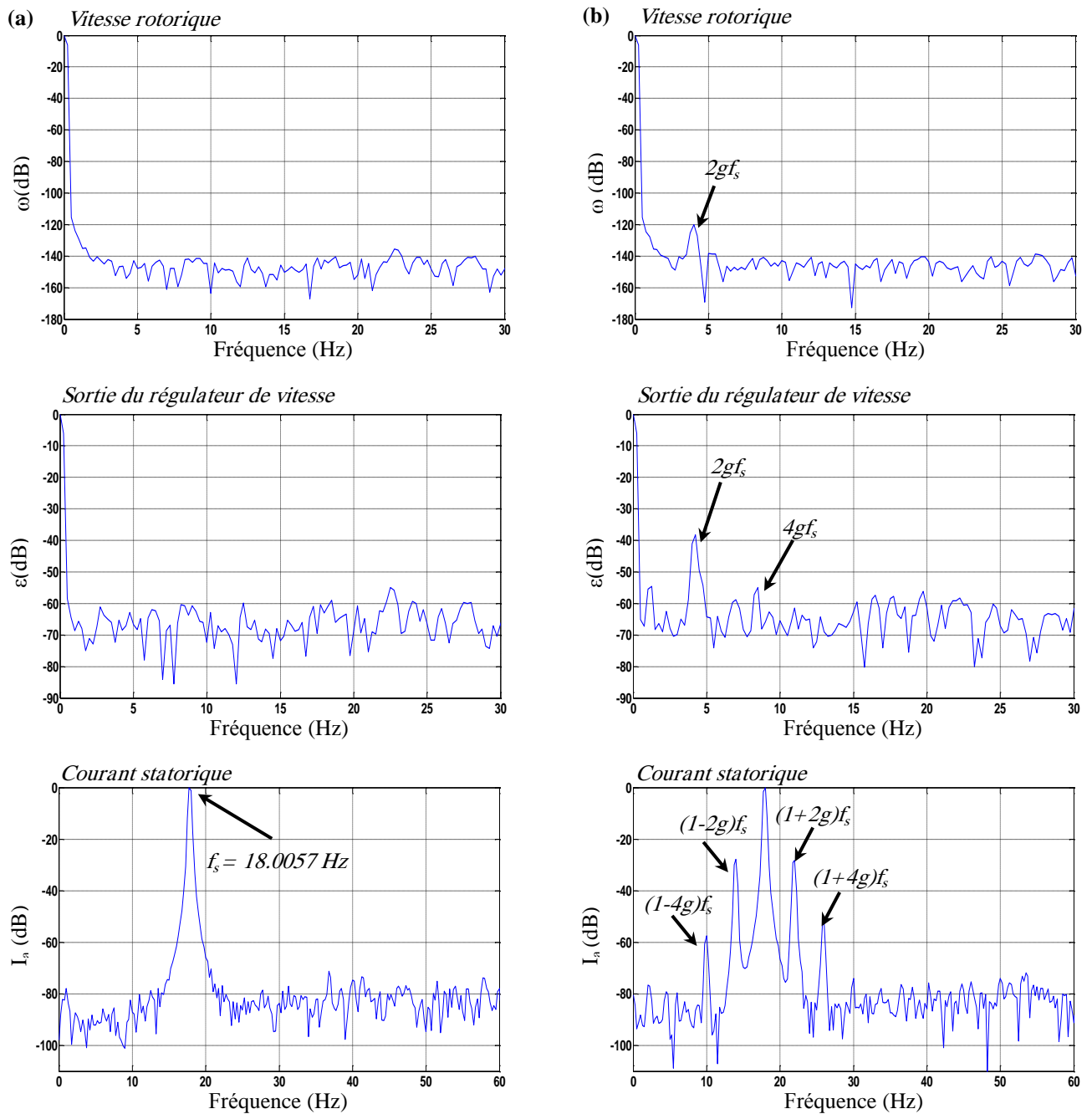


Figure 3.11: Analyse FFT des caractéristiques électriques et mécaniques de la machine à induction :
 (a) machine saine, (b) machine avec défaut rotorique

On remarque que pour l'analyse spectrale de la vitesse rotorique et de la sortie du régulateur de vitesse à l'état sain (figure 3.11.a) qu'aucune raie significative de défaut ne figure sur les spectres. L'analyse du courant statorique révèle seulement la fréquence du fondamentale.

L'analyse spectrale de la vitesse (figure 3.11b) pour la machine en défaut ne montre pas les raies de défaut en raison de l'action de la boucle de régulation. Contrairement à l'analyse de la sortie du régulateur de vitesse qui fait apparaître les harmoniques spécifiques à $2gf_s$ qui correspondent aux harmoniques de défaut dont l'amplitude est influencée par les gains du régulateur de la boucle de vitesse, ce qui montre l'intérêt de l'analyse de la sortie du régulateur de vitesse et

pourra être considérée comme une quantité appropriée pour le diagnostic de défaut. Cependant, l'analyse spectrale du courant statorique clarifie l'effet de défaut de cassure des barres par l'apparition des harmoniques autour du fondamental dans l'amplitude d'harmonique à $(1 \pm 2ng)f_s$, qui augmentent en fonction du nombre des barres cassés.

Le tableau 3.1 présente les amplitudes et les fréquences du défaut de l'analyse du courant statorique et de la sortie du régulateur de vitesse.

Courant statorique					La sortie du régulateur de vitesse		
$g = 0.1161$	$(1-2g)f_s$	$(1-4g)f_s$	$(1+2g)f_s$	$(1+4g)f_s$	$g = 0.1161$	$2gf_s$	$4gf_s$
$f_{calculée}$ (Hz)	13.825	9.644	22.186	26.366	$f_{calculée}$ (Hz)	4.180	8.361
$f_{déduite}$ (Hz)	13.809	9.612	22.202	26.398	$f_{déduite}$ (Hz)	4.210	8.407
Amplitude (dB)	-26.36	-54.49	-26.65	-47.46	Amplitude (dB)	-38.82	-56.53

Tableau 3.1: Fréquences du défaut calculées et déduites du courant statorique et la sortie du régulateur de vitesse en simulation

b) Analyse de défaut par TOD

Comme l'ondelette db40 est utilisé comme ondelette mère et les niveaux de décomposition seront calculés en utilisant l'Eq. 2.25, où la fréquence d'échantillonnage $f_e=100$ kHz et la fréquence d'alimentation $f_s=18.0057$ Hz, on trouve le nombre de décomposition $n=13$ représentés sur le tableau 3.2.

Niveau de l'ondelette	Bande de Fréquences
Approximation 13 (a_{13})	[0 – 6.10] Hz
Détail 13 (d_{13})	[6.10 – 12.20] Hz
Détail 12 (d_{12})	[12.20 – 24.41] Hz
Détail 11 (d_{11})	[24.41 – 48.82] Hz
Détail 10 (d_{10})	[48.82 – 97.65] Hz
Détail 9 (d_9)	[97.65 – 195.31] Hz
Détail 8 (d_8)	[195.31 – 390.62] Hz
Détail 7 (d_7)	[390.62 – 781.25] Hz
Détail 6 (d_6)	[781.25– 1562.5] Hz
Détail 5 (d_5)	[1562.5 – 3125] Hz
Détail 4 (d_4)	[3125 – 6250] Hz
Détail 3 (d_3)	[6250 – 12500] Hz
Détail 2 (d_2)	[12500 – 25000] Hz
Détail 1 (d_1)	[25000 – 50000] Hz

Tableau 3.2 : Bande de fréquences associées aux détails et approximation de la CV en simulation

La figure 3.12 donne l'analyse par la TOD de la vitesse rotorique, de la sortie du régulateur de vitesse et du courant statorique en tenant compte du régime transitoire. Les décompositions des niveaux dans l'analyse de la vitesse rotorique et la sortie du régulateur sont (signaux a_{13} , a_{12} , d_{13} et d_{12}), pour le courant statorique (signaux a_{11} , d_{13} , d_{12} et d_{11}).

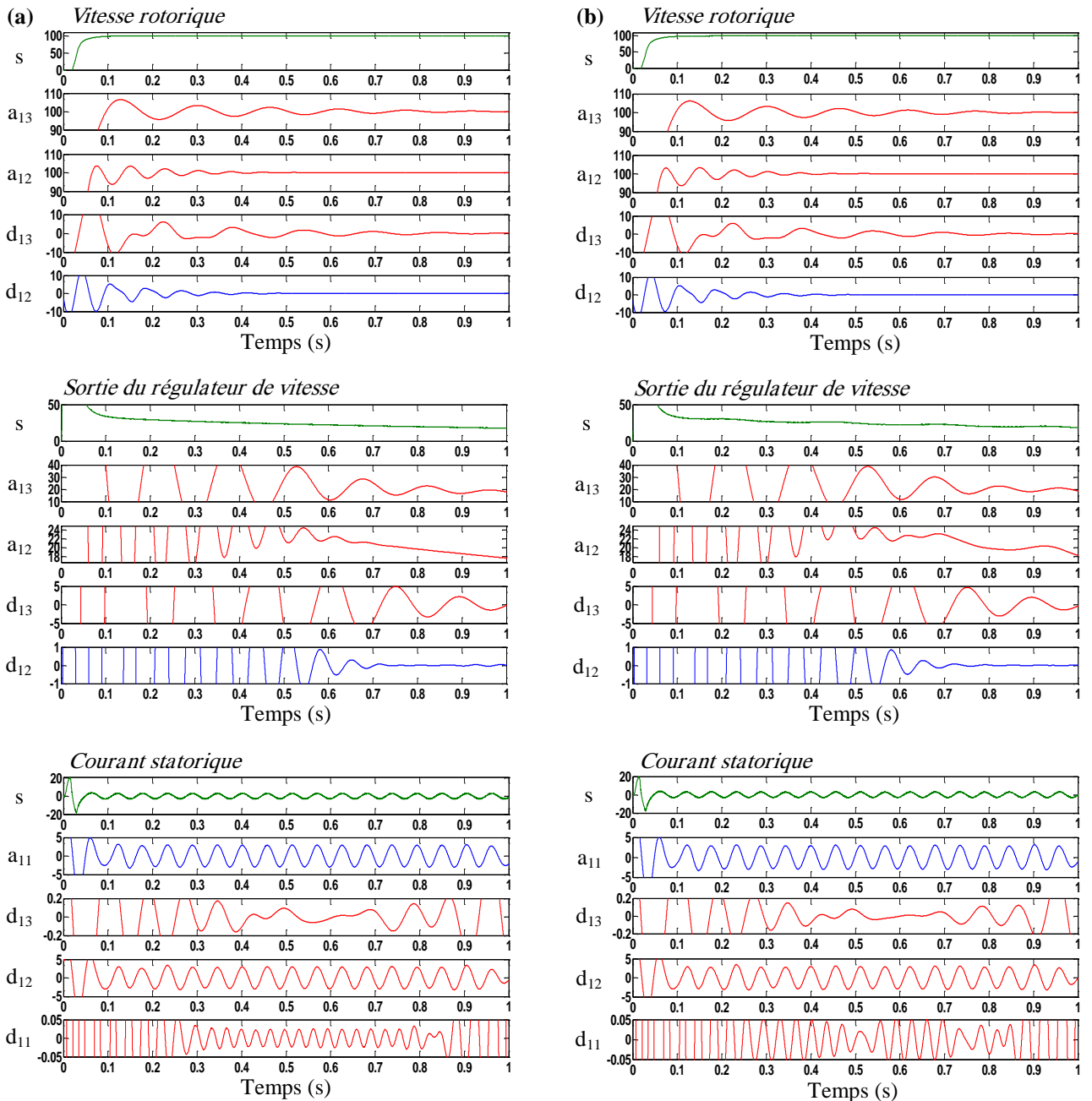


Figure 3.12: Analyse TOD des caractéristiques électriques et mécaniques de la machine à induction :
 (a) machine saine, (b) machine avec défaut rotorique

D'après les résultats obtenus par l'analyse TOD:

- Aucune différence dans l'approximation (a_{13} , a_{12}) et dans les détails (d_{13} , d_{12}) du spectre de vitesse à l'état sain et avec défaut, en raison de l'effet de la boucle de régulation de vitesse.
- Les oscillations produites dans l'approximation (a_{13} , a_{12}) et de détail d_{13} de l'analyse de la sortie du régulateur sont en relation avec l'harmonique $2gf_s$ de défaut.
- L'augmentation dans l'amplitude de détail d_{11} par rapport aux détails (d_{13} , d_{12}) est très visible.

Pour mettre en évidence les modifications provoquées par le défaut ainsi que sa sévérité dans le spectre par TOD, on doit calculer l'énergie stockée dans chaque niveau.

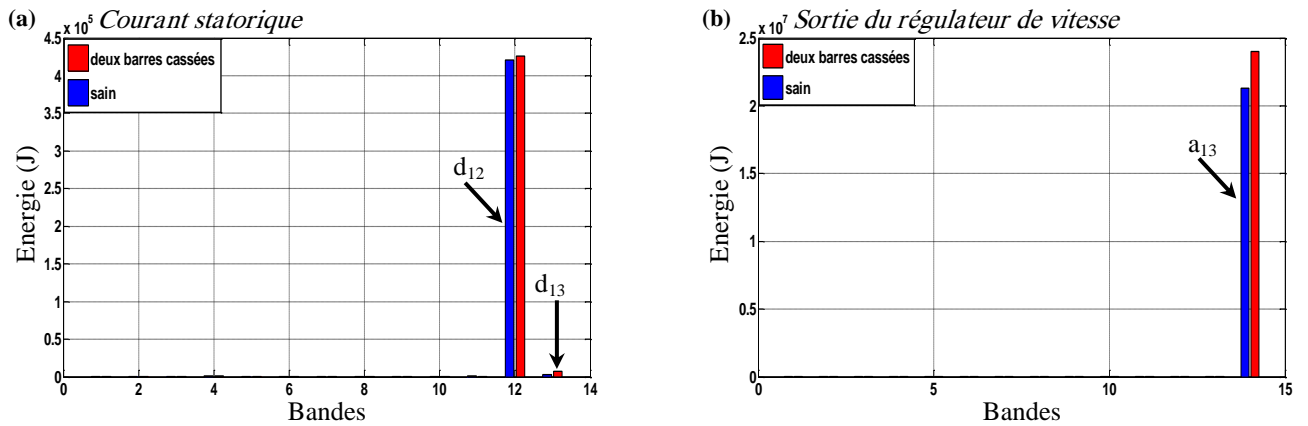


Figure 3.13: Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence db 40 :
 (a) courant statorique, (b) sortie du régulateur de vitesse

La figure 3.13 donne l'énergie stockée dans chaque détail du courant statorique (figure 3.13a) et dans chaque détail et approximation a_{13} pour la sortie du régulateur de vitesse (figure 3.13b). On remarque que les niveaux d'énergie augmentent suite à l'effet du défaut dans les deux résultats, cette augmentation est d'autant grande dans la figure 3.13b de la sortie du régulateur, ce résultat sera exploité pour analyser la sévérité du défaut et utiliser comme une quantité ou indicateur pour le diagnostic en boucle fermée.

III.7 Validation expérimentale

La validation expérimentale des résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse utilisant le FKE de la machine à induction à l'état sain et avec défaut de cassure de deux barres rotoriques adjacentes est illustrée à travers le schéma synoptique de l'implémentation expérimentale (figure 3.4).

Les résultats expérimentaux sont obtenus conformément aux différents tests réalisés en simulation. Les résultats expérimentaux sont obtenus à travers un oscilloscope numérique lié à l'interface en temps réel. La figure 3.14 illustre le schéma global d'implémentation sur la plateforme en temps réel dSPACE de l'algorithme de commande dédié au diagnostic de défaut.

Le choix de la fréquence d'échantillonnage a une grande influence sur la qualité des signaux, notamment sur les courants de phase, le couple électromagnétique et la vitesse et cela quel que soit l'algorithme de commande mis en œuvre. La fréquence d'échantillonnage de la dSpace 1104 peut atteindre jusqu'à 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, la fréquence d'échantillonnage choisie est de 5 kHz.

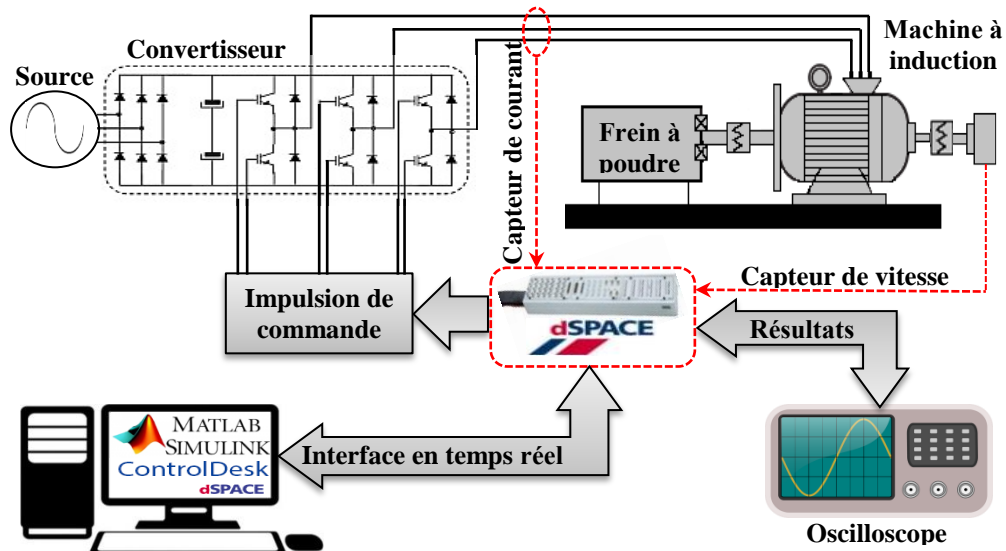
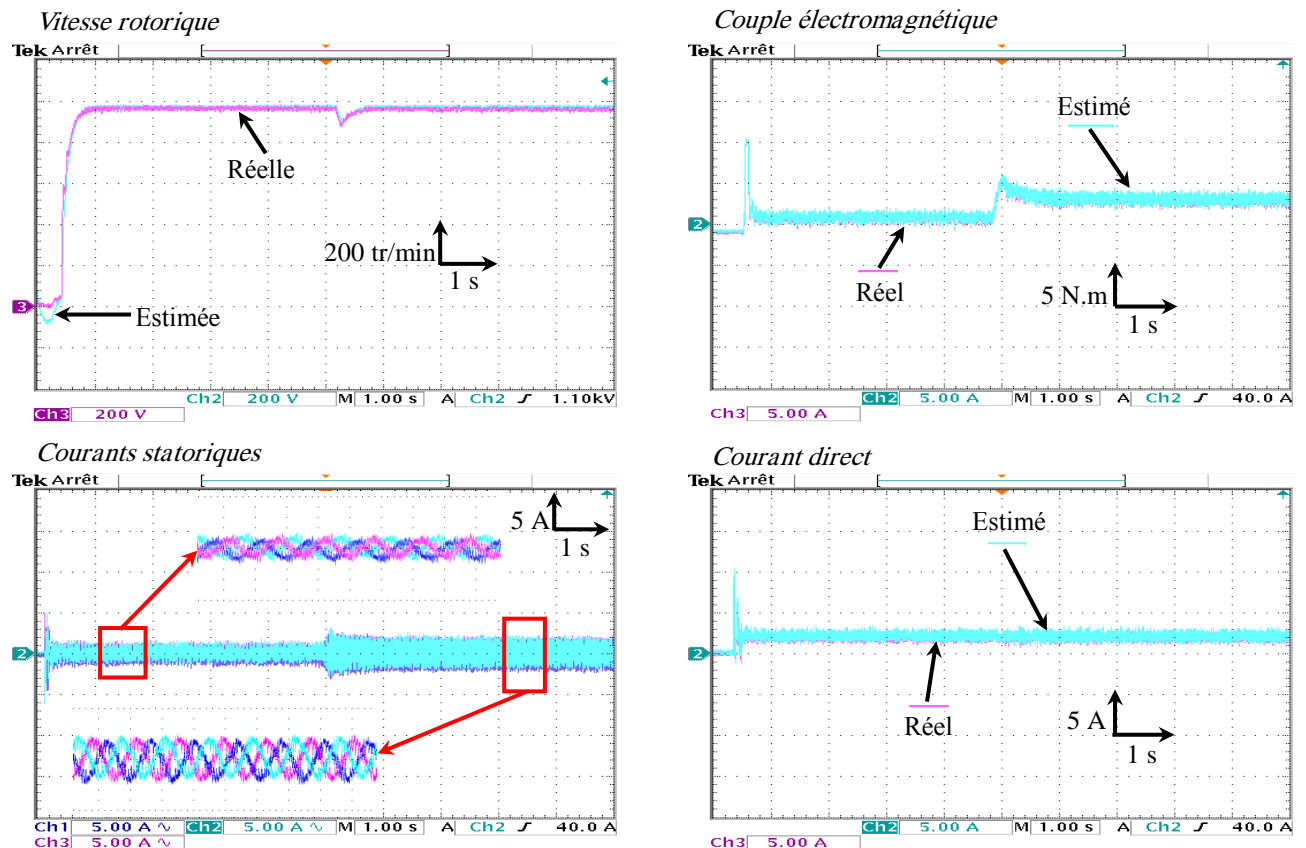


Figure 3.14: Implémentation sur la plateforme en temps réel dSPACE de l'algorithme de commande dédié au diagnostic de défaut

III.7.1 Machine à l'état sain

Les figures 3.15 et 3.16 montrent les performances de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine à induction ainsi que de l'estimateur par FKE, particulièrement au démarrage, lors de l'application de la charge, inversion du sens de rotation et au fonctionnement à faible vitesse.



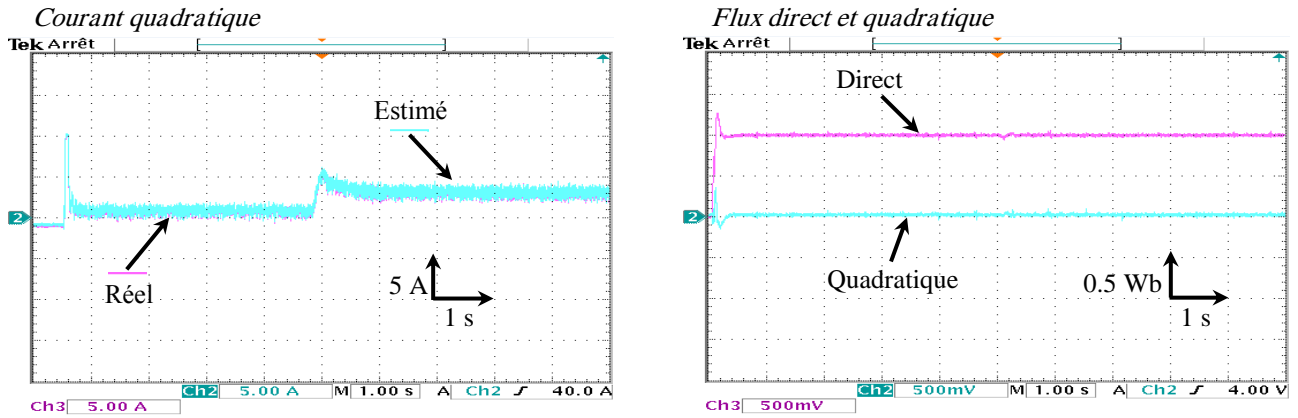


Figure 3.15: Caractéristiques électriques et mécaniques issues de la CV sans capteur à l'état sain

La figure 3.15 présente les caractéristiques électriques et mécaniques de la commande vectorielle sans capteur de vitesse en utilisant l'observateur FKE. L'analyse de l'allure de vitesse rotorique ($1div = 200 \text{ tr/min}$) montre que:

- La vitesse démarre sans dépassement ($0-100 \text{ rad/s} \approx 954,92 \text{ tr/min}$),
- La vitesse rotorique en régime permanent diminue légèrement à charge nominale,
- Les temps de réponses sont rapides,
- Les vitesses réelles et estimées par FKE sont superposées.

Le couple électromagnétique ($1div = 5Nm$) montre une dynamique rapide. Les courants statoriques ($1div = 5A$) ont une forme d'onde sinusoïdale dont l'amplitude varie en fonction de la charge. Les courants estimés (i_{ds}, i_{qs}) ($1div = 5A$) suivent parfaitement les courants réels (i_{ds}, i_{qs}). Le flux rotorique direct ($1div = 0,5Wb$) est stabilisé à la valeur nominale, tandis que le flux rotorique quadratique ($1div = 0,5Wb$) est maintenu à presque zéro soit à vide ou en charge; ce qui montre que le découplage entre le flux rotorique et le couple est maintenu assurant. Ainsi qu'une bonne commande de la machine est présentée.

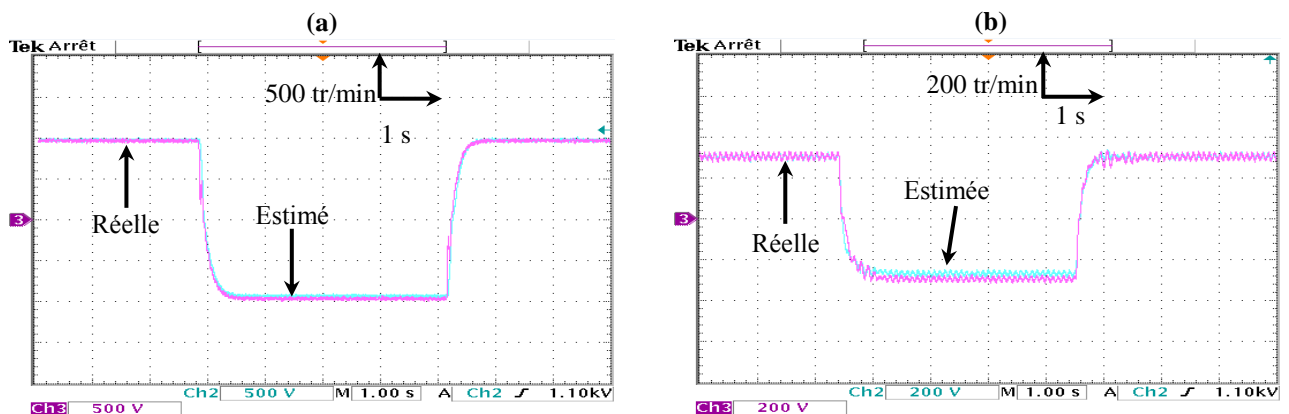


Figure 3.16: Vitesse rotorique lors de l'inversion du sens de rotation: pour une moyenne et faible vitesse

La figure 3.16 illustre le fonctionnement de la machine lors d'une inversion du sens de rotation ($100 \text{ à } -100 \text{ rad/s}$) ainsi le fonctionnement à basse vitesse ($30; -30 \text{ rad/s}$), ce qui montre les

bonnes performances de la commande vectorielle sans capteur particulièrement à grande vitesse, par contre, on remarque à faible vitesse que la vitesse estimée suit sa référence avec une erreur statique qui est d'autant importante au-dessous de 30 rad/s suite à l'effet de l'estimateur. Ainsi, la valeur du temps d'échantillonnage est maintenue constante.

III.7.1.1 Estimation de la résistance rotorique

Afin de tester les performances de l'estimateur du FKE étendu pour l'estimation simultanée de la vitesse et de la résistance rotorique dont la valeur de R_r égale à $6,21 \Omega$ à l'état sain obtenue par identification. Cette valeur est considérée comme une référence pour la comparaison avec la valeur estimée par l'observateur FKE (Figure 3.17).

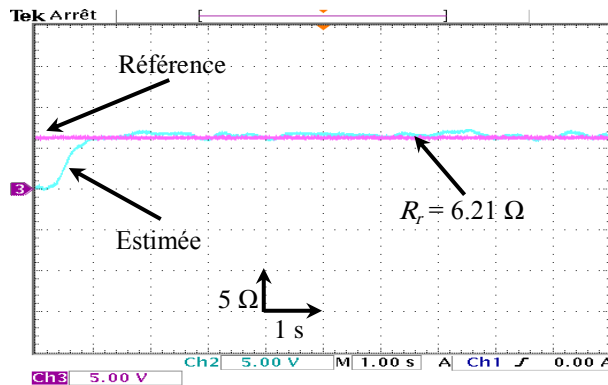
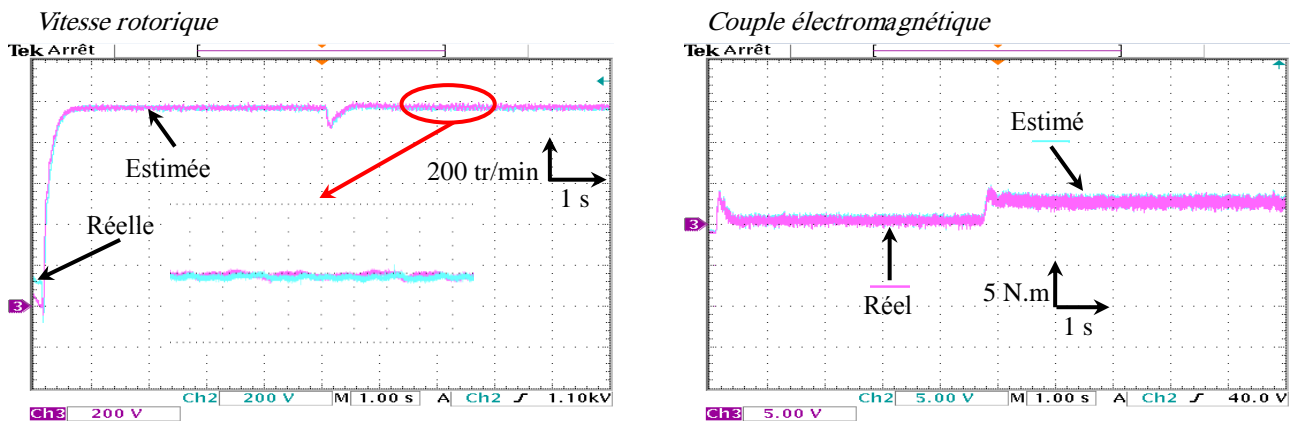


Figure 3.17: Estimation expérimentale de la résistance rotorique à l'état sain de la machine

La figure 3.17 montre que l'estimation expérimentale de la résistance rotorique ($1 \text{ div} = 5 \Omega$) est acceptable et converge à la valeur réelle ou de référence durant un temps faible.

III.7.2 Machine avec défaut

Dans les mêmes conditions que précédemment, on utilise une machine avec un rotor présentant un défaut de deux barres adjacentes. La figure 3.18 illustre les résultats issus de la commande vectorielle sans capteur de vitesse des différentes grandeurs électriques et mécaniques de la machine avec défaut rotorique.



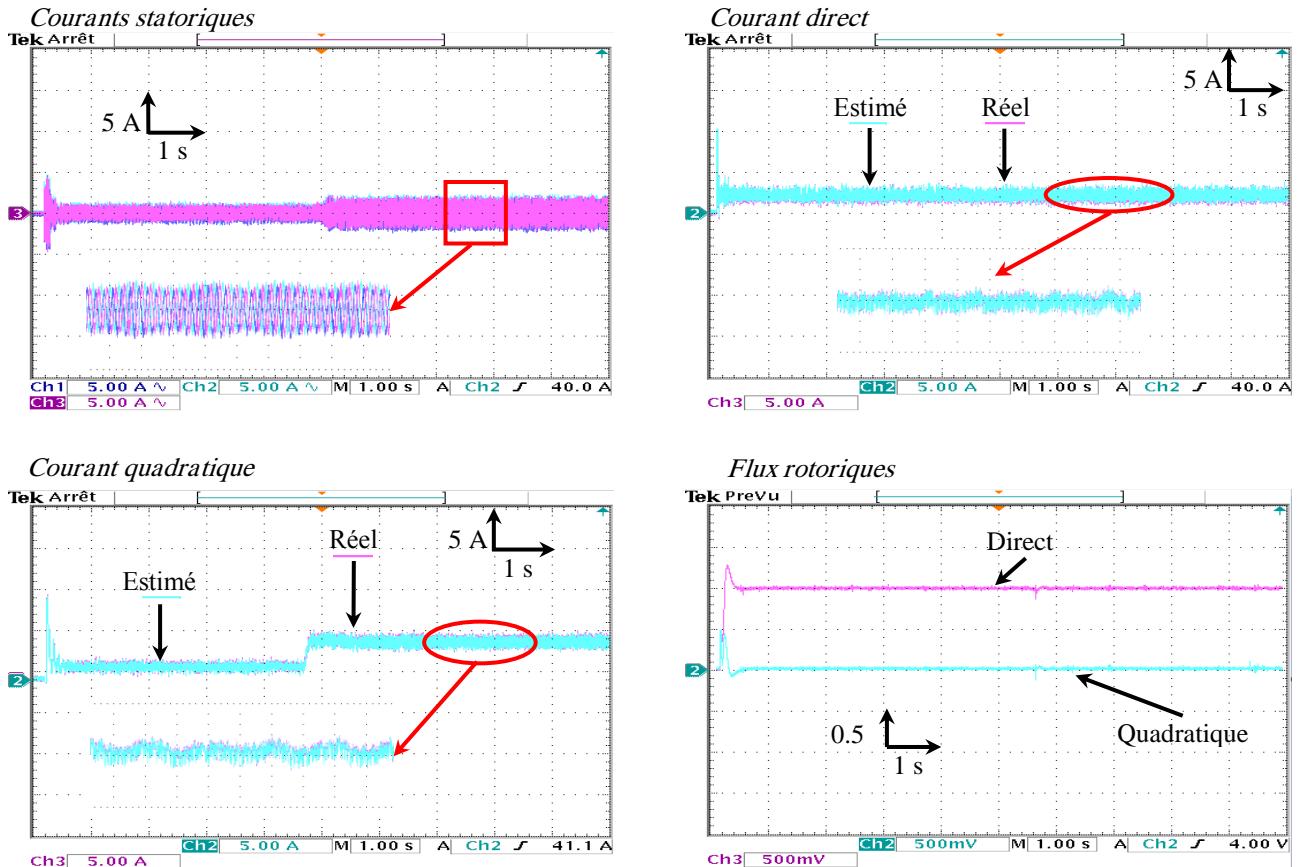


Figure 3.18: Caractéristiques électriques et mécaniques de la CV sans capteur de la machine avec défaut rotorique

L'analyse de la figure 3.18 montre que les allures de vitesse rotorique ($1div = 200tr/min$) ainsi du couple électromagnétique ($1div = 5Nm$) ne sont pas affectées par le défaut de cassure des barres en raison de la boucle de régulation du courant et de la vitesse dans la commande, ce qui masque et compense l'effet de défaut. Contrairement, des oscillations qui apparaissent dans le courant de phase statorique i_a , le courant direct i_{ds} et le courant quadratique i_{qs} ($1div = 5A$) respectivement. Les composants du flux rotorique ne sont pas affectés et le découplage entre les axes du flux est conservé, ce qui montre la robustesse de la commande vis-à-vis le défaut rotorique.

III.7.2.1 Estimation de la résistance rotorique

Le diagnostic en ligne du défaut rotorique de la machine à induction par le biais de la surveillance paramétrique en utilisant l'observateur FKE a été considérée expérimentalement (Figure 3.19).

La figure 3.19 montre l'estimation de la résistance rotorique ($1div = 5\Omega$) de la machine avec défaut de deux barres adjacentes. L'effet du défaut se manifeste par une augmentation de la valeur de la résistance rotorique ($7,675\Omega$) via sa valeur à l'état sain (valeur de référence = $6,21\Omega$). La nouvelle valeur de la résistance en défaut a été également vérifiée par identification. L'estimation de la résistance rotorique par FKE est exploitée et utilisée comme indicateur de défaut.

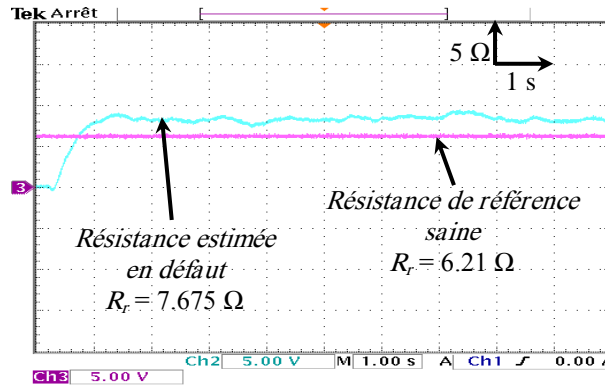


Figure 3.19: Estimation expérimentale de la résistance rotorique de la machine avec défaut rotorique

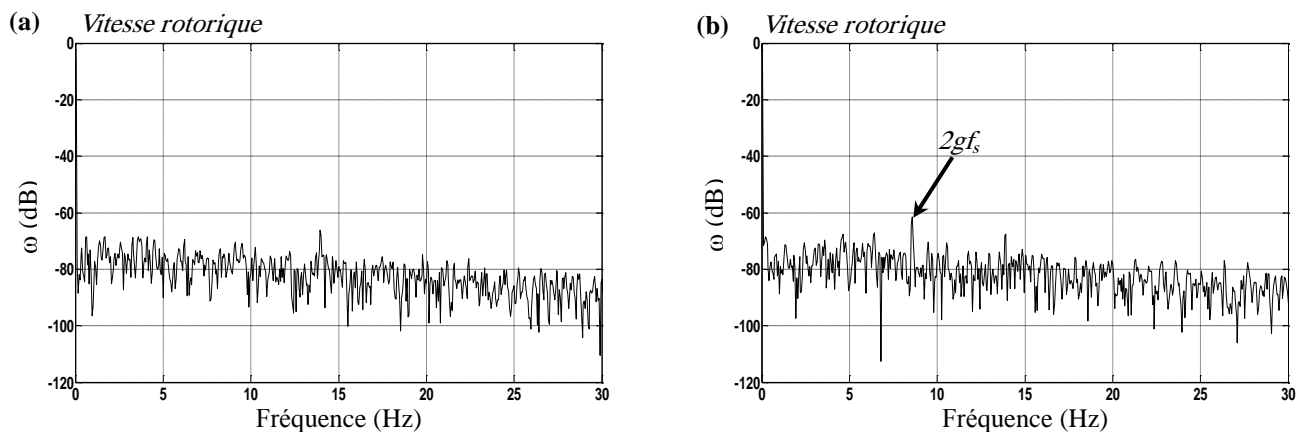
La confirmation de la variation de la résistance suite au défaut ou à la variation de la charge ou une perturbation sera effectuée par l'analyse et le traitement du signal des grandeurs électriques et mécaniques.

III.7.2.2 Diagnostic du défaut à base du traitement de signal

Afin d'analyser l'effet du défaut de cassure des barres sur les fréquences des caractéristiques électriques et mécaniques de la machine en boucle fermée, une analyse spectrale par FFT et TOD est effectuée (Figures 3.20 et 3.21).

a) Analyse par FFT

L'analyse spectrale des caractéristiques électriques et mécaniques à l'état sain et avec défaut rotorique par FFT en régime permanent avec une vitesse de référence de 100 rad/s et à charge nominale (figure 3.20).



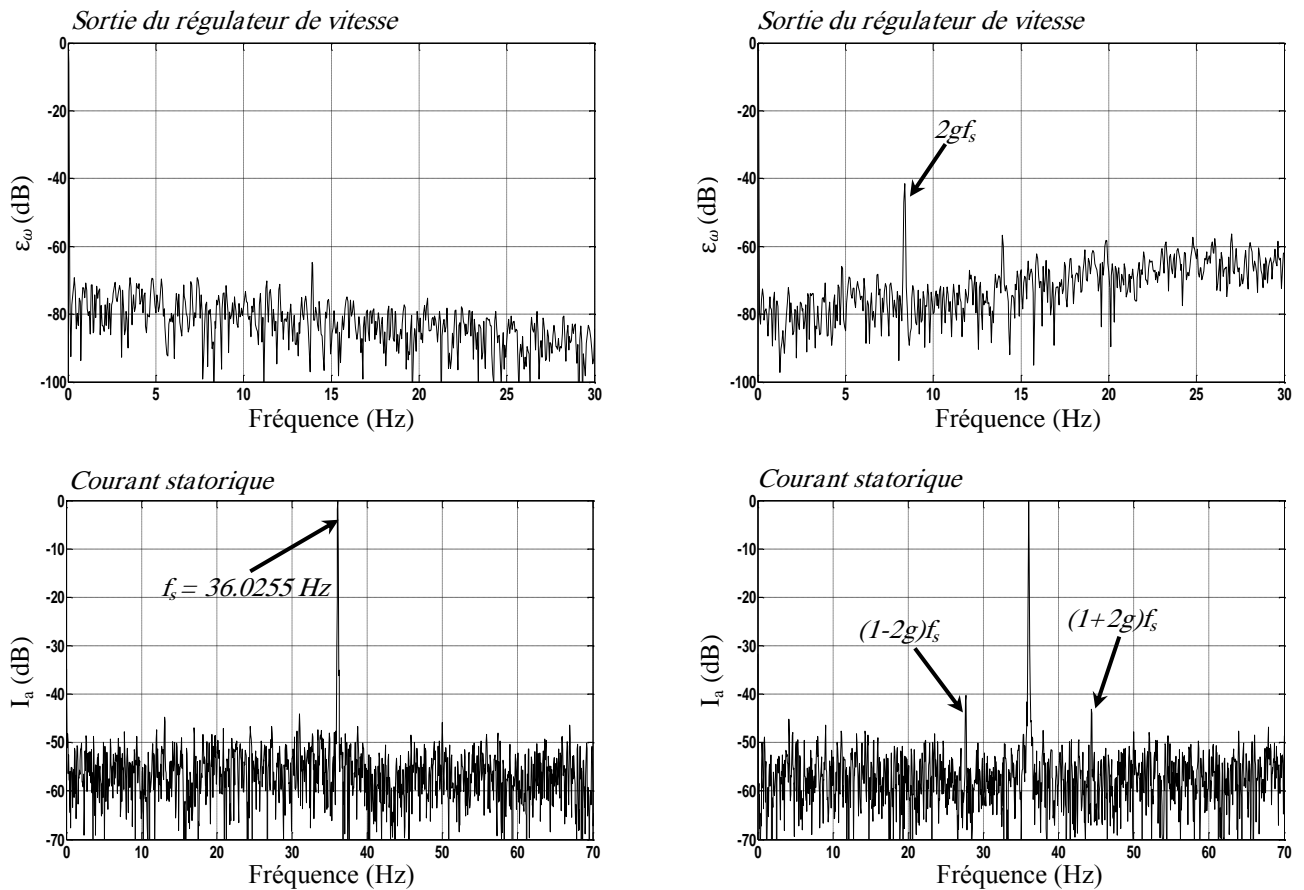


Figure 3.20: Analyse FFT des caractéristiques électriques et mécaniques de la machine à induction en expérimentation : (a) machine saine, (b) machine avec défaut rotorique

L'analyse spectrale de la vitesse rotorique montre évidemment que l'effet de défaut ne se manifeste pas en raison de la boucle de régulation de la vitesse. Contrairement à l'analyse spectrale de la sortie du régulateur de vitesse où la composante à la fréquence $2gf_s$ apparaît sur le spectre ainsi que les amplitudes sont affectées par le gain de la boucle de vitesse. Les harmoniques supplémentaires dans l'analyse spectrale de la vitesse et de la sortie de régulateur sont à l'origine retournés à la vibration mécanique et à l'onduleur. L'analyse spectrale du courant de phase statorique i_a met aussi en évidence l'effet de défaut où les harmoniques apparaissent vis-à-vis des deux côtés de la fondamentale aux fréquences $(1\pm 2g)f_s$.

Le tableau 3.3 présente l'amplitude et les fréquences des spectres du courant statorique i_a et de la sortie du régulateur de vitesse.

Courant statorique			La sortie du régulateur de vitesse	
$g = 0.1164$	$(1-2g)f_s$	$(1+2g)f_s$	$g = 0.1164$	$2gf_s$
$f_{calculée}$ (Hz)	27.636	44.414	$f_{calculée}$ (Hz)	8.389
$f_{dédiuite}$ (Hz)	27.689	44.428	$f_{dédiuite}$ (Hz)	8.379
Amplitude (dB)	-40.70	-44.14	Amplitude (dB)	-41.68

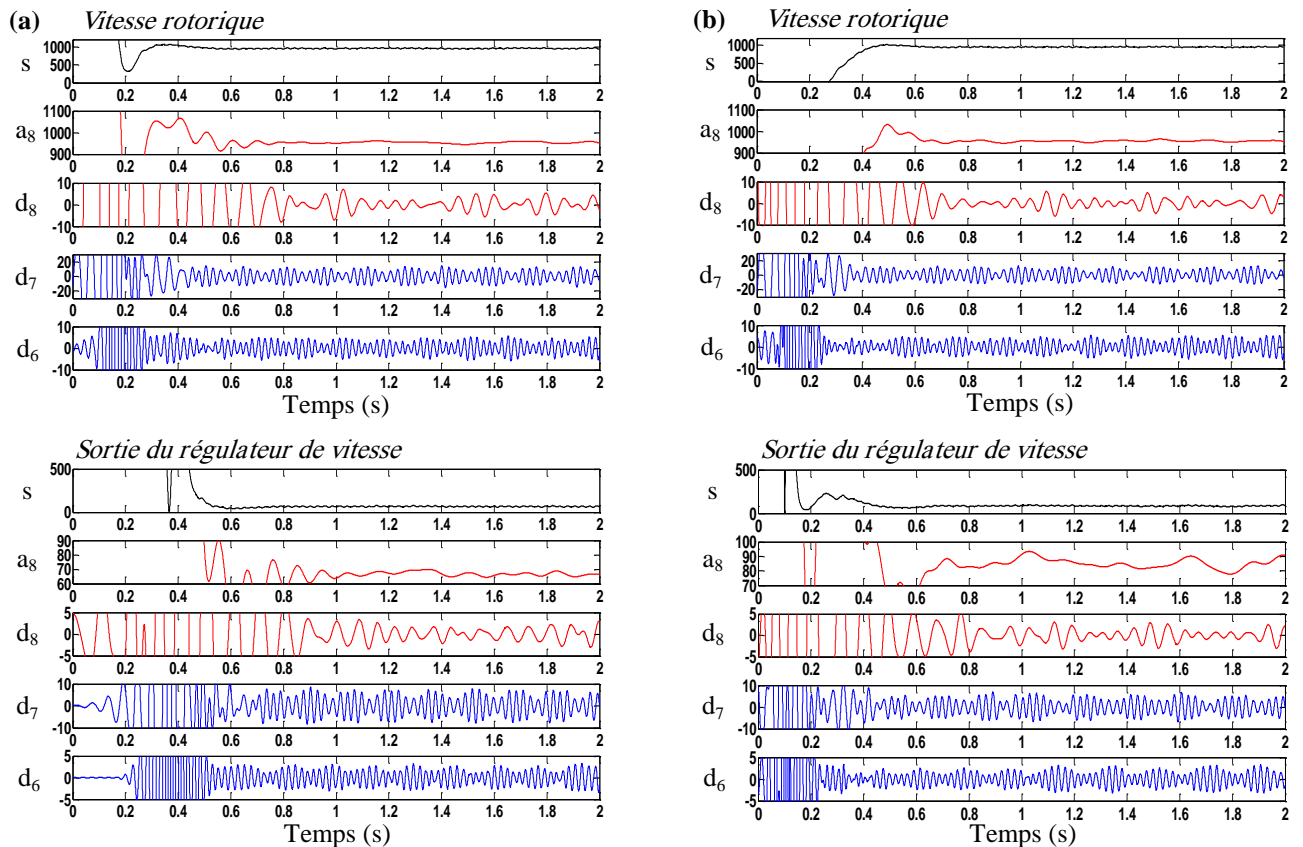
Tableau 3.3: Fréquences du défaut calculées et déduites du courant statorique et la sortie du régulateur de vitesse en expérimentation

b) Analyse par TOD

Le nombre de décomposition est calculé pour une fréquence d'échantillonnage de 5 kHz et la fréquence d'alimentation de $36,0255\text{ Hz}$. Les bandes de fréquences et le nombre d'échantillons pour les coefficients d'approximation et de détail à chaque niveau de décomposition sont énumérés dans le tableau 3.4. La figure 3.21 représente les signaux à niveau élevé de détail et d'approximation obtenus (signaux a_8 , d_8 , d_7 et d_6) de la vitesse rotorique, la sortie du régulateur de vitesse et du courant statorique respectivement.

Niveau de l'ondelette	Bande de Fréquences
Approximation 8 (a_8)	[0 – 9.76] Hz
Détail 8 (d_8)	[9.76 – 19.53] Hz
Détail 7 (d_7)	[19.53 – 39.06] Hz
Détail 6 (d_6)	[39.06 – 78.12] Hz
Détail 5 (d_5)	[78.12 – 156.25] Hz
Détail 4 (d_4)	[156.25 – 312.5] Hz
Détail 3 (d_3)	[312.5 – 625] Hz
Détail 2 (d_2)	[625 – 1250] Hz
Détail 1 (d_1)	[1250 – 2500] Hz

Tableau 3.4 : Bande de fréquences associées aux détails et approximation de la CV en expérimentation



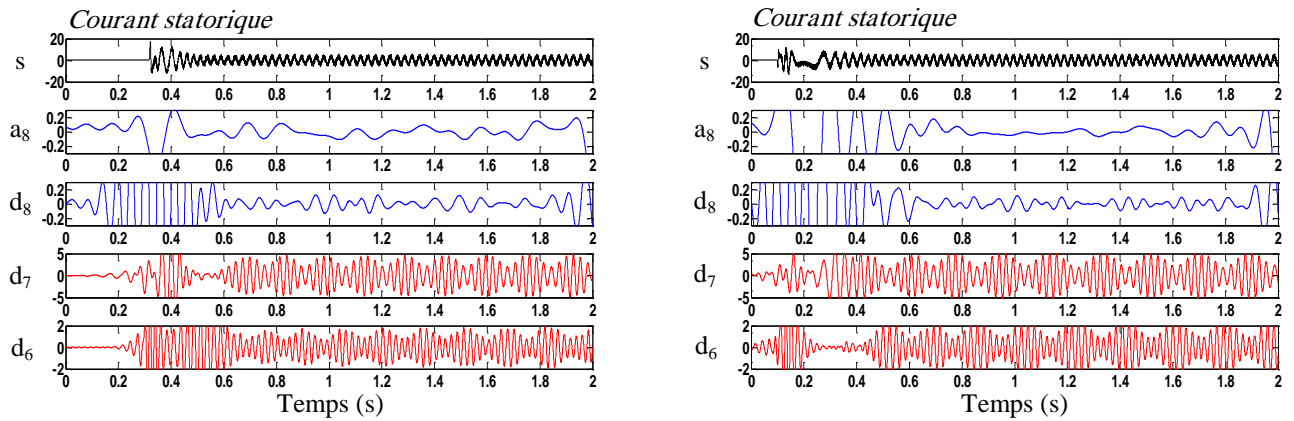


Figure 3.21: TOD des caractéristiques électriques et mécaniques de la machine à induction :
(a) machine saine, (b) machine avec défaut rotorique

La comparaison des signaux de détail et d'approximation obtenue pour un fonctionnement sain et avec défaut rotorique de la machine pour la vitesse rotorique confirme ceux obtenues en simulation. Ce qui prouve que la commande en boucle fermée à travers les boucles de régulation de vitesse ont un effet très significatif sur le diagnostic de défaut. Cet effet est interprété par l'absence des variations importantes dans les signaux par l'analyse par TOD. Par contre l'analyse du signal de sortie du régulateur contient des informations du défaut et fournit des informations sur la présence du défaut, ceci est dû à la présence d'une variation claire particulièrement au coefficient a_8 . De plus, les perturbations se manifestent sous forme d'oscillation aux coefficients (d_7 et d_6) de l'analyse du courant statorique dont l'amplitude augmente en défaut par rapport à l'état sain de la machine.

La figure 3.22 donne la valeur d'énergie emmagasinée dans chaque détail du courant statorique (figure 3.22a) et dans chaque détail avec l'approximation a_8 pour la sortie du régulateur de vitesse (figure 3.22b). Une faible augmentation de la valeur énergétique est observée pour le courant statorique. Au contraire, on peut observer une augmentation considérable de l'énergie pour la sortie du régulateur par rapport à l'état sain particulièrement à l'approximation a_8 , ce résultat confirme sa propriété mentionnée précédemment.

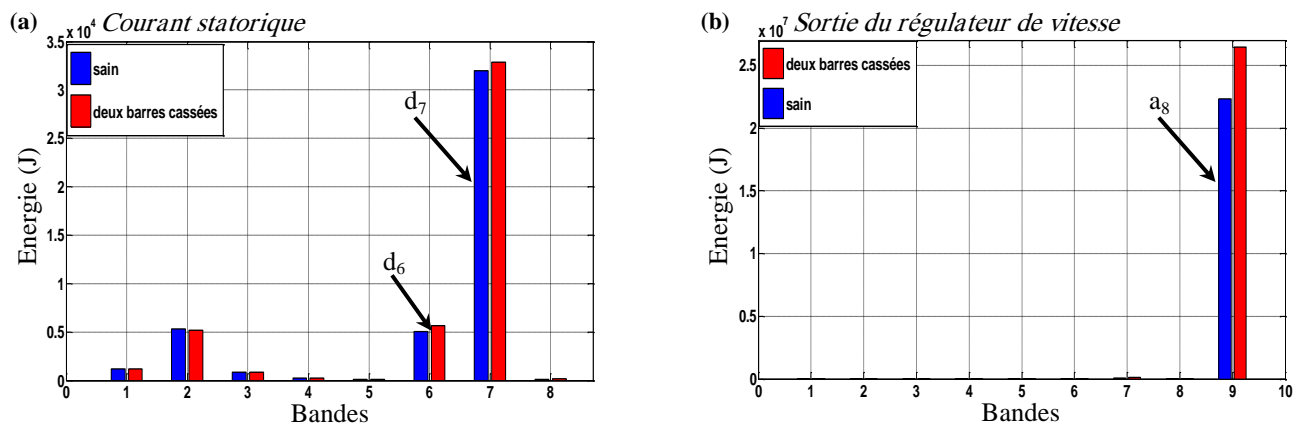


Figure 3.22: Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence db 40 :
(a) Courant statorique, (b) Sortie du régulateur de vitesse

Ce qui montre que d'après les résultats que le diagnostic hors-ligne par des méthodes de traitement de signal est nécessaire pour distinguer la nature de la variation de résistance rotorique causée par la température due à la charge, la perturbation externe ou par le défaut de cassure des barres. L'observateur par FKE ainsi que l'analyse des signaux expérimentaux valident les tests de simulation et donnent les mêmes signatures du défaut de cassure des barres rotoriques avec une différence de fréquence harmonique du défaut due à la différence des machines utilisées. Les harmoniques supplémentaires dans les spectres de signaux expérimentaux ont des sources multiples, tels que l'onduleur, la vibration mécanique et plusieurs perturbations externes.

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, une simulation ainsi qu'une validation expérimentale de la commande vectorielle sans capteur de vitesse et avec estimation de la résistance rotorique en utilisant le filtre de Kalman étendu pour le cas sain de la machine et avec défaut de cassure de deux barres rotoriques adjacentes est effectuée.

Un modèle réduit tenant compte du défaut rotorique issu du modèle multi enroulement est présenté pour la conception de la commande vectorielle ainsi pour l'observation. La mise en œuvre de la commande vectorielle a été effectuée pour assurer la continuité du fonctionnement de la machine à induction en cas de défaut permettant ainsi d'étudier l'effet de défaut sur la commande en boucle fermée. L'observateur à base du FKE a été utilisé pour l'estimation de la vitesse dans le schéma de commande sans capteur ainsi pour l'estimation de la résistance rotorique permettant ainsi le suivi paramétrique. La détection d'une variation considérable de la résistance rotorique est suivi d'une analyse spectrale de plusieurs grandeurs électriques et mécanique permet de confirmer si la variation est provoqué par le défaut rotorique ou autre.

Les résultats obtenus en simulation et en expérimentation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse montrent les performances acceptables de la commande pour les différents modes de fonctionnement de la machine. L'utilisation du FKE pour l'estimation de la vitesse et de la résistance rotorique à montrer l'efficacité de l'estimateur à travers sa précision soit en fonctionnement sain soit en défaut rotorique de la machine. La surveillance on line de la résistance rotorique issu de l'estimateur peut servir comme une alarme indicatrice du défaut.

L'analyse spectrale des grandeurs électriques et/ou mécanique en utilisant la FFT et la TOD permet de confirmer si la variation de la résistance est induite par le défaut ou par la charge. Les résultats obtenus montrent que l'analyse de la sortie du régulateur de vitesse et du courant statorique donnent une bonne information sur la présence du défaut, contrairement à la vitesse rotorique qui a été affectée par le contrôleur de vitesse.

Comme la commande vectorielle sans capteur de vitesse à base des régulateurs *PI* est sensible aux perturbations externes et aux variations paramétriques, ce qui affecte sa robustesse. De plus, l'utilisation du FKE particulièrement en fonctionnement à basse vitesse nécessite un temps de calcul élevé, le bruit est intense, ce qui a conduit en expérimentation à réduire le temps d'échantillonnage, une contrainte en relation avec le type de Dspace utilisée. Pour remédier à ce problème, un autre observateur de type MRAS associé à une commande Backsteeping de la machine avec défaut rotorique, particulièrement en fonctionnement à faible vitesse sera considéré au chapitre quatre.

III.9 Bibliographie

- [1] J. Cherian and J. Mathew, "Parameter independent sensorless vector control of induction motor," *2012 IEEE Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst.*, pp. 1–6, 2012.
- [2] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new TRANSVECTOR closed loop control system for rotating field machines," *Siemens Rev*, vol. 34, pp. 217–220, 1972.
- [3] and M. W. K. H. Bayer, H. Waldmann, "Field-Oriented Closed-Loop Control of a Synchronous Machine with the New Transvector Control System," *Siemens Rev*, vol. 39, pp. 220–223, 1972.
- [4] A. Ammar, A. Bourek, A. Benakcha, and T. Ameid, "Sensorless stator field oriented-direct torque control with SVM for induction motor based on MRAS and fuzzy logic regulation," in *2017 6th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, 2017, pp. 156–161.
- [5] M. Moutchou, A. Abbou, and H. Mahmoudi, "Sensorless speed backstepping control of induction machine, based on speed MRAS observer," *Proc. 2012 Int. Conf. Multimed. Comput. Syst. ICMCS 2012*, no. Im, pp. 1019–1024, 2012.
- [6] F. Alonge, F. D'Ippolito, A. Fagiolini, and A. Sferlazza, "Extended complex Kalman filter for sensorless control of an induction motor," *Control Eng. Pract.*, vol. 27, no. 1, pp. 1–10, 2014.
- [7] A. Guezmil, H. Berriri, R. Pusca, A. Sakly, R. Romary, and M. F. Mimouni, "Detecting Inter-Turn Short-Circuit Fault in Induction Machine Using High-Order Sliding Mode Observer: Simulation and Experimental Verification," *J. Control. Autom. Electr. Syst.*, 2017.
- [8] B. Trajin, J. Regnier, and J. Faucher, "Detection of bearing faults in asynchronous motors using Luenberger speed observer," *Proc. - 34th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. IECON 2008*, pp. 3073–3078, 2008.
- [9] T. Hicham, "Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts," Thèse de Doctorat, Université de Biskra, 2016.
- [10] F. Alonge, T. Cangemi, F. D'Ippolito, A. Fagiolini, and A. Sferlazza, "Convergence Analysis of Extended Kalman Filter for Sensorless Control of Induction Motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 4, pp. 2341–2352, Apr. 2015.
- [11] M. S. N. Said, M. E. H. Benbouzid, and A. Benchaib, "Detection of broken bars in induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 15, no. 1, pp. 66–70, Mar. 2000.
- [12] F. Karami, J. Poshtan, and M. Poshtan, "Detection of broken rotor bars in induction motors using nonlinear Kalman filters," *ISA Trans.*, vol. 49, no. 2, pp. 189–195, Apr. 2010.
- [13] D. Casadei, F. Profumo, and A. Tani, "FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 779–787, Sep. 2002.
- [14] S. Rafa, A. Larabi, L. Barazane, M. Manceur, N. Essounbouli, and A. Hamzaoui, "Implementation of a new fuzzy vector control of induction motor," *ISA Trans.*, vol. 53, no. 3, pp. 744–54, 2014.
- [15] Y. Saker, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec défaut," Mémoire Magister, Université de Biskra, 2012.

- [16] T. Ameid, A. Menacer, H. Talhaoui, and I. Harzelli, “Broken rotor bar fault diagnosis using fast Fourier transform applied to field-oriented control induction machine: simulation and experimental study,” *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, vol. 92, no. 1–4, pp. 917–928, Sep. 2017.
- [17] M. Habibullah and D. D. Lu, “A Speed-Sensorless FS-PTC of Induction Motors Using Extended Kalman Filters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6765–6778, Nov. 2015.
- [18] M. Yazdanian, A. Mehrizi-Sani, and M. Mojiri, “Estimation of Electromechanical Oscillation Parameters Using an Extended Kalman Filter,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 30, no. 6, pp. 2994–3002, Nov. 2015.
- [19] T. Ameid, A. Menacer, H. Talhaoui, and I. Harzelli, “Rotor resistance estimation using Extended Kalman filter and spectral analysis for rotor bar fault diagnosis of sensorless vector control induction motor,” *Measurement*, vol. 111, no. July, pp. 243–259, 2017.
- [20] A. Menacer, A. Benakcha, and B. Messaoudi, “The use of the Direct Control of Stator Flux and Kalman Filter for the Direct Torque Control of Induction Machine,” *J. Electr. Syst.*, no. November, pp. 42–47, 2009.

Chapitre IV

Etude et implémentation expérimentale de la commande Backstepping sans capteur à faible vitesse de la machine à induction avec défaut rotorique

IV.1 Introduction

Actuellement, la technique de commande du moteur à induction par orientation du flux rotorique utilisant le contrôleur *PID* est plus largement utilisée dans les applications industrielles, en raison de sa structure simple, sa conception facile et ses bonnes performances dans une large gamme de vitesse. Cependant, les contrôleurs *PID* ne peuvent pas toujours assurer une commande efficace des systèmes non-linéaires ayant des incertitudes paramétriques affectant ainsi les performances de la commande. Ces incertitudes peuvent être causés par les variations du couple de charge du moteur ou lors du fonctionnements à faible vitesse (i.e. variation des résistances de la machine causée par la température et par le défaut) [1], [2].

Grâce aux progrès dans le domaine de la commande non-linéaire, diverses stratégies de commande robustes ont été proposées dans la littérature afin d'assurer une bonne dynamique à haute performance de la machine à induction, citant la commande par mode glissant [3]–[5], la commande par linéarisation entrée/sortie [6]–[8] et la commande Backstepping [9]–[11]. La commande par mode glissant peut fournir une grande robustesse et une commande ayant réponse rapide. Cependant, le phénomène de chattering est l'inconvénient majeur de cette méthode, pour y remédier, nombreuses solutions ont été proposées à savoir l'utilisation d'une commande par modes glissants d'ordre supérieur, mais cette solution augmente la complexité du système. De plus, la commande de linéarisation entrée/sortie peut assurer une bonne commande découplée sans chattering. Pourtant cette méthode annule les termes non linéaires mais son inconvénient est sa sensibilisée aux variations paramétriques.

La commande Backstepping est l'une des techniques récente développée pour la commande des systèmes non-linéaires incertains. Elle a fait son apparition dans les années 1990 par Petar, Kokotovic et d'autres [12], [13]. Cette stratégie a l'avantage de garder les non-linéarités utiles pour les performances et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. De plus, la commande Backstepping offre de nombreux avantages tels que, l'obtention d'une haute précision; assure une bonne stabilité et une performance élevée dans les régimes transitoires et permanents même en présence de variations paramétriques ou et de perturbations du couple de charge.

Le développement d'un algorithme de commande avancé nécessite toujours une estimation ou une mesure précise du flux et de vitesse, pour ce fait l'utilisation d'un observateur s'avère utile afin de garantir le bon fonctionnement et la stabilité du variateur, en outre elle nous permet de prouver l'efficacité et la robustesse de cette technique de commande particulièrement dans les fonctionnements à faible vitesse. Un type d'estimateur utilisant un modèle de référence avec système adaptatif (MRAS) est utilisé pour la première fois par Schauder en 1992 [14], basé sur le

flux rotorique. La technique a attiré aussi l'attention de plusieurs chercheurs, en raison de sa simplicité et de son interprétation physique directe [15]–[18].

L'objectif de ce chapitre est la détection du défaut de cassure des barres rotoriques en utilisant la transformée de Hilbert (TH) et l'ondelette discrète lorsque la machine opère à très basse vitesse. La commande Backstepping sera utilisée pour préserver une bonne performance de commande ainsi que pour éviter les différentes incertitudes et d'avoir une bonne acquisition des signaux pour le processus de diagnostic. L'estimateur MRAS est utilisé pour l'estimation de la vitesse et du flux rotorique afin d'étudier l'algorithme de commande sans capteur en diminuant le coût du capteur de vitesse. La méthode de détection se base sur l'utilisation de la TH pour obtenir l'enveloppe du courant statorique qui sera traitée via la TOD. Les performances de la technique de commande et l'approche de diagnostic sont évaluées en simulation et par expérimentation.

IV.2 Principe de la commande Backstepping

La commande Backstepping est une méthode de conception non-linéaire efficace pour la commande des systèmes non-linéaires. Elle est applicable aux systèmes linéaires, avec une performance améliorée des systèmes adaptatifs [19]. L'idée de base du Backstepping est de rendre le système équivalent en boucle fermée à des sous-systèmes stables d'ordre égal. Pour chaque sous-système, une loi de commande dite virtuelle est calculée. Cette dernière servira comme référence pour le sous-système suivant afin d'obtenir la loi de commande du système complet. Cela peut être atteint à partir des fonctions de Lyapunov qui assurent la stabilité, étape par étape, de chaque sous-système de synthèse [20]–[22].

IV.3 Commande Backstepping de la machine à induction

Les différentes étapes de l'utilisation de la stratégie du Backstepping pour la commande de la machine à induction à l'état sain et en défaut sont développées, afin de maintenir le découplage et assurer une robustesse vis-à-vis les variations paramétriques à l'état sain et en défaut ainsi une bonne poursuite des références. La technique du Backstepping consiste à établir une loi de commande de la machine à travers une fonction de Lyapunov, garantissant la stabilité globale du système. Pour ce faire, on utilise un modèle réduit tenant en compte du défaut de cassure des barres rotoriques de la machine à induction basé sur l'orientation du flux rotorique [23]. L'association de la technique du Backstepping à la commande vectorielle confère au contrôle de la machine à induction des qualités de robustesse intéressantes, et consolide encore plus la robustesse du Backstepping [24]–[26].

Le modèle réduit du moteur à induction avec l'orientation du flux rotorique est donné par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{\sigma L_{sc}} - \frac{R_s}{\sigma L_{sc}} i_{ds} + \omega_s i_{qs} - \frac{N_r M_{sr}}{2L_{rc} \sigma L_{sc}} R_r \phi_r \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{\sigma L_{sc}} - \frac{R_s}{\sigma L_{sc}} i_{qs} + \omega_s i_{ds} + \frac{N_r M_{sr}}{2L_{rc} \sigma L_{sc}} \omega_s \phi_r + \frac{3N_r M_{sr}^2}{4L_{rc} \sigma L_{sc} T_r} i_{qs} \\ \frac{d\omega}{dt} = K \phi_r i_{qs} + \frac{F\omega}{J} + \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{\phi_r}{T_r} \end{array} \right. \quad (4.1)$$

Avec : $M = -\frac{3}{2}M_{sr}$

Etape 1: Calcul des courants statorique de référence [23]

Dans la première étape, il est nécessaire que le système suive la trajectoire donnée pour chaque variable de sortie. Pour ce faire, on cherche la commande virtuelle qui assure la convergence asymptotique de l'erreur de suivi du flux et de l'erreur de suivi de la vitesse à zéro. On définit les erreurs e_1 et e_3 représentant respectivement l'erreur entre la vitesse réelle ω et la vitesse de référence ω_{ref} et l'erreur entre le module de flux ϕ_r et sa référence ϕ_{ref} par:

$$\left\{ \begin{array}{l} e_1 = \omega_{ref} - \omega \\ e_3 = \phi_{ref} - \phi_r \end{array} \right. \quad (4.2)$$

La dynamique des erreurs de suivi est donnée par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{e}_1 = \dot{\omega}_{ref} - \frac{K \phi_r}{J} i_{qs} + \frac{F\omega}{J} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{e}_3 = \dot{\phi}_{ref} - \frac{M}{T_r} i_{ds} + \frac{\phi_r}{T_r} \end{array} \right. \quad (4.3)$$

Du fait que nos objectifs exigent que les deux erreurs convergent vers zéro, et exigent aussi que le courant doit être régulé et limité, On peut satisfaire ces deux conditions en choisissant i_{qs} et i_{ds} comme commandes virtuelles dans les équations ci-dessus et les utiliser pour commander e_1 , e_3 . Pour cela, on utilise la fonction de Lyapunov suivante:

$$V = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_3^2 \quad (4.4)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_1 \dot{e}_1 + e_3 \dot{e}_3 \\ &= e_1 \left[\dot{\omega}_{ref} - \frac{K \phi_r}{J} i_{qs} + \frac{F\omega}{J} + \frac{C_r}{J} \right] + e_3 \left[\dot{\phi}_{ref} - \frac{M}{T_r} i_{ds} + \frac{\phi_r}{T_r} \right] \\ &= -k_1 e_1^2 - k_3 e_3^2 + e_1 \left[k_1 e_1 + \dot{\omega}_{ref} - \frac{K \phi_r}{J} i_{qs} + \frac{F\omega}{J} + \frac{C_r}{J} \right] + e_3 \left[k_3 e_3 + \dot{\phi}_{ref} - \frac{M}{T_r} i_{ds} + \frac{\phi_r}{T_r} \right] \end{aligned} \quad (4.5)$$

où k_1 et k_3 devraient être des paramètres positifs, afin de garantir un suivi stable. Ensuite, les commandes virtuelles sont choisies comme suit:

$$\begin{cases} (i_{qs})_{ref} = \frac{J}{K\phi_r} \left[k_1 e_1 + \dot{\omega}_{ref} + \frac{F\omega}{J} + \frac{C_r}{J} \right] \\ (i_{ds})_{ref} = \frac{T_r}{M} \left[k_3 e_3 + \dot{\phi}_{ref} + \frac{\phi_r}{T_r} \right] \end{cases} \quad (4.6)$$

On obtient :

$$\dot{V} = -k_1 e_1^2 - k_3 e_3^2 \leq 0 \quad (4.7)$$

Par conséquent, les commandes virtuelles i_{qs} et i_{ds} sont choisies pour satisfaire les objectifs de régulation et aussi sont considérées comme des références pour l'étape suivante.

Etape 2: Calcul des tensions statorique de référence

Pour calculer la loi de commande V_{ds} et V_{qs} du système complet, on définit les erreurs dans les courants statorique comme suit:

$$\begin{cases} e_2 = (i_{qs})_{ref} - i_{qs} \\ e_4 = (i_{ds})_{ref} - i_{ds} \end{cases} \quad (4.8)$$

En utilisant les Eq 4.6 et Eq 4.8, on obtient:

$$\begin{cases} e_2 = \frac{J}{K\phi_r} \left[k_1 e_1 + \dot{\omega}_{ref} + \frac{F\omega}{J} + \frac{C_r}{J} \right] - i_{qs} \\ e_4 = \frac{T_r}{M} \left[k_3 e_3 + \dot{\phi}_{ref} + \frac{\phi_r}{T_r} \right] - i_{ds} \end{cases} \quad (4.9)$$

Avec cette définition et en tenant compte du système (4.3), les dynamiques de e_1 et e_3 s'écrivent :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 + \frac{K\phi_r}{J} e_2 \\ \dot{e}_3 = -k_3 e_3 + \frac{M}{T_r} e_4 \end{cases} \quad (4.10)$$

De plus, les équations dynamiques pour les signaux d'erreur e_2 , e_4 peuvent être calculées par:

$$\begin{cases} \dot{e}_2 = \psi_1 - \frac{V_{qs}}{\sigma L_{sc}} \\ \dot{e}_4 = \psi_2 - \frac{V_{ds}}{\sigma L_{sc}} \end{cases} \quad (4.11)$$

avec:

$$\begin{aligned} \psi_1 &= \frac{Jk_1}{K\phi_r} \left(-k_1 e_1 + \frac{K\phi_r}{J} e_2 \right) - \frac{J}{K\phi_r^2} \left(\frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{\phi_r}{T_r} \right) \left[k_1 e_1 + \dot{\omega}_{ref} + \frac{F\omega}{J} + \frac{C_r}{J} \right] \\ &+ \frac{F}{K\phi_r} \left(K\phi_r i_{qs} + \frac{F\omega}{J} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{J}{K\phi_r} \ddot{\omega}_{ref} + \frac{R_s}{\sigma L_{sc}} i_{qs} + \omega i_{ds} - \frac{N_r M_{sr}}{2L_{rc} \sigma L_{sc}} \omega \phi_r - \frac{3N_r M_{sr}^2}{4L_{rc} \sigma L_{sc} T_r} i_{qs} \\ \psi_2 &= \frac{T_r k_3}{M} \left(-k_3 e_3 + \frac{M}{T_r} e_4 \right) + \frac{T_r}{M} \ddot{\phi}_{ref} + \frac{1}{M} \left(\frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{\phi_r}{T_r} \right) \\ &+ \frac{R_s}{\sigma L_{sc}} i_{ds} - \omega i_{qs} + \frac{N_r M_{sr}}{2L_{rc}^2 \sigma L_{sc}} R_r \phi_r \end{aligned}$$

On remarque que l'Eq 4.11 comprend les entrées du système: les tensions statoriques. Celles-ci pourraient être découvertes grâce à la définition d'une nouvelle fonction de Lyapunov basée sur les erreurs de la vitesse, du flux rotorique et des courants statoriques, telles que:

$$V_e = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2] \quad (4.12)$$

La dérivée de l'Eq 4.12 est donnée par:

$$\dot{V}_e = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (4.13)$$

Enfin la loi de commande sera déduite à partir du calcul de la dérivée de V_e , soit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &= e_1 \left(-k_1 e_1 + \frac{K \phi_r}{J} e_2 \right) + e_2 \left(\psi_1 - \frac{V_{qs}}{\sigma L_{sc}} \right) + e_3 \left(-k_3 e_3 + \frac{M}{T_r} e_4 \right) + e_4 \left(\psi_2 - \frac{V_{ds}}{\sigma L_{sc}} \right) \\ \dot{V}_e &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 + e_2 \left[\frac{K \phi_r}{J} e_1 + k_2 e_2 + \psi_1 - \frac{V_{qs}}{\sigma L_{sc}} \right] + e_4 \left[\frac{M}{T_r} e_3 + k_4 e_4 + \psi_2 - \frac{V_{ds}}{\sigma L_{sc}} \right] \end{aligned} \quad (4.14)$$

La dérivée de la fonction complète de Lyapunov l'Eq 4.14 pourrait être définie négative, si les quantités entre parenthèses dans l'Eq 4.14, serait choisies égales à zéro.

$$\begin{cases} \frac{K \phi_r}{J} e_1 + k_2 e_2 + \psi_1 - \frac{V_{qs}}{\sigma L_{sc}} = 0 \\ \frac{M}{T_r} e_3 + k_4 e_4 + \psi_2 - \frac{V_{ds}}{\sigma L_{sc}} = 0 \end{cases} \quad (4.15)$$

Les tensions statoriques sont ensuite déduites comme suit:

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_{sc} \left[\frac{M}{T_r} e_3 + k_4 e_4 + \psi_2 \right] \\ V_{qs} = \sigma L_{sc} \left[\frac{K \phi_r}{J} e_1 + k_2 e_2 + \psi_1 \right] \end{cases} \quad (4.16)$$

où k_2 et k_4 sont des paramètres positifs sélectionnés pour garantir une dynamique plus rapide du courant statorique, du flux rotorique et de la vitesse. Ce qui correspond bien à :

$$V_e = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 \leq 0 \quad (4.17)$$

IV.4 Algorithme de commande sans capteur de vitesse: (MRAS)

La théorie du système adaptatif avec modèle de référence MRAS, est l'une des techniques les plus renommées qui ont été mis en application pour l'observation des paramètres et des états de la machine à induction en utilisant exclusivement les mesures de la tension et du courant statoriques [27], [28]. La structure de l'observateur MRAS est composée de deux modèles de structures différentes pour estimer la même variable d'état sur la base des entres différentes [29]:

➤ Le modèle qui ne dépend pas de la quantité à estimer, appelé modèle de référence ou modèle de tension. Ce dernier, est exprimé par les tensions de référence dans le cadre fixe et génère les valeurs de flux de référence.

➤ Le modèle qui dépend de la quantité à estimer, appelé modèle adaptatif ou modèle du courant. Il est exprimé par les courants statoriques et la vitesse rotorique.

Les erreurs obtenues par les deux modèles (principalement des composantes du flux rotorique) sont comparés et la différence est utilisée pour piloter un mécanisme d'adaptation approprié dont la sortie représente la quantité à estimer (vitesse et flux rotorique dans notre cas). Le mécanisme d'adaptation produit la valeur de vitesse estimée par un contrôleur *PI* en se basant sur cette erreur. Si l'algorithme est correctement conçu, il passe à zéro en régime permanent. La figure 4.1 illustre la structure de l'observateur MRAS [30].

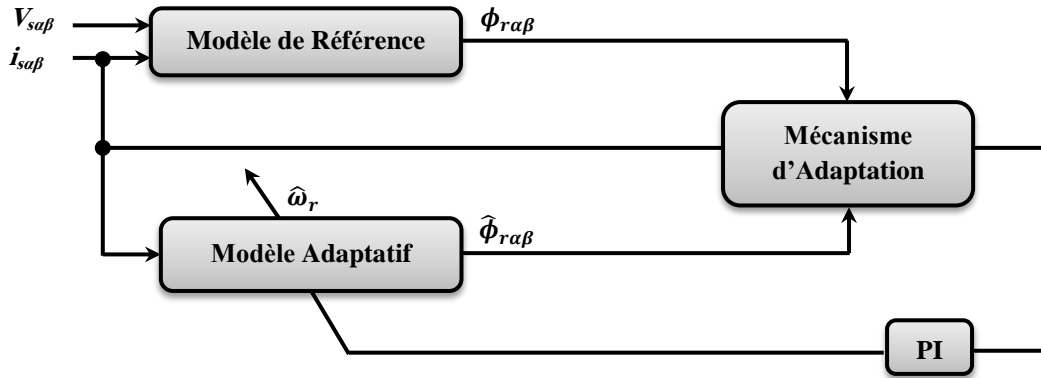


Figure 4.1: Structure de l'observateur MRAS

IV.4.1 Estimation de la vitesse par MRAS classique [18], [29]

A partir des équations statoriques et rotoriques de la machine à induction, les modèles de référence et d'adaptatif sont donnés respectivement dans le référentiel lié au stator comme suit:

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = -\frac{2\sigma L_s L_r}{N_r M_{sr}} i_{s\alpha} + \frac{2L_r}{N_r M_{sr}} \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{r\beta} = -\frac{2\sigma L_s L_r}{N_r M_{sr}} i_{s\beta} + \frac{2L_r}{N_r M_{sr}} \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (4.18)$$

$$\begin{cases} \dot{\phi}_{r\alpha} = \int \left(-\frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} - \frac{3M_{sr}}{2T_r} i_{s\alpha} \right) dt \\ \dot{\phi}_{r\beta} = \int \left(-\frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} - \omega \phi_{r\alpha} - \frac{3M_{sr}}{2T_r} i_{s\beta} \right) dt \end{cases} \quad (4.19)$$

Pour la même entrée, l'équation (4.19) peut être écrite sous une forme estimée :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} = \int \left(-\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega} \hat{\phi}_{r\beta} - \frac{3M_{sr}}{2T_r} i_{s\alpha} \right) dt \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} = \int \left(-\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{\omega} \hat{\phi}_{r\alpha} - \frac{3M_{sr}}{2T_r} i_{s\beta} \right) dt \end{cases} \quad (4.20)$$

L'algorithme d'adaptation est choisi de façon à faire converger le modèle ajustable vers le modèle de référence en minimisant ainsi l'erreur et avoir la stabilité du modèle. Comme il est

indiqué dans [14], la stabilité de cet algorithme est étudiée, en utilisant le critère de stabilité hyper-Popov.

L'erreur entre les états de deux modèles peut être exprimée dans la matrice suivante:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} & \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} & -\hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

A partir des Eqs 4.18, 4.19 et 4.20 sa dynamique est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega \\ \omega & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \quad (4.21)$$

Equivalent à :

$$\frac{d}{dt} \varepsilon = [A] \cdot \varepsilon - [W] \quad (4.22)$$

avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega \\ \omega & -1/T_r \end{bmatrix} \text{ et } [W] = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega})$$

En respectant le critère de Popov, Schauder propose la loi d'adaptation candidate suivante :

$$\hat{\omega} = \Phi_2(\varepsilon) + \int_0^t \Phi_1(\varepsilon) \cdot d\tau \quad (4.23)$$

Le critère de Popov exige la satisfaction de l'inégalité suivante :

$$\int_0^{t_1} \varepsilon^T \cdot W \cdot dt \geq -\gamma_0^2, \forall t_1 \geq 0 \quad (4.24)$$

Où : γ_0^2 une constante positive.

En utilisant la définition de $\hat{\omega}$, remplaçons ε et W par leurs valeurs, on obtient :

$$\int_0^{t_1} \left\{ \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\beta & \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \left[\omega - \Phi_2(\varepsilon) + \int_0^t \Phi_1(\varepsilon) \cdot d\tau \right] \right\} \cdot dt \geq -\gamma_0^2 \quad (4.25)$$

La solution de cette inégalité peut être trouvée à l'aide de la relation (4.26) :

$$\int_0^{t_1} K \left(\frac{d}{dt} f(t) \right) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} K f(0)^2, K > 0 \quad (4.26)$$

En utilisant l'expression (4.26), on peut montrer que l'inégalité de Popov est satisfaite par les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} \Phi_1 = K_i (\varepsilon_\beta \cdot \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\alpha \cdot \hat{\phi}_{r\beta}) = K_i (\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) \\ \Phi_2 = K_p (\varepsilon_\beta \cdot \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\alpha \cdot \hat{\phi}_{r\beta}) = K_p (\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) \end{cases} \quad (4.27)$$

En remplaçant les Eq 4.26 et 4.27 dans l'Eq 4.25, on obtient la vitesse estimée donnée par la relation :

$$\hat{\omega} = K_p \cdot (\phi_{r\beta} \cdot \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \cdot \hat{\phi}_{r\beta}) + K_i \cdot \int_0^t (\phi_{r\beta} \cdot \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \cdot \hat{\phi}_{r\beta}) \cdot d\tau \quad (4.28)$$

Et on peut écrire aussi :

$$\hat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \cdot (\bar{\phi}_r \otimes \hat{\phi}_r) \quad (4.29)$$

IV.5 Structure de détection du défaut

Les bandes latérales du premier ordre à $k=1$ sont particulièrement importantes pour la détection de défaut de cassure des barres. La position physique de la barre cassée, la vitesse et la charge affectent les amplitudes et les positions des bandes latérales. L'augmentation de la vitesse et de la charge déplace les emplacements des bandes latérales vers l'extérieur du fondamental. En fonctionnement à faible vitesse, le courant statorique devient presque continu, ce qui rend les fréquences de défaut faible et s'approchant à la fréquence fondamentale. Comme, l'enveloppe contient souvent des informations importantes sur le signal et présente des avantages significatifs par rapport à l'analyse directe du courant de phase. Ces avantages sont résumés comme suit:

- L'analyse spectrale de l'enveloppe du courant statorique permet de déterminer d'une manière facile l'état de fonctionnement de la machine soit sain ou en défaut.
- Elimination de l'effet de la composante fondamentale sur la détection de défaut.
- L'effet de cassure de barre se traduit par l'apparition dans l'enveloppe d'une seule composante de fréquence de défaut qui sera utilisée comme signature de défaut.
- La fuite de fréquence peut être évitée en raison de la composante continue de l'enveloppe en soustrayant sa moyenne avant l'analyse du signal.

La transformée de Hilbert (TH) est une technique de démodulation efficace et peut fonctionner sur n'importe quel signal périodique ou quasi-périodique, indépendamment de son amplitude. C'est une approche très importante lors du traitement d'un signal, dont l'amplitude peut dériver dans le temps. La TH produit un signal complexe, sa partie réelle est le signal original tandis que sa partie imaginaire est la TH du signal, ceci est appelé le signal analytique. Le module du signal analytique est l'amplitude instantanée ou l'enveloppe du signal. La transformée de Hilbert est définie comme un opérateur linéaire unidimensionnel qui transforme la fonction $u(t)$ en fonction $H[u(t)]$. Une des propriétés de la transformée est qu'elle décale la composante de la phase du signal de 90 degrés, de sorte que $H(\cos(x)) = \sin(x)$ [31]–[33]. La TH est donnée par l'équation (4. 30) [34], [35]:

$$H[u(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{u(\tau)}{t - \tau} d\tau = u(t) * \frac{1}{\pi t} \quad (4.30)$$

où : t est le temps, $*$ est la convolution.

Le signal analytique donné par:

$$\vec{u}(t) = u(t) + jH[u(t)] = a(t)e^{j\theta(t)} \quad (4.31)$$

avec :

$$\begin{cases} a(t) = [u^2(t) + H^2[u(t)]]^{1/2} \\ \theta(t) = \arctan[u(t)/H[u(t)]] \end{cases}$$

où $a(t)$ et $\theta(t)$ sont l'amplitude et la phase instantanées de $\vec{u}(t)$ respectivement.

La figure 4.2 décrit les étapes à suivre de la méthodologie de diagnostic à base de la TH et la TOD (HTOD) pour la détection de défaut de cassure des barres rotoriques.

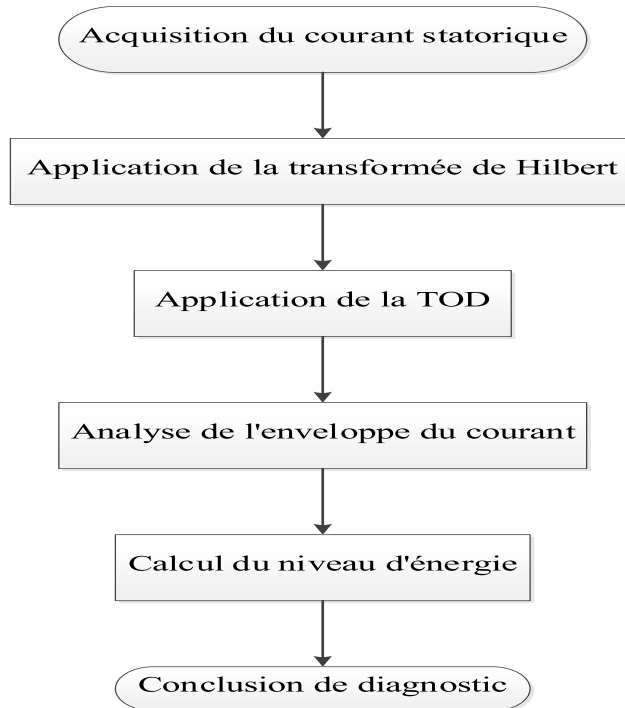


Figure 4.2: Méthodologie de diagnostic à base de la HTOD

IV.6 Simulation de la commande Backstepping sans capteur de vitesse

Pour synthétiser les performances de la commande Backstepping de la machine à induction sans capteur de vitesse en utilisant le MRAS (Figure 4.3), différents test sont effectués à savoir le test de robustesse pour des références variable et un benchmark, le test à faible vitesse en fonctionnement de la machine à l'état sain et avec défaut de cassure des barres rotoriques à plein charge.

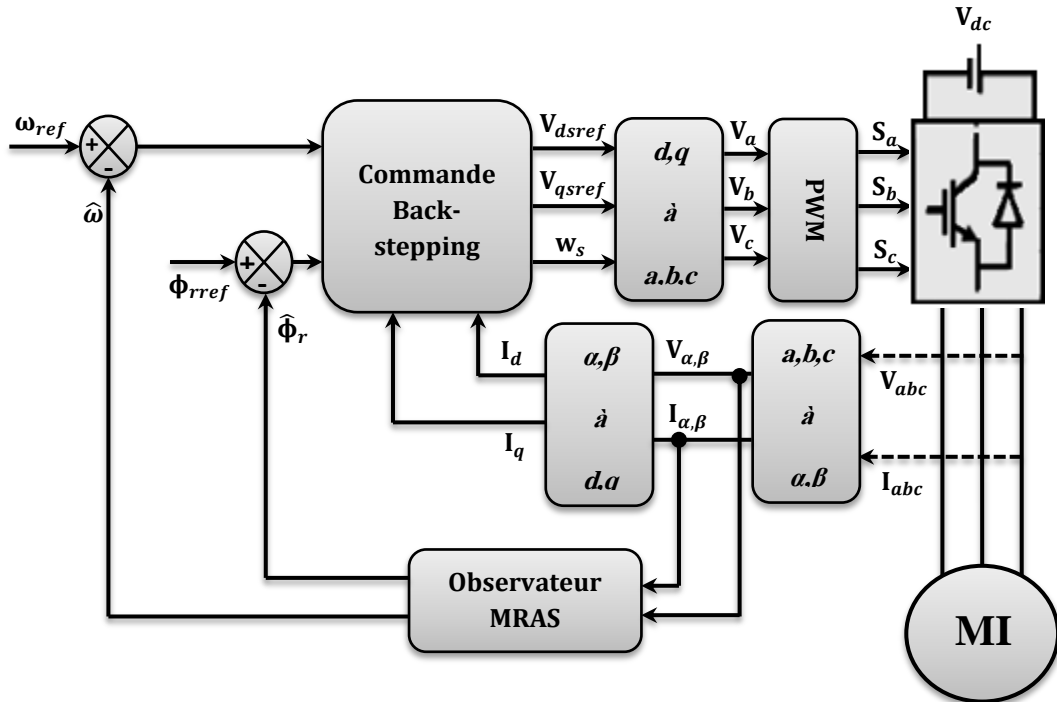


Figure 4.3: Schéma bloc de la commande Backstepping de la MI sans capteur de vitesse

IV.6.1 Cas d'une machine saine

➤ Teste de suivi de référence:

Deux trajectoires de référence sont choisies pour tester la robustesse de la commande de la machine à induction vis à vis le suivi de vitesse, l'une la vitesse de référence a forme de structure variable (figure 4.4a) et la seconde a une trajectoire sous un benchmark de valeurs (0, 100, 300, 1200, -954.92, 0, 50 tr/min).

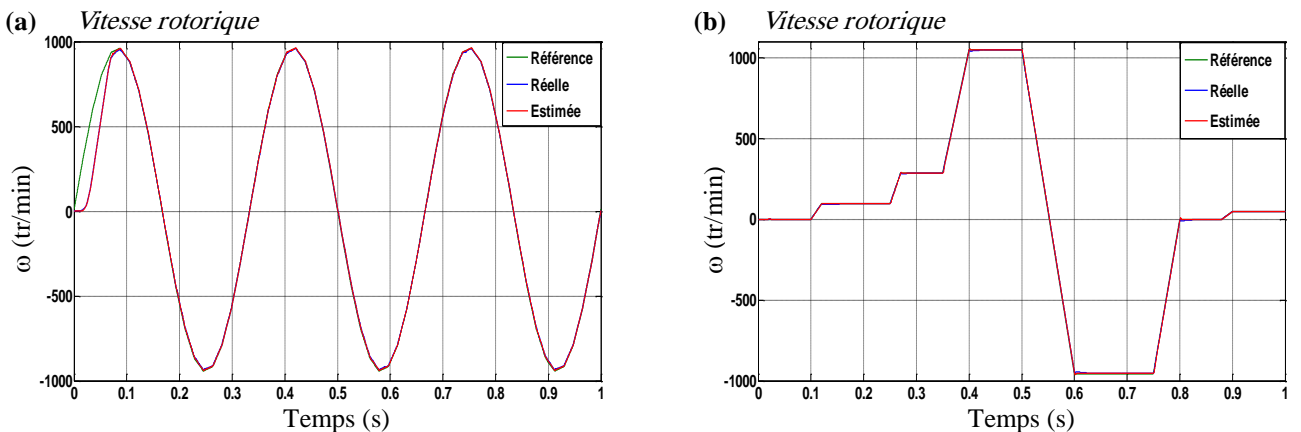


Figure 4.4: Réponse en vitesse pour les trajectoires de référence dans différentes régions

Pour les deux profils de référence de vitesse, on remarque le bon suivi sans dépassement dans toutes les zones de vitesse même proche de zéro ou vitesse nulle.

➤ **Fonctionnement à faible vitesse**

On considère que la machine opère à faible vitesse de 5 rad/s, l'application de la charge de 3.5 N.m est effectuée à l'instant $t= 0.5s$.

La figure 4.5 présente l'évolution de la vitesse rotorique, du couple électromagnétique, les courants statoriques et les composantes du courant et du flux.

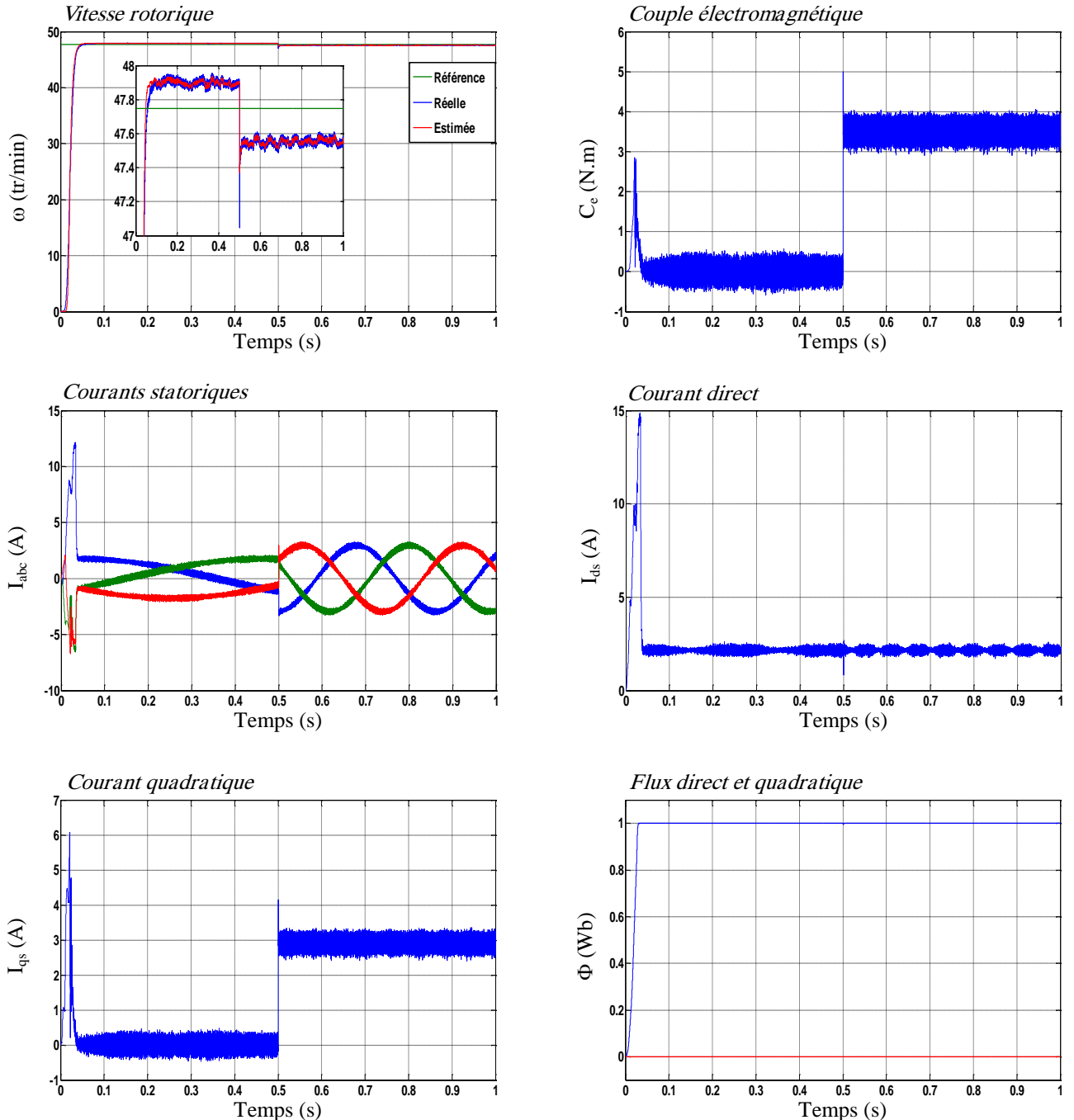


Figure 4.5: Caractéristiques électriques et mécaniques dans le cas d'une machine saine

On remarque que la vitesse réelle et estimée suivent parfaitement la référence de 5 rad/s, avec une superposition parfaite. L'effet de la charge à $t= 0.5s$ se manifeste légèrement sur la vitesse à travers un très faible creux. Le couple électromagnétique présente une réponse dynamique rapide et

les courants statoriques ont une bonne forme d'onde sinusoïdale. Conformément à la théorie, le courant quadratique est proportionnel à la variation du couple, par contre le courant direct reste constant. L'allure du flux rotorique montre bien que le principe d'orientation qui est bien assuré.

IV.6.2 Cas d'une machine avec défaut

➤ Fonctionnement à faible vitesse

On considère que la machine a commandée Backstepping sans capteur opère à faible vitesse de 5 rad/s . L'application de la charge de 3.5 N.m est effectuée à l'instant $t = 0.5 \text{ s}$ et le défaut de cassure de deux barres rotoriques adjacentes 1 et 2 est introduit à l'instant $t = 1 \text{ s}$ (Figure 4.6).

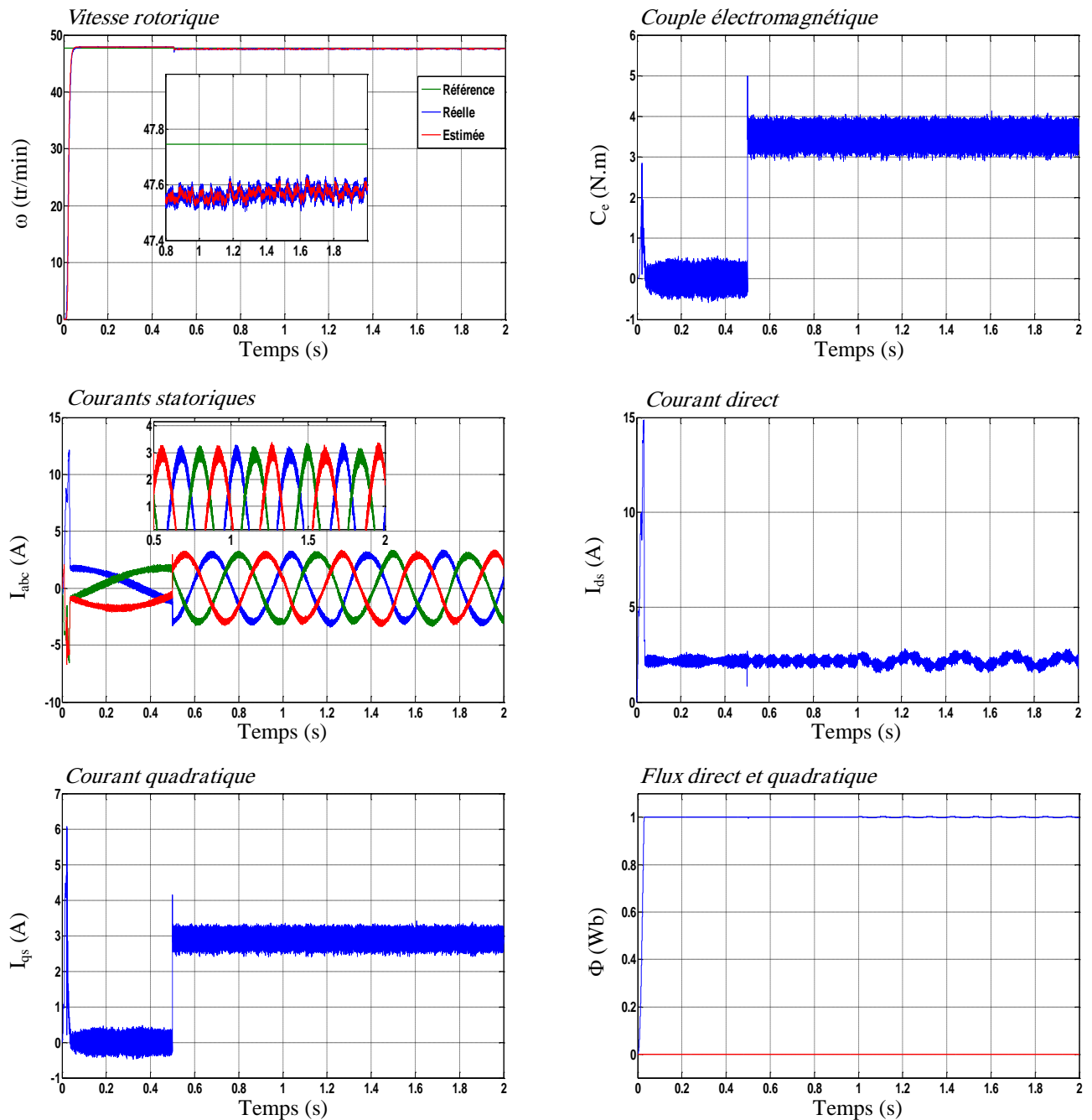


Figure 4.6: Caractéristiques électriques et mécaniques pour un fonctionnement du défaut de cassure de deux barres adjacentes

L'effet du défaut de cassure de deux barres adjacentes n'affecte pas la vitesse et le couple électromagnétique en raison à la bonne régulation assurée par la commande Backstepping qui masque l'effet de défaut, par contre les courants statoriques subissent une faible variation légèrement visible sur l'enveloppe du courant et des oscillations apparaissent sur la composante du courant direct au moment du défaut (figure 4.6), la composante en quadrature, les composants du flux rotorique ne sont pas affectées par le défaut et le découplage entre les axes du flux est toujours assuré. Ce test montre la robustesse de la stratégie de la commande par Backstepping via le défaut à faible vitesse.

IV.6.3 Détection du défaut

La détection du défaut de cassure de barre de la machine en boucle fermée repose sur l'analyse du courant d'une phase statorique par la transformée de Hilbert. La méthode repose sur l'analyse de la variation du courant effectuée après l'acquisition du courant statorique, l'extraction de son enveloppe est obtenue par la TH comme le montre la figure 4.7. Le spectre de l'enveloppe est obtenu par la TOD.

Comme l'enveloppe de la TH du courant statorique est presque continue, les harmoniques de défaut de la cassure des barres dans le spectre du courant situées à $2kgf_s$ sont faibles (tableau 4.1).

L'enveloppe du courant statorique		
$g = 0.7280$	$2gf_s$	$4gf_s$
$f_{calculée} (Hz)$	4.259	8.518

Tableau 4.1: Fréquences de défaut calculées issues de l'enveloppe du courant statorique en simulation

Le calcul des niveaux de décomposition est obtenu ($n=12$) pour une fréquence d'échantillonnage $f_e=10\text{ kHz}$ et une fréquence d'alimentation $f_s=2.9253\text{Hz}$, (tableau 4.2).

Niveau de l'ondelette	Bande de Fréquences
Approximation 12(a ₁₂)	[0 – 1.22] Hz
Détail 12 (d ₁₂)	[1.22 – 2.44] Hz
Détail 11 (d ₁₁)	[2.44 – 4.88] Hz
Détail 10 (d ₁₀)	[4.88 – 9.76] Hz
Détail 9 (d ₉)	[9.76 – 19.53] Hz
Détail 8 (d ₈)	[19.53 – 39.06] Hz
Détail 7 (d ₇)	[39.06 – 78.12] Hz
Détail 6 (d ₆)	[78.12– 156.25] Hz
Détail 5 (d ₅)	[156.25 – 312.5] Hz
Détail 4 (d ₄)	[312.5 – 625] Hz
Détail 3 (d ₃)	[625 – 1250] Hz
Détail 2 (d ₂)	[1250 – 2500] Hz
Détail 1 (d ₁)	[2500 – 5000] Hz

Tableau 4.2: Bande de fréquences associées aux détails et approximation de la CB en simulation

La figure 4.7 donne l'enveloppe du signal du courant statorique durant le démarrage de la machine à l'état sain et en défaut.

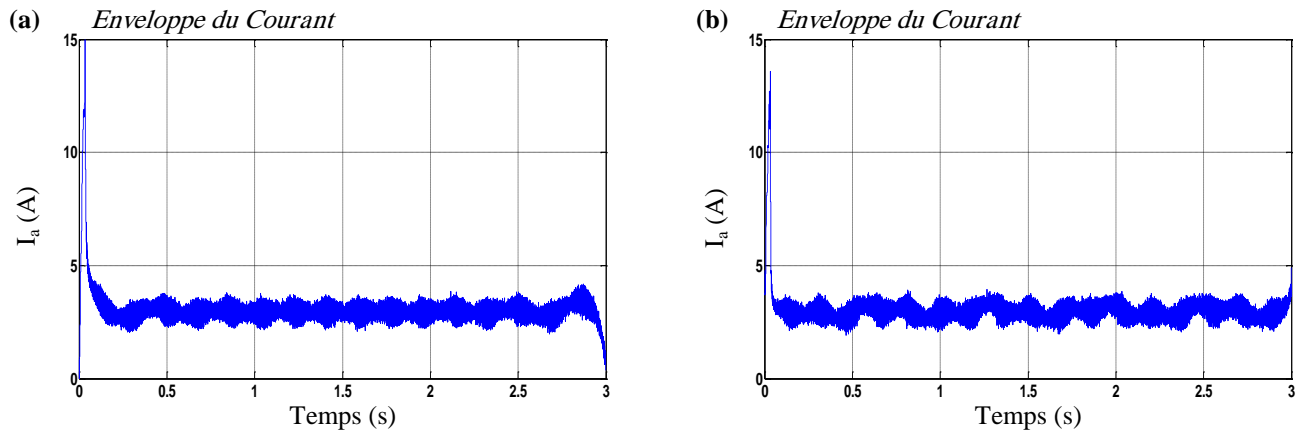


Figure 4.7: Enveloppe du courant statorique au démarrage :
(a) machine saine, (b) machine avec défaut

On remarque qu'il y a augmentation de l'amplitude de modulation de l'enveloppe du courant statorique à l'état en défaut de la machine par rapport à l'état sain.

L'analyse par la TOD de l'enveloppe du courant en régime transitoire montre bien la présence de la variation au niveau des courbes de détails (d_{10} et d_{11}) et d'approximation (a_9 et a_{10}), provoquée par le défaut de cassure de barre (figure 4.8).

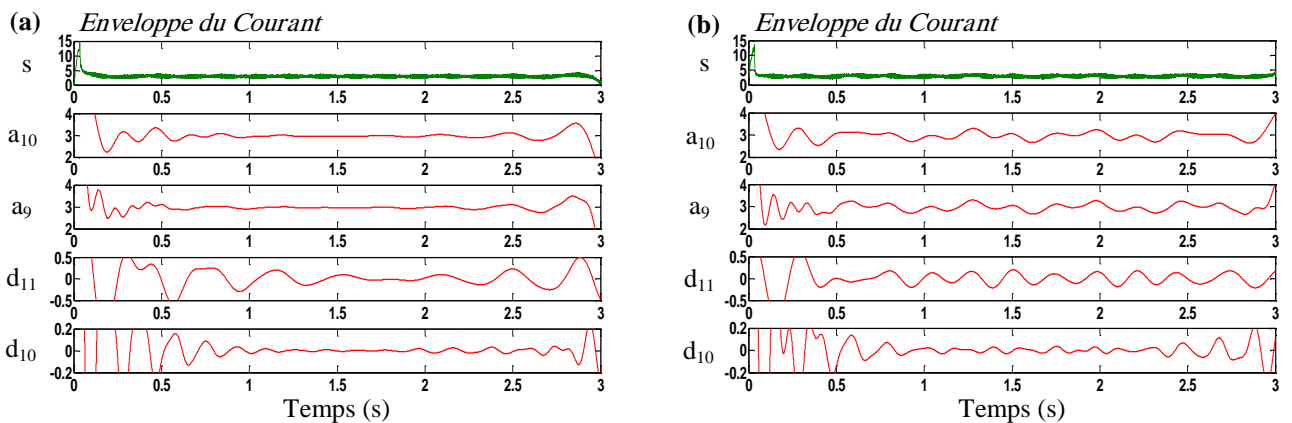


Figure 4.8: Analyse TOD de l'enveloppe du courant statorique de la machine :
(a) machine saine, (b) machine avec défaut

La figure 4.9 donne la variation de l'énergie stockée dans les signaux de détails et d'approximation déduite de l'analyse de l'enveloppe du courant par la TOD pour le cas de la machine saine et avec défaut de cassure de deux barres à plein charge.

Une variation importante de l'énergie emmagasinée dans les niveaux situés aux fréquences de défaut (signaux d_{10} , d_{11} , a_9 et a_{10}) est observé (figure 4.9), cette augmentation est fonction du niveau de sévérité du défaut ainsi de la charge.

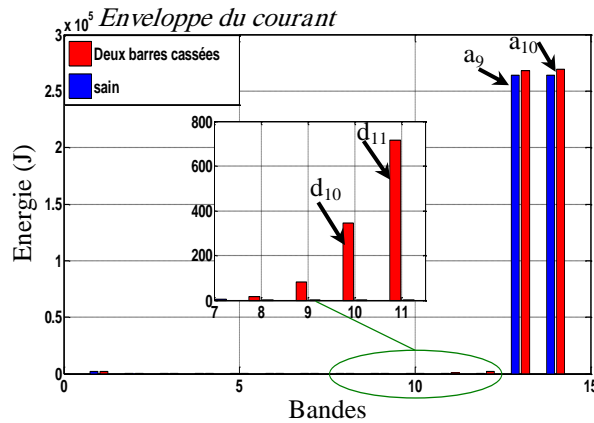


Figure 4.9: Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence db 40 du courant statorique

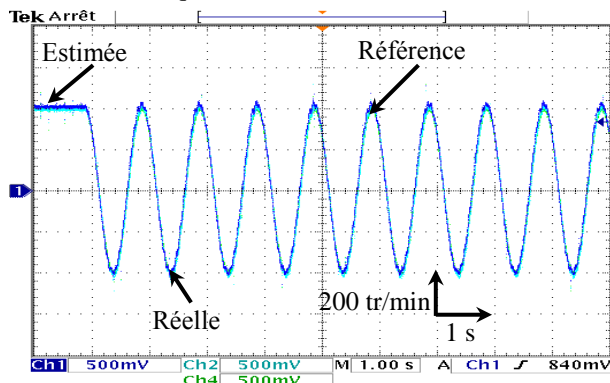
IV.7 Analyse expérimentale

La validation expérimentale de la structure de la commande Backstepping sans capteur de vitesse à base de l'observateur MRAS pour une machine saine et avec défaut de cassure de deux barres rotoriques est effectuée sur le même banc d'essai du laboratoire de génie électrique de Biskra (LGEB) et pour les mêmes conditions des tests qu'en simulation.

IV.7.1 Essais dynamiques

La figure (4.10) illustre les résultats expérimentaux de la commande Backstepping sans capteur de vitesse pour un test de poursuite pour référence de structure variable (figure 4.10a) et pour un benchmark (figure 4.10b).

(a) Vitesse rotorique



(b) Vitesse rotorique

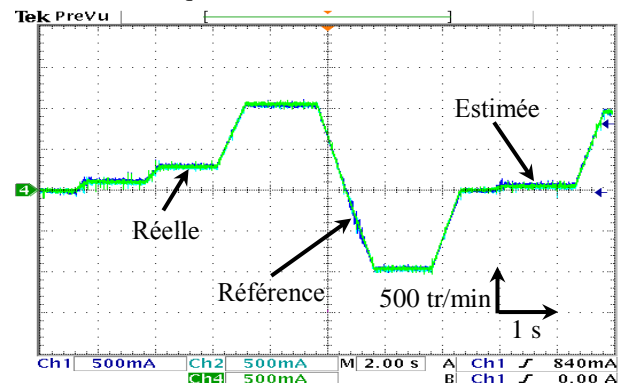


Figure 4.10: Réponse de la vitesse suivant les trajectoires de référence dans différentes régions

Les résultats expérimentaux montrent les bonnes performances de la commande sans capteur de vitesse utilisant l'observateur MRAS pour le suivi de trajectoire et rejet de perturbation. Les vitesses estimée et réelle convergent vers la vitesse référence en même temps. L'observateur MRAS donne une bonne estimation de la vitesse et du flux dans les différentes régions de fonctionnement.

IV.7.2 Fonctionnement à faible vitesse

➤ Cas d'une machine saine

La validation expérimentale de la commande Backstepping sans capteur de vitesse de la machine à l'état sain utilisant un observateur MRAS pour l'estimation de la vitesse de rotation et du flux rotorique en fonctionnement à faible vitesse est illustrée sur la figure 4.11.

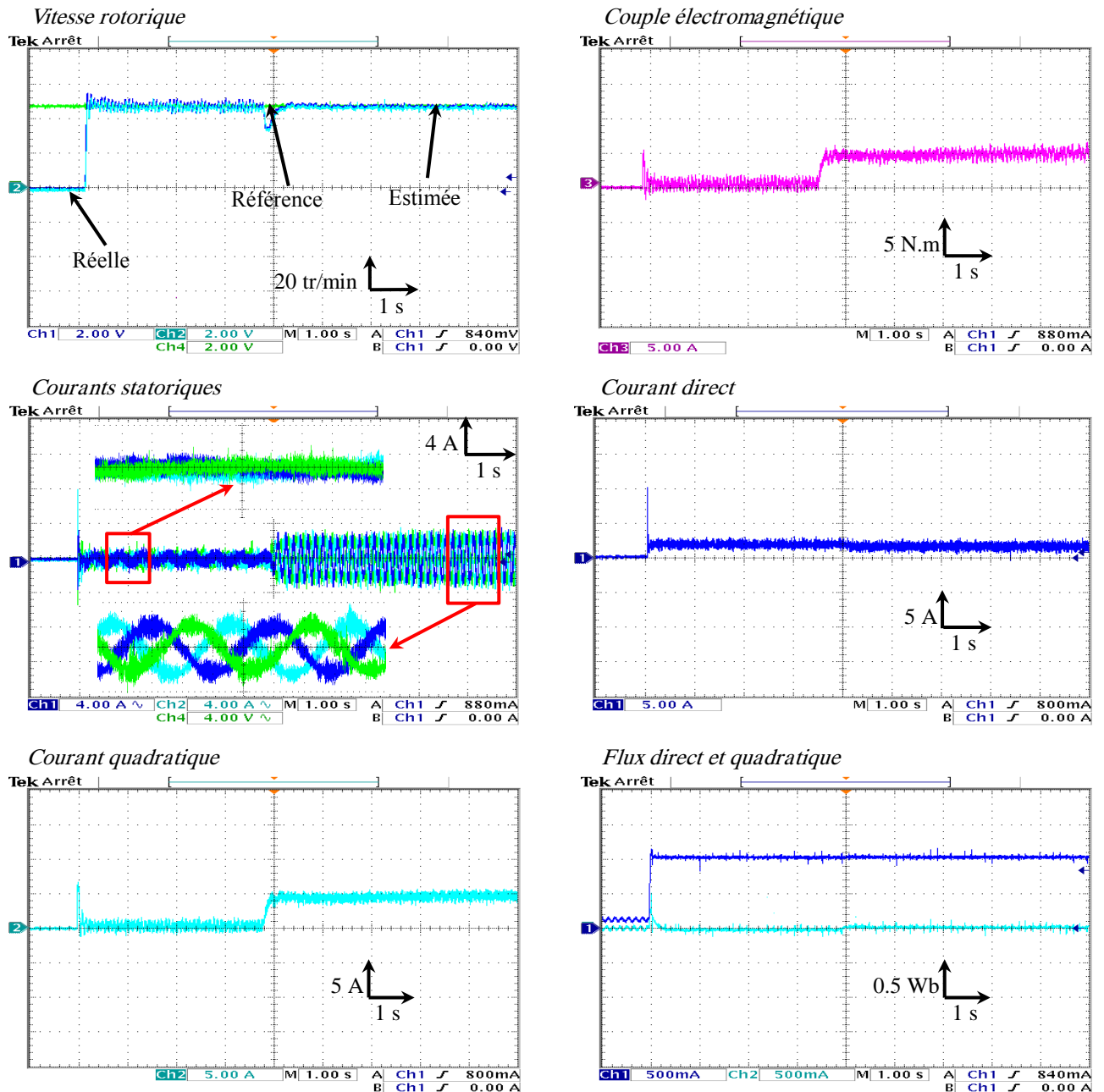


Figure 4.11: Caractéristiques électriques et mécaniques pour une machine saine

Les résultats montrent bien que la vitesse converge rapidement vers sa référence sans dépassement avec de petites perturbations en fonctionnement à vide. La perturbation provoquée par l'application de la charge est rapidement éliminée. Le couple électromagnétique répond très rapidement aux variations de la charge sans atteindre une valeur inadmissible. L'allure des courants

statoriques présente une bonne dynamique et une forme sinusoïdale équilibrée. Le courant i_{qs} est en parfait accord avec l'évolution du couple. Le courant i_{ds} est peu perturbé par la présence du couple de charge mais reste constant (bon découplage). L'allure du flux rotorique montre bien que les flux rotoriques convergent vers leurs valeurs finales. Par conséquent, la commande est bien découplée.

➤ **Cas d'une machine avec défaut**

La validation expérimentale de la commande Backstepping sans capteur de vitesse de la machine à l'état en défaut présentant de cassures de barres adjacentes en fonctionnement à faible vitesse est illustrée sur la figure 4.12.

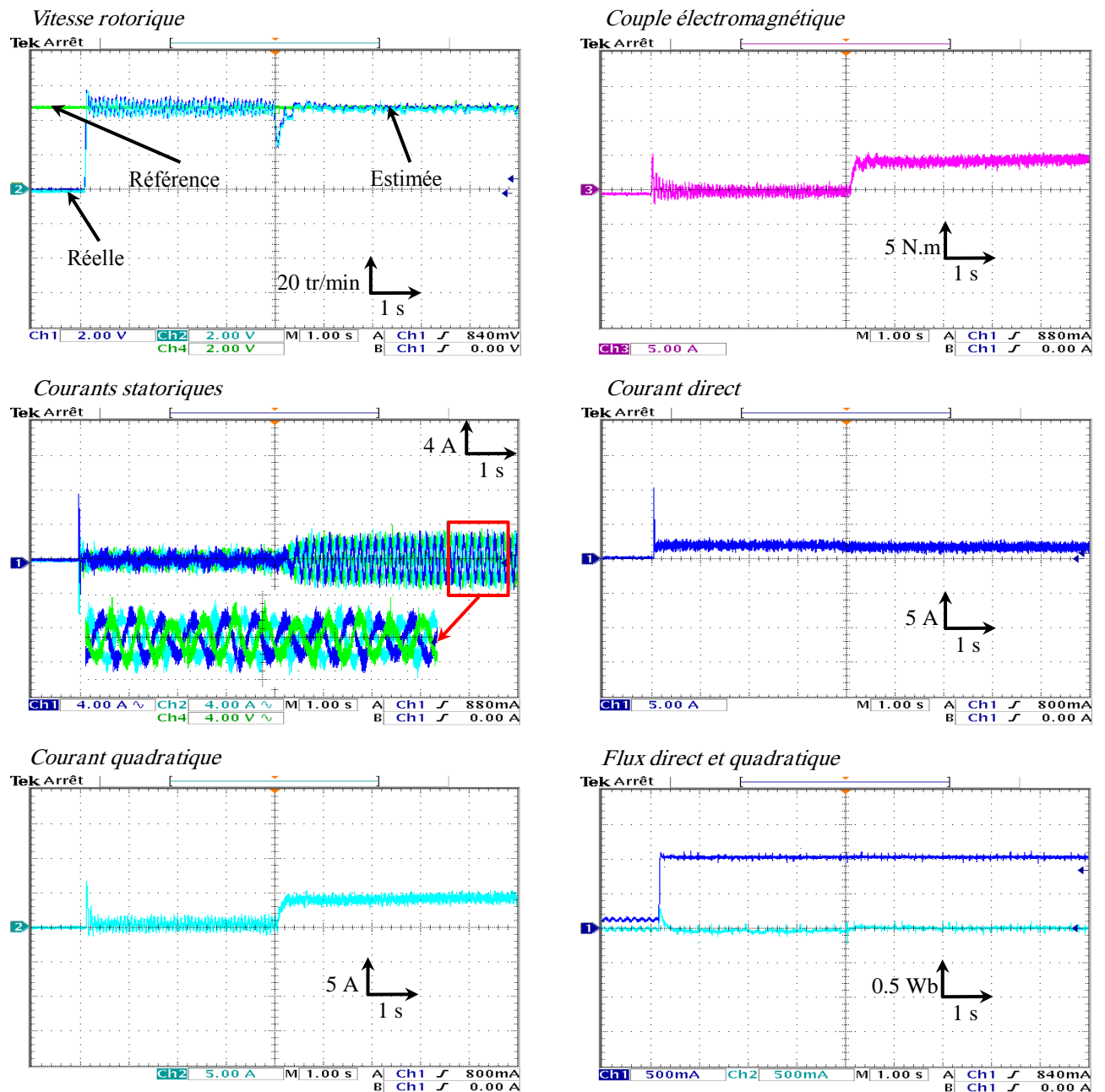


Figure 4.12: Caractéristiques électriques et mécaniques pour une machine avec deux barres cassées adjacentes

Lorsque la machine présente un défaut de cassure des barres rotoriques, l'effet du défaut sur les allures de vitesse et du couple est compensé à travers le système de commande et de régulation; aucune différence remarquable à l'état sain et en défaut. Par contre, Les courants statoriques présentent une petite différence au niveau des amplitudes qui deviennent plus constante. Les allures du flux montrent que le découplage est toujours maintenu, ce qui montre la bonne robustesse de la commande Backstepping sans capteur en fonctionnement à faible vitesse et en fonctionnement avec défaut.

IV.7.3 Diagnostic de défaut à faible vitesse

L'analyse du défaut de cassure de barre en fonctionnement à faible vitesse s'effectue à travers l'acquisition du courant d'une phase statorique par le biais de l'interface Control-Desk. L'application de la transformée de Hilbert permettant d'obtenir l'enveloppe du courant.

Le tableau 4.3 donne les fréquences de défaut de l'enveloppe du courant statorique de la machine.

L'enveloppe du courant statorique		
$g = 0.7405$	$2gf_s$	$4gf_s$
$f_{calculée} (Hz)$	9.084	18.169

Tableau 4.3: Fréquences de défaut calculées de l'enveloppe du courant statorique en expérimentation

Les bandes de fréquence pour chaque niveau de décomposition de la transformée en ondelette discrète pour une fréquence d'échantillonnage $f_e=10\text{ kHz}$ et d'alimentation $f_s=6.1342\text{Hz}$ donnent un nombre de décomposition $n=11$, (tableau 4.4).

Niveau de l'ondelette	Band de Fréquence
Approximation 11(a ₁₁)	[0 – 2.44] Hz
Détail 11 (d ₁₁)	[2.44 – 4.88] Hz
Détail 10 (d ₁₀)	[4.88 – 9.76] Hz
Détail 9 (d ₉)	[9.76 – 19.53] Hz
Détail 8 (d ₈)	[19.53 – 39.06] Hz
Détail 7 (d ₇)	[39.06 – 78.12] Hz
Détail 6 (d ₆)	[78.12– 156.25] Hz
Détail 5 (d ₅)	[156.25 – 312.5] Hz
Détail 4 (d ₄)	[312.5 – 625] Hz
Détail 3 (d ₃)	[625 – 1250] Hz
Détail 2 (d ₂)	[1250 – 2500] Hz
Détail 1 (d ₁)	[2500 – 5000] Hz

Tableau 4.4 : Bandes des fréquences associées aux détails et approximation de la CB en expérimentation

La Figure 4.13 illustre l'enveloppe du courant statorique pour le cas d'une machine saine et avec défaut où l'effet de défaut des cassures des barres provoque une augmentation de l'amplitude de l'enveloppe du courant statorique.

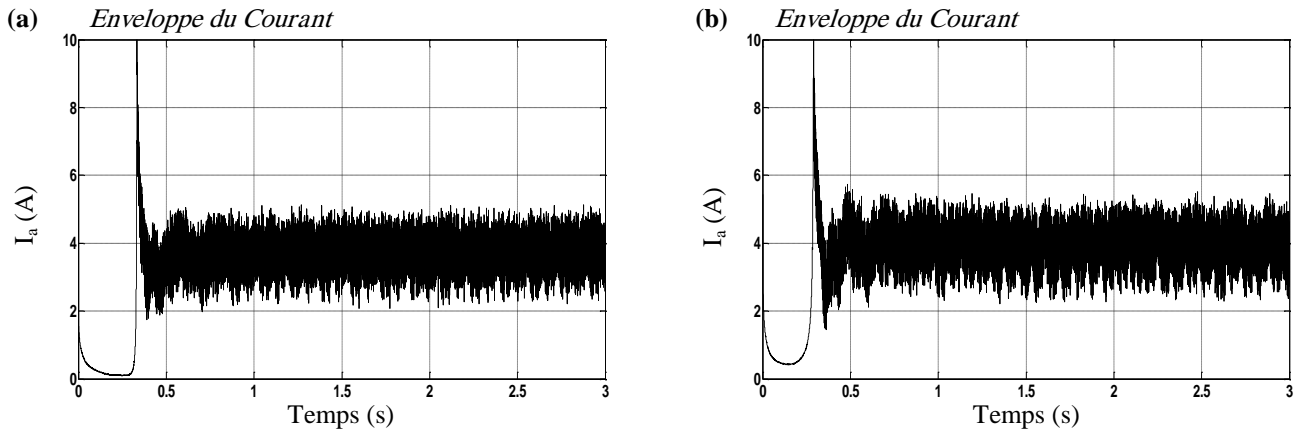


Figure 4.13: Enveloppe du courant de démarrage statorique : (a) machine saine, (b) machine avec deux barres cassées adjacentes

La TOD de l'enveloppe du courant statorique (figure 4.14) donne l'évolution dans les bandes de fréquence relatives au défaut correspondant aux coefficients (a_9 , a_8 , d_{10} et d_9).

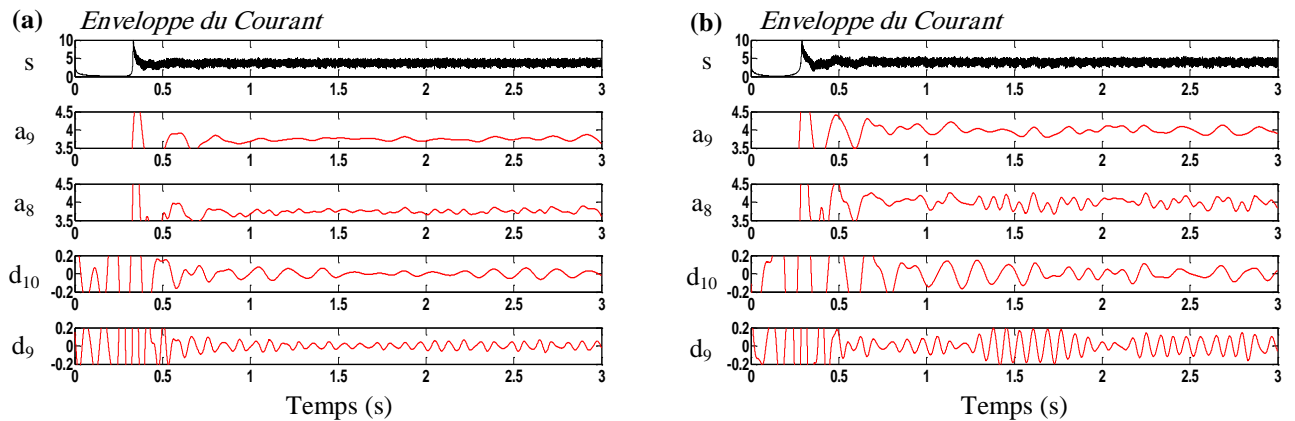


Figure 4.14: Analyse TOD de l'enveloppe du courant statorique de la machine à induction : (a) machine saine, (b) machine avec défaut de cassure de deux barres

La comparaison entre les signaux de détail et d'approximation pour une machine saine et avec défaut montre que les amplitudes des coefficients a_9 , a_8 , d_{10} et d_9 sont augmentées en raison qu'elles contiennent les composantes fréquentielles $2k f_s$. L'élimination de la fréquence fondamentale a un effet très significatif sur le diagnostic des défauts. Cet effet est déduit de la variation claire des amplitudes des signaux entre les deux états de la machine.

La figure 4.15 donne les valeurs des énergies pour différents niveaux de la TOD de l'enveloppe du courant statorique pour les états sain et en défaut de la machine.

Le calcul de l'énergie stockée dans chaque niveau de décomposition confirme l'augmentation observée dans les signaux de détail et d'approximation, notamment au niveau (E_9 , E_{10} et E_{11}) pour les détails et (E_8 et E_9) pour les approximations, ce qui montre que l'énergie de ces bandes permet la détection précoce du défaut de la cassure des barres rotoriques.

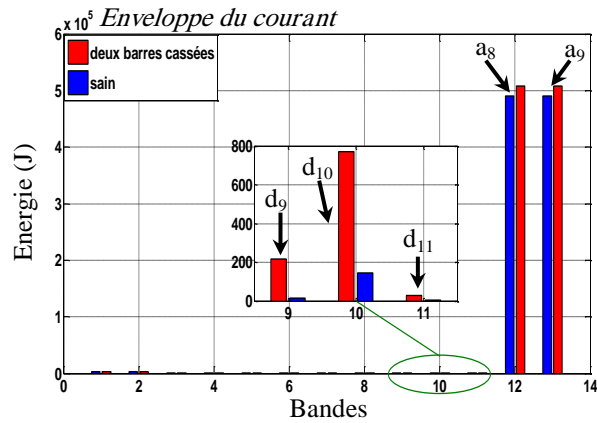


Figure 4.15: Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence db 40 du courant statorique

IV.8 Conclusion

Dans ce chapitre, une commande non linéaire à base de la technique Backstepping sans capteur de vitesse est présentée lorsque la machine à induction opère à faible vitesse à l'état sain et avec défaut de cassure de deux barres adjacentes rotoriques. L'observateur MRAS a été utilisé pour l'estimation de la vitesse et du flux rotorique afin de réaliser un algorithme de commande sans capteur de vitesse. L'efficacité de la stratégie de commande a été examinée en simulation et en expérimentation. La transformée de Hilbert est utilisée pour déterminer l'enveloppe du courant statorique et l'analyse TOD de l'enveloppe du courant a été effectuée pour la détection du défaut de cassure des barres rotoriques.

Les résultats obtenus montrent les hautes performances à travers la bonne dynamique de l'algorithme de commande dans les différents modes de fonctionnement, l'effet du défaut n'affecte pas la vitesse rotorique.

L'estimateur MRAS offre une bonne estimation de vitesse offrant ainsi la fiabilité de la commande sans capteur. L'analyse de l'enveloppe en utilisant la TH a donné des résultats satisfaisants; où l'élimination de la composante fondamentale permet une identification plus claire des fréquences de défaut. Les résultats obtenus par l'analyse TOD de l'enveloppe du courant fournit des informations utiles pour détection du défaut en fonctionnement à basse vitesse. La HTOD est utilisée également pour le calcul de l'énergie stockée dans chaque niveau de décomposition (HTOD), la gravité de défaut peut également être identifiée à travers les valeurs propres des énergies. L'efficacité du résultat est affirmée en simulation et en expérimentation.

IV.9 Bibliographie

- [1] A. Laoufi, A. Hazzab, I. K. Bousserhane, and M. Rahli, "Direct Field-Oriented Control using Backstepping Technique for Induction Motor Speed Control," in *2006 2nd International Conference on Information & Communication Technologies*, vol. 1, pp. 1422–1427.
- [2] S. M. J. Rastegar Fatemi, N. R. Abjadi, J. Soltani, and S. Abazari, "Speed sensorless control of a six-phase induction motor drive using backstepping control," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 114–123, Jan. 2014.
- [3] N. R. Abjadi, "Sliding-mode control of a six-phase series/parallel connected two induction motors drive," *ISA Trans.*, vol. 53, no. 6, pp. 1847–1856, 2014.
- [4] T.-J. Fu and W.-F. Xie, "A novel sliding-mode control of induction motor using space vector modulation technique," *ISA Trans.*, vol. 44, no. 4, pp. 481–490, 2005.
- [5] T. Hicham, "Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts," Thèse de Doctorat, Université de Biskra, 2016.
- [6] F. Alonge, M. Cirrincione, M. Pucci, and A. Sferlazza, "Input-output feedback linearization control with on-line MRAS-based inductor resistance estimation of linear induction motors including the dynamic end effects," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 1, pp. 254–266, 2016.
- [7] M. Moutchou and H. Mahmoudi, "Sensorless Exact Input-Output Linearization Control of the Induction Machine, Based on Parallel Stator Resistance and Speed MRAS Observer, with a Flux Sliding Mode Observer," *Int. J. Electr. Eng. Informatics*, vol. 6, no. 2, pp. 324–341, Jun. 2014.
- [8] A. Ammar, A. Bourek, and A. Benakcha, "Nonlinear SVM-DTC for induction motor drive using input-output feedback linearization and high order sliding mode control," *ISA Trans.*, vol. 67, pp. 428–442, 2017.
- [9] T. Ameid, A. Menacer, R. Romary, R. Pusca, and H. Talhaoui, "DWT for rotor bars fault detection applied to backstepping control induction motor drive in low-speed," in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, pp. 8059–8064.
- [10] A. Zaafouri, C. Ben Regaya, H. Ben Azza, and A. Châari, "DSP-based adaptive backstepping using the tracking errors for high-performance sensorless speed control of induction motor drive," *ISA Trans.*, vol. 60, pp. 333–347, 2016.
- [11] D. C. Happyanto, R. Fauzi, and J. Hair, "Backstepping development as controller in fast response three phase induction motor based on indirect field oriented control," in *2016 International Electronics Symposium (IES)*, 2016, no. 1, pp. 25–30.
- [12] M. Krstic and P. V. Kokotovic, "Estimation-based adaptive backstepping designs for linear systems," in *Proceedings of 1995 34th IEEE Conference on Decision and Control*, 1995, vol. 4, no. December, pp. 3935–3940.
- [13] M. K. P. V. Kokotovic, "Backstepping to Passivity: Recursive Design of Adaptive Systems," *Proc. 31st Conf. Decis. Control*, pp. 3276–3280, 1992.
- [14] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, 1992.
- [15] A. Accetta, M. Cirrincione, M. Pucci, and G. Vitale, "Closed-Loop MRAS Speed Observer for Linear Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 3, pp. 2279–2290, May 2015.
- [16] A. K. Chattopadhyay, S. Das, and R. Kumar, "Comparative assessment of two different model reference adaptive system schemes for speed-sensorless control of induction motor drives," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 10, no. 2, pp. 141–154, Feb. 2016.
- [17] Y. Feng, H. Lin, Z. Q. Zhu, Y. Huang, J. Yan, and X. Guo, "Improved sliding mode model reference adaptive system speed observer for fuzzy control of direct-drive permanent magnet synchronous generator wind power generation system," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 7, no. 1, pp. 28–35, 2013.
- [18] T. Ameid, A. Menacer, H. Talhaoui, A. Ammar, and Y. Azzoug, "Sensorless speed estimation and

- backstepping control of induction motor drive using model reference adaptive system,” in *2017 5th International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B)*, 2017, pp. 1–6.
- [19] Gang Tao, “Multivariable Adaptive Control,” in *Adaptive Control Design and Analysis*, Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2003, pp. 371–504.
- [20] H. Echeikh, R. Trabelsi, M. F. Mimouni, A. Iqbal, and R. Alammari, “High performance backstepping control of a fivephase induction motor drive,” in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2014, pp. 812–817.
- [21] F. Mehazzem, a. Reama, Y. Hamam, and H. Benalla, “Real time implementation of backstepping controller in indirect field oriented control of induction motor drive,” *2009 Int. Conf. Power Eng. Energy Electr. Drives*, pp. 611–616, 2009.
- [22] R.-J. Wai and H.-H. Chang, “Backstepping wavelet neural network control for indirect field-oriented induction motor drive,” *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 15, no. 2, pp. 367–82, 2004.
- [23] T. Ameid, A. Menacer, H. Talhaoui, I. Harzelli, and A. Ammar, “Backstepping Control for Induction Motor Drive Using Reduced Model in Healthy State : Simulation and Experimental Study,” *2017 6th Int. Conf. Syst. Control*, pp. 191–196, 2017.
- [24] C. Ben Regaya, F. Farhani, A. Zaafour, and A. Chaari, “A novel adaptive control method for induction motor based on Backstepping approach using dSpace DS 1104 control board,” *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 100, pp. 466–481, 2018.
- [25] F. Farhani, C. Ben Regaya, A. Zaafour, and A. Chaari, “Real time PI-backstepping induction machine drive with efficiency optimization,” *ISA Trans.*, vol. 70, pp. 348–356, Sep. 2017.
- [26] M. Fateh and R. Abdellatif, “Comparative study of integral and classical backstepping controllers in IFOC of induction motor fed by voltage source inverter,” *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 28, pp. 17953–17964, Jul. 2017.
- [27] M. MOUTCHOU, A. ABBOU, and H. MAHMOUDI, “MRAS-based sensorless speed backstepping control for induction machine, using a flux sliding mode observer,” *TURKISH J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 23, pp. 187–200, 2015.
- [28] S. M. Gadoue, D. Giaouris, and J. W. Finch, “Stator current model reference adaptive systems speed estimator for regenerating-mode low-speed operation of sensorless induction motor drives,” *IET Electr. Power Appl.*, vol. 7, no. 7, pp. 597–606, Aug. 2013.
- [29] C. Azeddine, “Commande Backstepping d’une machine asynchrone sans capteur de vitesse,” Thèse Magister, Université de Batna, 2011.
- [30] I. Benlaloui, S. Drid, L. Chrifi-Alaoui, and M. Ouriagli, “Implementation of a New MRAS Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, no. 2, pp. 588–595, 2015.
- [31] D. Shi, P. J. Unsworth, and R. X. Gao, “Sensorless Speed Measurement of Induction Motor Using Hilbert Transform and Interpolated Fast Fourier Transform,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 55, no. 1, pp. 290–299, Feb. 2006.
- [32] M. S. Bieda, P. Lesiak, T. R. Wolinski, Y. Semenova, and G. Farrell, “Demodulation Algorithm Using the Hilbert Transform for a Dynamic Polarimetric Optical Fiber Sensor,” *IEEE Sens. J.*, vol. 15, no. 11, pp. 6664–6670, Nov. 2015.
- [33] M. Abd-el-Malek, A. K. Abdelsalam, and O. E. Hassan, “Induction motor broken rotor bar fault location detection through envelope analysis of start-up current using Hilbert transform,” *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 93, pp. 332–350, Sep. 2017.
- [34] H. Talhaoui, A. Menacer, A. Kessal, and A. Tarek, “Experimental diagnosis of broken rotor bars fault in induction machine based on Hilbert and discrete wavelet transforms,” *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, vol. 95, no. 1–4, pp. 1399–1408, Mar. 2018.
- [35] B. Bessam, A. Menacer, M. Boumehraz, and H. Cherif, “DWT and Hilbert Transform for Broken Rotor Bar Fault Diagnosis in Induction Machine at Low Load,” *Energy Procedia*, vol. 74, pp. 1248–1257, Aug. 2015.



Conclusion générale

Conclusion Générale

Le diagnostic des machines électriques représente un axe de recherche important durant la dernière décennie. L'avènement de la surveillance a révolutionné la maintenance des systèmes en particulier les entraînements électriques à base des machines électriques. En fait, ce terme fait référence à un système de surveillance qui peut diagnostiquer l'état des moteurs électriques afin de déterminer les types de défauts et leur gravité lorsque les moteurs sont dans des conditions de fonctionnement anormales. Ce qui nécessite une détection précise et efficace du défaut naissants dans leurs premiers stades.

Dans cette perspective, le travail présenté dans cette thèse porte sur une étude théorique et expérimentale du diagnostic en vue de la détection du défaut durant les différents modes de fonctionnement de la machine à induction. Pour ce faire, une modélisation en vue de la simulation du défaut de la machine à travers l'utilisation du modèle réduit issu du modèle multi enroulement tenant compte de la géométrie de la machine. L'utilisation de l'approche signale en fonctionnement transitoire et permanent est effectuée pour la détection du défaut de cassure des barres rotoriques. Une validation expérimentale du modèle ainsi de l'efficacité du diagnostic de défaut rotorique à base de l'approche signale est effectuée à travers les résultats obtenus à l'état sain et en défaut sur un banc d'essai réalisé au laboratoire LGEB.

Les méthodes utilisées dans le domaine de diagnostic des machines tournantes sont nombreuses, classées en deux approches: une approche signale basée sur le traitement de signal des grandeurs électriques et mécaniques mesurables, à savoir le courant, la vitesse, la sortie du régulateur de vitesse, et l'autre approche basée sur les modèles des systèmes à base des observateurs. L'efficacité d'un tel outil de diagnostic nécessite une bonne connaissance du système à diagnostiqué, cette connaissance se traduit par la disponibilité d'une base de données importante et significative issu d'une certaine expertise théorique et pratique.

Le diagnostic du défaut de cassure des barres rotoriques est effectué en boucle ouverte lorsque la machine est alimentée directement au réseau. Ensuite, en boucle fermée en utilisant une commande vectorielle sans capteur à vitesse constante par le biais du FKE et à très faible vitesse en utilisant la commande Backstepping sans capteur de vitesse par le biais du MRAS.

Dans ce contexte, le travail de recherche est réalisé en quatre chapitres:

➤ Dans le premier chapitre, un état de l'art sur les défauts qui peuvent apparaître dans la machine à induction est effectué où différentes méthodes et techniques de détection de ces défauts

sont énumérés. Pour l'entraînement à vitesse variable un état de l'art sur les différentes techniques de commandes de la machine à induction est présenté montrant les performances de chacune ainsi que leurs limitations.

➤ Le deuxième chapitre porte sur la présentation du modèle réduit tenant compte du défaut rotorique de la machine issu du schéma multi-enroulements auquel une transformation de Park est appliquée, Le modèle de simulation est testé et validé en expérimentation. La détection de défaut est effectuée en utilisant la FFT en régime permanent et la transformée en ondelette discrète en régime transitoire.

➤ Le troisième chapitre porte sur la simulation et l'implémentation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse en utilisant le FKE en fonctionnement sain de la machine et en défaut de cassure de deux barres rotoriques adjacentes. L'observateur à base du FK est utilisé simultanément pour l'estimation de la vitesse et pour l'estimation de la résistance rotorique en vue le suivi paramétrique pour la détection du défaut rotorique.

➤ Le quatrième chapitre concerne la simulation et l'implémentation expérimentale de la commande non-linéaire sans capteur de vitesse utilisant comme contrôle la technique Backstepping en vue d'assurer les bonnes performance de commande à faible vitesse ainsi avoir une bonne acquisition des signaux pour le processus de diagnostic et de détection. L'observateur MRAS a été utilisé pour l'estimation de la vitesse et du flux rotorique. La transformée de Hilbert est utilisée pour déterminer l'enveloppe du courant statorique et l'analyse TOD de l'enveloppe du courant statorique a été effectuée pour la détection du défaut.

L'implémentation expérimentale est effectuée par une interface en temps réel liée à la carte dSpace DS1104 au Laboratoire LGEB Biskra.

L'analyse des résultats obtenus en simulation et en expérimentation montre que:

En boule ouverte: Les résultats montrent que l'effet du défaut se manifeste par les oscillations au niveau de la vitesse rotorique et des ondulations dans le courant statorique. L'analyse par approche signal à base de la FFT montre que l'effet du défaut de cassure des barres se traduit par l'apparition des raies dans le spectre du courant statorique et de la vitesse de rotation et par ondelette DWT des oscillations sur les courbes des détails et d'approximations à haut niveau, l'analyse très fine des signaux permet de détecter la non-stationnarité dans les signaux. La sévérité de défaut est évaluée par le calcul de l'énergie propre de chaque niveau de décomposition.

En boule fermée: Les résultats obtenus en simulation et en expérimentation issues de la commande vectorielle sans capteur de vitesse montrent les performances acceptables de la commande pour les différents modes de fonctionnement de la machine. Il est a noté que l'effet du défaut sur la vitesse ainsi sur le couple électromagnétique n'est pas important en raison de la boucle de régulation

assurée par les contrôleurs *PI*. Le FKE donne une bonne estimation avec précision en fonctionnement sain et en défaut rotorique. L'estimation de la résistance rotorique peut servir comme une alarme indicatrice de la présence ou non du défaut rotorique. la FFT et la TOD permet de confirmer si la variation de la résistance est induite par le défaut ou par la charge. L'analyse de la sortie du régulateur de vitesse et du courant statorique donnent une bonne information sur la présence du défaut.

A faible vitesse les performances de la commande vectorielle sont dégradées, ce qui affecte le diagnostic en vue de la détection de défaut pour y remédier une seconde technique de commande non-linéaire est utilisée. Les résultats de la commande Backstepping illustrent les hautes performances à travers la bonne dynamique de l'algorithme de commande, l'effet du défaut n'affecte pas la vitesse rotorique. L'estimateur MRAS offre une bonne estimation de vitesse offrant ainsi la fiabilité de la commande sans capteur. L'analyse de l'enveloppe en utilisant la TH a donné des résultats satisfaisants; où l'élimination de la composante fondamentale permet une identification plus claire des fréquences de défaut. L'analyse TOD de l'enveloppe du courant fournit des informations utiles pour la détection du défaut en fonctionnement à basse vitesse. La HTOD est utilisée également pour le calcul de l'énergie stockée dans chaque niveau de décomposition, la gravité de défaut peut également être identifiée à travers les valeurs propres des énergies.

Les résultats expérimentaux ont permis la validation des résultats obtenus en simulation à travers la similitude et le comportement similaire à tous les tests effectués.

Enfin, pour l'amélioration du modeste travail, quelques perspectives sont proposées à savoir:

- La considération d'autres types de défauts les plus rencontrés en particulier l'excentricité, le défaut de roulement et le défaut de court-circuit;
- Amélioration de la commande vectorielle en utilisant des régulateurs robuste tel que H_∞ ;
- Autre stratégie de commande sophistiquée comme la commande prédictive ;
- Autres types d'observateurs pour le diagnostic: Backstepping, mode glissant ordre supérieur;
- Autres méthodes de diagnostic: logique floue, réseaux de neurones;
- Améliorez le terrain d'implémentation en utilisant le FPGA (Field Programmable Gate Array) au lieu de la carte dSpace DS1104.



Annexes

Annexe A

Spécification des paramètres

A.1 Paramètres de la machine

a) Paramètres du moteur en simulation

P_n	puissance nominale	1.1 kW
V	tension nominale de ligne	220 V
I	Courant nominal	2.5/4.3 A
f_s	fréquence d'alimentation	50Hz
p	nombre de paire de pôle	1
r	diamètre moyen de l'entrefer	35.76 mm
l	Longueur	65 mm
e	épaisseur de l'entrefer	0.2 mm
N_r	nombre de barres	16
N_s	nombre de spires par phase	160
R_s	résistance d'une phase statorique	7.58 Ω
R_r	résistance d'une barre rotorique	150 $\mu\Omega$
R_e	résistance d'une portion d'anneau	150 $\mu\Omega$
L_e	inductance de fuite d'anneau de court-circuit	0.1 μH
L_b	inductance de fuite d'une barre rotorique	0.1 μH
L_{fs}	inductance de fuite statorique	26.5 mH
F	coefficient de frottement	0.00119 N m/rad/s
J	moment d'inertie	5.4 10^{-3} kgm ²

b) Paramètres du moteur en expérimentation:

P_n	puissance nominale	1.1 kW
V	tension nominale de ligne	400/230 V
I	Courant nominal	2.5/4.3 A
f_s	fréquence d'alimentation	50Hz
p	nombre de paire de pôle	2
N_r	nombre de barres	46
R_s	résistance d'une phase statorique	6.75 Ω
R_r	résistance d'une phase rotorique	6.21 Ω
L_s	inductance statorique	0.5192 H
L_r	inductance rotorique	0.5192 H
M_{sr}	inductance mutuelle	0.4957 H
F	coefficient de frottement	0.0029 N m/rad/s
J	moment d'inertie	0.0124 kgm ²

Les Régulateurs

A.2 Régulateurs PI

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation sont de type *PI*

A.2.1 Calcul du régulateur de courant statorique i_{ds}

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par

$$F = k_p \cdot \frac{P + z_i}{P} \cdot \frac{1/\sigma L_{sc}}{P + \frac{R_s}{\sigma L_{sc}}}$$

avec:

$$z_i = \frac{k_i}{k_p}$$

où:

P : opérateur de Laplace.

La compensons du pôle $(P + z_i)$ par $(P + \frac{R_s}{\sigma L_{sc}})$, la fonction de transfert en boucle ouverte devient:

$$F = \frac{k_p}{\sigma L_{sc} P}$$

La fonction de transfert en boucle fermée (B.F) est donnée par:

$$G = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_{sc}}{k_p} P} = \frac{1}{1 + \tau P}$$

On obtient une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps $\tau = \frac{\sigma L_{sc}}{k_p}$

Donc:

$$\begin{cases} k_p = \frac{\sigma L_{sc}}{\tau} \\ k_i = \frac{R_s}{\tau} \end{cases}$$

A.2.2 Calcul du régulateur de courant statorique i_{qs}

Le courant i_{qs} à la même dynamique que le courant i_{ds} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment.

alors:

$$\begin{cases} k_p = \frac{\sigma L_{sc}}{\tau} \\ k_i = \frac{R_s}{\tau} \end{cases}$$

A.2.3 Calcul du régulateur de vitesse

La fonction de transfert du système en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par l'équation suivante:

$$\frac{\omega}{\omega_{ref}} = \frac{k_p \cdot P + k_i}{P(J \cdot P + F)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit:

$$G = \frac{k_p \cdot P + k_i}{J \cdot P^2 + (k_p + F)P + k_i}$$

On trouve :

$$G = \frac{1 + \tau P}{\frac{J}{k_i} P^2 + \left(\frac{F}{k_i} + \tau\right) P + 1}$$

avec: $\tau = \frac{k_p}{k_i}$

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

$$G^* = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} \cdot P^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} \cdot P + 1}$$

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

$$\begin{cases} k_i = J \cdot \omega_n^2 \\ k_p = 2 \cdot J \cdot \omega_n - F \end{cases}$$

Annexe B

B.1 Description générale de la configuration expérimentale

Comme mentionné au chapitre II, un banc d'essai expérimental a été réalisé au laboratoire LGEB de Biskra afin de valider les résultats de simulation. L'algorithme de contrôle de la machine est implémenté sur une carte dSpace DS1104.

La Figure. B1 montre le banc d'essai expérimental de la machine à induction, qui est essentiellement composé de:

- (1) Moteur à induction à cage d'écurueil de 1,1 kW;
- (2) Frein à poudre magnétique avec unité de commande;
- (3) Convertisseur de puissance Semikron composé d'un redresseur et d'un inverseur IGBT, avec des interfaces d'adaptation (5V - 15V);
- (4) Codeur incrémental qui permet de mesurer la position et la vitesse rotorique;
- (5) Capteurs du courant et de tension;
- (6) Autotransformateur (0-450 V);
- (7) dSpace 1104 connecté à un ordinateur personnel équipé d'un logiciel du contrôle desk

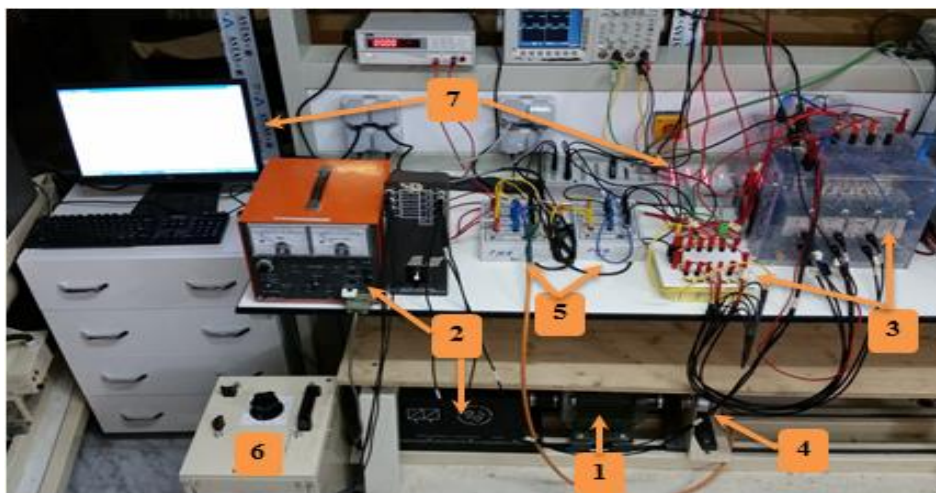


Figure B1: Banc d'essai expérimental

B.1.2 Carte dSPACE DS1104

La carte dSpace 1104 est une interface entrée-sortie (E/S) entre l'électronique de puissance et la partie logicielle MATLAB/Simulink. Pour chaque période d'échantillonnage, le dS1104 reçoit les signaux d'entrée des capteurs (courants, tensions via les ports ADC et vitesse du codeur via les ports INC) et génère les signaux du contrôle numériques. Ces signaux sont fournis par le programme MATLAB/Simulink avec une interface en temps réel (RTI), où les ports d'E/S de dS1104 sont accessibles dans la bibliothèque de Simulink.

Le banc est conçu autour de deux machines à induction issues d'une même série, l'une pour les essais à l'état sain et l'autre pour les essais à l'état en défaut. Le défaut est réalisé par un perçage d'un petit trou de 3.1 mm de diamètre au niveau de la barre du rotor (figure 2.4 chapitre II). La figure B2 montre le schéma descriptif de la configuration expérimentale et de la liaison logiciel/matériel.

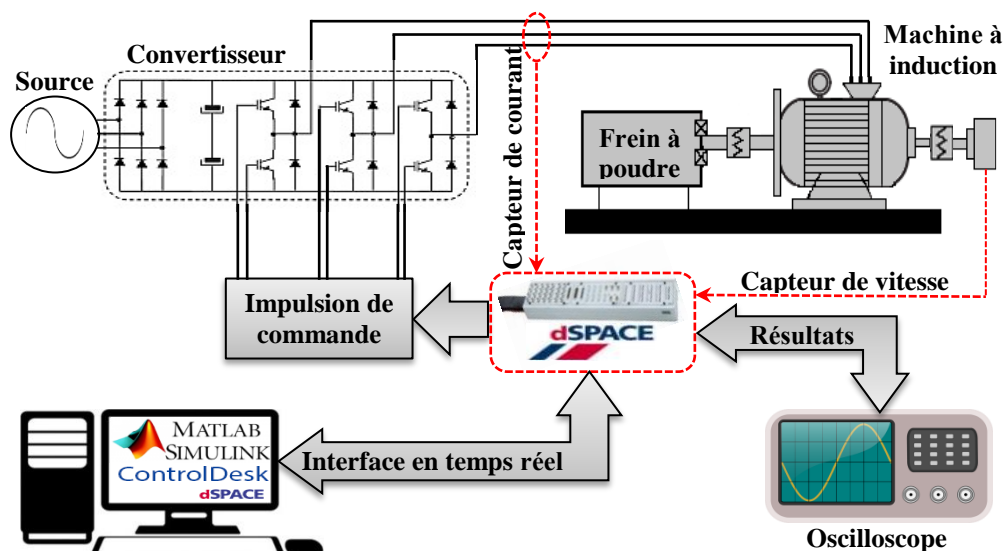


Figure 3.14: Schéma descriptif de la configuration expérimentale

L'exécution du programme à l'intérieur du DSP de la carte dS1104 le convertit en un système en temps réel sur le matériel (dSpace 1104 RTI) après qu'il ait été dans le logiciel (Simulink). De plus, l'interface visuelle de Control Desk nous donne l'accès pour ajuster toutes les variables Simulink en temps réel afin d'obtenir un comportement de contrôle satisfaisant. Les séquences de commutation MLI sont calculées dans Matlab/Simulink avec une fréquence de commutation égale à $5kHz$. Puis, elles sont générées par un convertisseur numérique-analogique à l'aide de la carte d'interface dSpace. Ces signaux de commande sont au format analogique ($0-5V$) et sont décalés l'un de l'autre. Afin de contrôler la grille IGBT et d'augmenter l'immunité au bruit, les signaux de sortie dSpace délivrés (MLI) seront amplifiés à ($0-15V$) par une carte d'adaptation qui a été réalisée en laboratoire. Cette carte est utilisée pour l'interface entre la sortie de dSPACE et les drivers des IGBT. Une tension d'alimentation de ($400V$) est filtrée à travers le redresseur afin de fixer le bus continu du convertisseur. Après cela, le dS1104 reçoit une autre fois les signaux d'entrée par les capteurs du courant et de tension et la vitesse du codeur. Enfin, la machine à induction a été contrôlée via Control Desk, où les résultats sont enregistrés par un oscilloscope numérique (GW-INSTEK) qui a été branché à l'interface temps réel via les ports numérique-analogique (DAC) et l'acquisition des signaux utilisés pour la détection de défaut est faite par l'intermédiaire d'un système d'acquisition Vision de chez control-Desk, qui est sauvegardé dans le fichier.mat.

Contributions Scientifiques

Publications Internationales:

1. **T. Ameid**, A. Menacer, H. Talhaoui and Y. Azzoug "Discrete wavelet transform and energy eigen value for rotor bars fault detection in variable speed field-oriented control of induction motor drive," *ISA Trans.*, 2018.
2. **T. Ameid**, A. Menacer, H. Talhaoui, and I. Harzelli, "Rotor resistance estimation using Extended Kalman filter and spectral analysis for rotor bar fault diagnosis of sensorless vector control induction motor," *Measurement*, vol. 111, no. July, pp. 243–259, 2017.
3. **T. Ameid**, A. Menacer, H. Talhaoui, and I. Harzelli, "Broken rotor bar fault diagnosis using fast Fourier transform applied to field-oriented control induction machine: simulation and experimental study," *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, vol. 92, no. 1–4, pp. 917–928, Sep. 2017.
4. A. Menacer, I. Harzelli, Y. Maanani and **T. Ameid**, "High gain observer for sensorless input output linearizing control for induction motor with broken rotor bar fault", *Engineering Technology Open Access Journal (ETOAJ)*, 2018.
5. H. Talhaoui, A. Menacer, A. Kessal, and **T. Ameid**, "Experimental diagnosis of broken rotor bars fault in induction machine based on Hilbert and discrete wavelet transforms," *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, vol. 95, no. 1–4, pp. 1399–1408, Mar. 2018.

Conférences Internationales:

1. **T. Ameid**, A. Menacer, R. Romary, R. Pusca, Hicham Talhaoui, "DWT for Rotor Bars Fault Detection Applied to Backstepping Control Induction Motor Drive in Low-Speed", *43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IES) focusing on industrial and manufacturing theory and applications, IECON 2017, October 29 – November 1, 2017, China.*
2. **T. Ameid**, A. Menacer, H. Talhaoui, A. Ammar, and Y. Azzoug, "Sensorless speed estimation and backstepping control of induction motor drive using model reference adaptive system," in *2017 5th International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B)*, 2017, pp. 1–6.
3. **T. Ameid**, A. Menacer, H. Talhaoui, A. ammar and Y. Azzoug, "Experimental Implementation of Sensorless Vector Control for IM Drive Using EKF Observer and Fuzzy Logic Controller", *The Second International Conference on Applied Automation and Industrial Diagnostics, ICAAID*, 2017, Djelfa.
4. **T. Ameid**, A. Menacer, H. Talhaoui, I. Harzelli, A. Ammar, "Backstepping Control for Induction Motor Drive Using Reduced Model in Healthy State: Simulation and Experimental Study", *6th International Conference on Systems and Control, ICSC'17*, 07-09 May 2017, Batna.
5. **T. Ameid**, A. Menacer, H. Talhaoui, I. Harzelli, and A. Ammar, "Simulation and real-time implementation of sensorless field oriented control of induction motor at healthy state using rotor cage model and EKF," in *2016 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)*, 2016, pp. 695–700.
6. **T. Ameid**, A. Menacer, I. Harzelli, and H. Talhaoui, "Estimation de la Résistance Rotorique par le Filtre de Kalman Etendu en vue du Diagnostic du Défaut Rotorique de la Machine Asynchrone à Cage Commandée Vectoriellement," in *The 9th international conference on electrical engineering and first workshop on robotics and controls*, 2016, pp. 1–6.
7. Y. Azzoug, A. Menacer, **T. Ameid**, A. Ammar "Experimental Implementation of Sensorless IRFOC for IM Drive Using Luenberger Observer Based on Fuzzy Logic Adaptive Mechanism", *2nd International Conference on Automatic control, Telecommunication and Signals (ICATS)*, Annaba, 2017.
8. I. Harzelli, A. Menacer, Y. Maanani, **T. Ameid**, "High gain observer for sensorless input output linearizing control for induction motor with broken rotor bar fault", *International Conference on Engineering Technologies ICENTE'17, Dec 07-09, 2017, Konya, Turkey.*

9. Y. Azzoug, A. Menacer, **T. Ameid**, H. Cherif, "Experimental study of stator and rotor faults diagnosis in open loop of induction machine using fast Fourier transform", *International Conference on Technological Advances in Electrical Engineering*, 2017, Skikda.
10. A. Ammar, B. Talbi, **T. Ameid**, Y. Azzoug, A. Kerrache, A. Bourek, and A. Benakcha, "Predictive direct torque control with reduced ripples and fuzzy logic speed controller for induction motor drive," in *2017 5th International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B)*, 2017, pp. 1–6.
11. A. Ammar, A. Bourek, A. Benakcha and **T. Ameid** "Sensorless stator field oriented-direct torque control with SVM for induction motor based on MRAS and fuzzy logic regulation" *The 6th IEEE International Conference on Systems and Control (ICSC2017)*, May 7-9, 2017, University of Batna 2, Batna, Algeria.
12. A. Ammar, A. Bourek, A. Benakcha, **T. Ameid** and Y. Azzoug, "Hardware Implementation of Various DTC Strategies Using dSpace 1104 for Induction Motor Drive", *The Second International Conference on Applied Automation and Industrial Diagnostics, ICAAID*, 2017, Djelfa.
13. I. Harzelli, A. Menacer and **T. Ameid** "Nonlinear High Gain Observer Design Applied To Input-Output Feedback Linearizing Control And Field Oriented Control For Induction Motor At Healthy State" *The 9th international conference on electrical engineering and first workshop on robotics and controls*, October 2 – 4, 2016 Batna. Algeria.
14. I. Harzelli, A. Menacer, Y. Maanani and **T. Ameid** "Commande à Faible Vitesse par Linéarisation Entrée-Sortie Sans Capteur Associée à un Observateur à Grand Gain d'un Moteur à Induction" *The 9th international conference on electrical engineering and first workshop on robotics and controls*, October 2 – 4, 2016 Batna. Algeria.