



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat en Génie Electrique

Option : Automatique

Présentée par

TOUMI DJILALI

Magister en Electrotechnique de l'USTOran

Intitulé

Contribution au Diagnostic et à la Reconfiguration Dynamique de Commande de la Machine Asynchrone

Soutenue publiquement le 17/03/2015 devant le jury composé de :

Président du jury :	Mr. TADJINE Mohamed	Professeur	ENP Alger
Directeur de thèse :	Mr. BOUCHERIT Mohamed Seghir	Professeur	ENP Alger
Co-Directeur de thèse :	Mr. NAASSANI Ahmad Ammar	Professeur	Univ. d'Alep, Syrie
Examineurs :	Mr. LARABI Abdelkader	Professeur	USTHB
	Mr. BENZINEB Omar	MC / A	Univ. Blida
	Mr. BELFEDAL Cheikh	MC / A	Univ. Tiaret

ENP 2015

Remerciements

Qu'**ALLAH** me permet d'exprimer ma gratitude pour tout ce qu'il m'a donné: facultés santé, patience et courage afin de réaliser ce travail.

Je tiens avant tout à exprimer ma profonde reconnaissance pour mon encadreur Monsieur **BOUCHERIT Mohamed Seghir**, Professeur à l'**Ecole Nationale Polytechnique d'Alger** pour ses qualités humaines et ses compétences professionnelles et son soutien moral. Que Monsieur **NAASSANI Ahmad Ammar** Professeur à l'**université d'ALEP** en Syrie trouve l'expression de toute ma reconnaissance et ma gratitude pour ses conseils précieux et ses directives.

Je remercie en particulier, Monsieur **TADJINE Mohamed** professeur à l'**Ecole Nationale Polytechnique d'Alger** pour l'aide et les encouragements qu'il n'a cessé de me procurer et pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de thèse.

Que cette reconnaissance soit assurée de ma gratitude et de ma sympathie, Monsieur **LARABI Abdelkader**, Professeur à l'**USTHB**, Monsieur **BENZINEB Omar**, Maitre de conférences A à l'**université de Blida**, Monsieur **BELFEDAL Cheikh**, Maitre de conférences A à l'**université de Tiaret**.

Une partie des travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au Laboratoire d'Informatique et d'Automatique des systèmes (**LIAS**) de l'Ecole Supérieure d'Ingénieur de Poitiers (**ESIP**); Je tiens donc à remercier particulièrement **Mr. Gérard CHAMPENOIS**, Professeur à l'ESIP, Je remercie particulièrement mes collègues algériens **Mr KADRIA Riad, TINOUTINE Mamar** et **BOUAFIA Abdelwahab** pour leur collaboration lors des essais pratiques.

Je ne peux pas oublier de citer **Mr MOUDJAHED Mohamed, HASSAINE Said, MIHOUB Youcef, MOKHTARI Abbas, NASRI Djillali, SEBAA Morali, ALLAOUI Tayeb, Larbi M'hamed, BOUMEDIENE Hamid** et **MESLEM Youcef** trouvent l'expression de ma gratitude pour tout ce qu'ils ont fait pour moi.

Je n'oublie pas d'associer toutes les personnes qui ont contribué de façon directe ou indirecte à l'aboutissement de ce travail.

Sommaire

Remerciements.....	I
Sommaire 2	
Abréviations & Nomenclature.....	V
Listes des figures.....	XII
Liste des tableaux	XVIII
Introduction Générale.....	1
Chapitre 1 : Généralités sur le Diagnostic et la Commande Tolérante aux Défauts de la Machine Asynchrone.....	4
1.1. Introduction.....	4
1.2. Construction et principe de la machine à induction à cage d'écureuil.....	5
1.2.1. Construction de la machine à induction	5
1.2.2. Principe de fonctionnement de la machine à induction	7
1.3. Concepts et Définitions :.....	9
1.4. Défaillances de la machine à induction (causes et conséquences).....	11
1.4.1. Introduction	11
1.4.2. Défaillances Mécaniques	12
1.4.3. Défaillances Electriques	15
1.5. Surveillance des machines électriques (les différentes approches ou méthodes de surveillance) ...	18
1.5.2. Méthodes de diagnostic sans modèle (basées sur l'analyse du signal)	19
1.5.3. Méthodes de diagnostic avec modèle	22
1.5.4. Méthodes basées sur l'intelligence artificielle	26
1.6. Commandes tolérantes aux défauts.....	27
1.6.1. Introduction à la tolérance aux défauts	27
1.6.2. Classification des méthodes FTC.....	28
1.7. Conclusion	32
Chapitre 2 : Diagnostic des défauts rotoriques de la machine asynchrone avec la prise en compte des harmoniques d'espace	33
2.1. Introduction.....	33
2.2. Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil.....	33
2.2.1. Equations du système	33
2.2.2. Calcul des inductances par l'approche des fonctions d'enroulement.....	37
2.3. Résultats de simulation	48
2.3.2. Fonctionnement du moteur sans défaut	49
2.3.3. Fonctionnement du moteur avec cassure de barres.....	52
2.3.4. Fonctionnement du moteur avec excentricité statique	59
2.3.5. Fonctionnement du moteur avec excentricité dynamique.....	61
2.3.6. Fonctionnement du moteur avec excentricité mixte	65
2.3.7. Fonctionnement du moteur avec défaut de barres et défaut d'excentricité mixte	70
2.4. Localisation des harmoniques des défauts par l'estimation de la vitesse de rotation	72
2.4.1. Estimation de la vitesse par la détection de la fréquence de l'harmonique principal d'encoches rotoriques	72
2.4.2. Algorithme de détection des défauts rotoriques pour la localisation des différents harmoniques caractéristiques des défauts	77
2.4.3. Application de l'algorithme de détection des défauts	78
2.5. Conclusion	84
Chapitre 3 Commande Vectorielle de la MAS avec défaut de barres.....	85
3.1. Introduction.....	85
3.2. Modèle de la machine asynchrone triphasée avec répartition réelle des barres rotoriques.....	85
3.2.1. Calcul des inductances du modèle dont le flux d'entrefer est sinusoïdal.....	85
3.2.2. Transformation de coordonnées de Park et de Clark	88
3.2.3. Paramètres et modèle de Park équivalent au modèle à mailles.....	91
3.2.4. Simulation de rupture des barres rotoriques	95
3.3. Commande vectorielle de la MAS en présence du défaut de barres.....	98
3.3.1. Principe de la commande	99
3.3.2. Synthèse des régulateurs.....	101
3.3.3. Résultats de simulation de la commande vectorielle :	108
3.3.4. Comparaison des régulateurs	111
3.4. Validation expérimentale	116
3.4.1. Présentation générale du banc d'essai.....	116
3.4.2. Etude du comportement en boucle ouverte.....	119

3.4.3. Commande vectorielle de la MAS présentant le défaut de barres	121
3.4.4. Comparaison des régulateurs	123
3.5. Conclusion	129
Chapitre 4 Commande vectorielle tolérante au défaut de court-circuit statorique entre spires	131
4.1. Introduction.....	131
4.2. Modélisation de la MAS en présence du défaut de court-circuit statorique entre spires	131
4.3. Observateur dédié au diagnostic du défaut de court-circuit statorique entre Spires	135
4.4. Commande vectorielle et diagnostic par observateur lors du fonctionnement avec défaut	137
4.4.1. Résultats de simulation	139
4.5. Reconfiguration de la commande vectorielle en présence du défaut	149
4.5.1. Résultats de simulation	150
4.6. Validation expérimentale	156
4.6.1. Présentation du banc	156
4.6.2. Etude du comportement en boucle ouverte avec Court-circuit	158
4.6.3. Commande vectorielle de la MAS avec défaut de court circuit.....	162
4.6.4. Commande vectorielle tolérante au défaut de court-circuit entre spires	165
4.7. Conclusion	169
Conclusion Générale	171
Bibliographies	173
Annexe A	180
A.1. Description du banc expérimental	180
A.2. Description du dialogue interne	180
A.2.2. Caractéristiques de la vue d'ensemble.....	181
A.2.3. Caractéristiques de la carte	181
A.2.4. Vue d'ensemble de la bibliothèque RTlib 1104	182
A.2.5. Le logiciel «Control Desk».....	183
Annexe B	186
B.1. Coefficients de régulateurs de la commande vectorielle avec défaut de barres	186
B.2. Coefficients de régulateurs de la commande vectorielle tolérante au court-circuit	186
B.3. Matrices de correction de l'observateur du court-circuit	187
Annexe C	188
C.1. Schéma du bobinage statorique de la MAS	188
C.1.1. Réalisation du bobinage statorique	188
C.1.2. Prises de court-circuit	188

Abréviations & Nomenclature

Abréviations

Abréviation	Désignation
AFE	Approche des Fonctions d'Enroulement
AFTC	Active Fault Tolerant Control
AFTCS	Active Fault Tolerant Control System
ASCM	Analyse des Signatures du Courant du Moteur
CFOC	Commande à Flux Orienté Classique
CFOTF	Commande à Flux Orienté Tolérante au Faute
FDI	Fault Detection and Isolation
FFT	Fast Fourier Transform
FMM	Force MagnétoMotrice
FOC	Field Oriented Control
IFOC	Indirect Field Oriented Control
IP	Intégrateur - Proportionnel
MAS	Machine ASynchrone
MCSA	Motor Current Signature Analysis
PFTC	Passive Fault Tolerant Control
PI	Proportionnel - Intégrateur
RRA	Relations de Redondance Analytique
WFA	Winding Function Approach

Nomenclature

Grandeur	Désignation
$\mathbf{A}_0, \mathbf{A}_\Omega$	matrices d'état du modèle diphasé de la MAS avec court-circuit
\mathbf{A}_1	vecteur d'inductance de la phase α_s statorique avec défaut de court-circuit
$\mathbf{A}_2(\theta)$	vecteur d'inductance mutuelle entre la phase α_s statorique et les phases rotorique avec défaut de court-circuit
$\mathbf{A}_z, \mathbf{A}_{z0}, \mathbf{A}_{z\Omega}$	matrices d'état du modèle de l'observateur de la MAS avec court-circuit
\mathbf{B}	matrice de commande du modèle d'état diphasé de la MAS avec court-circuit
B	induction magnétique
\mathbf{B}_z	matrice de commande de l'observateur de la MAS avec court-circuit
\mathbf{C}	matrice de sortie du modèle d'état diphasé de la MAS avec court-circuit
\mathbf{C}_z	matrice de sortie de l'observateur de la MAS avec court-circuit
$e_d^{(e)}, e_q^{(e)}$	f.e.m. de couplage de la commande FOC
e_z	erreur d'estimation d'état de l'observateur
$F(\theta)$	FMM instantanée résultante statorique

F	coefficient de frottement visqueux
f	état du défaut de l'observateur
f_{ex}	fréquence des harmoniques dus à l'excentricité
f_{mix}	fréquence des harmoniques dus à l'excentricité mixte
F_{sa}, F_{sb}, F_{sc}	respectivement, FMM instantanée des phases statoriques : a_s, b_s et c_s
f_s	fréquence des grandeurs statoriques
f_{sn}	fréquence nominale
i_f	courant de défaut circulant dans les spires en court-circuit
$\mathbf{i}_{\alpha\beta}^s$	vecteur de courants magnétisants dans le repère diphasé lié au stator
\mathbf{i}_{mdq}^e	vecteur de courants magnétisants dans le repère diphasé lié au champ
\mathbf{i}_{rabc}	vecteur de courants rotoriques du repère triphasé
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	respectivement, courant des phases rotoriques : a_r, b_r et c_r
$i_{ro}^{(s)}$	composante homopolaire du courant rotorique dans le repère diphasé lié au stator
$\mathbf{i}_{r\alpha\beta}^s$	vecteur de courants rotoriques dans le repère diphasé lié au stator
\mathbf{i}_{rdq}^e	vecteur de courants rotoriques dans le repère diphasé lié au champ
I_s	amplitude des courants statoriques
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	respectivement, courant des phases statoriques : a_s, b_s et c_s
\mathbf{i}_{sabc}	vecteur de courants statoriques du repère triphasé
$\mathbf{i}_{s\alpha\beta}^s$	vecteur de courants statoriques dans le repère diphasé lié au stator
$\mathbf{i}_{s\alpha\beta o}^s$	vecteur des composantes statoriques dans le repère lié au stator avec défaut de court-circuit
$\mathbf{i}_{s\alpha\beta}^{t_s}$	vecteur de courants statoriques dans le repère diphasé lié au stator avec défaut de court-circuit
\mathbf{i}'_{sabc}	vecteur de courants statoriques du repère triphasé avec défaut de court-circuit
\mathbf{i}_{sdq}^e	vecteur de courants statoriques dans le repère diphasé lié au champ
I_{sn}	courant nominal
i_{so}^s	composante homopolaire du courant statorique dans le repère diphasé lié au stator
J	moment d'inertie du rotor
$\mathbf{K}, \mathbf{K}_0, \mathbf{K}_1$	matrices de correction de l'observateur
k_{I_isd}	coefficient intégrateur du régulateur PI du courant
$k_{i\Omega}$	Coefficient intégrateur du régulateur IP de la vitesse
k_{P_isd}	coefficient proportionnel du régulateur PI du courant

$k_{p\Omega}$	Coefficient proportionnel du régulateur IP de la vitesse
$K_{T_{em}}$	constante du couple électromagnétique
l_f	inductance du circuit des spires en court-circuit
L_f	inductance du circuit des spires en court-circuit dans le repère diphasé lié au stator
l_{lr}	inductance de fuites d'une phase rotorique
l_{ls}	inductance de fuites d'une phase statorique
l_{mr}	inductance magnétisante d'une phase rotorique
l_{ms}	inductance magnétisante d'une phase statorique
l_r	inductance cyclique rotorique
\mathbf{l}_r	matrice des inductances rotoriques du repère triphasé
\mathbf{L}_r	matrice des inductances rotoriques du repère diphasé
\mathbf{l}_s	matrice des inductances statoriques du repère triphasé
\mathbf{L}_s	matrice des inductances statoriques du repère diphasé
l_s	inductance cyclique statorique
\mathbf{L}'_s	matrice des inductances statoriques du repère diphasé
\mathbf{l}'_s	matrice des inductances statoriques du repère triphasé avec défaut de court-circuit
m	inductance mutuelle maximale entre phase statorique et rotorique
$\mathbf{m}_{sr}(\theta)$	matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques du repère triphasé
\mathbf{M}_{sr}	matrice des inductances mutuelles stator/rotor du repère diphasé
m_{sr}	inductance cyclique mutuelle stator/rotor
\mathbf{M}'_{sr}	matrice des inductances mutuelles stator/rotor du repère diphasé
$\mathbf{m}'_{sr}(\theta)$	matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques du repère triphasé avec défaut de court-circuit
N	vitesse du rotor en (tr/min)
n_d	ordre des harmoniques d'excentricité
N_e	le nombre de tours d'une phase.
N_n	vitesse nominale
N_s	vitesse de synchronisme en (tr/min)
p	nombre de paires de pôles
P_n	puissance nominale
P	permeance magnétique
R	nombre d'encoche rotorique.

\mathbb{R}	ensemble des nombres réels
$\mathbf{R}(\mathcal{S})$	matrice de rotation directe des composantes de Clark vers celles de Park
$\mathbf{R}^{-1}(\mathcal{S})$	matrice de rotation inverse des composantes Park de vers celles de Clark
r_f	résistance du circuit des spires en court-circuit
R_f	résistance du circuit des spires en court-circuit dans le repère diphasé lié au stator
r_i	résistance de court-circuit
\mathbf{r}_r	matrice des résistances rotoriques du repère triphasé
\mathbf{R}_r	matrice des résistances rotoriques du repère diphasé
\mathbf{R}'_r	matrice des résistances rotoriques du repère diphasé
\mathbf{r}_s	matrice des résistances statoriques du repère triphasé
\mathbf{R}_s	matrice des résistances statoriques du repère diphasé
r_s, r_r	respectivement la résistance d'une phase statorique et rotorique.
\mathbf{r}'_s	matrice des résistances statoriques du repère triphasé avec défaut de court-circuit
S	glissement de la MAS
$\begin{matrix} (s) & (e) \\ s & \text{et } r \end{matrix}$	Indice 's' et 'r' respectivement des grandeurs statoriques et rotoriques exposants (s) et (e) respectivement les grandeurs dans le repère lié au stator et au champ.
$\mathbf{T}_{\alpha\beta o}^{-1}$	matrice de transformation inverse de Clark
$\mathbf{T}_{\alpha\beta o}$	matrice de transformation directe de Clark
$\mathbf{T}_{dqo}(\mathcal{S})$	matrice de transformation directe de Park
$\mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\mathcal{S})$	matrice de transformation inverse de Park
T_{em}	couple électromagnétique
T_l	couple de charge
T_n	couple nominal
T_r	constante du temps rotorique
\mathbf{T}_{zx}	transformation appliquée pour développement de l'observateur
ν	ordre des harmoniques temporels au stator
V	fonction candidate de Lyapunov
\mathbf{v}_{sabc}	vecteur de tensions statoriques du repère triphasé
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	respectivement, tension des phases statoriques : a_s, b_s et c_s
v_{sa1}, v_{sa2}	tensions appliquées à la partie saine et en court-circuit de la phase a_s statorique
$\mathbf{v}_{s\alpha\beta}^s$	vecteur de tensions statoriques dans le repère diphasé lié au stator

\mathbf{v}'_{sabc}	vecteur de tensions statoriques du repère triphasé avec défaut de court-circuit
\mathbf{v}_{sdq}^e	vecteur de tensions statoriques dans le repère diphasé lié au champ
V_{sn}	tension nominale
v_{so}^s	composante homopolaire de la tension statorique dans le repère diphasé lié au stator
\mathbf{x}	vecteur des variables d'états
\mathbf{x}	vecteur d'état du modèle diphasé de la MAS avec court-circuit
\mathbf{x}_{abc}	vecteur des composantes dans le repère triphasé
$\mathbf{x}_{\alpha\beta o}$	vecteur des composantes équivalentes dans le repère de Clark
\mathbf{x}_{dqo}	vecteur des composantes équivalentes dans le repère de Park
$\mathbf{x}_{r\alpha\beta o}^{(s)}$	vecteur des composantes rotoriques équivalentes dans le repère lié au stator
\mathbf{x}_{rdqo}^e	vecteur des composantes rotoriques équivalentes dans le repère lié au champ
$\mathbf{x}_{s\alpha\beta o}^{(s)}$	vecteur des composantes statoriques équivalentes dans le repère lié au stator
\mathbf{x}_{sdqo}^e	vecteur des composantes statoriques équivalentes dans le repère lié au champ
\mathbf{y}	vecteur de sortie du modèle diphasé de la MAS avec court-circuit
\mathbf{y}_z	vecteur de sortie de l'observateur de la MAS avec court-circuit
\mathbf{z}	nouveau vecteur d'état transformé de l'observateur de la MAS avec court-circuit
θ	position électrique du rotor / stator
θ_r	angle de déplacement du champ tournant par rapport au rotor
θ_s	angle de déplacement du champ tournant par rapport au stator
μ_0	perméabilité magnétique de l'air
ϕ_r	module du flux rotorique
ϕ_{rabc}	vecteur de flux statoriques du repère triphasé
$\phi_{r\alpha\beta}^s$	vecteur de flux rotoriques dans le repère diphasé lié au stator
ϕ_{rdq}^e	vecteur de flux rotoriques dans le repère diphasé lié au champ
ϕ_{ro}^s	composante homopolaire du flux rotorique dans le repère diphasé lié au stator
ϕ'_{sabc}	vecteur de flux statoriques du repère triphasé avec défaut de court-circuit
ϕ_{sdq}^e	vecteur de flux statoriques dans le repère diphasé lié au champ
ϕ_{sabc}	vecteur de flux statoriques du repère triphasé
Ω	vitesse mécanique de rotation du rotor (rad/s)
ω	vitesse électrique du rotor (rad/s)

ω_r	pulsation des grandeurs rotoriques (de glissement)
ω_s	pulsation d'alimentation statorique
ϑ	angle entre l'axe de référence de repère de Park et celui du repère triphasé
σ	coefficient de dispersion
σ_{rad}	force radiale
γ_a	coefficient de spires en court-circuit

Listes des figures

Figure -1.1-	Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil [DID04].	5
Figure -1.2-	Enroulements statoriques d'une phase d'une machine asynchrone [SCH99].	6
Figure -1.3-	Encoches du stator et du rotor d'une machine asynchrone [SCH99].	6
Figure -1.4-	Rotor à cage d'écureuil (vue en perspective : tôles magnétiques, barres et anneaux de court-circuit [SCH99].	7
Figure -1.5-	Défauts de la machine asynchrone	12
Figure -1.6-	Composants d'un Roulement à billes	13
Figure -1.7-	Excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte.	14
Figure -1.8-	Types des défauts statoriques.	15
Figure -1.9-	Défaut d'un rotor à cage d'écureuil : (a) cassure de barres , (b) cassure d'anneau de court-circuit [TRI11].	17
Figure -1.10-	Méthodes de Diagnostic des machines électriques.	19
Figure -1.11-	Bobine exploratrice pour la mesure du flux de fuite axial.	20
Figure -1.12-	Schéma général du diagnostic à base de modèles analytiques.	23
Figure -1.13-	Schéma de principe de l'approche à base d'observateur	23
Figure -1.14-	Différents types d'observateurs [FRA08].	24
Figure -1.15-	Principe de l'approche par estimation des paramètres.	25
Figure -1.16-	Architecture d'une commande tolérante aux défauts.	28
Figure -1.17-	Classification des commandes tolérantes aux défauts.	28
Figure -1.18-	Décomposition hiérarchique d'un système PFTC	29
Figure -1.19-	Structure générale d'une Commande active tolérante aux défaut.	31
Figure -2.1-	Circuits électriques équivalents de la cage rotorique.	34
Figure -2.2-	Machine élémentaire.	38
Figure -2.3-	a) distribution d'enroulement de la phase "a", b) sa fonction de distribution et c) sa fonction d'enroulement.	42
Figure -2.4-	a) Fonction de distribution d'une maille rotorique et b) sa fonction d'enroulement.	42
Figure -2.5-	Inductances mutuelles entre une maille rotorique et les phases statoriques "a", "b" et "c", 1 ^{ère} maille (à gauche) et 2 ^{ème} maille (à droite).	45
Figure -2.6-	entrefer de la machine avec rotor excentrique	46
Figure -2.7-	différentes inductances d'un moteur asynchrone avec un degré d'excentricité statique de 40%.	47
Figure -2.8-	différentes inductances d'un moteur asynchrone avec un degré d'excentricité dynamique de 50%.	48
Figure -2.9-	différentes inductances d'un moteur asynchrone avec un degré d'excentricité statique de 40% et d'excentricité dynamique de 50%.	48
Figure -2.10-	a) et b) vitesse de rotation en régime transitoire et en régime permanent, c) ,et d) couple électromagnétique en régime transitoire et en régime permanent. Cas d'un moteur sain sous une charge de 3 Nm ($s \approx 0.015$)	51
Figure -2.11-	: a), b) courant de la phase "a" en régime transitoire et en régime permanent, c) ,et d) spectre du courant pour basses fréquences et hautes fréquences respectivement. Cas d'un moteur sain sous une charge de 3 Nm ($s \approx 0.015$).	51
Figure -2.12-	a) vitesse de rotation, b) couple électromagnétique, et c) courant statorique et d) son spectre. Cas d'un moteur sain sous une charge de 5Nm ($s \approx 0.026$).	52
Figure -2.13-	variation des amplitudes du fondamental et des deux harmoniques principaux d'encoches rotoriques en fonction de la charge.	52
Figure -2.14-	a) vitesse de rotation, c) couple électromagnétique, b) et d) leur zoom respectifs. Cas d'un moteur avec cassure d'une barre sous une charge de 5Nm ($s \approx 0.026$).	55
Figure -2.15-	le courant de la phase 'a' et son zoom, c), d) et e) spectres du courant. Cas d'un moteur avec cassure d'une barre sous une charge de 5Nm ($s \approx 0.026$).	56
Figure -2.16-	a) vitesse de rotation, et b) couple électromagnétique. Cas d'un moteur avec cassure de 3 barres sous une charge 5Nm ($s \approx 0.032$).	56
Figure -2.17-	a) le courant de la phase a, b) son spectre. Cas d'un moteur avec cassure de 3 barres sous une charge 5Nm ($s \approx 0.032$).	57
Figure -2.18-	a) vitesse de rotation, et b) couple électromagnétique. Cas d'un moteur avec cassure d'un segment d'anneau sous une charge de 3Nm ($s \approx 0.016$).	57
Figure -2.19-	a) courant de la phase "a", b) son spectre. Cas d'un moteur avec cassure d'un segment d'anneau et sous une charge de 3Nm ($s \approx 0.016$).	57
Figure -2.20-	variation de l'amplitude du fondamental en fonction a) du couple de charge, et b) du nombre de barres cassées.	58
Figure -2.21-	variation de l'amplitude des deux harmoniques principaux d'encoches rotoriques en fonction a), c) du couple de charge, b) et d) du nombre de barres cassées.	58

Figure -2.22-	variation de l'amplitude des deux harmoniques $(1-2s)f_s$, $(1+2s)f_s$ respectivement en fonction: a), c) du couple de charge, b) et d) du nombre de barres cassées.	59
Figure -2.23-	a), b) vitesse et son zoom, c) et d) couple électromagnétique et son zoom. Cas d'un moteur avec excentricité statique 30% sous une charge de 5Nm ($s \approx 0.026$).	60
Figure -2.24-	a) et b) courant de la phase "a" et son spectre. Cas d'un moteur avec excentricité statique 30% sous une charge de 5Nm ($s \approx 0.026$).	61
Figure -2.25-	variation des amplitudes du ; a) fondamental, b) et c) 1 ^{er} et 2 ^{eme} harmonique principal d'encoches rotoriques en fonction du degré d'excentricité statique.	61
Figure -2.26-	a), b) vitesse et son zoom, c) et d) couple électromagnétique et son zoom. Cas d'un moteur avec excentricité dynamique 30% sous une charge de 3Nm ($s \approx 0.0148$).	63
Figure -2.27-	a) et b) le courant de la phase "a" et son spectre. Cas d'un moteur avec excentricité dynamique 30% sous une charge de 3Nm ($s \approx 0.0148$).	63
Figure -2.28-	a) et b) courant de la phase "a" et son spectre. Cas d'un moteur avec excentricité dynamique 40% sous une charge de 3Nm ($s \approx 0.0146$).	64
Figure -2.29-	variation des amplitudes du ; a) fondamental, b) et c) 1 ^{er} et 2 ^{eme} harmonique principal d'encoches rotoriques, d) et e) 1 ^{er} et 2 ^{eme} harmonique crée par l'excentricité dynamique en fonction du degré d'excentricité dynamique.	64
Figure -2.30-	a), b) vitesse et son zoom, c) et d) couple électromagnétique et son zoom. Cas d'un moteur avec 10% d'excentricité statique 30% d'excentricité dynamique sous une charge de 3 Nm ($s = 0.0148$).	66
Figure -2.31-	a), b) courant et son zoom, c) et d) spectre du courant pour basses et hautes fréquences. Cas d'un moteur avec 10% d'excentricité statique 30% d'excentricité dynamique sous une charge de 3 Nm ($s = 0.0148$).	67
Figure -2.32-	a) courant, b) et c) spectre du courant pour basses et hautes fréquences. Cas d'un moteur avec 30% d'excentricité statique 30% d'excentricité dynamique sous une charge de 3 Nm ($s = 0.0153$).	67
Figure -2.33-	variations des amplitudes: a) du fondamental, b) et c) des deux harmoniques créés par l'excentricité mixte, d) et e) des deux harmoniques principaux d'encoches rotoriques, f) et g) des deux harmoniques créés par l'excentricité dynamique respectivement en fonction de δ_s pour $\delta_d = 10\%$ et 30%.	68
Figure -2.34-	variations des amplitudes: a) du fondamental, b) et c) des deux harmoniques créés par l'excentricité mixte, d) et e) des deux harmoniques principaux d'encoches rotoriques, f) et g) des deux harmoniques créés par l'excentricité dynamique respectivement en fonction de δ_d pour $\delta_s = 30\%$ et 40%.	69
Figure -2.35-	a) vitesse et b) couple électromagnétique. Cas d'un moteur avec cassure de 2 barres et 30% d'excentricité statique 30% d'excentricité dynamique sous une charge de 3 Nm ($s = 0.016$).	71
Figure -2.36-	a) courant de la phase "a", b) son spectre de basses fréquences, c) son spectre autour du fondamental, et d) son spectre de hautes fréquences. Cas d'un moteur avec cassure de 2 barres et 30% d'excentricité statique 30% d'excentricité dynamique sous une charge de 3 Nm ($s = 0.016$).	71
Figure -2.37-	spectres du courant du moteur présentant le premier harmonique principal d'encoches rotoriques avec les fonctionnements : a) sans défaut, b) avec cassure d'une barre, c) avec excentricité mixte et d) avec cassure de deux barre et excentricité mixte.	74
Figure -2.38-	a) spectre du courant et b) vitesse de rotation en fonctionnement sans défaut sous une charge de 2Nm ($s \approx 0.0097$).	75
Figure -2.39-	a) spectre du courant et b) vitesse de rotation en fonctionnement avec cassure de trois barre sous une charge de 3Nm ($s \approx 0.0177$).	76
Figure -2.40-	a) spectre du courant et b) vitesse de rotation en fonctionnement avec excentricité mixte (30% d'excentricité statique et 10% excentricité dynamique) sous une charge de 2 Nm ($s \approx 0.0097$).	76
Figure -2.41-	a) spectre du courant et b) vitesse de rotation en fonctionnement avec cassure de 2 barres et excentricité mixte (30% d'excentricité statique et 30% d'excentricité dynamique) sous une charge de 3 Nm ($s \approx 0.016$).	76
Figure -2.42-	Organigramme des différentes étapes de détection de défauts	81
Figure -2.43-	zooms de portion du spectre du courant du moteur sain respectivement autour : a) du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, b) du fondamental et c) des harmoniques principaux d'encoches rotoriques sous une charge de 5 Nm ($s \approx 0.026$).	82
Figure -2.44-	Zooms de portion du spectre du courant du moteur, en fonctionnement avec cassure de deux barres, respectivement autour : a) du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, b) du fondamental et c) des harmoniques principaux d'encoches rotoriques sous une charge de 5 Nm ($s \approx 0.028$).	82
Figure -2.45-	zooms de portion du spectre du courant du moteur, en fonctionnement avec excentricité dynamique 30%, respectivement autour : a) du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, b) du fondamental et c) des harmoniques principaux d'encoches rotoriques sous une charge de 3 Nm ($s \approx 0.0148$).	82
Figure -2.46-	zooms de portion du spectre du courant du moteur, en fonctionnement avec excentricité mixte (40% statique et 10% dynamique), respectivement autour : a) du premier harmonique principal d'encoches	

	rotoriques, b) du fondamental et c) des harmoniques principaux d'encoches rotoriques sous une charge de 3 Nm ($s \approx 0.0152$).	83
Figure -2.47-	zooms de portion du spectre du courant du moteur, en fonctionnement avec cassure de deux barres et excentricité mixte (30% statique et 30% dynamique), respectivement autour : a) du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, b) du fondamental et c) des harmoniques principaux d'encoches rotoriques sous une charge de 3 Nm ($s \approx 0.016$).	83
Figure -2.48-	: zooms de portion du spectre du courant du moteur, en fonctionnement avec excentricité statique de 30%, respectivement autour : a) du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, b) du fondamental et c) des harmoniques principaux d'encoches rotoriques sous une charge de 5 Nm ($s \approx 0.026$).	83
Figure -3.1-	Champ créé par une maille rotorique	87
Figure -3.2-	Représentation de l'équivalence entre le système d'axes triphasés et le système d'axes orthogonaux de Park	90
Figure -3.3-	Comparaison des grandeurs de la machine lors d'un démarrage à vide.	95
Figure -3.4-	Grandeurs de la machine avec application du défaut de cassure d'une, de deux et de trois barres.	96
Figure -3.5-	Spectre du courant statorique du moteur en charge nominale pour un fonctionnement sain et avec défaut de barres.	97
Figure -3.6-	Spectre de la vitesse de rotation du moteur en charge nominale pour un fonctionnement sain et avec défaut de barres.	97
Figure -3.7-	Forme de Lissajous $i_{sq}^{(s)} = f(i_{sd}^{(s)})$ du moteur en charge nominale pour un fonctionnement sain et avec défaut de barres.	98
Figure -3.8-	Equivalence entre la machine asynchrone et la machine à courant continu à excitation séparée	98
Figure -3.9-	Principe de la commande à flux rotorique orienté	99
Figure -3.10-	Schéma de la structure générale de la commande indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone.	101
Figure -3.11-	Schéma du modèle en courant de la MAS présentant le couplage.	102
Figure -3.12-	Schéma de réglage des courants avec découplage par compensation.	103
Figure -3.13-	Schéma bloc de réglage du courant ' $i_{sd}^{(e)}$ '	103
Figure -3.14-	Boucle de régulation de vitesse par PI	104
Figure -3.15-	Essai pour la synthèse d'un régulateur selon la méthode de Ziegler-Nichols.	106
Figure -3.16-	Boucle de régulation de vitesse avec IP.	106
Figure -3.17-	Boucle de régulation de vitesse avec PIP.	107
Figure -3.18-	Grandeurs de la machine saine pilotée par la commande vectorielle avec réglage de vitesse par PI et référence variable.	110
Figure -3.19-	Grandeurs de la machine pilotée par la commande vectorielle avec réglage de vitesse par PI et application du défaut de cassure d'une, de deux et de trois barres.	110
Figure -3.20-	Comportement de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par IP : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).	111
Figure -3.21-	Comportement de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par PI : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).	112
Figure -3.22-	Comportement de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par PIP : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).	113
Figure -3.23-	Comportement de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par PI-Zieg : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).	114
Figure -3.24-	Comparaison des spectres de courant statorique et de la vitesse, et de la forme $i_{sq}^{(s)} = f(i_{sd}^{(s)})$ d'une marche en vectorielle de la MAS pour différents régulateurs avec rupture de deux barres adjacentes.	115
Figure -3.25-	Synoptique du banc d'essais	117
Figure -3.26-	Photos des éléments du banc d'essai expérimental.	117
Figure -3.27-	Vitesse de la machine en boucle ouverte en charge (expérimentation).	120
Figure -3.28-	Courant de phase statorique de la machine en boucle ouverte en charge (expérimentation).	120
Figure -3.29-	Spectre du courant statorique du moteur en charge et en boucle ouverte pour un fonctionnement sain et avec défaut de barres (expérimentation).	120
Figure -3.30-	Spectre de la vitesse du moteur en charge et en boucle ouverte pour un fonctionnement sain et avec défaut de barres (expérimentation).	120
Figure -3.31-	Forme de Lissajous $i_{sq}^{(s)} = f(i_{sd}^{(s)})$ du moteur en charge et en boucle ouverte pour un fonctionnement sain et avec défaut de barres (expérimentation).	121

Figure -3.32-	Grandeurs expérimentales de la machine saine pilotée par la commande vectorielle avec réglage de vitesse par PI et référence variable de 500 tr/min.....	122
Figure -3.33-	Grandeurs expérimentales de la machine pilotée par la commande vectorielle avec réglage de vitesse par PI lors d'un défaut de cassure de deux barres.....	122
Figure -3.34-	Comportement expérimental de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par IP : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).....	124
Figure -3.35-	Comportement expérimental de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par PI : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).....	125
Figure -3.36-	Comportement expérimental de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par PIP : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).....	126
Figure -3.37-	Comportement expérimental de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par PI-Zieg : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).....	127
Figure -3.38-	Spectre du courant statorique pour différents régulateurs avec 2 barres cassées (Expérimentation).....	128
Figure -3.39-	Spectre de la vitesse pour différents régulateurs avec 2 barres cassées (Expérimentation).....	128
Figure -3.40-	Forme de Lissajous $i_{sq}^{(s)} = f(i_{sd}^{(s)})$ pour différents régulateurs avec 2 barres cassées (Expérimentation).....	129
Figure -4.1-	Schéma d'un enroulement statorique connecté en étoile avec court-circuit entre spires de la phase ' a_s '.....	132
Figure -4.2-	Schéma bloc du modèle de la MAS avec court-circuit entre spires.....	134
Figure -4.3-	Orientation du flux rotorique.....	137
Figure -4.4-	Schéma de la structure générale de la commande indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone.....	139
Figure -4.5-	Structure de l'observateur.....	139
Figure -4.6-	Résultat de simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC et sans défaut de court-circuit : (a) vitesse de rotation Ω , (b) couple électromagnétique T_{em} et couple de charge T_r , (c) flux rotoriques ϕ_r^* , $\phi_{rd}^{(e)}$ et $\phi_{rq}^{(e)}$	141
Figure -4.7-	Résultat de simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC et sans défaut de court-circuit : (a) courant $i_{sd}^{(e)}$ et sa référence, (b) courant $i_{sq}^{(e)}$ et sa référence.....	141
Figure -4.8-	Résultat de simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC et sans défaut de court-circuit : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé et réel, (b) courant de court-circuit i_f estimé et réel, (c) courants estimés $i_{sd}^{(e)}$ et $i_{sq}^{(e)}$	142
Figure -4.9-	Résultat de simulation de la commande à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC avec variation du court-circuit de 0 vers 10 % à $t=1$ s et de 10% vers 20 % à $t=2,5$ s : (a) et (b) vitesse de rotation Ω et son zoom, (c) et (d) couple électromagnétique T_{em} et couple de charge T_r et leurs zoom, (e) flux rotoriques ϕ_r^* , $\phi_{rd}^{(e)}$ et $\phi_{rq}^{(e)}$, (f) courants statoriques i_{sabc}	144
Figure -4.10-	Résultat de simulation de la commande à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC avec variation du court-circuit de 0 vers 10 % à $t=1$ s et vers 20 % à $t=2,5$ s : (a) courant $i_{sd}^{(e)}$ et sa référence, (b) courant $i_{sq}^{(e)}$ et sa référence.....	145
Figure -4.11-	Résultat de simulation de la commande à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC avec variation du court-circuit de 0 vers 10 % à $t=1$ s et vers 20 % à $t=2,5$ s : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé et réel, (b) courant de court-circuit i_f estimé et réel, (c) courants estimés $i_{sd}^{(e)}$ et $i_{sq}^{(e)}$	145
Figure -4.12-	Résultat de simulation de la variation de la vitesse et couple de charge de la commande à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC avec application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s : (a) vitesse de rotation Ω et sa référence (b) couple électromagnétique T_{em} et couple de charge T_r , (e) flux rotoriques ϕ_r^* , $\phi_{rd}^{(e)}$ et $\phi_{rq}^{(e)}$, (f) courants statoriques i_{sabc}	146
Figure -4.13-	Résultat de simulation de la variation de la vitesse et couple de charge de la commande à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC avec application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé et réel, (b) son erreur d'estimation, (c) courant de court-circuit i_f estimé.....	147

Figure -4.14-	Résultat de simulation de la variation de la vitesse et couple de charge de la commande à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC avec application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s : (a) courant $i_{sd}^{(e)}$, (b) courant $i_{sq}^{(e)}$, (c) courant estimé $i_{sd}^{t(e)}$ et, (d) courant estimé $i_{sq}^{t(e)}$	147
Figure -4.15-	Spectres des courants statoriques pour un fonctionnement de la MAS pilotée par la commande à flux orienté sans FTC en charge avec un court-circuit de 20 % : (a) de la phase 'a', (b) de la phase 'b', (c) de la phase 'c'.....	148
Figure -4.16-	Spectres des grandeurs électromécaniques pour un fonctionnement de la MAS pilotée par la commande à flux orienté sans FTC en charge avec un court-circuit de 20 % : (a) de la vitesse de rotation, (b) du couple électromagnétique.....	148
Figure -4.17-	Schéma du réglage de vitesse avec commande indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone avec tolérance au défaut de court-circuit.....	150
Figure -4.18-	Résultat de simulation de la commande à flux rotorique orienté de la MAS avec application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s et de la FTC à $t=2,5$ s : (a) et (b) vitesse de rotation Ω et son zoom, (c) et (d) couple électromagnétique T_{em} et couple de charge T_r et leurs zoom, (e) flux rotoriques ϕ_r^* , $\phi_{rd}^{(e)}$ et $\phi_{rq}^{(e)}$, (f) courants statoriques i_{sabc}	151
Figure -4.19-	Résultat de simulation de la commande à flux rotorique orienté de la MAS avec application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s et de la FTC à $t=2,5$ s : (a) et (b) références des courants $i_{sd}^{(e)*}$ et $i_{sq}^{(e)*}$, (c) et (d) courants mesurés $i_{sd}^{(e)}$ et $i_{sq}^{(e)}$, (e) et (f) courant estimé $i_{sd}^{t(e)}$ et $i_{sq}^{t(e)}$	152
Figure -4.20-	Résultat de simulation de la commande à flux rotorique orienté de la MAS avec application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s et de la FTC à $t=2,5$ s : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé et réel, (b) courant de court-circuit i_f estimé.....	153
Figure -4.21-	Résultat de simulation de la variation de la vitesse et couple de charge de la commande à flux rotorique orienté de la MAS avec FTC et application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s : (a) vitesse de rotation Ω et sa référence (b) couple électromagnétique T_{em} et couple de charge T_r , (c) flux rotoriques ϕ_r^* , $\phi_{rd}^{(e)}$ et $\phi_{rq}^{(e)}$, (d) courants statoriques i_{sabc}	154
Figure -4.22-	Résultat de simulation de la variation de la vitesse et couple de charge de la commande à flux rotorique orienté de la MAS avec FTC et application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s : (a) courants $i_{sd}^{(e)*}$, $i_{sd}^{(e)}$ et $i_{sd}^{t(e)}$, (b) courants $i_{sq}^{(e)*}$, $i_{sq}^{(e)}$ et $i_{sq}^{t(e)}$	154
Figure -4.23-	Résultat de simulation de la variation de la vitesse et couple de charge de la commande à flux rotorique orienté de la MAS avec FTC et application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé et réel, (b) courant de court-circuit i_f estimé.....	155
Figure -4.24-	Spectres des courants statoriques pour un fonctionnement de la MAS pilotée par la commande à flux orienté avec FTC en charge avec un court-circuit de 20 % : (a) de la phase 'a', (b) de la phase 'b', (c) de la phase 'c'.....	156
Figure -4.25-	Spectres des grandeurs électromécaniques pour un fonctionnement de la MAS pilotée par la commande à flux orienté avec FTC en charge avec un court-circuit de 20 % : (a) de la vitesse de rotation, (b) du couple électromagnétique.....	156
Figure -4.26-	Synoptique du banc d'essai.....	157
Figure -4.27-	Schéma équivalent du bobinage statorique de la MAS.....	157
Figure -4.28-	Photos du banc d'essai.....	158
Figure -4.29-	Résultat expérimental du fonctionnement de la MAS en charge et en boucle ouverte avec application d'un court-circuit de 39% au niveau de la phase statorique 'a' : (a) vitesse de rotation, (b) et (c) courants statoriques i_{sabc} et leurs zoom.....	159
Figure -4.30-	Résultat expérimental du fonctionnement de la MAS en charge et en boucle ouverte avec application d'un court-circuit de 39% au niveau de la phase statorique 'a' : (a) et (b) courant $i_{sd}^{(s)}$ mesuré et estimé et leurs zoom, (c) et (d) courant $i_{sq}^{(s)}$ mesuré et estimé et leurs zoom.....	160
Figure -4.31-	Résultat expérimental du fonctionnement de la MAS en charge et en boucle ouverte avec application d'un court-circuit de 39% au niveau de la phase statorique 'a' : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé, (b) et (c) courant de court-circuit i_f estimé et mesuré et leurs zoom, (c) flux rotoriques $\phi_{rdq}^{(s)}$ estimés et leurs zoom.....	161

Figure -4.32-	Résultat expérimental du fonctionnement de la MAS en charge et en boucle ouverte avec application d'un court-circuit de 39% au niveau de la phase statorique 'a' : (a) spectre du courant statorique i_{sa} pour le fonctionnement sain et (b) en présence du court-circuit.	161
Figure -4.33-	Résultat expérimental du fonctionnement de la MAS en charge et en boucle ouverte avec application d'un court-circuit de 39% au niveau de la phase statorique 'a' : (a) spectre de la vitesse de rotation pour le fonctionnement sain et (b) en présence du court-circuit.	162
Figure -4.34-	Résultat expérimental du fonctionnement de la MAS en charge et en boucle ouverte avec application d'un court-circuit de 39% au niveau de la phase statorique 'a' : (a) forme de Lissajous $i_{sq}^{(s)} = f(i_{sd}^{(s)})$ pour le fonctionnement sain et (b) en présence du court-circuit.	162
Figure -4.35-	Résultat expérimental de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC et sans défaut de court-circuit : (a) vitesse de rotation et sa référence, (b) courant $i_{sd}^{(e)}$ et sa référence, (c) courant $i_{sq}^{(e)}$ et sa référence et (d) courants statoriques.	163
Figure -4.36-	Résultat expérimental de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC et avec défaut de court-circuit entre spires de la phase statorique 'a' : (a) vitesse de rotation et sa référence, (b) courant $i_{sd}^{(e)}$ et sa référence, (c) courant $i_{sq}^{(e)}$ et sa référence et (d) courants statoriques.	164
Figure -4.37-	Résultat expérimental de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC et avec défaut de court-circuit entre spires de la phase statorique 'a' : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé, (b) courant de court-circuit i_f estimé et mesuré, (c) et (d) flux rotoriques $\phi_{rdq}^{(e)}$ estimés, (e) et (f) courants estimés $i_{sdq}^{(e)}$	165
Figure -4.38-	Résultat expérimental de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS avec FTC et sans défaut de court-circuit : (a) vitesse de rotation et sa référence, (b) courants statoriques, (c) courant $i_{sd}^{(e)}$, (d) courant $i_{sq}^{(e)}$, (e) courant estimé $i_{sd}^{(e)}$ et sa référence, et (f) courant estimé $i_{sq}^{(e)}$ et sa référence.	166
Figure -4.39-	Résultat expérimental de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS avec FTC et sans défaut de court-circuit : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé, (b) courant de court-circuit i_f estimé et mesuré, (c) et (d) flux rotoriques $\phi_{rdq}^{(e)}$ estimés.	167
Figure -4.40-	Résultat expérimental de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS avec FTC et avec défaut de court-circuit entre spires de la phase statorique 'a' : (a) vitesse de rotation et sa référence, (b) courants statoriques, (c) courant $i_{sd}^{(e)}$, (d) courant $i_{sq}^{(e)}$, (e) courant estimé $i_{sd}^{(e)}$ et sa référence, et (f) courant estimé $i_{sq}^{(e)}$ et sa référence.	168
Figure -4.41-	Résultat expérimental de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS avec FTC et avec défaut de court-circuit entre spires de la phase statorique 'a' : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé, (b) courant de court-circuit i_f estimé et mesuré, (c) et (d) flux rotoriques $\phi_{rdq}^{(s)}$ estimés.	169
Figure -A.1-	Synoptique de la carte DSP DS 1104.	180
Figure -C.1-	Enroulement triphasé à pas raccourci à deux pôles, à 24 encoches avec deux groupes par phase et deux bobines par groupe.	189
Figure -C.2-	Bobinage de la première phase avec prises intermédiaires de court-circuit. Deux groupes par phase et deux bobines par groupe.	190
Figure -C.3-	Bobinage de la deuxième et la troisième phase avec prises intermédiaires de court-circuit. Deux groupes par phase et deux bobines par groupe.	190

Liste des tableaux

Tableau -2.1- :Variation de l'inductance mutuelle $Lr1a$ en fonction de la position du rotor.	44
Tableau -2.2- : Paramètres de la machine asynchrone 2	49
Tableau -3.1- : Caractéristiques de la machine asynchrone.	93
Tableau -3.2- : Paramètres du modèle de Park de la machine asynchrone obtenus par identification classique.	93
Tableau -3.3- : Paramètres du modèle multi-enroulement de la machine asynchrone.	94
Tableau -3.4- : Paramètres du modèle équivalent de Park de la machine asynchrone.	94
Tableau -3.5- : Ajustement des paramètres des régulateurs P , PI , PID selon la méthode de Ziegler-Nichols .	106
Tableau -3.7- : Performances obtenues en terme du comportement dynamique et ondulations de la vitesse (Expérimentation).	129
Tableau -3.8- : Suivi des amplitudes des harmoniques du défaut de cassure de 2 barres (Expérimentation).	129
Tableau -4.1- : Paramètres de la machine asynchrone adoptés pour la simulation.	140
Tableau -4.2- : Comparaison des amplitudes (<i>en dB</i>) des harmoniques des courants avec défaut	155
Tableau -4.3- : Comparaison des amplitudes (<i>en dB</i>) des harmoniques de la vitesse et du couple électromagnétique	156
Tableau -A.1- : Description des extensions.	184

Introduction Générale

Les machines électriques et en particulier les machines asynchrones sont très présentes dans les applications industrielles comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie ou encore les transports ferroviaires. Les machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil sont les plus fréquemment utilisées en raison de leur robustesse, simplicité de construction, de leur faible coût d'achat et de fabrication ou encore leur quasi-absence d'entretien.

Cependant, les machines asynchrones sont souvent soumises pendant leur fonctionnement à plusieurs contraintes de différentes natures (thermiques, électriques et mécaniques). L'accumulation de ces contraintes provoque des défauts dans les différentes parties de la machine tels que les cassures des barres rotoriques, les courts-circuits statoriques, l'excentricité, etc, ce qui engendre des arrêts intempestifs conduisant à des pertes de production. La surveillance et le diagnostic de ces défaillances deviennent indispensables pour contribuer à obtenir un meilleur gain de productivité et de garantir, par ailleurs, la sécurité des personnes et du matériel dans beaucoup d'applications [NAN11][REF13][DRI14][GYF14]. Ainsi, il est donc nécessaire d'assurer une commande tolérante avec un fonctionnement dégradé [NAS10][RAI14][JAS11].

Un système tolérant aux défauts se caractérise par son aptitude à maintenir des performances, en dysfonctionnement (dynamiques ou statiques), proches de celles qu'il possède en régime normal de fonctionnement. De nombreux systèmes ayant pour objectif de garantir un certain degré de « tolérance » aux défauts sont issus de techniques classiques de commande robuste (approches dites passives) [DJE10][JAN13][MEK13]. Récemment, on a enregistré l'apparition de nombreux travaux [TAB13] [GAE11a][RAI13] qui s'appliquaient pour le développement des approches dites "actives". Ils se caractérisent par la présence d'un module de diagnostic FDI. En fonction de la sévérité du défaut, un nouvel ensemble de paramètres de commande ou une nouvelle structure de commande peuvent être appliqués après détection et localisation du défaut.

Les systèmes à motorisation asynchrone contrôlés par des commandes vectorielles à large domaine d'applications telle que la commande vectorielle par orientation du flux (en anglais, FOC : Field Oriented Control) ont été le sujet de plusieurs travaux de recherche [FEK08][GAE11b][REZ12][JAN13][RAI13] dont l'objectif était de réaliser des mécanismes de contrôle permettant de garantir un certain niveau de performances en fonctionnement défaillant.

Ce travail s'articule autour de trois objectifs. Le premier objectif est le diagnostic de la machine asynchrone à cage d'écureuil utilisant l'analyse spectrale du courant statorique pour la détection des défauts de rupture des barres rotoriques et d'excentricité statique, dynamique et mixte. Le second objectif est l'étude par simulation suivie d'une validation expérimentale du comportement et de l'influence des différents régulateurs de vitesse sur la marche de la machine asynchrone pilotée par la commande indirecte à flux rotorique orienté en présence du défaut de cassure des barres rotoriques. Ainsi, le troisième objectif de la thèse consiste au développement d'une commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone tolérante au défaut de court-circuit entre spires d'une phase rotorique.

Le manuscrit de la thèse est organisé en quatre chapitres qui peuvent être résumés comme suit.

Dans le premier chapitre, nous abordons tout d'abord des rappels sur la constitution de la machine asynchrone et particulièrement celle à cage d'écureuil ainsi que leur principe de

fonctionnement. Nous citons dans la suite, quelques définitions concernant la terminologie du diagnostic et des défauts. Nous donnons un aperçu des différents défauts des machines électriques et leurs origines ainsi que des méthodes de détection et du diagnostic des défauts de la machine électrique (les méthodes à base de signal et celles à base de modèle). Dans la dernière partie du chapitre, nous présentons les techniques de commande tolérante aux défauts relatives aux classes passives et actives.

Le deuxième chapitre aborde le diagnostic par analyse spectrale du courant statorique pour la détection des défauts rotoriques dans la machine asynchrone à cage d'écureuil, plus précisément les défauts de cassure de barres, les défauts d'excentricité statique, dynamique et mixte.

Dans un premier temps, nous développons un modèle mathématique de la MAS en prenant en considération les harmoniques d'espace dus à la distribution du bobinage utilisant l'approche des fonctions d'enroulement. Cette approche nous permet d'établir les inductances de la machine pour le fonctionnement sain et en présence des défauts d'excentricité.

Dans un deuxième temps, nous présentons l'étude par simulation du diagnostic de la MAS en présence du défaut de cassure de barres et d'excentricité statique, dynamique et mixte par le suivi du contenu en harmoniques du spectre du courant statorique. Ce suivi est réalisé par la recherche des harmoniques caractéristiques de chaque défaut et par l'évaluation de leurs amplitudes en fonction de la sévérité du défaut.

Dans un dernier temps, nous proposons un algorithme de diagnostic des défauts étudiés par reconstruction de la vitesse de rotation à partir de la détection de la fréquence des harmoniques principaux d'encoches rotoriques qui dépend du glissement de la machine. Cet algorithme est basé sur la localisation des harmoniques caractéristiques des défauts.

Dans le troisième chapitre, nous abordons la commande vectorielle indirecte de la MAS lorsque celle-ci présente le défaut de cassures de barres rotoriques. Un modèle de la machine prenant en compte la distribution des barres rotoriques est développé en premier temps. Ensuite nous étudions par simulation le comportement des grandeurs de la MAS pilotée par la commande indirecte à flux orienté en présence du défaut de rupture de barres. Une comparaison des résultats de régulation de la vitesse de rotation par *PI*, *IP*, *PIP* et *PI-Zieg* est élaborée.

Nous exposons, à la fin du chapitre, les résultats expérimentaux sur l'effet de la rupture des barres rotoriques sur le fonctionnement de la MAS aussi bien en boucle ouverte qu'en commande vectorielle. Nous abordons (exposons) ainsi les résultats de la comparaison du comportement des régulateurs de vitesse en présence du défaut.

Le quatrième chapitre est consacré au développement d'une commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté tolérante au défaut de court-circuit entre spires d'une même phase statorique. Initialement, nous abordons la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil avec défaut du court-circuit entre spires d'une seule phase statorique utilisant la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés. A la base de ce modèle, nous développons ensuite un observateur capable de détecter la présence du défaut de court circuit en estimant le coefficient de court-circuit ' γ_a ' et d'autres grandeurs dans la machine.

L'étude par simulation du comportement de la commande vectorielle de la MAS avec la présence du défaut est réalisée dans le but de montrer ses limitations. Face à ces limitations, on utilise une commande tolérante au défaut de court-circuit au niveau d'une seule phase. Dans cette approche, la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté est associée à un observateur bilinéaire afin de maintenir le découplage entre le contrôle du flux et du couple développé par la machine asynchrone lors de l'occurrence du défaut de court-circuit.

Dans la dernière partie, nous exposons les résultats expérimentaux obtenus. Nous commençons par l'analyse du fonctionnement de la MAS avec court-circuit quand elle est alimentée en boucle ouverte par un onduleur et pilotée par la commande vectorielle. Finalement, nous abordons la validation expérimentale de la commande vectorielle tolérante au défaut de court-circuit.

Chapitre 1 :
Généralités sur le Diagnostic et la
Commande Tolérante aux Défauts de
la Machine Asynchrone

1.1. Introduction

Depuis longtemps, l'intérêt des scientifiques s'est porté sur le diagnostic des systèmes industriels. Plusieurs raisons peuvent expliquer cet intérêt, un système défaillant aura des conséquences lourdes pour la production industrielle voire encore plus lourdes pour l'homme comme pour l'environnement.

La machine asynchrone notamment à cage est largement répandue dans l'industrie. Cet actionneur a remplacé progressivement les machines à courant continu et synchrones dans de nombreuses applications industrielles. Ce succès acquis par la machine asynchrone s'explique par sa conception robuste réduisant les frais de maintenance, par son coût relativement moindre par rapport aux autres machines électriques et également par l'augmentation des capacités de calcul des microprocesseurs permettant de réaliser une commande performante. En effet, de par ces moyens, les systèmes électriques d'actionnement et d'entraînement, utilisant des moteurs asynchrones alimentés par onduleur de tension, peuvent actuellement atteindre des hautes performances statiques et dynamiques des variables couple et flux du moteur [LEO90][VAS90][CAR95].

Les machines asynchrones sont soumises pendant leur fonctionnement à des contraintes de différentes natures (échauffement excessif, fatigue magnétique causée par les forces électromagnétiques et les contraintes de l'environnement que doit subir le rotor pendant son usage habituel). L'accumulation de ces contraintes provoque des défauts dans les différentes parties de la machine telles que les cassures des barres rotoriques, les courts-circuits statoriques, l'excentricité, etc.... ce qui engendre des arrêts intempestifs conduisant à des pertes de production [BEN00] [NAN05] [BEN99] [DIA04].

Dans le milieu industriel, le maintien de la continuité de service nécessite un effort de la part des exploitants de production. Le maillon faible est principalement la machine électrique, car sa panne paralyse immédiatement la production et entraîne une perte financière très importante. Actuellement, le domaine de la maintenance préventive devient de plus en plus une préoccupation stratégique des constructeurs et utilisateurs des machines électriques afin d'augmenter la disponibilité des installations, maintenir une bonne qualité de service et réduire les coûts directs et indirects de la maintenance. Le système de diagnostic, de détection et d'isolation de défauts est utilisé pour permettre la reconfiguration de la commande afin de compenser l'effet du défaut et de maintenir la stabilité et les performances nominales. Beaucoup de travaux ont été consacrés à l'étude de la commande tolérante aux défauts FTC associée avec la commande IFOC pour préserver les performances préspecifiées et compenser les harmoniques et les ondulations des courants, couple, vitesse et flux en présence des défauts rotoriques ou statoriques [BON04] [DON07] [NAS10] [FEK08] [BAR97].

Il est nécessaire de commencer par des rappels sur la constitution de la machine asynchrone et son principe de fonctionnement. Par la suite, nous donnons un aperçu sur les différents défauts dans les machines électriques, leur classification et leurs origines avec un état de l'art relatif aux techniques de détection et du diagnostic des défauts, notamment à travers l'évocation de deux grandes familles de méthodes : les méthodes à base de signal et celles à base de modèle. Ensuite, nous présentons les techniques de commande tolérante aux défauts.

1.2. Construction et principe de la machine à induction à cage d'écureuil

1.2.1. Construction de la machine à induction

Dans cette partie, On se propose de donner quelques précisions sur la constitution de la machine asynchrone. Cette description va nous permettre de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement. Elle comporte (fig-1.1-) un stator muni d'un enroulement généralement triphasé partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique et d'un rotor partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique portant un enroulement triphasé ou une cage d'écureuil. C'est un transformateur à champ tournant dont le primaire est le stator et dont le secondaire, mis en court-circuit.

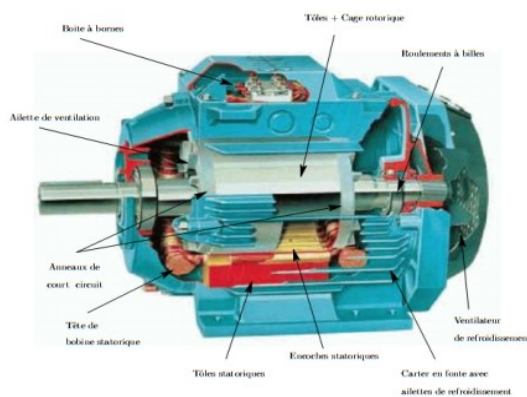


Figure -1.1-Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil [DID04].

Le *rotor* est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil.

Dans notre travail, nous allons considérer le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Toutefois, nous admettons que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit.

1.2.1.1. Le stator

Le stator est composé d'un ensemble de bobines constituant l'enroulement réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Le circuit magnétique est constitué d'un empilement de tôles d'acier minces (Figure -1.2-) dont l'épaisseur varie entre 0.35 et 0.50 mm pour minimiser les pertes dans le circuit magnétique. Ces tôles sont habituellement isolées de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault, elles sont assemblées les unes aux autres pour former le circuit magnétique statorique dans le quelle sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (Figure -1.3-).

Les enroulements statoriques sont placés dans les encoches. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriqué, ondulé ou encore concentrique [SAI01].

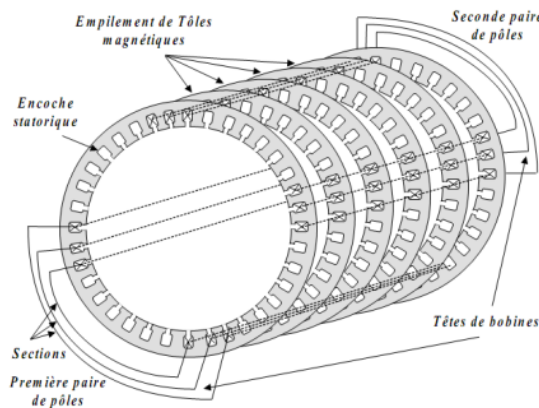


Figure -1.2- Enroulements statoriques d'une phase d'une machine asynchrone [SCH99].

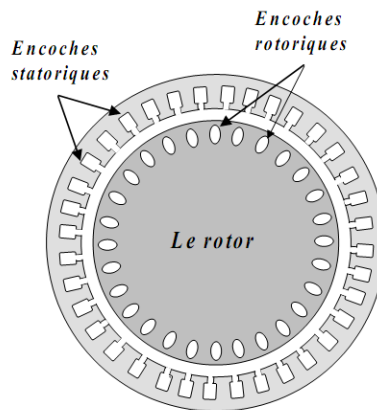


Figure -1.3- Encoches du stator et du rotor d'une machine asynchrone [SCH99].

Les conducteurs de l'enroulement statorique parcourus par des courants sinusoïdaux permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique d'énergie. Dont l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer, pour limiter les pertes Joule notamment au rotor et réduire le taux d'ondulation du couple électromagnétique [LES81]. De toute façon, les harmoniques d'espace du bobinage statorique, autrement dit les harmoniques de la répartition des courants totaux dans les encoches statoriques, doivent avoir de faibles amplitudes pour limiter notamment les pertes rotoriques. De ce fait, le nombre d'encoches par pôle et par phase des machines asynchrones est souvent supérieur à deux et le bobinage statorique est souvent réalisé en double couche.

1.2.1.2. Le rotor

Le circuit magnétique du rotor est réalisé ; de la même façon que celui du stator ; de tôles en acier empilées. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans de plus gros moteurs, chaque lamination est constituée de plusieurs sections montées sur un moyeu. Les rotors de machines asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cage d'écureuil.

L'enroulement des rotors bobinés est construit de la même manière que l'enroulement statorique et généralement connecté en étoile. Les autres extrémités du bobinage rotorique sont disponibles sur la plaque à bornes grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine.

Les rotors à cage d'écureuil des machines asynchrones sont constitués par un cylindre en disques de tôles percées de trous sur la périphérie pour former des encoches (Figure -1.3-). Ces encoches, fermées ou semi fermées, sont destinées à recevoir les barres rotoriques en cuivre nu ou en aluminium coulé sous pression. Les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux de court-circuit, eux aussi fabriqués en cuivre ou en aluminium. Il existe différentes structures de rotor à cage qui dépendent principalement de la taille du moteur et de l'application qu'il en sera faite [BON01]. Nous donnons à la Figure -1.4- les différents éléments de constitution d'un rotor à cage d'écureuil. Très souvent, ces barres sont uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et ainsi diminuer très fortement le bruit et les vibrations lors de l'accélération de la machine asynchrone [ONG98]. L'isolation des barres avec les tôles magnétiques n'est en général pas nécessaire du fait de la faible tension induite aux bornes de chacune d'entre elles. De plus, la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre [SCH99].

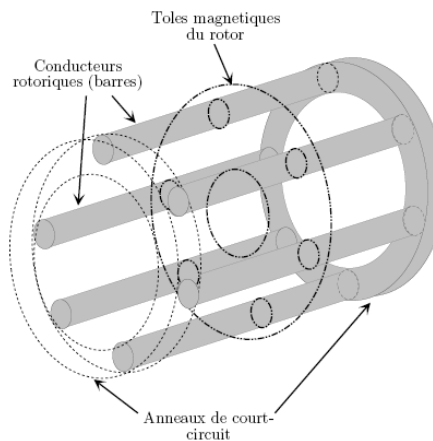


Figure -1.4- Rotor à cage d'écureuil (vue en perspective : tôles magnétiques, barres et anneaux de court-circuit [SCH99].

1.2.2. Principe de fonctionnement de la machine à induction

Le principe de fonctionnement des machines électriques comprend en commun le fait que les champs d'induction statorique et rotorique vont interagir l'un avec l'autre pour créer le mouvement de rotation.

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques à ' p ' paires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$. Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

Cette alimentation crée un système de trois courants alternatifs déphasés d'un angle de $2\pi/3$ radians les uns par rapport aux autres et circulant chacun dans une phase de l'enroulement statorique, qui peuvent être exprimés par [KRA94] :

$$\begin{aligned}
 i_{sa} &= I_s \cos(\omega_s t) \\
 i_{sb} &= I_s \cos(\omega_s t - 2\pi / 3) \\
 i_{sc} &= I_s \cos(\omega_s t - 4\pi / 3)
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

Avec

I_s : amplitude du courant;

ω_s : pulsation d'alimentation (stator).

Chaque enroulement d'une phase statorique crée indépendamment une Force Magnétomotrice (FMM) à distribution sinusoïdale au niveau de l'entrefer, pulsantes autour de leurs axes respectifs. A la position électrique θ dans l'espace, l'expression de la FMM instantanée peuvent être exprimées par :

$$\begin{aligned}
 F_{sa}(\theta) &= N_e \cdot i_{sa}(t) \cos(\theta) \\
 F_{sb}(\theta) &= N_e \cdot i_{sb}(t) \cos(\theta - 2\pi / 3) \\
 F_{sc}(\theta) &= N_e \cdot i_{sc}(t) \cos(\theta - 4\pi / 3)
 \end{aligned}
 \tag{1.2}$$

Avec

θ : position angulaire dans l'entrefer;

N_e : le nombre de tours d'une phase.

La FMM résultante en fonction de l'angle θ est donnée par :

$$F(\theta) = F_{sa}(\theta) + F_{sb}(\theta) + F_{sc}(\theta) \tag{1.3}$$

Par substitution des équations (1.1) et (1.2) dans l'équation (1.3), l'expression de FMM résultante prend la forme suivante :

$$F(\theta, t) = \frac{3}{2} N_e I_s \cos(\omega_s t - \theta) \tag{1.4}$$

L'équation (1.4) indique que la FMM de distribution sinusoïdale d'amplitude $3N_e I_s / 2$ est en rotation dans l'entrefer à la pulsation ω_s . Pour un moteur à deux poles, La FMM $F(\theta, t)$ fait un tour par période de variation du courant. Cela signifie que pour un moteur à $2p$ pôles, la vitesse de rotation est donnée par :

$$N_s = \frac{60 f_s}{p} \tag{1.5}$$

Avec

N_s : la vitesse de synchronisme ;

f_s : la fréquence d'alimentation statorique ;

p : le nombre de paires de pôles.

Cette FMM statorique va être à l'origine du flux stator dans l'entrefer. Si le rotor est initialement à l'arrêt, ses conducteurs mis en court-circuit sont soumis au champ magnétique variable, suivant la loi de Lenz, il y aura création des f.e.m induite entraînant à la circulation des courants à la même fréquence. L'interaction entre le flux magnétique de l'entrefer et la FMM créée par le rotor produit un

couple. A la vitesse de synchronisme, le rotor ne sera pas soumis à un champ magnétique, et par conséquent, le couple ne peut être pas produit. Il y a création du couple que si la vitesse de rotation du rotor N est différente de celle de synchronisme N_s c-à-d si la vitesse de glissement : $N_s - N \neq 0$. Le glissement est défini par :

$$s = \frac{N_s - N}{N_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \omega_r \quad (1.6)$$

Avec

ω : la vitesse de rotation électrique ;

ω_r : pulsation des grandeurs rotoriques (de glissement).

1.3. Concepts et Définitions :

Les commandes tolérantes aux défauts sont regroupés dans la littérature sous l'acronyme anglo-saxon (FTC pour Fault Tolerant Control). Les FTC sont les commandes qui permettent de maintenir la stabilité globale du système et une performance acceptable en cas d'apparition de défauts. Une partie de ces commandes nécessite la détection et l'isolation du défaut (FDI pour Fault Detection and Isolation) pour la reconfiguration et l'adaptation de la commande. Par la suite nous allons définir les termes qui ont relation avec ce sujet :

– Le Défaut

Le terme défaut (ou faute) est généralement défini comme une déviation d'une variable observée ou d'un paramètre calculé par rapport à sa valeur fixée dans les caractéristiques attendues du processus lui-même, des capteurs, des actionneurs ou de tout autre équipement. Un défaut peut être invisible pendant un certain temps avant de donner lieu à une défaillance [ISE97].

– La Défaillance

La Défaillance concerne la modification suffisante et permanente des caractéristiques physiques d'un système ou d'un composant pour qu'une fonction requise ne puisse plus être assurée dans les conditions prévues [ELO05] [ISE97].

– La Panne

La panne est une interruption permanente de la capacité du système à réaliser une fonction requise sous des conditions de fonctionnement spécifiées. Une panne résulte toujours d'une défaillance.

Il est clair que dès l'apparition d'une défaillance, caractérisée par la cessation d'une entité à accomplir sa fonction, celle-ci est déclarée en panne. Par conséquent, une panne résulte toujours d'une défaillance.

– L'erreur

L'erreur est définie comme l'écart entre une valeur mesurée ou estimée d'une variable et une valeur spécifiée par un capteur étalon ou jugée (par un modèle) théoriquement correcte.

– Une perturbation

Une perturbation consiste en tout phénomène conçu comme normal influençant un processus, non ou mal, représenté par un modèle de référence.

– **La Surveillance**

La surveillance est un dispositif passif, informationnel qui analyse l'état du système et fournit des indicateurs. La surveillance consiste notamment à détecter et classer les défaillances en observant l'évolution du système puis à le diagnostiquer en localisant les éléments défaillants et en identifiant les causes premières. La surveillance se compose donc de deux fonctions principales qui sont la détection et le diagnostic [KAI10].

– **Le Diagnostic :**

Le diagnostic des systèmes permet d'identifier les causes possibles du défaut. Il a pour objectif de fournir les informations sur l'instant et sur l'amplitude du défaut [ISE97]. Il comprend trois étapes successives [ALA04] :

- la détection du défaut,
- l'isolation du défaut,
- l'identification du défaut.

Autre définition : « Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test».

– **La Détection de défaut :**

La détection de défaut est la détermination de la présence de défauts et de l'instant de leurs occurrences.

– **L'Isolation de défaut**

L'isolation de défaut est la détermination du type, de la localisation et de l'instant d'occurrence d'un défaut.

– **L'Identification**

L'Identification est la détermination de la taille et du comportement temporel d'un défaut.

– **La Maintenance**

La maintenance est l'ensemble des activités destinées à maintenir ou à rétablir un bien dans un état ou dans des conditions données de sûreté de fonctionnement, pour accomplir une fonction requise [ABE02].

– **La Fiabilité**

La fiabilité est l'aptitude d'un système à accomplir sa mission pendant une période donnée et dans des conditions données d'utilisation.

– **La tolérance aux fautes**

La tolérance aux fautes est le moyen de la sûreté de fonctionnement qui cherche à maintenir un service correct délivré par le système, malgré la présence de fautes. Sa mise en œuvre passe par la détection d'erreur et le rétablissement du système, qui nécessitent tous deux de la redondance dans le système.

– **La reconfiguration**

La reconfiguration : consiste à modifier en ligne l'action de commande issue d'un contrôleur approprié dans le but de compenser l'effet d'un défaut paru sur le système.

– Le Résidu

Un résidu ou indicateur de faute exprime l'incohérence entre les informations disponibles et les informations théoriques fournies par un modèle (supposées décrire correctement le processus). Il est sensiblement nul en absence de défauts et non nul en leur présence.

1.4. Défaillances de la machine à induction (causes et conséquences)

1.4.1. Introduction

La machine asynchrone à cage d'écurueil est très réputée par sa robustesse. Au cours de son fonctionnement, est souvent soumise à des contraintes de différentes natures qui peuvent conduire à certain nombre de défauts. Ces défauts peuvent être soit d'origine électrique, soit d'origine mécanique. Un problème minime à l'étape de fabrication peut être à l'origine d'un défaut tout comme une utilisation non conforme de la machine. Certaines fois, nous pouvons aussi incriminer le milieu dans lequel la machine est utilisée (milieux corrosifs et/ou chimiques hostiles).

On désigne par défaillance dans les machines électriques tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement. Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore environnementales. Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes [VAS09]:

- les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations,
- les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement,
- les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine,

D'autres classements des défauts d'après [CAS04] [KAZ03], sont présentés, ou les défauts peuvent être classés selon leurs origines en deux catégories : interne et externe. Les défauts internes sont provoqués par les constituants de la machine (bobinages du stator et du rotor, circuits magnétiques, cage rotorique, entrefer mécanique, etc.). Les défauts externes sont causés par le type d'alimentation, la charge mécanique ainsi que par l'environnement d'utilisation de la machine.

Les défauts majeurs peuvent être cités comme suivant [VAS93] :

- Défauts de cassure des barres rotoriques ou de segments des anneaux rotoriques.
- Défaut de roulements à bille.
- Défauts statoriques dues à la rupture ou au court-circuit d'une ou plusieurs spires de l'enroulement statorique.
- Défaut d'excentricité qui peut provoquer un frottement entre le rotor et le stator provoquant ainsi un endommagement grave du circuit magnétique.

Les principaux défauts de la machine asynchrone peuvent être regroupés en deux catégories principales (fig -1.5-) :

- les défauts mécaniques : excentricité du rotor, usure de roulements, désalignement de l'arbre de transmission, défauts de la charge (déséquilibre, défaut de réducteur mécaniques ou tout autre défaut pouvant survenir dans la charge entraînée)
- les défauts électriques : défauts d'isolement des bobinages statoriques, défauts de cage dans les machines asynchrones, défauts d'alimentation,...

Une étude statistique récente faite par Bonnett [BON08] sur les machines asynchrones de grande puissance, a montré que les défauts majeurs sont distribués comme : 69% de pannes se situent sur les roulements, 21% au stator, 7 % au rotor et 3 % dans les autres régions de la machines.

Il est à noter qu'actuellement les machines électriques sont souvent alimentées par des onduleurs de tension dont la fréquence de commutation de leurs composants augmente de plus en plus. Les bobinages de ces machines subissent des surtensions et des dV/dt de niveaux plus élevés, ce qui entraîne le vieillissement prématuré de leur isolant et augmente ainsi le taux d'apparition de défauts électriques dans ces bobinages notamment ceux statoriques.

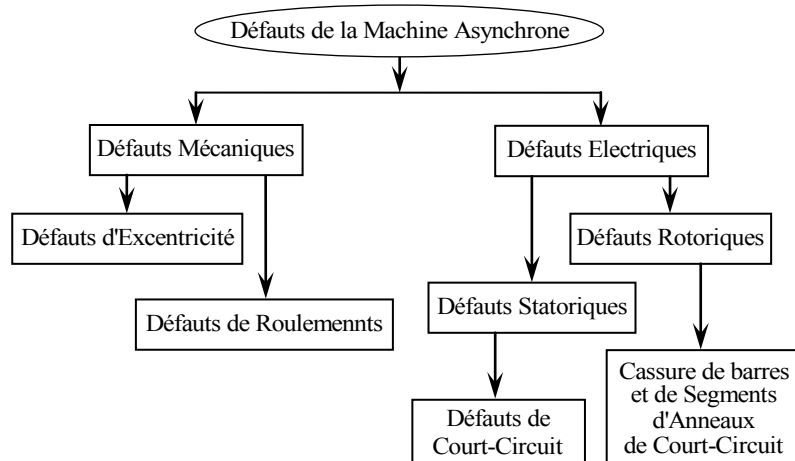


Figure -1.5- Défauts de la machine asynchrone

Nous nous focaliserons plus particulièrement sur les défauts de nature électrique et plus spécifiquement encore sur les défauts relatifs au bobinage statorique. Nous allons découvrir dans le paragraphe suivant les origines et les conséquences de ces défaillances avant de parcourir les principales techniques permettant d'en réaliser la surveillance et la détection.

1.4.2. Défaillances Mécaniques

Les défaillances d'ordre mécaniques sont, en général, les plus rencontrées parmi tous les défauts qui peuvent toucher la machine asynchrone. Ces défauts peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques ou encore de l'arbre moteur. Ces défauts se manifestent généralement au niveau de l'entrefer entraînant ainsi aux défauts d'excentricité statique, dynamique ou mixte [BON00][BON99][TRI11]. Dans cette partie, nous allons présenter certains de ces défauts.

1.4.2.1. Défauts de roulements

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface mécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation

du rotor. Ils sont les composants les plus fragiles des machines électriques et les plus sensibles aux défauts. Comme il a été présenté précédemment, ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances.

La plupart des roulements dans les installations industrielles exploités dans des conditions non idéales sont soumis à la fatigue, les vibrations, la surcharge, le défaut d'alignement, la circulation de courants de fuite, la corrosion et la mauvaise lubrification [BLO08][BUS97]. Ces conditions non idéales commencent par des défauts négligeables qui se propagent de la bague intérieure vers les billes et la bagues extérieure [THO99] [CAB96].

Après un certain temps, le défaut devient important et génère des vibrations mécaniques provoquant un bruit audible. Ces vibrations mécaniques dans l'entrefer dû à des défauts de roulements peuvent être considérées comme de légers déplacements du rotor qui se traduisent par des excentricités instantanées. Le point ultime de roulements défectueux est le blocage du rotor.

Les défauts de roulement peuvent se manifester comme des défauts de l'asymétrie du rotor [KLI92] qui sont généralement classés dans la catégorie des défauts liés à l'excentricité. En outre, les défauts liés au roulement à billes peuvent être classifiés comme suit [VAS93] : défaut de la bague extérieure, défaut de la bague intérieure, défaut de billes et défaut de la cage (Figure -1.5-).

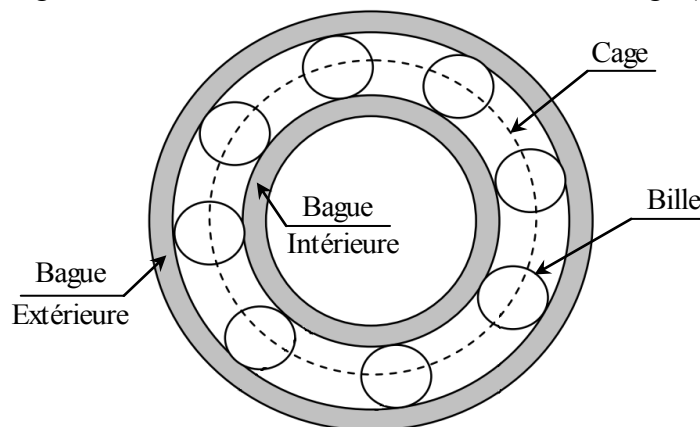


Figure -1.6- Composants d'un Roulement à billes

Un défaut dans les roulements affecte la répartition du flux dans l'entrefer qui n'est plus alors constant (phénomène d'excentricité), ceci se traduit donc par une évolution des grandeurs électromagnétiques et donc des courants dans la machine.

1.4.2.2. Défauts d'excentricité

Le défaut d'excentricité correspond à la présence de la non-uniformité de l'entrefer de la machine. Ce défaut peut survenir suite à la flexion de l'arbre, un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator, l'usure des roulements, un déplacement du noyau statorique...etc. Lorsque cette excentricité s'accroît, la résultante des forces magnétiques radiales déséquilibrées (connue aussi sous le nom de traction magnétique déséquilibrée) peut causer un frottement entre le stator et le rotor, celui-ci à des conséquences néfastes sur le circuit magnétique et l'enroulement du stator et du rotor.

On distingue deux principaux types d'excentricité qui peuvent apparaître dans les machines tournantes, l'excentricité statique et dynamique [DOR97][NAN11][AND08].

L'excentricité statique (Figure -1.7-a) peut être causée par l'ovalité de la partie intérieure du stator, ou par un mauvais positionnement du rotor ou du stator durant la phase de construction. Si l'assemblage arbre-rotor est suffisamment rigide, le niveau d'excentricité statique ne change pas.

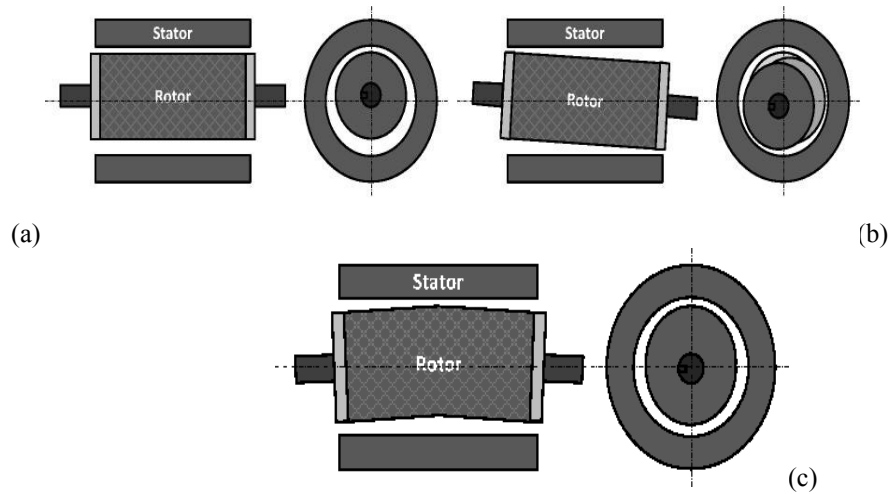


Figure -1.7-Excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte.

Une excentricité dynamique (Figure -1.7-b) est due à une déformation ou un désalignement du rotor ou à un desserrage de barres rotorique. Dans le cas de l'excentricité dynamique, le centre du rotor n'est pas confondu avec son centre de rotation. Et par conséquent, la position de l'entrefer minimale change avec la position du rotor. Ce qui fait que l'excentricité dynamique dépend du temps et de l'espace, alors que l'excentricité statique dépend seulement de l'espace. L'excentricité dynamique peut être provoquée par la flexion de l'arbre, l'usure des roulements, les défauts d'alignement entre le rotor et la charge, la résonance mécanique à la vitesse critique,... etc.

En réalité les excentricités statiques et dynamiques ont tendance à coexister. Même à l'état sain, la machine présente toujours un certain degré d'excentricité statique résiduelle dû aux inévitables erreurs de fabrication. Dans ce cas l'excentricité est dite mixte (Figure -1.7-c).

La présence de l'excentricité se manifeste par la création d'harmoniques dans le spectre du courant à des fréquences données par [TOL96][NAN99] :

$$f_{ex} = \left[(k \cdot n_b \pm n_d) \frac{(1-s)}{p} \pm \nu \right] f_s \quad (1.7)$$

Avec :

- f_{ex} : fréquence d'excentricité.
- n_d : connu comme un ordre d'excentricité ;
- $n_d = 0$, dans le cas de l'excentricité statique.
- $n_d = 1, 2, 3, \dots$ dans le cas de l'excentricité dynamique.
- n_b : nombre d'encoche rotorique.
- ν : ordre des harmoniques temporelles au stator ; ($\nu = 1, \pm 3, \pm 5, \dots$)

Une autre série d'harmoniques liés à la coexistence des deux types d'excentricité en même temps, apparaît de part et d'autre de la fondamentale à des fréquences données par [TOL96][NAN99] :

$$f_{mix} = |(1 \pm kg) \cdot f_s| \quad (1.8)$$

Avec :

$$k = 1, 2, 3, \dots$$

1.4.3. Défaillances Electriques

Les défaillances d'origine électrique peuvent, dans certain cas, être la cause d'un arrêt de la machine (au même titre que les défaillances d'ordre mécanique). Ces défaillances se séparent en deux catégories bien distinctes. Nous pouvons citer les défaillances qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et celles qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques [BON92][DID04].

Les défauts d'ordre électrique sont dues à la détérioration de l'isolant, pour les rotors à cage sont dues à la cassure de barres ou d'anneaux de court-circuit.

1.4.3.1. Défaits des enroulements statoriques

Le stator d'une machine asynchrone est constitué des enroulements logés dans des encoches et d'une culasse qui assure la circulation du flux magnétique. Il est une partie de la machine qui subit beaucoup de contraintes et dont les effets sont plus importants à cause de la complexité de la structure et la fragilité de certaines parties telles que les isolants. Les défauts statoriques peuvent se situer au niveau des enroulements ou de la culasse [JAW08].

Les pannes imputables aux défauts des bobinages statoriques, suivant des études statistiques, sont parmi les défauts les plus occurrents après les défauts de roulement, quelle que soit la gamme de puissance des machines considérées [IEE85a][IEE85b][ENG95]. Selon les différentes sources citées, les pannes dues aux défaillances du bobinage statorique représentent entre 20 et 35% des pannes totales.

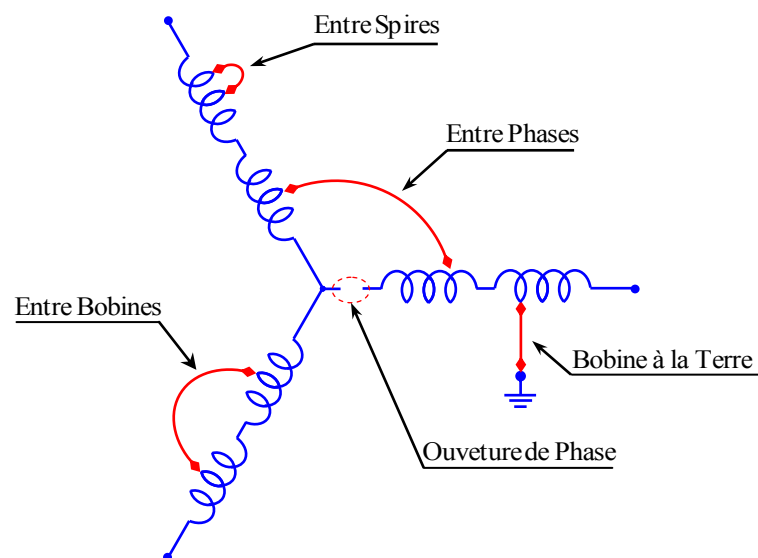


Figure -1.8- Types des défauts statoriques.

Les défauts statoriques sont généralement liés à la dégradation de l'isolation électrique [KLI96]. Ils peuvent regrouper principalement les défauts d'ouverture de phase, les défauts de court-circuit entre spires, de court-circuit entre bobines de la même phase, de court-circuit entre phases ou de court-circuit d'une phase à la terre (fig -1.8-). Les défauts de court-circuit commencent généralement par un court-circuit entre spires, avant d'évoluer vers des défauts plus graves.

Une des principales causes de ces défauts est la dégradation de l'isolation qui peut être une dégradation fonctionnelle (liée à la durée de vie de l'enroulement) ou bien due aux conditions d'exploitation et aux contraintes mécaniques, thermiques, électriques et environnementales.

Contraintes Mécaniques :

Au cours des démarrages, les conducteurs sont soumis à des forces radiales et tangentielles fortes, et le matériau isolant peut se détériorer suite à ces contraintes mécaniques. Les démarrages répétitifs de la machine ont pour conséquence d'augmenter la température dans le cuivre (bobinage statorique et cage). Cet effet cyclique provoque des dilatations et contractions répétitives de l'isolant. Cela pourrait entraîner des fissures dans l'isolant qui peuvent se propager et provoquer un début de court-circuit interne. Les efforts mécaniques sur les tôles et les conducteurs ont des composantes alternatives qui provoquent des vibrations de la structure [BON92][KOG97]. Ces vibrations provoquent l'érosion et l'abrasion de l'isolant entraînant leur détérioration. Une modélisation assez fine de ces phénomènes est présentée dans [VAS09].

Contraintes Thermiques :

Il existe tout d'abord un vieillissement thermique naturel qui affecte les propriétés physiques du matériau isolant. L'isolation est conçue pour avoir une certaine durée de vie à la température nominale. Toutefois, si la température augmente au-dessus de cette température de fonctionnement, la durée de vie raccourcit rapidement. Cette augmentation de la température peut être due à une variation de tension ou de déséquilibre, à la répétition des démarrages dans un court laps de temps, à des surcharges du couple mécanique, à une mauvaise ventilation ou alors à une haute température ambiante [BON92].

Contraintes Electriques :

Une tension dépassant la valeur nominale ou de hautes variations dV/dt du à l'ouverture et le fermeture des interrupteurs du convertisseur statique alimentant la machine, peuvent induire la dégradation du diélectrique assurant l'isolation des bobines. La présence d'un fort champ électrique interne conduira à des décharges partielles dans les cavités de l'isolant. Il en résulte des spots carbonisés dans l'isolation. Ces spots causent des déformations du champ électrique (augmentation dans la région du défaut) [BON92][VAS09]. Les propriétés diélectriques du matériau isolant recouvrant les conducteurs peuvent être affectées par une contamination par des corps étrangers (poussières, graisses, ...). Ces corps étrangers peuvent provoquer un pont résistif entre les conducteurs et le circuit magnétique.

Des petites décharges de courant apparaissent alors dans cette région à cause de l'existence d'une différence de potentiel. Suite à l'accumulation des décharges de courant, le matériau se fissure de plus en plus jusqu'à provoquer un court-circuit des conducteurs avec la carcasse magnétique [KHO09].

Contraintes Environnementales :

Un taux important d'humidité favorise l'émergence de décharges partielles de même qu'un milieu ambiant chimiquement corrosif. La présence d'humidité ou de produits chimiques dans l'air ambiant peut détériorer la qualité de l'isolation. Le début de la dégradation entraîne des courants de fuites qui accélèrent la détérioration de l'isolant jusqu'au court-circuit franc. Une autre conséquence

est la création de l'ozone et les oxydes d'azote qui peuvent se combiner avec l'humidité pour former de l'acide nitrique, qui détruit l'isolant [VAS09].

1.4.3.2. Défauts des enroulements rotoriques

Un rotor bobiné peut être subir les mêmes défauts que le stator. Pour un rotor à cage, les défauts se résument à la rupture ou la cassure de barres ou d'anneaux de court-circuit [BON92].

La cassure ou rupture de barre (Figure -1.9-a) est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau de court-circuit. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine [NAÏ00][ELK92]. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées [DID07].

La rupture d'une portion de l'anneau de court-circuit (Figure -1.9-b) dans une machine asynchrone à cage, est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures peuvent être dues à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux.

Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voire confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques [YAH95]. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres [YAH95] [BEN98b].

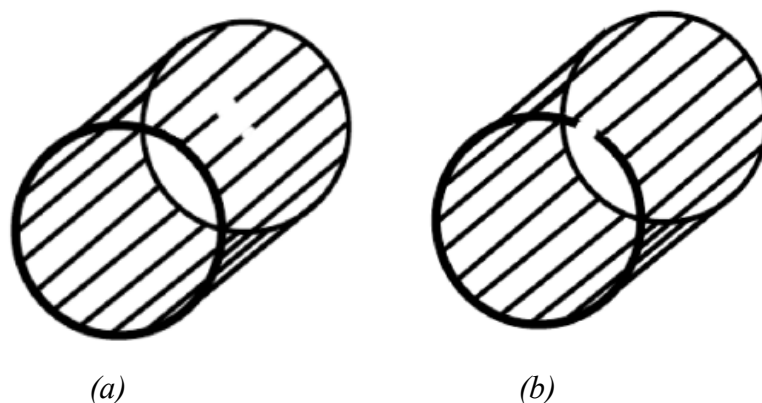


Figure -1.9- Défaut d'un rotor à cage d'écureuil : (a) cassure de barres , (b) cassure d'anneau de court-circuit [TRI11].

La rupture d'une barre rotorique ou d'un segment d'anneau de court-circuit peut être induite par plusieurs facteurs, qui sont souvent indépendants les uns des autres. Parmi ceux-ci, nous pouvons citer par exemple [BON92] [NAN99] [RAI00] :

- L'augmentation de la température due à une surcharge de la machine.

- les efforts magnétiques provoqués par les forces électromagnétiques.
- les efforts résiduels dus aux problèmes de fabrication.
- Des efforts environnementaux provoqués par la contamination et l'abrasion du matériel rotorique dues aux produits chimiques ou à l'humidité.
- l'environnement hostile dans lequel la machine fonctionne, causée par l'humidité et la poussière.

L'apparition d'un défaut de rupture de barres n'induit pas à un arrêt de la machine, du fait que le courant qui traversait la barre cassée se répartit sur les barres adjacentes [SCH99]. Ces barres sont alors surchargées, et les contraintes thermiques et électromécaniques engendrées peuvent conduire à leur rupture, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt de la machine.

Tout comme les défauts statoriques, les défauts rotoriques peuvent être détectés par une analyse harmonique des courants statoriques. Le défaut de barres donne naissance à une série d'harmoniques, dont les fréquences sont données par :

$$f_b = (1 \pm 2ks)f_s \quad (1.9)$$

Avec $k=1, 2, 3, \dots$, s le glissement, et f_s la fréquence d'alimentation.

D'autres composantes spectrales peuvent apparaître dans le spectre du courant à des fréquences données par l'expression ci dessous [DEL84] [VAS93] :

$$f_b = \left[\frac{k}{p/2}(1-s) \pm s \right] f_s \quad (1.10)$$

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

Les défauts de cassure de barres génèrent également dans les signaux du couple et de la vitesse des composantes de fréquence $2sf_s$ et $4sf_s$ [FIL96] [ELK92].

Une analyse vibratoire de la machine asynchrone permet aussi détecter ce type de défaillances. Il existe plusieurs méthodes de diagnostic de défauts rotoriques qui ont été le siège d'étude de plusieurs auteurs [BEN98a] [BEN03].

1.5. Surveillance des machines électriques (les différentes approches ou méthodes de surveillance)

La surveillance des procédés industriels peut aider à améliorer l'efficacité et la fiabilité par des mesures de prévention. La machine asynchrone est un système symétrique basé sur la propriété du champ magnétique tournant et sinusoidalement distribué. De manière générale, lors de l'apparition d'un défaut au niveau de la machine, modifie cette symétrie et la topologie de la machine, ce qui implique la modification de certaines paramètres et grandeurs caractérisant l'état de la machine.

Les manifestations de ces défauts sont perceptibles utilisant des méthodes de surveillance et de diagnostic des machines électriques [THO01]. Ces méthodes peuvent être classées en trois catégories [CEB12] :

- Méthodes à base de modèle : sont les méthodes utilisant des modèles opératoires, où le modèle est fourni sous forme d'équation algébrique ou différentielle. Il s'agit d'utiliser la

redondance d'information et la connaissance fournie par le modèle pour caractériser l'état du système (son mode de fonctionnement) pour passer ensuite à l'étape de la détection [THO01].

- Méthodes à base de signal dites aussi sans modèle : sont des méthodes basées sur une modélisation des signaux, le contenu spectral, la variance et l'évolution temporelle des variables mesurées. Ces méthodes exploitent essentiellement les signatures électriques, magnétiques, vibratoires, thermiques ou la puissance instantanée [RAZ03]. L'approche à base de signal consiste à surveiller le système sans connaître son modèle analytique déduit par des lois physiques ou par identification. Elles reposent sur des descripteurs qui caractérisent le fonctionnement du système observé dans différents modes de fonctionnement (normal, existence de pannes).
- Méthodes de connaissances : n'utilisent pas de modèle mathématique pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expérience humaine confortée par des retours d'expérience. Dans la littérature sont présentées plusieurs techniques de détection de défauts par ces méthodes [FIL95] [FIL98] [BEL08]. Les techniques basées sur l'intelligence artificielle mettent en œuvre la reconnaissance de formes, les systèmes experts, les réseaux de neurones et la logique floue [BEN01] [SAL00], qui peuvent être utilisées de manière indépendante ou combinés pour améliorer leur efficacité.

La Figure I. 4 présente le diaporama des méthodes de diagnostic de machines électriques.

D'autre façon de classer les diverses méthodes et techniques de diagnostic ont été proposées dans [ZWI95] [CEB12].

La plupart des méthodes de surveillance se décomposent en deux étapes : génération et évaluation de résidus. Un résidu est un signal généré à partir des mesures et d'un modèle mathématique. Idéalement, un résidu doit rester à zéro en l'absence de pannes et s'éloigner significativement de zéro en présence de pannes.

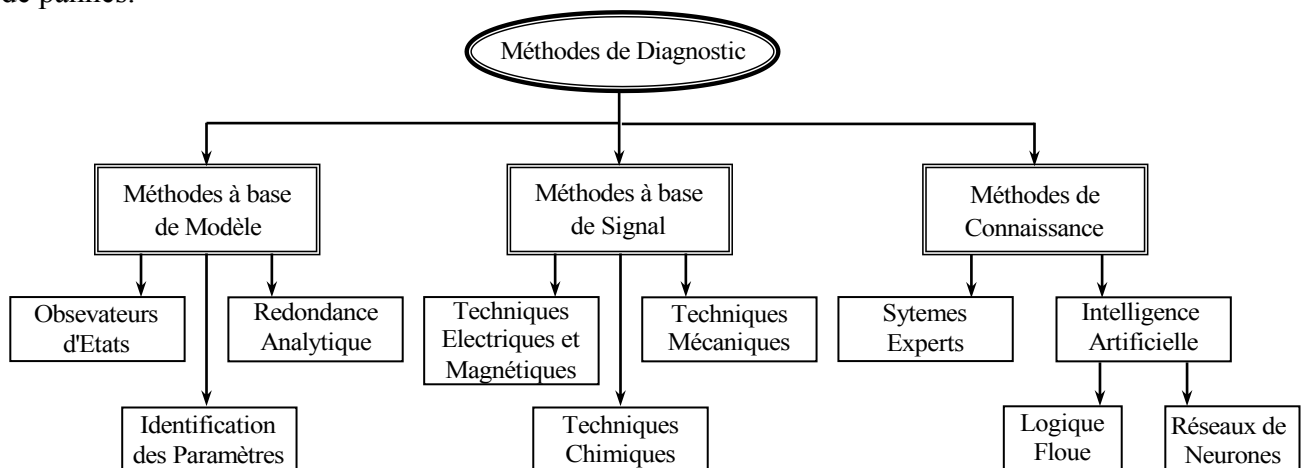


Figure -1.10- Méthodes de Diagnostic des machines électriques.

1.5.2. Méthodes de diagnostic sans modèle (basées sur l'analyse du signal)

Les moteurs asynchrones sont soumis pendant leur fonctionnement à plusieurs contraintes de différentes natures. L'accumulation de ces contraintes provoque des défauts dans les différentes parties du moteur. Il existe une variété de techniques de diagnostic et de détection des défauts. Certaines d'entre elles sont basées sur l'observation et la mesure (mesure du champ magnétique, mesure de bruit, mesure de la vibration, ...Etc.) et d'autres sur la surveillance et la comparaison des

caractéristiques électromécaniques à celles du moteur sain (courant statorique, couple et vitesse de rotation).

1.5.2.1. Techniques magnétiques et électriques

a/. Diagnostic par mesure du flux magnétique axial de fuite

Si une bobine est enroulée autour de l'arbre d'une machine électrique, elle sera le siège d'une force électromotrice (f.e.m.) induite qui est liée aux flux de fuite axiaux.

Théoriquement les courants rotoriques et statoriques sont équilibrés, ce qui annule le flux de fuite axial. En réalité, ces flux de fuite sont présents dans toutes les machines électriques en raison des asymétries dans les circuits électriques et magnétiques qui sont dues aux tolérances pendant le processus de fabrication, et les fluctuations du réseau électrique.

L'analyse spectrale de la tension induite peut être utilisée pour identifier les différentes asymétries et défauts. Le contenu d'harmoniques des flux de fuites axiaux du stator et du rotor est directement en relation avec les harmoniques contenus respectivement dans les courants du stator et du rotor.

Ce flux de fuite axial peut être détecté non seulement par une bobine enroulée autour de l'arbre de la machine (Figure -1.11-) mais aussi par n'importe quel arrangement symétrique simple des bobines placées à l'extrémité de la machine ou par d'autres dispositifs sensibles telles que les sondes à effet hall.

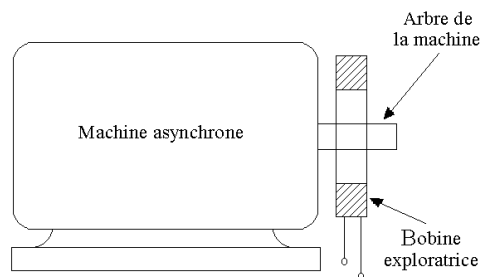


Figure -1.11- Bobine exploratrice pour la mesure du flux de fuite axial.

Il est prouvé d'après la littérature [PEN94], qu'il est possible d'identifier, et de distinguer les défauts suivants :

- a) Cassure d'une ou de plusieurs barres rotoriques.
- b) Court-circuit entre une ou plusieurs bobines de l'enroulement statorique.
- c) Excentricité statique et/ou dynamique.... etc.

Avec un même capteur, il est possible de surveiller la vitesse de la machine et de détecter la surintensité.

La conséquence directe d'un défaut est l'augmentation du flux de fuite axial. Justement la condition nécessaire pour l'utilisation du flux de fuite axial comme une technique de diagnostic est que ce dernier doit avoir une valeur importante.

b/. Diagnostic par mesure du courant statorique

L'analyse du courant statorique du moteur est un outil puissant pour détecter la présence d'anomalies mécaniques et électriques, non seulement dans le moteur, mais également dans la charge. Des améliorations considérables sont apportées à cette technique qui est dénommée dans la littérature "l'Analyse des Signatures du Courant du Moteur (ASCM)" (motor current signature analysis) [KLI92] [SCH95] [YAN00] [DRI01a] [DRI01b]. Les signaux de courants présentent l'avantage d'être facilement mesurables, et à moindre coût.

Des composantes fréquentielles ont été déterminées pour chaque type de défaut. Il est important de noter, que l'amplitude de la composante fréquentielle augmente avec la sévérité du défaut.

Il existe une autre méthode d'analyse du courant c'est l'analyse par l'approche des vecteurs de Park, utilisée pour les moteurs alimentés par un système triphasé. Les trois grandeurs de la machine sont transformées en grandeurs diphasées selon les axes "d" et "q", et qui sont utilisées pour l'obtention de la courbe de lissajou " $I_q=f(I_d)$ ". Le changement de la forme et de l'épaisseur de cette courbe donne une information sur le défaut [CRU98]. L'analyse spectrale du module des deux vecteurs de Park est aussi un moyen pour surveiller l'état de la machine [BENZ01].

1.5.2.2. Techniques mécaniques

a/. Diagnostic par mesure des vibrations

Toutes les machines électriques produisent du bruit et des vibrations. Leur analyse peut être employée pour fournir des informations sur l'état de la machine. Même une amplitude très petite des vibrations de l'armature de la machine peut produire un bruit élevé. Le bruit et les vibrations sont provoqués principalement par des forces qui sont d'origine magnétique, mécanique, et aérodynamique [VAS93].

Les principales sources des vibrations et de bruit dans les machines électriques sont dues aux forces radiales créées par le champ d'entrefer. Ces forces sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique [ALG70] :

$$\sigma_{rad} = \frac{B^2}{2\mu_0} \quad (1.11)$$

Où B est l'induction magnétique et μ_0 la perméabilité magnétique de l'air.

La distribution du champ magnétique d'entrefer est le produit de la F.M.M. résultante (F) et de la perméance (P),

$$B = F \cdot P \quad (1.12)$$

La f.m.m. résultante contient également les effets des asymétries possibles du stator ou du rotor telles que cassures de barres rotoriques ou de segments d'anneaux de court circuit, ou encore du court circuit entre bobines statoriques. La perméance dépend de la variation de l'entrefer à cause de l'ouverture des encoches rotoriques et statoriques, et de l'excentricité. Elle dépend également de la saturation du circuit magnétique.

Les forces magnétiques et les vibrations dépendent également de ces asymétries, de ce fait l'analyse des signaux de vibration des machines électriques, donne une information sur les divers types des défauts et d'asymétries.

Les vibrations dans les machines électriques peuvent être captées par des accéléromètres. Les accéléromètres piézoélectriques sont les capteurs les plus largement répandus pour la mesure des vibrations, ceci en raison de leur gamme de fréquence élevée, de leur fiabilité et leur robustesse.

Les signaux de vibrations détectés contiennent des informations essentielles sur l'état de la machine. L'analyse spectrale de ces signaux nous renseigne sur les différents défauts qui sont à l'origine des vibrations.

b/. Diagnostic par mesure de la température

Toute machine électrique dissipe une certaine quantité de chaleur due aux pertes mécaniques dans les paliers et la ventilation, aux pertes électriques dans les conducteurs et aux pertes magnétiques dans le fer. Il en découle des échauffements générateurs de contraintes thermiques et une diminution du rendement.

Par ailleurs l'élévation de température apparaît dès la naissance du défaut. La mesure de celle-ci peut donc donner accès à sa prévision.

Le diagnostic par mesure de température requiert en premier lieu la modélisation du comportement thermique de la machine électrique. Le modèle devrait simuler le comportement thermodynamique du stator et du rotor dans les états permanent et transitoire, y compris le transfert de chaleur à partir des enroulements du moteur au fer et du fer à l'air ambiant. Ce modèle devrait aussi tenir compte des différences importantes dans le comportement thermique dû à la taille du moteur et au type de construction. Le dernier paramètre à prendre en considération est l'indice de protection indiquant la possibilité de l'existence des particules et d'humidité établi dans le moteur.

Une fois le modèle établi, les paramètres d'entrées du système tels que les courants et le temps du démarrage, peuvent y être inclus. Ce modèle calcule les températures de l'enroulement et du rotor et les compare avec les limites de température admissibles. Si ces limites sont dépassées, le moteur doit être mis à l'arrêt.

1.5.2.3. Techniques chimiques

La plupart des moteurs sont refroidis par l'air ou le plus souvent à l'aide d'un circuit fermé avec un échangeur de chaleur refroidi à l'eau. La dégradation de l'isolation électrique dans le moteur produit le gaz d'oxyde de carbone qui apparaît dans le circuit de l'air de refroidissement et qui peut être détecté par une technique d'absorption infrarouge.

Dans certains cas, l'huile de roulement est analysée régulièrement, et l'intervention est requise si les produits indiquant la dégradation sont présents [TRA86].

1.5.3. Méthodes de diagnostic avec modèle

Les méthodes de diagnostic à base du modèle reposent sur la comparaison du comportement réel de la machine avec celui fourni par un modèle de représentation de la machine auquel sont appliquées les mêmes excitations qu'au système réel. La forme du modèle utilisé peut prendre plusieurs formes. Il peut être simplement basé sur une représentation en régime sain de la machine ou inclure dans sa formulation des éléments supplémentaires relatifs au défaut surveillé [AKI08] [HOU02] [BEL00] [JUN06] [TAL02] [LEE03]. La sortie du modèle est comparée aux données accessibles pour former un résidu exploité pour alimenter un mécanisme dédié à la détection des

défauts [Tal07]. La figure -1.12- illustre Le principe général du diagnostic à base de modèles analytiques appliqué à la machine asynchrone :

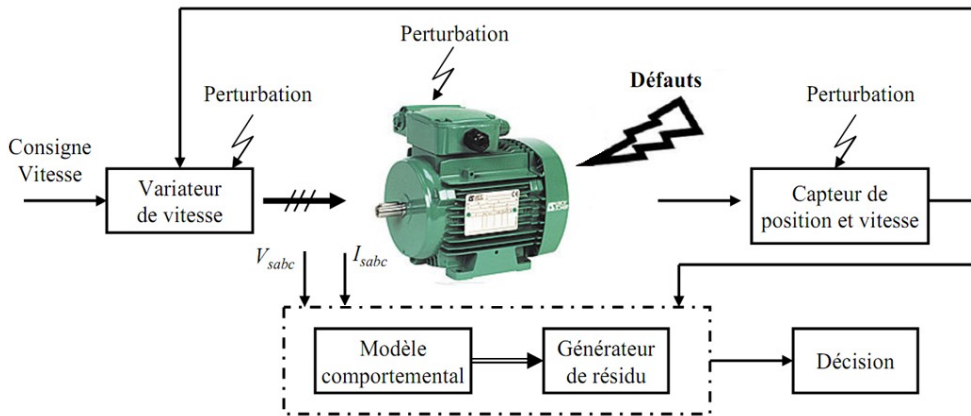


Figure -1.12- Schéma général du diagnostic à base de modèles analytiques.

Selon le mécanisme de génération de résidus, on peut distinguer trois grandes approches :

- l'approche à base d'observateurs (par estimation d'état),
- l'approche par estimation paramétrique,
- l'approche par redondance analytique (par projection dans l'espace de parité).

1.1.1.1. Approche par estimation d'état (à base d'observateur)

L'idée principale des méthodes de génération du vecteur de résidus à base d'observateurs est d'estimer une partie ou l'ensemble des mesures du système surveillé à partir des grandeurs mesurables. Le résidu est alors généré en formant la différence (éventuellement filtrée) entre les sorties estimées et les sorties réelles. L'observateur revient finalement à un modèle parallèle au système avec une contre réaction qui pondère l'écart de sortie. Ce principe appliqué à une machine électrique est illustré sur la figure -1.13-.

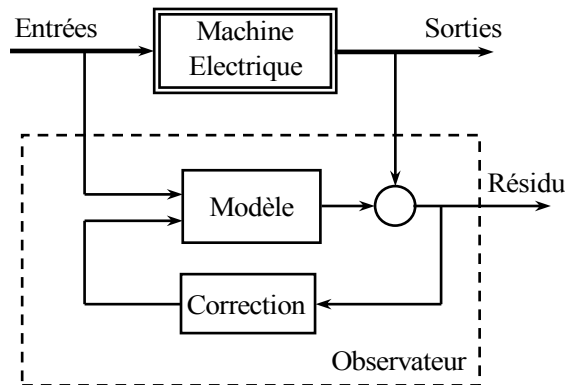


Figure -1.13- Schéma de principe de l'approche à base d'observateur

Les observateurs sont généralement utilisés dans la synthèse des lois de commande des machines à induction [LEO90]. Ils sont sensés de fonctionner dans le contexte d'un système sans défaut : ils sont donc choisis et calculés en fonction de critères de stabilité et de performance. Un défaut se traduisant par la rupture des hypothèses d'équilibre du modèle, il peut se révéler dans la rupture des grandeurs observées par rapport aux grandeurs mesurées. La comparaison de la sortie réelle avec la sortie observée peut donc fournir des informations exploitables pour la détection et la localisation des défauts [ISE97]. Le modèle est basé sur une représentation d'état du système et nous supposons que

toute l'information, qui va être reconstruite, peut être bornée par les variables d'état. Généralement, le modèle peut être en temps continu ou en temps discret, stochastique ou déterministe, de dimension finie ou infinie, régulier ou singulier [FRA08]. Plusieurs techniques existent pour la synthèse d'un générateur de résidus, la figure -1.14- représente les trois principales catégories d'observateurs qui sont : les observateurs stochastiques, les observateurs déterministes (observateur à grand gain, observateur algébrique, observateur à horizon glissant et observateur intelligent) et les observateurs adaptatifs (observateur par intervalles, observateur parallèle et observateur multi modèles) [FRA08].

Dans chaque groupe, il existe plusieurs types d'observateurs, certains observateurs font partie de plusieurs groupes comme le filtre de Kalman (qui se trouve dans la catégorie déterministe et stochastique) ou l'observateur parallèle (qui fait partie de toutes les catégories).

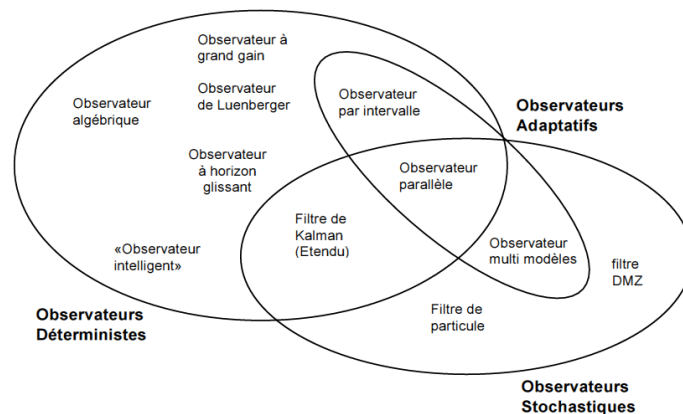


Figure -1.14- Différents types d'observateurs [FRA08].

1.5.3.2. Approche par identification des paramètres

C'est l'approche duale à celle à base d'observateur. Elle consiste à identifier les paramètres contenus dans le modèle de connaissance du système utilisant les algorithmes d'identification paramétrique [BAC02]. Elle utilise les signaux d'entrée/sortie de la machine. Un défaut étant à l'origine d'une variation paramétrique, l'estimation des paramètres du modèle permet d'indiquer la présence d'un déséquilibre dans la machine [MOR99][SCH99][BAC02].

Le choix du modèle de connaissance constitue le point essentiel dans l'efficacité de cette méthode. Ce modèle mathématique doit, pouvoir caractériser les fonctionnements sains et en présence de défaut. En effet, le type de défaut à détecter est fonction du modèle utilisé.

Les résidus sont obtenus par comparaison des valeurs estimées des paramètres aux valeurs nominales de référence. Dans ce cas, l'écart des résidus par rapport à zéro est le résultat des variations de paramètres. Pour la machine asynchrone, il est important de prendre en compte les évolutions normales des paramètres telles que la variation des résistances (en fonction de la température) ou encore la variation des inductances (en fonction du niveau de saturation). Un schéma de principe de cette méthode est donné par la figure -1.15-.

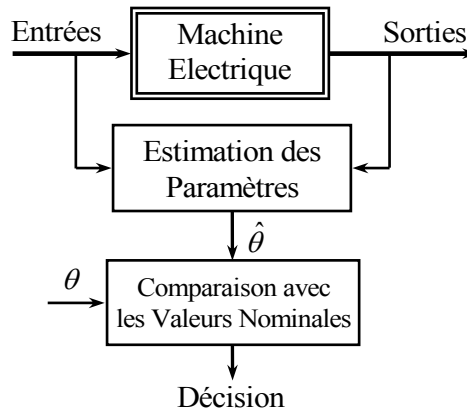


Figure -1.15- Principe de l'approche par estimation des paramètres

1.5.3.3. Approche par espace de parité

Comme pour les observateurs, la redondance analytique et la projection dans l'espace de parité sont basées sur l'exploitation des résidus issus du modèle de bon fonctionnement. La philosophie de l'approche par projection dans l'espace de parité est d'exploiter la redondance analytique existant dans les équations de modélisation du dispositif surveillé. Cette approche cherche à établir des relations de redondance analytique entre les mesures qui sont indépendantes des grandeurs inconnues mais qui restent sensibles aux défaillances. Ces relations de redondance servent à construire, par des techniques de projection matricielles, le vecteur de parité. Ce dernier représente une quantité ayant pour propriété d'être nul en fonctionnement normal et d'évoluer en présence de défauts. L'analyse du vecteur de résidus dans l'espace de parité permet alors de mettre en évidence la présence d'une défaillance [BAC02] [HEN99] [COC93].

Dans le cas linéaire, ces équations sont appelées équations de parité, et relations de redondance analytique (RRA) dans le cas le plus général [OST05].

Dans la partie suivante, une explication brève de l'idée principale des relations de parité sera présentée [XU02]. Supposons que n variables physiques représentées par $x \in \mathbb{R}$ sont mesurées par m capteurs représentés par $y \in \mathbb{R}$ avec la relation connue :

$$y = C \cdot x \quad (1.13)$$

où C est une matrice $m \times n$ de rang colonne plein. Si $m > n$, il y a des redondances entre les capteurs. Nous pouvons donc trouver une matrice V de dimension $(m-n) \times n$ de rang ligne plein qui satisfait $V \cdot C = 0$. Alors la relation $y = C \cdot x$ implique que, pour tout $x \in \mathbb{R}$,

$$V \cdot y = 0 \quad (1.14)$$

La violation de cette équation par les mesures y implique l'apparition d'une panne. Avec cette matrice V , le résidu $r = V \cdot y$ peut être conçu pour détecter les pannes, et la relation $V \cdot y = 0$ est appelée *équation de parité*.

Quand il y a plusieurs pannes :

$$y = Cx + E_1 f_1 + \dots + E_p f_p \quad (1.15)$$

ou $f_1; \dots; f_p$ représentent les pannes possibles, $E_1; \dots; E_p$ sont des matrices connues, alors les degrés de liberté dans le choix de V peuvent être utilisés pour concevoir des résidus qui sont insensibles à certaines pannes, ce qui permet de réaliser l'isolation de pannes.

1.5.4. Méthodes basées sur l'intelligence artificielle

L'intelligence artificielle est de plus en plus utilisée dans le domaine de la supervision et du diagnostic. Elle a permis d'augmenter l'efficacité et la fiabilité du diagnostic. Dans le domaine de la supervision des machines électriques, les industriels et les chercheurs ont de plus en plus recours à ce genre de technique pour augmenter l'efficacité du système [ALT99] [AWA03] [OND06].

En fait, le terme « Intelligence Artificielle » comprend diverses techniques telles que les systèmes experts, les réseaux de neurones, la logique floue, qui peuvent être utilisés de manière indépendante ou combinés pour améliorer leur efficacité. Ces méthodes sont intéressantes même si elles nécessitent une phase d'apprentissage initial qui est critique pour un fonctionnement optimal. La phase d'apprentissage nécessite un ensemble important d'exemples comme elle peut être trompeuse ou peut produire des résultats limités à un ensemble de systèmes.

Une fois la phase d'apprentissage accomplie, ces techniques se montrent efficaces et simples, et elles peuvent être adoptées avec succès pour le diagnostic des défaillances des systèmes électriques. Les techniques d'intelligence artificielle peuvent contribuer à accélérer le processus de décision avec une intervention humaine réduite. Mais elles ne peuvent pas être une panacée capable de résoudre tout problème de diagnostic.

Ces techniques d'intelligence artificielle cherchent à imiter et à acquérir le raisonnement humain de manières différentes :

Les réseaux de neurones artificiels imitent la structure neuronale d'un cerveau humain. Ils sont formés par un réseau complexe de blocs arithmétiques simples. Ils peuvent facilement représenter les systèmes non linéaires multi-entrées/multi-sorties. Cette technique a largement été utilisée dans le domaine du diagnostic des machines électriques [SAL00] [AWA03] selon plusieurs démarches et techniques [TRI11] :

- apprentissage à partir de signaux temporels ou fréquentiels issus de simulation ou d'expérimentation.
- diagnostic en temps réel et autonome.
- mise à jour dynamique de la structure du réseau.
- filtrage des transitoires, des perturbations et du bruit.
- détection des défauts dès leur naissance.

La logique floue traduit la perception humaine des valeurs, elle ne se limite pas à des valeurs « vrai, faux » comme la logique traditionnelle. Elle offre une large fourchette de valeurs intermédiaires. Les systèmes flous sont capables de traiter des variables naturelles via des conditions floues « si-alors ». Les systèmes flous adaptatifs exploitent les facultés d'apprentissage des réseaux de neurones ou la robustesse des algorithmes génétiques dans le domaine de l'optimisation des paramètres du système à étudier, afin de prendre en considération les connaissances a priori et l'expertise humaine dans le domaine. Nous pouvons trouver dans la littérature [ALT99] [BAL07] [ZID08] plusieurs articles

exploitant cette technique dans le domaine du diagnostic et de la surveillance des machines électriques, avec des objectifs variés :

- détection d'un fonctionnement anormal et localisation de la défaillance,
- évaluation des indices de performance,
- construction de bases de données issues de l'expertise humaine, et formulation sous forme de règles conditionnelles « *si-alors* »,
- conception de systèmes adaptatifs pour le diagnostic.

La technique neuro-floue est la combinaison des deux techniques précédentes. [ALT99] et [BAL07] ont montré que cette combinaison est très intéressante pour le diagnostic et la surveillance de machines asynchrones. En effet, les réseaux de neurones adaptatifs peuvent générer le système flou correspondant d'une manière autonome. Cette génération des règles est faite à partir des exemples d'apprentissage, en minimisant ainsi l'intervention de l'expert lors de la formulation des règles conditionnelles.

1.6. Commandes tolérantes aux défauts

1.6.1. Introduction à la tolérance aux défauts

Les systèmes industriels utilisés quotidiennement sont de plus en plus équipés de systèmes électroniques automatisés ; pilotés généralement par des calculateurs ; qui sont devenus indispensables pour offrir le confort attendu par l'utilisateur et garantir sa sécurité. Face à l'introduction massive de ces systèmes, il devient de plus en plus nécessaire de mettre en place des stratégies garantissant la tolérance aux défauts.

Par définition, un système tolérant aux défauts possède la capacité de maintenir les objectifs nominaux en dépit de l'occurrence d'un défaut et à s'en accommoder de manière automatique. Il permet notamment de garantir la stabilité du système et/ou des performances acceptables en présence de défauts [BOU11] [ZHA08].

En dépit du fait qu'un schéma classique de commande permet d'assurer la stabilité et les performances désirées du système dans le cas nominal, il s'avère très limité et peut amener le système vers des comportements non désirés, voire à l'instabilité, en présence d'un défaut. Un défaut est un événement qui agit sur un système et qui peut changer ses propriétés conduisant à une dégradation des performances du procédé voir à son instabilité [ZHA08].

Dans les applications industrielles critiques telles que l'aéronautique ou le nucléaire, le problème de la tolérance aux défauts est souvent traité au moyen de la redondance matérielle. Cette stratégie est non seulement onéreuse mais elle requiert également un important dispositif de maintenance. Ainsi, la commande tolérante aux défauts abordée par des approches analytiques, permet d'éviter des coûts élevés d'investissement et d'entretien. Par conséquent, la tâche principale qui incombe à la commande tolérante aux défauts est de synthétiser des lois de commande avec une structure appropriée permettant de garantir la stabilité et les performances du système, non seulement lorsque tous les composants de la commande sont opérationnels, mais aussi lorsque un ou plusieurs composants sont défaillants [ZHA08] [OUD08].

Il convient de noter que la réalisation d'une commande tolérante aux défauts n'est pas un problème classique et que les conditions induites par la présence de défauts obligent à développer des stratégies

particulières. La synthèse d'une loi de commande tolérante aux défauts est un problème non trivial, qui impose de mettre en œuvre une démarche comprenant en général deux étapes [OUD08] :

- • Etape de diagnostic et évaluation des performances ;
- • Etape de synthèse d'un mécanisme d'accommodation, de reconfiguration ou de restructuration de la loi de commande.

Le schéma classique d'un système de commande tolérant au défaut est représenté par la figure -1.16-. Les deux blocs Diagnostic et reconfiguration ou reconception de la commande représentent les étapes de la commande tolérante aux défauts.

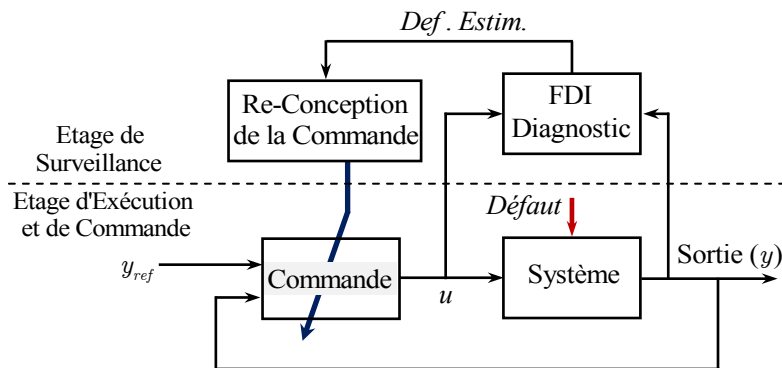


Figure -1.16- Architecture d'une commande tolérante aux défauts.

1.6.2. Classification des méthodes FTC

Les méthodes de synthèse des lois de commande tolérantes aux défauts que nous retrouvons souvent sous l'acronyme anglo-saxon : FTCS pour Fault Tolerant Control Systems, sont regroupées en deux grandes familles basées sur deux approches distinctes :

- l'approche passive (acronyme : PFTC pour Passive Fault Tolerant Control)
- l'approche active (acronyme : AFTC pour Active Fault Tolerant Control).

En présence d'un défaut de faible gravité, une simple commande robuste peut suffire à maintenir les performances nominales : on parle alors d'accommodation passive du défaut. En revanche, en présence de défauts critiques, un bloc de détection et de localisation du défaut est nécessaire afin de mettre en œuvre une stratégie active de tolérance aux défauts. On distingue alors l'accommodation, la reconfiguration et la restructuration suivant la qualité des performances après défaut. La classification précédente est résumée dans la figure-1.17-.

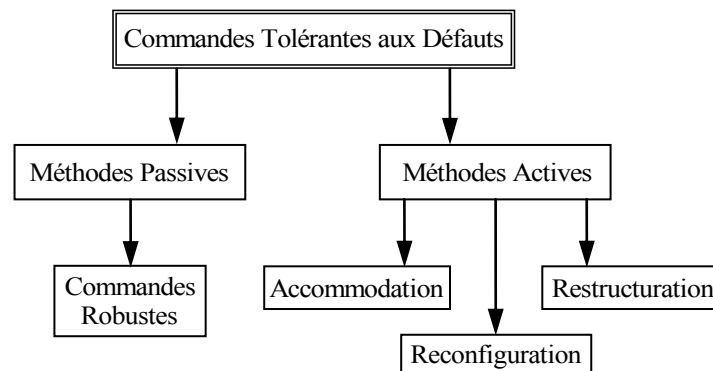


Figure -1.17- Classification des commandes tolérantes aux défauts.

1.6.2.2. Approches passives de la commande FTC

Les méthodes PFTC utilisent les techniques de la commande robuste pour assurer que le système en boucle fermée demeure insensible à certains défauts avec des régulateurs constants et sans utilisation d'information en ligne des défauts sur le système [ROD05].

De façon générale, les approches passives de la FTC sont basées sur les techniques de contrôle robuste (commande H_∞ , commande à mode glissant . . .) de manière à ce que le système en boucle fermée reste insensible à un ensemble connu de défauts avec des régulateurs constants et sans utilisation d'information sur l'état du système.

Les régulateurs passifs ont pour but de maintenir le système "fiable" au sens de la stabilité et de ses performances dans les cas nominaux et de défauts prédéfinis. Cependant, le système est synthétisé de manière à être robuste à certains défauts en supposant un ensemble de défauts potentiels restrictifs voire des fois un seul défaut. Ceci peut être valable dans certains cas restreints avec des défauts de faibles amplitudes.

Cette approche n'a besoin ni d'un module de diagnostic pour détecter la présence des défauts ni d'un bloc de reconfiguration de la loi de commande et/ou des paramètres du système, mais sa capacité de tolérance intrinsèque reste restreinte à quelques défauts. Dans le cas passif, le système en défaut continue d'opérer avec le même contrôleur et la même structure du système : les objectifs et les performances restent les mêmes que ceux du système nominal.

La figure -1.18- représente une décomposition hiérarchique d'un système de commande tolérant aux défauts passif.

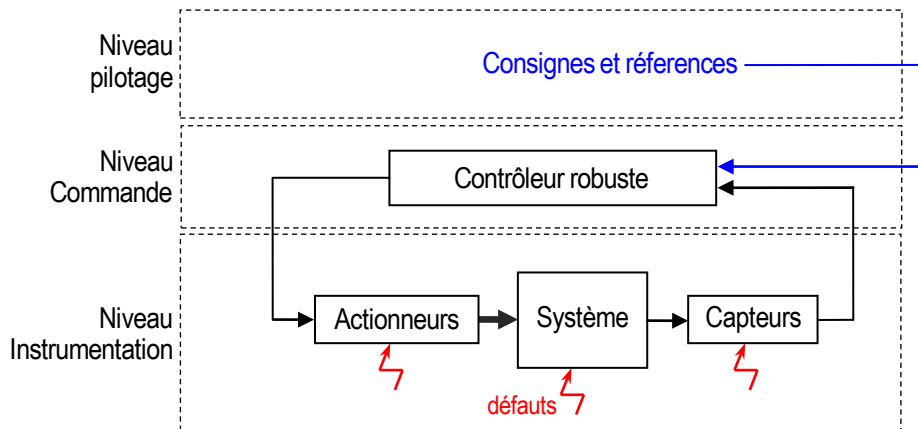


Figure -1.18- Décomposition hiérarchique d'un système PFTC

L'inconvénient majeur de ces approches réside dans le fait que la robustesse accrue vis-à-vis de certains défauts est obtenue au dépend d'un niveau de performance dégradé en régime normal de fonctionnement. Pratiquement, ces techniques présentent donc un inconvénient majeur : si l'on considère que les défauts sont des événements qui ne se produisent que rarement, il n'est pas souhaitable de dégrader de manière significative et permanente les performances du système afin d'être insensible envers une classe restreinte de défauts qui ne se produirait qu'occasionnellement lors d'un cycle de fonctionnement. Ainsi, les systèmes FTC passifs garantissent de manière générale un faible niveau de performances. Cependant, dans certaines applications où la classe de défauts est connue et restreinte, ces techniques pourraient s'avérer suffisantes [JER07].

1.6.2.3. Approches actives de la commande FTC

Contrairement à l'approche passive, l'approche active de la commande *FTC* est amenée à réagir aux diverses défaillances du système en reconfigurant en ligne les lois de commande tout en préservant la stabilité et les performances de celui-ci [ROD05] [KAN04] [BLA03]. Cette approche permet alors de traiter des défauts imprévus mais nécessite une méthode efficace de détection et d'isolation des défauts permettant de fournir de manière aussi précise que possible une information sur les défauts éventuels (l'instant d'apparition, le type et l'amplitude du défaut). En fonction de la sévérité de l'impact du défaut sur le système, une nouvelle loi de commande (modification de la structure ou/et des paramètres) est appliquée après que le défaut ait été détecté et localisé.

Dans la littérature, il existe diverses dénominations de l'AFTCS. On y trouve notamment les termes suivants [BOU11] : "self-repairing systems", "systèmes reconfigurables", "systèmes restructurables", ou "self design".

Comme il est présenté sur la figure -1.19-, un schéma typique des systèmes de commande active tolérante aux défauts sont normalement constitués de quatre principaux composants [ZHA08] suivant :

1. un module surveillance (FDI : Fault detection and isolation) , ou aussi module "détection et diagnostic de défauts " , :
Le module de détection a pour objectif de déterminer l'apparition et l'instant d'occurrence de tout phénomène anormal affectant le comportement du système surveillé. La détection de défauts est souvent suivie d'une procédure d'isolation de défauts, qui sert à distinguer un défaut particulier. Le bloc " FDI " fournit en ligne les informations concernant le défaut et l'état du système au bloc " FTC " et doit permettre de prendre en compte les différents types de défauts intervenant sur le système et d'assurer la fiabilité de ses informations pour activer le mécanisme de reconfiguration en un temps minimal. Un seul résidu peut suffire pour détecter les défauts, cependant plusieurs résidus (ou un vecteur de résidus) sont souvent requis pour l'isolation de défauts. Le résidu est généré en comparant le comportement mesuré du système avec le comportement prévu de ce dernier, où le comportement prévu est obtenu en utilisant un modèle du système. Les méthodes de génération de résidus peuvent être classées en trois groupes : à base de l'espace de parité, les observateurs et l'estimation de paramètres.
2. Module reconfiguration :
Il constitue la deuxième tâche importante dans les systèmes AFTC. Le module de reconfiguration utilise les informations provenant du module de surveillance (FDI). La *reconfiguration* cherche à compenser l'isolement du composant défaillant, soit en basculant sur des composants redondants, soit en réassignant ses tâches à d'autres composants, soit de trouver une nouvelle commande de façon à ce que le système en défaut ait les mêmes performances en boucle fermée que le système sans défaut.
3. un régulateur reconfigurable :
Il faut noter que le contrôleur doit être reconfigurable, c'est à dire, capable de subir l'action de reconfiguration en ligne et en temps-réel. A partir de l'information en ligne produite par le module de FDI et celui de reconfiguration, le régulateur reconfigurable doit être synthétisé automatiquement pour maintenir la stabilité, la dynamique du système ainsi que ses performances initiales.

4. un générateur de consigne et des références :

Dans le cas de dégradation de performances du système, la commande de référence doit permettre d'ajuster l'entrée de commande ou la trajectoire de référence automatiquement ou informer les opérateurs humains de la présence de défauts

La figure -1.19- présente une structure générale d'une AFTC. Son principe se résume comme suit : sans défaut, la commande nominale qui a été déterminée au préalable pour le système "parfait" rejette les perturbations et assure la stabilité du système en boucle fermée. Dans ce cas le bloc "FDI" ne détecte aucun défaut et la loi de commande ne subit aucun changement. Si un défaut se produit, le bloc "FDI" le détecte, l'isole et l'identifie. Ensuite le bloc "FTC" conçoit une nouvelle loi de commande capable de stabiliser le système défectueux.

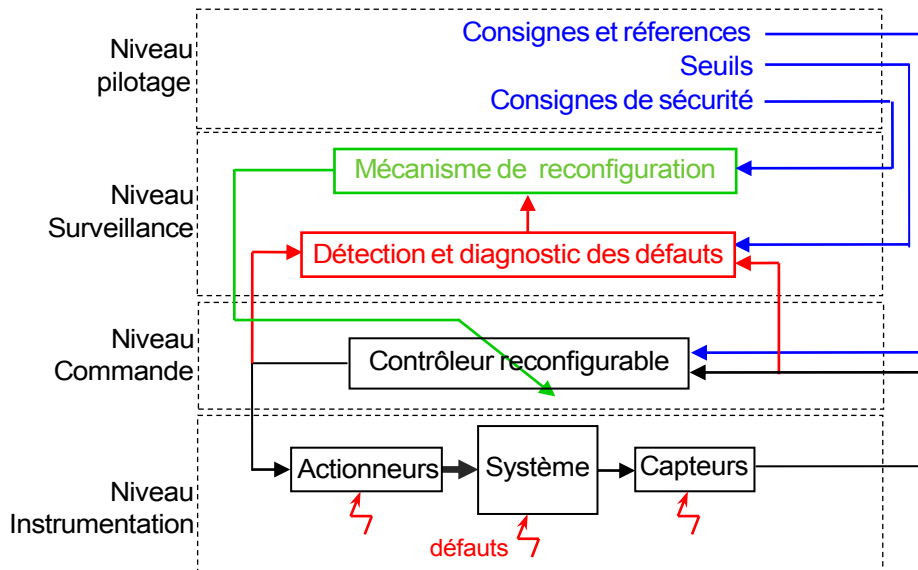


Figure -1.19- Structure générale d'une Commande active tolérante aux défauts.

Les méthodes de conception de régulateurs poste-défauts actifs se subdivisent en deux catégories :

- la reconfiguration du système,
- la reconfiguration de la commande.

Les approches dites de reconfiguration du système sont souvent fondées sur l'existence de redondance de chaînes de mesures et/ou d'actionneurs. L'idée consiste à détecter et à isoler convenablement les défauts, et à commuter ensuite sur une nouvelle chaîne d'actionneurs et/ou capteurs redondants sains. Dans ce contexte, la véritable problématique de la reconfiguration du système est donc une problématique de diagnostic [JER07].

Pour les approches dites de reconfiguration de la commande, on distingue généralement trois classes différentes.

1. La première est l'accommodation des défauts. Dans ce cas, seuls les défauts de faibles amplitudes sont pris en compte. La nouvelle loi de commande est générée par l'adaptation en ligne des paramètres du régulateur et les entrées/sorties entre la loi de commande. Le système à contrôler restent inchangées [BLA03].

2. La deuxième classe est la reconfiguration du système, elle est utilisée dans le cas où les parties défaillantes ne peuvent pas être accommodées [BLA03][OUD08]. Elle est caractérisée par la modification de la structure du système de façon à compenser le défaut.
3. La troisième classe est la restructuration, il s'agit de synthétiser une nouvelle loi de commande en modifiant la structure et les paramètres de cette dernière. Elle est utilisée dans le cas où le problème de commande n'a pas de solution avec l'accommodation et la reconfiguration.

Dans la littérature, les méthodes de reconfiguration de la commande tournent autour des approches suivantes [AIT09] [YIX01] [OUD08] : régulateur à commande optimale, contrôleur utilisant la méthode de la pseudo-inverse, contrôleur à variation du gain ou variation des paramètres linéaires, commande adaptative, commande par placement de pôle, modèle multiple, retour linéarisant ou inversion dynamique, H_∞ , commande prédictive, commande à mode glissant ou à structure variable, commande intelligente utilisant des systèmes experts, des réseaux de neurones, la logique floue et des méthodologies d'apprentissage, etc...

1.7. Conclusion

Après quelques rappels sur le fonctionnement et la construction de la machine asynchrone, nous nous sommes intéressés à la présentation des différents défauts pouvant survenir dans la machine. Ils peuvent être d'origine électrique, mécanique ou magnétique. Un des défauts les plus rencontrés après les défauts de roulement est le court-circuit entre spires qui est souvent dû à la dégradation de l'isolant suite à un échauffement excessif ou un champ électrique fort.

Nous avons ensuite présenté les différentes méthodes de surveillance des défauts qui peuvent être classées suivant deux catégories : méthodes à base de signal (analyse des courants, puissance, vibrations, approche du vecteur de Park) et méthodes à base de modèle (observateurs, identification des paramètres, espace de parité ou redondance analytique).

La commande tolérante aux défauts, et avec ses deux approches passives et actives est présentée à la fin de ce chapitre. Leur objectif est d'assurer la stabilité du système après l'apparition du défaut ainsi qu'un niveau de performances meilleures.

Chapitre 2:
Diagnostic des défauts rotoriques de la
machine asynchrone avec la prise en
compte des harmoniques d'espace

2.1. Introduction

La surveillance en temps réel des machines électriques est préconisée pour détecter des défauts et des surcharges dans les machines. Les signaux mesurés contenant les informations significatives dues au défaut sont généralement les tensions, les courants, la vitesse, les vibrations et les émissions sonores. Le développement des méthodes modernes de diagnostic s'accroît, la technique de diagnostic par l'analyse spectrale du courant statorique est la plus utilisée parce qu'elle permet non seulement la détection d'autres types de défauts mais aussi de s'affranchir des problèmes d'accessibilité.

Ce chapitre est consacré au diagnostic par analyse spectrale du courant statorique pour la détection des défauts rotoriques dans la machine asynchrone à cage d'écureuil, plus précisément les défauts de cassure de barres, les défauts d'excentricité statique, dynamique et mixte.

Un modèle mathématique basé sur l'approche dite des fonctions d'enroulement est développé. Ce modèle prend en compte tous les harmoniques d'espace créés par la distribution de l'enroulement dans les encoches de la machine. Nous présentons également la modélisation de l'excentricité et son effet sur le calcul des inductances de la machine.

Nous présentons la simulation de la machine avec différents défauts alimentée par une source alternative. Sur la base des résultats de simulation, nous développons un algorithme de diagnostic de ces défauts. Vu que chaque défaut génère des harmoniques qui le caractérisent, à des fréquences dépendant du glissement donc de la vitesse de rotation et la vitesse peut être estimée par les harmoniques principaux d'encoches rotorique, cet algorithme est basé sur la localisation des harmoniques caractéristiques des défauts après l'estimation de la vitesse de rotation.

2.2. Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Dans cette partie, un modèle dynamique du moteur asynchrone à cage d'écureuil est développé pour étudier le comportement de la machine à induction dans les cas de fonctionnement sain et avec défauts. Dans ce modèle, nous prenons en considération les harmoniques d'espace dus à la distribution d'enroulements logés dans les encoches de la machine. Pour calculer les différentes inductances de la machine, nous utilisons l'Approche des Fonctions d'Enroulement (A.F.E) connue dans la littérature anglo-saxonne sous l'appellation winding function approach [TOL92] [SER13] [KAR10] [JOK11]. Cette approche prend en considération tous les harmoniques d'espace. Dans ce qui suit, nous allons présenter la modélisation des défauts de rupture ou cassure des barres et des segments des anneaux de court-circuit, et des défauts d'excentricité statique et/ou dynamique.

2.2.1. Equations du système

Notre modélisation concerne un moteur asynchrone triphasé à n_b barres rotoriques avec les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La perméabilité du fer est infinie.
- Les enroulements statoriques sont identiques par rapport à l'axe de symétrie.

- Les n_b barres rotoriques uniformément distribuées.
- Les courants de Foucault, les frottements, et les pertes d'enroulement sont négligés.
- La cage rotorique peut être représentée comme n mailles identiques et équidistantes sur la circonférence du rotor. Par exemple, la première maille peut comprendre la 1ère barre et la $(k+1)^{ième}$ barre et les segments des deux anneaux de court-circuit qui les connectent. Où k est un nombre entier arbitrairement choisi entre $(1 \leq k \leq n_b)$. La deuxième boucle comprend la 2^{ème} barre, la $(k+2)^{ième}$ barre et les segments des deux anneaux de court-circuit qui les connectent aux deux extrémités et ainsi de suite.

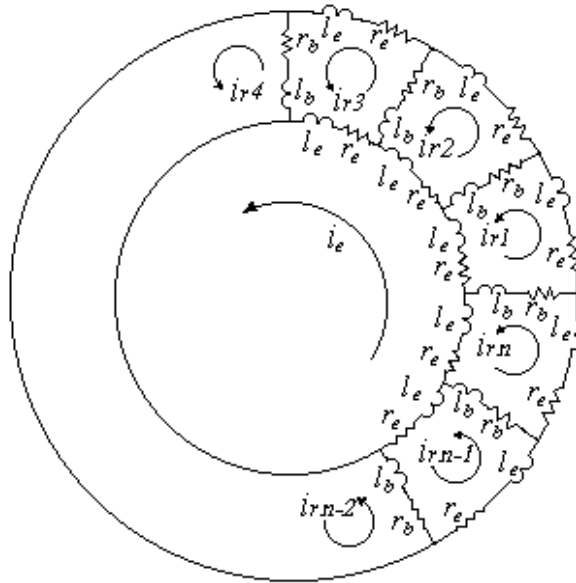


Figure -2.1- Circuits électriques équivalents de la cage rotorique.

2.2.1.1. Equations des tensions statoriques

Dans la suite de notre travail, toutes les matrices et les vecteurs sont notés avec des lettres en caractères **gras** pour les distinguer par rapport aux grandeurs scalaires.

Les équations des tensions pour les trois enroulements du stator peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\mathbf{v}_{sabc} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{sabc} + \frac{d\boldsymbol{\phi}_{sabc}}{dt} \quad (2.1)$$

Où, le flux statorique est donné par :

$$\boldsymbol{\phi}_{sabc} = \mathbf{l}_s \mathbf{i}_{sabc} + \mathbf{m}_{sr}(\theta) \mathbf{i}_{rabc} \quad (2.2)$$

Les vecteurs des tensions et des courants des phases statoriques et des courants des barres rotoriques sont respectivement donnés par les équations suivantes :

$$\mathbf{v}_{sabc} = [v_{sa} \quad v_{sb} \quad v_{sc}]^t \quad (2.3)$$

$$\mathbf{i}_{sabc} = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^t \quad (2.4)$$

$$\mathbf{i}_r = [i_{r1} \ i_{r2} \ i_{r3} \ \dots \ i_{rnb} \ i_{re}]^t \quad (2.5)$$

Où i_{rj} et i_{re} sont respectivement les courants qui circulent dans la $j^{\text{ième}}$ barre et l'anneau de court-circuit.

$[R_s]$ est la matrice des résistances statoriques de forme diagonale de 3×3 éléments, donnée par la relation suivante :

$$\mathbf{r}_s = r_s [I] \quad (2.6)$$

Où $[I]$ une matrice identité et r_s la résistance de chaque phase statorique.

\mathbf{I}_s la matrice des inductances statoriques de 3×3 éléments exprimée sous la forme suivante :

$$\mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} l_{aa} & l_{ab} & l_{ac} \\ l_{ba} & l_{bb} & l_{bc} \\ l_{ca} & l_{cb} & l_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Où l_{ii} , l_{ij} représentent respectivement l'inductance propre de la $i^{\text{ième}}$ phase statorique et l'inductance mutuelle entre la $i^{\text{ième}}$ et la $j^{\text{ième}}$ phase ($i \neq j$).

$\mathbf{m}_{sr}(\theta)$ est une matrice de $3 \times (n_b + 1)$ éléments qui constituent les inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques qui dépend de l'angle électrique de déplacement du rotor θ . Elle est donnée par :

$$\mathbf{m}_{sr}(\theta) = \begin{bmatrix} l_{ar1} & l_{ar2} & \dots & l_{ar(n_b-1)} & l_{arn_b} & 0 \\ l_{br1} & l_{br2} & \dots & l_{br(n_b-1)} & l_{brn_b} & 0 \\ l_{cr1} & l_{cr2} & \dots & l_{cr(n_b-1)} & l_{crn_b} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Où l_{irj} représente l'inductance mutuelle entre la $i^{\text{ième}}$ phase statorique et la $j^{\text{ième}}$ maille rotorique.

Les inductances mutuelles entre les phases statoriques et les segments de l'anneau de court-circuit sont négligées, ceci est représenté par un zéro dans la dernière colonne de la matrice.

2.2.1.2. Equations des tensions rotoriques

La représentation d'une machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil est identique à celle d'un rotor bobiné. Nous supposons que le rotor à cage peut être remplacé par un ensemble de mailles couplées magnétiquement. La figure -2.1- illustre le schéma équivalent du rotor à cage où sont représentés les courants circulant dans les mailles et les anneaux de court-circuit.

Nous tirons de la figure -2.1-, les équations des tensions des mailles rotoriques :

$$\mathbf{v}_r = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (2.9)$$

Où,

$$\mathbf{v}_r = [v_{r1} \ v_{r2} \ v_{r3} \ \dots \ v_{rnb} \ v_e]^t \quad (2.10)$$

Pour le cas d'un rotor à cage, la tension de l'anneau de court-circuit $v_e = 0$, et les tensions des mailles rotorique $v_{rk} = 0$; avec $k = 1, 2, \dots, n_b$.

\mathbf{r}_s est la matrice des résistances rotoriques. Elle est une matrice symétrique de $(n_b + 1) \times (n_b + 1)$ éléments qui est exprimée par la relation ci-après :

$$\mathbf{r}_r = \begin{bmatrix} 2(r_r + r_e) & -r_b & 0 & \cdots & r_b & -r_e \\ -r_b & 2(r_r + r_e) & -r_b & \cdots & \vdots & -r_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ -r_b & 0 & 0 & \cdots & r_e & -r_e \\ -r_e & -r_e & -r_e & \cdots & \vdots & n_b r_e \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Avec r_b et r_e respectivement la résistance d'une barre rotorique et la résistance d'un segment de l'anneau de court-circuit.

Le vecteur flux rotorique ϕ_r est donné par :

$$\phi_r = \mathbf{l}_r \mathbf{i}_r + \mathbf{m}_{rs}(\theta) \mathbf{i}_{sabc} \quad (2.12)$$

\mathbf{l}_r la matrice des inductances rotoriques de $(n_b + 1) \times (n_b + 1)$ éléments donnée par la relation :

$$\mathbf{l}_r = \begin{bmatrix} l_{mr} + 2(l_b + l_e) & l_{r1r2} - l_b & \cdots & l_{r(nb-1)} & l_{r1rnb} - l_b & -l_e \\ l_{r2r1} - l_b & l_{mr} + 2(l_b + l_e) & \cdots & l_{r2(nb-1)} & l_{r2rnb} & -l_e \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ l_{r(nb-1)r1} & l_{r(nb-1)r2} & \cdots & \cdots - 2(l_b + l_e) & l_{r(nb-1)rnb} - l_b & -l_e \\ l_{rnbr1} - l_b & l_{rnbr2} & \cdots & \cdots - l_b & l_{mr} + 2(l_b + l_e) & -l_e \\ -l_e & -l_e & \cdots & -l_e & -l_e & n_b l_e \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Avec l_{mr} l'inductance de magnétisation de chaque maille rotorique, l_b et l_e sont respectivement les inductances de fuite d'une barre rotorique et d'un segment de l'anneau de court-circuit et l_{rij} l'inductance mutuelle entre la $i^{\text{ième}}$ et la $j^{\text{ième}}$ maille rotorique.

$\mathbf{m}_{rs}(\theta)$ est la matrice des inductances mutuelles entre les mailles rotoriques et les phases statoriques.

Elle est égale à la matrice transposée de $\mathbf{m}_{sr}(\theta)$ dans le cas d'un entrefer constant.

2.2.1.3. Equation mécanique

L'équation mécanique du mouvement dépend des caractéristiques de la charge qui diffère largement d'une application à l'autre. Dans cette étude, nous ne prenons en considération que le couple d'inertie et frottement visqueux et le couple externe qui constitue le couple de charge de la machine. Par conséquent l'équation mécanique du mouvement s'écrit sous la forme suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_l - F\Omega \quad (2.14)$$

et :

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \Omega \quad (2.15)$$

Où $\theta_m = \theta / p$ l'angle mécanique de déplacement du rotor, $\Omega = \omega / p$ la vitesse mécanique de rotation, J le moment d'inertie, T_l le couple de charge, et T_e le couple électromagnétique produit par la machine.

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

$$T_e = \left[\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_m} \right]_{(I_s, I_r \text{ constants})} \quad (2.16)$$

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

$$W_{co} = \frac{1}{2} \left[\mathbf{i}_{sabc}^t \mathbf{l}_s \mathbf{i}_{sabc} + \mathbf{i}_{sabc}^t \mathbf{m}_{sr} \mathbf{i}_r + \mathbf{i}_r^t \mathbf{m}_{rs} \mathbf{i}_{sabc} + \mathbf{i}_r^t \mathbf{l}_r \mathbf{i}_r \right] \quad (2.17)$$

Le couple électromagnétique est donné par la relation :

$$T_e = \frac{1}{2} p \left[\mathbf{i}_{sabc}^t \frac{\partial \mathbf{l}_s}{\partial \theta} \mathbf{i}_{sabc} + \mathbf{i}_{sabc}^t \frac{\partial \mathbf{m}_{sr}}{\partial \theta} \mathbf{i}_r + \mathbf{i}_r^t \frac{\partial \mathbf{m}_{rs}}{\partial \theta} \mathbf{i}_{sabc} + \mathbf{i}_r^t \frac{\partial \mathbf{l}_r}{\partial \theta} \mathbf{i}_r \right] \quad (2.18)$$

Si les deux matrices \mathbf{l}_s et \mathbf{l}_r sont constantes, l'équation (2.18) devient :

$$T_e = \frac{1}{2} p \left[\mathbf{i}_{sabc}^t \frac{\partial \mathbf{m}_{sr}}{\partial \theta} \mathbf{i}_r + \mathbf{i}_r^t \frac{\partial \mathbf{m}_{rs}}{\partial \theta} \mathbf{i}_{sabc} \right] \quad (2.19)$$

Et si \mathbf{m}_{sr} et \mathbf{m}_{rs} sont égaux, nous obtenons l'expression suivante du couple :

$$T_e = p \mathbf{i}_{sabc}^t \frac{\partial \mathbf{m}_{sr}}{\partial \theta} \mathbf{i}_r \quad (2.20)$$

2.2.2. Calcul des inductances par l'approche des fonctions d'enroulement

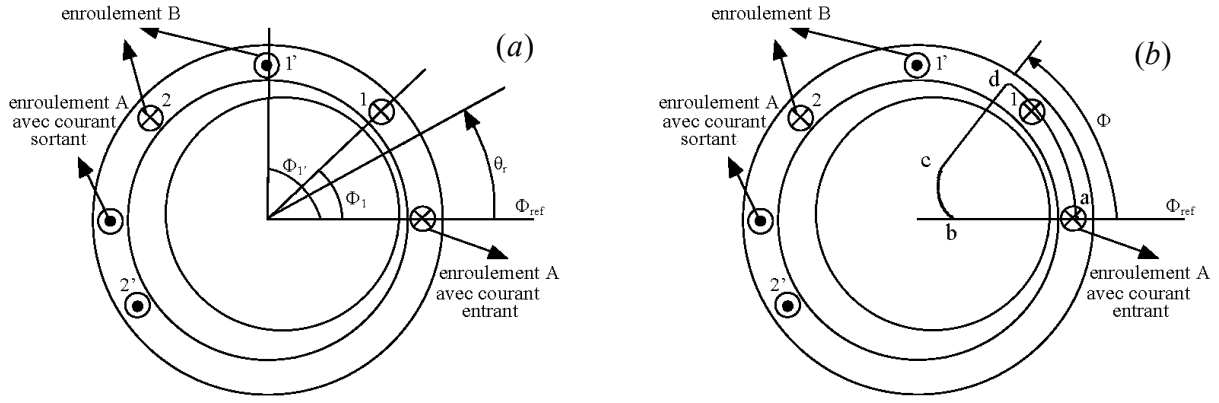
L'approche des fonctions d'enroulement a été initialement appliquée pour mettre en évidence les performances de la machine synchrone à réluctance variable avec un enroulement polyphasé et un facteur de raccourcissement variable et en tenant compte des harmoniques de temps et d'espace.

Récemment cette approche a été appliquée pour l'analyse des machines à induction. Cette approche prend en considération la géométrie réelle de la machine ainsi que la distribution de l'enroulement. Elle permet en outre le calcul des inductances en tenant compte de tous les harmoniques d'espace. De manière générale, la perméabilité du fer est considérée comme étant infinie [LUO95]. Cette approche peut être étendue à l'étude des machines avec saturation [MOR92].

Par conséquent, nous pouvons considérer que cette approche permet l'étude de la machine dans différentes conditions de fonctionnement telles que l'asymétrie statorique ou rotorique [LUO95] [TOL95] et l'excentricité rotorique [TOL96].

2.2.2.1. Développement de la fonction d'enroulement

A titre illustratif, nous allons prendre une machine élémentaire à double cylindre excentrique (fig.-2.2-a) pour montrer comment développer la fonction d'enroulement pour le calcul des inductances à partir de la distribution des enroulements. Cette machine est constituée de deux enroulements A et B dont le point de référence statorique est l'angle $\varphi=0$. Nous considérons un contour fermé $abcd$, où a et d sont situés sur le stator respectivement aux angles 0 et φ , et b et c sur le rotor (fig.-2.2-b)


Figure -2.2- Machine élémentaire.

Nous considérons que l'angle φ varie entre 0 et 2π , en vertu de la loi d'Ampère, nous avons :

$$\oint_{abcd} H dl = \int_S J \cdot ds \quad (2.21)$$

Où S est la surface enfermée par le contour 'abcd'. Puisque les enroulements enfermés par le contour sont parcourus par le courant ' i ', l'équation (2.21) prend la forme suivante :

$$\oint_{abcd} H dl = n(\varphi, \theta_r) i \quad (2.22)$$

Où H est l'intensité du champ magnétique, la fonction $n(\varphi, \theta_r)$ est appelée fonction de tours ou fonction de distribution et représente le nombre de tours enfermés par le contour 'abcd'. En général, pour les bobines tournantes, la fonction de distribution est supposée fonction de φ . La position du rotor est donnée par l'angle θ_r . Pour les bobines stationnaires, elle est fonction seulement de φ . Les conducteurs parcourus par les courants entrants sont considérés comme positifs tandis que les conducteurs parcourus par les courants sortants sont considérés comme négatifs. En fonction des FMM existantes dans le circuit magnétique, l'équation (2.22) peut être écrite comme suit :

$$F_{ab} + F_{bc} + F_{cd} + F_{da} = n(\varphi, \theta_r) i \quad (2.23)$$

Puisque la perméabilité du fer est plus grande que celle de l'air, on peut supposer que la réluctance de la partie du fer est négligeable devant celle de l'air, d'où F_{bc} et F_{da} sont négligées. De ce fait l'équation (2.23) prend la forme suivante :

$$F_{ab}(0, \theta_r) + F_{cd}(\varphi, \theta_r) = n(\varphi, \theta_r) i \quad (2.24)$$

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

$$\oint_S B dS = 0 \quad (2.25)$$

Où B est la densité du flux. L'intégrale de surface est prise sur le contour de la surface d'un volume arbitraire. Soit S la surface d'un volume cylindrique situé au voisinage de la surface interne du stator. L'équation (2.25) peut être écrite sous la forme suivante :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^l \mu_0 H(\varphi, \theta_r) r dx d\varphi = 0 \quad (2.26)$$

Avec l la longueur de la machine et r le rayon intérieur du stator sont considérés comme constants.

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

$$\int_0^{2\pi} H(\varphi, \theta_r) d\varphi = 0 \quad (2.27)$$

et :

$$F_{cd}(\varphi, \theta_r) = H(\varphi, \theta_r) \cdot g(\varphi, \theta_r) \quad (2.28)$$

La combinaison de ces deux équations nous donne :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\varphi, \theta_r)}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi = 0 \quad (2.29)$$

Où $g(\varphi, \theta_r)$ est la variation de l'épaisseur d'entrefer. La division par $g(\varphi, \theta_r)$ et l'intégration de l'équation (2.24) dans l'intervalle $0 < \varphi \leq 2\pi$, nous donne :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{ab}(0, \theta_r)}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi + \int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\varphi, \theta_r)}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi = \int_0^{2\pi} \frac{n(\varphi, \theta_r) i}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi \quad (2.30)$$

Puisque le deuxième terme de l'équation précédente est nul, et $F_{ab}(0, \theta_r)$ et i sont constants par rapport à φ , nous déduisons le résultat suivant :

$$F_{ab}(0, \theta_r) = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\varphi, \theta_r) d\varphi \right] \cdot i \quad (2.31)$$

La quantité entre crochets est simplement la valeur moyenne de la fonction de distribution $n(\varphi, \theta_r)$ par rapport l'angle φ ,

$$\langle n \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (2.32)$$

Alors, l'équation (2.31) devient

$$F_{ab}(0, \theta_r) = i \cdot \langle n \rangle \quad (2.33)$$

De l'équation (2.24), la FMM aux différents points de l'entrefer est :

$$F_{ab}(\varphi, \theta_r) = (n(\varphi, \theta_r) - \langle n \rangle) \cdot i \quad (2.34)$$

La fonction à l'intérieur des parenthèses est simplement la fonction de distribution sans sa valeur moyenne. Cette quantité souvent utilisée pour le calcul des FMM, est appelée la *fonction d'enroulement*, et est simplement définie comme:

$$N(\varphi, \theta_r) = n(\varphi, \theta_r) - \langle n \rangle \quad (2.35)$$

L'équation (2.34) devient :

$$F_{ab}(\varphi, \theta_r) = N(\varphi, \theta_r) \cdot i \quad (2.36)$$

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

2.2.2.2. Calcul des inductances

Dans la section précédente, la perméabilité du fer est supposée infinie, c.-à-d. que la FMM dans le fer est négligeable. La distribution de la FMM peut être obtenue simplement par l'équation (2.36).

Par souci de simplification des calculs des inductances mutuelles, les bobines A et B de la figure -2.2- peuvent être associées soit au stator ou soit au rotor. L'enroulement B , arbitrairement réparti le long de l'entrefer, est constitué de deux bobines 1-1' et 2-2' différentes. L'angle de référence φ devrait avoir la même position de la référence que celle précédemment utilisée pour le calcul de la fonction d'enroulement.

La distribution de la FMM le long de l'entrefer dû au courant i_A traversant l'enroulement A peut être exprimée par la relation suivante :

$$F_A(\varphi, \theta_r) = N_A(\varphi, \theta_r) \cdot i_A \quad (2.37)$$

Où $N_A(\varphi, \theta_r)$ est la fonction d'enroulement.

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

$$\Phi = F P \quad (2.38)$$

La perméance de l'entrefer est donnée par :

$$P = \frac{\mu S}{e} \quad (2.39)$$

Où μ est la perméabilité magnétique, S la section traversée et e la longueur du circuit magnétique.

Le flux élémentaire, traversant l'entrefer à travers un volume élémentaire de longueur $g(\varphi, \theta_r)$ et de section de $(rld\varphi)$, est donné par l'expression suivante :

$$d\phi = F_A(\varphi, \theta_r) \frac{\mu_0 r l}{g(\varphi, \theta_r)} d\varphi \quad (2.40)$$

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

$$\phi_{1-1'} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_{B1}(\varphi, \theta_r) \cdot F_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (2.41)$$

Où $n_{B1}(\varphi, \theta_r)$ est le nombre de spires de la bobine (1-1') dans l'intervalle $[\varphi_1 - \varphi'_1]$ (fig-2.2-). En général pour le calcul du flux traversant une bobine $(k-k')$ de l'enroulement B de nombre de spires $n_{Bk}(\varphi, \theta_r)$ et d'ouverture $[\varphi_k - \varphi'_k]$, nous avons :

$$\phi_{k-k'} = \mu_0 r l \int_{\varphi_k}^{\varphi_{k'}} n_{Bk}(\varphi, \theta_r) \cdot F_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (2.42)$$

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

$$\Phi_{BA} = \sum_{k=1}^q \phi_{k-k'} = \mu_0 r l \sum_{k=1}^q \int_{\varphi_k}^{\varphi_{k'}} n_{Bk}(\varphi, \theta_r) \cdot F_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (2.43)$$

Où,

$$\Phi_{BA} = \sum_{k=1}^q \phi_{k-k'} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} \left[\sum_{k=1}^q n_{Bk}(\varphi, \theta_r) \right] F_A(\varphi, \theta_r) g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (2.44)$$

Le terme entre crochets de l'équation (2.44) représente la fonction de distribution de l'enroulement B :

$$n_B(\varphi, \theta_r) = \sum_{k=1}^q n_{Bk}(\varphi, \theta_r) \quad (2.45)$$

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

$$\Phi_{BA} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_B(\varphi, \theta_r) \cdot F_A(\varphi, \theta_r) \cdot g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (2.46)$$

L'inductance mutuelle L_{BA} est donc le flux traversant l'enroulement B divisé par le courant de l'enroulement A . En remplaçant l'équation (2.37) dans (2.46), nous obtenons :

$$L_{BA} = \frac{\Phi_{BA}}{i_A} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_B(\varphi, \theta_r) \cdot N_A(\varphi, \theta_r) \cdot g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (2.47)$$

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

$$L_{AA} = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_A(\varphi, \theta_r) \cdot N_A(\varphi, \theta_r) \cdot g^{-1}(\varphi, \theta_r) d\varphi \quad (2.48)$$

Par cette approche présentée ci-dessus, nous pouvons calculer les inductances de magnétisation ou les inductances mutuelles entre des enroulements qu'ils soient fixes comme le cas des enroulements des phases statoriques d'une machine asynchrone, tournants comme dans le cas des enroulements rotoriques (entre mailles s'il est à cage d'écureuil), ou tournants l'un par rapport à l'autre comme dans le cas des enroulements des phases statoriques et des mailles rotoriques.

2.2.2.3. Calcul des inductances de la machine étudiée

Les caractéristiques du moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil étudié sont : $5kW$, $50Hz$, 4 pôles, $220V$, 36 encoches au stator et 28 barres au rotor. Ses paramètres sont présentés dans le tableau -2.2-.

La figure -2.3-a représente la distribution de l'enroulement de la phase statorique "a" où chaque encoche contient deux faisceaux, constitués chacun de $N/3$ conducteurs. La figure -2.3-b représente sa fonction de distribution $n_a(\varphi)$. La valeur moyenne $\langle n_a(\varphi) \rangle$ qui est égale à N est incluse dans

l'équation (2.35). Elle nous permet de trouver la fonction d'enroulement présentée dans la figure -2.3-c.

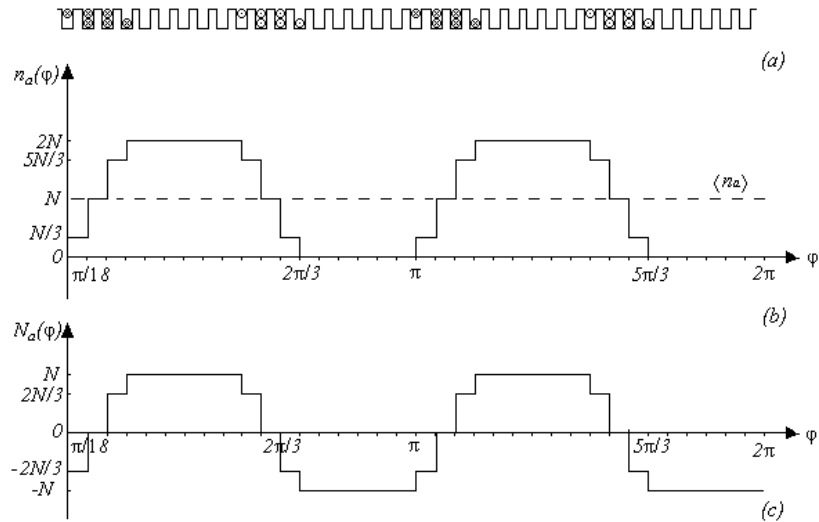


Figure -2.3- a) distribution d'enroulement de la phase "a", b) sa fonction de distribution et c) sa fonction d'enroulement.

La fonction de distribution et la fonction d'enroulement des phases statorique "b" et "c" ont les mêmes formes que celle de la phase "a" mais décalée respectivement en avance d'un angle de $\pi/3$ et $2\pi/3$.

La figure -2.4-a illustre la fonction de distribution d'une maille rotorique qui est considérée comme une bobine formée d'une spire avec une ouverture égale à la distance entre deux barres adjacentes ($\alpha = 2\pi/n_b$). Sa valeur moyenne $\langle n_j(\varphi') \rangle$ égale à $\alpha/2\pi$, incluse dans l'équation (2.35), nous donne la fonction d'enroulement présentée par la figure -2.4-b.

Les fonctions de distribution et d'enroulement d'une maille quelconque ont les mêmes formes que celles de la figure -2.4-, mais décalées en avant ou en arrière d'un multiple de l'angle α . Les caractéristiques de ces deux fonctions sont liées au référentiel rotorique.

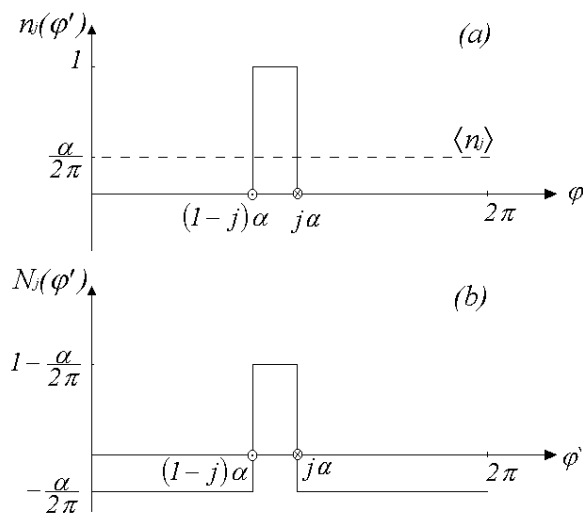


Figure -2.4- a) Fonction de distribution d'une maille rotorique et b) sa fonction d'enroulement.

b/. Calcul des inductances de la machine à entrefer uniforme

L'équation (2.47) associée aux fonctions de distribution et d'enroulement nous permettent de calculer les inductances dans le cas où il n'y a pas de défaut d'excentricité (la fonction inverse d'entrefer est constante et égale à $1/g_0$).

L'inductance de magnétisation l_{ma} de la phase "a" est calculée par l'intégrale ci dessous :

$$l_{ma} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_a(\varphi) N_a(\varphi) d\varphi \quad (2.49)$$

D'où,

$$l_{ma} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \frac{124\pi N_s^2}{81} \quad (2.50)$$

Les inductances de magnétisation des phases statoriques sont identiques, ils sont données par :

$$l_{ms} = l_{ma} = l_{mb} = l_{mc} \quad (2.51)$$

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

$$l_{ab} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_a(\varphi) N_b(\varphi) d\varphi \quad (2.52)$$

D'où,

$$l_{ab} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(\frac{-2\pi N_s^2}{3} \right) \quad (2.53)$$

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

$$l_{ab} = l_{ba} = l_{bc} = l_{cb} = l_{ca} = l_{ac} \quad (2.54)$$

L'inductance de magnétisation l_{mr1} de la première maille est obtenue par :

$$l_{mr1} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_{r1}(\varphi') N_{r1}(\varphi') d\varphi' \quad (2.55)$$

Cette intégrale est calculée par rapport à l'angle φ' dans le repère lié au rotor. Nous aurons :

$$l_{mr1} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \alpha \left(1 - \frac{\alpha}{2\pi} \right) \quad (2.56)$$

Les inductances de magnétisation des autres mailles sont identiques.

L'inductance mutuelle entre deux mailles rotoriques non adjacentes (exemple, entre la 3^{ème} et 1^{ère}) est donnée par l'intégrale suivante :

$$l_{r31} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_{r3}(\varphi') N_{r1}(\varphi') d\varphi' \quad (2.57)$$

D'où,

$$l_{r31} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \left(-\frac{\alpha^2}{2\pi} \right) \quad (2.58)$$

Les inductances mutuelles des autres mailles sont identiques à l'exception des mailles adjacentes.

L'inductance mutuelle entre la 1^{ère} maille et la phase 'a' est obtenue à l'aide de l'intégrale suivante :

$$l_{r1a} = \frac{\mu_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_{r1}(\varphi, \theta_m) N_a(\varphi) d\varphi \quad (2.59)$$

Avec θ_m représente la position mécanique du rotor /stator. L'intégrale de l'équation (2.59) se calcule en fonction de la variation de la position de la maille par au stator. A cet effet, nous devons calculer cette intégrale soit analytiquement (pour les différents intervalles composant les deux fonctions) soit numériquement.

L'intégration analytique nous donne les résultats consignés dans le tableau -2.1- (l'expression de l'inductance correspondant à chaque intervalle donnée par la position du rotor). La figure -2.5- représente les inductances mutuelles entre les 1^{ère} et 2^{ème} mailles et les phases statoriques. l_{r1b} et l_{r1c} sont identiques à l_{r1a} mais décalées à droite respectivement de $\pi/3$ et $2\pi/3$. L'inductance mutuelle l_{r2a} est identique à l_{r1a} mais décalée à gauche de l'angle α .

Tableau -2.1- Variation de l'inductance mutuelle L_{r1a} en fonction de la position du rotor.

Inductance l_{r1a} (H)	Angle θ_m (deg)	Inductance l_{r1a} (H)	Angle θ_m (deg)
$\frac{\mu_0 r l N_s}{g_0} \left(\frac{2\theta_m}{3} - \frac{\pi}{27} \right)$	$0 \leq \theta_m < \frac{\pi}{9} - \alpha$	$\frac{\mu_0 r l N_s}{g_0} \left(\frac{\theta_m}{3} + \alpha - \frac{\pi}{18} \right)$	$\frac{\pi}{6} - \alpha \leq \theta_m < \frac{\pi}{9}$
$\frac{\mu_0 r l N_s}{g_0} \left(\frac{4\theta_m}{3} + \frac{2\alpha}{3} - \frac{\pi}{9} \right)$	$\frac{\pi}{9} - \alpha \leq \theta_m < \frac{\pi}{18}$	$\frac{\mu_0 r l N_s}{g_0} \alpha$	$\frac{\pi}{6} \leq \theta_m < \frac{\pi}{2} - \alpha$
$\frac{\mu_0 r l N_s}{g_0} \left(\frac{2\theta_m}{3} + \frac{2\alpha}{3} - \frac{2\pi}{27} \right)$	$\frac{\pi}{18} \leq \theta_m < \frac{\pi}{6} - \alpha$	$\frac{\mu_0 r l N_s}{g_0} \left(-\frac{\theta_m}{3} + \frac{2\alpha}{3} + \frac{\pi}{6} \right)$	$\frac{\pi}{2} - \alpha \leq \theta_m < \frac{5\pi}{9} - \alpha$
$\frac{\mu_0 r l N_s}{g_0} \left(\theta_m + \alpha - \frac{7\pi}{54} \right)$	$\frac{\pi}{6} - \alpha \leq \theta_m < \frac{\pi}{9}$	$\frac{\mu_0 r l N_s}{g_0} \left(-\theta_m + \frac{29\pi}{34} \right)$	$\frac{5\pi}{9} - \alpha \leq \theta_m < \frac{\pi}{2}$

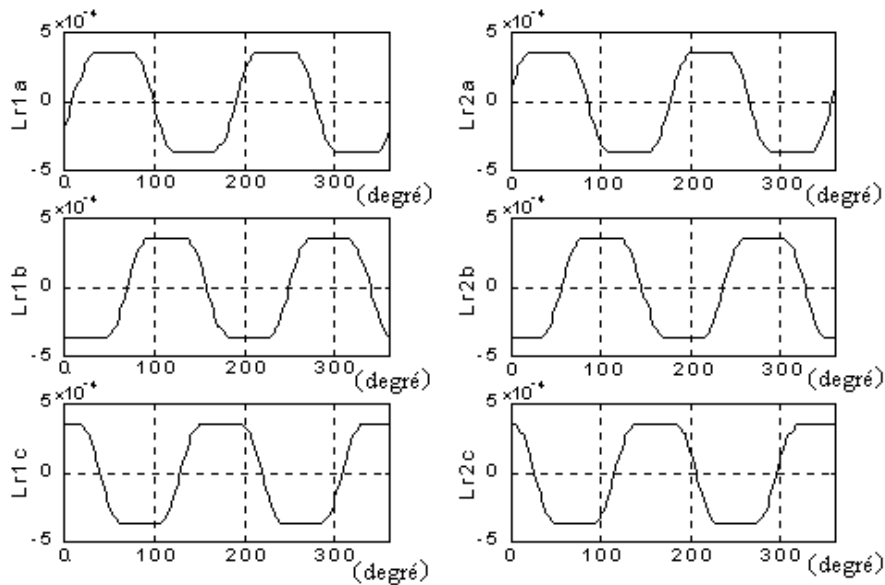


Figure -2.5- Inductances mutuelles entre une maille rotorique et les phases statoriques "a", "b" et "c", 1^{ère} maille (à gauche) et 2^{ème} maille (à droite).

c/. Calcul des inductances avec rotor excentrique

Généralement, il existe deux types d'excentricités :

- L'excentricité statique où la position de l'épaisseur minimale de l'entrefer est fixe dans l'espace comme l'ovalité du noyau statorique ou le positionnement incorrect du rotor ou du stator pendant la phase du montage [NAN05] [NAN11].
- L'excentricité dynamique où le centre du rotor n'est pas identique à celui de la rotation. Dans ce type d'excentricité l'épaisseur minimale d'entrefer se déplace avec le rotor [NAN05] [NAN11].

La manifestation simultanée des deux excentricités est appelée excentricité mixte

Le calcul des inductances utilisant l'A.F.E. dans le cas d'un rotor excentrique nécessite la modélisation de la variation de l'épaisseur d'entrefer.

La figure -2.6- illustre une machine avec un rotor excentrique où :

R et r représentent respectivement les rayons du stator et du rotor. L'entrefer moyen est représenté par un cercle en ligne discontinue. O et O' représentent respectivement le centre du stator et du rotor, les angles φ et φ' représentent respectivement la position d'un point dans un référentiel lié au stator et au rotor, θ_m donne la position mécanique du rotor/stator et ' δg_0 ' représente le décalage entre les deux centres.

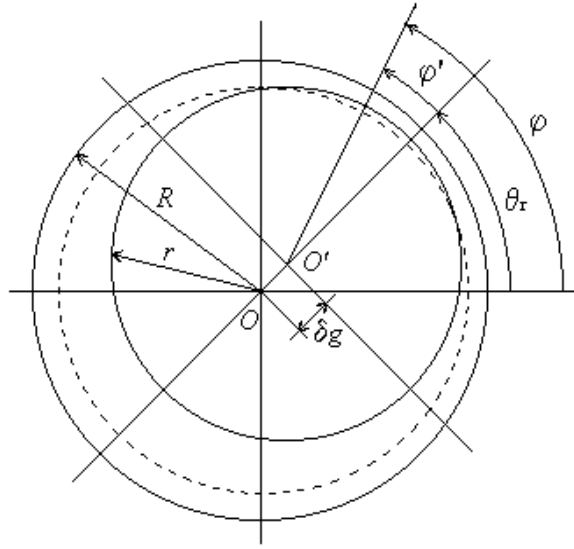


Figure -2.6- entrefer de la machine avec rotor excentrique

D'après la figure -2.6-, la fonction d'entrefer est exprimée par la relation suivante :

$$g(\beta) = g_0(1 - \delta \cdot \cos\beta) \quad (2.60)$$

Où, g_0 est la valeur moyenne d'entrefer.

Dans le cas de l'excentricité statique, le degré d'excentricité $\delta = \delta_s$ et $\beta = \varphi$. Dans le cas de l'excentricité dynamique $\delta = \delta_d$ et $\beta = \varphi'$ ($\varphi = \varphi' + \theta_m$).

Pour le calcul des inductances, nous avons besoin de l'inverse de la fonction d'entrefer exprimée par :

$$g^{-1}(\beta) = \frac{1}{g_0(1 - \delta \cdot \cos\beta)} \quad (2.61)$$

Le développement en série de Fourier cette fonction est donné par :

$$g^{-1}(\beta) = \frac{1}{g_0}(\Lambda_0 + \Lambda_1 \cos\beta + \dots) \quad (2.62)$$

Avec,

$$\Lambda_0 = \frac{1}{\sqrt{1 - \delta^2}} \quad , \quad \Lambda_1 = 2 \frac{1 - \sqrt{1 - \delta^2}}{\delta \sqrt{1 - \delta^2}} \quad (2.63)$$

Pour des valeurs de $\delta < 0.7$, les amplitudes des termes Λ_i d'ordre supérieur par rapport aux deux premiers termes sont négligeables, par conséquent nous ne tenons compte que des deux premiers termes. Pour la valeur limite ($\delta < 0.7$), les deux premiers termes peuvent être approximés comme suit [SOB96] :

$$\Lambda_0 \approx \frac{1}{1 - \delta^2/2} \quad , \quad \Lambda_1 \approx \frac{\delta}{1 - \delta^2/2} \quad (2.64)$$

Pour le calcul des composantes radiales des forces magnétiques, jusqu'à 40% d'excentricité ($\delta < 0.4$), D. Dorrel et W. Thomson [DOR97] ont approximé et vérifié expérimentalement l'inverse de la fonction d'entrefer exprimée par l'expression suivante :

$$g^{-1}(\varphi, \theta_m) = \frac{1}{g_0} [1 + \delta_s \cos \varphi + \delta_d \cos(\varphi - \theta_m)] \quad (2.65)$$

Où, les valeurs de δ_s et δ_d sont nulles en absence d'excentricité.

Cette dernière équation va être utilisée dans notre étude.

Le calcul des inductances se fait de la même manière que dans le cas d'un entrefer uniforme à l'exception de l'inverse de la fonction d'entrefer qui est remplacée par l'équation (2.65).

La figure -2.7- illustre les différentes inductances de la machine avec un degré d'excentricité statique de 40%. D'après cette figure, nous pouvons conclure que les formes des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques ont subi des déformations par rapport à celles d'une machine saine. Les inductances de magnétisation et les inductances mutuelles entre mailles rotoriques varient en fonction de la position du rotor, tandis que les inductances de magnétisation et les inductances mutuelles entre les phases statoriques sont constantes.

La figure -2.8- représente ceux de la machine avec un degré d'excentricité dynamique de 50%. Les inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques ont des formes identiques à celles d'une machine avec un entrefer uniforme sauf que leurs valeurs moyennes sont différentes. Le reste des inductances sont constantes.

La figure -2.9- représente les différentes inductances avec un degré d'excentricité statique de 40% et d'excentricité dynamique de 50%. Les inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques ont des formes identiques à celles de l'excentricité statique mais de valeurs moyennes différentes. Les inductances de magnétisation des mailles rotoriques et les inductances mutuelles entre mailles rotoriques ont les mêmes formes que celles obtenues dans le cas de l'excentricité dynamique mais de valeurs moyennes différentes.

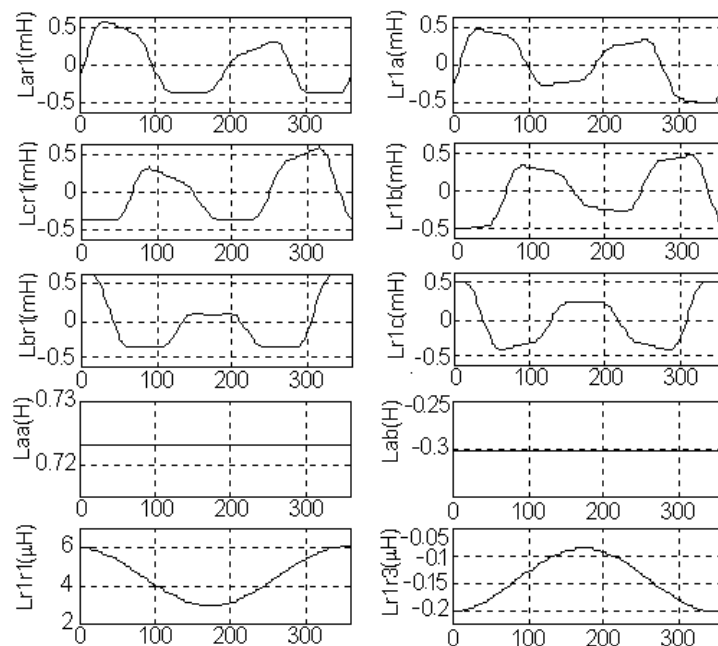


Figure -2.7- différentes inductances d'un moteur asynchrone avec un degré d'excentricité statique de 40%.

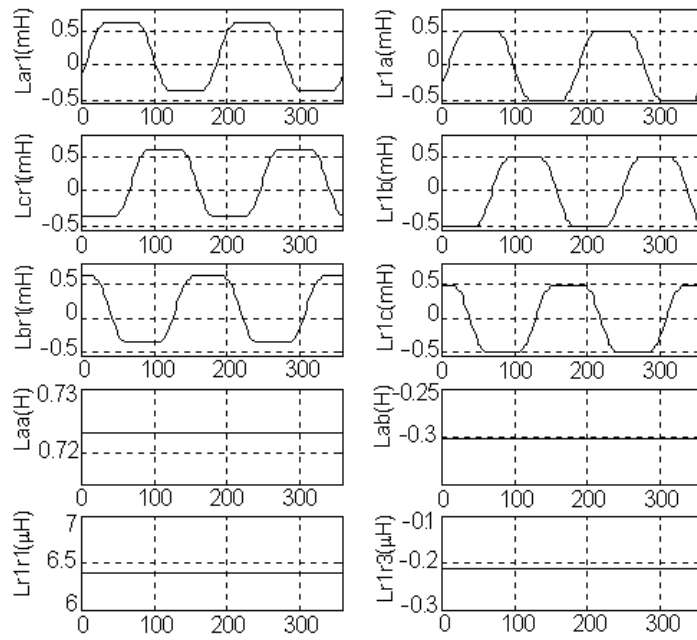


Figure -2.8- différentes inductances d'un moteur asynchrone avec un degré d'excentricité dynamique de 50%.

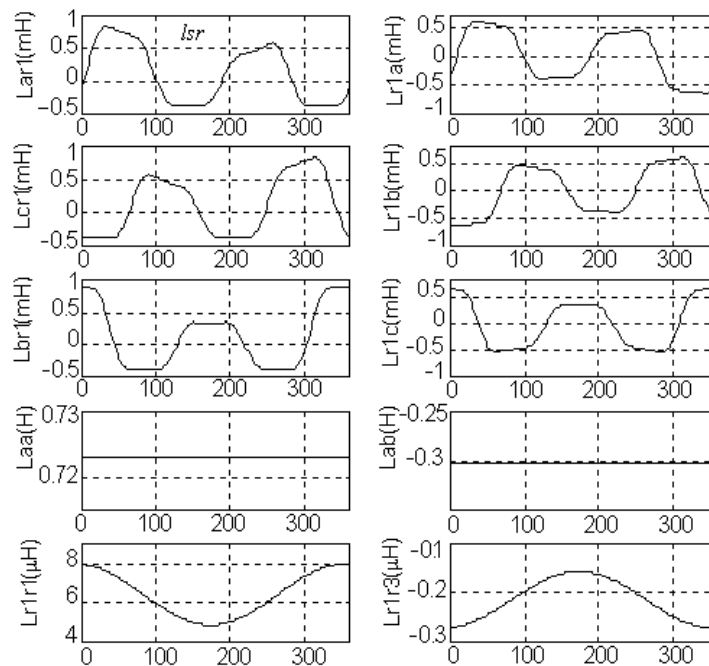


Figure -2.9- différentes inductances d'un moteur asynchrone avec un degré d'excentricité statique de 40% et d'excentricité dynamique de 50%.

2.3. Résultats de simulation

Dans cette partie, nous présentons les différentes simulations du modèle qui prend en considération de tous les harmoniques d'espace. Les simulations ont été faites pour une machine à cage dont les paramètres sont présentés par le tableau -2.2-.

Tableau -2.2- Paramètres de la machine asynchrone 2

Description	Paramètre	Valeur	Unité
Puissance nominale	P_n	5	kW
Nombre de pôles	$2p$	4	-
Nombre d'encoches statoriques	Z	36	-
Nombre de barres rotoriques	n_b	28	-
Nombre de spires par bobine	N_s	90	-
Épaisseur de l'entrefer	g	0.456	mm
Rayon moyen de l'entrefer	r	63.29	mm
Longueur utile de la machine	l	102.41	mm
Résistance d'une phase statorique	r_s	3.53	Ω
Inductance de fuite d'une phase statorique	l_{sl}	0.028	H
Résistance d'une barre rotorique	r_b	$68.34 \cdot 10^{-6}$	Ω
Résistance d'un segment d'anneau de court circuit	r_e	$1.56 \cdot 10^{-6}$	Ω
Inductance de fuite d'une barre rotorique	l_b	$0.28 \cdot 10^{-6}$	H
Inductance de fuite d'un segment d'anneau de court circuit	l_e	$0.03 \cdot 10^{-6}$	H
Moment d'inertie	J	0.015	$Kg.m^2$

Nous avons effectué les simulations sur plusieurs cas de fonctionnement :

- Fonctionnement d'un moteur sain.
- Fonctionnement d'un moteur avec défaut de barres.
- Fonctionnement d'un moteur avec défaut d'excentricité statique.
- Fonctionnement d'un moteur avec défaut d'excentricité dynamique.
- Fonctionnement d'un moteur avec défauts d'excentricité mixte (statique et dynamique).
- Fonctionnement d'un moteur avec défaut de barres et défaut d'excentricité mixte.

Le programme de calcul a été élaboré en langage C afin de réduire le temps de simulation.

Nous avons effectué l'analyse spectrale ayant recours à la procédure de la transformée de Fourier rapide sous langage Matlab.

2.3.2. Fonctionnement du moteur sans défaut

La simulation du fonctionnement sans défaut du moteur avec l'approche des fonctions d'enroulement nous permet de tracer les grandeurs de la machine sous une charge de $3 Nm$ ($s \approx 0.015$) présentés par les figures -2.10- et -2.11-.

Les figure -2.10-a et -b présentent respectivement la vitesse de rotation et le zoom d'une portion de son régime permanent.

De même les figure -2.10-c et -d présentent respectivement le couple électromagnétique et le zoom de son régime permanent.

Les ondulations apparaissant dans la vitesse (*fig-2.10-b*) et dans le couple électromagnétique (*fig-2.10-d*) sont dues aux harmoniques d'espace.

Les figures -2.11-*a* et -*b* représentent respectivement le courant statorique et le zoom d'une portion de son régime permanent.

Les figures -2.11-*c* et -*d* représentent le spectre du courant respectivement aux basses et hautes fréquences.

La prise en compte des harmoniques d'espace se manifeste par des battements dans la forme temporelle du courant (*fig-2.11-b*) et par la création d'harmoniques de haute fréquence appelés harmoniques d'encoches rotoriques (*fig -2.11-c* et -*d*). Ces harmoniques se manifestent par paires à des intervalles réguliers et dont les fréquences sont données par l'équation (1.7). Dans notre cas de simulation, ces harmoniques se manifestent à des fréquences :

$$f_{he1} = (13-14s)f_s = 639.2 \text{ Hz} \quad , \quad f_{he2} = (15-14s)f_s = 739.2 \text{ Hz} ,$$

$$f_{he3} = (27-28s)f_s = 1328.8 \text{ Hz} \quad , \quad f_{he4} = (29-28s)f_s = 1428.8 \text{ Hz} \dots$$

L'amplitude des ondulations des grandeurs électromécaniques augmentent avec l'augmentation de la charge. Ceci est illustré par la figure -2.12- qui présente le cas du fonctionnement du moteur sain sous une charge de 5 Nm ($s = 0.026$).

L'augmentation de la charge se manifeste aussi par l'augmentation des amplitudes des harmoniques principaux d'encoches rotoriques (*fig -2.12-d*).

La figure -2.13- montre l'influence de la charge sur l'amplitude du fondamental et des harmoniques d'encoches rotoriques (les deux premiers harmoniques d'encoches rotoriques, appelés harmoniques principaux d'encoches rotoriques). Cette influence se traduit par l'augmentation de leur amplitude avec l'augmentation de la charge.

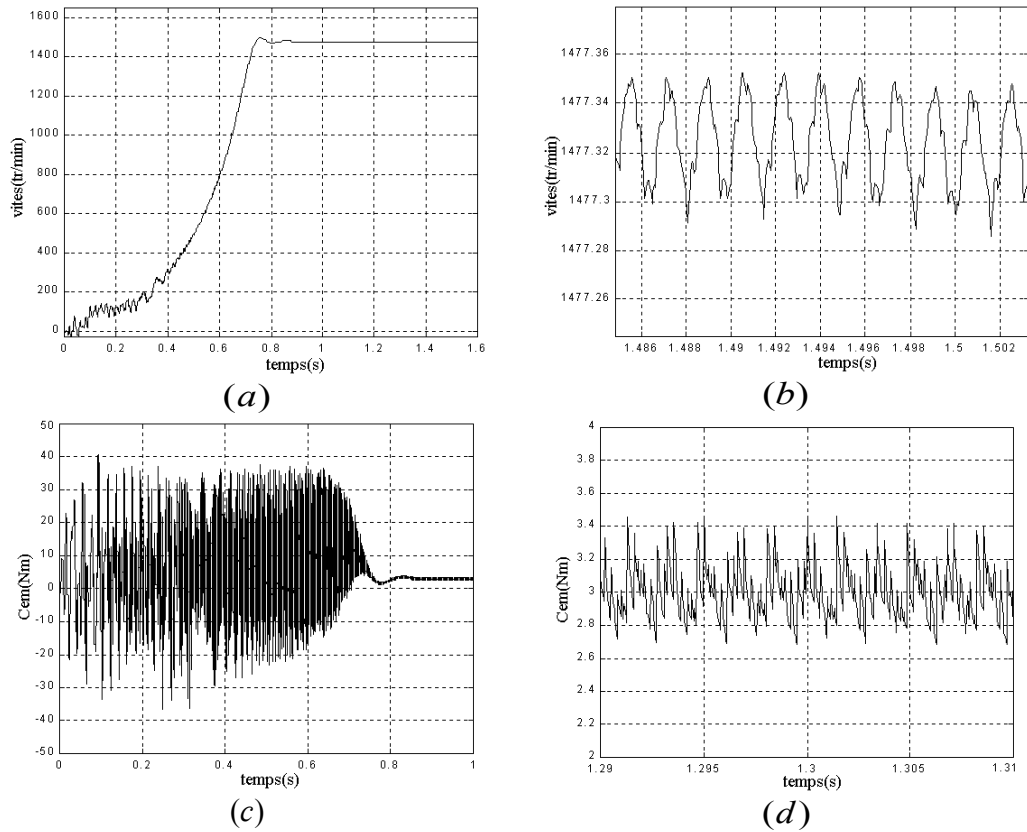


Figure -2.10- a) et b) vitesse de rotation en régime transitoire et en régime permanent, c) ,et d) couple électromagnétique en régime transitoire et en régime permanent. Cas d'un moteur sain sous une charge de 3 Nm ($s \approx 0.015$)

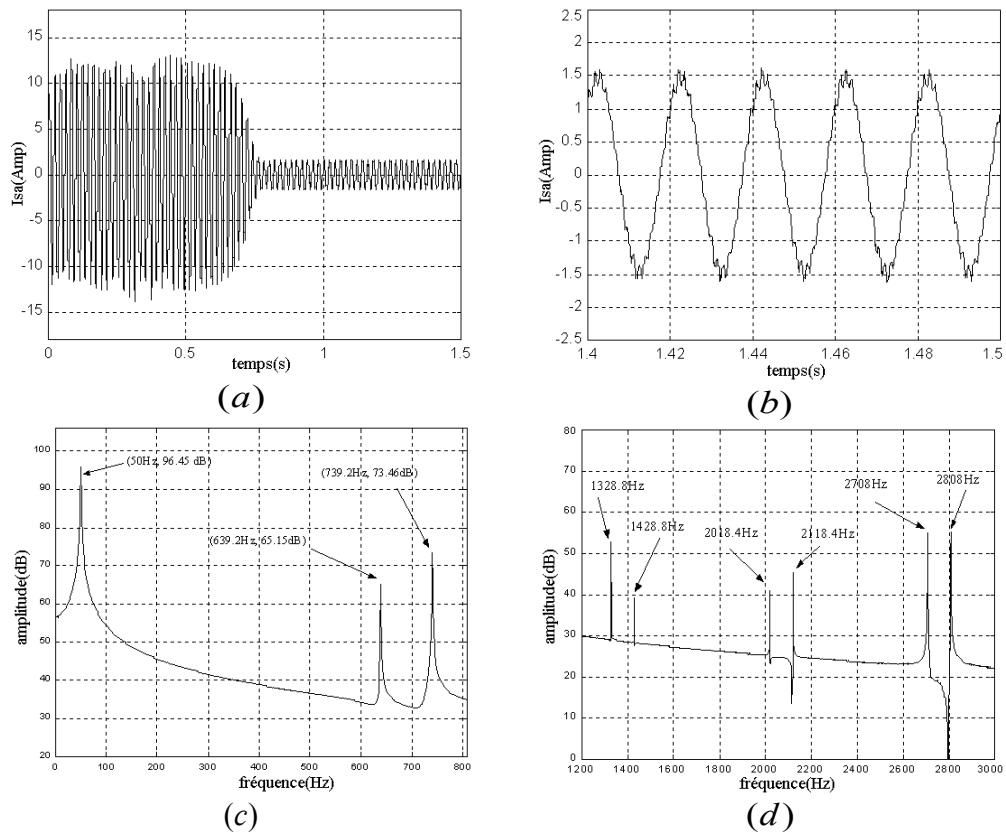


Figure -2.11- : a), b) courant de la phase "a" en régime transitoire et en régime permanent, c) ,et d) spectre du courant pour basses fréquences et hautes fréquences respectivement. Cas d'un moteur sain sous une charge de 3 Nm ($s \approx 0.015$).

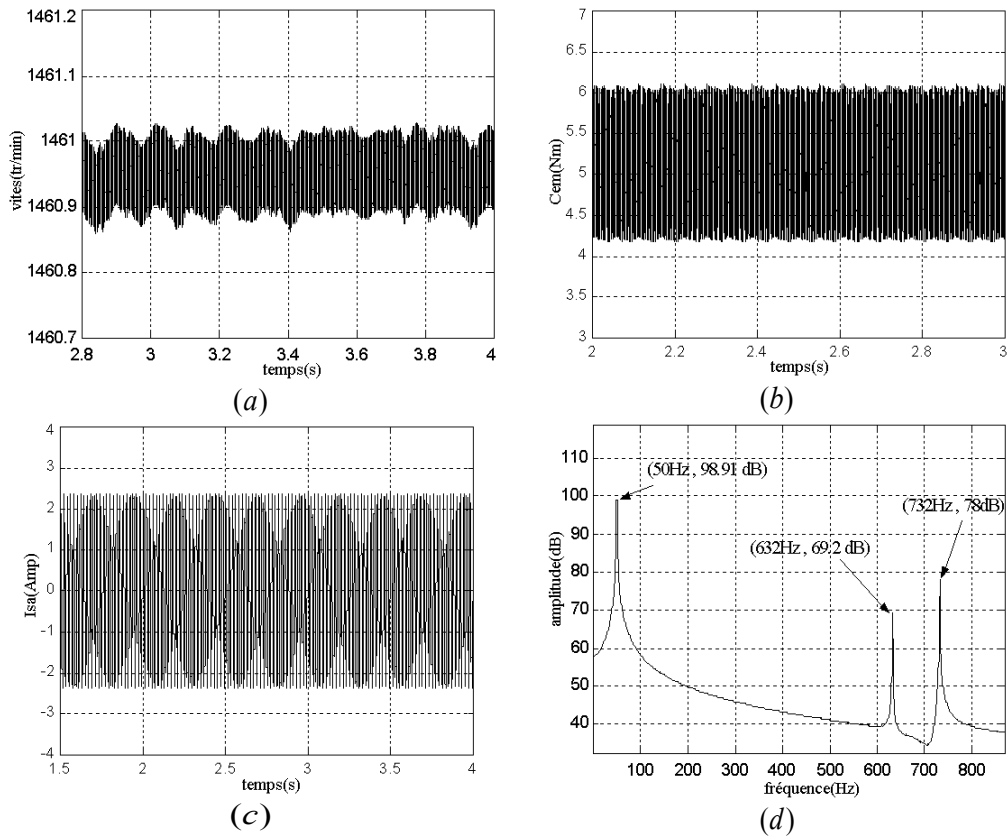


Figure -2.12- a) vitesse de rotation, b) couple électromagnétique, et c) courant statorique et d) son spectre. Cas d'un moteur sain sous une charge de 5Nm ($s \approx 0.026$).

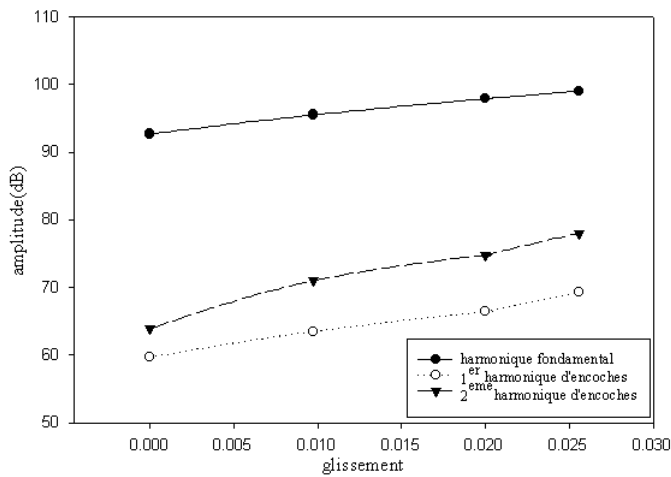


Figure -2.13- variation des amplitudes du fondamental et des deux harmoniques principaux d'encoches rotoriques en fonction de la charge.

2.3.3. Fonctionnement du moteur avec cassure de barres

La simulation du fonctionnement avec défaut de cassure de barres ou de segments d'anneaux de court-circuit du moteur à cage d'écureuil est réalisé par l'augmentation des résistances des barres ou des segments dans le modèle mathématique (multiplication de r_b ou r_e par un facteur $k = 10^5$).

Les figures -2.14- et -2.15- présentent les grandeurs de la machine dans le cas de cassure d'une barre avec une charge de $5Nm$ ($s = 0.026$).

Les figures -2.14-a et -b montrent respectivement la variation de la vitesse de rotation en régime permanent et son zoom sur une demi-période des ondulations.

Les figures -2.14-c et -d montrent respectivement la variation du couple électromagnétique et le zoom d'une portion du signal.

Ces deux grandeurs (vitesse et couple) présentent des fluctuations d'amplitudes plus importantes que celles d'un moteur sain.

La figure -2.15- présente l'allure du courant et son spectre.

Les figures -2.15-a et -b présentent respectivement la variation du courant en régime permanent et le zoom d'une portion du signal. Les battements du courant sont plus importantes que ceux obtenues dans le cas d'un moteur sain.

Les figures -2.15-c, -d et -e présentent respectivement le spectre du courant autour du fondamental, le spectre du courant autour des harmoniques caractéristiques du défaut de haute fréquence et enfin le spectre du courant autour des harmoniques principaux d'encoches rotoriques.

Le spectre du courant obtenu montre que la cassure de barres se manifeste par la création d'harmoniques de part et d'autre du fondamental à des fréquences $f_{b1} = (1-2s)f_s$ et $f_{b2} = (1+2s)f_s$ (Equ.(1.9)). Pour un glissement $s = 0.026$, ces harmoniques se manifestent aux fréquences suivantes : $f_{b1} = 47.2 \text{ Hz}$ et $f_{b2} = 52.8 \text{ Hz}$ (fig-2.15-c).

Le défaut de barre en réaction avec les harmoniques d'espace engendre d'autres harmoniques de fréquence plus élevées : $(3-2s)f_s$, $(3-4s)f_s$, $(5-4s)f_s$, $(5-6s)f_s$, $(7-5s)f_s$, $(7-8s)f_s$...etc, comme indiqué par l'équation (1.10). Dans le cas de notre application, ces harmoniques se manifestent aux fréquences suivantes : 144.4 Hz , 147.2 Hz , 242 Hz , 244.4 Hz etc (fig -2.15-d).

Afin de mettre en évidence l'influence du nombre de barres cassées, nous avons effectué une simulation portant sur la cassure de trois barres sous une charge de $5Nm$ ($s = 0.032$).

Les figures -2.16-a et -b illustrent respectivement la vitesse de rotation et le couple électromagnétique. Les figures -2.17-a et -b illustrent quant à elles le courant et son spectre.

En comparant le spectre du courant dans le cas de cassure d'une barre et de trois barres, nous pouvons remarquer que l'augmentation du nombre de barres cassées ne génère pas d'autres harmoniques mais par contre augmente l'amplitude des harmoniques caractéristiques du défaut (fig-2.15-c et fig -2.17-b).

Dans le but de montrer que l'influence du défaut de cassure de barres et celui de cassure d'anneaux de court-circuit est la même, nous avons effectué une simulation du fonctionnement du moteur avec cassure d'anneaux de court-circuit sous une charge de $3Nm$ ($s = 0.016$).

La cassure d'anneaux de court-circuit se traduit dans notre modèle mathématique par l'augmentation de la résistance du segment considéré (de la même manière que pour le cas de cassure de barres).

Les figures -2.18- et -2.19- illustrent la variation des grandeurs de la machine ainsi que le spectre du courant statorique.

Le spectre du courant obtenu dans le cas de cassure d'anneaux de court-circuit (fig -2.19-b) montre que les harmoniques générés par ce type de défaut sont les mêmes que ceux générés dans le cas de cassure de barres. C'est la raison pour laquelle la suite de notre étude ne traitera pas de cassure de segments d'anneaux de court-circuit.

Une série de simulation a été effectuée afin de mettre en évidence l'influence de la variation de la charge et du nombre de barres cassées sur l'amplitude du fondamental, des harmoniques principaux d'encoches rotoriques ainsi que des harmoniques caractéristiques du défaut.

La figure -2.20-a montre l'influence de la charge sur l'amplitude du fondamental pour 1, 2, 3 et 4 barres adjacentes cassées.

Nous remarquons que l'amplitude du fondamental varie proportionnellement avec la charge.

La figure -2.20-b montre l'influence du nombre de barres cassées sur l'amplitude du fondamental pour des charges de 3, 5 et 6 Nm. Nous constatons que le nombre de barres cassées a très peu d'influence sur l'amplitude du fondamental.

Par conséquent la variation de l'amplitude du fondamental ne peut pas être un moyen pour la détection du défaut de barres.

Les figures -2.21-a et -b montrent la variation en fonction de la charge, de l'amplitude respectivement du premier et du deuxième harmonique principal d'encoches rotoriques pour 1, 2, 3 et 4 barres cassées. Nous remarquons que la proportionnalité entre l'amplitude et la charge disparaît avec l'augmentation du nombre de barres cassées.

Les figures -2.21-a et -b montrent la variation en fonction du nombre de barres cassées, de l'amplitude respectivement du premier et du deuxième harmonique principal d'encoches rotoriques pour des charges de 3, 5 et 6Nm. Nous remarquons la diminution de l'amplitude des deux harmoniques principaux d'encoches rotoriques avec l'augmentation de barres cassées. A partir de là, nous avons une augmentation de l'amplitude. Ceci nous laisse entrevoir une certaine pseudo symétrie à partir de laquelle nous pouvons avoir la même amplitude de ces deux harmoniques pour deux nombres différents de barres cassées.

Nous pouvons conclure que l'amplitude des deux harmoniques principaux d'encoches rotoriques ne nous renseigne pas sur la sévérité du défaut.

Les figures -2.22-a et -c montrent la variation, en fonction de la charge, de l'amplitude des deux premiers harmoniques caractéristiques de défauts $f_{b1} = (1-2s)f_s$ et $f_{b2} = (1+2s)f_s$ pour 1, 2, 3 et 4 barres cassées. Nous constatons que l'amplitude augmente légèrement avec l'augmentation de la charge.

Les figures -2.22-b et -d montrent la variation en fonction du nombre de barres cassées, de l'amplitude des deux premiers harmoniques caractéristiques de défauts pour des charges de 3, 5 et 6 Nm.

Les courbes montrent une proportionnalité entre l'amplitude des deux premiers harmoniques caractéristiques de défauts et le nombre de barres cassées.

Nous pouvons dire que la variation des amplitudes des harmoniques caractéristiques de défauts est une source d'informations sur le degré de sévérité du défaut.

Sur la base des résultats des différentes simulations nous pouvons affirmer que la manifestation des harmoniques caractéristiques de défauts est un signe de l'existence du défaut, de plus leur amplitude est une indication du degré de sévérité du défaut.

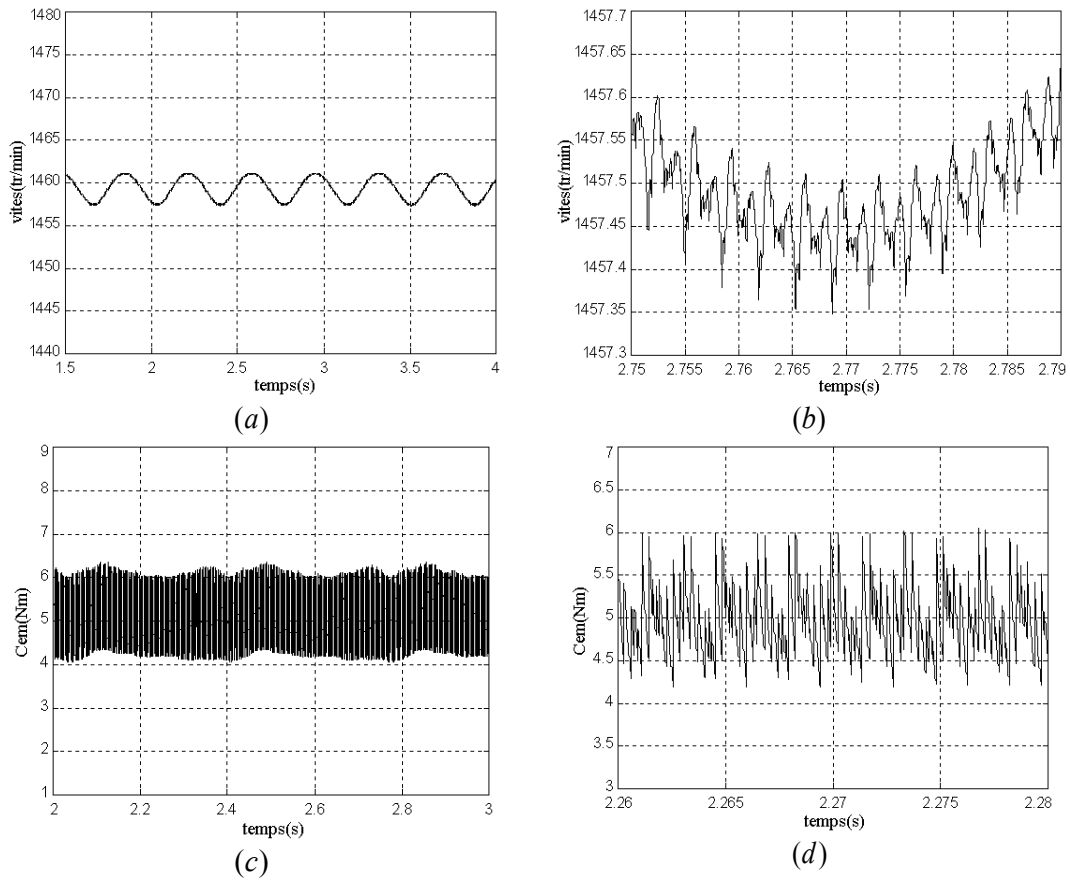


Figure -2.14- a) vitesse de rotation, c) couple électromagnétique, b) et d) leur zoom respectifs. Cas d'un moteur avec cassure d'une barre sous une charge de 5Nm ($s \approx 0.026$).

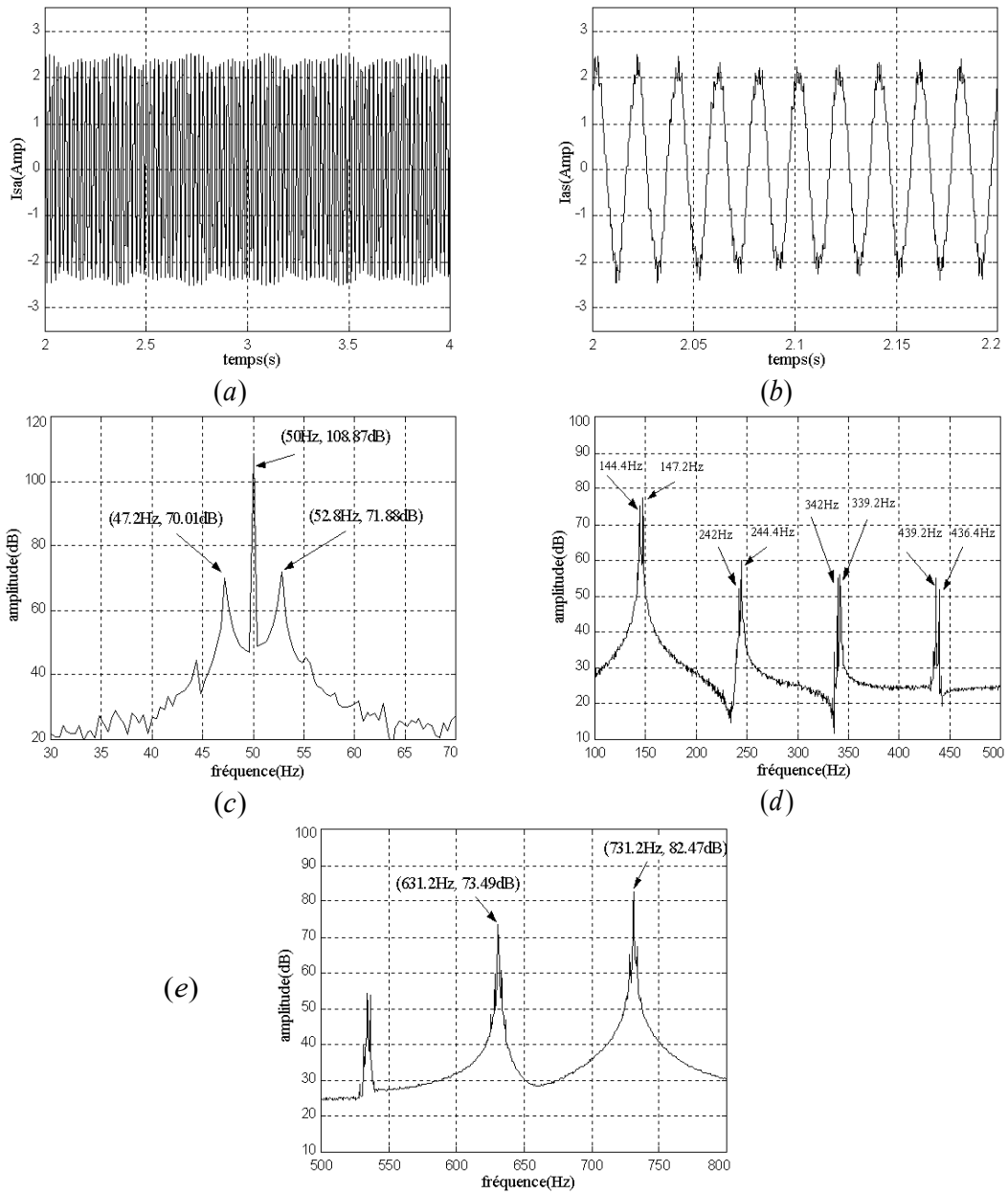


Figure -2.15- le courant de la phase 'a' et son zoom, c), d) et e) spectres du courant. Cas d'un moteur avec cassure d'une barre sous une charge de 5Nm ($s \approx 0.026$).

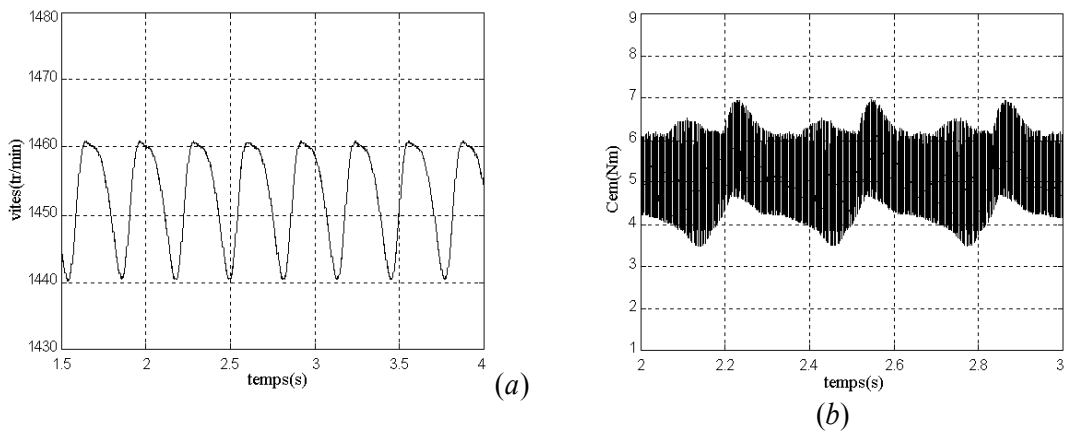


Figure -2.16- a) vitesse de rotation, et b) couple électromagnétique. Cas d'un moteur avec cassure de 3 barres sous une charge 5Nm ($s \approx 0.032$).

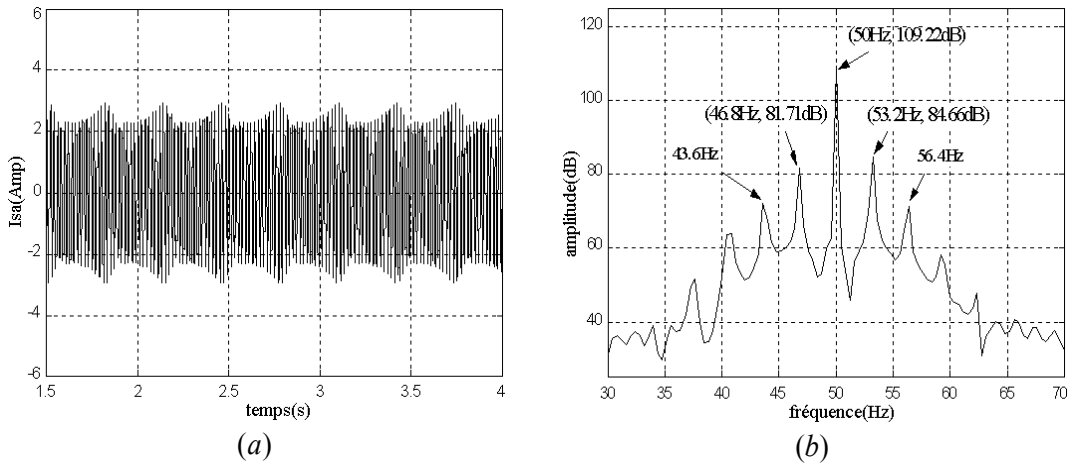


Figure -2.17- a) le courant de la phase a, b) son spectre. Cas d'un moteur avec cassure de 3 barres sous une charge 5Nm ($s \approx 0.032$).

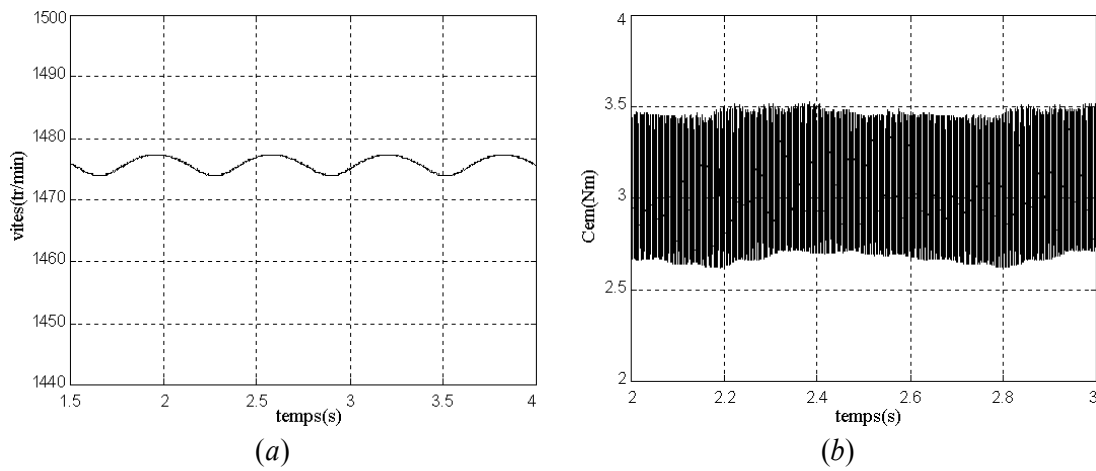


Figure -2.18- a) vitesse de rotation, et b) couple électromagnétique. Cas d'un moteur avec cassure d'un segment d'anneau sous une charge de 3Nm ($s \approx 0.016$).

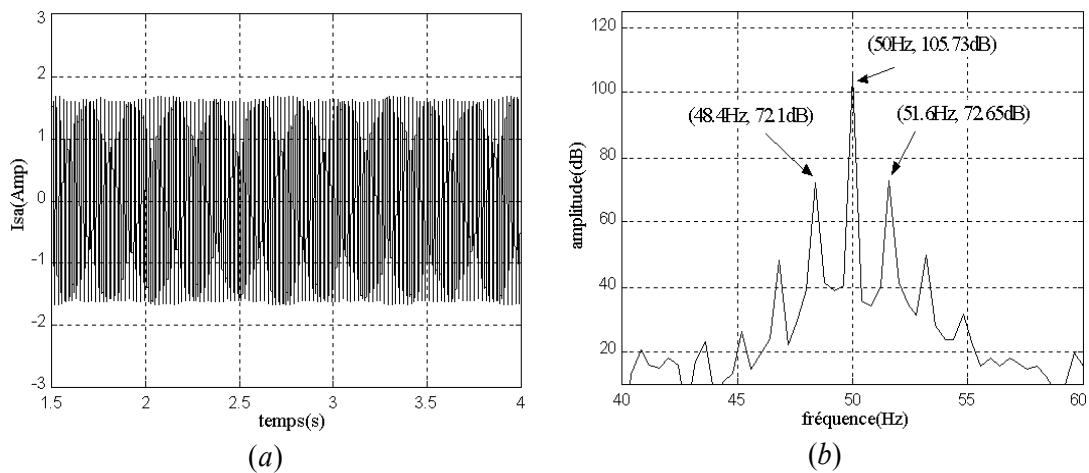


Figure -2.19- a) courant de la phase "a", b) son spectre. Cas d'un moteur avec cassure d'un segment d'anneau et sous une charge de 3Nm ($s \approx 0.016$).

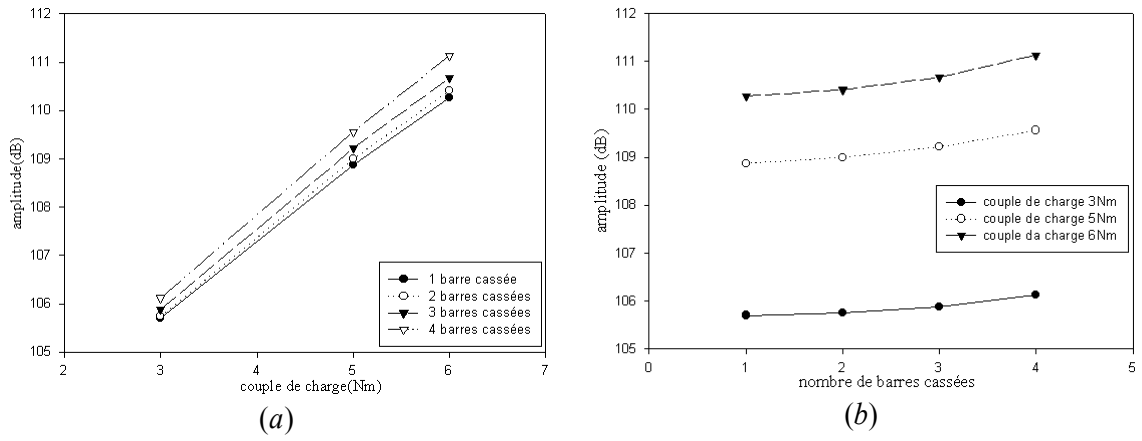


Figure -2.20- variation de l'amplitude du fondamental en fonction a) du couple de charge, et b) du nombre de barres cassées.

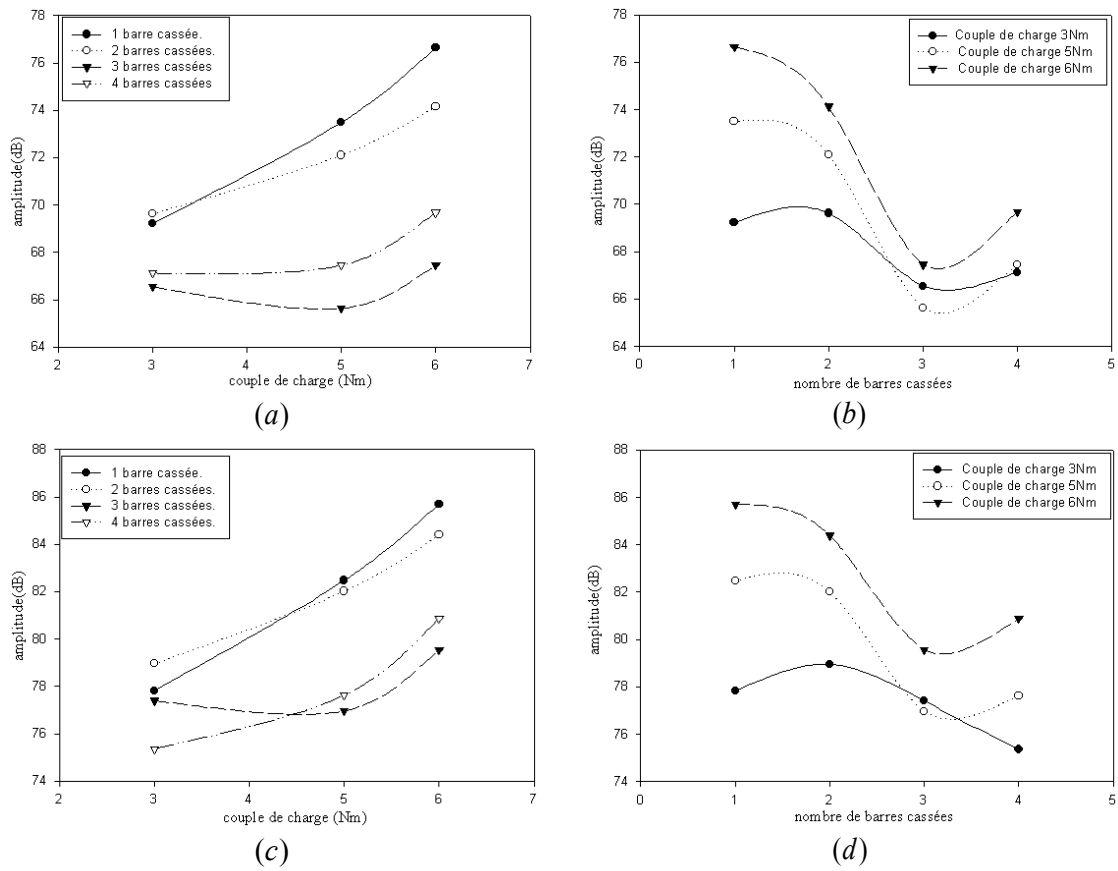


Figure -2.21- variation de l'amplitude des deux harmoniques principaux d'encoches rotoriques en fonction a), c) du couple de charge, b) et d) du nombre de barres cassées.

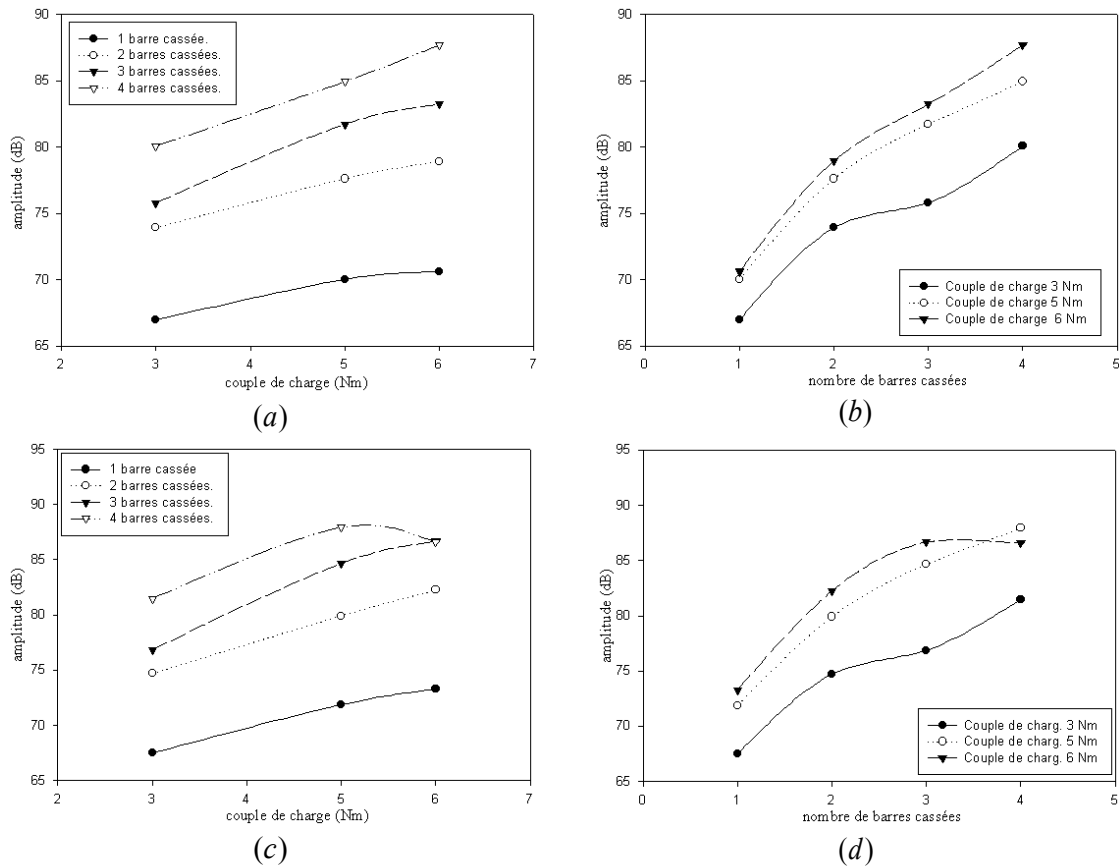


Figure -2.22- variation de l'amplitude des deux harmoniques $(1-2s)f_s$, $(1+2s)f_s$ respectivement en fonction: a), c) du couple de charge, b) et d) du nombre de barres cassées.

2.3.4. Fonctionnement du moteur avec excentricité statique

La simulation du fonctionnement du moteur avec défaut d'excentricité statique utilisant l'approche des fonctions d'enroulements est réalisée en substituant dans l'expression de la fonction inverse d'entrefer le degré d'excentricité dynamique ' δ_d ' par zéro et en faisant varier le degré d'excentricité statique ' δ_s '.

Les figures -2.23- et -2.24- présentent les grandeurs du moteur avec un défaut d'excentricité statique de degré 30% sous une charge de $5 Nm$ ($s = 0.026$).

Les figures -2.23-a et b- présentent respectivement la vitesse et le zoom d'une portion de son régime permanent.

Les figures -2.23-a et -b présentent respectivement le couple électromagnétique et le zoom d'une portion de son régime permanent.

L'amplitude des fluctuations de la vitesse et du couple présente une légère augmentation par rapport à celle observée dans le cas d'un fonctionnement sans défaut.

Les figures -2.24-a et -b montrent la variation du courant statorique et son spectre.

De l'analyse spectrale du courant, nous constatons que le spectre du courant avec excentricité statique est identique à celui d'un moteur sain. Ceci nous amène à dire que ce défaut ne se manifeste pas par la création d'harmoniques supplémentaires dans le spectre du courant statorique.

D'autre part, nous constatons que l'amplitude du fondamental et des harmoniques principaux d'encoches rotoriques augmentent par comparaison à ceux d'un moteur sain.

La variation de l'amplitude du fondamental et des harmoniques principaux d'encoches rotoriques pour une charge fixe est une indication sur la présence du défaut d'excentricité statique. Ceci requiert au préalable la connaissance du spectre du courant dans le cas d'un fonctionnement sans défaut afin de faire la comparaison.

Pour des raisons de commodités, cette méthode n'est pas indiquée car à la source nous n'avons pas l'information spectrale de son fonctionnement sans défaut.

Les figures -2.25-a, -b et -c montrent la variation en fonction du degré d'excentricité statique respectivement du fondamental, du premier harmonique principal d'encoches rotoriques et du deuxième harmonique principal d'encoches rotoriques pour des charges de 2 et 3 Nm .

Il existe une certaine proportionnalité entre le degré d'excentricité statique et l'amplitude des harmoniques. Ceci est une bonne indication sur la sévérité de ce défaut.

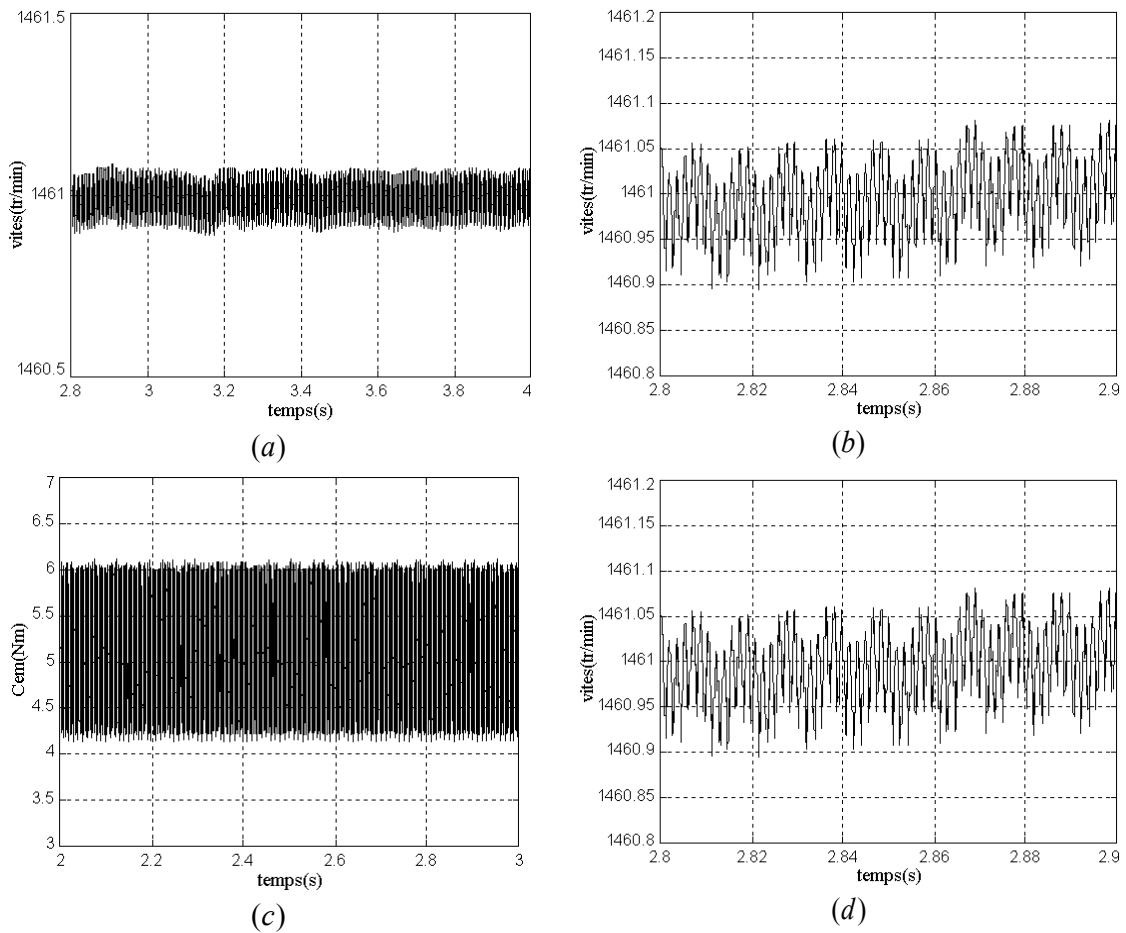


Figure -2.23- a), b) vitesse et son zoom, c) et d) couple électromagnétique et son zoom. Cas d'un moteur avec excentricité statique 30% sous une charge de 5Nm ($s \approx 0.026$).

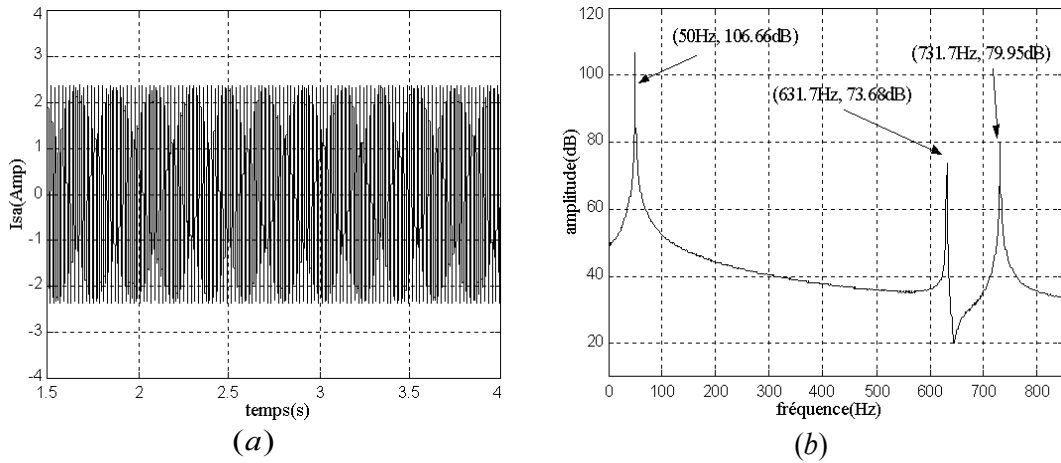


Figure -2.24- a) et b) courant de la phase "a" et son spectre. Cas d'un moteur avec excentricité statique 30% sous une charge de 5Nm ($s \approx 0.026$).

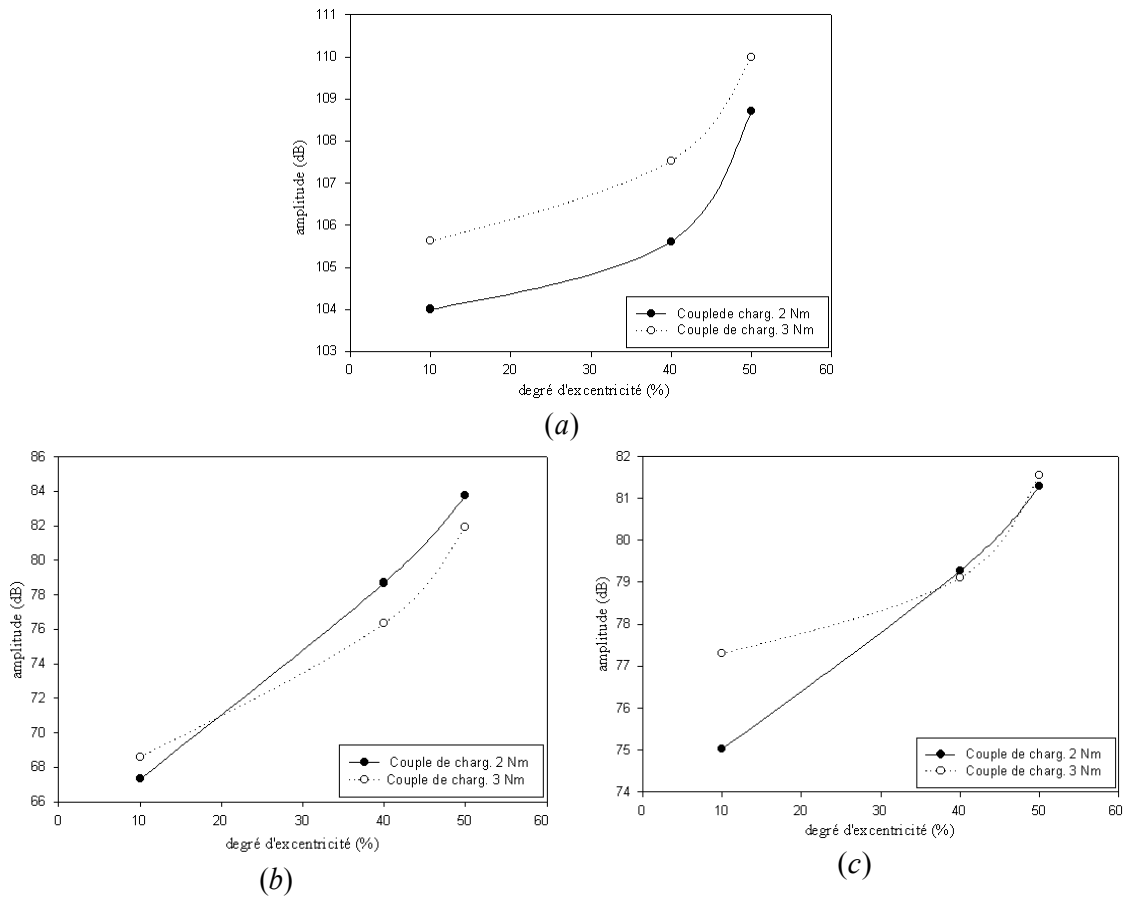


Figure -2.25- variation des amplitudes du ; a) fondamental, b) et c) 1^{er} et 2^{eme} harmonique principal d'encoches rotoriques en fonction du degré d'excentricité statique.

2.3.5. Fonctionnement du moteur avec excentricité dynamique

La simulation du fonctionnement du moteur avec défaut d'excentricité dynamique utilisant l'approche des fonctions d'enroulements est réalisée de la même manière que celle avec défaut d'excentricité statique mais avec cependant un degré d'excentricité statique ' δ_s ' égale à zéro et un degré d'excentricité dynamique ' δ_d ' variable.

Les figures -2.26- et -2.27- présentent les grandeurs de la machine dans le cas d'un défaut d'excentricité dynamique de degré 30% sous une charge de $3Nm$ ($s = 0.0148$).

Les figures -2.26-a et -b présentent respectivement la vitesse de rotation et le zoom d'une portion de son régime permanent.

Les figures -2.26-c et -d présentent respectivement le couple électromagnétique et le zoom d'une portion de son régime permanent.

Les fluctuations de la vitesse de rotation et du couple sont importantes que celles observées dans le cas d'un moteur sain.

Les figures -2.27-a et -b présentent respectivement le courant statorique et son spectre.

Nous constatons l'apparition de nouveaux harmoniques autour des harmoniques d'encoches rotoriques. Ce sont des harmoniques caractéristiques du défaut d'excentricité dynamique. Leurs fréquences sont tirées de l'équation (1.7).

L'augmentation du degré de sévérité de l'excentricité dynamique se traduit par l'apparition d'autres harmoniques autour des harmoniques d'encoches rotoriques (fig -2.28-).

Dans ce type de défaut seuls les harmoniques créés de part et d'autre du premier harmoniques principal d'encoches rotoriques de fréquences : $f_{ed1} = (12-13s)f_s$ et $f_{ed2} = (14-15s)f_s$, (en remplaçant $k=2$ et $n_d=1$ dans l'équation (1.7)) sont pris en considération du fait qu'ils se manifestent quelque soit le degré de sévérité du défaut.

Les figures -2.29-a, -b, -c, -d et -e illustrent la variation en fonction du degré d'excentricité dynamique de l'amplitude respectivement du fondamental, du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, du deuxième harmonique principal d'encoches rotoriques, du premier harmonique caractéristique du défaut (f_{ed1}) et du deuxième harmonique caractéristique du défaut (f_{ed2}).

L'interprétation de ces courbes ne nous laisse entrevoir aucune indication quant à la sévérité du défaut.

A partir des résultats montrés précédemment, nous pouvons affirmer que l'excentricité dynamique se manifeste par la création de deux harmoniques de part et d'autre du premier harmonique principal d'encoches rotoriques d'une part et d'autre part la manifestation de nouveaux harmoniques autour des harmoniques d'encoches rotoriques est une indication sûre de la sévérité du défaut.

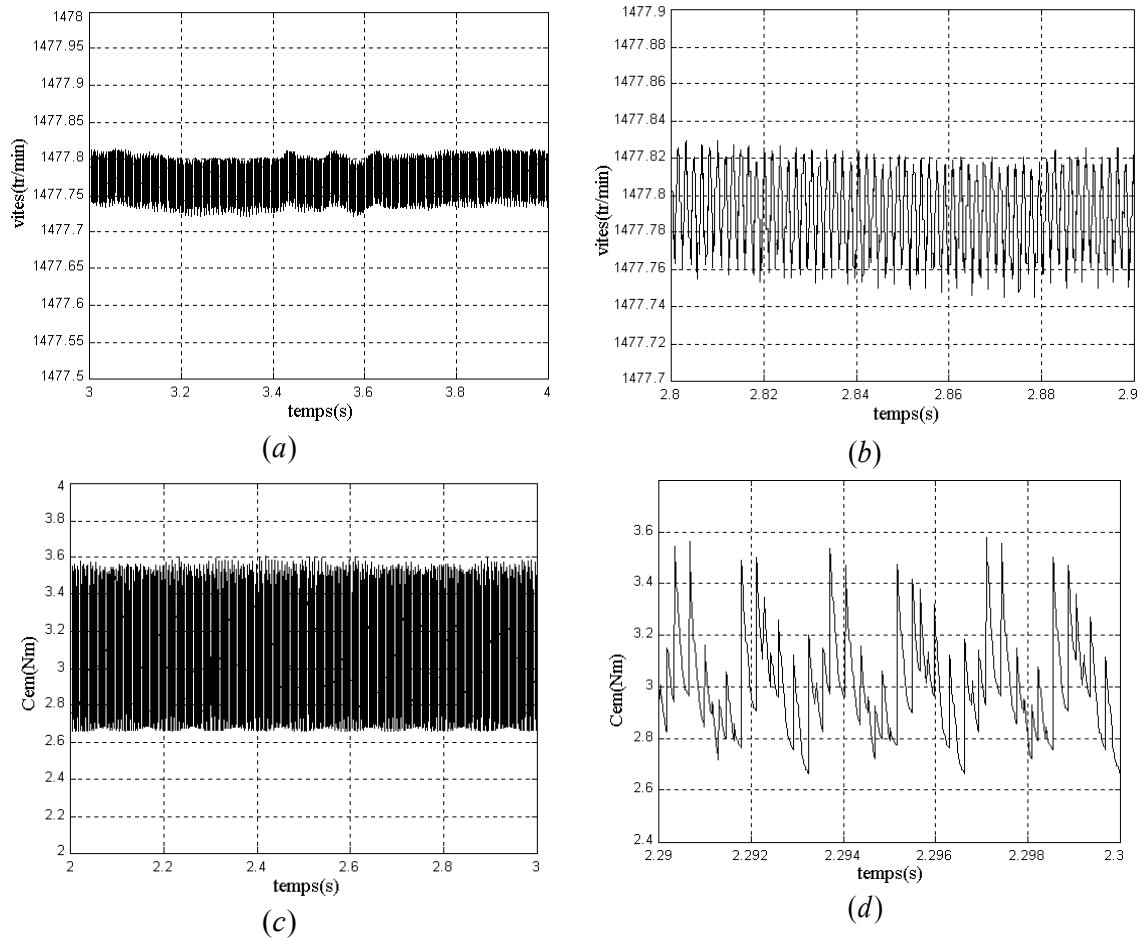


Figure -2.26- a), b) vitesse et son zoom, c) et d) couple électromagnétique et son zoom. Cas d'un moteur avec excentricité dynamique 30% sous une charge de 3Nm ($s \approx 0.0148$).

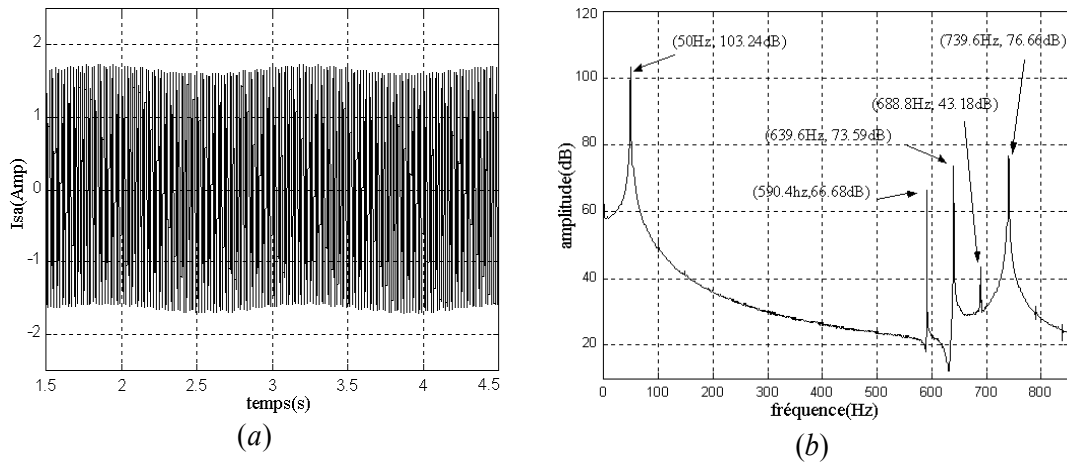


Figure -2.27- a) et b) le courant de la phase "a" et son spectre. Cas d'un moteur avec excentricité dynamique 30% sous une charge de 3Nm ($s \approx 0.0148$).

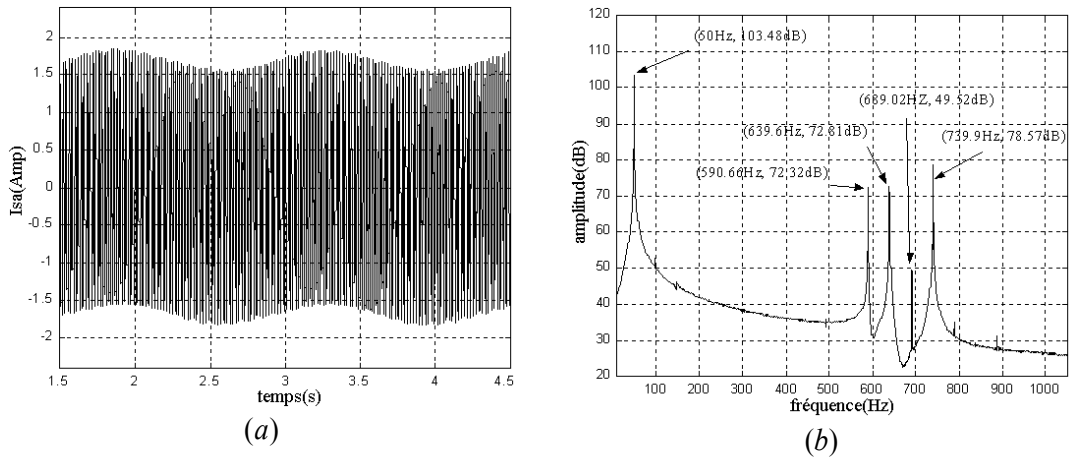


Figure -2.28- a) et b) courant de la phase "a" et son spectre. Cas d'un moteur avec excentricité dynamique 40% sous une charge de 3Nm ($s \approx 0.0146$).

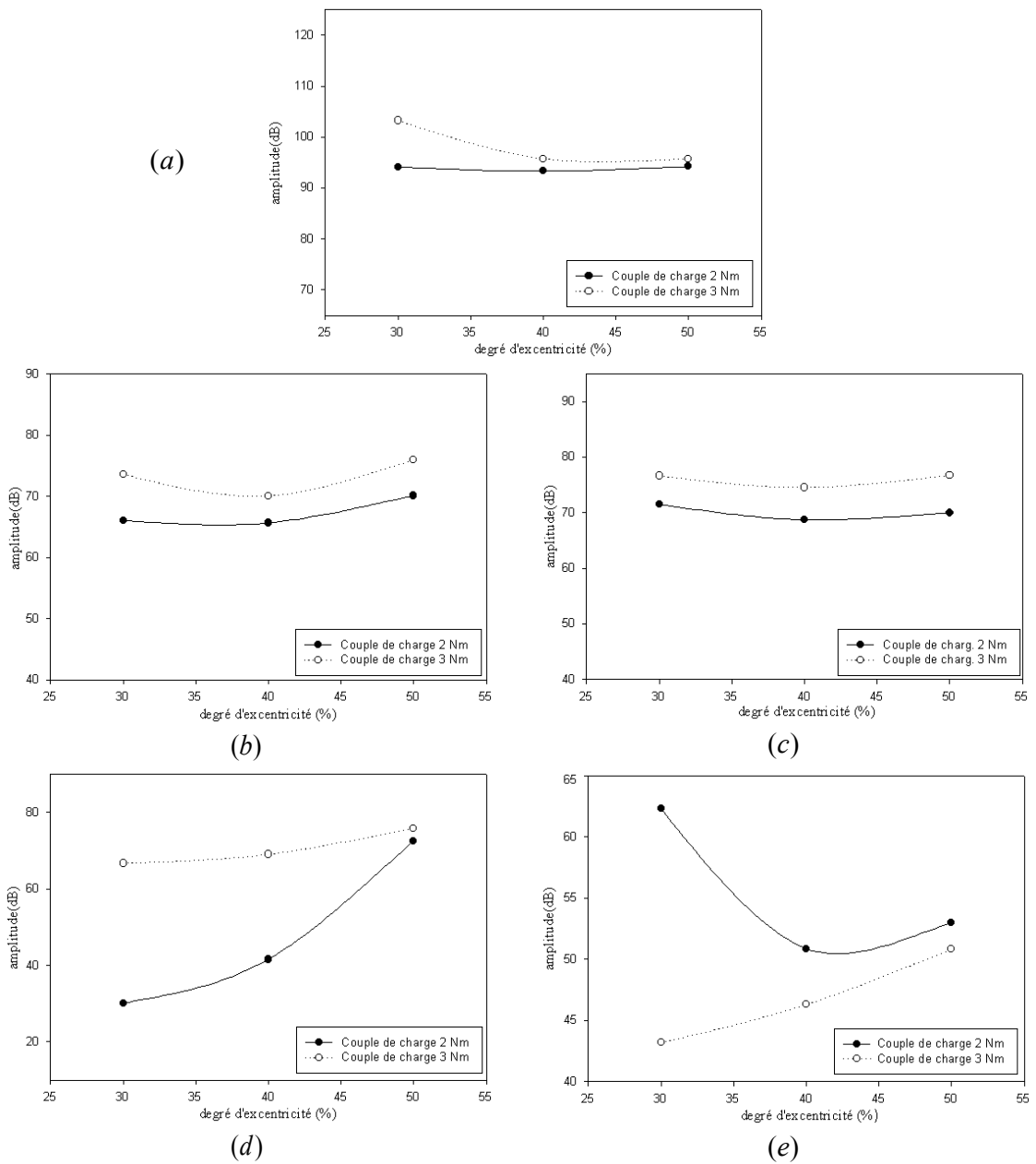


Figure -2.29- variation des amplitudes du ; a) fondamental, b) et c) 1^{er} et 2^{eme} harmonique principal d'encoches rotoriques, d) et e) 1^{er} et 2^{eme} harmonique créée par l'excentricité dynamique en fonction du degré d'excentricité dynamique.

2.3.6. Fonctionnement du moteur avec excentricité mixte

L'excentricité existe dans tous moteurs et est forcément mixte [NAN05] [NAN11].

La simulation du fonctionnement avec ce défaut est réalisée en faisant varier le degré d'excentricité statique ($\delta_s \neq 0$) et le degré d'excentricité dynamique ($\delta_d \neq 0$).

Les figures -2.30- et -2.31- présentent les grandeurs électromécaniques du moteur avec degré d'excentricité mixte (un degré d'excentricité statique de $\delta_s = 10\%$ et un degré d'excentricité dynamique de $\delta_d = 30\%$) sous une charge de $3Nm$ ($s \approx 0.0148$).

Les figures -2.30-a et -b présentent respectivement la vitesse de rotation et le zoom d'une portion de son régime permanent.

Les figures -2.30-c et -d présentent respectivement le couple électromagnétique et le zoom de son régime permanent.

Les fluctuations des grandeurs mécaniques sont plus importantes que celles d'un moteur sain, ou avec uniquement un défaut d'excentricité statique ou d'excentricité dynamique.

Les figures -2.31-a, -b, -c et -d présentent respectivement le courant statorique, le zoom d'une portion de son régime permanent, le spectre du courant autour du fondamental (aux basses fréquences) et le spectre du courant autour des harmoniques principaux d'encoches rotoriques (aux hautes fréquences).

Ces résultats nous indiquent qu'en plus des harmoniques créés par l'excentricité dynamique, l'excentricité mixte se manifeste par la création de deux harmoniques d'amplitudes importantes de part et d'autre du fondamental à des fréquences $(1+s)f_s/2$ et $(3-s)f_s/2$ [TOU01] et d'autres harmoniques qui se manifestent plus avec l'augmentation de la sévérité du défaut (fig. -2.32-) et dont les fréquences sont tirées de l'équation (1.8).

La figure -2.33- présente la variation en fonction du degré d'excentricité statique (avec un degré d'excentricité dynamique fixe) de l'amplitude respectivement du fondamental, du premier harmonique créé par l'excentricité mixte, du deuxième harmonique créé par l'excentricité mixte, du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, du deuxième harmonique principal d'encoches rotoriques, du premier harmonique créé par l'excentricité dynamique et du deuxième harmonique créé par l'excentricité dynamique.

La figure -2.34- présente la variation en fonction du degré d'excentricité dynamique (avec un degré d'excentricité statique fixe) de l'amplitude respectivement du fondamental, du premier harmonique créé par l'excentricité mixte, du deuxième harmonique créé par l'excentricité mixte, du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, du deuxième harmonique principal d'encoches rotoriques, du premier harmonique créé par l'excentricité dynamique et du deuxième harmonique créé par l'excentricité dynamique.

Les résultats des simulations, de manière générale, ne nous renseignent pas sur la sévérité du défaut, sauf pour le premier harmonique principal caractéristique du défaut d'excentricité mixte (fig -2.33-b et -2.34-b).

Nous constatons que l'amplitude de cet harmonique est seulement proportionnelle au degré de sévérité du défaut.

Comme nous l'avons souligné précédemment, l'amplitude des deux harmoniques principaux caractéristiques du défaut de l'excentricité dynamique ne variait pas avec la sévérité du défaut (fig -2.29-d et -c). En associant l'excentricité statique, l'amplitude de ces deux harmoniques varie avec la variation du degré de l'excentricité dynamique pour des degrés d'excentricité statique fixes.

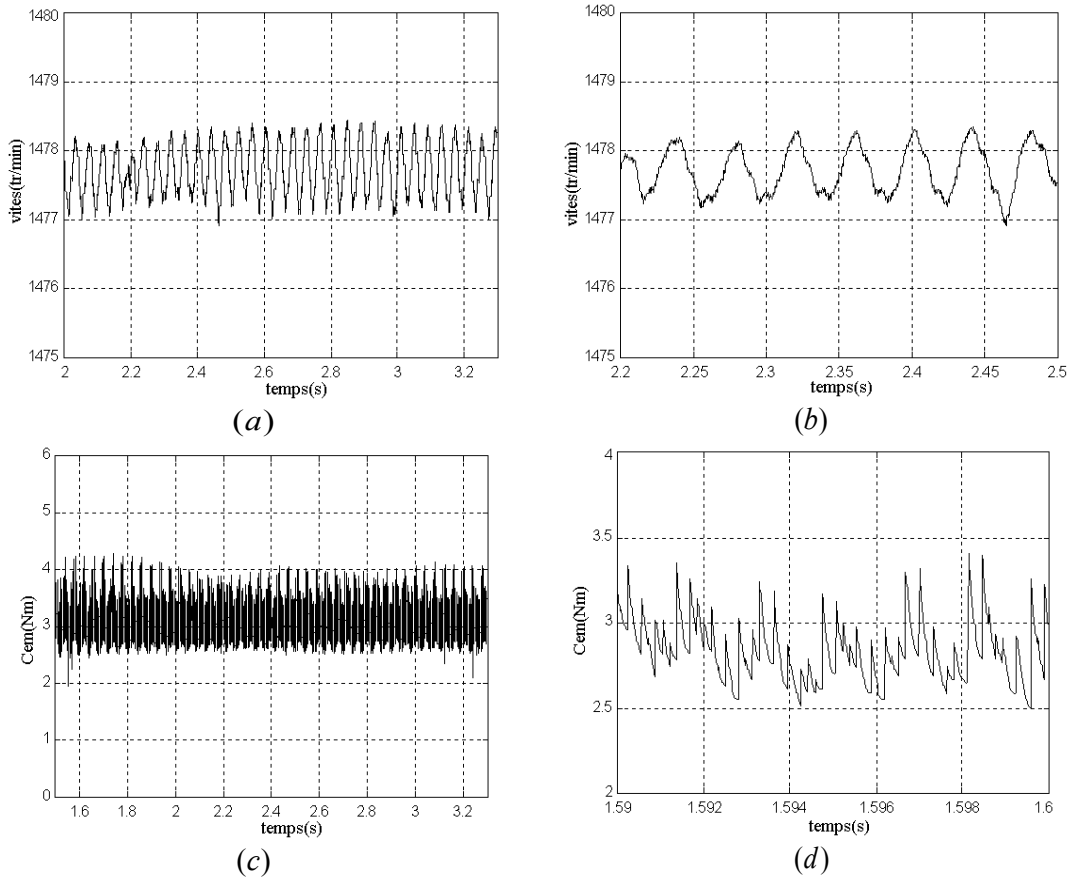


Figure -2.30- a), b) vitesse et son zoom, c) et d) couple électromagnétique et son zoom. Cas d'un moteur avec 10% d'excentricité statique 30% d'excentricité dynamique sous une charge de 3 Nm ($s=0.0148$).

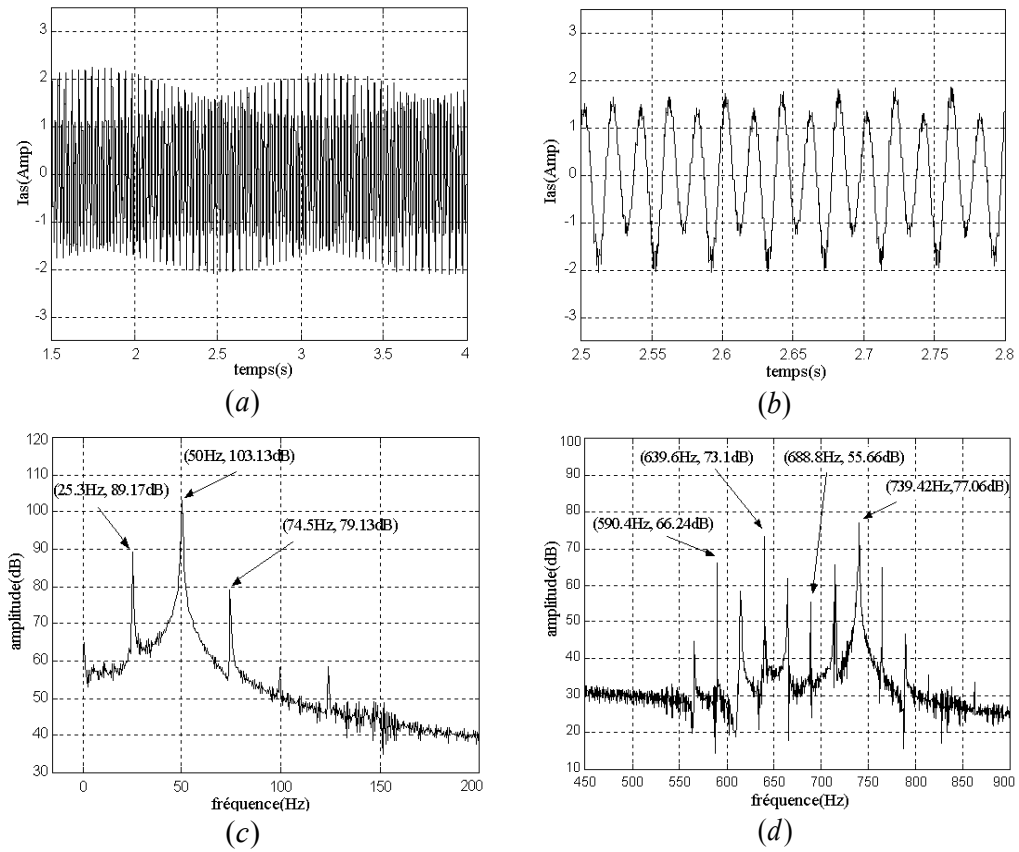


Figure -2.31- a), b) courant et son zoom, c) et d) spectre du courant pour basses et hautes fréquences. Cas d'un moteur avec 10% d'excentricité statique 30% d'excentricité dynamique sous une charge de 3 Nm ($s=0.0148$).

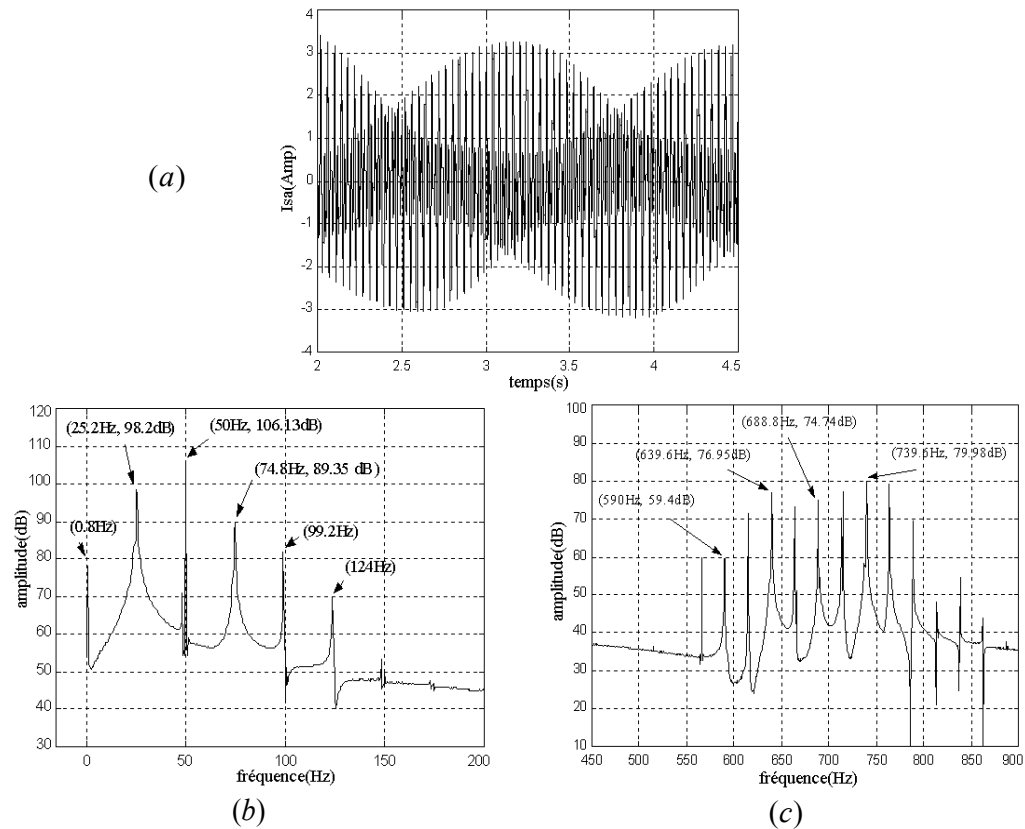


Figure -2.32- a) courant, b) et c) spectre du courant pour basses et hautes fréquences. Cas d'un moteur avec 30% d'excentricité statique 30% d'excentricité dynamique sous une charge de 3 Nm ($s=0.0153$).

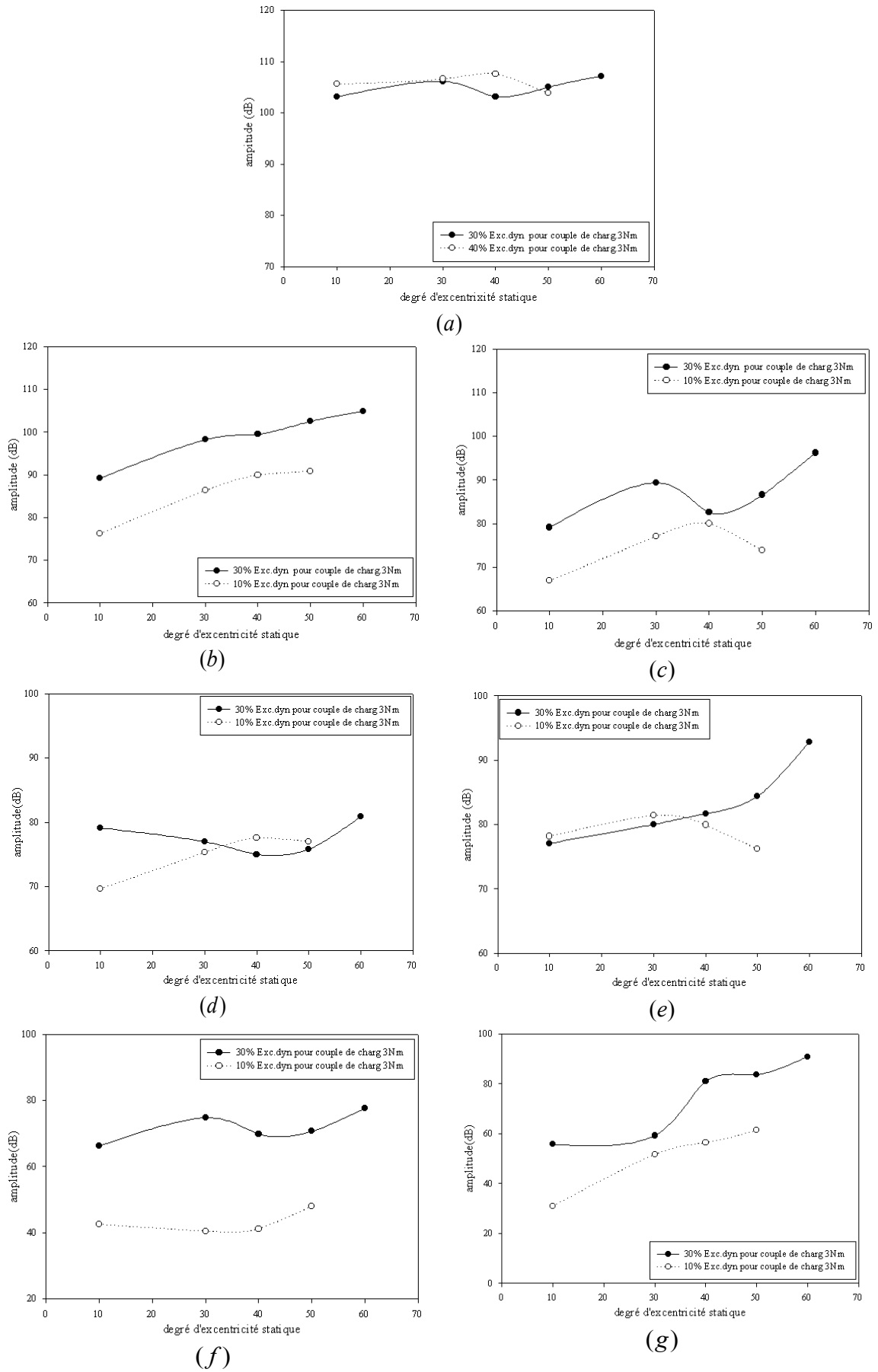


Figure -2.33- variations des amplitudes: a) du fondamental, b) et c) des deux harmoniques créées par l'excentricité mixte, d) et e) des deux harmoniques principaux d'encoches rotoriques, f) et g) des deux harmoniques créés par l'excentricité dynamique respectivement en fonction de δ_s pour $\delta_d=10\%$ et 30% .

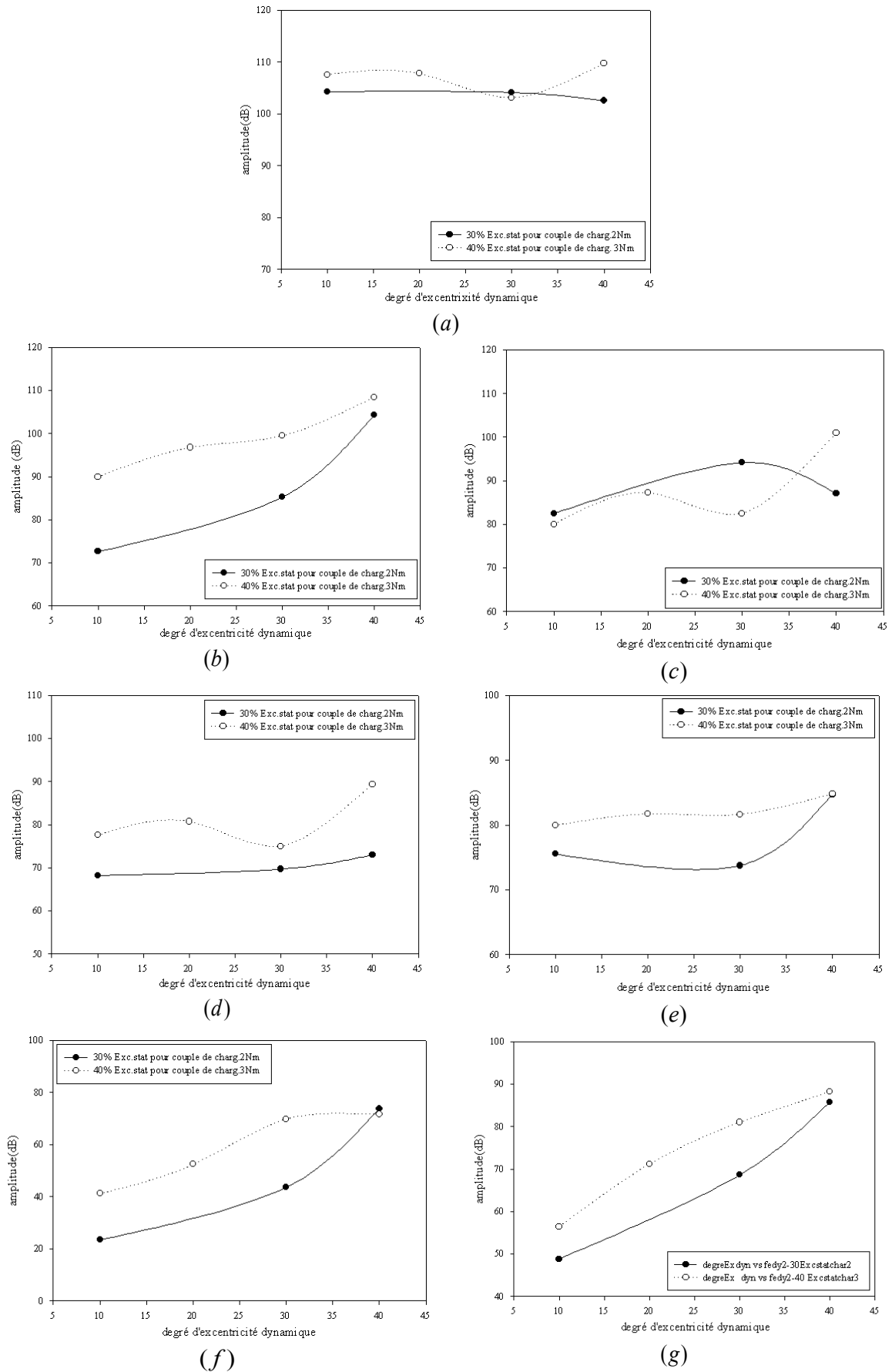


Figure -2.34- variations des amplitudes: a) du fondamental, b) et c) des deux harmoniques créés par l'excentricité mixte, d) et e) des deux harmoniques principaux d'encoches rotoriques, f) et g) des deux harmoniques créés par l'excentricité dynamique respectivement en fonction de δ_d pour $\delta_s=30\%$ et 40% .

2.3.7. Fonctionnement du moteur avec défaut de barres et défaut d'excentricité mixte

L'objet de ce paragraphe est la simulation du fonctionnement du moteur avec coexistence des défauts étudiés, et ceci dans le but de voir l'existence d'éventuelle influence de l'un des défauts sur les harmoniques caractéristiques des autres.

Dans notre cas, il s'agit des défauts de barres et d'excentricité mixte.

La simulation a porté sur un moteur ayant deux barres cassées et une excentricité mixte (excentricité statique de degré $\delta_s = 30\%$ et excentricité dynamique de degré $\delta_d = 30\%$), sous une charge de $3Nm$ ($s \approx 0.0016$).

Les figures -2.35-a et -b illustrent respectivement la vitesse de rotation et le couple électromagnétique.

Nous remarquons des fluctuations plus importantes de ces grandeurs par rapport à celles observées dans le cas du fonctionnement avec le défaut de barres seulement ou le défaut d'excentricité mixte.

Les figures -2.36-a, -b, -c et -d présentent le courant statorique et différentes parties de son spectre respectivement autour du fondamental (fig -2.36-b), dans la plage des basses fréquences (fig -2.36-c) et dans la plage des hautes fréquences (fig -2.36-d).

Nous remarquons dans la figure -2.36-b que les harmoniques caractéristiques du défaut de barres n'ont pas été affectés par la présence du défaut d'excentricité mixte et donc apparaissent de part et d'autre du fondamental aux fréquences habituelles $f_{b1} = (1-2s)f_s$ et $f_{b2} = (1+2s)f_s$.

Dans la figure -2.36-c, nous remarquons la présence des harmoniques liés au défaut d'excentricité mixte mais d'amplitude plus importante que ceux observés en présence du seul défaut d'excentricité, aux fréquences sf_s , $|(-1+3s)f_s/2|$, $(1+s)f_s/2$, $(3-s)f_s/2$, $|(-2+3s)f_s|$, $(2-s)f_s$

De même, nous remarquons dans la figure -2.36-d la présence des harmoniques liés au défaut d'excentricité dynamique à leur fréquence habituelle ($f_{d1} = (12-13s)f_s$ et $f_{d2} = (14-15s)f_s$) avec une amplitude plus importante.

En conclusion nous pouvons dire que la coexistence de plusieurs défauts se traduit par l'apparition des harmoniques liés à chaque défaut avec des amplitudes plus importantes.

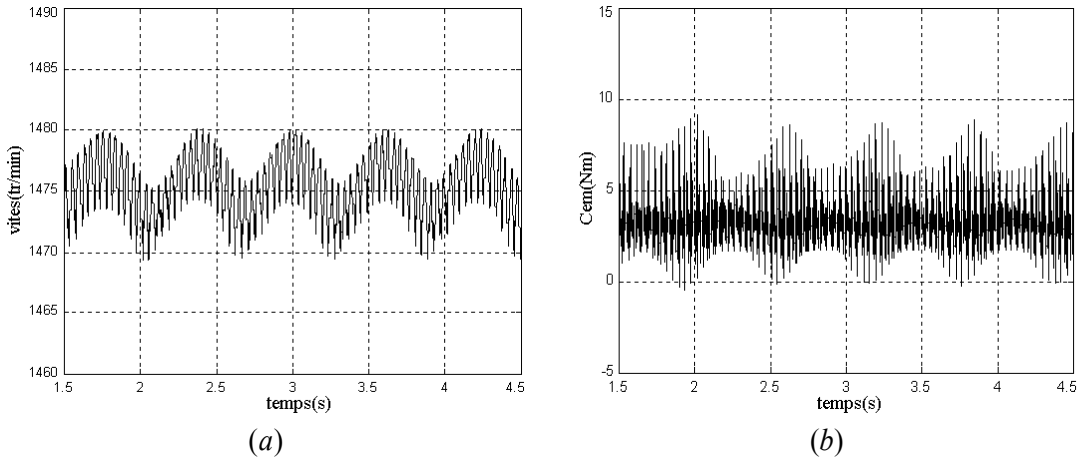


Figure -2.35- a) vitesse et b) couple électromagnétique. Cas d'un moteur avec cassure de 2 barres et 30% d'excentricité statique 30% d'excentricité dynamique sous une charge de 3 Nm ($s=0.016$).

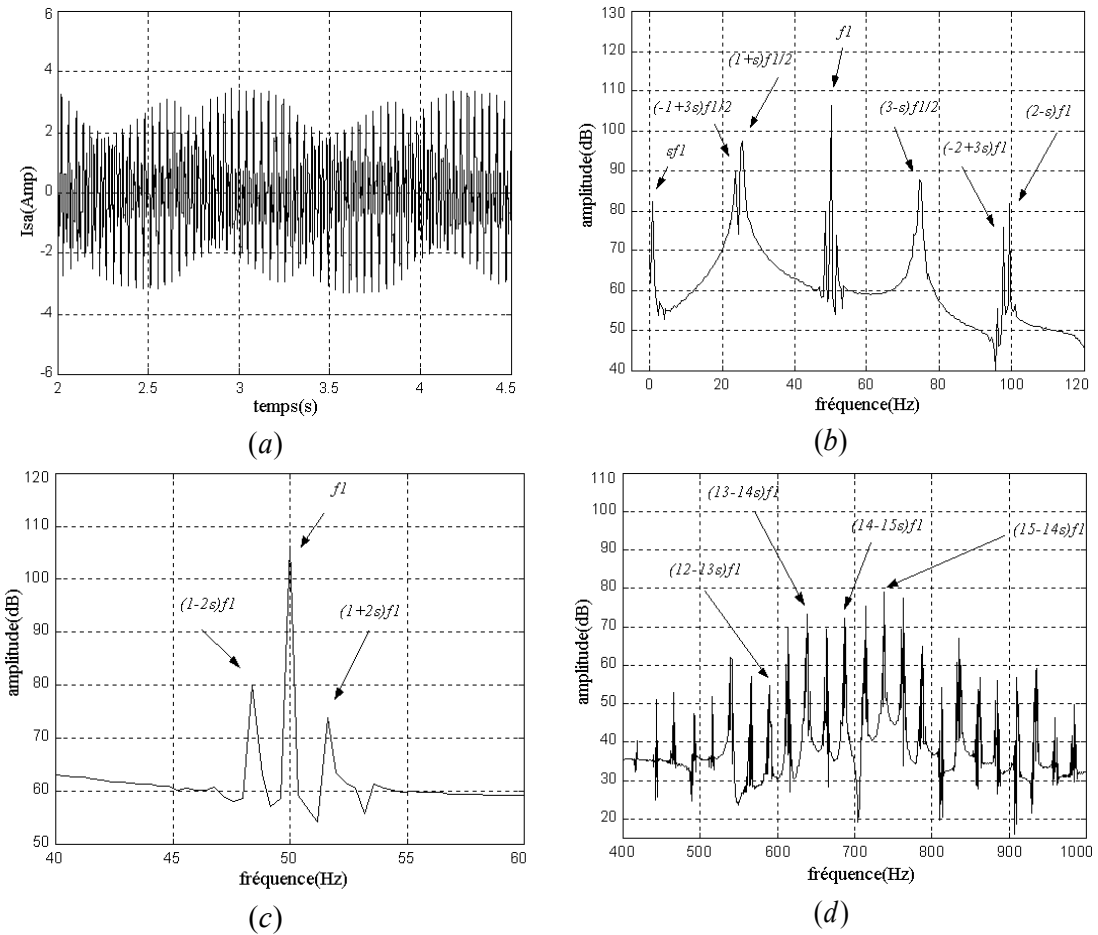


Figure -2.36- a) courant de la phase "a", b) son spectre de basses fréquences, c) son spectre autour du fondamental, et d) son spectre de hautes fréquences. Cas d'un moteur avec cassure de 2 barres et 30% d'excentricité statique 30% d'excentricité dynamique sous une charge de 3 Nm ($s=0.016$).

2.4. Localisation des harmoniques des défauts par l'estimation de la vitesse de rotation

Sur la base des simulations des différents défauts (effectuées précédemment) qui peuvent apparaître dans une machine asynchrone à cage, nous avons constaté que les différentes fréquences des harmoniques caractéristiques des différents défauts varient avec la variation du glissement, autrement dit avec la vitesse de rotation. Par conséquent la localisation de ces harmoniques nécessite la connaissance de cette grandeur.

Il est possible de connaître la vitesse de rotation du moteur asynchrone à cage d'écureuil sans utiliser un capteur monté sur son arbre. Cette méthode est basée sur la détection de la fréquence du premier harmonique principal d'encoches rotoriques [FER92] [NIS06]-[KEY13] [NIS09].

2.4.1. Estimation de la vitesse par la détection de la fréquence de l'harmonique principal d'encoches rotoriques

Les harmoniques d'encoches rotoriques sont générés dans le courant statorique, ceci à cause d'une part, de la distribution non sinusoïdale des enroulements et d'autre part de la variation de la perméance qui est due à l'ouverture des encoches.

L'estimation de la vitesse est basée sur la détermination de la fréquence du premier harmonique principal d'encoches rotoriques. Pour ce faire, nous devons au préalable effectuer l'analyse spectrale du courant statorique.

Les fréquences des harmoniques d'encoches rotoriques sont données par l'équation suivante :

$$f_{he} = \left[\frac{k n_b}{p} (1-s) \pm \nu \right] f_s \quad (2.66)$$

Les fréquences des harmoniques principaux d'encoches rotoriques sont obtenues pour $k=1$ et $\nu=1$.

Pour l'estimation de la vitesse, nous considérons uniquement le premier harmonique principal d'encoches rotoriques. Sa fréquence est donnée par l'équation suivante :

$$f_{he1} = \left[\frac{n_b}{p} (1-s) - 1 \right] f_s \quad (2.67)$$

A partir de cette équation nous pouvons déduire la vitesse de rotation :

$$N = \frac{60}{n_b} (f_{he1} + f_s) \quad (2.68)$$

Avec

$$s = \frac{(60 f_s / p - N)}{60 f_s / p} \quad (2.69)$$

f_s représente la fréquence d'alimentation statorique et N représente la vitesse de rotation en tr/min .

Nous remarquons de l'équation (2.68) que l'estimation de la vitesse nécessite la connaissance de la fréquence d'alimentation, du nombre de barres de la cage rotorique et enfin de la fréquence du premier harmonique principal d'encoches rotoriques.

Le paramètre essentiel dans la localisation des harmoniques caractéristiques des défauts est la fréquence du premier harmonique principal d'encoches rotoriques.

La valeur la plus importante de l'amplitude du premier harmonique principal d'encoches rotoriques dans un intervalle précis nous permet de déterminer la valeur de sa fréquence.

Les résultats des simulations présentées dans la figure -2.37- montrent les spectres de fréquences autour des harmoniques principaux d'encoches rotoriques pour différents cas de fonctionnement :

- Fonctionnement sans défaut (fig -2.37-a).
- Fonctionnement avec défaut de barres (fig -2.37-b).
- Fonctionnement avec défaut d'excentricité mixte (fig -2.37-c).
- Fonctionnement avec défaut de barres et défaut d'excentricité mixte (fig -2.37-c).

Nous remarquons que le premier harmonique principal d'encoches rotoriques a la plus grande amplitude, ce qui facilite sa détection quelque soit le cas de fonctionnement. Ceci nous permet l'estimation de la vitesse.

La procédure pour l'estimation de la vitesse se résume ainsi :

- Détermination du spectre de fréquences du courant statorique d'une phase donnée.
- Localisation du premier harmonique principal d'encoches rotoriques par balayage de l'intervalle $[(n_b/p-2)f_s, (n_b/p-1)f_s]$ (tiré de l'équation (2.67)), afin de déterminer l'harmonique ayant la plus grande amplitude.
- Estimation de la vitesse à l'aide de l'équation (2.68) et ceci après détermination de la fréquence du premier harmonique principal d'encoches rotoriques.

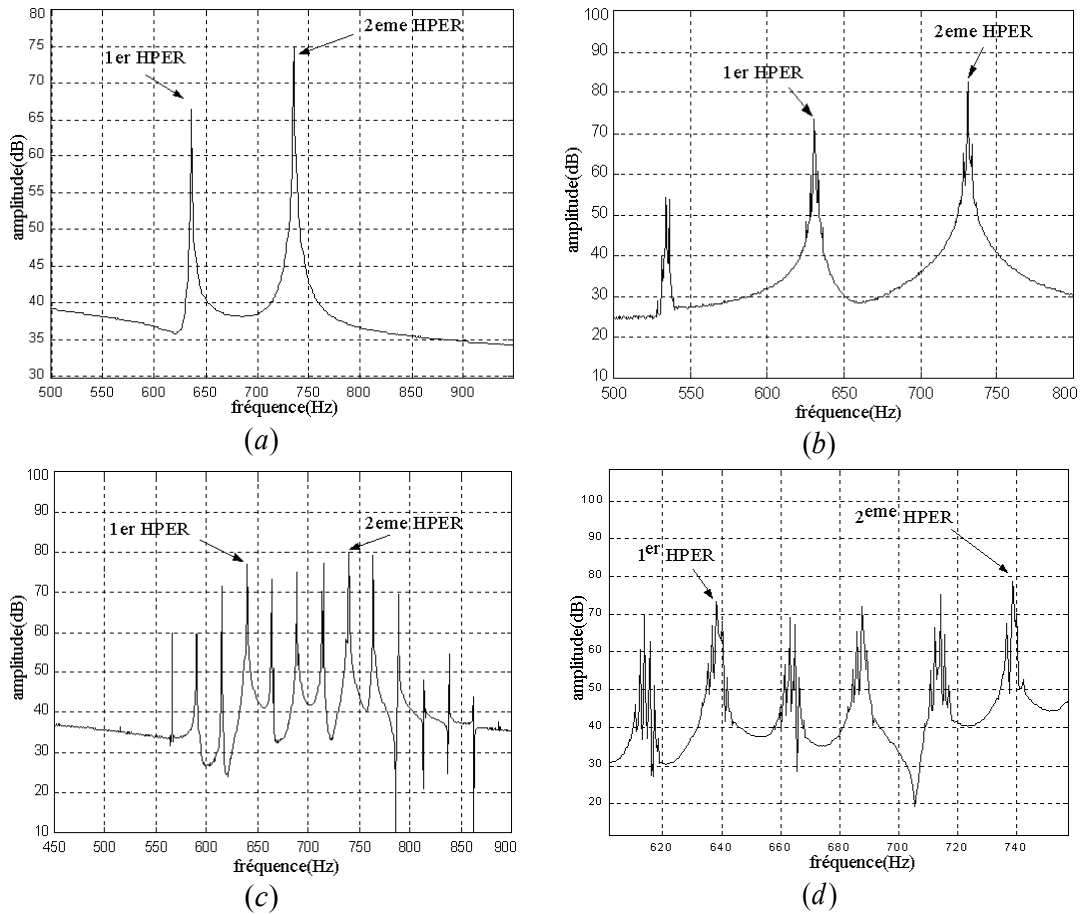


Figure -2.37- spectres du courant du moteur présentant le premier harmonique principal d'encoches rotoriques avec les fonctionnements : a) sans défaut, b) avec cassure d'une barre, c) avec excentricité mixte et d) avec cassure de deux barre et excentricité mixte.

Pour notre cas de simulation, nous avons $n_b = 28$ et $p = 2$. L'intervalle contenant le premier harmonique principal d'encoches rotoriques est déterminé par les fréquences limites suivantes : $[12f_s, 13f_s]$.

La borne supérieure correspond à un fonctionnement à vide ($s \approx 0$). Par contre la borne inférieure correspond à un fonctionnement en charge avec un glissement de $s = 7.14\%$.

Nous avons augmenté le glissement dans le but d'élargir l'intervalle qui correspondrait alors à un fonctionnement en pleine charge.

L'algorithme élaboré pour l'estimation de la vitesse se résume comme suit :

- (1)-Utilisation de la FFT pour la détermination du spectre du courant.
- (2)-Détermination des bornes de l'intervalle en fonction de f_s ;
 $[a_1, a_2]$ avec : $a_1 = 12(f_s / \Delta f)$, $a_2 = 13(f_s / \Delta f)$
- (3)-Détermination de l'amplitude maximale A_{hpr1} correspondant au 1^{er} harmonique d'encoches rotorique, dans l'intervalle $[a_1, a_2]$.

(4)-Détermination f_{hpr1} .

(5)-Calcul la vitesse à l'aide de l'équation (IV.3).

Afin de tester la validité de cet algorithme, nous avons considéré quatre cas de fonctionnement :

a°/ Fonctionnement sans défaut.

b°/ Fonctionnement avec cassure d'une barre.

c°/ Fonctionnement avec défaut d'excentricité mixte.

d°/ Fonctionnement avec défaut de cassure de deux barres et défaut d'excentricité mixte.

L'application de l'algorithme pour le premier cas s'effectue de la manière suivante :

Nous avons d'abord déterminé le spectre de courant (illustré par la figure -2.38-a), ceci nous a permis de déterminer la fréquence du premier harmonique principal d'encoches rotoriques dont la valeur est $f_{hpr1} = 643.2 \text{ Hz}$. A partir de là et en vertu de l'équation (2.68), nous avons calculé la vitesse de rotation que nous avons trouvé égale à $N = 1485.42 \text{ tr/min}$.

La courbe de la vitesse (fig-2.38-b) nous donne une vitesse de $N = 1485.09 \text{ tr/min}$. Ceci correspond à une erreur de 2.2%, qui serait due aux erreurs engendrées lors du calcul de la transformée de Fourier discrète.

De même pour les autres cas de fonctionnement les résultats sont corroborés par les courbes obtenues précédemment :

- Cas de fonctionnement avec cassure de trois barres :

$$f_{hpr1} = 637.6 \text{ Hz} \quad , \quad N = 1473.4 \text{ tr/min} \quad (\text{voir figure -2.39-a et -b})$$

- Cas de fonctionnement avec excentricité mixte :

$$f_{hpr1} = 643.2 \text{ Hz} \quad , \quad N = 1485.42 \text{ tr/min} \quad (\text{voir figure -2.40-a et -b})$$

- Cas de fonctionnement avec cassure d'une barre et excentricité mixte :

$$f_{hpr1} = 638.4 \text{ Hz} \quad , \quad N = 1475.14 \text{ tr/min} \quad (\text{voir figure -2.41-a et -b})$$

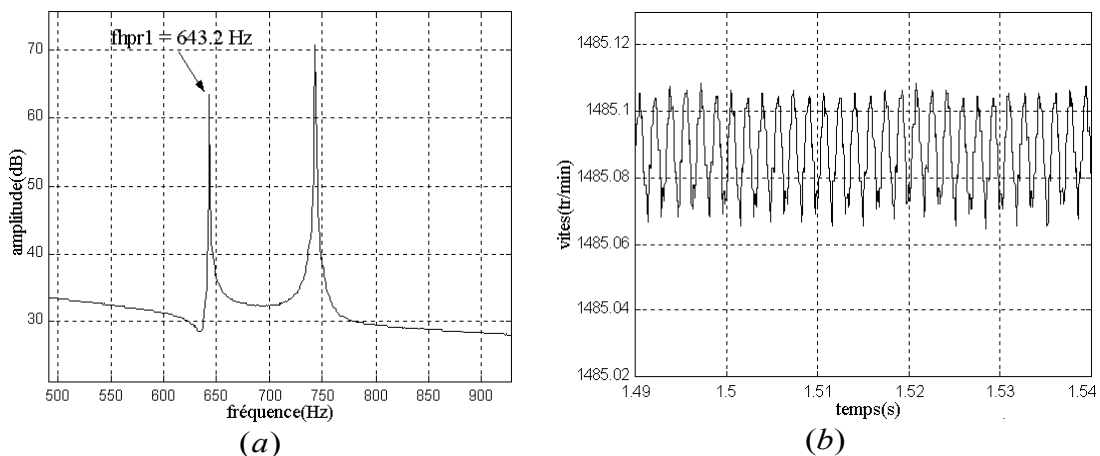


Figure -2.38- a) spectre du courant et b) vitesse de rotation en fonctionnement sans défaut sous une charge de 2Nm ($s \approx 0.0097$).

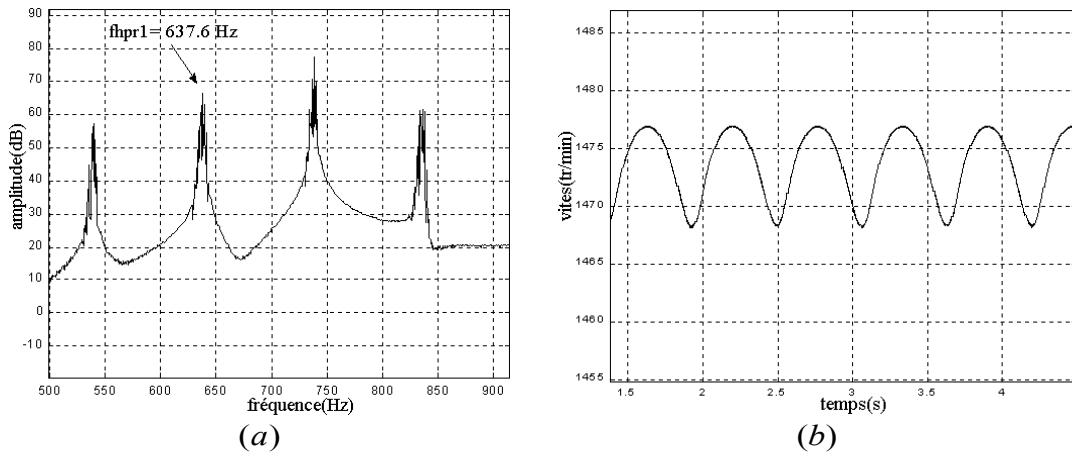


Figure -2.39- a) spectre du courant et b) vitesse de rotation en fonctionnement avec cassure de trois barre sous une charge de 3Nm ($s \approx 0.0177$).

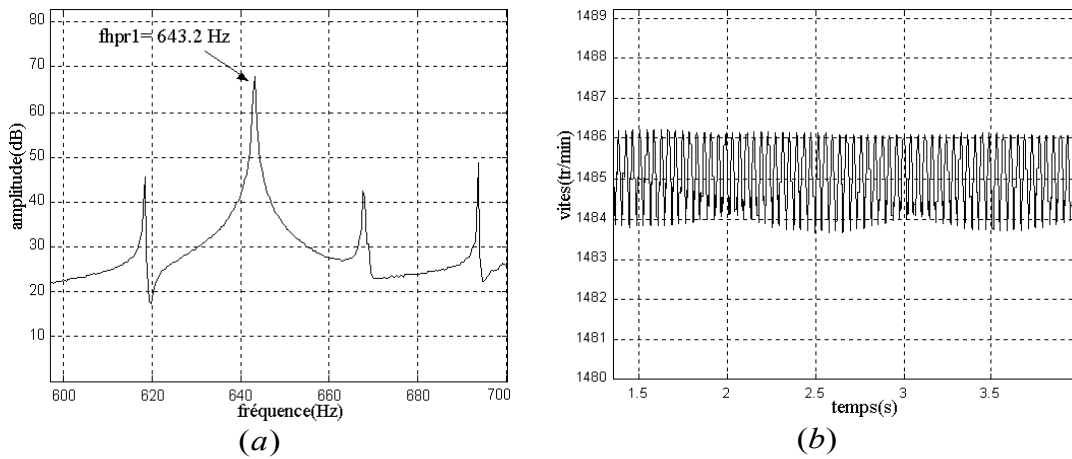


Figure -2.40- a) spectre du courant et b) vitesse de rotation en fonctionnement avec excentricité mixte (30% d'excentricité statique et 10% excentricité dynamique) sous une charge de 2 Nm ($s \approx 0.0097$).

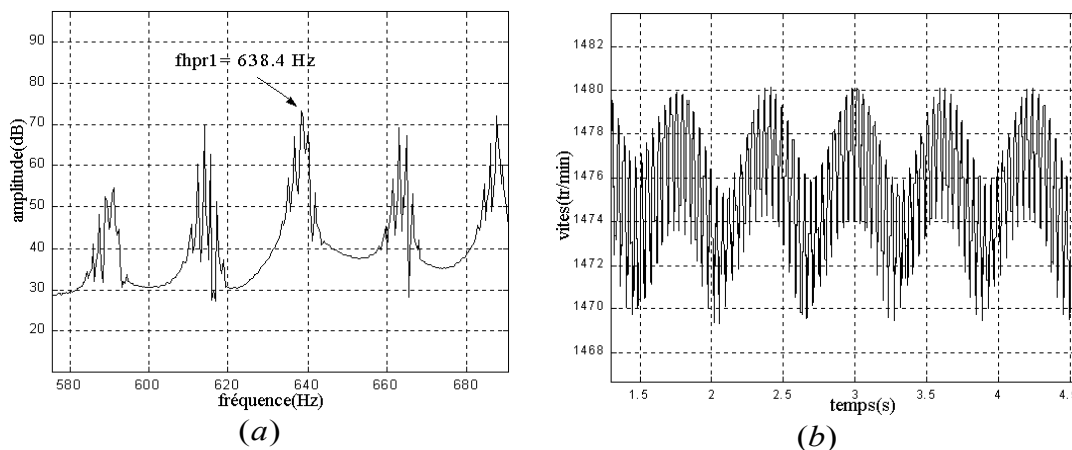


Figure -2.41- a) spectre du courant et b) vitesse de rotation en fonctionnement avec cassure de 2 barres et excentricité mixte (30% d'excentricité statique et 30% d'excentricité dynamique) sous une charge de 3 Nm ($s \approx 0.016$).

2.4.2. Algorithme de détection des défauts rotoriques pour la localisation des différents harmoniques caractéristiques des défauts

Le diagnostic des défauts dans les machines électriques basé sur la localisation des harmoniques caractéristiques de défauts est le plus répandu dans la littérature.

Ces harmoniques sont liés au glissement de la machine. C'est la raison pour laquelle l'organigramme élaboré pour la localisation des harmoniques caractéristiques de défauts aura pour première tâche la détermination du glissement de la machine autrement dit de la vitesse.

Les différentes étapes dans l'opération de diagnostic sont les suivantes :

- 1°/ Acquisition du signal à analyser.
- 2°/ Détermination de la vitesse.
- 3°/ Identification du défaut.
- 4°/ Evaluation de la sévérité du défaut.

L'organigramme de la figure -2.42- illustre les différentes étapes de la procédure de diagnostic des défauts rotoriques d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil. Dans notre cas, il s'agit des défauts de cassure de barres et excentricité statique, dynamique et mixte.

Dans ce qui suit nous allons détailler les différentes étapes de cette procédure.

La première étape consiste en l'acquisition du signal du courant statorique en régime permanent et son analyse spectrale et l'estimation de la vitesse. Ceci nous permettra de prédire les fréquences caractéristiques des différents défauts.

En deuxième étape, nous faisons un balayage du spectre dans le but de savoir si des harmoniques ayant ces fréquences existent. Pour ce faire différents tests ont été nécessaires à cette opération.

Le premier test consiste en la vérification de l'existence des deux harmoniques caractéristiques du défaut de barres ($(1 \pm 2s)f_s$).

L'absence de ces harmoniques confirme l'inexistence de ce type de défaut.

Dans le cas contraire, nous chercherons à évaluer son degré de sévérité. Ceci est effectué par la comparaison de l'amplitude des harmoniques caractéristiques de défaut avec ceux contenus dans la base de données.

Cette base de données contient l'intervalle de variation des amplitudes caractéristiques des différents défauts pour différents degrés de sévérité.

Le deuxième test consiste en la vérification de l'existence des défauts d'excentricité, il comporte plusieurs étapes :

Dans la première étape un balayage du spectre est effectué afin de vérifier l'existence des harmoniques ($f_s \pm f_r$). L'absence de ces harmoniques confirme l'inexistence du défaut d'excentricité mixte. Dans le cas contraire, nous essayerons d'évaluer son degré de sévérité en se référant à la base de données.

La deuxième étape est réalisée en cas d'absence de l'excentricité mixte. Elle consiste en un nouveau balayage du spectre pour la vérification de l'existence des harmoniques caractéristiques du défaut d'excentricité dynamique $(12-13s)f_s$ et $(14-15s)f_s$. La suite de la procédure est similaire à celle effectuée précédemment.

De même, la troisième étape est effectuée dans le cas d'absence des défauts d'excentricité mixte et dynamique. A ce niveau des tests, nous vérifions l'existence du défaut d'excentricité statique. Comme nous l'avons mentionné auparavant, ce type de défaut ne génère pas de nouveaux harmoniques, c'est la raison pour laquelle nous comparons les amplitudes des harmoniques principaux d'encoches rotoriques pour une charge fixe avec ceux de la base de données et conclure sur l'existence du défaut et sa sévérité.

2.4.3. Application de l'algorithme de détection des défauts

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats des opérations d'identification des défauts cités plus haut.

- Les figures -2.43-a, -b et -c illustrent les zooms d'une portion du spectre du courant statorique respectivement autour du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, du fondamental et des harmoniques principaux d'encoches rotoriques.

L'exécution de l'algorithme de l'estimation de la vitesse nous donne d'une part la fréquence du premier harmonique principal d'encoches rotoriques ($f_{hpr1} = 632 \text{ Hz}$), que nous pouvons voir sur la figure -2.43-a, et d'autre part la vitesse de rotation ($N = 1461.42 \text{ tr/min}$).

Cette vitesse nous permet de prédire les fréquences des harmoniques caractéristiques des différents défauts, qui sont :

e°/ Fréquences du défaut de barres : $f_{b1} = 47.43 \text{ Hz}$ et $f_{b2} = 52.57 \text{ Hz}$.

f°/ Fréquences du défaut d'excentricité dynamique : $f_{d1} = 583.28 \text{ Hz}$ et $f_{d2} = 680.71 \text{ Hz}$.

g°/ Fréquences du défaut d'excentricité mixte : $f_{m1} = 25.64 \text{ Hz}$ et $f_{m2} = 74.35 \text{ Hz}$.

Un balayage du spectre de fréquences autour, respectivement, du fondamental et des harmoniques d'encoches rotoriques, montre que les fréquences prédites n'existent pas, donc il s'agit d'un moteur sain.

- L'exécution de cet algorithme pour un signal du courant statorique dont le spectre est donné par les figures -2.44-a, -b et -c, nous donne d'une part la fréquence du premier harmonique principal d'encoches rotoriques ($f_{hpr1} = 630 \text{ Hz}$), que nous pouvons voir sur la figure -2.44-a, et d'autre part la vitesse de rotation ($N = 1457.14 \text{ tr/min}$). Comme dans le cas précédent, cette vitesse nous permet de prédire les fréquences des harmoniques caractéristiques des différents défauts qui sont :

a°/ Fréquences du défaut de barres : $f_{b1} = 47.14 \text{ Hz}$ et $f_{b2} = 52.85 \text{ Hz}$.

b°/ Fréquences du défaut d'excentricité dynamique : $f_{d1} = 581.43 \text{ Hz}$ et $f_{d2} = 678.57 \text{ Hz}$.

c°/ Fréquences du défaut d'excentricité mixte : $f_{m1} = 25.71 \text{ Hz}$ et $f_{m2} = 74.28 \text{ Hz}$.

La prédiction des fréquences des harmoniques caractéristiques des défauts étant basée sur le calcul de la vitesse, l'erreur commise dans son calcul se répercutera sur le calcul des fréquences. De ce fait la recherche des fréquences des harmoniques caractéristiques des différents défauts s'effectuera dans un intervalle de $f \pm \Delta f$, avec Δf représente la résolution de la transformée de Fourier rapide.

Un balayage du spectre du courant autour du fondamental (fig -2.44-b) et des harmoniques d'encoches rotoriques (fig -2.44-c) nous permet de détecter l'existence des harmoniques du défaut de barres à des fréquences très proches à celles prédites, ce qui confirme l'existence du défaut de barres.

- En répétant la même opération pour un signal du courant dont le spectre est donné par les figures -2.45-a, -b et -c, nous trouvons la fréquence du premier harmonique principal d'encoches rotoriques ($f_{hpr1} = 639.59 \text{ Hz}$) et la vitesse de rotation ($N = 1477.69 \text{ tr/min}$). La prédiction des fréquences des harmoniques caractéristiques des différents défauts donne :

a°/ Fréquences du défaut de barres : $f_{b1} = 48.51 \text{ Hz}$ et $f_{b2} = 51.48 \text{ Hz}$.

b°/ Fréquences du défaut d'excentricité dynamique : $f_{d1} = 590.33 \text{ Hz}$ et $f_{d2} = 688.85 \text{ Hz}$.

c°/ Fréquences du défaut d'excentricité mixte : $f_{m1} = 25.37 \text{ Hz}$ et $f_{m2} = 74.23 \text{ Hz}$.

Le balayage du spectre confirme uniquement l'existence des harmoniques liés au défaut d'excentricité dynamique, ce qui prouve la présence de ce type de défaut.

- La même procédure est répétée pour le quatrième signal du courant statorique dont le spectre est donné par les figures -2.46-a, -b et -c.

La fréquence du premier harmonique principal d'encoches rotoriques et la vitesse de rotation ont les valeurs respectives ($f_{hpr1} = 639.36 \text{ Hz}$) et ($N = 1477.2 \text{ tr/min}$). Les fréquences prédites harmoniques caractéristiques des différents défauts sont :

a°/ Fréquences du défaut de barres : $f_{b1} = 48.48 \text{ Hz}$ et $f_{b2} = 51.52 \text{ Hz}$.

b°/ Fréquences du défaut d'excentricité dynamique : $f_{d1} = 590.12 \text{ Hz}$ et $f_{d2} = 688.6 \text{ Hz}$.

c°/ Fréquences du défaut d'excentricité mixte : $f_{m1} = 25.37 \text{ Hz}$ et $f_{m2} = 74.62 \text{ Hz}$.

Le balayage du spectre confirme l'existence des harmoniques liés au défaut d'excentricité mixte, ce qui prouve l'existence de ce type de défaut.

- Nous renouvelons la même opération sur un cinquième signal de courant dont le spectre est donné par les figures -2.47-a, -b et -c.

La fréquence du premier harmonique principal d'encoches rotoriques et la vitesse de rotation ont les valeurs respectives ($f_{hpr1} = 638.4 \text{ Hz}$) et ($N = 1475.14 \text{ tr/min}$). Les fréquences prédites des harmoniques caractéristiques des différents défauts sont :

a°/ Fréquences du défaut de barres : $f_{b1} = 48.34 \text{ Hz}$ et $f_{b2} = 51.65 \text{ Hz}$.

b°/ Fréquences du défaut d'excentricité dynamique : $f_{d1} = 589.23 \text{ Hz}$ et $f_{d2} = 687.57 \text{ Hz}$.

c°/ Fréquences du défaut d'excentricité mixte : $f_{m1} = 25.41 \text{ Hz}$ et $f_{m2} = 74.58 \text{ Hz}$.

Le balayage du spectre confirme l'existence des harmoniques liés au défaut de barres et au défaut d'excentricité mixte, ce qui prouve l'existence des deux défauts.

- Une dernière opération est effectuée sur un signal du courant dont le spectre est donné par les figures -2.48-a, -b et -c.

La fréquence du premier harmonique principal d'encoches rotoriques et la vitesse de rotation ont les valeurs respectives ($f_{hpr1} = 631.68 \text{ Hz}$) et ($N = 1460.75 \text{ tr/min}$). Les fréquences prédites harmoniques caractéristiques des différents défauts sont :

a°/ Fréquences du défaut de barres : $f_{b1} = 47.38 \text{ Hz}$ et $f_{b2} = 52.61 \text{ Hz}$.

b°/ Fréquences du défaut d'excentricité dynamique : $f_{d1} = 582.99 \text{ Hz}$ et $f_{d2} = 680.37 \text{ Hz}$.

c°/ Fréquences du défaut d'excentricité mixte : $f_{m1} = 25.65 \text{ Hz}$ et $f_{m2} = 74.34 \text{ Hz}$.

Le balayage du spectre confirme l'absence de tous ces harmoniques, ce qui prouve que nous nous trouvons devant un cas de fonctionnement d'un moteur sain ou avec défaut d'excentricité statique, puisque ce dernier ne manifeste pas avec la création de nouveaux harmoniques.

La comparaison de l'amplitude des harmoniques principaux d'encoches rotoriques avec celle des harmoniques principaux d'encoches rotoriques d'un moteur sain (pour une même charge) montre qu'elle a augmenté, ce qui prouve l'existence de l'excentricité statique.

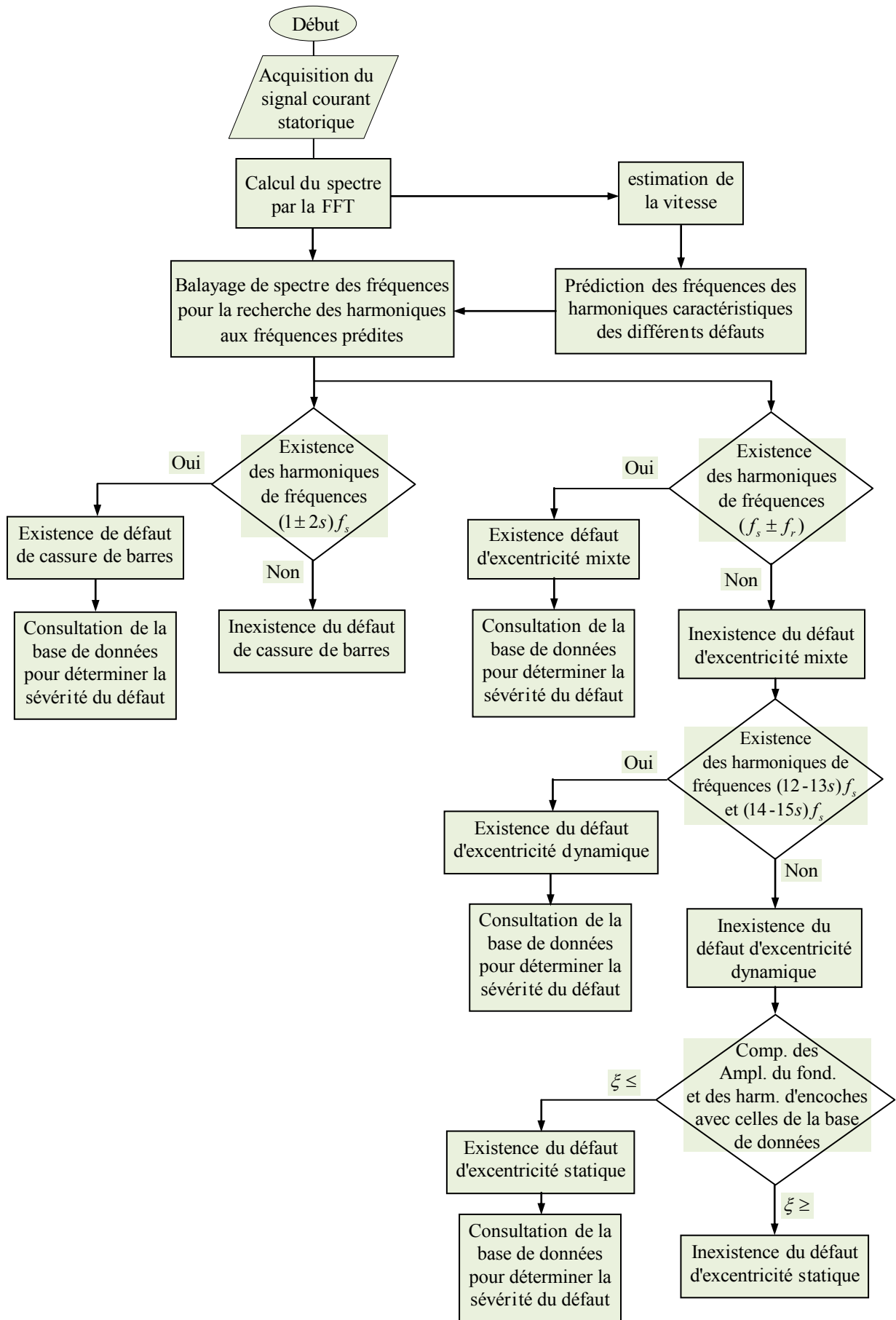


Figure -2.42- Organigramme des différentes étapes de détection de défauts

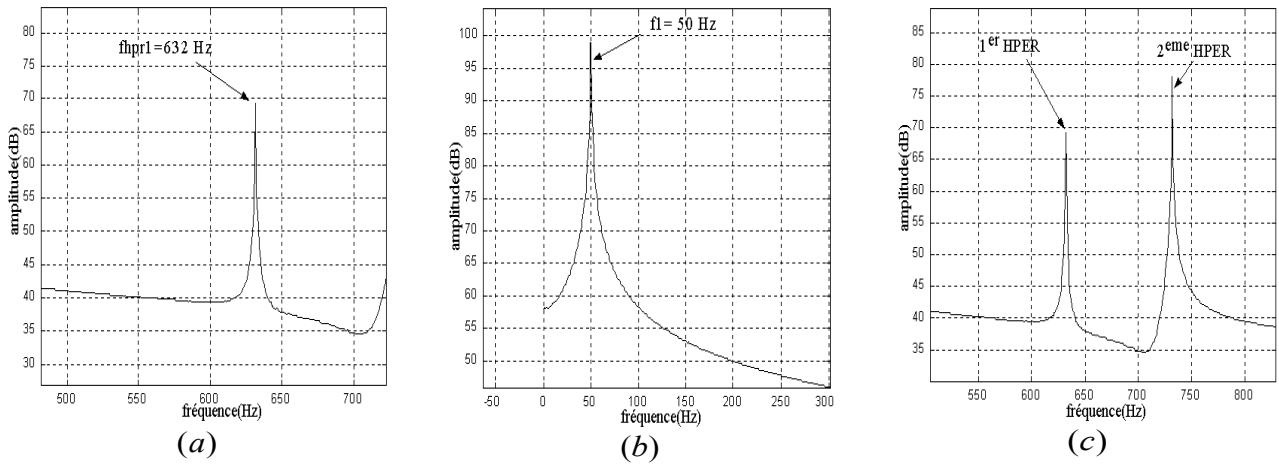


Figure -2.43- zooms de portion du spectre du courant du moteur sain respectivement autour : a) du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, b) du fondamental et c) des harmoniques principaux d'encoches rotoriques sous une charge de 5 Nm ($s \approx 0.026$).

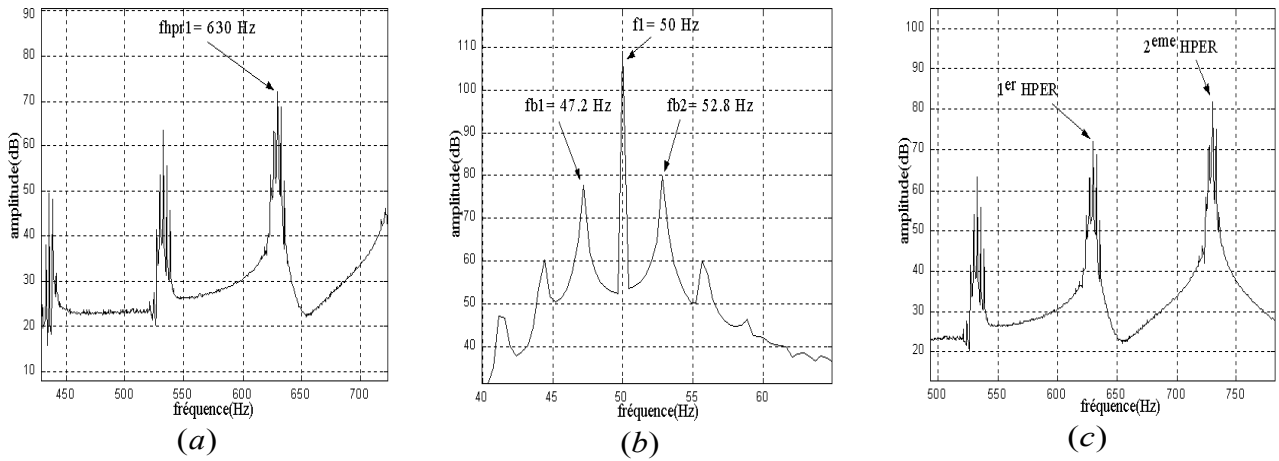


Figure -2.44- Zooms de portion du spectre du courant du moteur, en fonctionnement avec cassure de deux barres, respectivement autour : a) du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, b) du fondamental et c) des harmoniques principaux d'encoches rotoriques sous une charge de 5 Nm ($s \approx 0.028$).

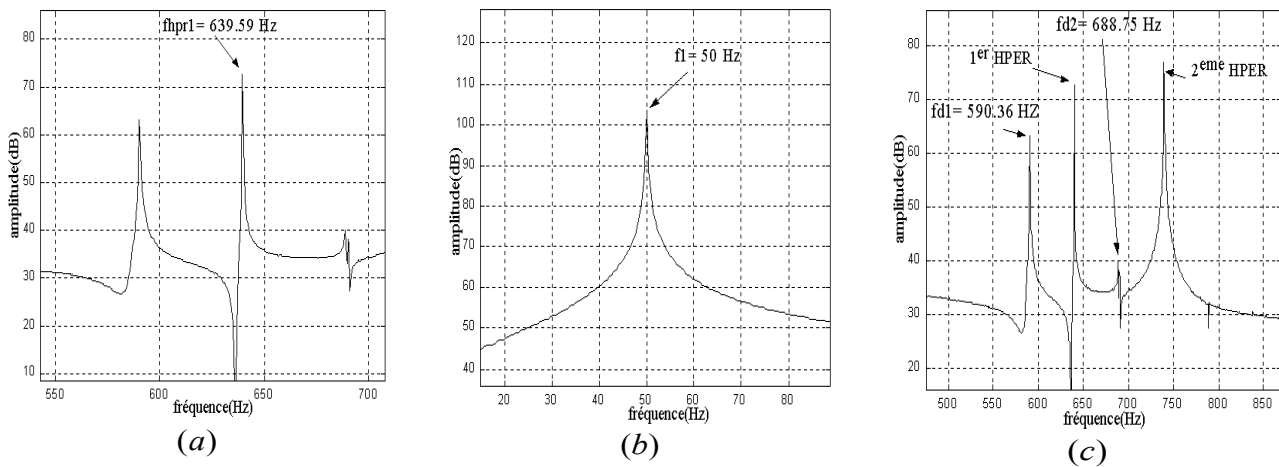


Figure -2.45- zooms de portion du spectre du courant du moteur, en fonctionnement avec excentricité dynamique 30%, respectivement autour : a) du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, b) du fondamental et c) des harmoniques principaux d'encoches rotoriques sous une charge de 3 Nm ($s \approx 0.0148$).

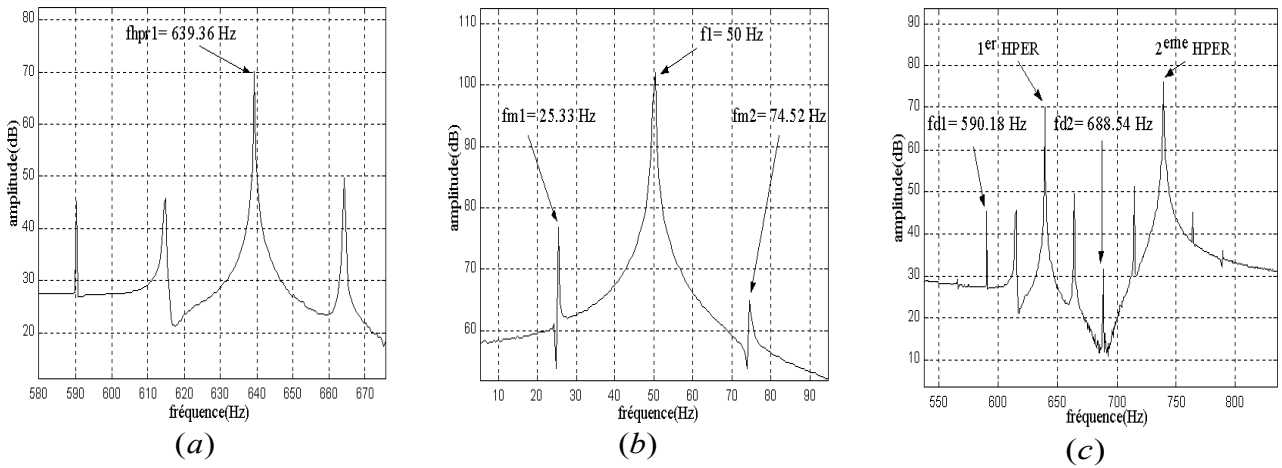


Figure -2.46- zooms de portion du spectre du courant du moteur, en fonctionnement avec excentricité mixte (40% statique et 10% dynamique), respectivement autour : a) du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, b) du fondamental et c) des harmoniques principaux d'encoches rotoriques sous une charge de 3 Nm ($s \approx 0.0152$).

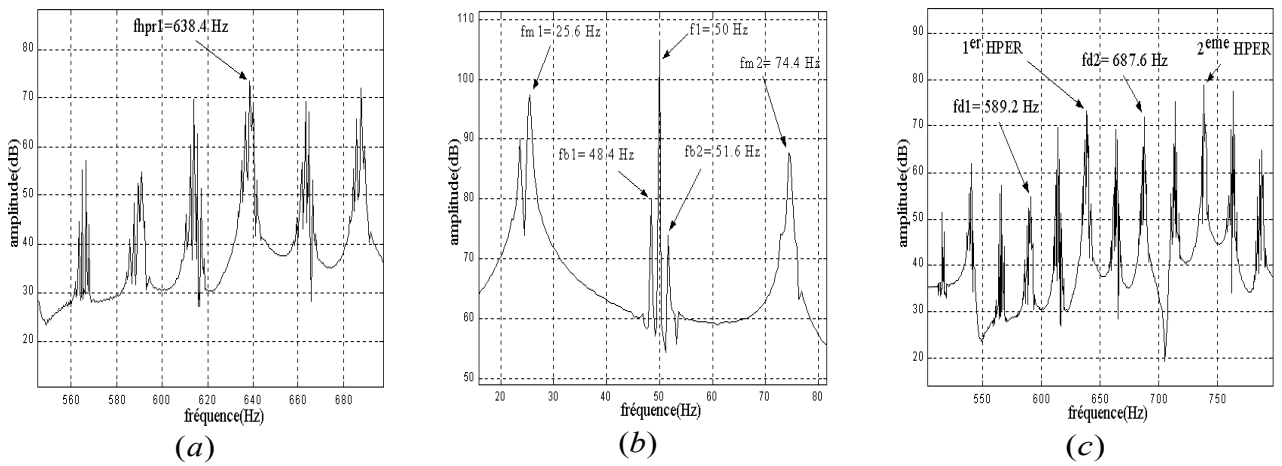


Figure -2.47- zooms de portion du spectre du courant du moteur, en fonctionnement avec cassure de deux barres et excentricité mixte (30% statique et 30% dynamique), respectivement autour : a) du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, b) du fondamental et c) des harmoniques principaux d'encoches rotoriques sous une charge de 3 Nm ($s \approx 0.016$).

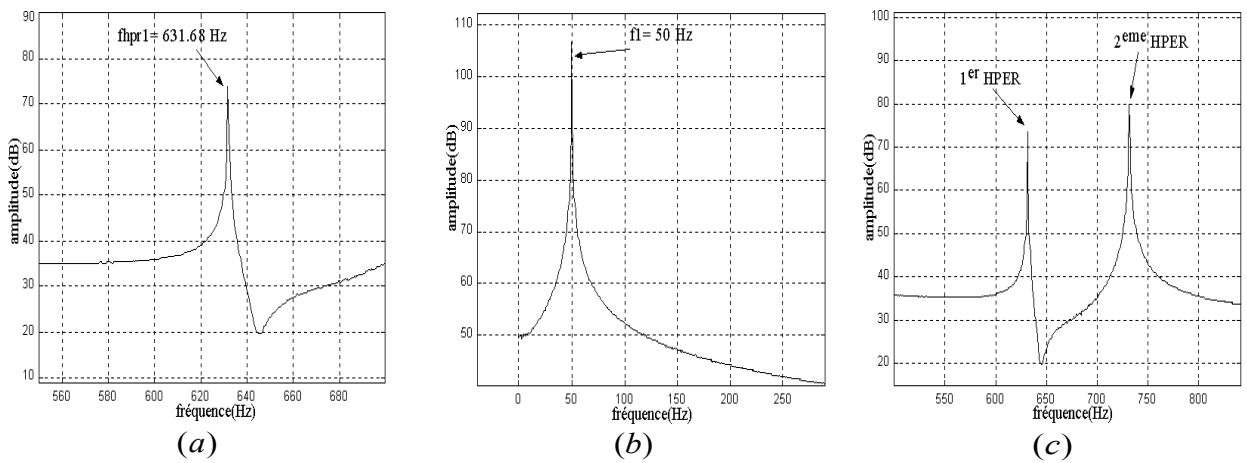


Figure -2.48- zooms de portion du spectre du courant du moteur, en fonctionnement avec excentricité statique de 30%, respectivement autour : a) du premier harmonique principal d'encoches rotoriques, b) du fondamental et c) des harmoniques principaux d'encoches rotoriques sous une charge de 5 Nm ($s \approx 0.026$).

2.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé le diagnostic par la technique de l'analyse spectrale du courant statorique pour la détection des défauts rotoriques dans la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Le modèle utilisé est basé sur l'approche des fonctions d'enroulements. Ce modèle mathématique tient compte de l'effet des harmoniques d'espace et rend par conséquent possible la simulation du fonctionnement de la machine avec défaut d'excentricité.

Les résultats des simulations dans le cas du fonctionnement sans défaut ont servi de références pour les simulations sous d'autres conditions de fonctionnement.

Les simulations du moteur avec défaut de barres ont montré que ce dernier se manifeste par la création d'harmoniques de part et d'autre du fondamental. La fréquence de ces harmoniques dépend du glissement et de la fréquence de l'harmonique fondamental, de plus leur amplitude augmente avec l'augmentation du nombre de barres cassées. Ceci donne une indication sur la sévérité du défaut.

Le défaut d'excentricité statique n'engendre aucun harmonique dans le spectre du courant, mais se manifeste par l'augmentation de l'amplitude du fondamental et des harmoniques principaux d'encoches rotoriques.

Les simulations du moteur avec défaut d'excentricité dynamique ont montré que ce type de défaut génère de nouveaux harmoniques autour de ceux d'encoches rotoriques, et le défaut d'excentricité mixte génère, en plus de ceux créés par l'excentricité dynamique, de nouveaux harmoniques de part et d'autre du fondamental.

De manière générale, les fréquences des harmoniques générés par les différents défauts sont fonction de la fréquence du fondamental et du glissement donc de la vitesse de rotation. Leur amplitude varie avec la sévérité du défaut.

Nous avons développé un algorithme de diagnostic qui se base sur la localisation des harmoniques caractéristiques des défauts étudiés sur le spectre du courant. Cette localisation nécessite la connaissance préalable de la vitesse de rotation. Pour estimer la vitesse de rotation, nous avons appliqué une technique de détection du premier harmonique principal d'encoches rotoriques dont la fréquence en dépend.

La manifestation d'harmoniques caractéristiques d'un type de défaut donné confirme l'existence de ce défaut. L'amplitude de l'harmonique caractéristique de défaut comparée aux amplitudes des harmoniques du même défaut préalablement déterminées sert à évaluer la sévérité du défaut.

Chapitre 3
**Commande Vectorielle de la MAS avec
défaut de barres**

3.1. Introduction

Malgré ses avantages, la machine asynchrone peut présenter des défauts parmi lesquels le défaut de rupture et de cassure des barres rotoriques.

Dans ce chapitre, une attention particulière est portée sur le comportement et l'influence des différents régulateurs de vitesse (IP , PI , PIP et $PI-Zieg$), sur la marche de la machine pilotée par la commande vectorielle et présentant un défaut de cassure de barres rotoriques. Pour ce faire, un modèle qui prend en compte la répartition des barres rotoriques est développé. Ce modèle permet la simulation du défaut de cassure de barres.

Ainsi, la commande vectorielle développée et testée est basée sur le schéma incluant une commande indirecte à flux rotorique orienté.

Afin de réaliser la validation pratique de cette commande, celle-ci est implantée sur un dispositif temps réel associé à un banc moteur mis en œuvre qui sera présenté par la suite.

3.2. Modèle de la machine asynchrone triphasée avec répartition réelle des barres rotoriques

Dans le but de simuler le comportement de la machine asynchrone à commander, il est impératif de disposer d'un modèle qui puisse rendre compte du comportement transitoire et permanent de la machine lors des variations de la charge et de la tension ainsi que de l'état de la machine.

L'approche retenue consiste à traiter la machine en terme de circuits électriques magnétiquement couplés. Dans la littérature, plusieurs travaux mettant en œuvre cette approche sont décrits [DEN94] [TOL95] [SHI14]. Le rotor est considéré comme un ensemble de mailles interconnectées entre elles (fig-2.1-), chacune est formée par deux barres adjacentes connectées entre elles par deux portions d'anneaux de court-circuit.

En plus des hypothèses simplificatrices classiques, qui supposent que la perméabilité du fer est infinie, que l'entrefer est lisse et constant, nous supposons que la FMM statorique est à distribution sinusoïdale. Dans ce qui suit, nous calculons les différentes inductances et mutuelles qui interviennent dans les équations de la machine. Les équations de tensions, de flux et des différentes matrices des résistances et inductances gardent les mêmes formes que celles du chapitre précédent données par les équations (2.1) à (2.13) .

3.2.1. Calcul des inductances du modèle dont le flux d'entrefer est sinusoïdal

Dans ce modèle, nous supposons que l'enroulement statorique triphasé est à distribution idéale autour de la périphérie de l'entrefer. Par conséquent, le champ résultant a une forme sinusoïdale. Le déphasage entre chaque phase de l'enroulement statorique est de $2\pi/3$ degré électrique. L'expression de FMM de la phase "a" statorique est donnée par la relation suivante [DEN94] :

$$F_a(\varphi) = \frac{2 N_s}{\pi p} i_{sa} \cos(p\varphi) \quad (3.1)$$

N_s le nombre de tours de l'enroulement de la phase, p le nombre de paires de pôles et φ un angle décrivant une position dans l'espace.

D'où l'induction créée dans l'entrefer :

$$B_a(\varphi) = \frac{2 \mu_0 N_s}{\pi g p} i_{sa} \cos(p\varphi) \quad (3.2)$$

Où, μ_0 est la perméabilité magnétique de l'air et g est l'épaisseur d'entrefer.

Le flux magnétique dans l'entrefer par pôle est obtenu par intégration de l'expression (3.2) autour d'un intervalle polaire le long de l'entrefer de la machine :

$$\Phi_{ma} = \int B_a(\varphi) dS = \int_0^l dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_a(\varphi) r d\varphi \quad (3.3)$$

Il en résulte :

$$\Phi_{ma} = \frac{4 \mu_0 N_s r l}{\pi g p^2} i_{sa} \quad (3.4)$$

Où, r le rayon moyen de la machine et l la longueur de la machine.

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

$$\Psi_{sa} = N_s \Phi_{ma} = \frac{4 \mu_0 N_s^2 r l}{\pi g p^2} i_{sa} \quad (3.5)$$

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

$$l_{ms} = \frac{\Psi_{sa}}{i_{sa}} = \frac{4 \mu_0 N_s^2 r l}{\pi g p^2} \quad (3.6)$$

L'inductance totale de la phase "a" est égale à la somme de l'inductance de magnétisation, et l'inductance de fuite correspond au flux de fuite d'encoches, flux de fuite des têtes de bobines...etc, dont l'expression est :

$$l_{aa} = l_{ms} + l_{ls} \quad (3.7)$$

Les enroulements statoriques sont séparés par $2\pi/3$, Par conséquent les inductances mutuelles entre phases statoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} l_{ab} = l_{ba} = l_{sm} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \frac{-l_{sm}}{2} \\ l_{bc} = l_{cb} = l_{sm} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) = \frac{-l_{sm}}{2} \\ l_{ca} = l_{ac} = l_{sm} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \frac{-l_{sm}}{2} \end{cases} \quad (3.8)$$

Etant donné que les enroulements statoriques sont symétriques, par conséquent les inductances propres des trois phases et les inductances mutuelles sont égales :

$$l_{aa} = l_{bb} = l_{cc} \quad (3.9)$$

Nous supposons que les barres rotoriques sont identiques et régulièrement décalées, séparées l'une de l'autre par un angle $\alpha = 2\pi / n_b$. La figure -3.1- représente le champ créé par la $j^{i\grave{e}me}$ maille parcourue par le courant i_{rj} .

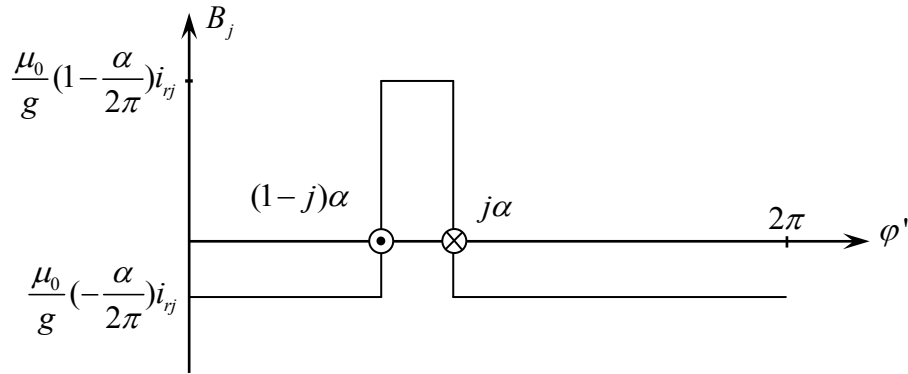


Figure -3.1- Champ créé par une maille rotorique

Chaque maille rotorique, considérée comme une bobine à une seule spire parcourue par le courant i_{rj} , est le siège d'un flux propre exprimé par la relation :

$$\Psi_{rjrj} = \int_0^l dz. \int_{(j)\alpha}^{(j+1)\alpha} \frac{\mu_0 r}{g} \left(1 - \frac{\alpha}{2\pi}\right) i_{rj} d(\varphi') \quad (3.10)$$

D'où,

$$\Psi_{rjrj} = \frac{\mu_0 r l}{g} \left(1 - \frac{\alpha}{2\pi}\right) \alpha i_{rj} \quad (3.11)$$

Le flux traversant la $k^{i\grave{e}me}$ maille, produit par le courant i_{rj} circulant dans la $j^{i\grave{e}me}$ maille est donné par :

$$\Psi_{rkrj} = \int_0^l dz. \int_{(k-1)\alpha}^{k\alpha} \frac{\mu_0 r}{g} \left(-\frac{\alpha}{2\pi}\right) i_{rj} d(\varphi') \quad (3.12)$$

Avec $k \neq j$, d'où,

$$\Psi_{rkrj} = \frac{\mu_0 r l}{g} \left(-\frac{\alpha}{2\pi}\right) \alpha i_{rj} \quad (3.13)$$

L'inductance de magnétisation de la $j^{i\grave{e}me}$ maille, est exprimée par la relation :

$$l_{mrj} = \frac{\Psi_{rjrj}}{i_{rj}} = \frac{2\pi\mu_0 (n_b - 1) r l}{gn_b^2} \quad (3.14)$$

L'inductance totale de la $j^{i\grave{e}me}$ maille rotorique est égale à la somme de son inductance de magnétisation, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuite des deux segments d'anneaux de court-circuit fermant la maille et dont l'expression est donnée par :

$$l_{rjj} = l_{mrj} + l_{bj} + l_{b(j+1)} + 2l_e \quad (3.15)$$

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

$$l_{r(j+1)j} = \frac{\Psi_{r(j+1)rj}}{i_{rj}} - l_{b(j+1)} = -\frac{2\pi\mu_0 r l}{gn_b^2} - l_{b(j+1)} \quad (3.16)$$

$$l_{r(j-1)j} = \frac{\Psi_{r(j-1)rj}}{i_{rj}} - l_{bj} = -\frac{2\pi\mu_0 r l}{gn_b^2} - l_{bj} \quad (3.17)$$

$$l_{rkj} = \frac{\Psi_{rkrj}}{i_{rj}} = -\frac{2\pi\mu_0 r l}{gn_b^2} \quad (3.18)$$

A partir de la transformation de l'équation (3.1) dans le repère lié au rotor, la densité de flux d'entrefer créée par le courant i_{sa} devient :

$$B_a(\varphi') = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 N_s}{g p} i_{sa} \cos[p \varphi' + \theta] \quad (3.19)$$

Avec :

$$\varphi = \varphi' + \theta / p \quad (3.20)$$

D'où le flux traversant la $j^{\text{ième}}$ maille est :

$$\Psi_{rja} = \int_0^l dz \int_{j\alpha}^{(j-1)\alpha} B_a(\varphi') r d\varphi' \quad (3.21)$$

L'intégrale de l'équation ci-dessus conduit à :

$$\Psi_{rja} = m i_{sa} \cos \left[p \frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \theta \right] \quad (3.22)$$

Avec ;

$$m = \frac{4\mu_0 N_s r l}{\pi g p^2} \sin\left(\frac{\pi p}{n_b}\right) \quad (3.23)$$

L'inductance mutuelle entre la $j^{\text{ième}}$ maille rotorique et la phase "a" est donnée par la relation :

$$l_{rja} = \frac{\Psi_{rja}}{i_{sa}} = M \cos \left[(j-1)p \frac{2\pi}{n_b} + \theta \right] \quad (3.24)$$

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

$$l_{rjb} = \frac{\Psi_{rjb}}{i_{sb}} = m \cdot \cos \left[p \frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \theta - \frac{2\pi}{3} \right] \quad (3.25)$$

$$l_{rjc} = \frac{\Psi_{rjc}}{i_{sc}} = m \cdot \cos \left[p \frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \theta + \frac{2\pi}{3} \right] \quad (3.26)$$

3.2.2. Transformation de coordonnées de Park et de Clark

D'après les équations du modèle triphasé de la machine asynchrone décrit par les équations précédentes, on s'aperçoit que les grandeurs statoriques sont liées aux grandeurs rotoriques à travers l'angle électrique de déplacement du rotor ' θ '.

Il est alors nécessaire de transformer les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques vers un repère commun dit de Park. La transformation de Park permet d'aboutir à un système d'équations

dynamiques compact. Ce modèle fait notamment appel à un certain nombre de variables équivalentes et est, en général, d'une mise en œuvre aisée ; en effet, les hypothèses de symétrie et de périodicité permettent bien souvent une réduction notable de l'ordre des variables pertinentes.

La transformation de Park réalise le passage du système d'axes triphasé (abc) à un système d'axes orthogonaux (dqo) équivalent tournant (fig-3.2-). Il existe deux types de transformation suivant l'invariance de la puissance ou de l'amplitude entre les deux systèmes, Dans cette étude, la dite transformation concerne l'invariance de l'amplitude et elle est donnée par [ONG98] [KRA94] [GRE97] :

$$\mathbf{x}_{dqo} = \mathbf{T}_{dqo}(\vartheta) \mathbf{x}_{abc} \quad (3.27)$$

Avec :

\mathbf{x}_{dqo} : grandeurs équivalentes dans le repère de Park,

\mathbf{x}_{abc} : grandeurs dans le repère triphasé,

$\mathbf{T}_{dqo}(\vartheta)$: matrice de transformation directe,

ϑ : angle entre l'axe de référence de repère de Park et celui du repère triphasé.

Dans la suite de ce travail, nous considérons que les indices ' s ' et ' r ' représentent respectivement les grandeurs statoriques et rotoriques, par contre les exposants ' (e) ' ' (s) ' ' (r) ' indique respectivement qu'il s'agit des grandeurs représentées dans le repère lié au champ tournant, au stator et au rotor. Toutes les matrices et les vecteurs sont notés avec des lettres en caractères **gras** pour les distingués par rapport aux grandeurs scalaires.

La matrice de transformation qui maintient l'amplitude constante est définie comme suit :

$$\mathbf{T}_{dqo}(\vartheta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta - 2\pi/3) & \cos(\vartheta - 4\pi/3) \\ -\sin(\vartheta) & -\sin(\vartheta - 2\pi/3) & -\sin(\vartheta - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

La transformation inverse de Park est donnée par :

$$\mathbf{T}_{dqo}^{-1}(\vartheta) = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) & 1 \\ \cos(\vartheta - 2\pi/3) & -\sin(\vartheta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\vartheta - 4\pi/3) & -\sin(\vartheta - 4\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Si la somme des composantes triphasées est nulle, ce qui annule la composante homopolaire, la transformation se simplifie par élimination de la 3^{ème} ligne de la matrice transformation directe et la 3^{ème} colonne de celle inverse.

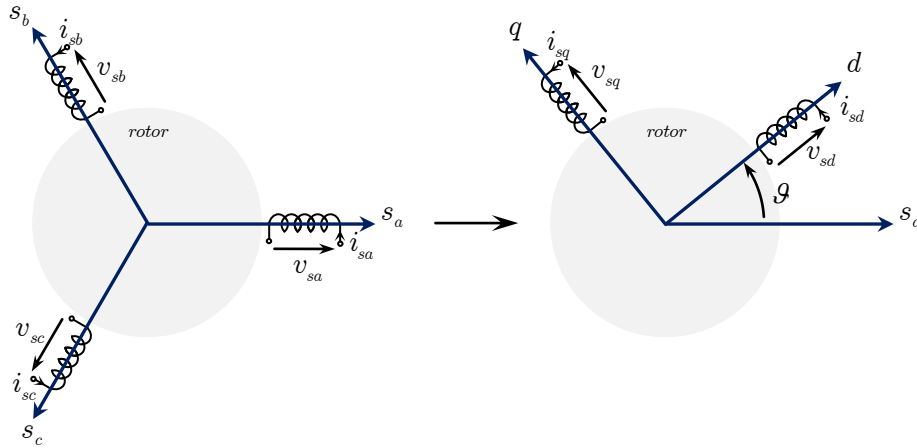


Figure -3.2-Représentation de l'équivalence entre le système d'axes triphasés et le système d'axes orthogonaux de Park.

La transformation de Clark permet de passer d'un système d'axes triphasés (abc) à un système d'axes orthogonaux ($\alpha\beta o$) fixe. Elle représente un cas particulier de la transformation de Park, en remplaçant l'angle ϑ par zéro. Les transformations directe et inverse de la transformation de Clark sont représentées respectivement comme suit :

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta o} = \mathbf{T}_{\alpha\beta o} \mathbf{x}_{abc} \quad (3.30)$$

$$\mathbf{x}_{abc} = \mathbf{T}_{\alpha\beta o}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta o} \quad (3.31)$$

Avec :

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta o} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta o}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Le passage des grandeurs dans le repère de Park aux grandeurs dans le repère de Clark s'effectue par la transformation de rotation comme suit :

$$\mathbf{x}_{dqo} = \mathbf{R}(\vartheta) \mathbf{x}_{\alpha\beta o} \quad , \quad \mathbf{x}_{\alpha\beta o} = \mathbf{R}^{-1}(\vartheta) \mathbf{x}_{dqo} \quad (3.34)$$

Avec :

$$\mathbf{R}(\vartheta) = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) & 0 \\ \sin(\vartheta) & \cos(\vartheta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad , \quad \mathbf{R}^{-1}(\vartheta) = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \sin(\vartheta) & 0 \\ -\sin(\vartheta) & \cos(\vartheta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Si la composante homopolaire est nulle, la 3^{ème} ligne et la 3^{ème} colonne peuvent être éliminées

La représentation classique suppose que la machine dispose d'enroulements triphasés au stator et au rotor. Mais dans le cas où la répartition des barres de la cage rotorique est prise en considération, le rotor correspond donc à un système ' n_b - phases' élémentaires décalées d'un angle électrique $p2\pi/n_b$. Pour la transformation des grandeurs rotoriques, on applique la transformation

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{sdqo}^{(r)} = & \mathbf{T}_{sdqo}(\mathcal{G}_s) \cdot \mathbf{r}_s \cdot \mathbf{T}_{sdqo}^{-1}(\mathcal{G}_s) \cdot \mathbf{i}_{sdqo}^{(r)} + \mathbf{T}_{sdqo}(\mathcal{G}_s) \cdot \mathbf{l}_s \cdot \mathbf{T}_{sdqo}^{-1}(\mathcal{G}_s) \cdot \frac{d\mathbf{i}_{sdqo}^{(r)}}{dt} + \mathbf{T}_{sdqo}(\mathcal{G}_s) \cdot \mathbf{l}_s \cdot \frac{d\mathbf{T}_{sdqo}^{-1}(\mathcal{G}_s)}{dt} \cdot \mathbf{i}_{sdqo}^{(r)} \\ & + \mathbf{T}_{sdqo}(\mathcal{G}_s) \cdot \mathbf{m}_{sr}(\theta) \cdot \mathbf{T}_{rdqo}^{-1}(\mathcal{G}_r) \cdot \frac{d\mathbf{i}_{rdqo}^{(r)}}{dt} + \mathbf{T}_{sdqo}(\mathcal{G}_s) \cdot \frac{d\mathbf{m}_{sr}(\theta) \cdot \mathbf{T}_{rdqo}^{-1}(\mathcal{G}_r)}{dt} \cdot \mathbf{i}_{rdqo}^{(r)} \end{aligned} \quad (3.39)$$

Par ailleurs, pour la partie rotorique on écrit :

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{rdqo}^{(r)} = & \mathbf{T}_{rdqo}(\mathcal{G}_r) \cdot \mathbf{r}_r \cdot \mathbf{T}_{rdqo}^{-1}(\mathcal{G}_r) \cdot \mathbf{i}_{rdqo}^{(r)} + \mathbf{T}_{rdqo}(\mathcal{G}_r) \cdot \mathbf{l}_r \cdot \mathbf{T}_{rdqo}^{-1}(\mathcal{G}_r) \cdot \frac{d\mathbf{i}_{rdqo}^{(r)}}{dt} + \mathbf{T}_{rdqo}(\mathcal{G}_r) \cdot \mathbf{l}_r \cdot \frac{d\mathbf{T}_{rdqo}^{-1}(\mathcal{G}_r)}{dt} \cdot \mathbf{i}_{rdqo}^{(r)} \\ & + \mathbf{T}_{rdqo}(\mathcal{G}_r) \cdot \mathbf{m}_{rs}(\theta) \cdot \mathbf{T}_{sdqo}^{-1}(\mathcal{G}_s) \cdot \frac{d\mathbf{i}_{sdqo}^{(r)}}{dt} + \mathbf{T}_{rdqo}(\mathcal{G}_r) \cdot \frac{d\mathbf{m}_{rs}(\theta) \cdot \mathbf{T}_{sdqo}^{-1}(\mathcal{G}_s)}{dt} \cdot \mathbf{i}_{sdqo}^{(r)} \end{aligned} \quad (3.40)$$

Si on choisit un repère lié au rotor, où $\mathcal{G}_s = \theta$ et $\mathcal{G}_r = \mathcal{G}_s - \theta = 0$, et on néglige les composantes homopolaires, on peut aboutir à un modèle équivalent de la machine asynchrone saine qui se résume par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{sdq}^{(r)} \\ \mathbf{v}_{rdq}^{(r)} \\ v_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s \cdot \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & r_r \cdot \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & r_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq}^{(r)} \\ \mathbf{i}_{rdq}^{(r)} \\ i_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_s \cdot \mathbf{I} & -m_{rs} \cdot \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ -m_{sr} \cdot \mathbf{I} & l_r \cdot \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & l_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq}^{(r)} \\ \mathbf{i}_{rdq}^{(r)} \\ i_e \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} l_s \cdot \mathbf{J} & -m_{rs} \cdot \mathbf{J} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq}^{(r)} \\ \mathbf{i}_{rdq}^{(r)} \\ i_e \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Où les paramètres du modèle de Park équivalent sont :

$$r_{s_e} = r_s \quad : \text{résistance statorique,}$$

$$r_{r_e} = 2 \frac{R_e}{n_b} + 2R_b (1 - \cos(p\alpha)) \quad : \text{résistance rotorique,}$$

$$l_{s_e} = \frac{3}{2} l_{sm} + l_{sl} \quad : \text{inductance cyclique statorique,}$$

$$l_{r_e} = l_{mr} - l_{rkj} + \frac{2l_e}{n_b} + 2l_b (1 - \cos(p\alpha)) \quad : \text{inductance cyclique rotorique,}$$

$$m_{rs_e} = \frac{n_b}{2} m \quad : \text{inductance mutuelle cyclique rotor/stator,}$$

$$m_{sr_e} = \frac{3}{2} m \quad : \text{inductance mutuelle cyclique stator/rotor.}$$

$$\text{Avec } \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Les valeurs calculées de l'inductance et de la résistance équivalente n'ont pas un sens physique. C'est ainsi qu'on devrait introduire un facteur multiplicatif. En effet seuls la constante de temps rotorique et le coefficient de dispersion, ainsi obtenus, ont un sens physique :

$$\tau_r = \frac{l_{mr} - l_{rkj} + \frac{2l_e}{n_b} + 2l_b (1 - \cos(p\alpha))}{2 \frac{R_e}{n_b} + 2R_b (1 - \cos(p\alpha))} \quad (3.42)$$

$$\sigma = 1 - \frac{\left(\frac{3}{2}m\right)\left(\frac{n_b}{2}m\right)}{\left(\frac{3}{2}l_{sm} + l_{sl}\right)\left(l_{mr} - l_{rkj} + \frac{2l_e}{n_b} + 2l_b (1 - \cos(p\alpha))\right)}$$

La machine asynchrone utilisée, fait partie d'un banc d'essai du laboratoire LIAS de l'université de Poitiers. Elle est du type LS90 LEROY SOMER de $1,1 kW$ dont les grandeurs nominales sont présentées par le tableau -3.1-

Tableau -3.1- Caractéristiques de la machine asynchrone.

Description	Paramètre	Valeur	Unité
Puissance nominale	P_n	1,1	kW
Courant nominal	I_{sn}	2.6	A
Vitesse nominale	N_n	1425	rpm
Tension nominale	V_{sn}	230	V
Fréquence nominale	f_{sn}	50	Hz
Couple nominal	T_n	2.38	Nm
Nombre de pôles	$2p$	4	-

En comparant les valeurs des paramètres du modèle 'dq' équivalent issus du modèle multi-enroulement avec ceux obtenus par identification du modèle classique de la machine dans le repère de Park, nous obtenons :

Les paramètres issus de l'identification classique du modèle 'dq' sont détaillés dans le tableau suivant :

Tableau -3.2- Paramètres du modèle de Park de la machine asynchrone obtenus par identification classique.

Description	Paramètre	Valeur	Unité
Inductance cyclique statorique	l_s	0.4718	H
Inductance cyclique rotorique	l_r	0.4718	H
Inductance cyclique mutuelle	m_{sr}	0.4475	H
Résistance statorique	r_s	9.65	Ω
Résistance rotorique	r_r	4.3047	Ω
Moment d'inertie	J	$29.3 \cdot 10^{-3}$	$Kg.m^2$
Coefficient de frottement	F	$13. \cdot 10^{-3}$	$Kg.m^2.s^{-1}$
Constante de temps statorique	τ_s	0.04814	s
Constante de temps rotorique	τ_r	0.1096	s
Coefficient de dispersion	σ	0.1003	-

Les paramètres utilisés pour le modèle multi-enroulement sont :

Tableau -3.3- Paramètres du modèle multi-enroulement de la machine asynchrone.

Description	Paramètre	Valeur	Unité
Nombres de spires d'une phase statorique	N_s	464	-
Nombre de barres rotoriques	n_b	28	-
Epaisseur de l'entrefer	g	$0.58 \cdot 10^{-3}$	m
Rayon moyen de l'entrefer	r	$45 \cdot 10^{-3}$	m
Longueur utile de la machine	l	$54 \cdot 10^{-3}$	m
Résistance d'une phase statorique	r_s	9.65	Ω
Résistance d'une barre rotorique	r_b	$61 \cdot 10^{-6}$	Ω
Résistance d'un segment d'anneau de court circuit	r_e	$0.56 \cdot 10^{-6}$	Ω
Inductance de fuite d'une phase statorique	l_{sl}	0.02	H
Inductance de fuite d'une barre rotorique	l_b	$0.8 \cdot 10^{-6}$	H
Inductance de fuite d'un segment d'anneau de court circuit	l_e	$1.7 \cdot 10^{-9}$	H

D'où les paramètres du modèle de Park équivalent (3.41) :

Tableau -3.4- Paramètres du modèle équivalent de Park de la machine asynchrone.

Description	Paramètre	Valeur	Unité
Inductance cyclique statorique	l_s	0.5178	H
Constante de temps statorique	τ_s	0.053657	s
Constante de temps rotorique	τ_r	0.29313	s
Coefficient de dispersion	σ	0.0882	-

Par comparaison des paramètres des tableaux -3.2- et -3.4-, nous remarquons que les valeurs sont proches.

La figure -3.3- présente une comparaison entre les allures de la vitesse, du courant et du couple simulés à partir du modèle à mailles et son modèle 'dq' équivalent classiquement identifié pour un démarrage à vide et fonctionnement sain. Les paramètres utilisés sont respectivement donnés par les tableaux -3.3- et -3.2-.

Nous observons une cohérence entre les grandeurs de simulation des deux modèles avec la présence d'une petite différence à la fin du régime transitoire.

En se basant sur ce résultat, les paramètres du modèle à mailles sont utilisés pour simuler la machine en régime sain et avec défaut et ceux du modèle de Park pour la commande vectorielle.

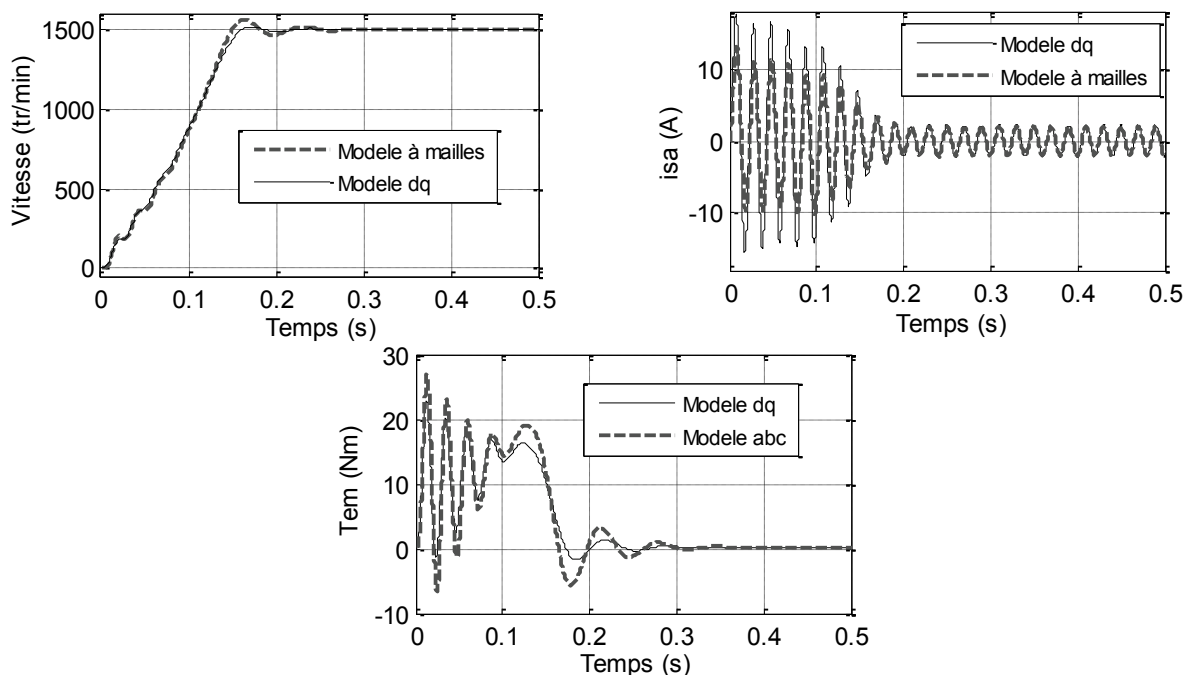


Figure -3.3- Comparaison des grandeurs de la machine lors d'un démarrage à vide.

3.2.4. Simulation de rupture des barres rotoriques

La simulation du fonctionnement de la MAS avec défaut de cassure de barres est effectuée en utilisant le modèle à mailles. Pour reproduire le défaut de cassure de barre en simulation, nous agissons de façon à diminuer le courant circulant dans cette barre en augmentant la valeur de sa résistance de 200 fois [BAG97] [ABE02].

Les résultats de simulation suivants sont réalisés avec les paramètres de la machine asynchrone du tableau -3.3-.

La figure -3.4- montre l'évolution de la vitesse, du courant statorique et du couple électromagnétique ainsi que les courants rotoriques.

Après un démarrage à vide et application d'un couple de charge nominal de $7.4 Nm$, nous simulons la rupture de la première barre à l'instant $t=1s$. Le courant dans cette barre chute pratiquement à zéro et les courants dans les barres voisines augmentent légèrement et deviennent déséquilibrés.

Le rotor avec ce défaut crée, en plus du champ rotorique direct tournant par rapport au rotor à la vitesse électrique ' $s\omega_s$ ', un champ inverse tournant à la vitesse ' $-s\omega_s$ '. L'interaction de celui-ci avec le champ statorique donne naissance au niveau du couple électromagnétique, en plus de la composante continue constante, à une composante sinusoïdale de pulsation ' $2s\omega_s$ '. Cette dernière sera la cause des ondulations de la vitesse de rotation. L'oscillation de la vitesse de rotation induit des f.é.m. au stator de pulsation ' ω_s ', ' $(1-2s)\omega_s$ ', ' $(1+2s)\omega_s$ ', ' $(1-4s)\omega_s$ '. Ce qui se répercute sur le courant statorique contenant, en plus de l'onde fondamentale de fréquence ' f_s ', des composantes

harmoniques de fréquence $(1 \pm 2ks)f_s$ avec ' k ' un entier positif. Il est important de noter qu'il est difficile de détecter ce type de défaut quand la machine fonctionne à vide (glissement faible).

Aux instants $t=2.2\text{ s}$ et $t=3.4\text{ s}$, nous simulons respectivement la rupture de la 2^{ème} et la 3^{ème} barre. Les courants dans les barres voisines deviennent de plus en plus importants. Ce qui se traduit par augmentation de l'amplitude des ondulations de la vitesse, du couple ainsi que le courant statorique.

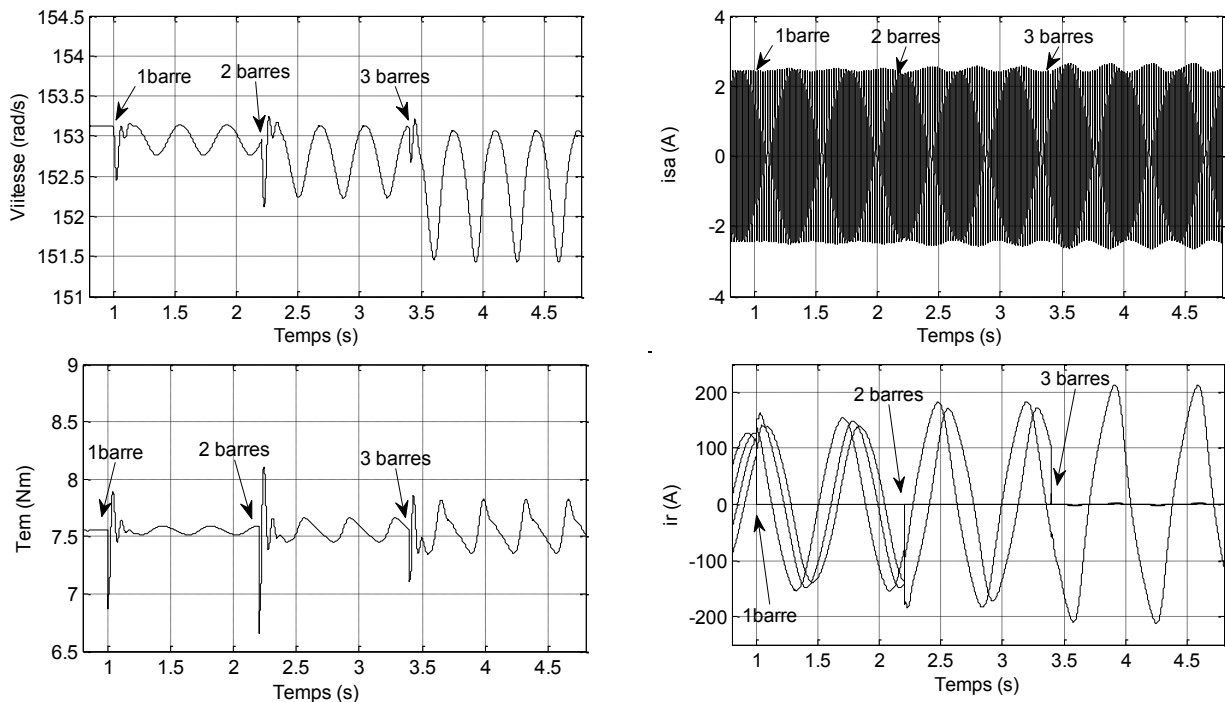


Figure -3.4- Grandeurs de la machine avec application du défaut de cassure d'une, de deux et de trois barres.

Pour faciliter l'analyse des grandeurs de la machine lors de la rupture de barres rotoriques, on utilise l'analyse par FFT du courant statorique et de la vitesse de rotation qui permet de mettre en évidence des harmoniques présents dans le spectre des signaux et le suivi de la forme de Lissajous qui se manifeste par la variation de son épaisseur.

Les figures -3.5- et -3.6- présentent respectivement les spectres du courant statorique autour de la fréquence d'alimentation de 50Hz et le spectre de la vitesse de rotation à fréquence inférieure à 20Hz pour un MAS chargé par son couple nominal et pour un fonctionnement sain et avec rupture de barres.

La figure -3.7- présente la forme de Lissajous donnant ' $i_{sq}^{(s)} = f(i_{sd}^{(s)})$ ' pour les mêmes conditions de fonctionnement.

Lors de la simulation du moteur sain, nous observons seulement l'harmonique fondamental de fréquence $f_s = 50\text{Hz}$ sur le spectre du courant statorique, et la composante continue sur le spectre de la vitesse de rotation. La forme de Lissajous se présente comme un cercle.

Lorsqu'un défaut de rupture de barre est introduit, nous remarquons l'apparition de nouveaux harmoniques de part et d'autre du fondamental sur le spectre du courant à des fréquences de $(1 \pm 2ks)f_s$, ainsi que des harmoniques de fréquences $2ksf_s$ sur le spectre de la vitesse. Nous

remarquons que l'amplitude de ces harmoniques augmente avec le nombre de barres rompues. En ce qui concerne le forme de Lissajous, le défaut de barre se manifeste par l'augmentation de son épaisseur.

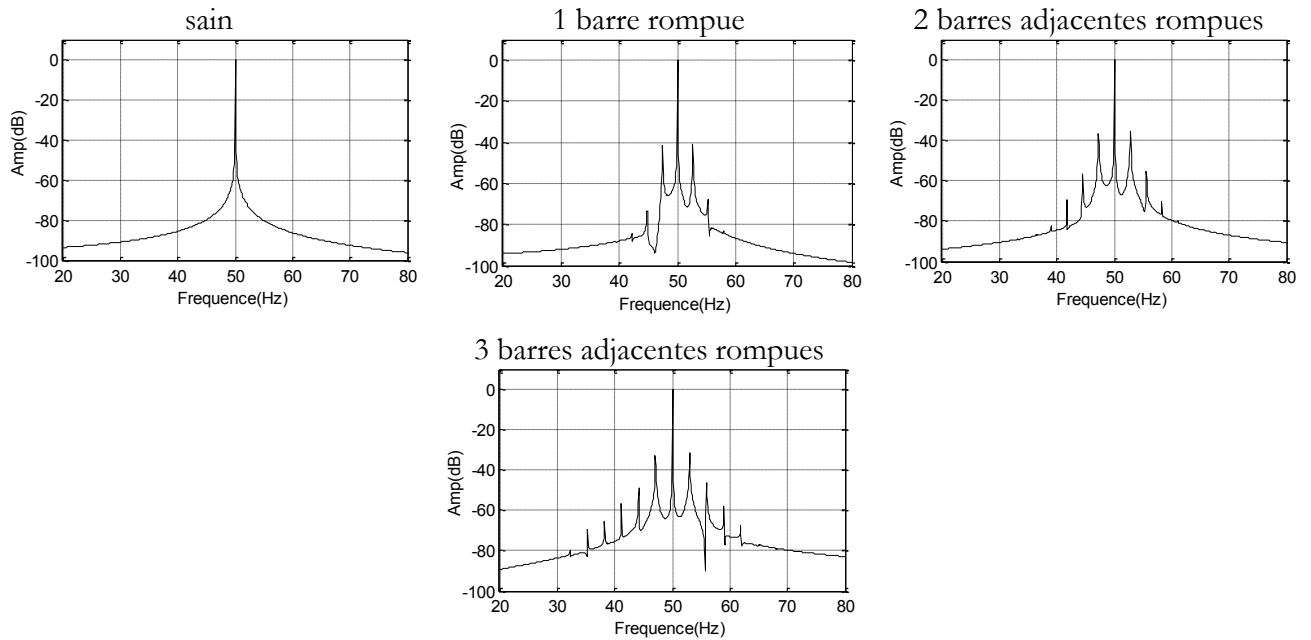


Figure -3.5- Spectre du courant statorique du moteur en charge nominale pour un fonctionnement sain et avec défaut de barres.

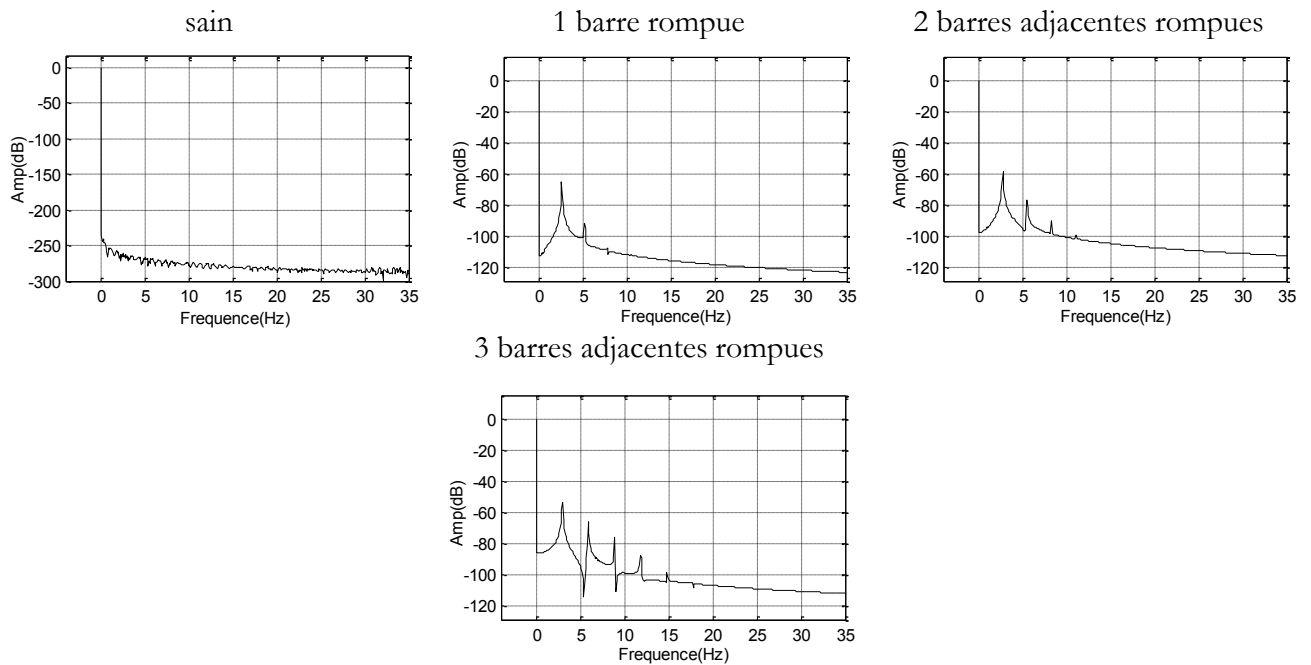


Figure -3.6- Spectre de la vitesse de rotation du moteur en charge nominale pour un fonctionnement sain et avec défaut de barres.

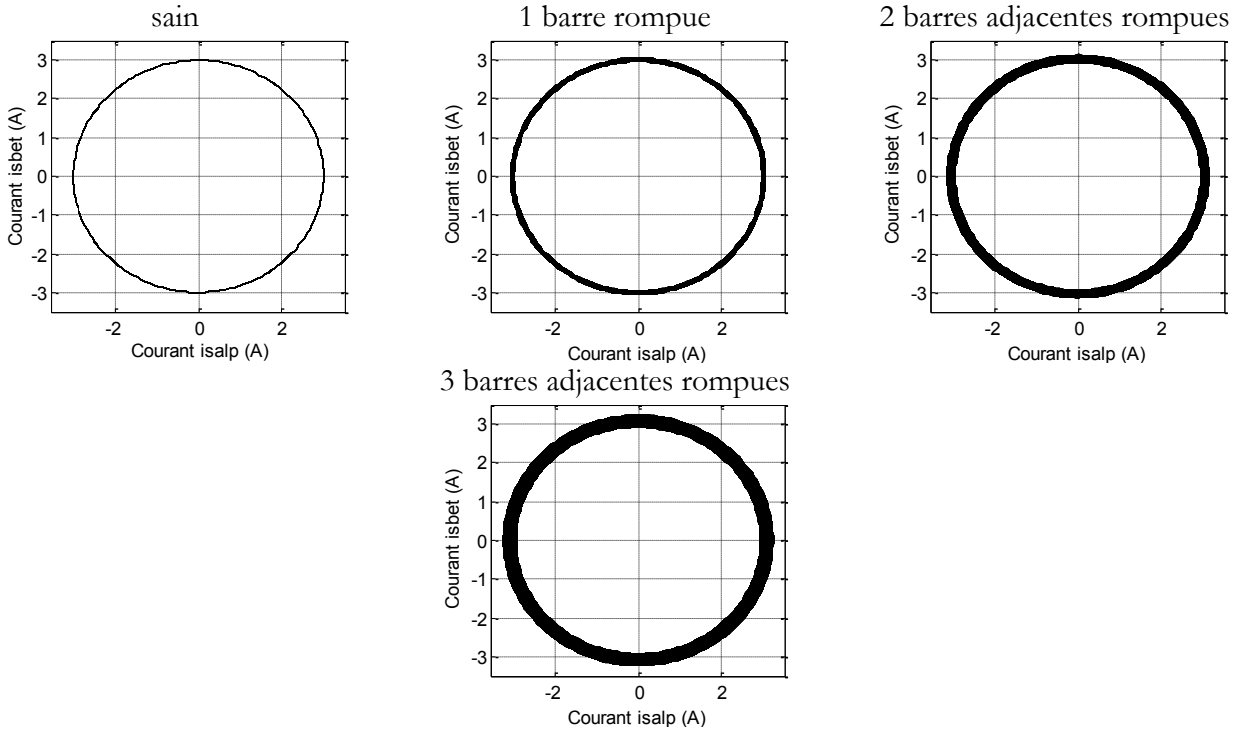


Figure -3.7-Forme de Lissajous $i_{sq}^{(s)} = f(i_{sd}^{(s)})$ du moteur en charge nominale pour un fonctionnement sain et avec défaut de barres.

3.3. Commande vectorielle de la MAS en présence du défaut de barres

La théorie de la commande vectorielle par orientation de flux à été fondée par Kovacs en 1959 et repris au début des années 70 par F. Blaschke [LEO90] [CAR95]. Elle est basée sur l'orientation du repère de Park tournant de façon à ce que son axe direct 'd' soit aligné avec le vecteur flux rotorique. L'objectif est de réaliser un découplage entre le contrôle du flux et du couple de la machine asynchrone. Vu que la machine est alimentée par une seule source qui fournit le courant d'alimentation, la commande vectorielle amène à séparer entre la composante du courant statorique qui contrôle le flux et celle qui pilote le couple électromagnétique. Ce qui permet d'avoir une commande de la machine asynchrone similaire à une machine à courant continu à excitation indépendante où le découplage entre le flux et le couple existe naturellement [LEO90] [GRE97]. La figure -3.8- présente l'analogie entre la commande de la machine asynchrone et la machine à courant continu à excitation séparée.

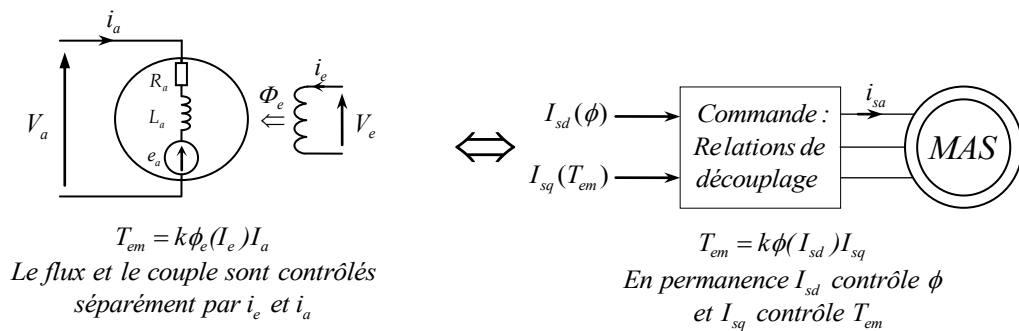


Figure -3.8-Equivalence entre la machine asynchrone et la machine à courant continu à excitation séparée

Il existe deux types de la commande vectorielle à flux orienté : Commande direct et commande indirecte.

Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté : Connue sous le nom de contrôle direct du flux (DFOC) Direct Field Oriented Control, cette méthode exige une bonne connaissance du module et de la phase du flux rotorique quelque soit le régime transitoire effectué [DAV04].

Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple). Par contre l'installation de capteurs de flux augmente le coût de fabrication [DAV04]. Pour cette raison, une deuxième méthode basée sur l'estimation (boucle ouverte) ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesures effectuées sur le montage (courants, tensions, vitesse) est généralement utilisée.

Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté : Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence [DAV04]. L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui, par définition, ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence et du flux rotorique de référence, la méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire.

3.3.1. Principe de la commande

Le principe de base de la commande vectorielle à flux rotorique orienté consiste à faire tourner le repère de Park à la même vitesse que le champ rotorique de sorte que l'axe 'd' coïncide avec le vecteur flux rotorique comme le montre la figure -3.9-.

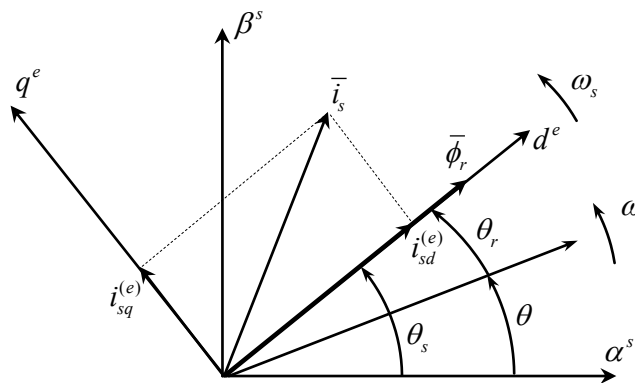


Figure -3.9- Principe de la commande à flux rotorique orienté.

Si le repère est parfaitement orienté, on peut supposer que la composante du flux suivant l'axe 'q' est nulle tel que :

$$\phi_{rd}^{(e)} = \phi_r \quad \text{et} \quad \phi_{rq}^{(e)} = \dot{\zeta}_{rq} \quad (3.43)$$

Les composantes du courant magnétisant deviennent :

$$i_{md}^{(e)} = i_m^{(e)} \quad \text{et} \quad i_{mq}^{(e)} = \dot{\zeta}_{mq} \quad (3.44)$$

Par substitution de la condition donnée par l'équation (3.43) dans le modèle de la machine asynchrone exprimé dans un repère de Park lié au champ rotorique permet d'avoir la forme suivante :

$$v_{sd}^{(e)} = \sigma l_s \frac{di_{sd}^{(e)}}{dt} + (r_s + r_r \frac{m_{sr}^2}{l_r^2}) i_{sd}^{(e)} - \omega_s \sigma l_s i_{sq}^{(e)} - \frac{m_{sr}}{l_r^2} r_r \phi_r^{(e)} \quad (3.45)$$

$$v_{sq}^{(e)} = \sigma l_s \frac{di_{sq}^{(e)}}{dt} + (r_s + r_r \frac{m_{sr}^2}{l_r^2}) i_{sq}^{(e)} + \omega_s \sigma l_s i_{sd}^{(e)} + \frac{m_{sr}}{l_r} \omega \phi_r^{(e)} \quad (3.46)$$

$$0 = -m_{sr} \frac{r_r}{l_r} i_{sd}^{(e)} + \frac{d\phi_r^{(e)}}{dt} + \frac{r_r}{l_r} \phi_r^{(e)} \quad (3.47)$$

$$0 = -m_{sr} \frac{r_r}{l_r} i_{sq}^{(e)} + \omega_r \phi_r^{(e)} \quad (3.48)$$

D'autre part, le couple électromagnétique prend la forme suivante :

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \frac{m_{sr}}{l_r} \phi_r^{(e)} i_{sq}^{(e)} = \frac{3}{2} p \frac{m_{sr}^2}{l_r} i_m^{(e)} i_{sq}^{(e)} \quad (3.49)$$

L'équation (3.47) indique que le flux rotorique ' ϕ_r ' ($i_m^{(e)}$) dépend seulement de la composante du courant statorique ' $i_{sd}^{(e)}$ '. Elle peut être reformulée comme suit :

$$\phi_r^{(e)} = \frac{m_{sr}}{T_r s + 1} i_{sd}^{(e)} \quad (3.50)$$

Avec, ' $T_r = l_r / r_r$ ' : la constante du temps rotorique et ' s ' : l'opérateur de Laplace

A partir de l'équation (3.49), si le flux est maintenu constant par action sur la composante du courant ' $i_{sd}^{(e)}$ ', le couple électromagnétique ' T_{em} ' varie linéairement en fonction de l'autre composante du courant ' $i_{sq}^{(e)}$ '. Donc, la commande à flux orienté pilote la machine asynchrone comme il est réalisé naturellement pour la machine à courant continu.

Dans le cas de la commande indirecte à ' ϕ_r ' orienté, la composante directe du courant statorique ' $i_{sd}^{(e)*}$ ' nécessaire pour imposer le module du flux de référence ' ϕ_r^* ', peut être déterminée à partir de l'équation (3.50), tel que :

$$i_{sd}^{*(e)} = \frac{T_r s + 1}{m_{sr} (\tau s + 1)} \phi_r^{*(e)} \quad (3.51)$$

Où τ est la constante du temps du filtre ajouté pour rendre réalisable l'inverse de l'équation (3.50). Sa valeur est fixée de sorte que : $\tau < T_r / 10$.

Par contre, la composante du courant ' $i_{sq}^{*(e)}$ ' nécessaire pour imposer le couple de référence ' T_{em}^* ' est déterminée à partir de l'équation (3.49), tel que :

$$i_{sq}^{*(e)} = \frac{2}{3} \frac{l_r}{p m_{sr} \phi_r^{(e)}} T_{em}^* \quad (3.52)$$

L'angle de position du flux rotorique ' θ_s^* ', nécessaire pour orienter du repère de Park dont le but d'effectuer les transformations des grandeurs, est obtenue comme suit :

$$\theta_s^* = \int \omega_s^* dt \quad (3.53)$$

Où, ' $\omega_s^* = \omega_r^* + \omega$ ' est la vitesse de référence du vecteur flux rotorique, ' $\omega = p\Omega$ ' est la vitesse électrique de rotation. Notons que la vitesse électrique de glissement ' ω_r^* ' est obtenue par l'équation (3.48), tel que :

$$\omega_r^* = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}^{*(e)}}{i_{sd}^{*(e)}} \quad (3.54)$$

La structure générale de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté associée au réglage de vitesse d'une machine asynchrone est représentée par la figure -3.10-

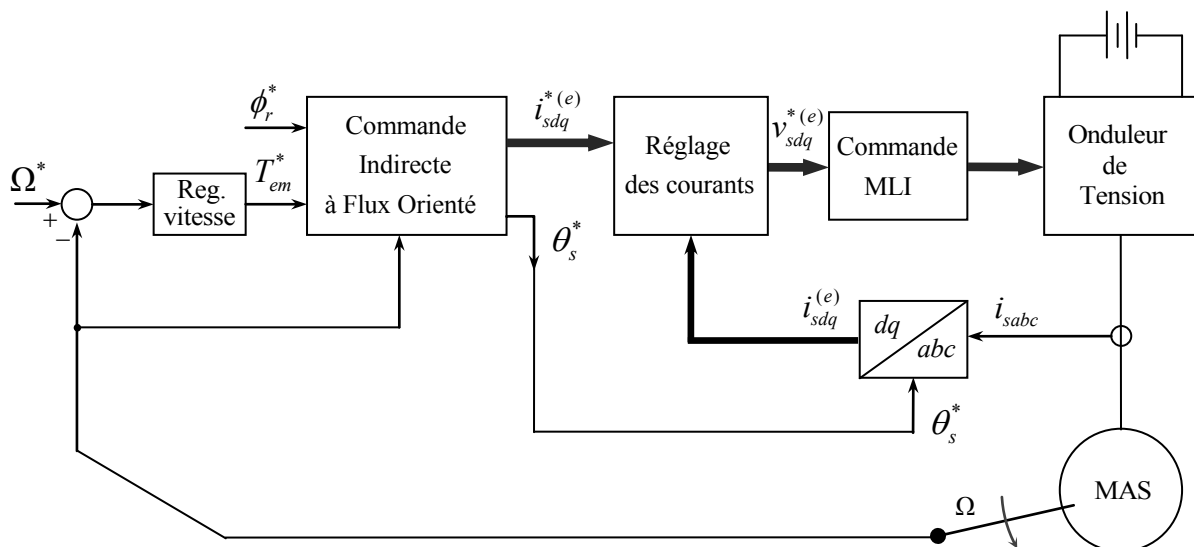


Figure -3.10- Schéma de la structure générale de la commande indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone.

D'après le schéma de la figure -3.10-, présentant la structure du réglage de la vitesse avec la commande vectorielle de la machines asynchrone, le contrôle des courants se fait dans le repère de Park associé au découplage par compensation des f.é.m. de perturbations. Dans la section suivante, nous présentons la synthèse des régulateurs de vitesse et de courants de Park.

3.3.2. Synthèse des régulateurs

Pour réaliser la commande vectorielle indirecte à flux rotorique représentée par la figure -3.10- tout en assurant le découplage entre le contrôle du flux, on doit assurer le contrôle en cascade des courants dans le repère de Park et de la vitesse de rotation. Dans notre cas, nous utilisons des régulateurs classiques de type PI pour le contrôle des courants. Par contre, la régulation de la vitesse de rotation, trois types de régulateurs sont utilisés pour étudier leur influence lorsque la machine présente des ruptures de barres rotoriques. Les régulateurs étudiés sont IP, PI synthétisé par deux techniques et le régulateur de type PIP.

Etant donné que tous les constituants du système d'entraînement de la machine asynchrone et son alimentation possèdent des limitations physiques, il est nécessaire d'introduire des niveaux de saturation bien adaptés à la sortie des différents régulateurs, notamment celle de la vitesse constituant le courant ' i_{sq}^{e**} ' et celles des deux composantes du courant statorique ' i_{sd}^e ' et ' i_{sq}^e ' constituant respectivement les deux tensions de référence ' v_{sd}^{e**} ' et ' v_{sq}^{e**} '. Ceci a des conséquences importantes sur la commande. Quand une grandeur est saturée, la sortie n'est plus influencée par l'entrée et évolue de manière non contrôlée. La sortie du régulateur intégrateur peut alors prendre des valeurs importantes, entraînant à des oscillations ou des phénomènes d'instabilité. Pour ce phénomène produit par l'effet de saturation, nous utilisons la structure anti-saturation (anti-windup).

3.3.2.1. Régulateurs des courants

D'après le schéma de la structure de commande de la figure -3.10-, le maitrise du flux rotorique et du couple électromagnétique de machine asynchrone nécessite la mise en œuvre de boucles de régulation des deux composantes du courant statorique ' $i_{sd}^{(e)*}$ ' et ' $i_{sq}^{(e)*}$ '. Pour synthétiser ces régulateurs, nous employons les équations (3.45) et (3.46) de tensions statoriques après orientation du flux rotorique. Elles sont composées des tensions de réglages et de f.é.m. de perturbations. Ces dernières composantes présentent le couplage résidant dans l'action de ' $v_{sd}^{(e)}$ ' sur ' $i_{sq}^{(e)}$ ' et de ' $v_{sq}^{(e)}$ ' sur ' $i_{sd}^{(e)}$ '. Les équations de tensions prennent la forme suivante :

$$v_{sd}^{(e)} = v_{sd}^{(e)r} + e_d^{(e)} \quad (3.55)$$

$$v_{sq}^{(e)} = v_{sq}^{(e)r} + e_q^{(e)} \quad (3.56)$$

Les tensions de réglage sont données par :

$$v_{sd}^{(e)r} = \sigma l_s \frac{di_{sd}^{(e)}}{dt} + (r_s + r_r \frac{m_{sr}^2}{l_r^2}) i_{sd}^{(e)} \quad , \quad v_{sq}^{(e)r} = \sigma l_s \frac{di_{sq}^{(e)}}{dt} + (r_s + r_r \frac{m_{sr}^2}{l_r^2}) i_{sq}^{(e)}$$

Les f.e.m. de perturbations s'écrivent :

$$e_d^{(e)} = -\omega_s \sigma l_s i_{sq}^{(e)} - \frac{m_{sr}}{l_r^2} r_r \phi_r^{(e)} \quad , \quad e_q^{(e)} = \omega_s \sigma l_s i_{sd}^{(e)} + \frac{m_{sr}}{l_r} \omega \phi_r^{(e)}$$

Après application de la transformation de Laplace aux équations (3.55) et (3.56), nous pouvons établir le schéma du modèle en courant de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique, de la figure -3.11-.

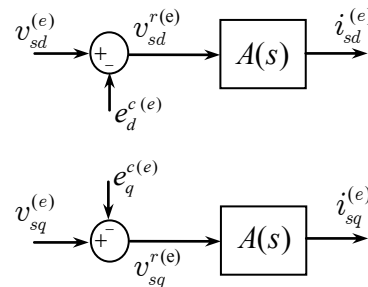


Figure -3.11- Schéma du modèle en courant de la MAS présentant le couplage.

$$\text{Avec : } A(s) = \frac{i_{sd}^{(e)}}{v_{sd}^{(e)r}} = \frac{i_{sq}^{(e)}}{v_{sq}^{(e)r}} = \frac{1}{\sigma l_s s + (r_s + r_r \frac{m_{sr}^2}{l_r^2})}$$

Le transfert précédent peut être mis sous la forme suivante : $A(s) = \frac{a}{s+b}$

$$\text{Où } a = \frac{1}{\sigma l_s} \quad \text{et} \quad b = \frac{(r_s + r_r \frac{m_{sr}^2}{l_r^2})}{\sigma l_s}$$

Si les termes de couplage ' $e_d^{(e)}$ ' et ' $e_q^{(e)}$ ' sont reconstitués et compensés par découplage classique, la dynamique des courants relativement aux tensions se réduisent à une fonction de transfert de premier ordre ' $A(s)$ '. Le schéma de réglage des courants est représenté par la figure -3.12-.

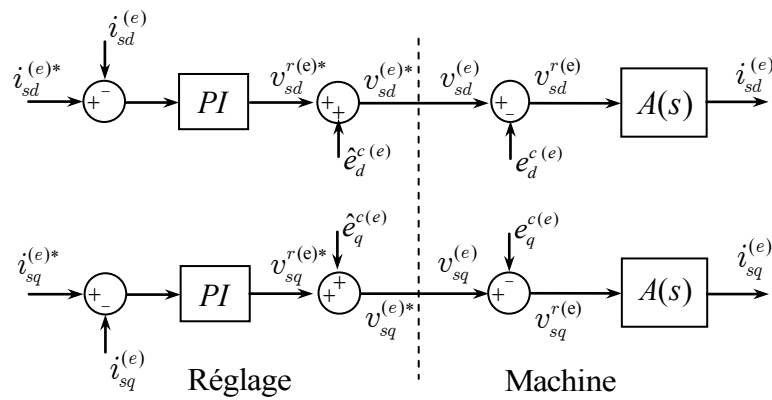


Figure -3.12- Schéma de réglage des courants avec découplage par compensation.

Pour le réglage des courants, on se contente des régulateurs classiques de type PI. La synthèse est effectuée pour le courant ' $i_{sd}^{(e)}$ ' et les résultats obtenus peuvent être étendus au régulateur du courant ' $i_{sq}^{(e)}$ ' par simple changement d'indices. Le schéma bloc du réglage du courant est représenté par la figure -3.13-.

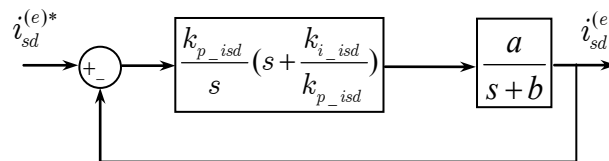


Figure -3.13- Schéma bloc de réglage du courant ' $i_{sd}^{(e)}$ '.

Pour le dimensionnement du régulateur PI, Nous adoptons la technique de compensation du zéro introduit par le régulateur avec le pôle de la fonction de transfert ' $A(s)$ ', il vient :

$$\frac{k_{I_isd}}{k_{P_isd}} = b \quad (3.57)$$

La fonction de transfert en boucle fermée devient du premier ordre :

$$\frac{i_{sd}^{(e)}}{i_{sd}^{(e)*}} = \frac{ak_{P_{-i_{sd}}}}{s + ak_{P_{-i_{sd}}}} \quad (3.58)$$

Ce qui permet de déterminer le gain ' $k_{P_{-i_{sd}}}$ ' par imposition de la constante de temps en boucle fermée ' $\tau_{i_{BF}}$ ', d'où :

$$k_{P_{-i_{sd}}} = \frac{1}{a\tau_{i_{BF}}} \quad (3.59)$$

3.3.2.2. Régulateurs de vitesse

Dans le cadre d'une régulation cascade, il est impératif que les boucles internes soient plus rapides que celles des boucles externes. Cette condition permet de trouver explicitement les paramètres adéquats des correcteurs. Par conséquent, de bonnes performances dynamiques du système peuvent être atteintes.

Pour une MAS, il est tout à fait clair que le couple est contrôlé par action sur le courant i_{sq} . Par conséquent, la sortie du correcteur de la boucle externe fournit la référence qui sera imposée pour la boucle interne de courant d'axe 'q'. C'est ainsi que dans ces conditions, de commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la conception du contrôle de la vitesse.

a/. Commande de la vitesse par PI

En négligeant le retard introduit par le filtre du capteur de vitesse et en considérant ainsi que la régulation du courant statorique d'axe 'q' s'effectue dans des conditions normales, la régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel de la figure -3.14-.

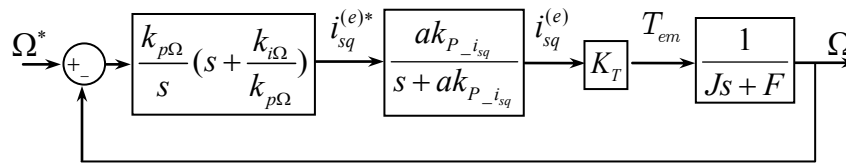


Figure -3.14- Boucle de régulation de vitesse par PI.

Avec $K_T = \frac{2}{3} p \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r^*$: la constante du couple électromagnétique.

Sur la base de la structure de contrôle en cascade de la figure -3.14-, on supposera que la dynamique de la boucle interne est suffisamment rapide de telle sorte que l'on puisse admettre que les variables internes ($i_{sd}^{(e)}$ et $i_{sq}^{(e)}$) ont déjà atteint leurs valeurs de références et qu'elles se trouvent dans leurs états stationnaires, c'est-à-dire, $i_{sd}^{(e)} = i_{sd}^{(e)*}$ et $i_{sq}^{(e)} = i_{sq}^{(e)*}$. Cela veut dire que la boucle interne de courant est approximée par un gain unitaire.

• Dimensionnement par imposition d'un modèle de poursuite

Dans une régulation cascade, avec une correction de type *PI* sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme une perturbation extérieure, on dispose d'une fonction de transfert en boucle ouverte :

$$\frac{\Omega}{\varepsilon_{\Omega}} = \frac{k(s + k_{i\Omega} / k_{p\Omega})}{s(JS + F)} \quad (3.60)$$

Avec :

$$k = k_{p\Omega} K_T \text{ et } \varepsilon_{\Omega} = \Omega^* - \Omega$$

D'où la fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{k(s + k_{i\Omega} / k_{p\Omega})}{Js^2 + (F + k)s + k(k_{i\Omega} / k_{p\Omega})} \quad (3.61)$$

Il s'agit donc de dimensionner le régulateur en imposant que la fonction de transfert (3.61) soit égale à une fonction de transfert $T(s)$ donnée, dite modèle de poursuite ou modèle de référence :

$$\frac{k(s + k_{i\Omega} / k_{p\Omega})}{Js^2 + (F + k)s + k(k_{i\Omega} / k_{p\Omega})} = T(s) \quad (3.62)$$

Pour cette boucle, nous envisageons que la régulation de vitesse est gouvernée par un modèle de référence décrit par un transfert du premier ordre, tel que :

$$T(s) = \frac{1}{\tau_{vf}s + 1}$$

τ_{vf} est la constante de temps équivalente du modèle de poursuite imposé. Ainsi, la réduction de l'ordre du système bouclé revient donc à adopter la technique de compensation du zéro de *PI* par le pôle de la partie mécanique du moteur. Suite à la sélection de la bande passante souhaitée, les gains $k_{p\Omega}$ et $k_{i\Omega}$ sont systématiquement calculés. En effet, les relations suivantes sont vérifiées :

$$k_{p\Omega} = \frac{J}{K_T \tau_{vf}} \quad , \quad k_{i\Omega} = k_{p\Omega} \frac{F}{J} \quad (3.63)$$

• Dimensionnement par la méthode de Ziegler-Nichols

L'approche dite de Ziegler-Nichols est destinée à ajuster rapidement et à moindres frais les paramètres des régulateurs *P*, *PI* et *PID*. Cette méthode d'essence expérimentale, ne requiert pas de modèle explicite. Elle se fonde sur un essai en boucle fermée incluant un simple correcteur proportionnel [LON06]. Le gain proportionnel K_p de ce correcteur est graduellement augmenté jusqu'à la limite de la stabilité, ce que se manifeste par un régime permanent oscillatoire (pompage). La démarche est illustrée dans la figure -3.15-.

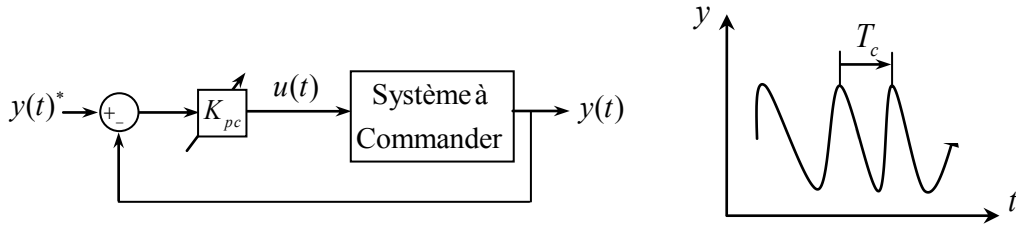


Figure -3.15- Essai pour la synthèse d'un régulateur selon la méthode de Ziegler-Nichols.

Le gain K_{pc} du régulateur générant ce régime, dit gain critique, et la période T_c des oscillations, rencontrée sous le nom de période critique, sont mesurés. En se fondant sur les résultats ainsi obtenus, les paramètres des régulateurs P , PI , PID sont déterminés selon les indications du tableau -3.5-

Les essais effectués sur notre système nous à conduit à trouver les paramètres suivants :

$$k_{p\Omega} = 0.1 \quad , \quad k_{i\Omega} = 0.2$$

Tableau -3.5- Ajustement des paramètres des régulateurs P , PI , PID selon la méthode de **Ziegler-Nichols**.

Type	K_p	$T_i = K_p / K_i$	$T_d = K_d / K_p$
P	$0.5 K_{pc}$		
PI	$0.45 K_{pc}$	$0.83 T_c$	
PID	$0.6 K_{pc}$	$0.5 T_c$	$0.125 T_c$

b/. Commande de la vitesse par IP

A l'opposé du régulateur PI qui introduit un zéro supplémentaire en boucle fermée, le correcteur intégral-proportionnel IP est essentiellement différent du correcteur PI . L'emploi d'une telle structure contourne ce problème en filtrant ce zéro en boucle fermée et en imposant, par conséquent, uniquement deux pôles. La spécification de ces pôles se traduit par fixation du taux d'amortissement et de la pulsation naturelle. En plus, le correcteur IP permet le filtrage de la consigne, ce qui améliore fortement la robustesse du système.

Le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse incluant le correcteur IP est illustré par la figure -3.16- .

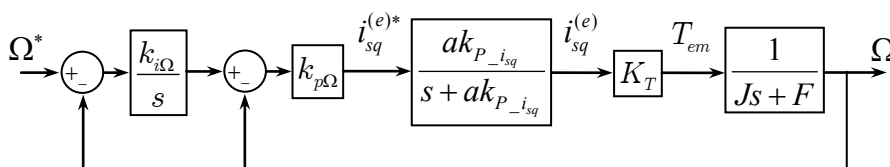


Figure -3.16- Boucle de régulation de vitesse avec IP.

La fonction de transfert en boucle fermée de vitesse est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{(k_{i\Omega}k_{p\Omega}K_T)/J}{s^2 + \frac{F + k_{p\Omega}K_T}{J}s + \frac{k_{i\Omega}k_{p\Omega}K_T}{J}} \quad (3.64)$$

La fonction de transfert (3.64), identifiée à celle d'un système de second ordre, est de la forme suivante :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta s + \omega_n^2} \quad (3.65)$$

Avec : ζ coefficient d'amortissement.

ω_n pulsation propre non amortie.

Ce qui entraîne à déterminer les coefficients du régulateur *IP* suivants :

$$k_{p\Omega} = \frac{(2\zeta\omega_n)J - F}{K_{T_{em}}}, \quad k_{i\Omega} = \frac{\omega_n^2 J}{(2\zeta\omega_n)J - F} \quad (3.66)$$

Par un choix convenable de l'amortissement et du temps de réponse, nous pouvons calculer aisément les coefficients du régulateur d'après l'équation (3.66).

c/. Commande de la vitesse par PIP

Pour le dimensionnement de ce type de régulateur, la dynamique du contrôle du courant $i_{sq}^{(e)}$ est prise en compte. Le schéma bloc de la régulation de la vitesse par le correcteur *PIP* est illustré par la figure -3.17-.

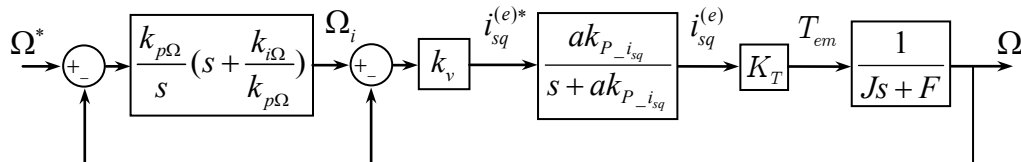


Figure -3.17- Boucle de régulation de vitesse avec PIP.

La boucle interne est insérée à cause de l'existence du pôle lent ($-F/J$) proche de l'axe imaginaire (comportement proche d'un intégrateur). Cette boucle permet de changer la disposition des pôles de Ω/Ω_i en imposant un coefficient d'amortissement $\zeta_V = 1$ pour avoir deux pôles réels égaux.

La F.T. en B.F. de la boucle de réglage interne est :

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{k_V \cdot k_{p_ismq} \cdot a \cdot K_T / J}{s^2 + (K_{p_ismq} \cdot a + \frac{F}{J})s + \frac{k_{p_ismq} \cdot a \cdot F}{J} + \frac{k_V \cdot k_{p_ismq} \cdot a \cdot K_T}{J}}$$

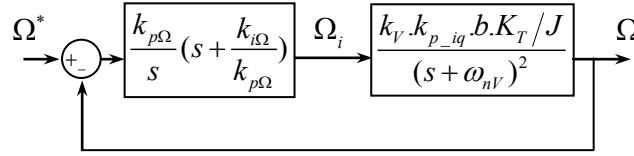
Par identification avec un 2^{ème} ordre, et après imposition du coefficient d'amortissement $\zeta_V = 1$, on trouve :

$$\omega_{nV} = \frac{1}{2} (k_{p_ismq} \cdot a + F/J), \quad k_V = \left(\omega_{nV}^2 - k_{p_ismq} \cdot a \cdot F/J \right) \frac{J}{k_{p_ismq} \cdot b \cdot K_T} \quad (3.67)$$

La F.T. en B.F. de la boucle interne peut s'écrire comme suit :

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{k_V \cdot k_{p_isq} \cdot a \cdot K_T / J}{(s + \omega_{nV})^2}$$

Le schéma bloc de réglage devient :



Par compensation du zéro introduit par le régulateur avec un des deux pôles du système, la F.T. en B.F. devient :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{k_{pΩ} \cdot k_V \cdot k_{p_isq} \cdot a \cdot K_T / J}{s^2 + \omega_{nV} s + k_{pΩ} \cdot k_V \cdot k_{p_isq} \cdot a \cdot K_T / J}$$

Par identification de cette fonction de transfert avec celle d'un 2^{ème} ordre et imposition du coefficient d'amortissement ξ_Ω , on déduit les coefficients du régulateur suivants :

$$\omega_{n\Omega} = \omega_{nV} / 2\xi_\Omega, \quad k_{p\Omega} = \frac{J \cdot \omega_{n\Omega}^2}{k_V \cdot k_{p_isq} \cdot a \cdot K_T}, \quad k_{i\Omega} = k_{p\Omega} \cdot \omega_{nV} \quad (3.68)$$

3.3.3. Résultats de simulation de la commande vectorielle :

Les conditions adoptées pour réaliser les algorithmes de simulation numérique sont faite de façon à correspondre à ceux qui seront développées par voie d'expérimentation. La simulation est effectuée sous MATLAB/Simulink avec la méthode d'intégration d'Euler et un temps de calcul de 200 μ s.

Dans cette partie nous présentons deux tests de simulation :

- La 1^{ère} pour tester les performances de la commande vectorielle
- La 2^{ème} pour analyser le comportement des grandeurs de la machine pilotée par la commande vectorielle lorsqu'il se produit des ruptures de barres.

Nous considérons une commande vectorielle indirecte avec réglage des courants par PI et de la vitesse par PI dimensionné par imposition du modèle de poursuite calculés suivant les méthodes présentées dans la section (3.3.2), les coefficients des régulateurs sont présentés en annexe (B.1).

Nous utilisons le modèle de Park avec les paramètres du tableau -3.2- pour la commande vectorielle et le modèle à mailles avec les paramètres du tableau -3.3- pour simuler la machine.

La figure -3.18- présente les grandeurs de la MAS pilotée par la commande vectorielle suivant l'essai suivant : Application d'un échelon de vitesse pour une valeur de 500 tr/min à l'instant $t = 1s$ après l'établissement du flux. Un couple de charge de 3 Nm est appliqué entre les instants $t = 3s$ et

$t=5s$. Ensuite, une inversion de la consigne de la vitesse est appliquée à l'instant $t=9s$. L'application du couple de charge de $-3Nm$ est effectuée entre les instants $t=11s$ et $t=14s$.

Nous remarquons que la vitesse suit sa référence avec une dynamique meilleure. Lors de l'application du couple de charge, nous observons une chute de vitesse momentanée compensée grâce à une augmentation de la référence du courant $i_{sq}^{(e)*}$ délivrée par le régulateur de vitesse. Les courants suivent leurs références et le courant $i_{sd}^{(e)}$ est en parfait accord avec l'évolution du couple. Le courant $i_{sd}^{(e)}$ est peu perturbé durant le régime transitoire.

La figure -3.19- présente l'influence des ruptures de barres sur la marche de la MAS en commande vectorielle. Après établissement du flux, on impose une référence de vitesse de $1400\text{tr}/\text{min}$ à $t=0.5s$ suivi d'une application du couple de charge de $7Nm$ à $t=2s$. Après l'établissement du régime permanent, nous procédons à la simulation de la rupture de la 1^{ère} barre à l'instant $t=3s$. On observe des fluctuations du couple dues à cette dissymétrie du rotor qui se retrouvent sur le courant de référence $i_{sq}^{(e)*}$. On note que ce courant présente ces oscillations pour compenser les ondulations du couple afin de maintenir la vitesse à sa valeur de référence. Cette dissymétrie se répercute aussi sur le courant $i_{sd}^{(e)}$.

On constate que la vitesse est ondulée autour de sa référence, on note qu'elle est moins perturbée en présence de la régulation. On remarque la modulation du courant statorique dès la rupture de la 1^{ère} barre, cela est moins prononcé lorsque la machine est alimentée en boucle ouverte.

La rupture de la 2^{ème} barre à l'instant $t=4.5s$ et la 3^{ème} barre à $t=6s$ aggrave la dissymétrie du rotor, les courants suivent leur références. Les oscillations observées au niveau des courants de Park, du courant statorique et de la vitesse de rotation deviennent plus importantes.

Remarquons toutefois que le découplage entre le contrôle du flux et du couple n'est plus parfait du fait que le modèle de Park équivalent n'est plus valable lors de la présence du défaut de barre. Le courant $i_{sd}^{(e)}$ ne suit pas parfaitement sa référence tout en présentant des oscillations qui deviennent plus importantes avec le nombre de barres rompues et le couple de charge appliqué à la machine.

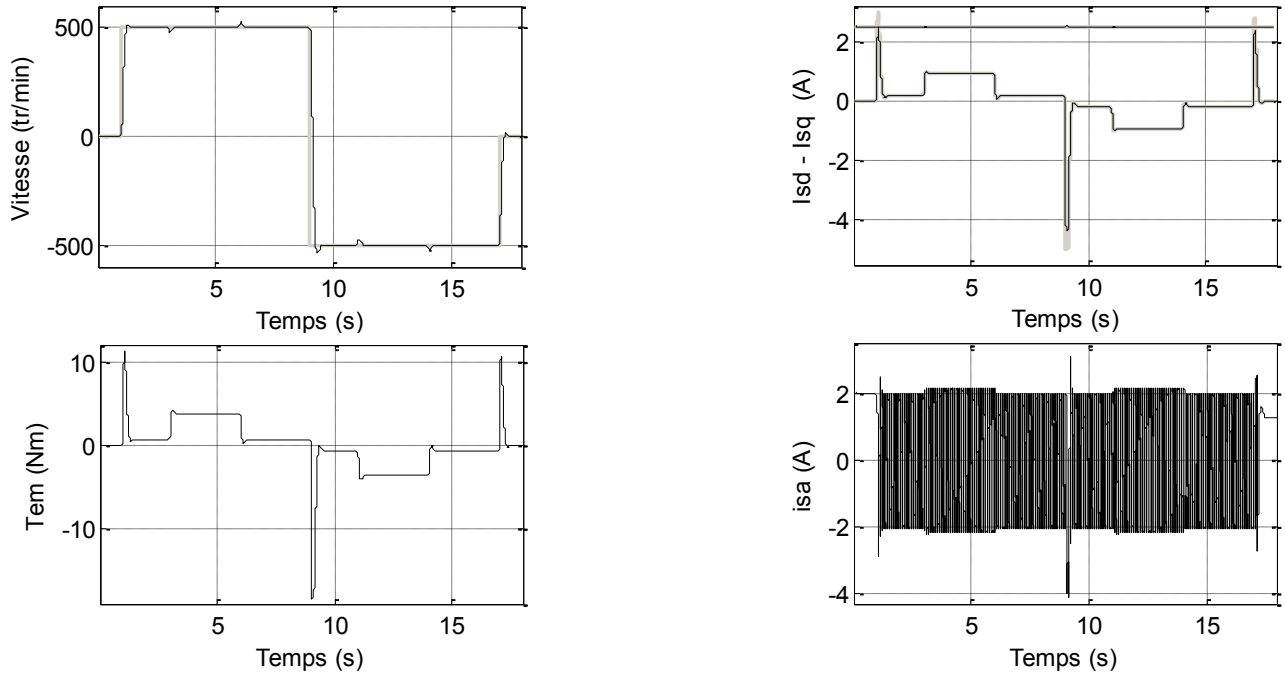


Figure -3.18- Grandeurs de la machine saine pilotée par la commande vectorielle avec réglage de vitesse par PI et référence variable.

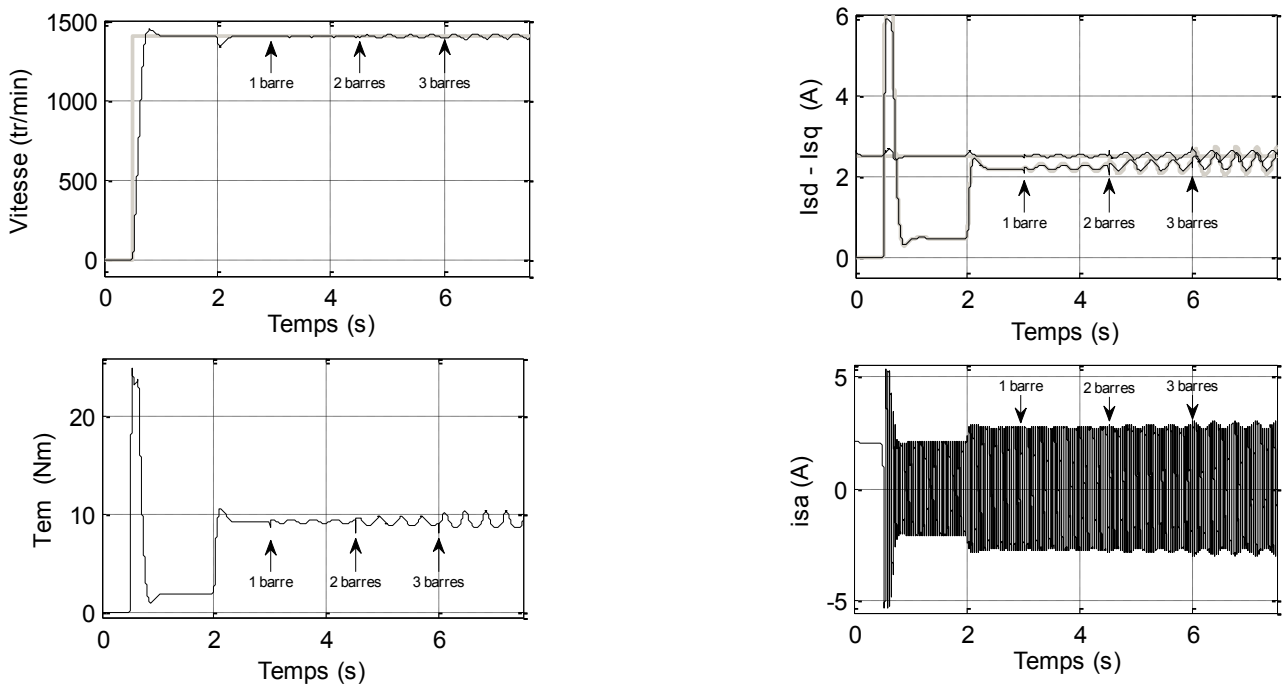


Figure -3.19- Grandeurs de la machine pilotée par la commande vectorielle avec réglage de vitesse par PI et application du défaut de cassure d'une, de deux et de trois barres.

3.3.4. Comparaison des régulateurs

Afin de faire une comparaison entre les régulateurs de vitesse, on a effectué des simulations pour le même essai suivant : application d'une commande en vitesse avec un signal rampe pour atteindre 1400 tr/min à l'instant $t = 1 \text{ s}$ suivi d'une inversion du sens déclenché à l'instant $t = 8.5 \text{ s}$ et un arrêt à $t = 16.5 \text{ s}$. Un couple de charge de 7 Nm est appliqué entre les instants $t = 3 \text{ s}$ et $t = 6 \text{ s}$, et de -7 Nm entre les instants $t = 11 \text{ s}$ et $t = 14 \text{ s}$.

Les figures -3.20-, -3.21-, -3.22- et -3.23- présentent les simulations de la marche de la MAS en commande vectorielle respectivement pour les régulateurs de vitesse : IP , PI (dimensionné par imposition des pôles), PIP et PI -Zieg (dimensionné par Ziegler Nichols) et cela pour un moteur sain et avec rupture de deux barres.

Nous remarquons que chaque régulateur assure un bon suivi de la référence avec rapidité et dynamiques différentes. A la présence du défaut de barres, des oscillations apparaissent sur les grandeurs notamment en régimes transitoires et lors de l'application du couple de charge. Leurs amplitudes diffèrent d'un régulateur à l'autre.

Les performances dynamiques ainsi que le découplage sont affectés par le défaut et la chute de vitesse augmente lors de l'application du couple de charge relativement au fonctionnement sain.

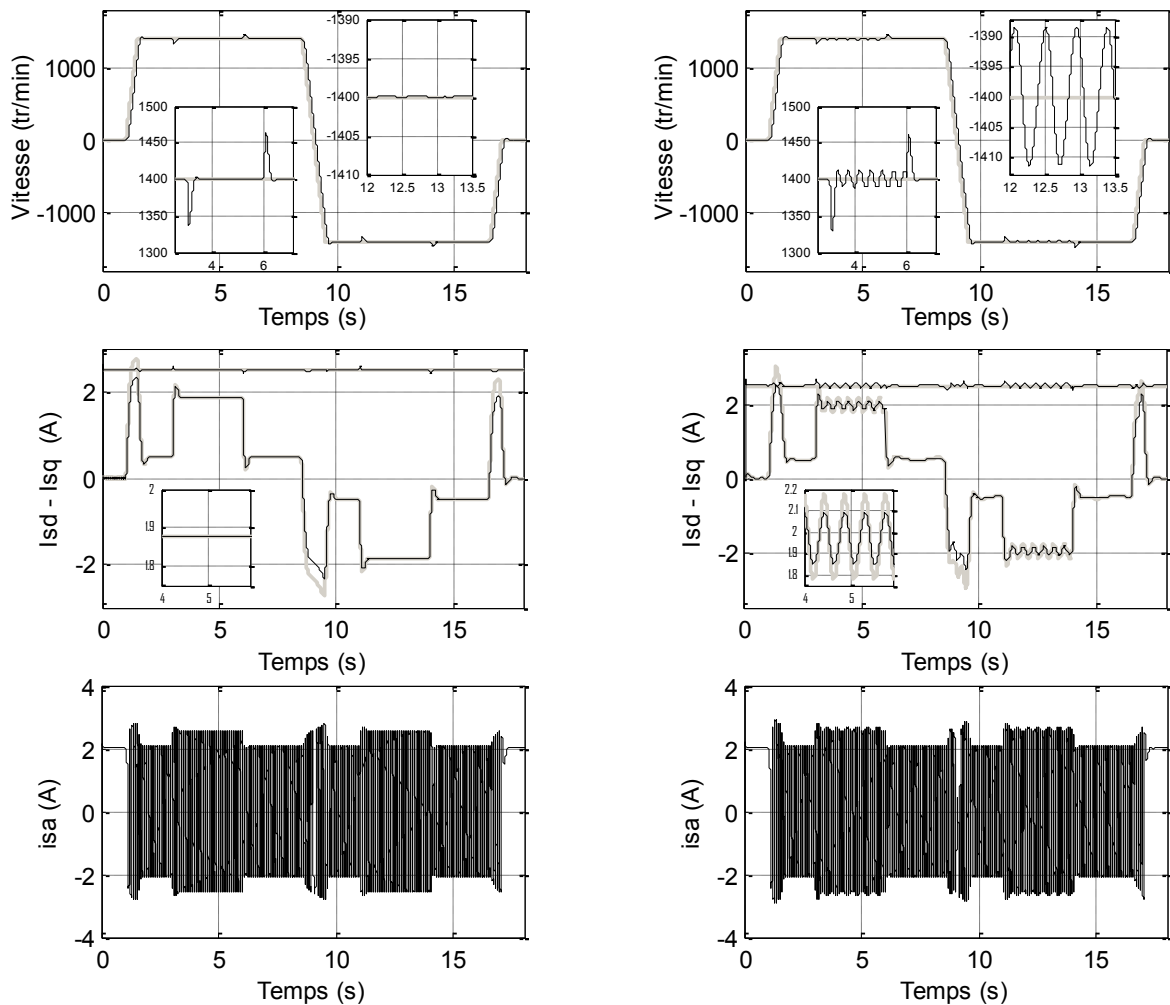


Figure -3.20- Comportement de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par IP : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).

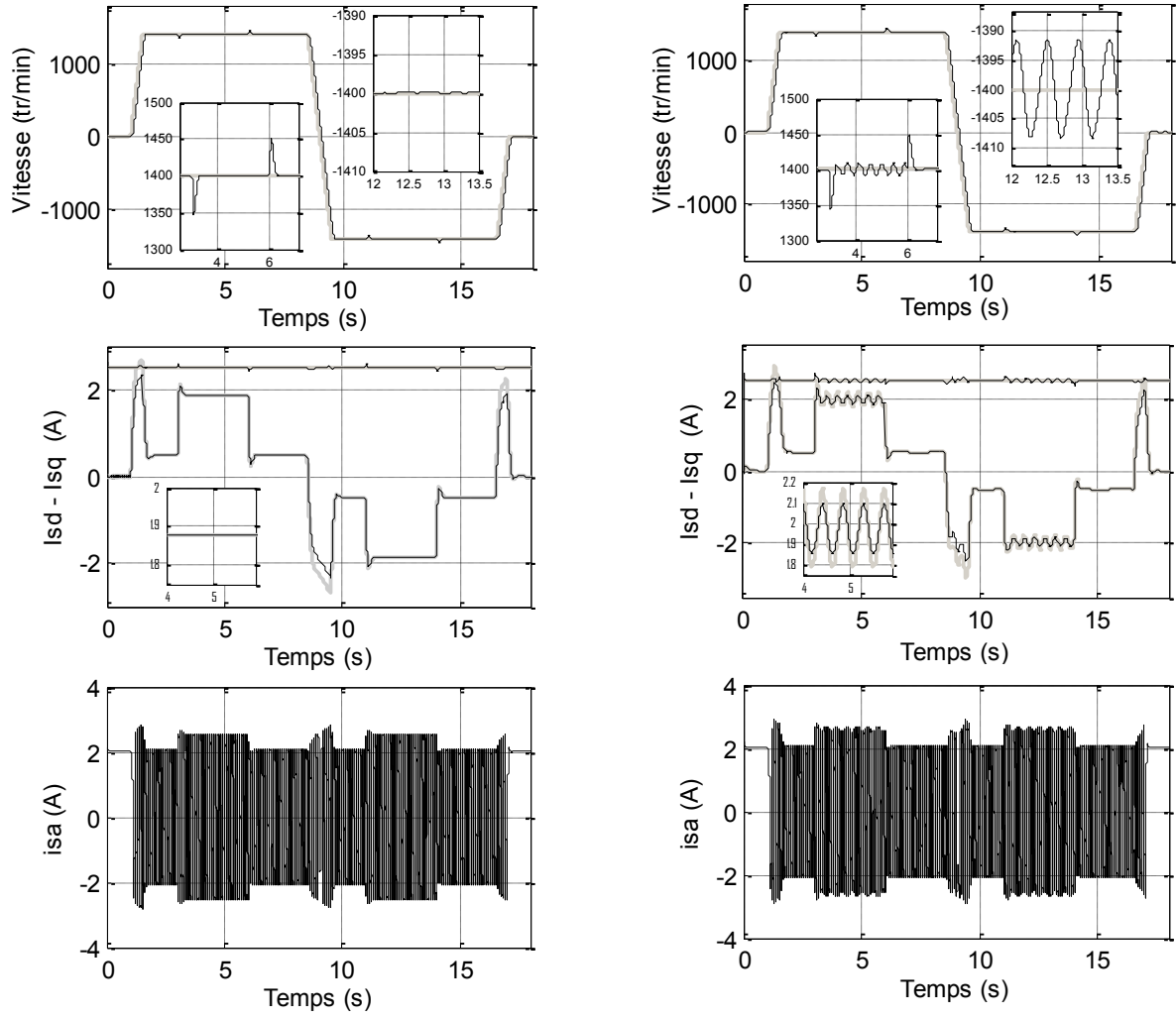


Figure -3.21- Comportement de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par PI : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).

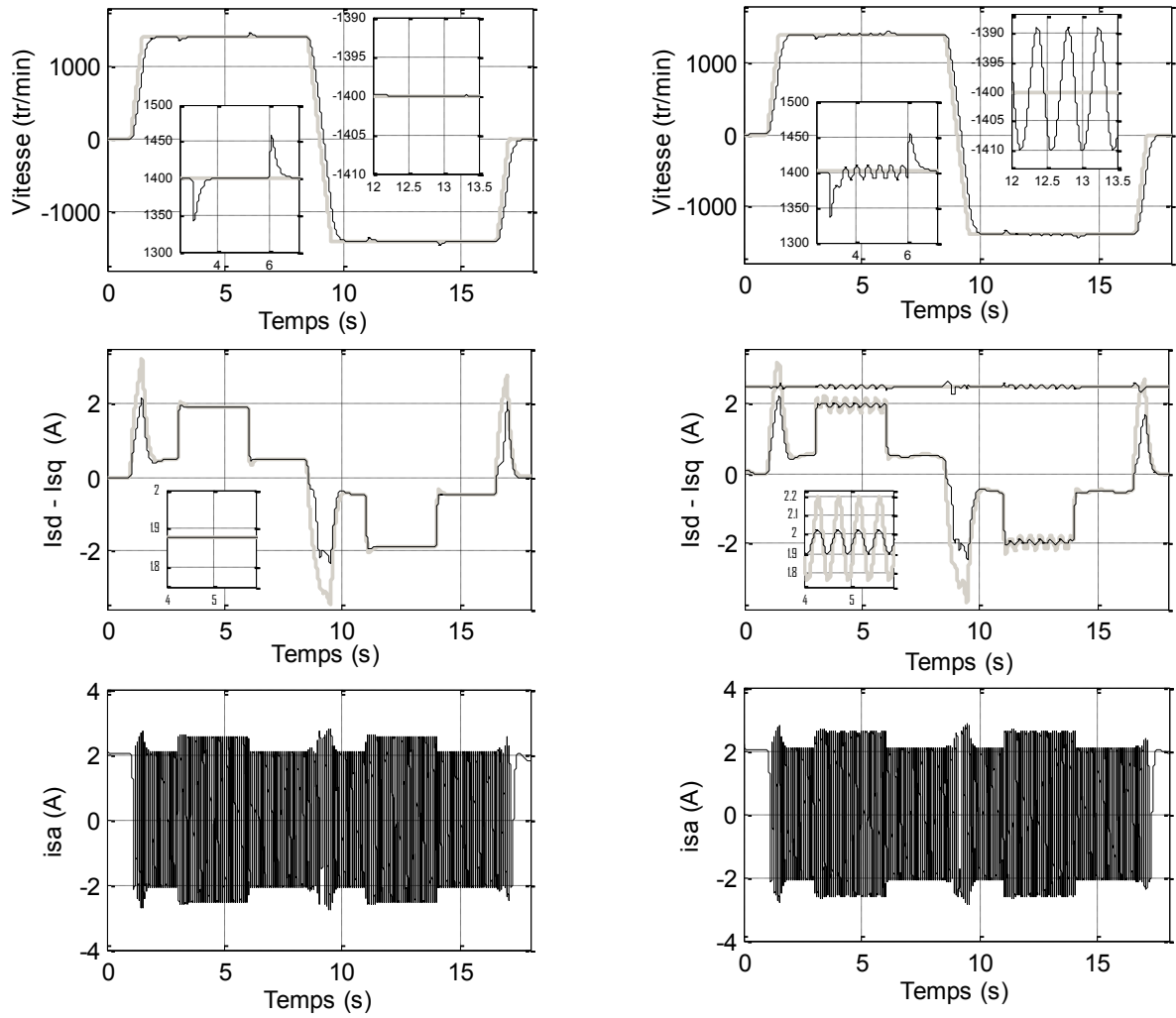


Figure -3.22- Comportement de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par PIP : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).

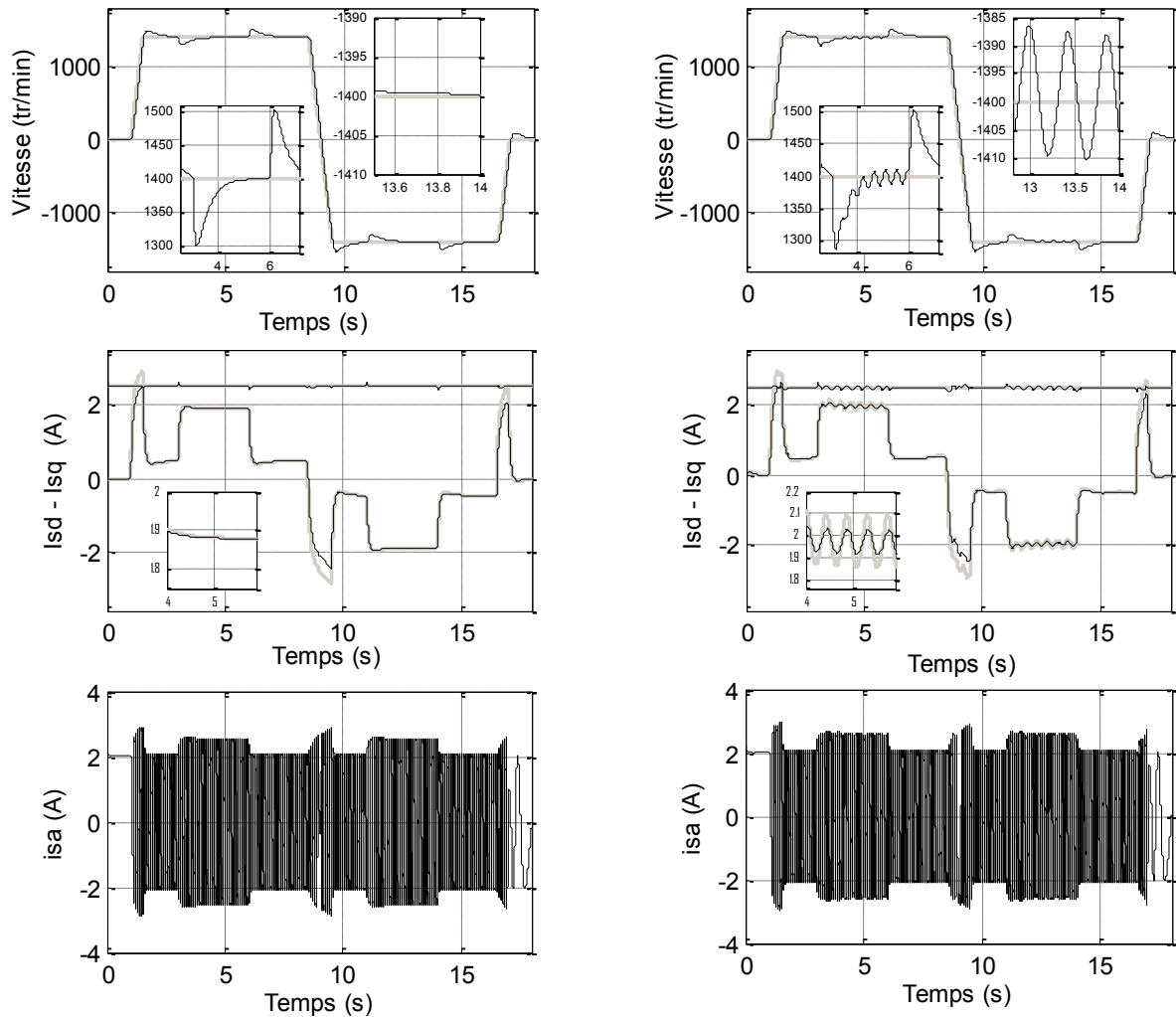


Figure -3.23- Comportement de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par PI-Zieg : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).

Le tableau -3.6- présente la comparaison entre les régulateurs en terme de temps de montée et de réponse, la réaction à la perturbation ainsi en terme d'amplitudes des ondulations de la vitesse créées par la rupture de barres.

Les régulateurs *IP* et *PI* présentent presque le même temps de réponse et sont plus rapide que les régulateurs *PIP* et *PI-Zieg*.

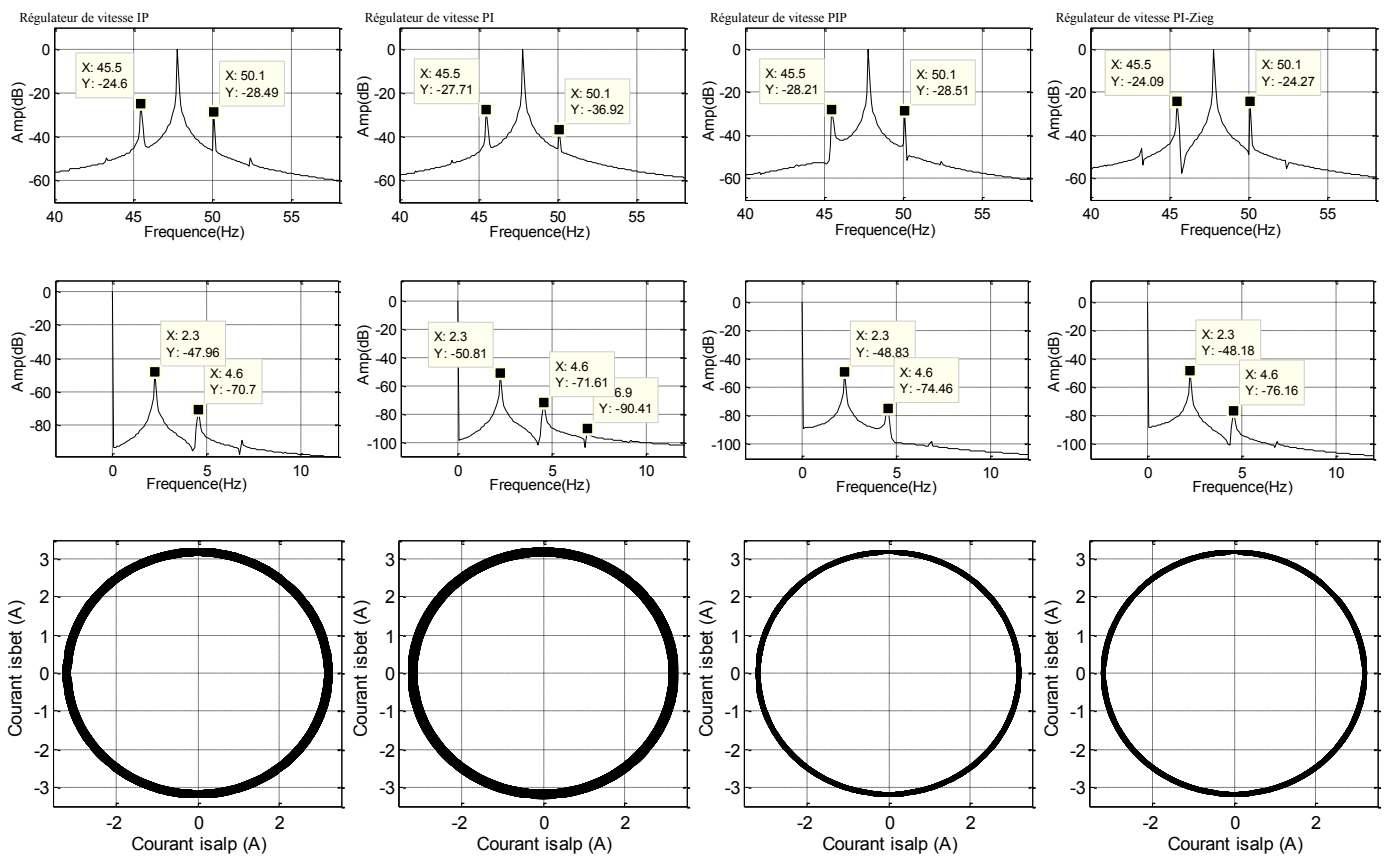
Par rapport à la perturbation du couple de charge, le régulateur *PI* présente le meilleur résultat entre le temps de réponse et la chute de la vitesse. Pour le régulateur *IP*, il présente un temps de réponse mieux mais avec une chute de vitesse plus élevée que le régulateur *PIP*.

Si l'on compare leur comportement vis-à-vis l'amplitude des ondulations lors de la rupture de barres, on remarque que le régulateur *PI* présente l'amplitude la plus faible vue la qualité de ses performances, suivi du régulateur *PIP* et *PI-Zieg* puis le régulateur *IP*.

Suivant le tableau -3.6-, nous pouvons conclure que lorsque le compromis entre la chute de la vitesse due à la perturbation et le temps de montée à un échelon de référence est meilleur, la réaction du régulateur, en terme de réduction des ondulations de la vitesse dues au défaut, est plus importante.

Tableau -3.6- Performances obtenues en termes du comportement dynamique et ondulations de la vitesse.

	Régulateurs de vitesse			
	IP	PI	PIP	PI-Zieg
Temps de montée (s) (500 tr/min)	0.1463	0.1415	0.3402	0.1262
Temps de réponse (s) (500 tr/min)	0.205	0.1994	0.4905	0.6161
Chute de vitesse (tr/min) (1400 tr/min, 7 Nm)	63.78	51.91	57.8417	100.8515
Temps de réponse à la perturbation (s) (1400 tr/min, 7 Nm)	0.3056	0.3221	0.6	1.2
Ondulation pour deux barres rompues (tr/min) (1400 tr/min, 7 Nm)	23.048	16.764	21.0764	22.6404


Figure -3.24- Comparaison des spectres de courant statorique et de la vitesse, et de la forme $i_{sq}^{(s)} = f(i_{sd}^{(s)})$ d'une marche en vectorielle de la MAS pour différents régulateurs avec rupture de deux barres adjacentes.

3.4. Validation expérimentale

Cette partie est consacrée pour la validation expérimentale d'une bonne partie des analyses théoriques et des simulations effectuées dans les sections précédentes.

Nous présentons une analyse du fonctionnement du moteur sain et avec défaut de cassure de barres par étude du comportement de la vitesse et du courant statorique. L'analyse est effectuée également par examen du contenu spectral de ces grandeurs par la FFT, et par le suivi de la forme de Lissajous $i_{sq}^{(s)} = f(i_{sd}^{(s)})$. Ensuite nous montrons les résultats expérimentaux de la commande vectorielle indirecte pour un fonctionnement sain et avec défaut de cassure de deux barres. A la fin, nous faisons une comparaison entre l'influence des régulateurs de vitesse étudiés (*IP*, *PI*, *PIP* et *PI-Zieg*) pour la commande vectorielle lors du fonctionnement du moteur avec défaut de rupture de deux barres rotoriques.

3.4.1. Présentation générale du banc d'essai

La plate-forme d'essai comporte une machine asynchrone de 1,1 kW avec différents types de défauts (barres cassées, courts-circuits statoriques etc...) accouplée à une machine à courant continu utilisée comme charge. La machine asynchrone est contrôlée à l'aide d'une carte dSPACE 1104. La structure générale du banc d'essai est montrée par la figure -3.25-.

Les constituants principaux de la plate-forme sont (fig-3.26-) :

- Une MAS à rotor à cage d'écureuil : Leroy Somer LS 90 4P 1,1 kW rebobinée pour pouvoir créer des défauts statoriques.
- Une machine de charge de type MCC Leroy Somer MS1001L06 2,3 kW
- Un onduleur à IGBT triphasé de laboratoire ($V_{ccmax}=800V$, $I_{ccmax}=25A$)
- Un module de filtrage anti-repliement de 3 tensions et 3 courants de fréquence de coupure 500Hz.
- Un codeur incrémental de résolution 2048 pts/tour
- Un ensemble carte temps réel dSPACE DS1104 et les interfaces associées permettant les mesures de position, vitesse, courants et tensions filtrés :
 - Carte contrôleur système mono-carte dSPACE DS1104
 - MPC8240, PowerPC 603e core, 250 MHz
 - Texas Instruments' DSP TMS320F240 à 20MHz
 - 4 entrées analogiques, 16 bit, multiplexées, 4 entrées analogiques 12 bits
 - 8 sorties analogiques 16 bits
 - Entrées/Sorties numériques 20 bits
 - timer/compteurs 32 bits
 - Sorties PWM simples et triphasées 2 Interfaces codeurs incrémentaux
- Un ordinateur de type *PC* de développement et de supervision.
- Différents logiciels : *Matlab v7*, *Simulink*, *ControlDesk*.

Voir **annexe A** pour plus de détails.

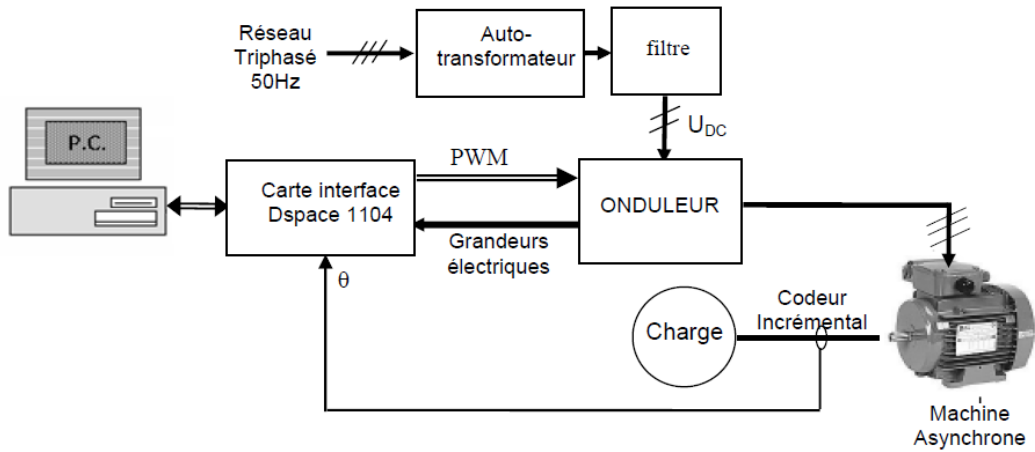


Figure -3.25- Synoptique du banc d'essais

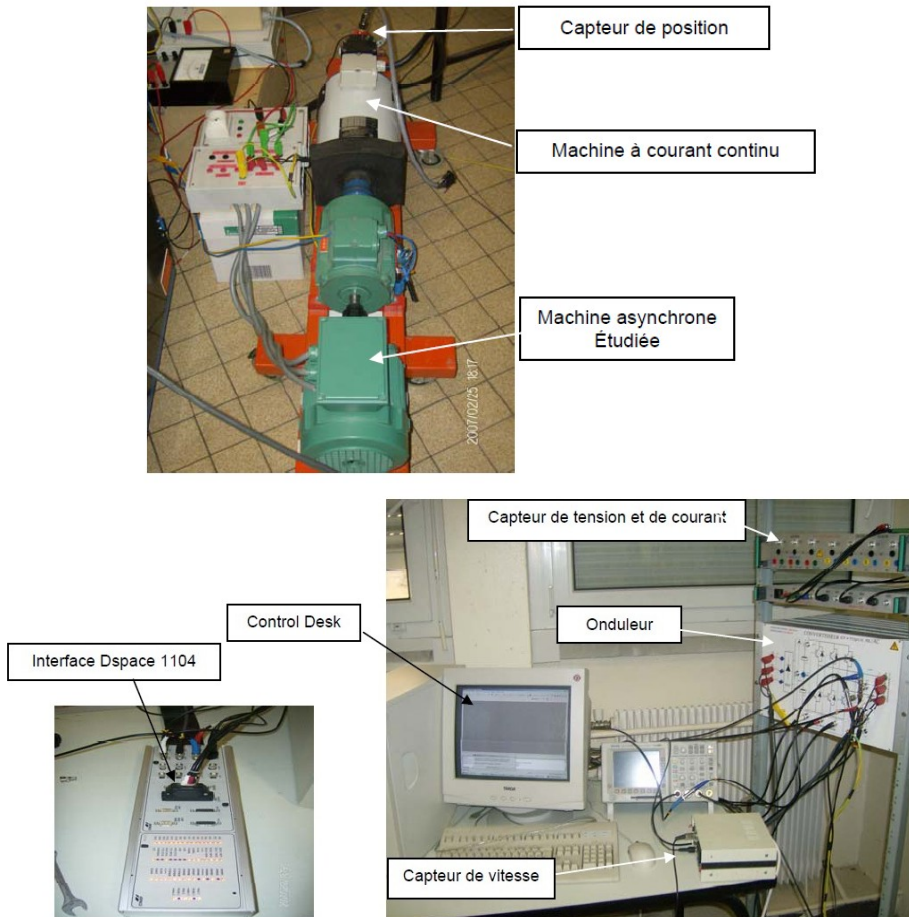


Figure -3.26- Photos des éléments du banc d'essai expérimental.

3.4.1.2. Convertisseur statique

On utilise un onduleur triphasé de tension commandé en *MLI* vectorielle. La période de hachage devra être courte devant le temps d'établissement du courant afin de pouvoir imposer des formes désirées de courant. Nous nous sommes donc orientés vers un onduleur de tension triphasé à transistors IGBT. Ces transistors sont très rapides et ont des pertes de commutation admissibles ainsi qu'une bonne tenue en tension. Les transistors de chaque bras sont commandés de façon complémentaire. Cependant aux instants de commutations, il existe des temps mort qui correspondent aux durées pendant lesquelles aucun des deux transistors ne conduit. Le circuit gérant ces temps est intégré dans l'onduleur.

L'onduleur utilisé possède les caractéristiques suivantes :

- Tension maximale bus continu de 600V,
- Courant maximum de 10A,
- Fréquence de hachage de 10kHz,
- Temps morts de quelques centaines de nanosecondes,
- Temps de conduction et de blocage minimum de 1µsec.

Cet onduleur est doté des modules de filtrages des tensions et courants (Filtres de Butterworth). Il possède également un module de protection employant une résistance thermique.

3.4.1.3. Mesure des courants et des tensions statoriques

La mesure et la numérisation des courants se font par une chaîne d'acquisition classique. L'onduleur utilisé est doté de modules pour la capture des courants et tensions. Un capteur de courant fournit une tension analogique proportionnelle à ce courant. Ce signal est filtré ensuite par un filtre analogique anti-repliement dont la fréquence de coupure est de l'ordre de 500 Hz. L'introduction de ce filtre nous permet, d'une part, d'éviter les perturbations créées par des signaux hautes fréquences sur l'échantillonnage (repliement de spectre) et de lisser le courant haché d'autre part. C'est ce signal qui sera introduit vers la carte dSPACE 1104 via le convertisseur analogique numérique. Les trois capteurs utilisés dans la carte de mesure sont de type : LEM LA 55-P.

L'onduleur est également équipé de module pour capter les tensions. Les capteurs employés sont de type : LEM LV 25-P. Ils sont caractérisés par un temps de réponse très faible. Ceci est avantageux pour la modélisation car ils permettent de les remplacer par un gain pur.

3.4.1.4. Mise au point du banc de test

Deux modes peuvent être distingués, selon la dynamique mise en jeu :

- Dynamique de courant : c'est le mode électrique rapide des boucles internes,
- Dynamique de la vitesse : c'est le mode mécanique lent (boucle externe).

La séparation des deux modes en question permet de décomposer un système d'ordre élevé en plusieurs sous systèmes d'ordre faible. On obtient une boucle externe et une boucle interne (imbriquée), la détermination des paramètres des correcteurs se fait aisément.

Pour que le fonctionnement soit correct, il faut respecter :

- un écart entre les dynamiques des deux boucles. La dynamique de la boucle interne doit être sensiblement plus rapide que la dynamique de la boucle externe. La commande par boucle

imbriquée est alors classiquement appliquée à la **MAS**, puisqu'elle permet de contrôler séparément les courants $i_{sd}^{(e)}$ et $i_{sq}^{(e)}$ (et donc le couple) et la vitesse de rotation.

- La mesure des courants de phases i_{sa} et i_{sb} est réalisée en employant deux capteurs de courants. Après leur filtrage, une conversion analogique-numérique est effectuée au niveau de la carte d'interface dSPACE 1104, suivie des transformations de Concordia et de Park.
- Il en résulte les grandeurs $i_{sd}^{(e)}$ et $i_{sq}^{(e)}$ utilisées comme entrées dans la boucle de contrôle des courants.
- L'acquisition de la position angulaire permet le calcul de la vitesse par dérivation numérique dont il faut lui associer un filtrage passe-bas pour avoir un bon signal.

3.4.2. Etude du comportement en boucle ouverte

Nous présentons des résultats expérimentaux de l'alimentation du MAS, en boucle ouverte, par onduleur commande via une MLI vectorielle à fréquence nominale de 50Hz.

Les figures -3.27- et -3.28- présentent respectivement la vitesse de rotation et le courant statorique en régime permanent. En régime sain, on remarque de petites fluctuations sur l'allure de la vitesse dues au bruit de mesure et à la dyssymétrie de la machine, le courant de phase présente une amplitude presque constante. Lors du fonctionnement avec défaut de barres, on remarque l'apparition des oscillations au niveau de la vitesse et des ondulations sur le courant. L'amplitude de ces ondulations augmente et devient plus clair lors du défaut de cassure de 2 barres.

Le spectre du courant statorique et de la vitesse sont montrés respectivement par les figures -3.29- et -3.30-. Lors du régime sain, il y'a existence des rais de faibles amplitudes qui peuvent être dues à la dyssymétrie du rotor par construction ou par vieillissement et mauvais alignement du couplage entre le MAS et la génératrice à CC.

Pour un fonctionnement avec défaut de cassure de barres, on remarque l'apparition des harmoniques de part et d'autre du fondamental pour le courant dont leur fréquences sont données théoriquement par $(1 \pm 2s)f_s$ ($s=5,33\%$) c-à-d 44,69 Hz et 55,33 Hz, ce qui est vérifié expérimentalement sur le spectre. Sur le spectre de la vitesse, il y'a apparition d'un nouveau harmonique à $5,2Hz$ égale presque à la fréquence théorique de $2sf_s = 5,33Hz$. L'amplitude de ces harmoniques caractérisant le défaut augmente avec le degré du défaut.

La figure -3.31- présente la forme donnant $i_{sq}^{(s)} = f(i_{sd}^{(s)})$ pour un régime sain et avec cassure de barres. En régime sain, l'épaisseur peu élevée de la forme est justifié par l'existence d'une dyssymétrie de rotor, mauvais alignement Moteur/charge. Nous pouvons observer clairement que l'épaisseur de cette forme augmente avec l'augmentation du nombre de barres cassées.

On peut dire qu'il y'a une concordance entre les résultats expérimentaux et ceux de simulation présentés dans la section (03.3), aussi bien pour la création des ondulations au niveau de la vitesse et du courant de phase et l'augmentation de leur amplitude avec le degré du défaut que pour l'apparition des harmoniques caractérisant ce type de défaut et l'accroissement de leur amplitude en fonction du nombre de barres cassées.

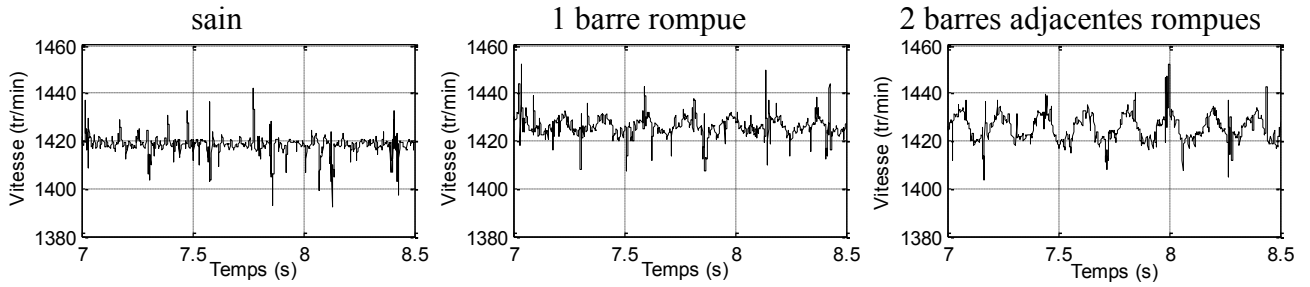


Figure -3.27- Vitesse de la machine en boucle ouverte en charge (expérimentation).

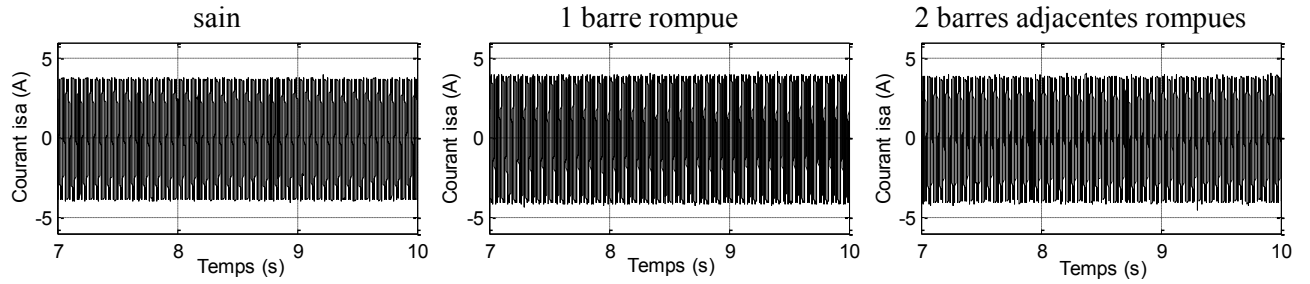


Figure -3.28- Courant de phase statorique de la machine en boucle ouverte en charge (expérimentation).

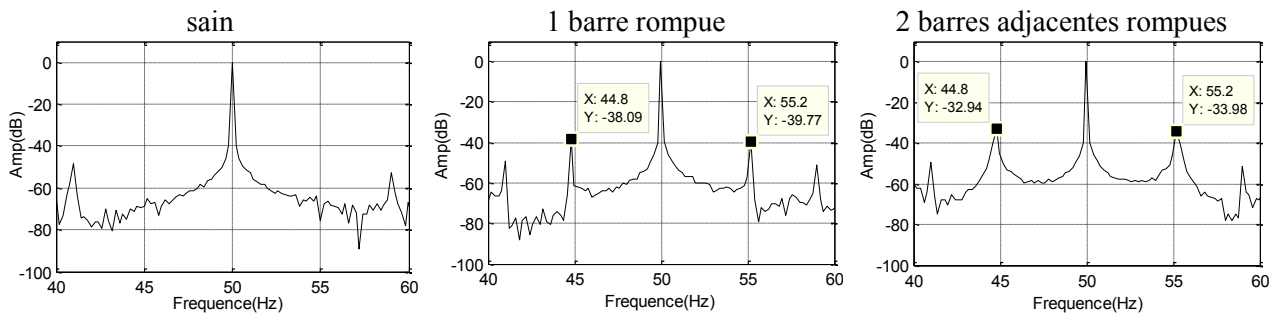


Figure -3.29- Spectre du courant statorique du moteur en charge et en boucle ouverte pour un fonctionnement sain et avec défaut de barres (expérimentation).

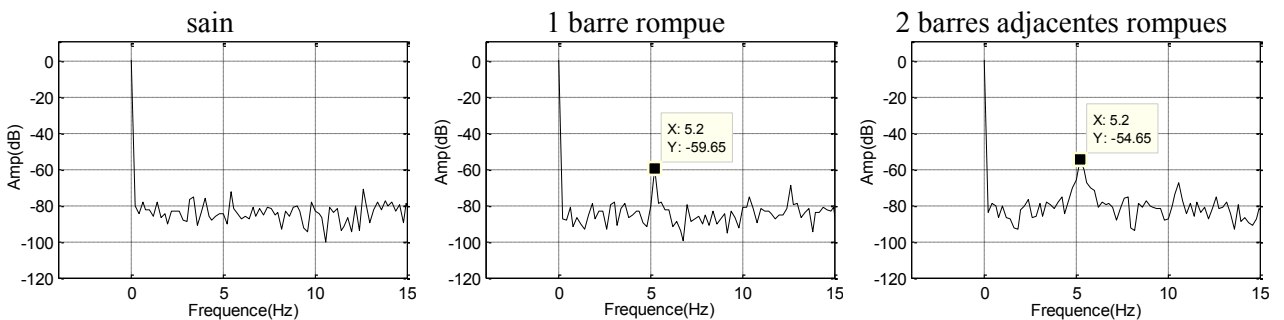


Figure -3.30- Spectre de la vitesse du moteur en charge et en boucle ouverte pour un fonctionnement sain et avec défaut de barres (expérimentation).

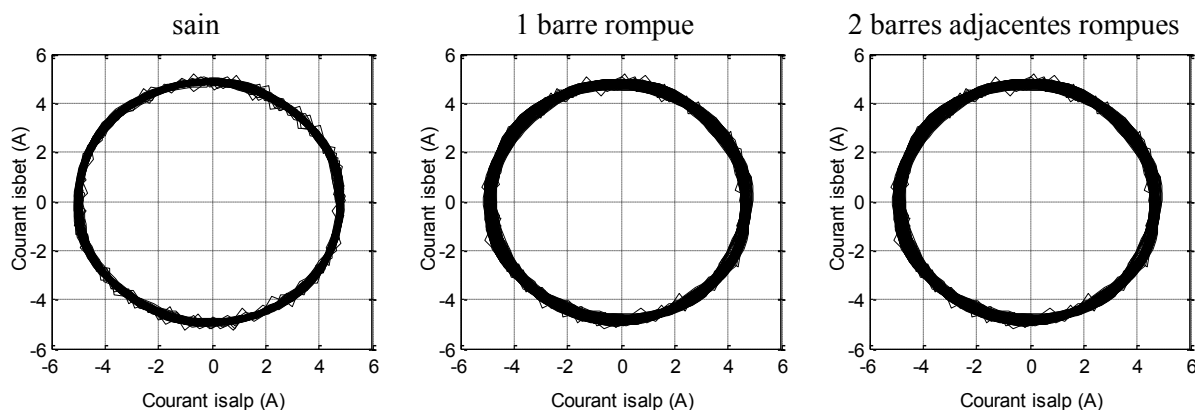


Figure -3.31- Forme de Lissajous $i_{sq}^{(s)} = f(i_{sd}^{(s)})$ du moteur en charge et en boucle ouverte pour un fonctionnement sain et avec défaut de barres (expérimentation).

3.4.3. Commande vectorielle de la MAS présentant le défaut de barres

La fréquence de la MLI est fixée à 7 KHz et les courants et la vitesse rotation sont mesurés chaque $200\ \mu\text{s}$. Leur régulation est effectuée avec la même cadence ce qui permet de confronter au mieux les résultats obtenus par simulation.

Dans un premier temps, nous implantons la commande vectorielle indirecte avec régime du moteur sain. La régulation de vitesse et des courants met en œuvre des régulateurs ayant une structure de type PI . Le courant magnétisant de référence est imposé $i_{sd}^{(e)*} = 2.5\text{ A}$ avec référence de vitesse variable entre $\pm 500\text{ tr/min}$.

Le résultat est présenté par la figure -3.32-. Initialement la machine tourne à 500 tr/min avec application et annulation d'un couple de charge de moitié du couple nominal. Le résultat montre les performances importantes de la régulation des courants en suivant leurs références. Le courant $i_{sd}^{(e)}$ est presque insensible à la perturbation et au régime transitoire. Le régulateur de vitesse répond d'une manière intéressante et rejette la perturbation du couple de charge en demandant un courant $i_{sq}^{(e)*}$ plus élevé.

Dans un deuxième temps et dans le but d'examiner le comportement de la MAS commandée vectoriellement lorsque son rotor présente deux barres cassées. Nous effectuons un test sur la même commande vectorielle de l'essai précédent en plaçant un rotor comportant deux barres cassées dont le résultat est montré par la figure -3.33-.

On remarque que la vitesse oscille autour de sa référence surtout quand le moteur est chargé à cause de la dyssymétrie du rotor. On note aussi que la référence du courant $i_{sq}^{(e)*}$ produit par le régulateur de vitesse présente des oscillations pour compenser celles créées initialement au niveau du couple électromagnétique. Par contre, on remarque très clairement la modulation du courant statorique qui était moins prononcée lorsque la machine est alimentée en boucle ouverte (fig-3.28-).

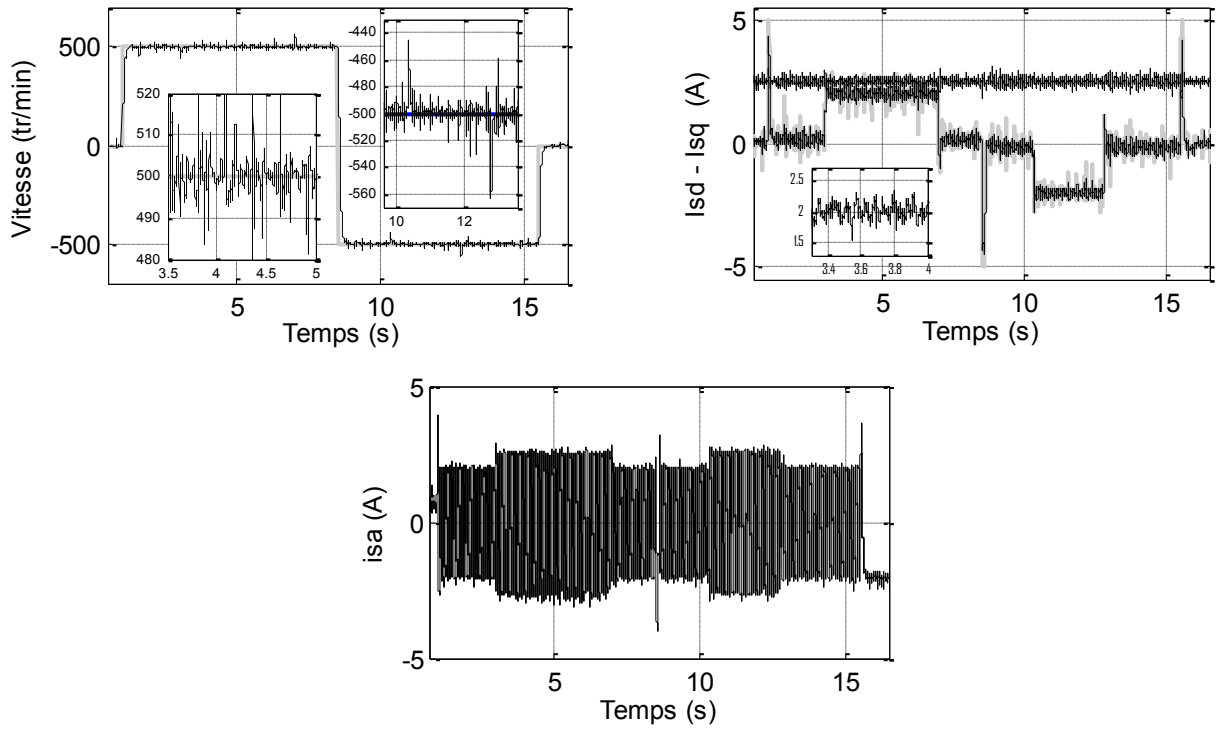


Figure -3.32- Grandeurs expérimentales de la machine saine pilotée par la commande vectorielle avec réglage de vitesse par PI et référence variable de 500 tr/min.

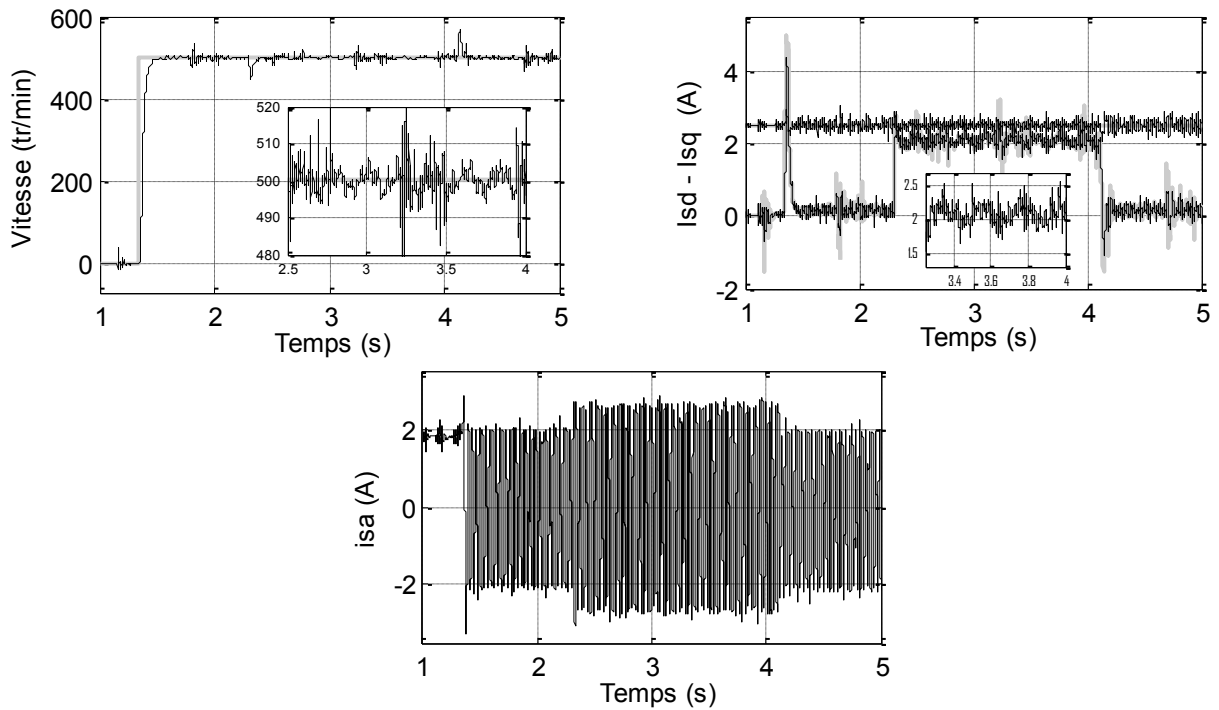


Figure -3.33- Grandeurs expérimentales de la machine pilotée par la commande vectorielle avec réglage de vitesse par PI lors d'un défaut de cassure de deux barres.

3.4.4. Comparaison des régulateurs

Dans ce qui suit, il est intéressant d'effectuer une comparaison entre l'influence des régulateurs de vitesse sur le fonctionnement en commande vectorielle de la MAS avec défaut de rupture de barres.

Les structures des régulateurs étudiées sont le IP , PI (dimensionné par imposition des pôles), PIP et le PI -*Zieg* (dimensionné par la méthode de Ziegler Nichols). La régulation des courants utilise seulement la structure PI . Les coefficients de régulateurs sont donnés en annexe (B.1).

Les figures -3.34-, -3.35-, -3.36- et -3.37- présentent le comportement des grandeurs du MAS pilotée par la commande vectorielle en régime sain et avec défaut de cassure de deux barres, pour le même essai suivant : la référence de la vitesse est appliquée sous forme d'une rampe avec inversion du sens de rotation entre $\pm 1400 \text{tr/min}$ associée à l'application et l'annulation d'un couple de charge proche de sa valeur nominale pour chaque sens imposé.

On remarque que les grandeurs lors du fonctionnement avec défaut présentent des oscillations relativement au régime sain. Il apparaît clairement que les amplitudes des ondulations diffèrent avec l'utilisation des différents régulateurs.

On note aussi la perte du découplage entre le contrôle du flux et du couple du fait que le courant $i_{sd}^{(e)}$ ne suit pas sa référence en présentant des ondulations autour d'elle car le modèle qui est à la base du découplage n'est plus équivalent à celui de la machine avec cassure de barres rotoriques.

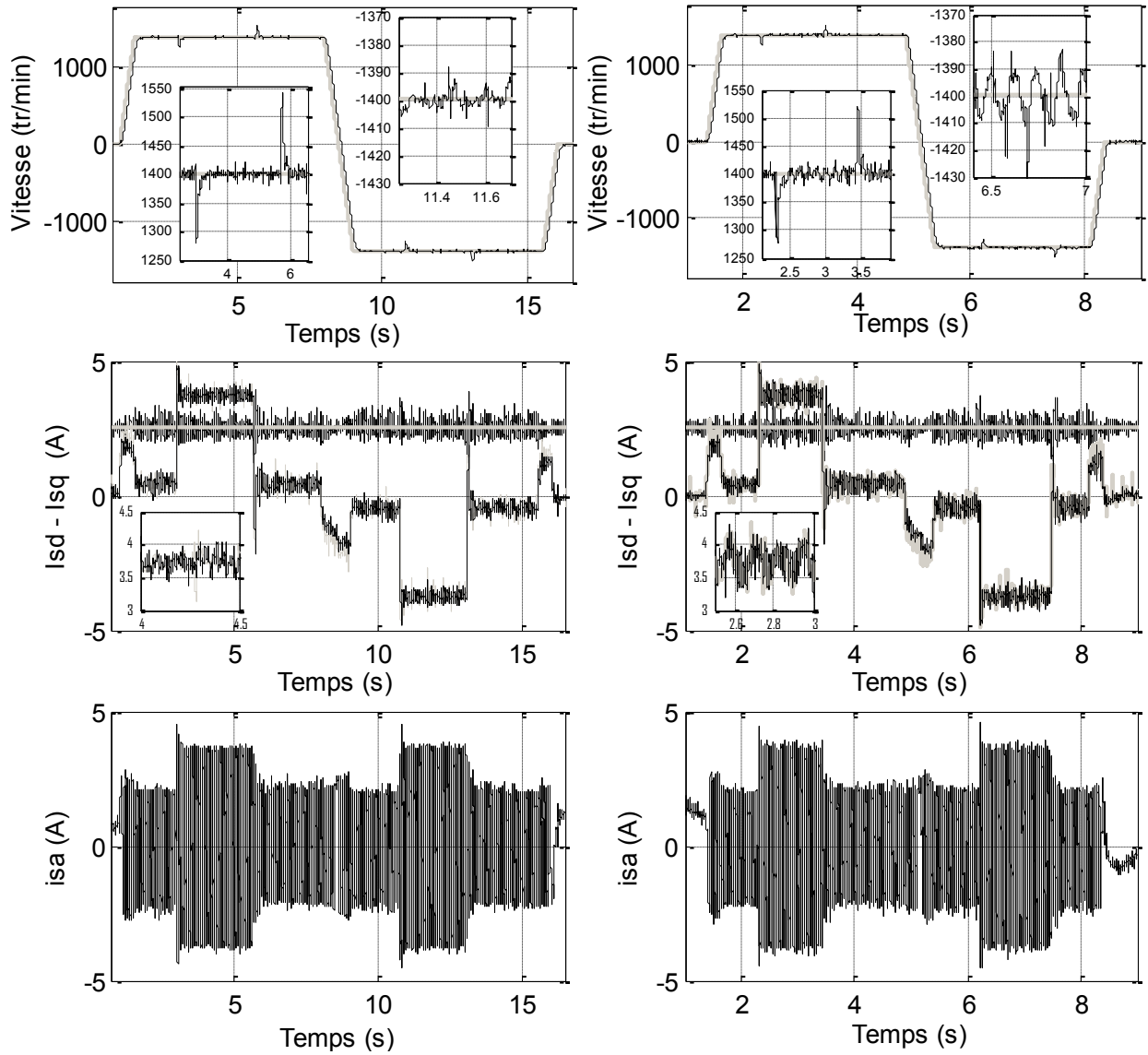


Figure -3.34- Comportement expérimental de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par IP : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).

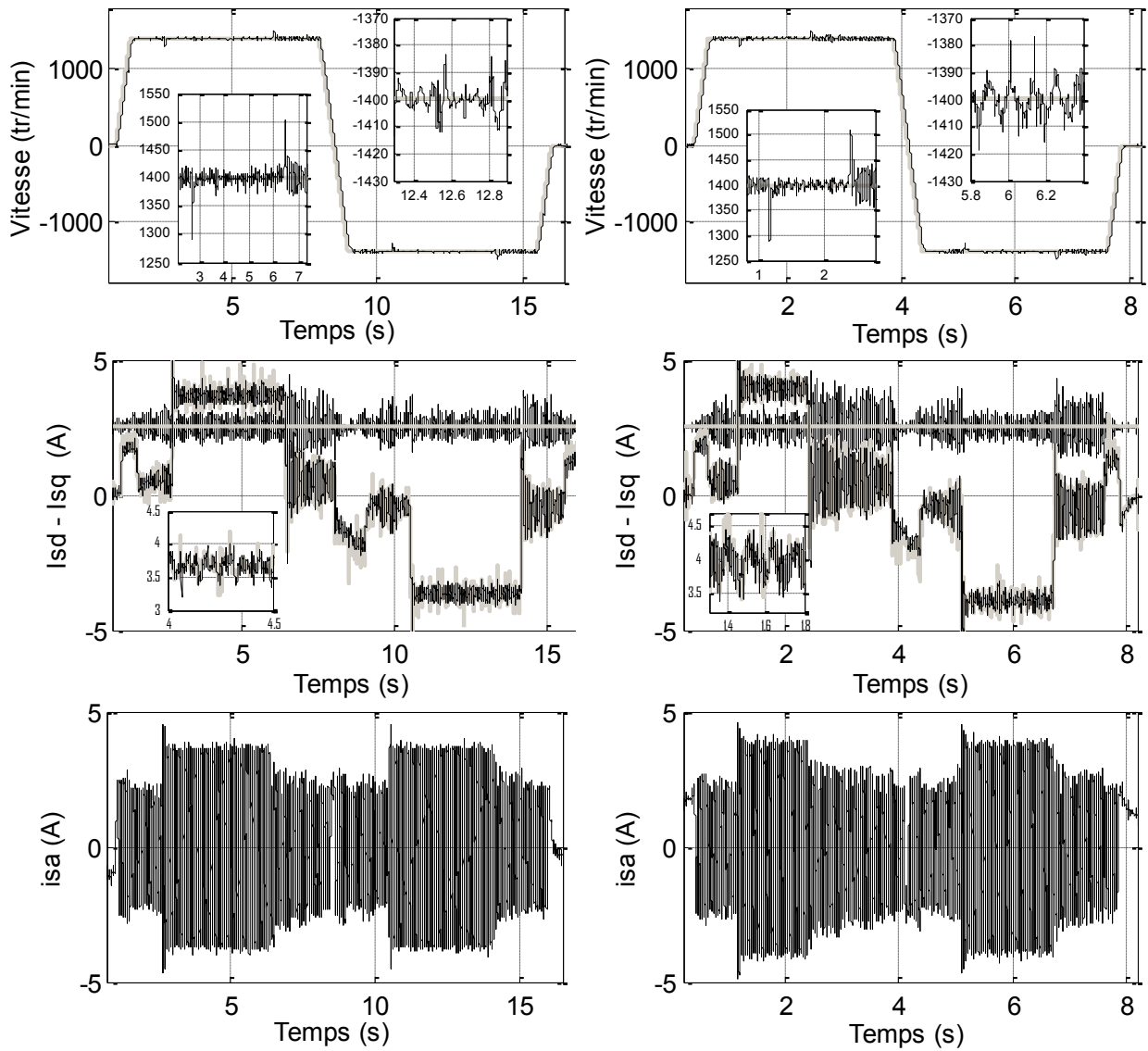


Figure -3.35- Comportement expérimental de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par PI : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).

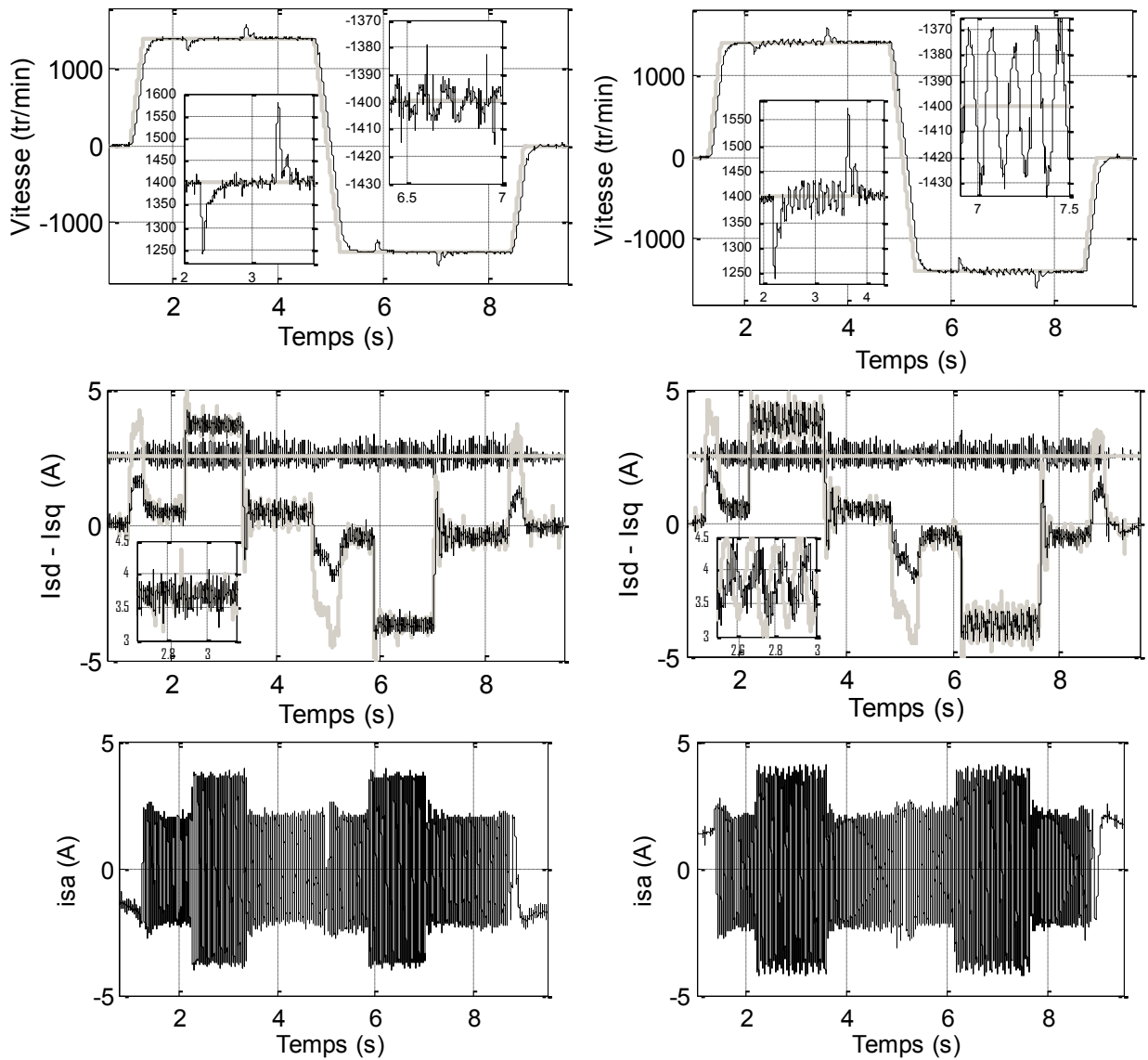


Figure -3.36- Comportement expérimental de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par PIP : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).

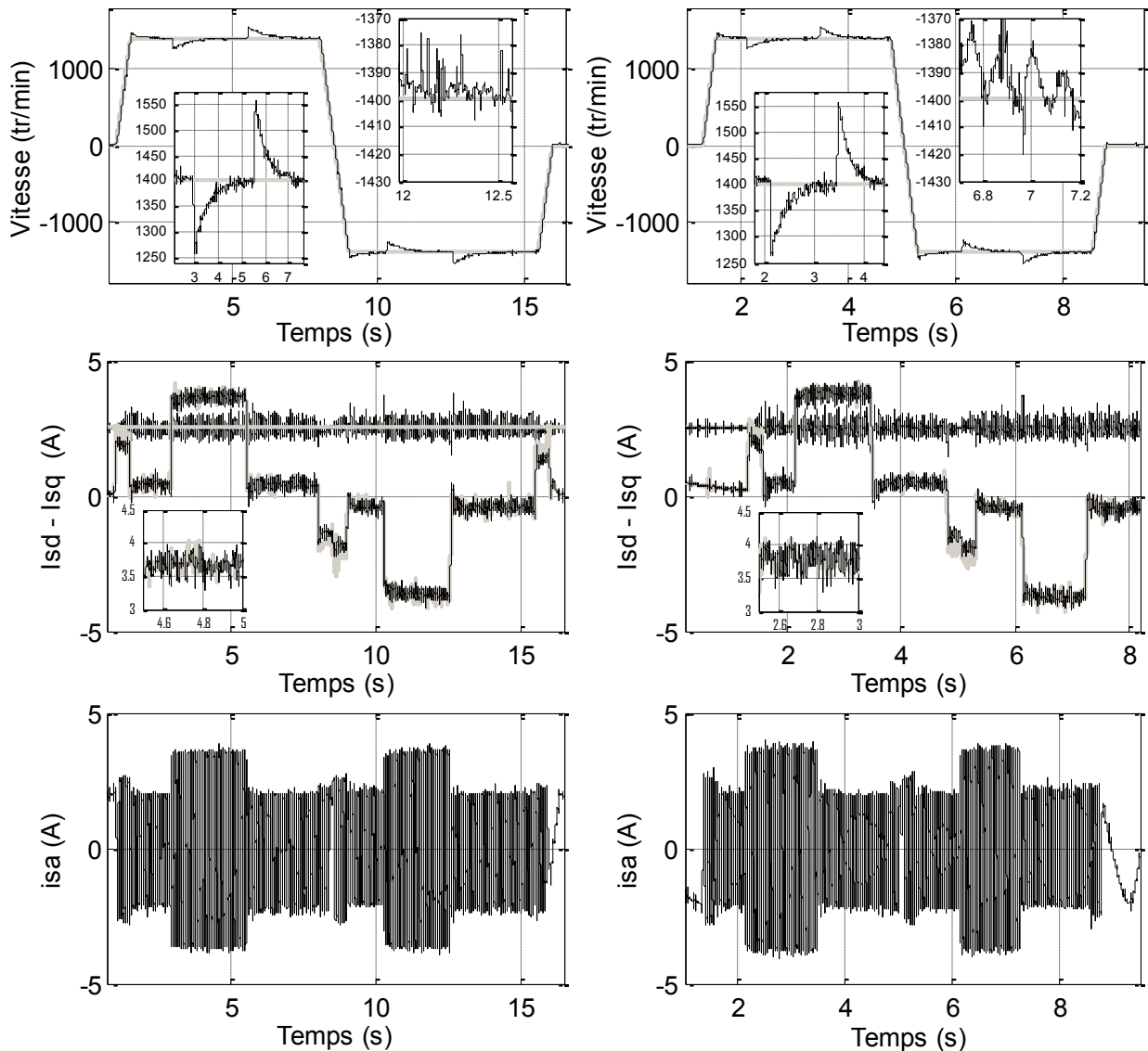


Figure -3.37- Comportement expérimental de la commande vectorielle de la MAS avec réglage de vitesse par PI-Zieg : Moteur sain (à gauche), rupture de deux barres (à droite).

Le tableau -3.7- présente la comparaison en termes de performances des régulateurs de vitesse et de l'amplitude des ondulations de la vitesse dues au défaut de cassure de 2 barres.

Concernant le temps de réponse, on trouve que les meilleurs résultats sont obtenus respectivement avec le régulateur *PI* puis le *IP* et *PIP* et ensuite du régulateur *PI-Zieg*.

Pour le temps de montée, le classement des régulateurs garde le même ordre sauf pour le régulateur *PIP* suivi de très près par *PI-Zieg*.

Par rapport à la perturbation du couple de charge, le régulateur *PI* puis *IP* présentent les meilleurs résultats en ce qui concerne la chute de vitesse et le temps de réponse, suivi par le régulateur *PI-Zieg* qui présente un meilleur compromis entre le temps de réponse et la chute de vitesse que le régulateur *PIP*.

En ce qui concerne la comparaison des régulateurs du point de vue amplitude des ondulations de la vitesse de rotation lors du fonctionnement avec cassure de deux barres, le régulateur de vitesse perçoit les oscillations du couple électromagnétique comme étant une variation du couple de charge.

Le même classement des régulateurs est retrouvé semblable à celui relative à la perturbation du couple de charge. Sauf entre le régulateur *PI-Zieg* et le *PIP*, le classement est imposé par la chute de vitesse due au couple de charge.

Tableau -3.7- Performances obtenues en terme du comportement dynamique et ondulations de la vitesse (Expérimentation).

	Régulateurs de vitesse			
	IP ($\xi = 0.707$)	PI ($\xi = 0.707$)	PIP	PI-Zieg
Temps de montée (s) (500 tr/min)	0.143	0.111	0.228	0.275
Temps de réponse (s) (500 tr/min)	0.222	0.172	0.304	0.58
Chute de vitesse (tr/min) (1400 tr/min, 7 Nm)	120.8	110.7	158.2	142.2
Temps de réponse à la perturbation (s) (1400 tr/min, 7 Nm)	0.38	0.18	0.285	0.862
Ondulation pour deux barres rompues (tr/min) (1400 tr/min, 7 Nm)	22.5	17.8	106.5	23.59

Le suivi de l'amplitude de l'harmonique de fréquence $(1-2s)f_s$ généré par la présence du défaut de barres sur le spectre du courant statorique (fig -3.38-) et celle de l'harmonique de fréquence $2sf_s$ du spectre de la vitesse (fig -3.39-) présenté par le tableau -3.8-, permet de tirer la même conclusion sur le classement des régulateurs en terme d'amplitude des ondulations.

On peut noter que le suivi des amplitudes des harmoniques du courant de phase et de la vitesse qui est un moyen de diagnostic et d'évaluation du degré du défaut, peut être utilisé aussi comme un signe d'évaluation des performances du régulateur de vitesse lorsque la machine présente un défaut de cassure de barres rotoriques.

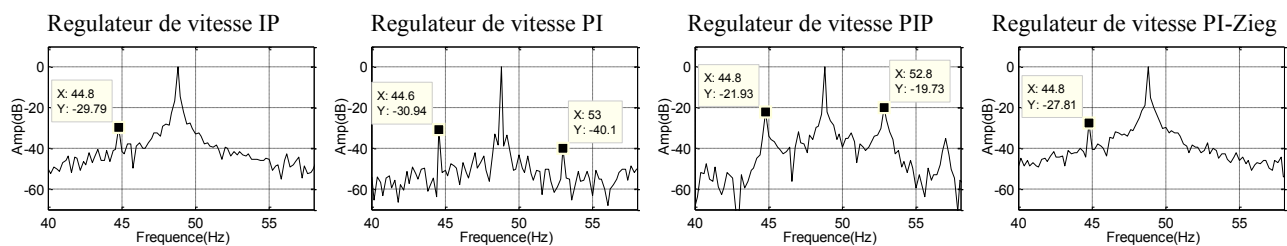


Figure -3.38- Spectre du courant statorique pour différents régulateurs avec 2 barres cassées (Expérimentation).

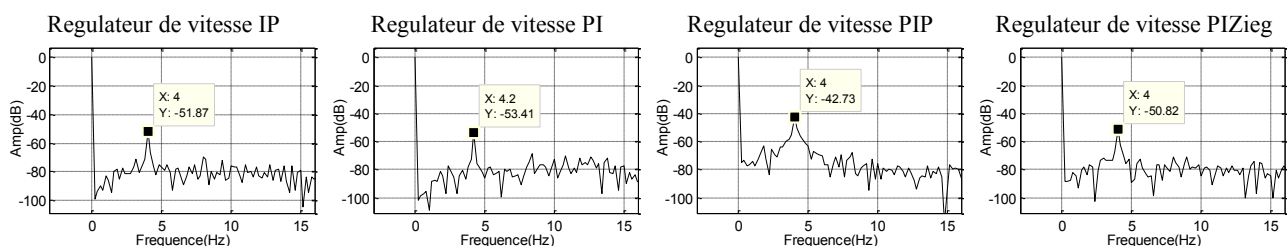


Figure -3.39- Spectre de la vitesse pour différents régulateurs avec 2 barres cassées (Expérimentation).

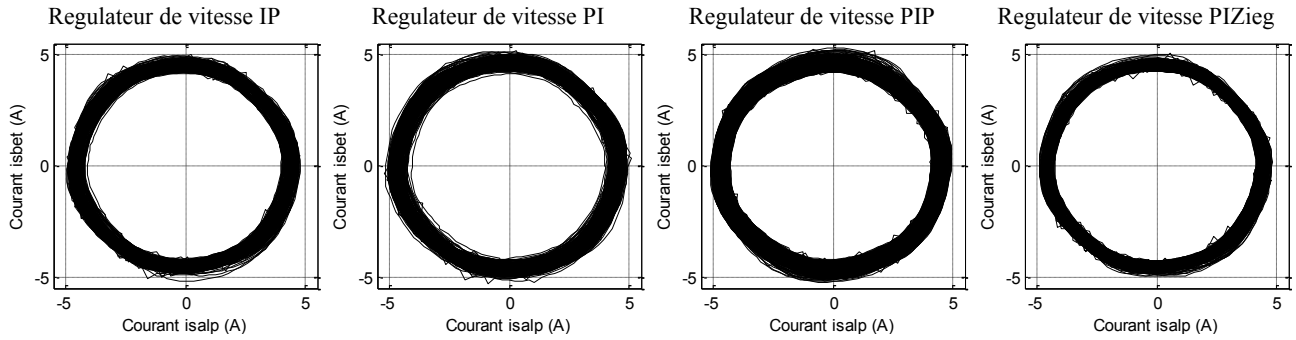


Figure -3.40- Forme de Lissajous $i_{sq}^{(s)} = f(i_{sd}^{(s)})$ pour différents régulateurs avec 2 barres cassées (Expérimentation).

Tableau -3.8- Suivi des amplitudes des harmoniques du défaut de cassure de 2 barres (Expérimentation).

	Régulateurs de vitesse			
	IP ($\xi = 0.707$)	PI ($\xi = 0.707$)	PIP	PI-ZIEGLER
Amplitude de l'harmonique $(1-2g)f_s$ du spectre du courant statorique	-29.79	-30.94	-21.93	-27.81
Amplitude de l'harmonique $2gf_s$ du spectre de la vitesse	-51.87	-53.41	-42.73	-50.82

3.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'influence des différents régulateurs de vitesse de la commande vectorielle sur le comportement des grandeurs de la MAS en présence du défaut de barres. L'étude abordée concerne la validation en simulation et en expérimentation de la commande précédée par une étude en boucle ouverte.

Nous avons développé un modèle qui tient compte de la distribution des barres rotoriques et considère que la FMM statorique est à distribution sinusoïdale. Un modèle équivalent est obtenu par application de la transformation de Park généralisée.

Par comparaison des paramètres du modèle de Park équivalent et ceux du modèle de Park classiquement identifié, nous avons remarqué qu'ils sont proches.

Les résultats de simulation du modèle à mailles nous ont permis de mettre en évidence les phénomènes liés au défaut de rupture de barres qui apparaissent sous forme d'ondulations du couple, de la vitesse et du courant statorique.

L'analyse spectrale par FFT du courant et de la vitesse a confirmé la validité du modèle par création des harmoniques caractérisant ce type de défaut.

Une association des deux modèles à mailles et de Park nous a permis de réaliser la commande vectorielle de la machine en fonctionnement sain et avec défaut de barres. Une comparaison entre le comportement des régulateurs de vitesse et leur influence lors du défaut de barres est élaborée en termes de performances dynamiques et d'amplitude des ondulations générées par ce défaut.

En présence de défaut rotorique, les études effectuées ont mis l'accent sur l'influence des différents régulateurs de la vitesse du moteur, sur l'amplitude des ondulations observées et sur les grandeurs principales de la machine. En effet, cette évaluation comparative est basée sur des indices principaux de performances en relation avec la chute de vitesse suite à l'application d'un couple de charge. Le régulateur de vitesse considère les ondulations créées initialement au niveau du couple électromagnétique comme des variations du couple de charge.

Cette étude est renforcée par l'analyse spectrale du courant statorique et de la vitesse de rotation où le suivi des amplitudes des harmoniques du défaut peut être un moyen d'évaluation et de différenciation entre les régulateurs de vitesse en terme de réduction des amplitudes des ondulations de la vitesse en présence du défaut de barres rotoriques.

Chapitre 4
Commande vectorielle tolérante au
défaut de court-circuit statorique entre
spires

4.1. Introduction

Ce chapitre est dédié à l'étude par simulation qui sera suivie par une validation expérimentale de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté tolérante au défaut de court-circuit entre spires. Cette commande est associée à un module de diagnostic basé sur un observateur bilinéaire qui utilise le modèle de la machine avec défaut. Il permet de fournir une information sur la présence et sur le degré du défaut.

Dans un premier temps, la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil avec défaut de court-circuit entre spires d'une seule phase statorique utilisant la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés est présentée. Ensuite, nous développons un observateur capable de détecter la présence du défaut de court circuit. Il est basé sur un modèle bilinéaire de la machine asynchrone fonctionnant avec défaut pour l'estimation du coefficient de court-circuit ' γ_a ' et d'autres grandeurs dans la machine. Le détail de la modélisation de la MAS sans et avec défaut de court-circuit est présenté dans [TOU12]. La synthèse de l'observateur est effectuée par la théorie de Lyapunov.

L'étude par simulation du comportement de la commande vectorielle de la MAS avec la présence du défaut est associée à l'analyse des performances de l'observateur bilinéaire. On propose une commande tolérante au défaut de court-circuit entre spires. Dans cette approche, la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté est associée à un observateur bilinéaire dans un but de maintenir le découplage entre le contrôle du flux et du couple développé par la machine asynchrone lors de l'occurrence du défaut de court-circuit.

Par la suite nous exposons le banc d'essai utilisé et les résultats obtenus dans l'ordre suivant :

- Analyse du fonctionnement de la machine avec court-circuit alimentée en boucle ouverte par un onduleur,
- Analyse des grandeurs mesurées et estimées pour la commande vectorielle avec et sans défaut,
- Analyse des résultats obtenus avec la commande tolérante au défaut pour les mêmes essais

4.2. Modélisation de la MAS en présence du défaut de court-circuit statorique entre spires

La méthode de modélisation adoptée est basée sur les circuit électriques magnétiquement couplés [VAS09] [SPR07] [MAH09] [BAC02] [SCH99] [JOK00] [KAL06] [TAL02]. Le modèle prend en compte le défaut de court-circuit entre spires d'une seule phase statorique.

Un défaut entre spires indique la dégradation de l'isolant entre deux spires d'un enroulement d'une même phase du stator. Le défaut d'isolation est modélisé par une résistance connectant deux points de la bobine, sa valeur dépend de la sévérité du défaut. Le schéma des enroulements des trois phases statoriques connectées en étoile de la MAS avec défaut de court-circuit entre spires de la phase ' a_s ' est représenté par la figure -4.1- où la machine avec défaut peut être modélisée comme si le stator possède quatre différents enroulements ' a_{s_1} ', ' a_{s_2} ', ' b_s ' et ' c_s '. Les parties ' a_{s_1} ', ' a_{s_2} ' représentent respectivement les parties saine et en court-circuit de l'enroulement de phase ' a_s '.

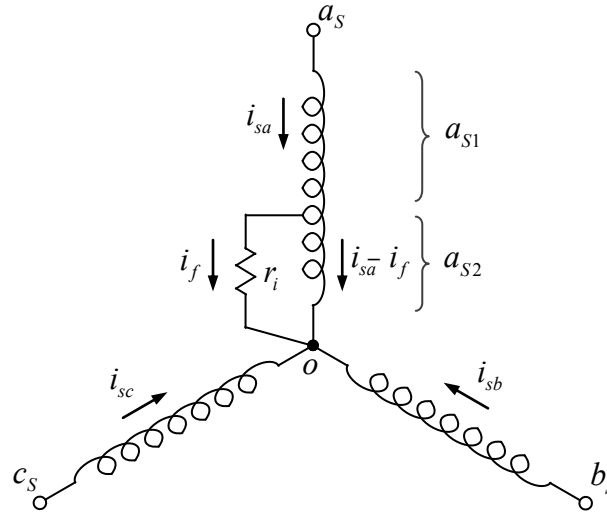


Figure -4.1- Schéma d'un enroulement statorique connecté en étoile avec court-circuit entre spires de la phase ' a_s '.

La résistance ' r_i ' représente la résistance du défaut. Son évolution entre une très grande valeur ($r_i = \infty$) et court-circuit franc ($r_i = 0$) peut être très rapide dans la plupart des matériaux isolants [SCH99] [BAC02] [LEE03] [TAL02]. ' i_f ' et ' γ_a ' représentent respectivement le courant et le coefficient de spires en court-circuit. Nous supposons que les inductances et la résistance de la bobine en court-circuit ' a_{s_2} ' sont proportionnelles au coefficient de spires en court-circuit ' γ_a '.

Les équations de tensions et de flux statoriques et rotoriques ainsi que l'expression du couple électromagnétique avec un défaut de court circuit entre spires de la phase ' a_s ' peuvent être exprimées de la manière suivante [TAL02] [KAL06] [LU04] [KRA94] [LEO90] :

$$\mathbf{v}_{sabc} = \mathbf{r}_s (\mathbf{i}_{sabc} - \begin{bmatrix} \gamma_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_f) + \frac{d\boldsymbol{\phi}_{sabc}}{dt} \quad (4.1)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{rabc} + \frac{d\boldsymbol{\phi}_{rabc}}{dt} \quad (4.2)$$

$$[\gamma_a \quad 0 \quad 0] \mathbf{v}_{sabc} = r_f i_f + l_f \frac{di_f}{dt} \quad (4.3)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{sabc} = \mathbf{l}_s (\mathbf{i}_{sabc} - \begin{bmatrix} \gamma_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_f) + \mathbf{m}_{sr}(\theta) \mathbf{i}_{rabc} \quad (4.4)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{rabc} = \mathbf{l}_r \mathbf{i}_{rabc} + \mathbf{m}_{sr}(\theta) (\mathbf{i}_{sabc} - \begin{bmatrix} \gamma_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_f) \quad (4.5)$$

L'inductance et la résistance du circuit constitué des spires en court-circuit sont données par:

$$l_f = \gamma_a (1 - \gamma_a) l_{ls} \quad , \quad r_f = \gamma_a (1 - \gamma_a) r_s + r_i$$

Le couple électromagnétique développé par la machine peut être exprimé de la manière suivante:

$$T_{em} = (\mathbf{i}_{sabc} - \begin{bmatrix} \gamma_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_f)^t \frac{\partial \mathbf{m}_{sr}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i}_{rabc} \quad (4.6)$$

avec : \mathbf{v}_{sabc} , \mathbf{i}_{sabc} , $\boldsymbol{\phi}_{sabc}$: respectivement vecteurs de tensions, de courants et de flux statoriques,

\mathbf{i}_{rabc} , $\boldsymbol{\phi}_{rabc}$: respectivement vecteurs de courants et de flux rotoriques,

$\mathbf{r}_s = \text{diag}[r_s \quad r_s \quad r_s]$: matrice des résistances statoriques,

$\mathbf{r}_r = \text{diag}[r_r \quad r_r \quad r_r]$: matrice des résistances rotoriques.

où r_s et r_r représentent respectivement la résistance d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

Les matrices \mathbf{l}_s , \mathbf{l}_r et $\mathbf{m}_{sr}(\theta)$ représentent respectivement les matrices des inductances statoriques, rotoriques et des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques. Elles sont définies comme suit:

$$\mathbf{l}_s = \begin{bmatrix} l_{ls} + l_{ms} & -\frac{l_{ms}}{2} & -\frac{l_{ms}}{2} \\ -\frac{l_{ms}}{2} & l_{ls} + l_{ms} & -\frac{l_{ms}}{2} \\ -\frac{l_{ms}}{2} & -\frac{l_{ms}}{2} & l_{ls} + l_{ms} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{l}_r = \begin{bmatrix} l_{lr} + l_{mr} & -\frac{l_{mr}}{2} & -\frac{l_{mr}}{2} \\ -\frac{l_{mr}}{2} & l_{lr} + l_{mr} & -\frac{l_{mr}}{2} \\ -\frac{l_{mr}}{2} & -\frac{l_{mr}}{2} & l_{lr} + l_{mr} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{m}_{sr}(\theta) = m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

l_{ls} et l_{ms} sont respectivement l'inductance de fuites et l'inductance magnétisante d'une phase statorique. l_{lr} et l_{mr} représentent respectivement l'inductance de fuites et l'inductance magnétisante d'une phase rotorique, m est l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique. L'angle θ représente la position électrique entre l'enroulement statorique et celui du rotor.

L'application de la transformation de Clark au vecteur courant suivant:

$$\mathbf{i}_{s\alpha\beta 0}^s = T_{\alpha\beta 0}(\mathbf{i}_{sabc} - [\gamma_a \quad 0 \quad 0]^t i_f)$$

donne:

$$\mathbf{i}_{s\alpha\beta 0}^s = (\mathbf{i}_{s\alpha\beta 0} - T_{\alpha\beta 0}[\gamma_a \quad 0 \quad 0]^t i_f) \quad (4.7)$$

Les équations de tensions statoriques et rotoriques (4.1) à (4.5) après application de la transformation de Park avec repère lié au stator à celles de la MAS avec défaut de court-circuit exprimées en

fonction des courants statoriques ' $i_{s\alpha\beta}^s$ ' et des courants magnétisants ' $i_{m\alpha\beta}^s$ ', prennent la forme suivante:

$$\frac{di_{s\alpha\beta}^s}{dt} = -\mathbf{L}'^{-1}(\mathbf{R}_s + \mathbf{R}'_r) \mathbf{i}_{s\alpha\beta}^s + \mathbf{L}'^{-1}(\mathbf{R}'_r - p\Omega \mathbf{J} \mathbf{M}'_{sr}) \mathbf{i}_{m\alpha\beta}^s + \mathbf{L}'^{-1} \mathbf{v}_{s\alpha\beta}^s \quad (4.8)$$

$$\frac{di_{m\alpha\beta}^s}{dt} = \mathbf{M}'_{sr}{}^{-1} \mathbf{R}'_r \mathbf{i}_{s\alpha\beta}^s - \mathbf{M}'_{sr}{}^{-1} (\mathbf{R}'_r - p\Omega \mathbf{J} \mathbf{M}'_{sr}) \mathbf{i}_{m\alpha\beta}^s \quad (4.9)$$

$$\frac{di_f}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_f + \frac{\gamma_a}{L_f} v_{s\alpha}^s \quad (4.10)$$

avec :

$$\mathbf{R}'_r = \mathbf{M}_{sr} \mathbf{L}_r^{-1} \mathbf{R}_r \mathbf{L}_r^{-1} \mathbf{M}_{sr}^{-1}, \quad \mathbf{L}'_s = \mathbf{L}_s - \mathbf{M}_{sr} \mathbf{L}_r^{-1} \mathbf{M}_{sr}^{-1}, \quad \mathbf{M}'_{sr} = \mathbf{M}_{sr} \mathbf{L}_r^{-1} \mathbf{M}_{sr}^{-1}$$

$$\mathbf{R}_s = \text{diag}[r_s \quad r_s], \quad \mathbf{R}_r = \text{diag}[r_r \quad r_r], \quad \mathbf{L}_s = \text{diag}[l_s \quad l_s], \quad \mathbf{L}_r = \text{diag}[l_r \quad l_r], \quad \mathbf{M}_{sr} = \text{diag}[m_{sr} \quad m_{sr}],$$

$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, $l_s = 3m/2 + l_{ls}$, $l_r = 3m/2 + l_{lr}$, $m_{sr} = 3m/2$: représentent respectivement l'inductance cyclique statorique, rotorique et cyclique mutuelle stator/rotor.

$$R_f = r_f + \gamma_a^2 r_s / 3, \quad L_f = l_f + \gamma_a^2 l_{ls} / 3$$

$i_{m\alpha\beta}^s$: étant les composantes du courant magnétisant définies en fonction des flux rotoriques par

$$\phi_{r\alpha\beta}^s = \mathbf{M}_{sr} \mathbf{i}_{m\alpha\beta}^s$$

L'application de la transformation de Park à l'expression du couple électromagnétique (4.6), permet d'écrire :

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \frac{m_{sr}^2}{l_r} (i_{m\alpha}^s i_{s\beta}^s - i_{m\beta}^s i_{s\alpha}^s) \quad (4.11)$$

La figure -4.2- présente le schéma du modèle de la MAS avec défaut de court-circuit entre spires.

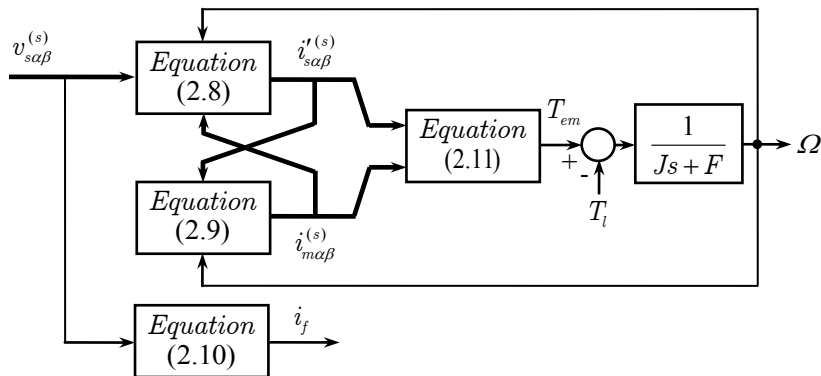


Figure -4.2- Schéma bloc du modèle de la MAS avec court-circuit entre spires.

4.3. Observateur dédié au diagnostic du défaut de court-circuit statorique entre Spires

Le principal objectif de cette partie est de développer un système capable de détecter la présence du défaut de court circuit entre spires de la même phase d'une machine asynchrone utilisant un observateur basé sur un modèle bilinéaire de la machine asynchrone prenant en compte le court-circuit entre spires d'une phase pour la détection du coefficient de court-circuit ' γ_a '.

Le modèle de la machine asynchrone avec défaut de court-circuit entre spires de la phase statorique ' a_s ' présenté par les équations (4.8) à (4.11) peut être réécrit sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= (\mathbf{A}_0 + \Omega \mathbf{A}_\Omega) \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C} \mathbf{x} \end{aligned} \quad (4.12)$$

Avec : $\mathbf{x} = [\mathbf{i}_{sa\beta}^{st} \quad \mathbf{i}_{ma\beta}^{st} \quad i_f]^t$, $\mathbf{u} = \mathbf{v}_{sa\beta}^s$, $\mathbf{y} = \mathbf{i}_{sa\beta}^s$,

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} -\mathbf{L}'_s (\mathbf{R}_s + \mathbf{R}'_r) & \mathbf{L}'_s \mathbf{R}'_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{M}'_{sr} \mathbf{R}'_r & -\mathbf{M}'_{sr} \mathbf{R}'_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & -R_f/L_f \end{bmatrix} , \quad \mathbf{A}_\Omega = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -p\mathbf{J}\mathbf{M}'_{sr} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -p\mathbf{J} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} , \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\mathbf{L}'_s^{-1} \\ \mathbf{0} \\ [\gamma_a/L_f \quad \mathbf{0}] \end{bmatrix} ,$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} & \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} \gamma_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} , \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Dans le but de faire apparaître le coefficient de défaut ' γ_a ' parmi les états de l'observateur de détection de défaut, une transformation définie par: $\mathbf{x} = \mathbf{T}_{zx} \mathbf{z}$, est appliquée au système de l'équation (4.12). Cette transformation offre la version bilinéaire du modèle de la MAS avec défaut de court-circuit donné par (4.12) [KAL06].

La matrice de transformation est donnée par l'équation suivante :

$$\mathbf{T}_{zx} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} & [-1 \quad 0]^t \\ -\mathbf{M}'_{sr} \mathbf{L}'_s & \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & 3/2\gamma_a \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Quand nous appliquons la transformation (4.13) au système (4.12), on peut avoir le système bilinéaire suivant:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}} &= (\Omega \mathbf{A}_{z\Omega} + \mathbf{v}_{sa}^s \mathbf{A}_{zv_{sa}^s}) \mathbf{z} + \mathbf{B}_z \mathbf{u} \\ \mathbf{y}_z &= \mathbf{C}_z \mathbf{z} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Le nouveau vecteur d'état ' \mathbf{z} ' est étendu par une autre variable décrivant l'état du défaut. dans ces conditions, on écrit :

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{zx}^{-1} \mathbf{x} & f \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

où f représente l'état du défaut. Elle est définie par:

$$f = \gamma_a / (1 - 2\gamma_a / 3) \quad (4.16)$$

Dans le système (4.14), la commande et la sortie sont respectivement : $\mathbf{u} = \mathbf{v}_{s\alpha\beta}^s$, $\mathbf{y}_z = \mathbf{i}_{s\alpha\beta}^s$ et les matrices sont définies comme suit :

$$\mathbf{A}_{z0} = \begin{bmatrix} \left(-\mathbf{L}'_s{}^{-1}(\mathbf{R}_s + \mathbf{R}'_r) - \mathbf{M}'_{sr}{}^{-1}\mathbf{R}'_r \right) & \mathbf{L}'_s{}^{-1}\mathbf{R}'_r & \left(\mathbf{L}'_s{}^{-1}(\mathbf{R}_s + \mathbf{R}'_r) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r'_s/l_{ls} \\ 0 \end{bmatrix} \right) & \mathbf{0} \\ & -\mathbf{M}'_{sr}{}^{-1}\mathbf{R}'_s & \left(\mathbf{M}'_{sr}{}^{-1}(\mathbf{R}_s - \frac{r'_s}{l_{ls}}\mathbf{L}'_s) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \right) & \mathbf{0} \\ & \mathbf{0} & -r'_s/l_{ls} & 0 \\ & \mathbf{0} & \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{z\Omega} = \begin{bmatrix} p\mathbf{J} & -p\mathbf{J}\mathbf{L}'_s{}^{-1}\mathbf{M}'_{sr} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_{zv_{sd}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \begin{bmatrix} 2/3l_{ls} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \left(\frac{2}{3l_{ls}}\mathbf{M}'_{sr}{}^{-1}\mathbf{L}'_s \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \right) \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & 2/3l_{ls} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_z = \begin{bmatrix} \mathbf{L}'_s{}^{-1} \\ \mathbf{M}'_{sr}{}^{-1} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}_z = \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}^T$$

L'observateur basé sur le système bilinéaire défini par l'équation (4.14) est donné par les équations suivantes :

$$\dot{\hat{\mathbf{z}}} = \mathbf{A}_z(\Omega, v_{s\alpha}^s)\hat{\mathbf{z}} + \mathbf{B}_z\mathbf{u} + \mathbf{K}(v_{s\alpha}^s)(\mathbf{y}_z - \hat{\mathbf{y}}_z) \quad (4.17)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_z = \mathbf{C}_z\hat{\mathbf{z}} \quad (4.18)$$

où $\hat{\mathbf{z}}$ et $\hat{\mathbf{y}}_z$ représentent respectivement les valeurs estimées du vecteur d'état ' \mathbf{z} ' et de la sortie ' \mathbf{y}_z '.

$\mathbf{K}(v_{s\alpha}^s)$ est le gain de la contre réaction de l'observateur et la matrice de l'observateur $\mathbf{A}_z(\Omega, v_{s\alpha}^s)$ est donnée par :

$$\mathbf{A}_z(\Omega, v_{s\alpha}^s) = \mathbf{A}_{z0} + \Omega\mathbf{A}_{z\Omega} + v_{sd}\mathbf{A}_{zv_{sd}}$$

Pour la synthèse de l'observateur, nous définissons l'erreur d'estimation d'état suivante:

$$\mathbf{e}_z = \mathbf{z} - \hat{\mathbf{z}} \quad (4.19)$$

La dérivée de l'erreur est décrite par l'équation suivante :

$$\frac{d\mathbf{e}_z}{dt} = \left[\mathbf{A}_z(\Omega, v_{s\alpha}^s) - \mathbf{K}(v_{s\alpha}^s)\mathbf{C}_z \right] \mathbf{e}_z \quad (4.20)$$

Pour l'observateur donné par les équations (4.17) et (4.18), on suppose que la vitesse ' Ω ' possède une dynamique relativement lente par rapport à celle de la tension ' $v_{s\alpha}^s$ '. Ceci amène à choisir la matrice de correction de l'observateur suivante :

$$\mathbf{K}(v_{s\alpha}^s) = \mathbf{K}_0 + \mathbf{K}_1 v_{s\alpha}^s \quad (4.21)$$

La stabilité de l'erreur de l'observateur peut être démontrée par la théorie de Lyapunov. Nous choisissons la fonction candidate de Lyapunov comme suit:

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{e}_z^T \mathbf{e}_z \quad (4.22)$$

La fonction de Lyapunov est définie positive, ce qui vérifie la première condition de la stabilité. Pour satisfaire la stabilité de Lyapunov, la deuxième condition doit être vérifiée. Cette condition exige que :

$$\dot{V} = \mathbf{e}_z^T \dot{\mathbf{e}}_z \quad (4.23)$$

D'après l'équation (4.20), nous pouvons écrire:

$$\dot{V} = \mathbf{e}_z^T \left[\mathbf{A}_z(\Omega, v_{s\alpha}^s) - \mathbf{K}(v_{s\alpha}^s) \mathbf{C}_z \right] \mathbf{e}_z < 0 \quad (4.24)$$

Ce qui veut dire que la matrice:

$$(\mathbf{A}_{z0} - \mathbf{K}_0 \mathbf{C}_z) + \Omega \mathbf{A}_{z\Omega} + v_{s\alpha}^s (\mathbf{A}_{zv_{s\alpha}^s} - \mathbf{K}_1 \mathbf{C}_z) < 0 \quad (4.25)$$

Les matrices \mathbf{K}_0 et \mathbf{K}_1 sont choisies afin que la condition (4.25) soit vérifiée.

4.4. Commande vectorielle et diagnostic par observateur lors du fonctionnement avec défaut

Afin de réaliser un découplage entre le contrôle du flux et du couple de la machine asynchrone, la commande vectorielle par orientation de flux est basée sur l'orientation du repère de Park tournant tel que son axe direct 'd' soit aligné avec le vecteur flux rotorique (fig -4.3-) [LEO90] [LEO90] [CAR95] [GRE97].

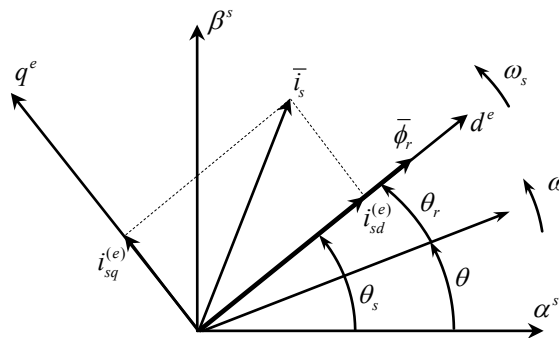


Figure -4.3- Orientation du flux rotorique.

Si le repère est parfaitement orienté :

$$\phi_{rd}^{(e)} = \phi_r \quad \text{et} \quad \phi_{rq}^{(e)} = \dot{\zeta}_{rq}^e \quad (4.26)$$

Les composantes du courant magnétisant deviennent :

$$i_{md}^{(e)} = i_m^{(e)} \quad \text{et} \quad i_{mq}^{(e)} = \dot{i}_{mq}^e \quad (4.27)$$

Les équations du modèle de la MAS, exprimées dans un repère lié au champ avec orientation du flux, prennent la forme suivante:

$$v_{sd}^{(e)} = \sigma l_s \frac{di_{sd}^{(e)}}{dt} + (r_s + r_r \frac{m_{sr}^2}{l_r^2}) i_{sd}^{(e)} - \omega_s \sigma l_s i_{sq}^{(e)} - \frac{m_{sr}}{l_r} r_r \phi_r^{(e)} \quad (4.28)$$

$$v_{sq}^{(e)} = \sigma l_s \frac{di_{sq}^{(e)}}{dt} + (r_s + r_r \frac{m_{sr}^2}{l_r^2}) i_{sq}^{(e)} + \omega_s \sigma l_s i_{sd}^{(e)} + \frac{m_{sr}}{l_r} \omega \phi_r^{(e)} \quad (4.29)$$

$$0 = -m_{sr} \frac{r_r}{l_r} i_{sd}^{(e)} + \frac{d\phi_r^{(e)}}{dt} + \frac{r_r}{l_r} \phi_r^{(e)} \quad (4.30)$$

$$0 = -m_{sr} \frac{r_r}{l_r} i_{sq}^{(e)} + \omega_r \phi_r^{(e)} \quad (4.31)$$

D'autre part, le couple électromagnétique s'écrit comme suit:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \frac{m_{sr}}{l_r} \phi_r^{(e)} i_{sq}^{(e)} = \frac{3}{2} p \frac{m_{sr}^2}{l_r} i_m^{(e)} i_{sq}^{(e)} \quad (4.32)$$

L'équation (4.30) indique que le flux rotorique ' ϕ_r ' ($i_m^{(e)}$) dépend seulement de la composante du courant statorique ' $i_{sd}^{(e)}$ '. Son expression peut être reformulée comme suit:

$$\phi_r^{(e)} = \frac{m_{sr}}{T_r s + 1} i_{sd}^{(e)} \quad (4.33)$$

Dans cette équation, ' $T_r = l_r / r_r$ ': représente la constante du temps rotorique et ' s ' étant l'opérateur de Laplace.

A partir de l'équation (4.32), si le flux est maintenu constant par action sur la composante du courant ' $i_{sd}^{(e)}$ ', le couple électromagnétique ' T_{em} ' varie linéairement en fonction de l'autre composante du courant ' $i_{sq}^{(e)}$ '. Donc, la commande à flux orienté pilote la MAS comme il est réalisé naturellement pour la MCC.

Dans le cas de la commande indirecte à ' ϕ_r ' orienté, les composantes du courant statorique ' $i_{sd}^{(e)*}$ ', et ' $i_{sq}^{(e)*}$ ', nécessaires pour imposer respectivement la référence du flux ' ϕ_r^* ' et celle du couple ' T_{em}^* ', peuvent être déterminées à partir des équations (4.32) et (4.33), tel que:

$$i_{sd}^{(e)*} = \frac{T_r s + 1}{m_{sr} (\tau s + 1)} \phi_r^{(e)*} \quad , \quad i_{sq}^{(e)*} = \frac{2}{3} \frac{l_r}{p m_{sr} \phi_r^{(e)*}} T_{em}^* \quad (4.34)$$

où τ est la constante du temps du filtre ajoutée pour rendre réalisable l'inverse de l'équation (4.33). Elle est fixée de sorte que: $\tau < T_r / 10$.

L'angle de position du flux rotorique ' θ_s^* ' nécessaire pour l'orientation du repère de Park est obtenu comme suit :

$$\theta_s^* = \int \omega_s^* dt \quad , \quad \omega_s^* = \omega_r^* + p\Omega \quad , \quad \omega_r^* = \frac{1}{\tau_r} \frac{1}{i_{sd}^{(e)*}} i_{sq}^{(e)*} \quad (4.35)$$

La structure générale de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté associée au réglage de la vitesse d'une machine asynchrone est représentée par la figure -4.4-.

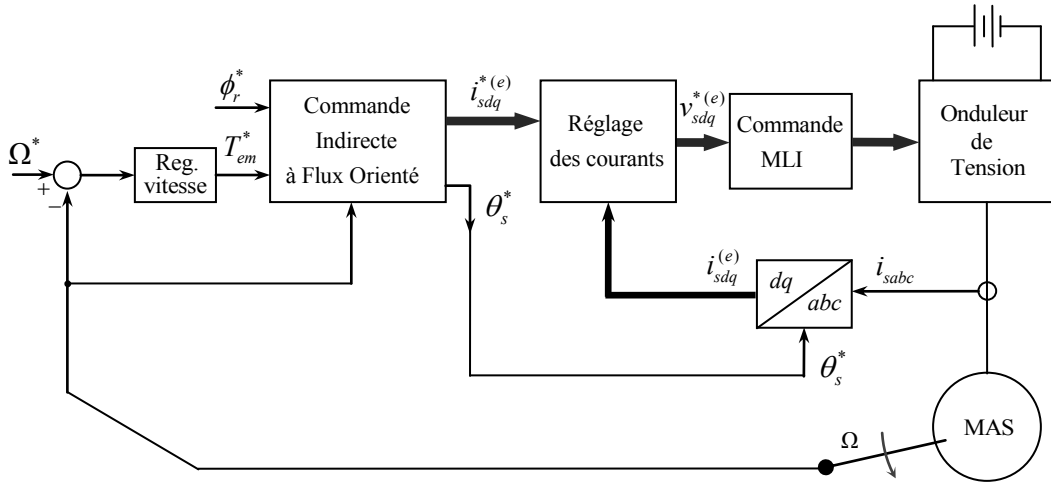


Figure -4.4- Schéma de la structure générale de la commande indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone.

4.4.1. Résultats de simulation

Dans cette partie, la commande vectorielle développée est associée à l'observateur. Cet observateur exploite la vitesse de rotation mesurée en plus des courants et des tensions statoriques disponibles.

L'observateur bilinéaire dont le schéma est représenté par la figure -4.5- adopte comme entrées: l'erreur entre les courants statoriques mesurés ' $i_{s\alpha\beta}^s$ ' et estimés ' $\hat{i}_{s\alpha\beta}^s$ ', les tensions statoriques ' $v_{s\alpha\beta}^s$ ' et la vitesse de rotation. Il permet d'estimer en plus de courant ' $\hat{i}_{s\alpha\beta}^s$ ', d'autres composantes du courant statorique ' $\hat{i}_{s\alpha\beta}^s$ ', le coefficient de court-circuit ' γ_a ' qui définit le nombre de spires en court-circuit par rapport au nombre total de spires de la phase défectueuse, le courant du défaut et les composantes du flux rotorique ' $\phi_{r\alpha\beta}^s$ '.

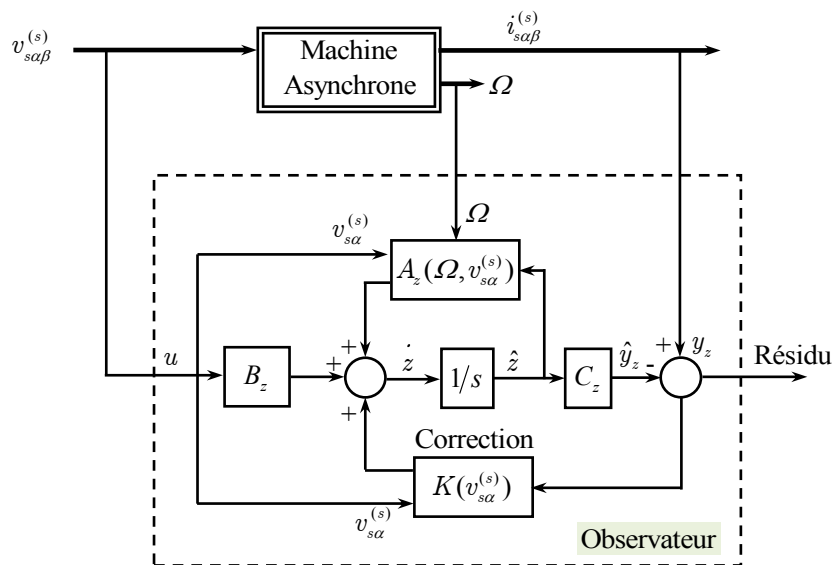


Figure -4.5- Structure de l'observateur.

Les différents tests sont effectués sur une MAS à cage d'écureuil dont les paramètres sont donnés par le tableau -4.1-. La simulation est implantée dans l'environnement Matlab/Simulink. La méthode d'intégration utilisée est celle de Runge Kutta à pas de calcul de $10^{-4} s$.

Pour les simulations, les matrices de gains de l'observateur associé à la commande vectorielle sont choisies comme suit :

$$\mathbf{K}_0 = \begin{bmatrix} -0,1 & -0,1 & -1 & -1 & -1 & 1 \\ -0,1 & -0,1 & -1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T \quad (4.36)$$

Tableau -4.1- Paramètres de la machine asynchrone adoptés pour la simulation.

Description /Paramètre	Valeur	Unité	Description /Paramètre	Valeur	Unité
Puissance nominale P_n	0,75	kW	Courant nominal I_{sn}	2.5	A
Vitesse nominale N_n	2760	rpm	Tension nominale V_{sn}	230	V
Fréquence nominale f_{sn}	50	Hz	Couple nominal T_n	2.38	Nm
Inductance statorique l_s	0.5578	H	Inductance rotorique l_r	0.6152	H
Inductance Mutuelle m_{sr}	0.54	H	Résistance rotorique r_r	11.3	Ω
Résistance statorique r_s	11.8	Ω	Nombre de paires de poles p	1	-
Moment d'inertie J	$2 \cdot 10^{-3}$	$Kg.m^2$	Coefficient de frottement F	$287 \cdot 10^{-6}$	$Nm.sec$

La vitesse de rotation de la machine est pilotée par un correcteur classique IP, tandis que les courants de Park sont contrôlés par des correcteurs de type PI. Les coefficients des régulateurs sont présentés en annexe (B.2).

• Fonctionnement sain à vitesse constante

Pour la commande vectorielle indirecte à ϕ_r orienté avec fonctionnement sain de la MAS, nous nous assurons que le flux rotorique est établi dans la machine à sa valeur nominale $\phi_r^* = 0,65 wb$ de telle manière que la machine soit bien fluxée avant d'envoyer la consigne de la vitesse de $150 rad/s$ à l'instant $t=0,3s$. Le couple de charge nominal est appliqué à l'instant $t=1,5s$.

La vitesse de la machine (fig-4.6-a) suit parfaitement sa référence avec une dynamique meilleure et la perturbation du couple est bien rejetée. Le flux suivant l'axe 'd' suit la référence et la composante selon l'axe 'q' est quasiment nulle.

La figure -4.7- présente le comportement des courants statoriques suivant les axes 'd' et 'q' du repère de Park. Ils suivent leur références, où le courant ' $i_{sd}^{(e)}$ ' (fig-4.7-a) est l'image du flux (fig-4.6-c) et la composante ' $i_{sq}^{(e)}$ ' (fig-4.7-b) est l'image du couple (fig-4.6-b). Le comportement de la machine réalise ainsi le principe de la commande vectorielle à ϕ_r orienté.

En l'absence du défaut de court-circuit, l'observateur bilinéaire fournit un coefficient de court-circuit $\hat{\gamma}_a$ estimé nul (fig-4.8-a) et un courant de court-circuit nul (fig-4.8-b).

La figure -4.8-c présente les deux composantes du courant statorique estimées $\hat{i}_{sd}^{(e)}$ et $\hat{i}_{sq}^{(e)}$ après application de la transformation de rotation ($\alpha\beta/dq$). Elles sont identiques aux composantes $i_{sd}^{(e)}$ et $i_{sq}^{(e)}$ en l'absence du défaut.

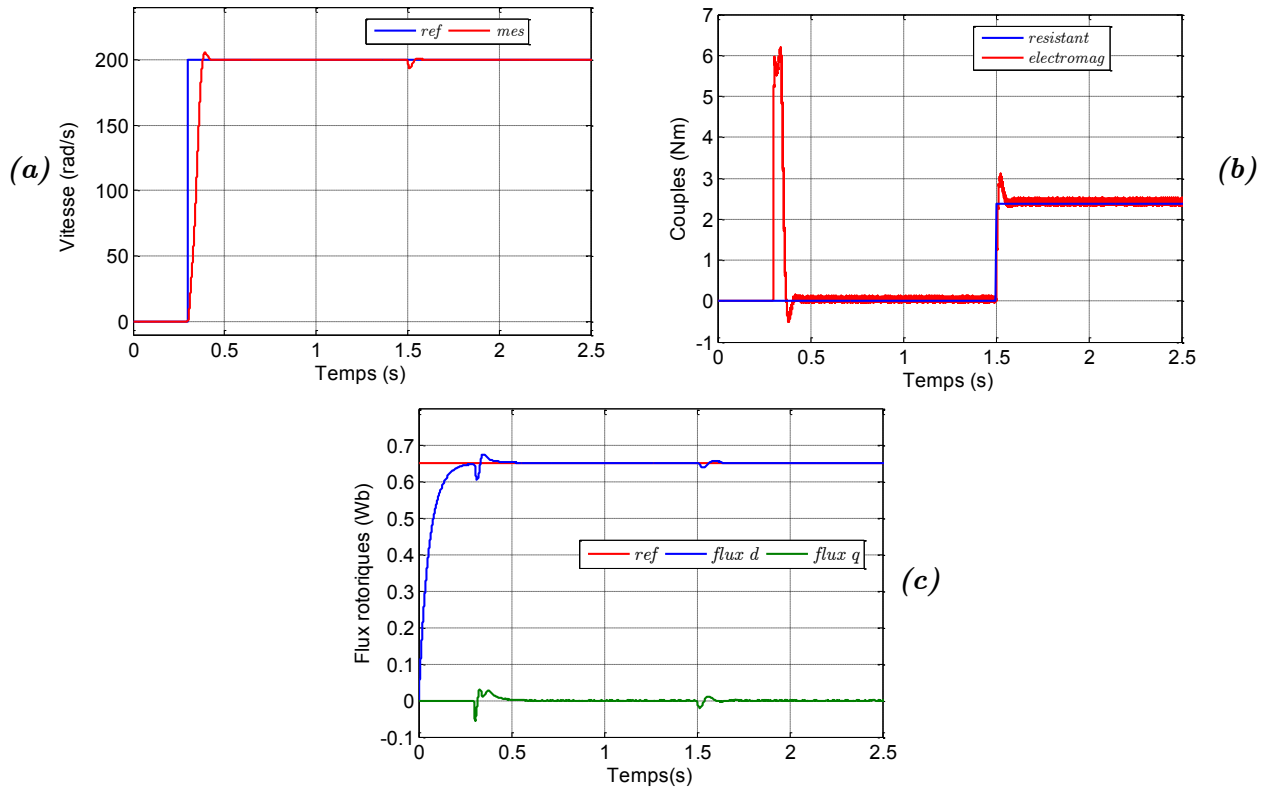


Figure -4.6-Résultat de simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC et sans défaut de court-circuit : (a) vitesse de rotation Ω , (b) couple électromagnétique T_{em} et couple de charge T_r , (c) flux rotoriques ϕ_r^* , $\phi_{rd}^{(e)}$ et $\phi_{rq}^{(e)}$.

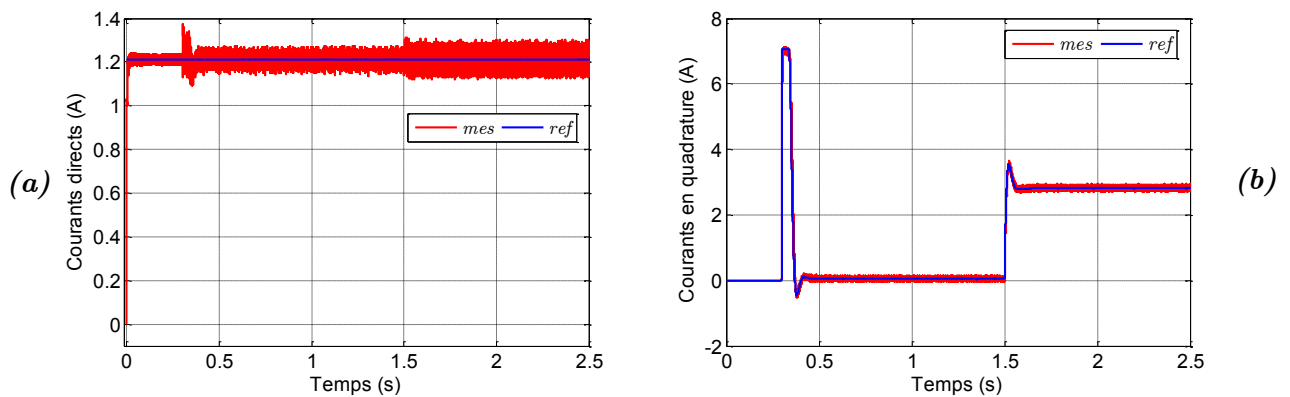


Figure -4.7-Résultat de simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC et sans défaut de court-circuit : (a) courant $i_{sd}^{(e)}$ et sa référence, (b) courant $i_{sq}^{(e)}$ et sa référence.

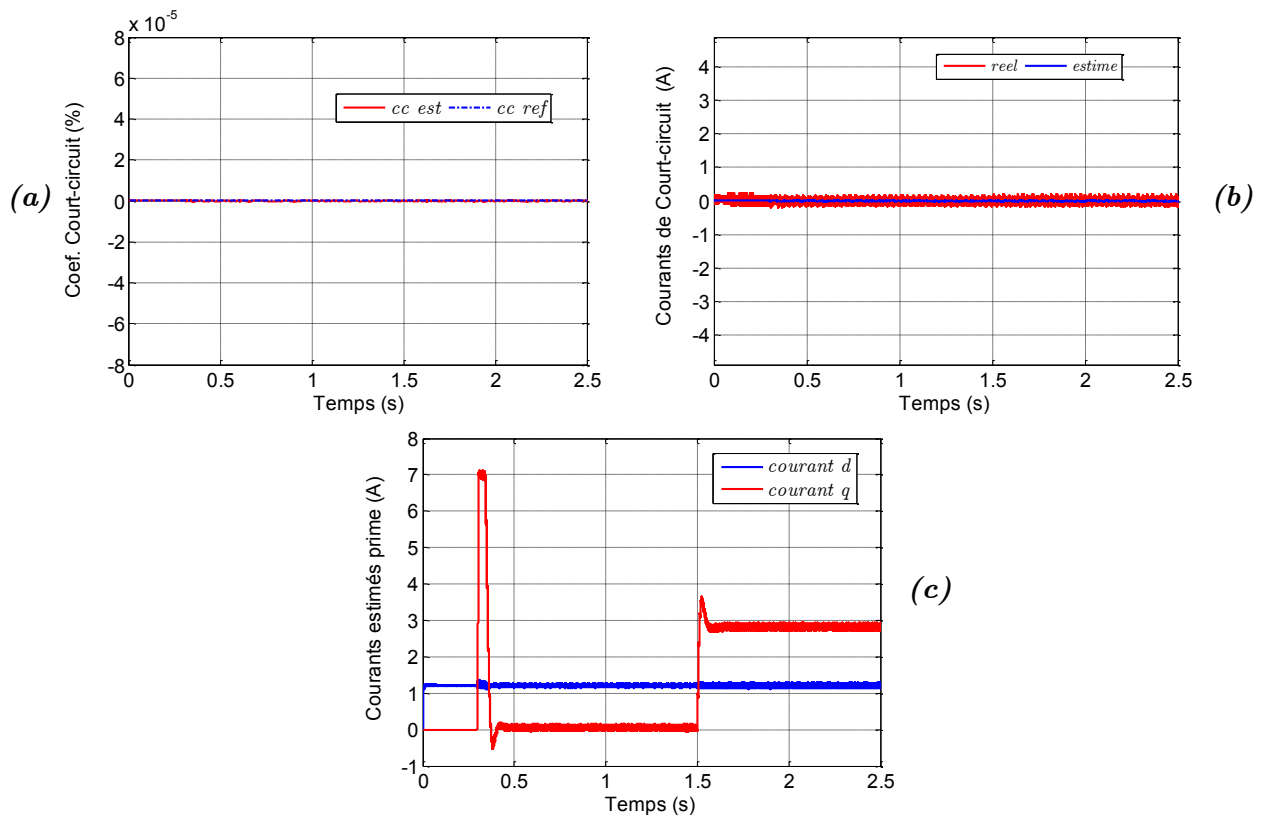


Figure -4.8- Résultat de simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC et sans défaut de court-circuit : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé et réel, (b) courant de court-circuit i_f estimé et réel, (c) courants estimés

$$i_{sd}^{(e)} \text{ et } i_{sq}^{(e)}.$$

• fonctionnement en présence du défaut à vitesse constante

Pour le test de la commande vectorielle indirecte à ϕ_r orienté pour un fonctionnement avec défaut de court-circuit entre spires de la phase ' a_s ', une marche à vitesse de référence constante est adoptée avec démarrage à vide et application du couple de charge nominal à l'instant $t=1,75s$.

La commande est testée au départ avec absence du court-circuit, 10% de court-circuit à l'instant $t=1s$ puis 20% de spires court-circuitées de la phase ' a_s ' à l'instant $t=2,5s$.

La vitesse de rotation suit sa référence (fig-4.9-a). Néanmoins, elle présente des ondulations autour de sa référence dont les amplitudes augmentent avec le degré du défaut (fig-4.9-b). Ce phénomène touche l'allure du couple électromagnétique (fig-4.9-c et d).

La figure -4.9-e présente les deux composantes du flux rotorique ' $\phi_{rdq}^{(e)}$ ' dans le repère de Park. Le découplage est perdu après l'application du défaut. La composante direct ' $\phi_{rd}^{(e)} < \phi_r^*$ ' et l'autre composante n'est plus nulle ' $\phi_{rq}^{(e)} < 0$ '.

Les courants statoriques de phases présentent un déséquilibre, après l'apparition du défaut (fig-4.9-f). Ils présentent une augmentation importante après l'application du couple de charge relativement au fonctionnement sain. L'augmentation du degré du défaut à 20% se manifeste par l'accroissement des courants de phases.

Les composantes du courant statorique dans le repère de Park sont illustrées par la figure -4.10-. La composante ' $i_{sd}^{(e)}$ ' (fig-4.10-a) présente des ondulations dont l'amplitude augmente avec le défaut et sa valeur est l'image du flux. Par contre, ' $i_{sq}^{(e)}$ ' (fig-4.10-b) n'est plus l'image du couple et prend des valeurs plus importantes relativement au cas du fonctionnement sain. Ce qui montre que la commande vectorielle classique n'assure plus le découplage à l'égard du court-circuit.

Le pourcentage des spires court-circuitées ' γ_a ' est présenté par la figure -4.11-a. Cette valeur estimée par l'observateur est égale à sa valeur réelle. Le coefficient ' γ_a ' est nul en absence du défaut et le court circuit ' i_f ' est ainsi nul. La valeur du ' γ_a ' estimée est égale à sa valeur réelle et le courant ' i_f ' est correctement estimé (fig-4.11-b) et augmente en fonction du degré du défaut et du couple de charge.

Les composantes des courants estimés ' $i_{sd}^{\prime(e)}$ ' et ' $i_{sq}^{\prime(e)}$ ' après l'application de la transformation de rotation ' $\alpha\beta/dq$ ' (fig-4.11-c) ne sont pas identiques aux composantes ' $i_{sd}^{(e)}$ ' et ' $i_{sq}^{(e)}$ ' mesurées après l'occurrence du court-circuit.

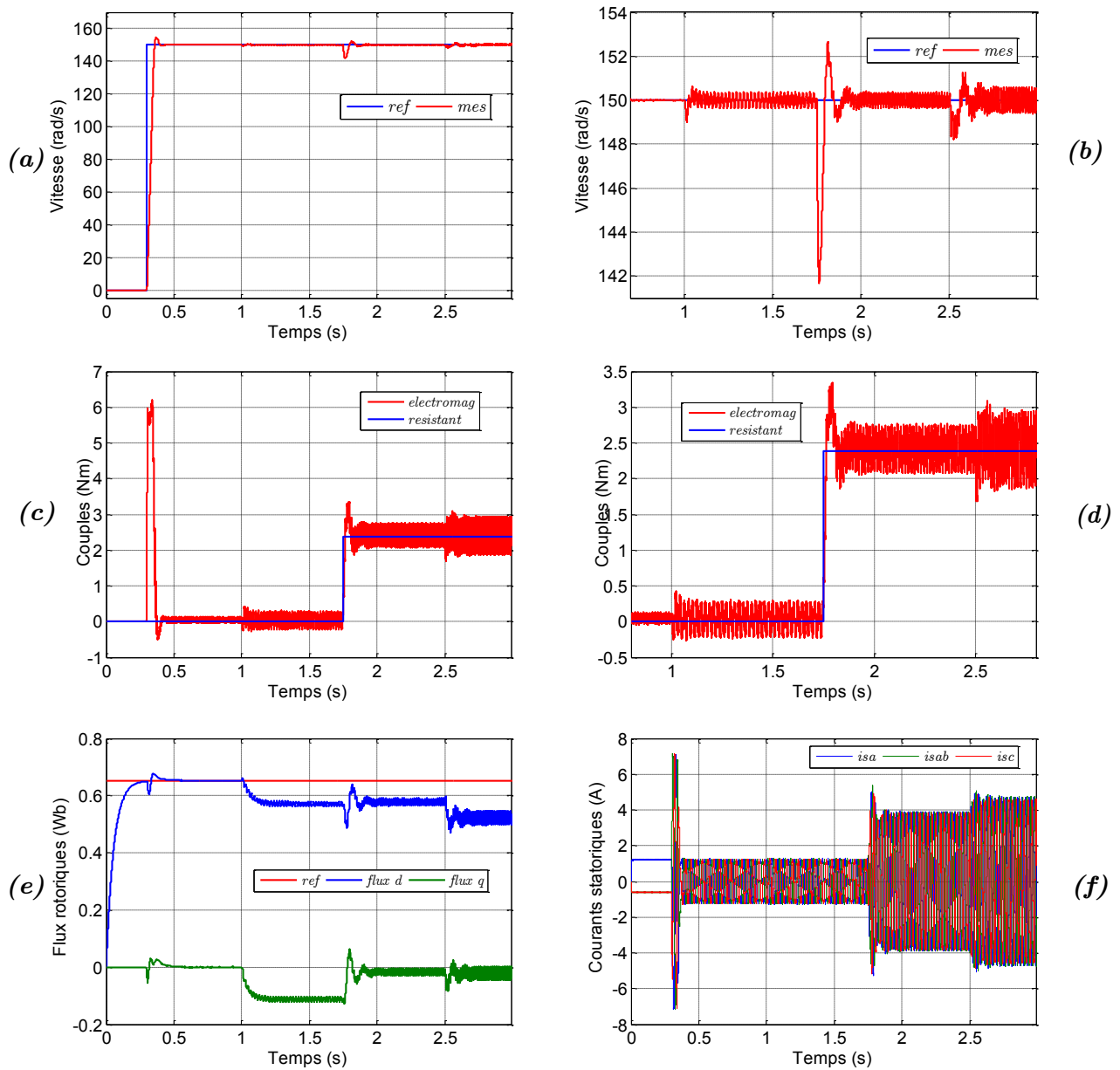


Figure -4.9- Résultat de simulation de la commande à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC avec variation du court-circuit de 0 vers 10 % à $t=1$ s et de 10% vers 20 % à $t=2,5$ s : (a) et (b) vitesse de rotation Ω et son zoom, (c) et (d) couple électromagnétique T_{em} et couple de charge T_r et leurs zoom, (e) flux rotoriques ϕ_r^* , $\phi_{rd}^{(e)}$ et $\phi_{rq}^{(e)}$, (f) courants statoriques i_{sabc} .

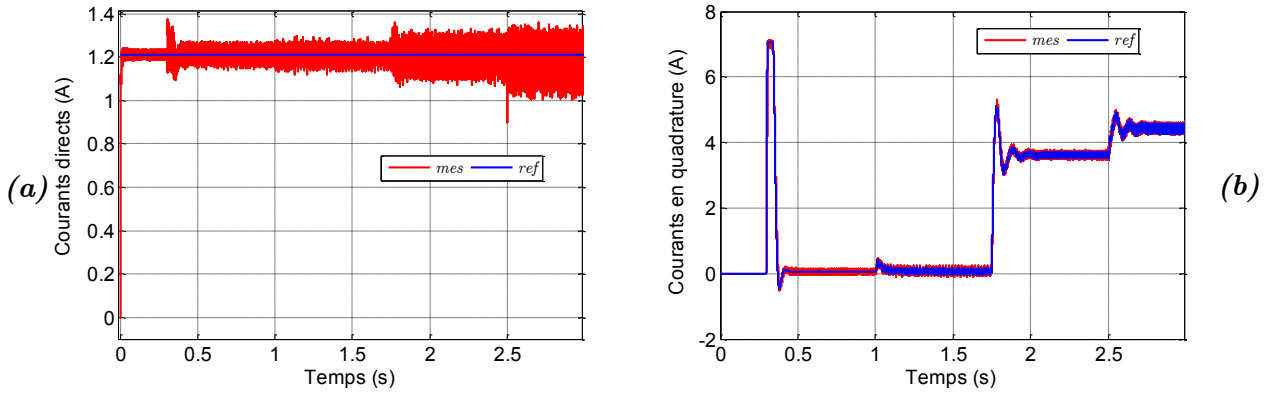


Figure -4.10- Résultat de simulation de la commande à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC avec variation du court-circuit de 0 vers 10 % à $t=1$ s et vers 20 % à $t=2,5$ s : (a) courant $i_{sd}^{(e)}$ et sa référence, (b) courant $i_{sq}^{(e)}$ et sa référence.

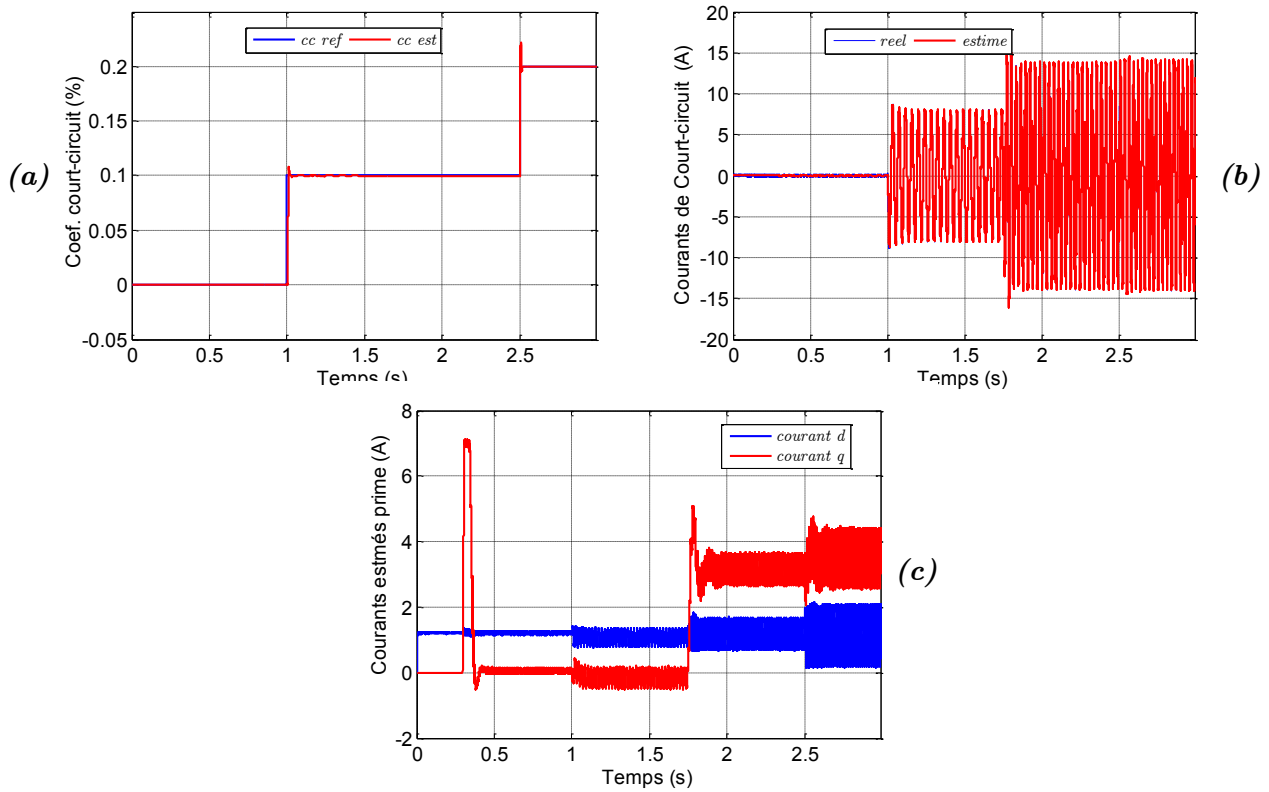


Figure -4.11- Résultat de simulation de la commande à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC avec variation du court-circuit de 0 vers 10 % à $t=1$ s et vers 20 % à $t=2,5$ s : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé et réel, (b) courant de court-circuit i_f estimé et réel, (c) courants estimés $i_{sd}^{(e)}$ et $i_{sq}^{(e)}$.

• Fonctionnement en présence du défaut à vitesse variable

Un test est effectué sur la commande vectorielle d'une MAS fonctionnant en présence du défaut de court-circuit. Le profil de la vitesse de référence est imposé par le benchmark de la figure -4.12-a. Le défaut de court-circuit de ' $\gamma_a=20\%$ ' est appliqué à $t=1$ s après un fonctionnement à vide. Le couple de charge est appliqué à ' T_n ' entre les instants 1,5 s et 2 s et à ' $-T_n$ ' entre 3 s et 3,5 s (fig -4.12-b).

Nous pouvons constater que le coefficient de court-circuit est correctement estimé aux régimes transitoires et reste insensible vis-à-vis la variation de la vitesse et du couple de charge de la machine (fig -4.12-a et b). Par contre le courant de court-circuit ' i_f ' (fig -4.12-c) est affecté par le point de fonctionnement: vitesse de rotation et couple de charge.

Une autre constatation peut être confirmée, du fait que les deux composantes estimées du courant statorique ' $\hat{i}_{sd}^{(e)}$ ' et ' $\hat{i}_{sq}^{(e)}$ ' ne sont pas respectivement identiques aux composantes mesurées ' $i_{sd}^{(e)}$ ' et ' $i_{sq}^{(e)}$ '.

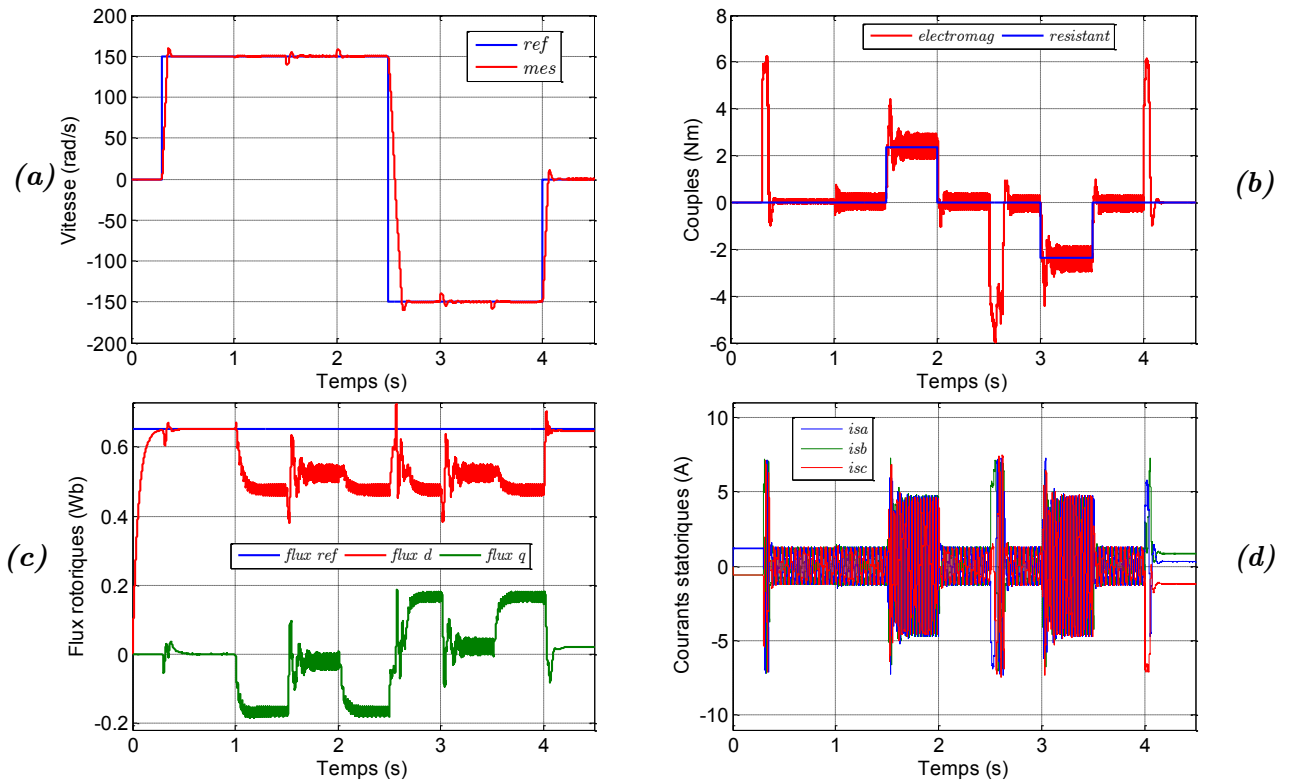


Figure -4.12- Résultat de simulation de la variation de la vitesse et couple de charge de la commande à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC avec application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s : (a) vitesse de rotation Ω et sa référence (b) couple électromagnétique T_{em} et couple de charge T_r , (c) flux rotoriques ϕ_r^* , $\phi_{rd}^{(e)}$ et $\phi_{rq}^{(e)}$, (f) courants statoriques i_{sabc} .

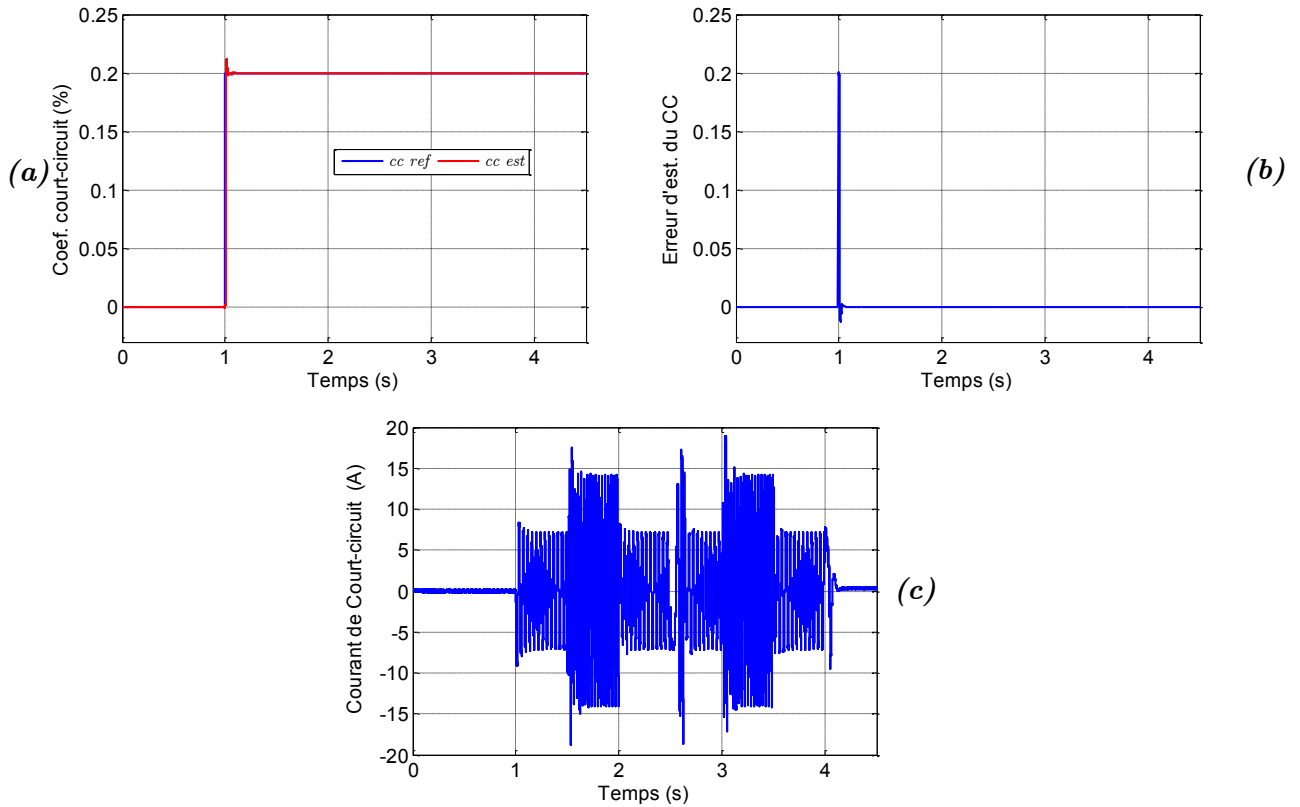


Figure -4.13- Résultat de simulation de la variation de la vitesse et couple de charge de la commande à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC avec application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé et réel, (b) son erreur d'estimation, (c) courant de court-circuit i_f estimé.

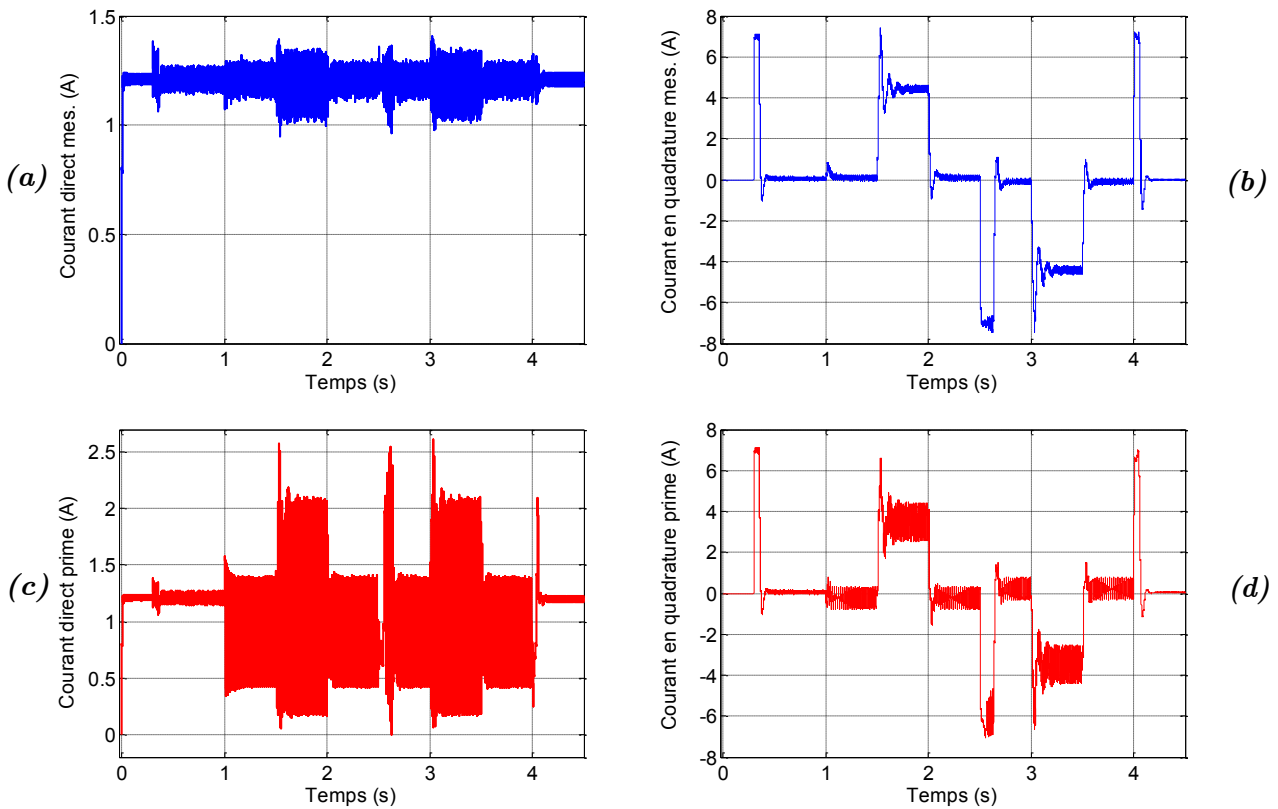


Figure -4.14- Résultat de simulation de la variation de la vitesse et couple de charge de la commande à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC avec application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s : (a) courant $i_{sd}^{(e)}$, (b) courant $i_{sq}^{(e)}$, (c) courant estimé $i_{sd}^{(e)}$ et, (d) courant estimé $i_{sq}^{(e)}$.

• Analyse spectrale lors du fonctionnement avec défaut :

Il est également nécessaire d'effectuer une étude par analyse spectrale des courants triphasés de phases statoriques (fig-4.15-), du couple et de la vitesse de rotation (fig-4.16-).

Pour un degré de défaut de court-circuit de $\gamma_a=20\%$, l'analyse spectrale des courants des trois phases statoriques ' i_{sa} ' (fig-4.15-a), ' i_{sb} ' (fig-4.15-b) et ' i_{sc} ' (fig-4.15-c), nous permet de constater l'apparition de nouveaux harmoniques dont les fréquences sont des multiples de celle du fondamental ($f_s=34,59Hz$) et principalement celui de fréquence triple: $3f_s=103,5Hz$.

L'analyse spectrale de la vitesse de rotation (fig-4.16-a) et du couple électromagnétique (fig-4.16-b) dans le cas du fonctionnement avec défaut de court circuit entre spires, montre l'existence des harmoniques autre que la composante continue ($0Hz$) de fréquences: $2f_s=69,19Hz$, $4f_s=138,1Hz$, $6f_s=207,3Hz$.

Ces harmoniques supplémentaires apparaissant au niveau des courants, du couple et de la vitesse de rotation indiquent l'existence d'un déséquilibre statorique (court-circuit) caractérisant ce type de défaillance.

L'étude par analyse spectrale s'utilisera comme moyen pour vérifier l'efficacité de l'utilisation de la commande tolérante au défaut de court-circuit entre spires d'une même phase que nous allons exposer dans la section suivante.

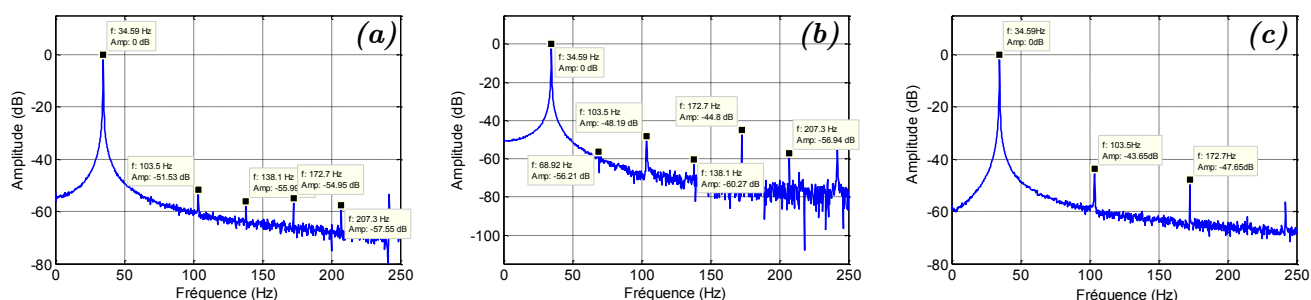


Figure -4.15- Spectres des courants statoriques pour un fonctionnement de la MAS pilotée par la commande à flux orienté sans FTC en charge avec un court-circuit de 20 % : (a) de la phase 'a', (b) de la phase 'b', (c) de la phase 'c'.

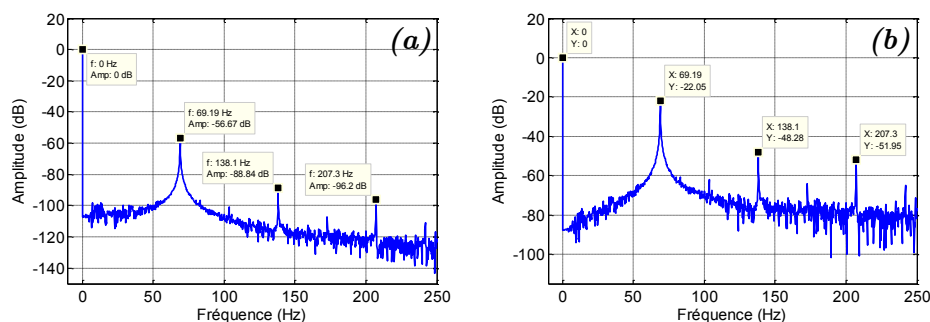


Figure -4.16- Spectres des grandeurs électromécaniques pour un fonctionnement de la MAS pilotée par la commande à flux orienté sans FTC en charge avec un court-circuit de 20 % : (a) de la vitesse de rotation, (b) du couple électromagnétique.

4.5. Reconfiguration de la commande vectorielle en présence du défaut

L'objectif de la commande vectorielle tolérante au défaut de court-circuit consiste, d'une part, à détecter la présence et la sévérité du défaut et à reconfigurer, d'autre part, la commande par commutation entre le contrôle des composantes de Park du courant statorique mesurées ' $i_{sd}^{(e)}$ ' et ' $i_{sq}^{(e)}$ ', et les composantes ' $i'_{sd}^{(e)}$ ' et ' $i'_{sq}^{(e)}$ ' de courant estimées par observation. Suivant le principe de la commande à flux orienté, les courants estimés ' $i'_{sd}^{(e)}$ ' et ' $i'_{sq}^{(e)}$ ' deviennent responsables respectivement du contrôle du flux rotorique et du couple électromagnétique après l'apparition du défaut.

Les courants ' $i'_{sd}^{(e)}$ ' et ' $i'_{sq}^{(e)}$ ' sont obtenus, à partir des états estimés par l'observateur, de la manière suivante:

$$\hat{\mathbf{i}}'_{s\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} & [-1 & 0]^t \end{bmatrix} \hat{\mathbf{z}} \quad \text{et} \quad \hat{\mathbf{i}}'_{sdq} = R(\theta_s) \hat{\mathbf{i}}'_{s\alpha\beta} \quad (4.37)$$

Dans le cas du fonctionnement avec défaut de court-circuit, les expressions du couple électromagnétique et du flux rotorique exprimées dans un repère lié au champ prennent les formes suivantes:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \frac{m_{sr}^2}{l_r} (i_{md}^{(e)} i'_{sq}^{(e)} - i_{mq}^{(e)} i'_{sd}^{(e)}) = \frac{3}{2} p \frac{m_{sr}}{l_r} (\phi_{rd}^{(e)} i'_{sq}^{(e)} - \phi_{rq}^{(e)} i'_{sd}^{(e)}) \quad (4.38)$$

$$\phi_{rdq}^{(e)} = \mathbf{L}_r \mathbf{i}_{rdq}^{(e)} + \mathbf{M}_{sr} \mathbf{i}'_{sdq}^{(e)} \quad (4.39)$$

Après orientation du vecteur flux rotorique, les expressions du couple électromagnétique et du flux rotorique deviennent :

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \frac{m_{sr}^2}{l_r} i_{md}^{(e)} i'_{sq}^{(e)} \quad (4.40)$$

$$\phi_{rd}^{(e)} = \frac{m_{sr}}{1 + \tau_r s} i'_{sd}^{(e)} \quad \text{ou} \quad i_{md}^{(e)} = \frac{1}{1 + \tau_r s} i'_{sd}^{(e)} \quad (4.41)$$

D'après les équations (4.40) et (4.41), lors du fonctionnement avec défaut de court circuit, le contrôle du flux rotorique et du couple électromagnétique nécessite le contrôle des composantes du courant statorique estimées dans le repère lié au champ rotorique ' $i'_{sdq}^{(e)}$ '.

La technique proposée n'est applicable que dans le cas où la valeur du courant de défaut estimée ne présente pas un danger au bobinage de la machine. Le courant de court circuit peut être calculé par utilisation des variables estimées :

$$\hat{z}_5 = \frac{2}{3} \gamma_a \hat{i}_f, \quad \hat{z}_6 = \hat{f} \quad \text{et} \quad \hat{\gamma}_a = \frac{\hat{z}_6}{1 + \frac{2}{3} \hat{z}_6}$$

Nous obtenons ensuite:

$$\hat{i}_f = \frac{\hat{z}_6}{\frac{2}{3} + \hat{z}_6} \hat{z}_5 \quad (4.42)$$

Afin d'avoir de meilleures performances et atteindre le découplage entre le contrôle du couple et du flux rotorique, les composantes du courant statorique mesurées ' $i'_{sdq}^{(e)}$ ' sont contrôlées dans le cas

du fonctionnement sain où l'observateur donne la grandeur correspondante à ' \hat{z}_6 ' : ' $\hat{f} = 0$ '. Quand le défaut de court-circuit se produit, le coefficient estimé devient différent de zéro ($\hat{f} \neq 0$). Cette condition permet de commuter vers le contrôle des composantes du courant statorique estimées ' $\hat{i}_{sdq}^{(e)}$ '.

La figure -4.17- présente la structure de la commande vectorielle à flux orienté avec réglage de vitesse et stratégie de commutation basée sur les sorties de l'observateur.

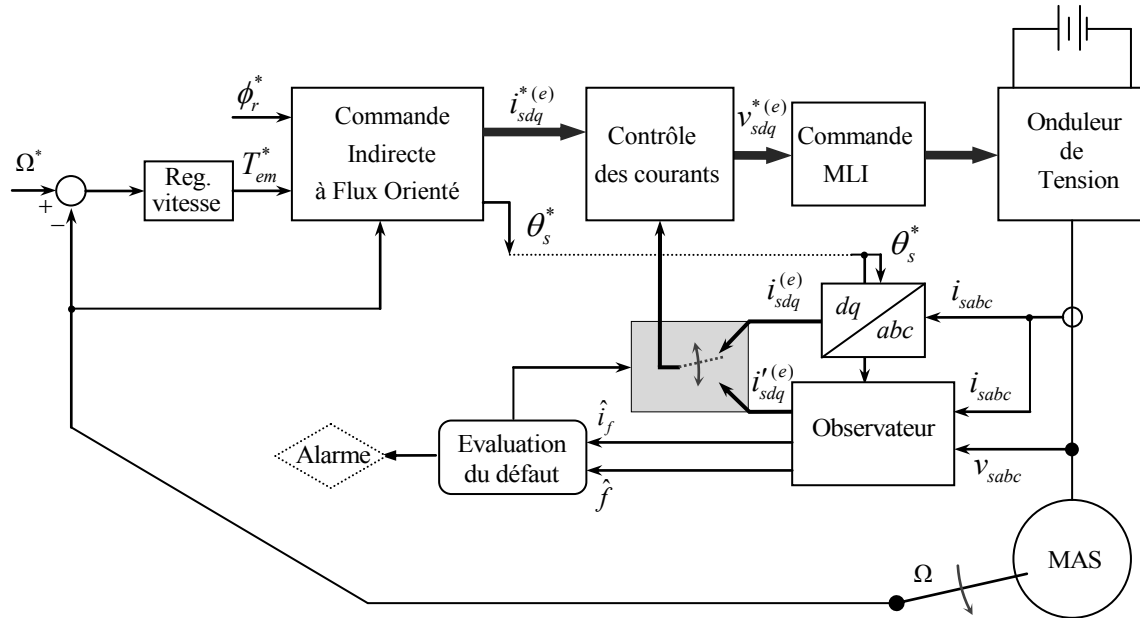


Figure -4.17- Schéma du réglage de vitesse avec commande indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone avec tolérance au défaut de court-circuit.

4.5.1. Résultats de simulation

Pour la validation de la commande vectorielle à ϕ_r orienté tolérante au défaut de court-circuit, associée à l'observateur bilinéaire, une série de tests par simulation est effectuée. Les simulations sont appliquées à la machine asynchrone dont les paramètres sont présentés par le tableau -4.1-.

- **Commande tolérante au défaut à vitesse constante:**

Après établissement du flux à sa valeur nominale de $0,65 \text{ wb}$, la vitesse de référence est imposée constante à 150 rad/s à $t=0,3 \text{ s}$, la machine est chargée par son couple nominal à $t=1,75 \text{ s}$.

Un défaut de court-circuit entre spires de la phase ' a_s ' est introduit avec un degré $\gamma_a = 20\%$ à l'instant $t=1 \text{ s}$. La commande vectorielle classique (utilisant le contrôle des courants mesurés $i_{sdq}^{(e)}$) est appliquée au démarrage jusqu'à l'instant $t=2,5 \text{ s}$. A cet instant, la commande vectorielle tolérante au défaut de court-circuit est appliquée basculant ainsi vers le contrôle des courants estimés ' $\hat{i}_{sdq}^{(e)}$ '.

Il est important de rappeler qu'avant l'instant $t=2,5 \text{ s}$, la vitesse de rotation (fig-4.18-b), le couple électromagnétique (fig-4.18-d) et les flux rotoriques (fig-4.18-e) présentent des ondulations dues au défaut. Par ailleurs, la composante du flux ϕ_{rd} est inférieure ϕ_r^* et ϕ_{rq} est négative. Ceci montre l'existence du couplage entre le contrôle du flux et du couple.

Après le basculement vers la commande vectorielle tolérante au défaut, nous constatons que les amplitudes des oscillations au niveau de la vitesse, du couple et du flux ϕ_{rdq} sont visiblement réduites (fig-4.18-b, c, et e). La composante directe du flux rotorique ϕ_{rd} se rétablit au flux de référence et la composante en quadrature tend vers zéro (fig-4.18-e).

La composante du courant estimée ' $\hat{i}_{sd}^{(e)}$ ' est à l'image du flux avec moins d'ondulations (fig-4.19-e) et la valeur de la composante ' $\hat{i}_{sq}^{(e)}$ ' diminue et présente aussi moins d'oscillations.

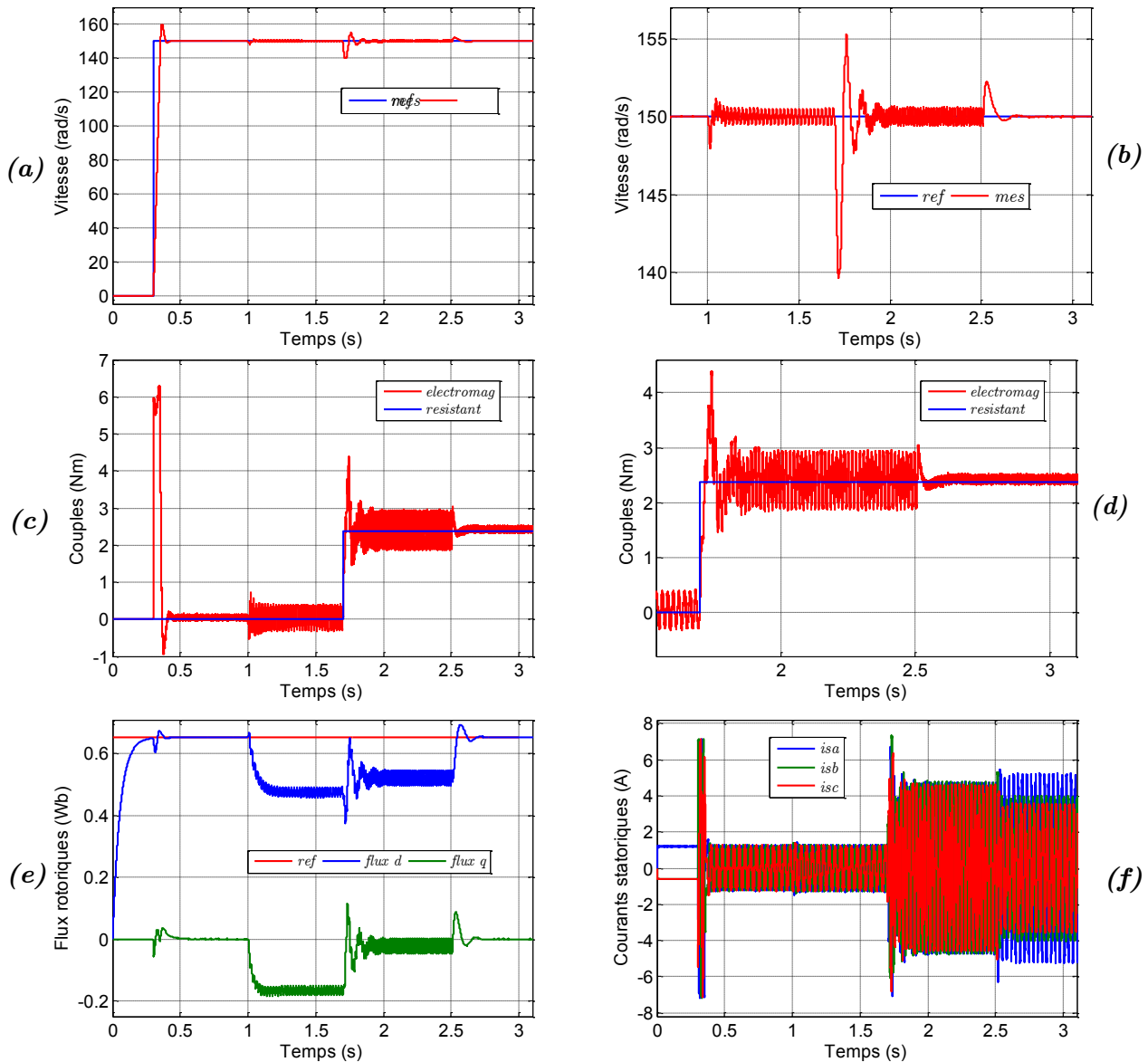


Figure -4.18- Résultat de simulation de la commande à flux rotorique orienté de la MAS avec application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s et de la FTC à $t=2,5$ s : (a) et (b) vitesse de rotation Ω et son zoom, (c) et (d) couple électromagnétique T_{em} et couple de charge T_r et leurs zoom, (e) flux rotoriques ϕ_r^* , $\phi_{rd}^{(e)}$ et $\phi_{rq}^{(e)}$, (f) courants statoriques i_{sabc} .

Il est important de signaler que la valeur du courant ' $\hat{i}_{sd}^{(e)}$ ' correspond à $4,4A$ lorsque celui-ci est utilisé pour le contrôle du flux (fig-4.19-b). Par contre l'utilisation de ' $\hat{i}_{sd}^{(e)}$ ' réduit sa valeur à $2,8A$

(fig-4.19-f), ce qui est avantageux et identique au fonctionnement sain. L'application de cette approche, nous permet de maintenir le découplage entre le contrôle du flux et du couple.

Notons que l'estimation du coefficient de court-circuit n'est plus perturbée par cette restructuration de la commande. D'après les figures montrées dans cette section, nous pouvons affirmer que l'intervention de cette commande ne réduit ni le courant de court-circuit (fig-4.20-b) ni les courants de phases (fig-4.18-f).

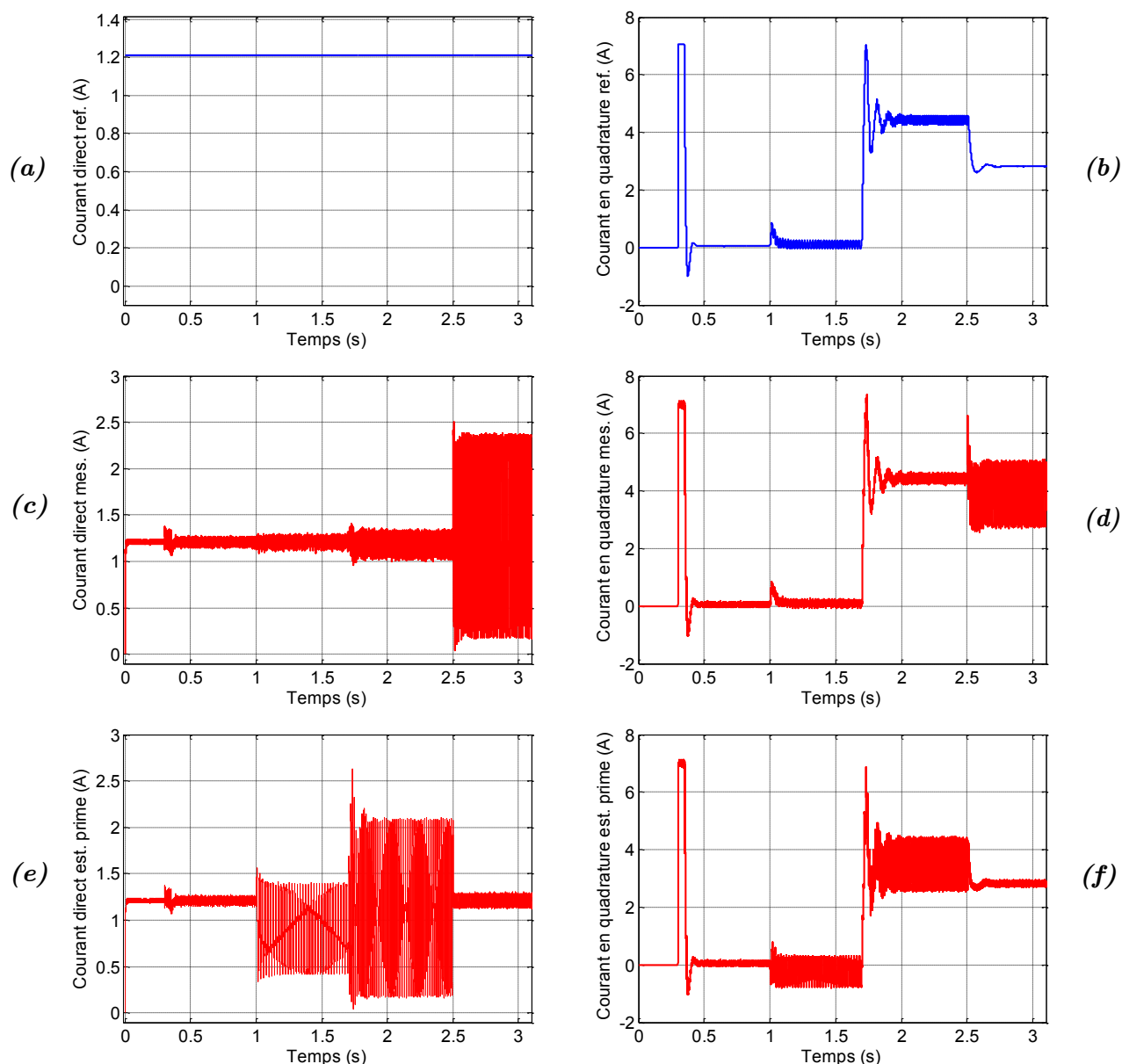


Figure -4.19- Résultat de simulation de la commande à flux rotorique orienté de la MAS avec application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s et de la FTC à $t=2,5$ s : (a) et (b) références des courants $i_{sd}^{(e)*}$ et $i_{sq}^{(e)*}$, (c) et (d) courants mesurés $i_{sd}^{(e)}$ et $i_{sq}^{(e)}$, (e) et (f) courant estimé $i_{sd}^{(e)}$ et $i_{sq}^{(e)}$.

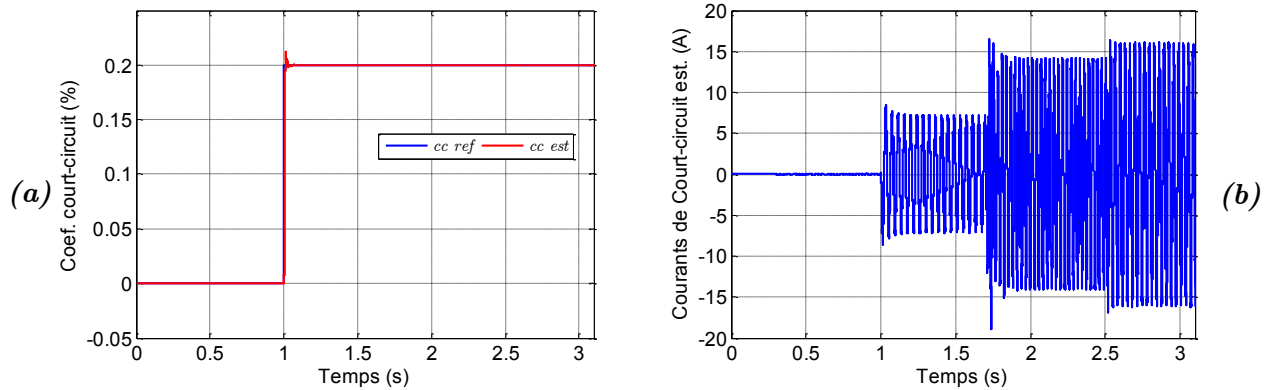


Figure -4.20- Résultat de simulation de la commande à flux rotorique orienté de la MAS avec application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s et de la FTC à $t=2,5$ s : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé et réel, (b) courant de court-circuit i_f estimé.

- **Commande tolérante au défaut à vitesse variable :**

Pour mieux confirmer l'efficacité de la commande vectorielle tolérante au défaut de court-circuit, une simulation est effectuée avec un benchmark à vitesse variable (fig-4.21-a). Le défaut de court-circuit est appliqué à partir de l'instant $t=1$ s et le couple de charge à ' T_n ' entre les instants 1,5 s et 2 s et à ' $-T_n$ ' entre les instants 3 s et 3,5 s (fig-4.21-b).

Nous pouvons constater que la vitesse de rotation (fig-4.21-a) suit parfaitement sa référence avec une bonne maîtrise du couple (fig-4.21-b). La composante du flux ' ϕ_{rd} ' suit sa référence et la composante ' ϕ_{rq} ' est nulle et présente seulement de petites oscillations pendant les régimes transitoires (fig-4.21-c).

Le contrôle des deux courants ' $\hat{i}_{sd}^{(e)}$ ' et ' $\hat{i}_{sq}^{(e)}$ ' est représenté par la figure -4.22-a et la figure -4.22-b. L'estimation du coefficient de court-circuit reste toujours insensible aux variations des grandeurs même si l'observateur est connecté à la commande (fig-4.23-).

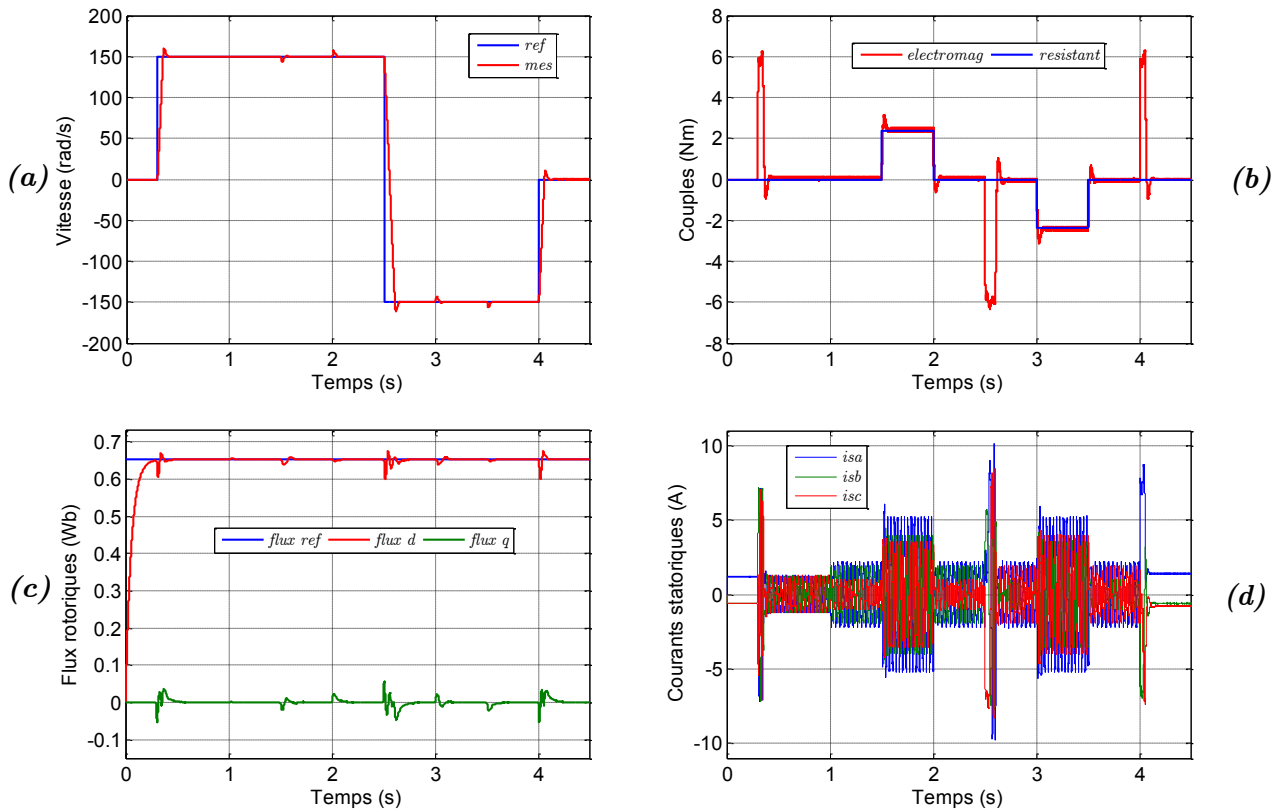


Figure -4.21- Résultat de simulation de la variation de la vitesse et couple de charge de la commande à flux rotorique orienté de la MAS avec FTC et application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s : (a) vitesse de rotation Ω et sa référence (b) couple électromagnétique T_{em} et couple de charge T_r , (c) flux rotoriques ϕ_r^* , $\phi_{rd}^{(e)}$ et $\phi_{rq}^{(e)}$, (d) courants statoriques i_{sabc} .

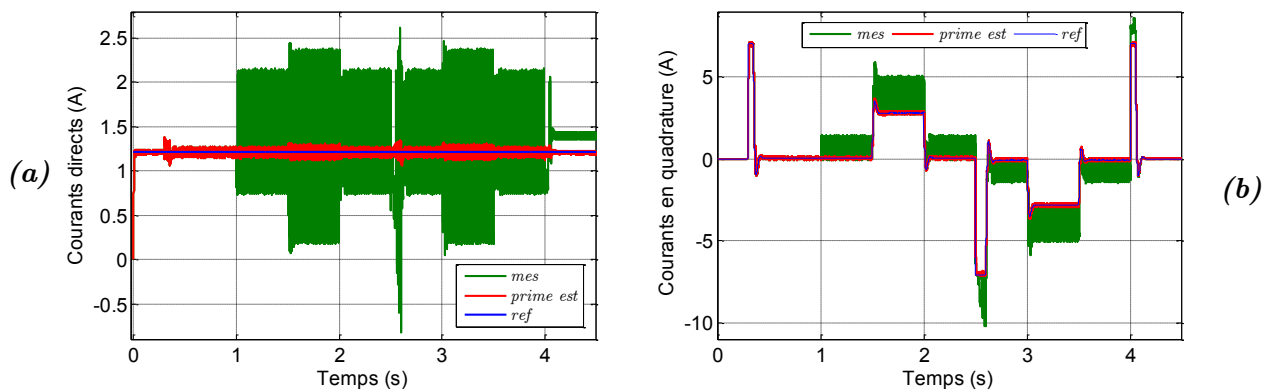


Figure -4.22- Résultat de simulation de la variation de la vitesse et couple de charge de la commande à flux rotorique orienté de la MAS avec FTC et application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s : (a) courants $i_{sd}^{(e)*}$, $i_{sd}^{(e)}$ et $i_{sd}^{r(e)}$, (b) courants $i_{sq}^{(e)*}$, $i_{sq}^{(e)}$ et $i_{sq}^{r(e)}$.

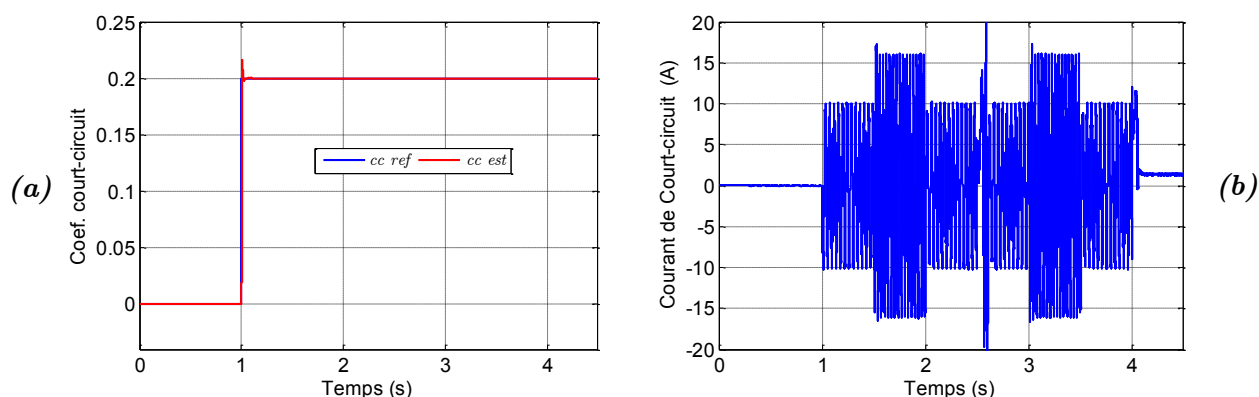


Figure -4.23- Résultat de simulation de la variation de la vitesse et couple de charge de la commande à flux rotorique orienté de la MAS avec FTC et application du court-circuit de 20 % à $t=1$ s : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé et réel, (b) courant de court-circuit i_f estimé.

• Etude par analyse spectrale, fonctionnement avec défaut

Les figures -4.24- et -4.25- présentent, respectivement, les spectres harmoniques des trois courants de phases, de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique pour un degré de défaut $\gamma_a = 20\%$. Pour mettre en évidence l'amélioration obtenue après l'application de la commande vectorielle tolérante au défaut de court-circuit en particulier la réduction des oscillations au niveau des grandeurs de la machine, le tableau -4.2- et tableau -4.3- présentent une comparaison des amplitudes des harmoniques principaux créés au niveau des courants, du couple et de la vitesse de rotation.

D'après le tableau -4.2-, nous pouvons constater que les harmoniques d'ordre impaires ($3f_s, 5f_s$) disparaissent du spectre après l'application de la commande tolérante. On note pour le courant ' i_{sc} ' que l'harmonique de ' $5f_s$ ' persiste en présentant une amplitude faible relativement à celui de la commande classique.

Les harmoniques d'ordre pair ($2f_s$ et $4f_s$) du couple et de la vitesse de rotation (Tab-4.3-) disparaissent et reste celui d'ordre 6 avec diminution de son amplitude.

Il est important de noter que la commande vectorielle tolérante au défaut de court-circuit a permis de réduire nettement les oscillations et les ondulations générées par le court-circuit au niveau des courants statoriques, du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation.

Tableau -4.2- Comparaison des amplitudes (en dB) des harmoniques des courants avec défaut

Courant : i_{sa}					Courant : i_{sb}				
	$2f_s$	$3f_s$	$4f_s$	$5f_s$		$2f_s$	$3f_s$	$4f_s$	$5f_s$
CFOC	/	-51,53	-55,99	-54,95	CFOC	/	-48,19	-60,27	-44,8
CFOTF	-46,02	/	-51,36	/	CFOTF	-47,39	/	-53,17	/

Courant : i_{sc}				
	$2f_s$	$3f_s$	$4f_s$	$5f_s$
CFOC	/	-43,65	/	-47,65
CFOTF	-47,96	/	-52,53	-58,82

Tableau -4.3- Comparaison des amplitudes (*en dB*) des harmoniques de la vitesse et du couple électromagnétique

Vitesse :						Couple :					
	$2f_s$	$3f_s$	$4f_s$	$5f_s$	$6f_s$		$2f_s$	$3f_s$	$4f_s$	$5f_s$	$6f_s$
CFOC	-56,67	/	-88,84	/	-96,2	CFOC	-22,05	/	-48,28	/	-51,95
CFOT	/	-91,42	/	/	-106,2	CFOT	/	-54,38	/	/	-62,96

Note : **CFOC** : Commande à Flux Orienté Classique - **CFOTF** : Commande à Flux Orienté Tolérante au Faut

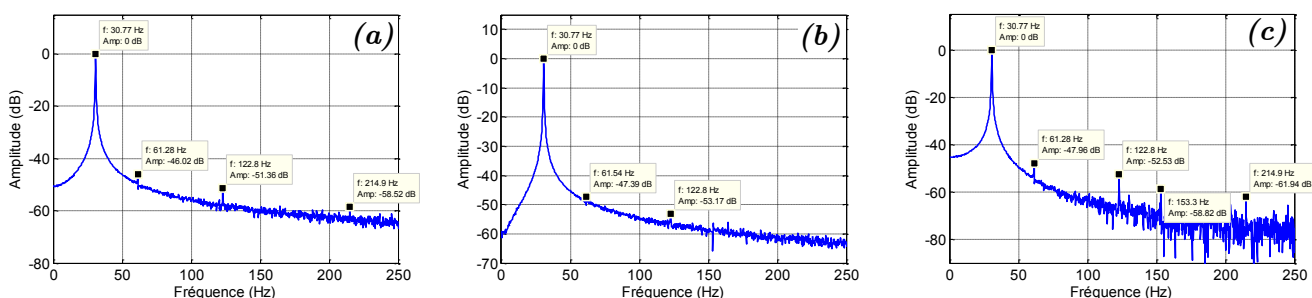


Figure -4.24- Spectres des courants statoriques pour un fonctionnement de la MAS pilotée par la commande à flux orienté avec FTC en charge avec un court-circuit de 20 % : (a) de la phase 'a', (b) de la phase 'b', (c) de la phase 'c'.

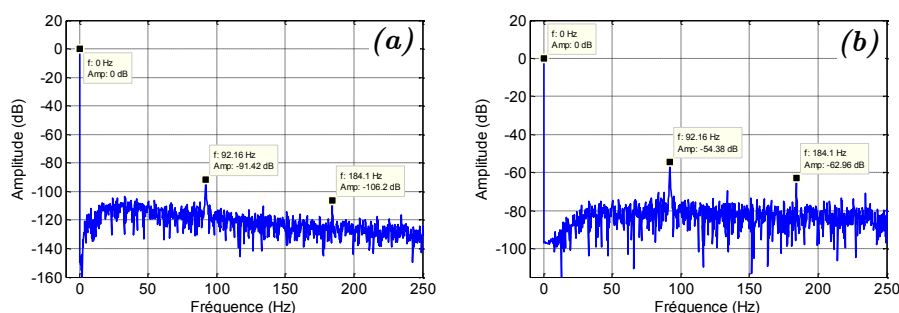


Figure -4.25- Spectres des grandeurs électromécaniques pour un fonctionnement de la MAS pilotée par la commande à flux orienté avec FTC en charge avec un court-circuit de 20 % : (a) de la vitesse de rotation, (b) du couple électromagnétique.

4.6. Validation expérimentale

Dans cette partie, nous présentons la validation expérimentale des résultats de simulations de l'observation du défaut de court-circuit et de la commande vectorielle tolérante à ce type de défaut. Pour cela nous avons utilisé un banc d'essai existant au niveau du département de Génie Electrique de l'université de Tairat . Nous allons commencer cette partie par la description de ses éléments constitutifs.

4.6.1. Présentation du banc

Nous présentons dans ce paragraphe le banc d'essai utilisé pour la validation expérimentale de la commande vectorielle de la MAS avec défaut de court-circuit (fig.-4.26-). Ce banc est composé d'un moteur asynchrone de 0,8 Kw dont les paramètres sont présentés par le tableau -4.1-. Le stator de

cette machine est constituée de 24 encoches contenant un enroulement triphasé rebobiné avec des accès aux bobines des phases de manière à pouvoir y réaliser des courts-circuits partiels, le schéma panoramique du bobinage est présenté en annexe C. La figure -4.27- présente le schéma équivalent du bobinage des phases.

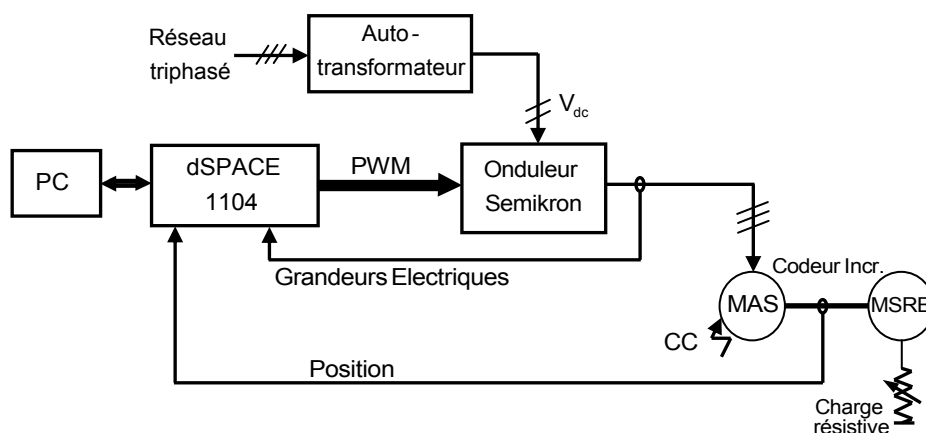


Figure -4.26- Synoptique du banc d'essai

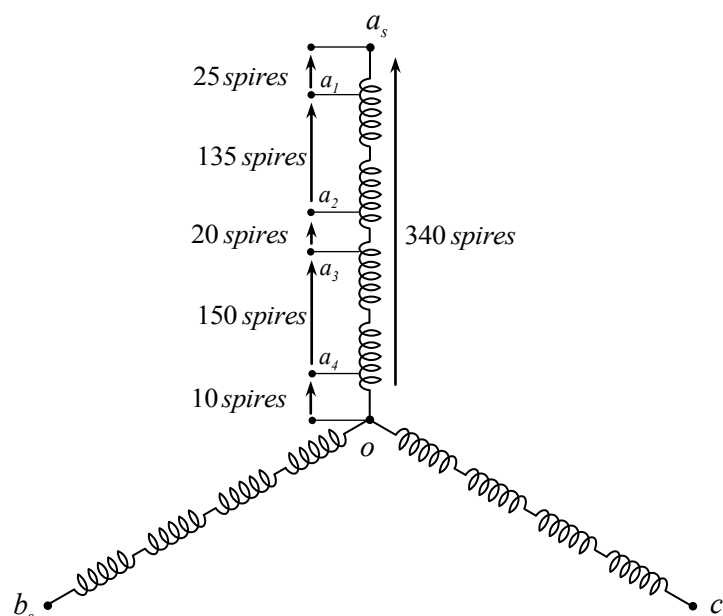


Figure -4.27- Schéma équivalent du bobinage statorique de la MAS.

L'arbre du rotor du moteur est couplé à une génératrice synchrone à rotor bobiné de 1 KVA et 1500 tr/min, qui débite sur un rhéostat à fin de contrôler la charge. A l'autre extrémité de la génératrice synchrone, un codeur optique, de type *Baumer IVO GI 355 avec 1024 impulsions* par tour, est placé pour mesurer la position angulaire et déduire la vitesse de rotation.

Le moteur asynchrone est alimenté par un onduleur triphasé de *SEMIKRON* type *SEMITEACH-IGBT 30 A_{rms}, V_{ac}/V_{dcmax} 440/750 V*, il est commandé en MLI à une fréquence de commutation de 7 kHz par la carte de commande *Dspace 1104* (Voir annexe A) par l'intermédiaire d'une carte d'interfaçage *TTL/CMOS*.

Les mesures nécessaires pour la mise en œuvre de la commande et de l'observation sont réalisées de la manière suivante : les courants sont mesurés par des pinces ampèremétriques de type *FLUKE i30s, AC/DC current, 20 A_{rms}, 100 mV/A*. La mesure des tensions est obtenue par un module

d'isolation et d'amplification LM6113 du constructeur LucasNülle de calibre variable de $0,5V$ à $600V$.

La figure -4.28- donne les photos des éléments constitutifs du dispositif expérimental.

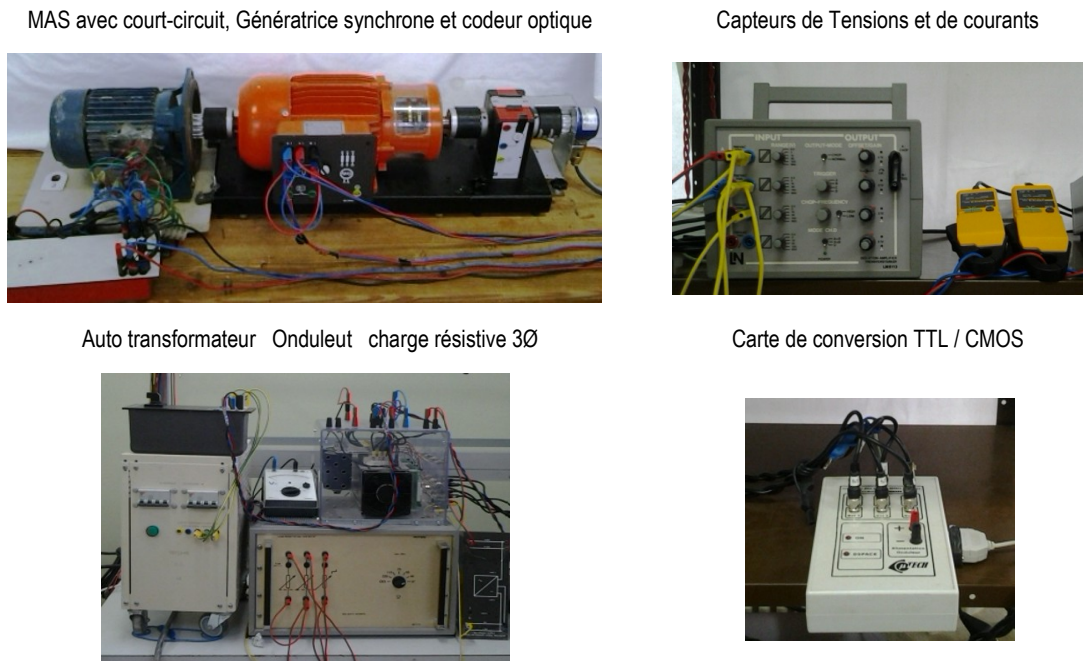


Figure -4.28- Photos du banc d'essai.

4.6.2. Etude du comportement en boucle ouverte avec Court-circuit

Le défaut de court-circuit réalisé est celui entre spires de la phase 'a' statorique, en liant les deux points a_1 et a_2 d'après la figure -4.27- à travers une résistance supplémentaire et un ampèremètre. La résistance supplémentaire est insérée dans la boucle de défaut afin de limiter le courant de court-circuit. L'importance du défaut est moindre que lors d'un court-circuit franc. On doit rappeler que ce mode de réalisation expérimental n'est pas en contradiction avec les modes de dégradation naturelle qui se manifestent souvent de manière progressive.

Les figures -4.29- à -4.34- présentent les principales grandeurs mesurées et estimées de la machine pour un fonctionnement sain et en présence du défaut de court-circuit. La machine est alimentée en boucle ouverte par onduleur à la fréquence 40 Hz . Le court-circuit est appliquée durant 6 s avec une résistance supplémentaire de $1,5\ \Omega$. Les matrices gains de l'observateur sont présentées en annexe (B.3).

Après l'application du défaut, Nous remarquons la chute de la vitesse (fig.-4.29-a) et le déséquilibre des courants en phase et amplitude (fig.-4.29-b et -c). Le courant de la phase touché par le défaut atteint les 5 A relativement élevée par rapport aux autres phases.

La comparaison des courants mesurés et estimés obtenus (fig-4.30-) ainsi que leur Zoom confirme les performance de l'observateur utilisé.

La valeur estimée du coefficient de court-circuit oscille autour de zéro en fonctionnement sain. Cette valeur atteint 29 % lors de l'application du défaut (fig.-4.31-a). L'estimation du courant de court-circuit est très proche de la mesure (fig.-4.31-b et -c). L'amplitude de ce courant atteint 11 A ce qui est dangereux et destructif dans le cas où il dure dans le temps.

La comparaison des spectres des courants statoriques pour le cas sain (fig.-4.32-a) et en présence de court-circuit (fig.-4.32-b), nous permet de constater que le défaut produit son harmonique caractéristique de rang à la fréquence $(2n+1)f_s = 120 \text{ Hz}$ [SAH06] [JOK00].

Par conséquent le spectre de la vitesse montre aussi l'apparition d'un nouveau harmonique à la fréquence $2nf_s = 80 \text{ Hz}$ en présence du court-circuit (fig-4.33-b) [ROS07].

La forme de Lissajous donnant $i_{sq}^{(s)} = f(i_{sd}^{(s)})$ se comporte comme un cercle en absence du défaut (fig-4.34-a). En présence du court-circuit, elle se déforme suite au déséquilibre généré par le défaut (fig-4.34-b). Cette déformation est une caractéristique indiquant la présence du défaut de court-circuit.

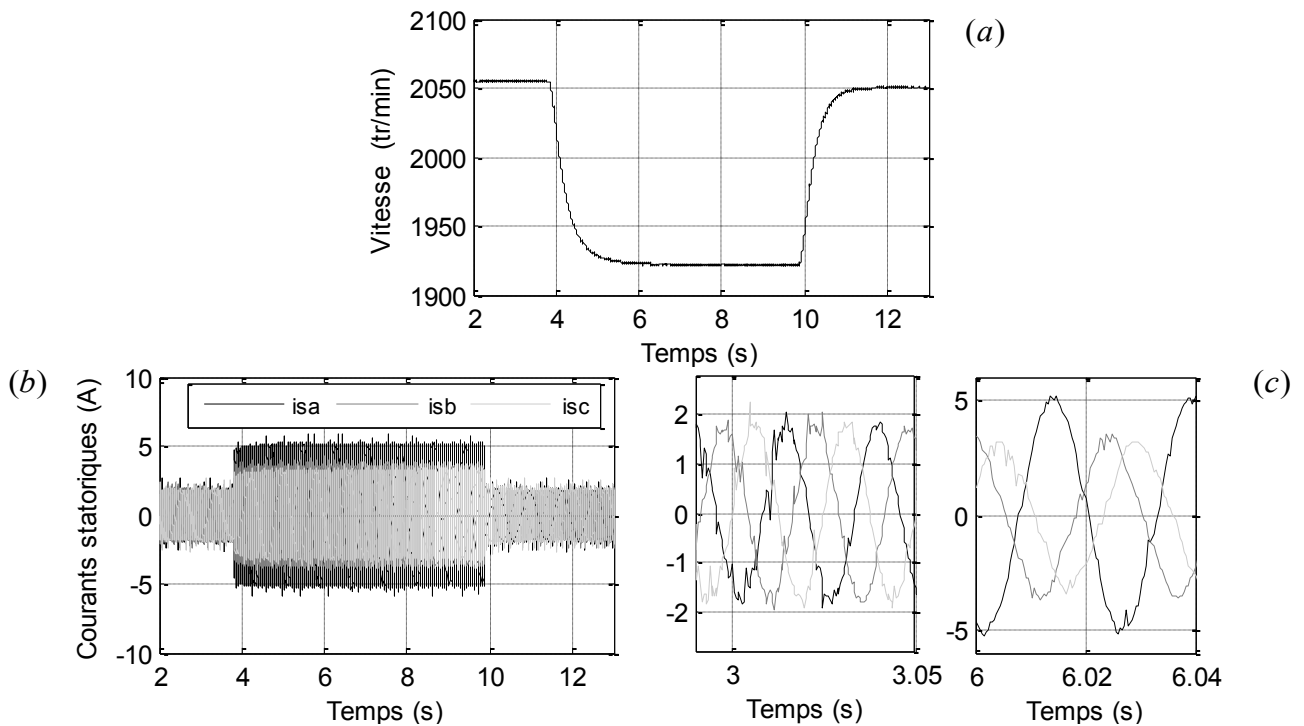


Figure -4.29-Résultat expérimental du fonctionnement de la MAS en charge et en boucle ouverte avec application d'un court-circuit de 39% au niveau de la phase statorique " a : (a) vitesse de rotation, (b) et (c) courants statoriques i_{sabc} et leurs zoom.

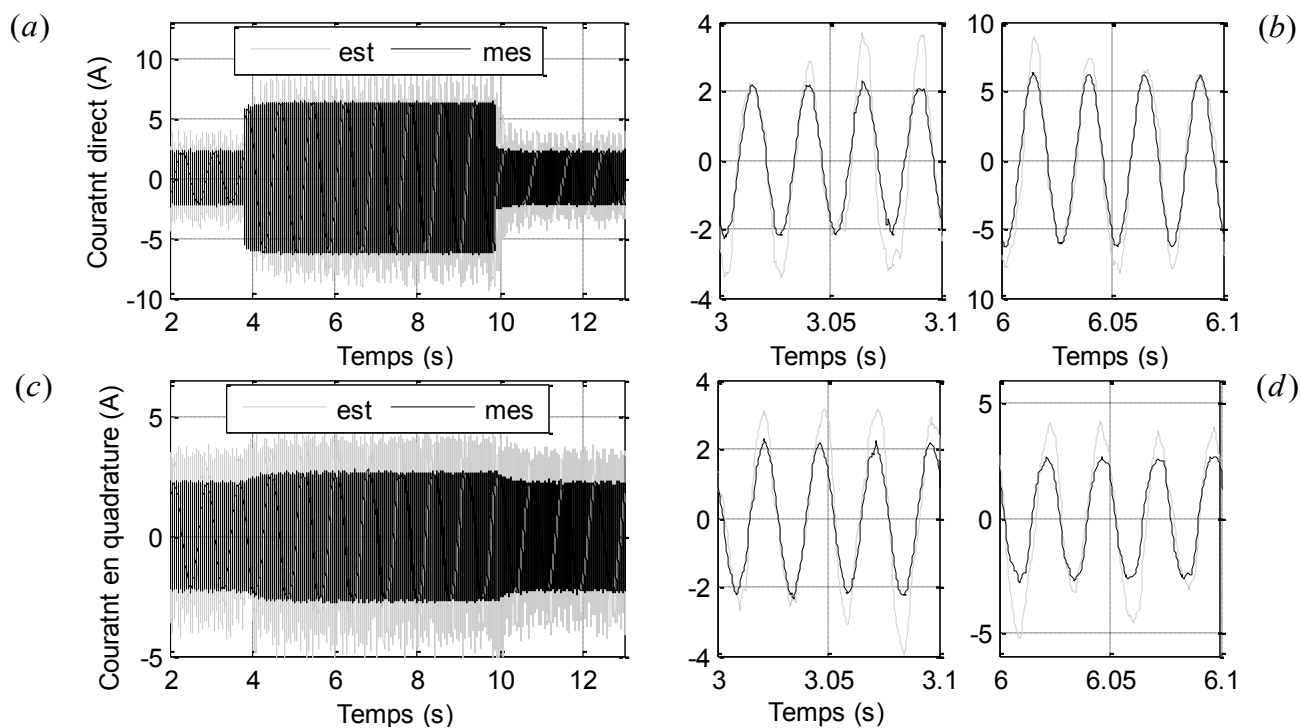


Figure -4.30- Résultat expérimental du fonctionnement de la MAS en charge et en boucle ouverte avec application d'un court-circuit de 39% au niveau de la phase statorique 'a' : (a) et (b) courant $i_{sd}^{(s)}$ mesuré et estimé et leurs zoom, (c) et (d) courant $i_{sq}^{(s)}$ mesuré et estimé et leurs zoom.

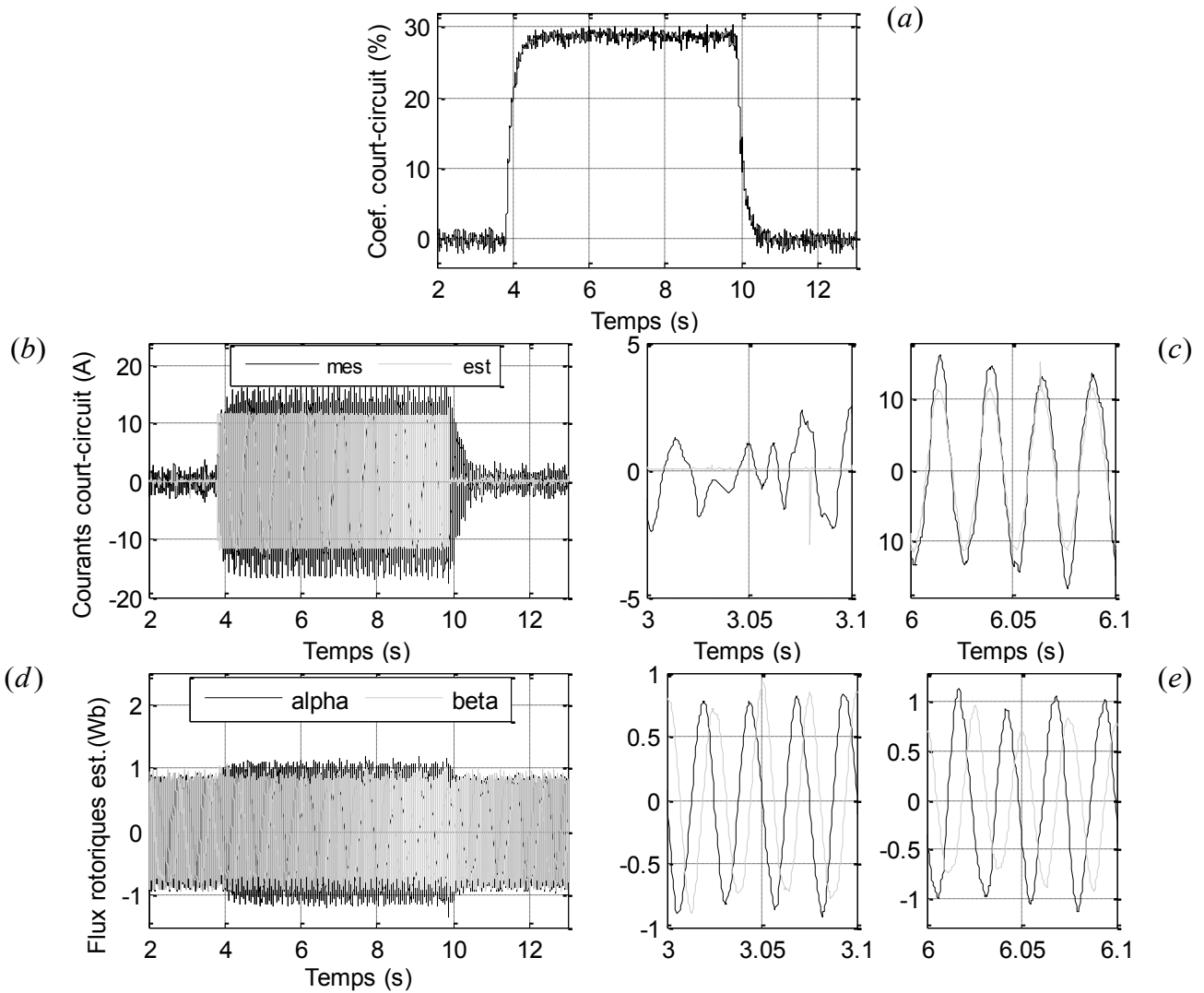


Figure -4.31-Résultat expérimental du fonctionnement de la MAS en charge et en boucle ouverte avec application d'un court-circuit de 39% au niveau de la phase statorique 'a' : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé, (b) et (c) courant de court-circuit i_f estimé et mesuré et leurs zoom, (c) flux rotoriques $\phi_{rdq}^{(s)}$ estimés et leurs zoom.

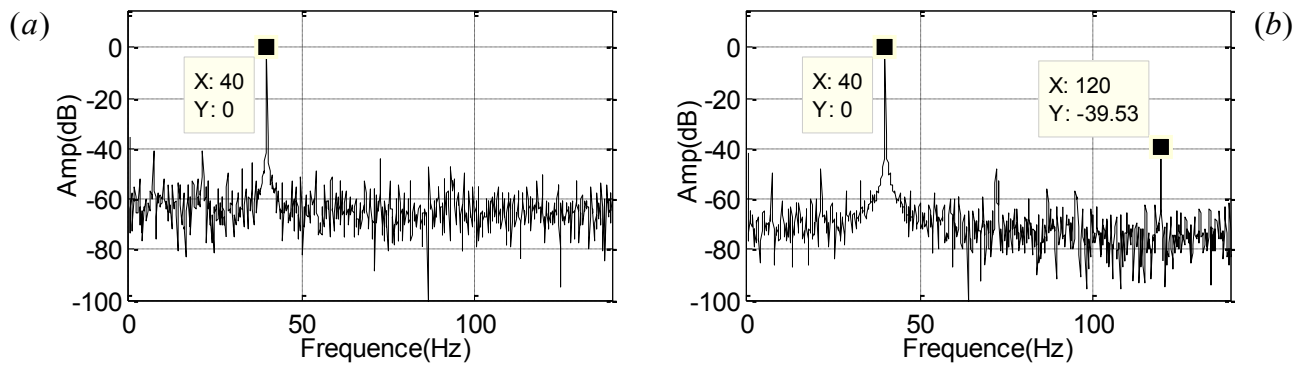


Figure -4.32-Résultat expérimental du fonctionnement de la MAS en charge et en boucle ouverte avec application d'un court-circuit de 39% au niveau de la phase statorique 'a' : (a) spectre du courant statorique i_{sa} pour le fonctionnement sain et (b) en présence du court-circuit.

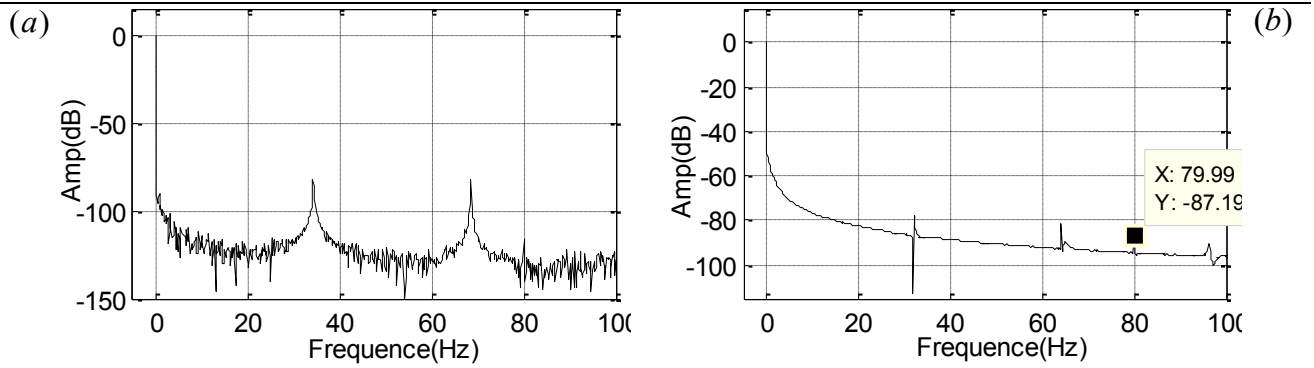


Figure -4.33- Résultat expérimental du fonctionnement de la MAS en charge et en boucle ouverte avec application d'un court-circuit de 39% au niveau de la phase statorique 'a' : (a) spectre de la vitesse de rotation pour le fonctionnement sain et (b) en présence du court-circuit.

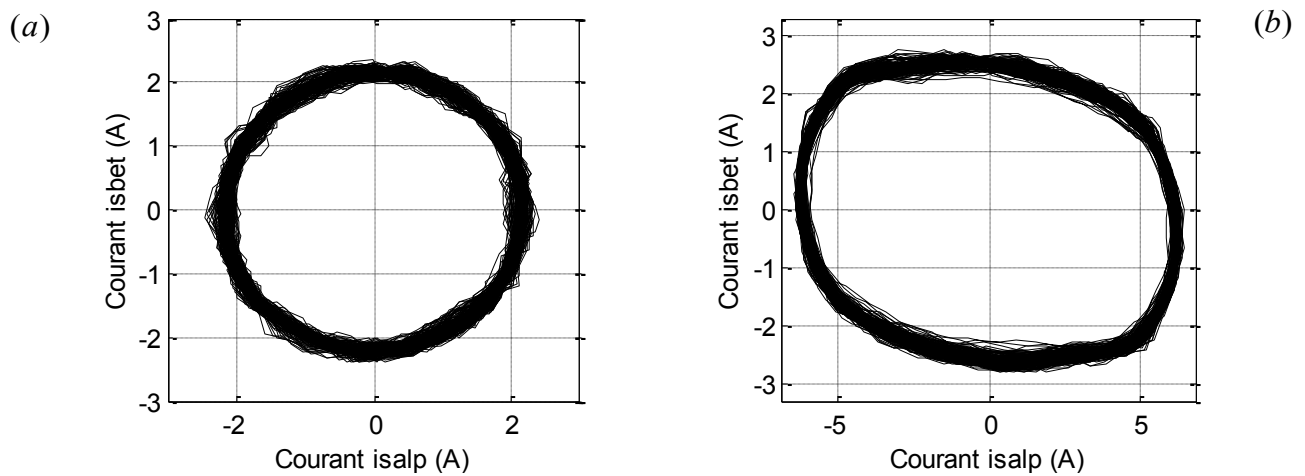


Figure -4.34- Résultat expérimental du fonctionnement de la MAS en charge et en boucle ouverte avec application d'un court-circuit de 39% au niveau de la phase statorique 'a' : (a) forme de Lissajous $i_{sq}^{(s)} = f(i_{sd}^{(s)})$ pour le fonctionnement sain et (b) en présence du court-circuit.

4.6.3. Commande vectorielle de la MAS avec défaut de court circuit

Nous implantons, dans un premier temps la commande vectorielle indirecte de la MAS en absence du défaut de court-circuit. Un régulateur de type IP est utilisé pour le réglage de la vitesse de rotation et des régulateurs de type PI pour le contrôle des courants de Park. Les coefficients des régulateurs sont présentés en annexe (B.2).

Initialement la machine est magnétisée par son flux nominal $\phi_r^* = \phi_m = 0,86 \text{ Wb}$ correspondant à un courant de référence $i_{sd}^{(e)*} = 1,6 \text{ A}$, puis on applique une vitesse de référence de 1400 tr/min suivie par application et annulation d'un couple de charge d'une valeur proche de la moitié du couple nominal.

Les résultats présentés par la figure -4.35- montrent une bonne poursuite de référence pour la vitesse ainsi que pour les courants de Park. Les courants triphasés ont un comportement normal imposé par la commande vectorielle.

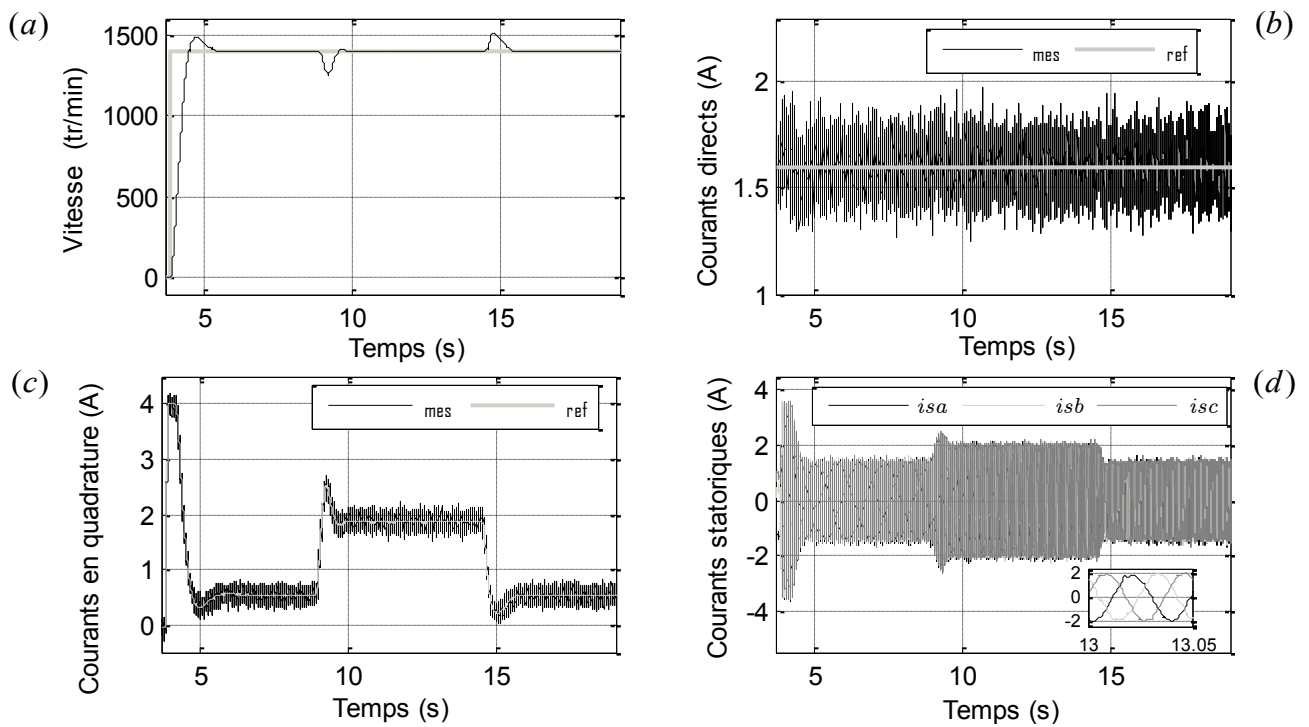


Figure -4.35- Résultat expérimental de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC et sans défaut de court-circuit : (a) vitesse de rotation et sa référence, (b) courant $i_{sd}^{(e)}$ et sa référence, (c) courant $i_{sq}^{(e)}$ et sa référence et (d) courants statoriques.

Dans cette partie, on effectue l'analyse des grandeurs mesurées et estimées par l'observateur relatives à la commande vectorielle en présence de défaut de court-circuit entre spires de la phase statorique 'a'. On s'est limité à une vitesse de référence de 1000 tr/min . La machine étant chargée, le court-circuit est provoqué entre les instants $9,5 \text{ s}$ et 21 s environ. Les résultats sont présentés par les figures -4.36- et -4.37-.

Le régulateur de vitesse considère ce défaut comme une perturbation dont il intervient pour l'annuler (fig-4.36-a) en demandant un courant $i_{sq}^{(e)}$ plus élevé. Les courants $i_{sdq}^{(e)}$ persistent à suivre leurs références en présentant des oscillations d'amplitudes plus importantes lors du défaut (fig-4.36-b et -c).

L'amplitude des courants triphasés augmente (fig.-4.36-d) durant le court-circuit avec un déséquilibre qui n'est pas très prononcé comme on l'a vu en boucle ouverte (fig.-4.29-c).

Les grandeurs estimées par l'observateur sont présentées par la figure -4.37-. l'estimation du coefficient de court-circuit γ_a donne une valeur presque nulle en régime sain et une valeur de 28% durant le court-circuit (fig-4.37-a). Le courant de court-circuit est bien estimé avec des petites déformations (fig-4.37-b).

Les flux $\hat{\phi}_{rdq}^{(e)}$ (fig-4.37-c et -d) et les courants $\hat{i}_{sdq}^{(e)}$ (fig-4.37-e et -f) estimés présentent des oscillations qui deviennent plus importantes en présence du défaut.

La moyenne du flux $\hat{\phi}_{rq}^{(e)}$ estimé et du courant estimé $\hat{i}_{sd}^{(e)}$ ne subissent aucun changement remarquable suite au défaut, exactement comme c'est obtenu en simulation (fig-4.9-) et (fig-4.11-). Par contre pour la composante $\hat{\phi}_{rd}^{(e)}$, la moyenne subit une chute lors du défaut. La moyenne du courant $\hat{i}_{sq}^{(e)}$ prend des valeurs plus élevées identiques au comportement observé lors de l'étude par simulation (fig-4.9-).

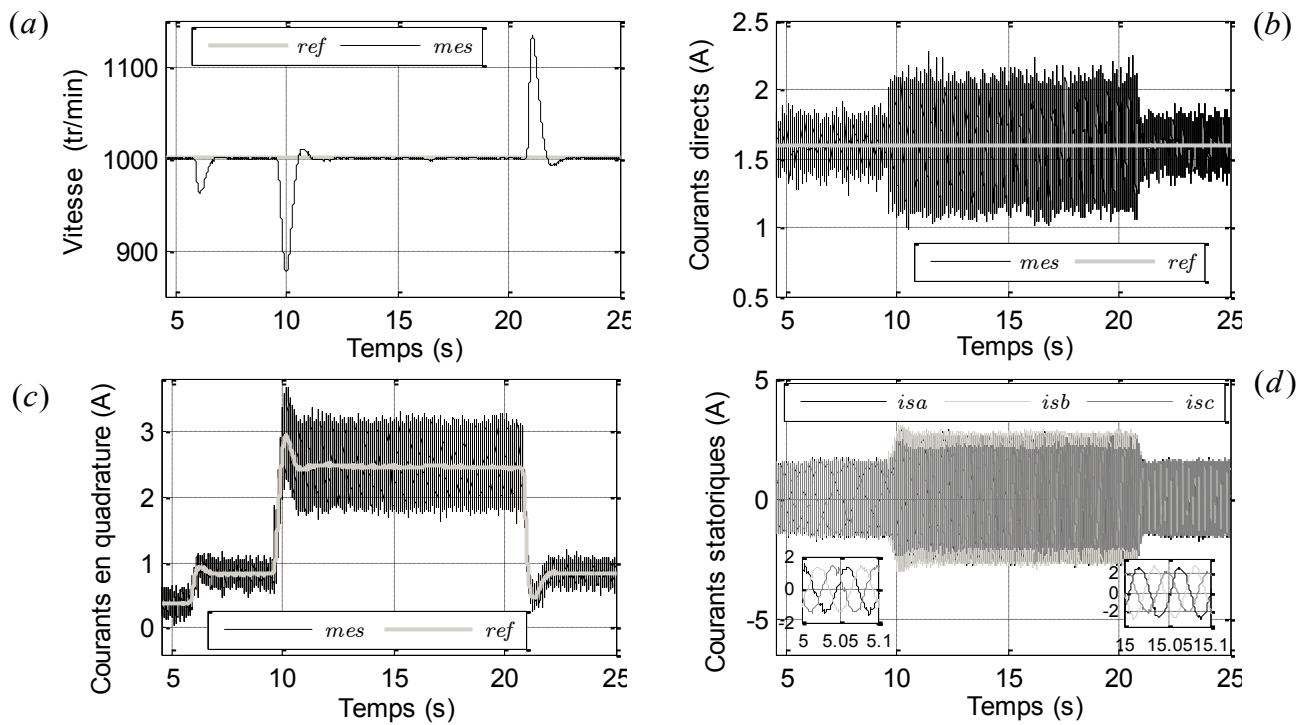


Figure -4.36- Résultat expérimental de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC et avec défaut de court-circuit entre spires de la phase statorique 'a' : (a) vitesse de rotation et sa référence, (b) courant $i_{sd}^{(e)}$ et sa référence, (c) courant $i_{sq}^{(e)}$ et sa référence et (d) courants statoriques.

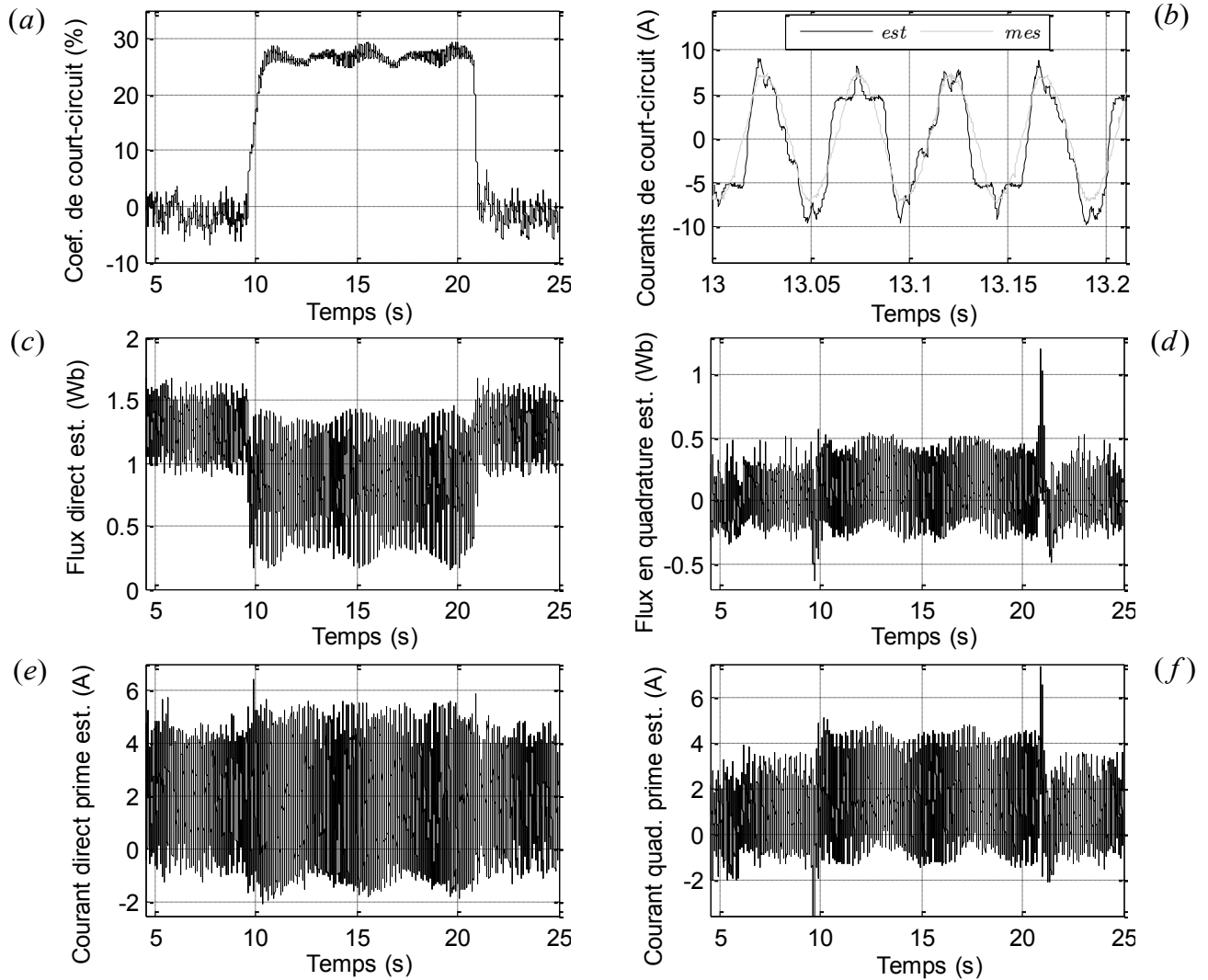


Figure -4.37- Résultat expérimental de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS sans FTC et avec défaut de court-circuit entre spires de la phase statorique 'a' : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé, (b) courant de court-circuit i_f estimé et mesuré, (c) et (d) flux rotoriques $\phi_{rdq}^{(e)}$ estimés, (e) et (f) courants estimés $i'_{sdq}^{(e)}$.

4.6.4. Commande vectorielle tolérante au défaut de court-circuit entre spires

Afin de valider expérimentalement les résultats de la commande vectorielle tolérante au défaut de court-circuit associée à l'observateur bilinéaire, deux tests sont effectués. Le premier est relatif à la commande tolérante en régime sain d'une MAS chargée et le second test est en présence du défaut de court-circuit. Nous rappelons que ce sont les courants estimés $i'_{sdq}^{(e)}$ qui sont contrôlés au lieu des courants mesurés $i_{sdq}^{(e)}$.

Les figures -4.38- et -4.39- présentent les grandeurs mesurées et estimées de la MAS pilotée par la FTC en l'absence du court-circuit.

Nous remarquons que la vitesse suit sa référence (fig-4.38-a). Les courants estimés $i'_{sdq}^{(e)}$ suivent leurs références (fig-4.38-e et -f) confirmant qu'ils sont réellement contrôlés à la place de ceux mesurés $i_{sdq}^{(e)}$. Ces derniers sont illustrés respectivement sur les figures -4.38-c et -4.38-d. Ces courants

présentent le même comportement que ceux mesurés à l'exception de légères différences. On peut noter que les grandeurs possèdent des oscillations plus prononcées relativement à la commande sans tolérance au défaut. Cette différence peut être due aux erreurs de mesure surtout à celles des tensions statoriques, car nous disposons d'un capteur qui n'est pas très performant - ses gains varient indépendamment de notre volonté au cours du fonctionnement.

Le coefficient de court-circuit estimé s'approche de la valeur nulle (fig-4.39-a) et le courant de court-circuit présente des faibles valeurs (fig-4.39-b).

On remarque que le flux estimé $\hat{\phi}_{rd}^{(e)}$ (fig-4.39-c) prend une valeur fixe différente de zéro, par contre la composante $\hat{\phi}_{rq}^{(e)}$ (fig-4.39-d) s'approche de zéro tout en présentant des oscillations autour de $0,1\text{Wb}$ environ.

Il faut noter que la commande vectorielle tolérante au défaut assure le réglage de vitesse de la MAS en présentant un niveau d'oscillations plus important au niveau des grandeurs estimées.

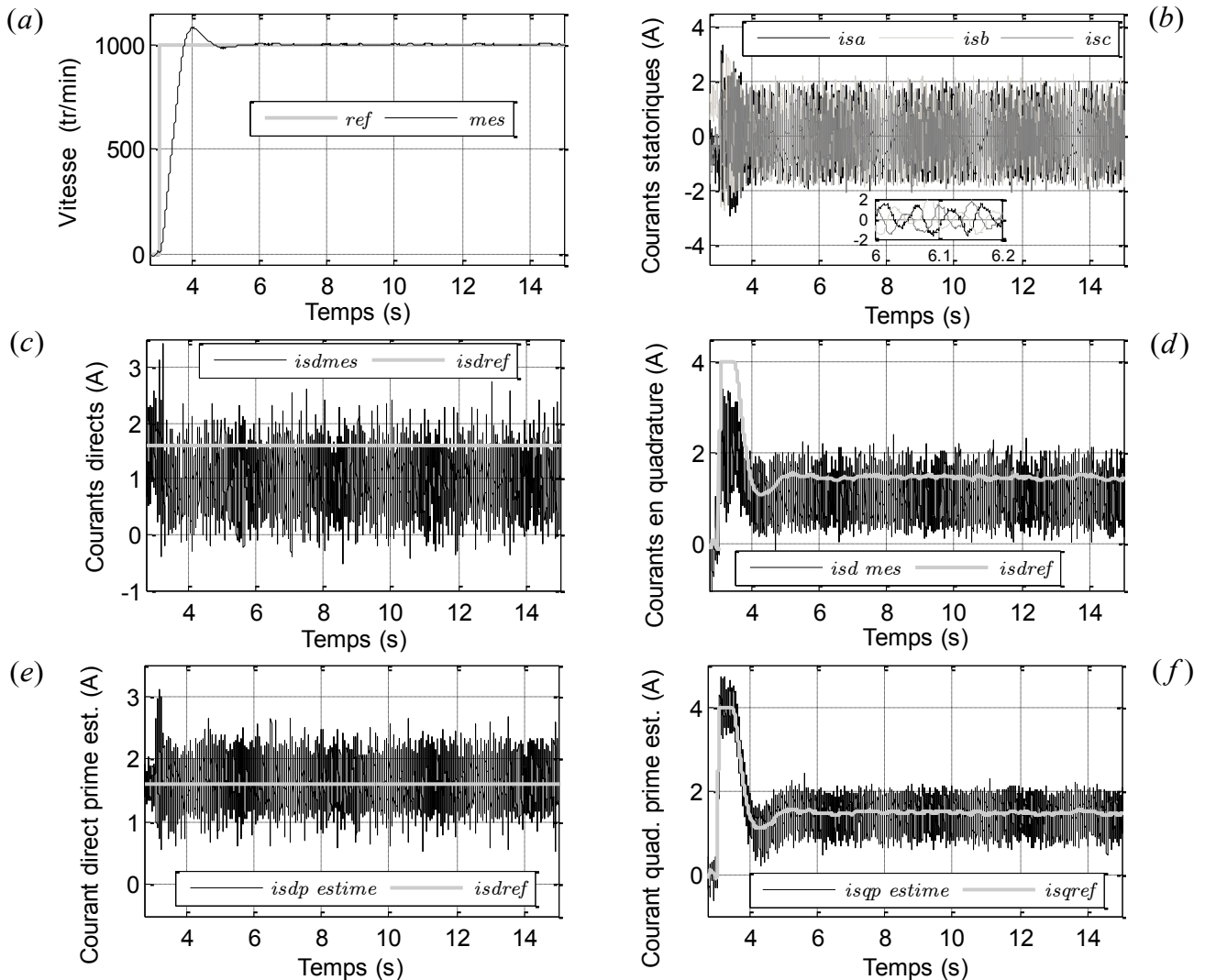


Figure -4.38- Résultat expérimental de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS avec FTC et sans défaut de court-circuit : (a) vitesse de rotation et sa référence, (b) courants statoriques, (c) courant $i_{sd}^{(e)}$, (d) courant $i_{sq}^{(e)}$, (e) courant estimé $i_{sd}^{(e)}$ et sa référence, et (f) courant estimé $i_{sq}^{(e)}$ et sa référence.

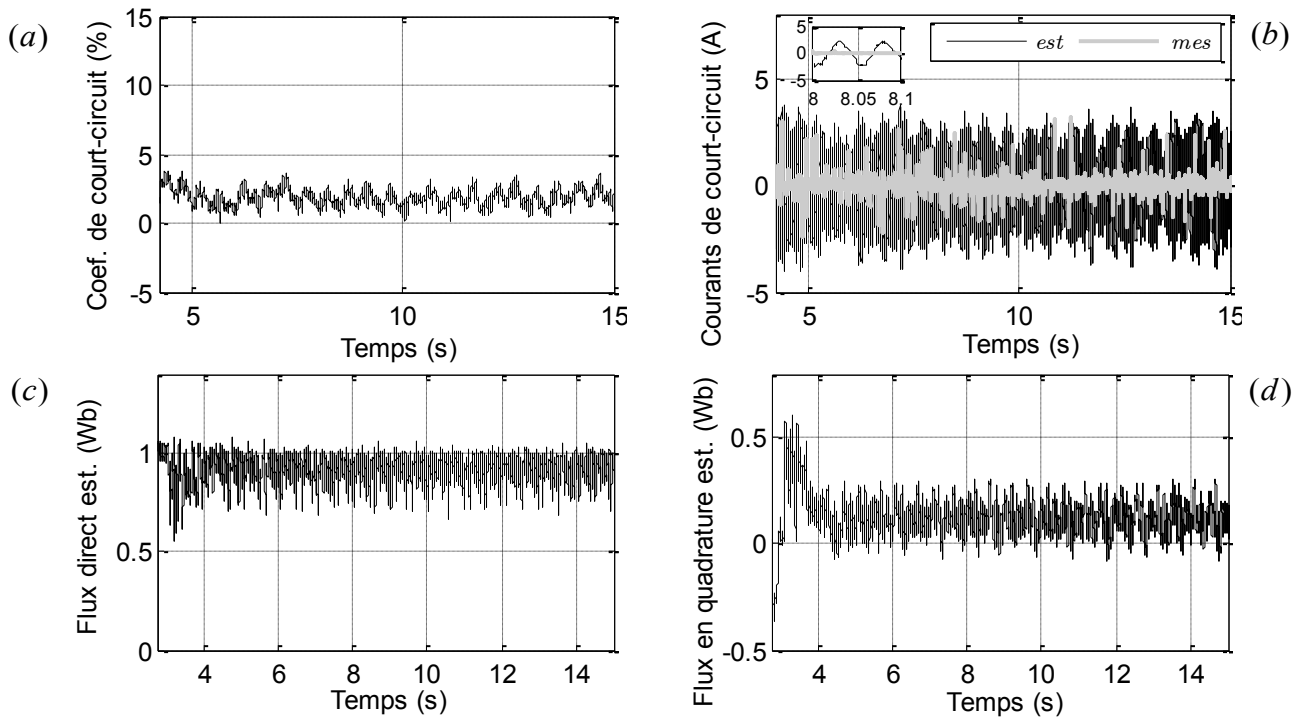


Figure -4.39- Résultat expérimental de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS avec FTC et sans défaut de court-circuit : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé, (b) courant de court-circuit i_f estimé et mesuré, (c) et (d) flux rotoriques $\phi_{rdq}^{(e)}$ estimés.

En ce qui concerne le deuxième test où la MAS, pilotée par la commande vectorielle tolérante au défaut, est chargée et présentant un court-circuit au niveau d'une phase statorique.

Le comportement des principales grandeurs estimées et mesurées est présenté par les figures -4.40- et -4.41-. Le court-circuit est appliqué entre les instants 6 s et 13 s environ.

On constate que la vitesse suit toujours sa référence (fig-4.40-a), les courants estimés et contrôlés $i_{sdq}^{(e)}$ suivent leurs références avec la présence d'oscillations (fig-4.40-e et -f). Durant l'application du défaut, les courants de Park mesurés $i_{sdq}^{(e)}$ prennent des valeurs plus élevées que ceux estimés (fig-4.40-c et -d) de la même manière que nous l'avons constaté par simulation (fig-4.19-).

Le coefficient de court-circuit estimé présente une valeur presque nulle en l'absence du court-circuit. En présence du défaut, il est estimé à 32% indiquant l'existence du défaut (fig-4.41-a). Les deux courants de court-circuit, mesuré et estimé sont superposés ce qui indique une bonne estimation et leur amplitude est égale à 10A (fig-4.41-b).

Le flux estimé $\hat{\phi}_{rd}^{(e)}$ (fig-4.41-c) suit une moyenne constante de 0,9 Wb presque insensible au défaut. Tandis que l'autre composante $\hat{\phi}_{rq}^{(e)}$ (fig-4.41-d) présente une légère augmentation au moment du court-circuit. Ce qui traduit qu'il y'a un faible couplage entre le contrôle du flux et du couple.

On peut noter que la présence d'un léger couplage dans la commande tolérante au défaut lorsque la MAS présente un court-circuit est dû aux erreurs de mesure en particulier celles des tensions statoriques.

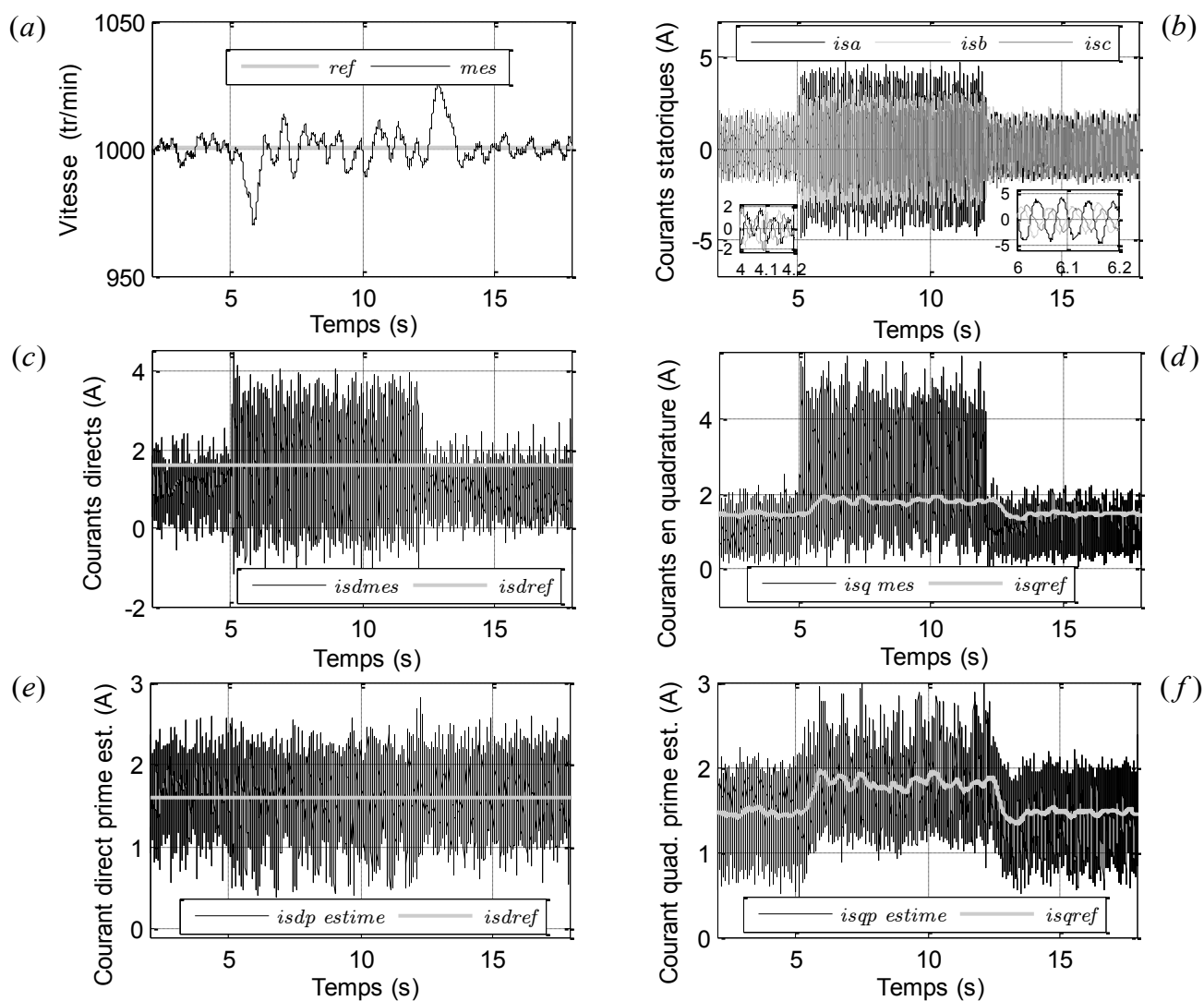


Figure -4.40- Résultat expérimental de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS avec FTC et avec défaut de court-circuit entre spires de la phase statorique 'a' : (a) vitesse de rotation et sa référence, (b) courants statoriques, (c) courant $i_{sd}^{(e)}$, (d) courant $i_{sq}^{(e)}$, (e) courant estimé $i_{sd}^{(e)}$ et sa référence, et (f) courant estimé $i_{sq}^{(e)}$ et sa référence.

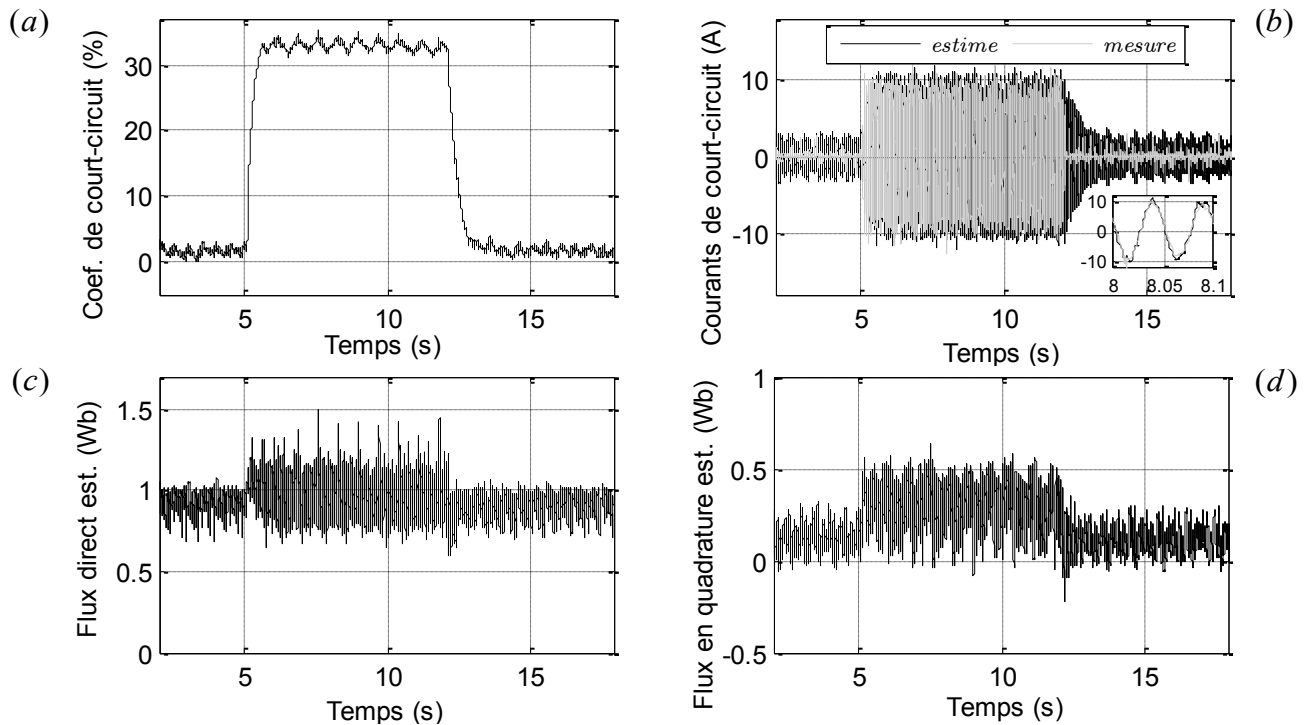


Figure -4.41- Résultat expérimental de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS avec FTC et avec défaut de court-circuit entre spires de la phase statorique 'a' : (a) coefficient de court-circuit γ_a estimé, (b) courant de court-circuit i_f estimé et mesuré, (c) et (d) flux rotoriques $\phi_{rdq}^{(s)}$ estimés.

4.7. Conclusion

Le présent chapitre a été consacré au développement d'une commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté tolérante au défaut de court-circuit en spires d'une même phase. Cette étude a été réalisée initialement en simulation validée par la suite dans sa grande partie expérimentalement.

En premier lieu de l'étude par simulation, nous avons synthétisé un observateur basé sur un modèle bilinéaire de la MAS dans le repère diphasé lié au stator avec défaut. Cet observateur, qui estime le coefficient et le courant de court-circuit ainsi que les flux rotoriques et de nouvelles composantes du courant statorique, utilise les grandeurs mesurées à savoir les courants, les tensions et la vitesse de rotation. En second lieu, nous avons utilisé les sorties de l'observateur pour reconfigurer la commande vectorielle afin de maintenir le découplage entre le contrôle du flux et celui du couple, et de compenser les ondulations du couple et de la vitesse de rotation créées par le défaut.

L'étude faite par simulation sur le comportement de la commande vectorielle de la MAS lors du défaut de court-circuit associée à l'observateur bilinéaire nous a permis de constater que les courants triphasés présentent un déséquilibre avec augmentation de leur amplitudes en fonction du degré de défaut. Ce déséquilibre se répercute sur le comportement des grandeurs de la machine par la création des oscillations et des ondulations au niveau des flux, du couple et de la vitesse de rotation. En effet, Le découplage entre le contrôle du flux et du couple est perdu du fait que les deux composantes du flux rotorique ne suivent pas leurs références $\phi_{rd}^{(e)} < \phi_r^*$ et $\phi_{rq}^{(e)} \neq 0$ lors de la présence du défaut.

L'estimation du coefficient du degré du défaut de court-circuit par l'observateur bilinéaire présente des performances importantes. Il est insensible aux variations de la vitesse et du couple de charge. En présence du défaut, les composantes estimées du courant statorique diffèrent de celles mesurées directement à partir de la machine.

L'application de la commande vectorielle tolérante au défaut de court-circuit permet de reprendre le découplage entre le contrôle du flux et celui du couple en rétablissant les deux composantes du flux rotorique $\phi_{rd}^{(e)} = \phi_r^*$ et $\phi_{rq}^{(e)} = 0$ et par la suite, une nette amélioration des performances de la commande de la MAS est enregistrée. Cette commande permet d'un autre côté de réduire considérablement les harmoniques des courant statoriques et les oscillations au niveau de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique. Or la commande vectorielle tolérante au défaut de court-circuit ne contribue ni pour la réduction du courant de court-circuit ni pour la réduction des courants de phases.

Nous avons implanté la commande vectorielle et l'observateur sur la carte Dspace1104. Les essais expérimentaux effectués ont confirmé une partie très importante des résultats obtenus par simulation de la FTC. La commande tolérante a permis de reprendre le découplage entre le contrôle du flux et celui du couple (en gardant la composante en quadrature estimée du flux rotorique nulle) lors de l'application du court-circuit entre spires. A cause du capteur de tension dont le gain variait de façon involontaire, les performances de l'observateur sont affectées. Les grandeurs de la machine présentent des oscillations nécessitant une prise en considération pour les éliminer et atteindre ainsi les performances de la FTC obtenues en simulation.

Conclusion Générale

L'évolution croissante des machines asynchrones dans différents secteurs oblige certains utilisateurs à se prémunir contre l'apparition d'un défaut provoquant le plus souvent un arrêt intempestif de la machine et d'autres à assurer la continuité de fonctionnement même en présence des défauts .

Le travail présenté dans cette thèse traite le diagnostic de la MAS pour la détection des défauts rotoriques et plus particulièrement de ruptures de barres rotoriques et d'excentricité, le comportement des grandeurs de la MAS pilotée par la commande vectorielle en présence des ruptures de barres rotoriques utilisant différents régulateurs de vitesse et en dernier la commande vectorielle indirecte à flux orienté tolérante au défaut de court-circuit entre spires de la même phase de la MAS à cage d'écureuil.

L'état de l'art nous a permis de mettre en évidence l'importance du diagnostic de la MAS pour éviter d'éventuel arrêt du processus industriel et ainsi éviter des dégâts importants. L'étude bibliographique a montré aussi l'intérêt de s'orienter vers le développement des commandes tolérantes actives afin d'assurer un fonctionnement en mode dégradé de la MAS et de garantir un certain niveau de performances.

La méthode de diagnostic des défauts rotoriques, à savoir le défaut de cassure de barres et les défauts d'excentricité, proposée est basée sur le suivi des fréquences et des amplitudes des harmoniques créés au niveau du spectre du courant statorique. Le modèle à circuits électriques magnétiquement couplés élaboré est basé sur l'approche des fonctions d'enroulement qui permet de prendre en compte des harmoniques d'espaces et d'établir les expressions des différentes inductances de la machine en mode sain et avec défauts d'excentricité.

L'analyse des résultats obtenus par simulation du modèle développé pour différents degrés de sévérité des défauts a conduit aux points suivants :

- les défauts de barres rotorique et d'excentricité dynamique et mixte se manifestent par la création de ses propres harmoniques caractéristiques. Le rang de ces harmoniques dépend du glissement et de la fréquence d'alimentation. L'amplitude des harmoniques évolue avec l'intensité du défaut,
- Le défaut d'excentricité statique ne génère aucun nouveau harmonique dans le courant statorique, la détection de sa présence et l'évaluation de sa sévérité peuvent être obtenues par le suivi des amplitudes des harmoniques principaux d'encoche rotoriques.

Ces résultats ont été exploités pour développer un algorithme de diagnostic. A base du spectre du courant statorique, on détermine la vitesse de rotation et on passe à la recherche des harmoniques caractéristiques de chaque défaut utilisant leurs fréquences précalculées. La sévérité du défaut est quantifiée par la comparaison des amplitudes des harmoniques caractéristiques par rapport à celles préalablement déterminées.

L'étude de l'influence des différents régulateurs de vitesse avec la commande vectorielle sur le comportement de la MAS avec défaut de cassure de barre a fait l'objet d'une simulation suivie d'une implantation sur un banc d'essai. Pour se rapprocher de la réalité, nous avons utilisé dans la partie simulation un modèle qui prend en compte la structure de la cage rotorique. Les résultats obtenus ont montré que le défaut de barre conduit à l'apparition des ondulations sur le couple, la vitesse de

rotation et par la suite sur le courant statorique. Ces ondulations créées initialement au niveau du couple sont automatiquement corrigées par le régulateur de vitesse qui les considère comme des variations de couple de charge.

Différents régulateurs ont été utilisés dans cet objectif. Cependant, le régulateur offrant les meilleures performances en termes de rejet de perturbation était celui qui a donné les meilleurs résultats en termes de diminution des ondulations produites par le défaut.

La commande vectorielle tolérante est introduite pour faire face au défaut de court-circuit. Elle fait appel au modèle qui prend en compte le court-circuit au niveau de la même phase. Ce modèle a servi à simuler la machine avec court-circuit, à synthétiser un observateur estimant le degré du défaut et d'autres grandeurs et à développer la stratégie de la commande tolérante proposée.

L'analyse des résultats de simulation ont montré que :

- l'observateur présente de bonnes performances vis-à-vis de l'estimation du coefficient du court-circuit même dans le cas de variations de la vitesse de rotation et du couple de charge. Lors du défaut de court-circuit, les composantes estimées ' $i_{sdq}^{(e)}$ ', qui sont utilisés pour la FTC, sont différentes de celles mesurées ' $i_{sdq}^{(e)}$ ' directement à partir de la machine.
- La commande vectorielle tolérante a permis de maintenir le découplage entre le contrôle du flux et celui du couple en présence du court-circuit. Elle a contribué à réduire considérablement l'amplitude des ondulations de la vitesse de rotation et celle des harmoniques des courants statoriques.

En dernier lieu, nous avons implanté la commande vectorielle avec et sans tolérance aux défauts. Les résultats obtenus sont, en grande partie, proches de ceux obtenus par simulation. Nous avons constaté que la FTC a maintenu d'une façon très significative le découplage entre le contrôle du flux et celui du couple contrairement à la commande vectorielle simple. Les allures des grandeurs de la machine présentent des oscillations dues aux effets de l'estimation. On est limité pour parfaire ces résultats face à une contrainte de la réalisation pratique à savoir celle du capteur de tensions disponible qui présente des gains d'amplification variables au cours du fonctionnement.

Le travail de cette thèse s'ouvre sur d'autres horizons de recherche, tels que :

- L'emploi des modèles non loin de la réalité utilisant l'approche des fonctions d'enroulement avec la prise en compte de la saturation et de l'inclinaison des barres rotoriques. Cela va permettre de développer des techniques de diagnostic plus fiables.
- La généralisation de l'étude faite sur l'effet des régulateurs de vitesse sur la commande de la MAS présentant le défaut de cassure de barres rotoriques aux autres types de régulateurs non linéaires robuste et intelligents traitant d'autres défauts de la MAS comme les défauts de roulements et d'excentricités.
- L'amélioration de la commande tolérante au défaut de court circuit développée dans ce travail surtout avec l'expérimentation, la généralisation de l'étude sur le défaut de court-circuit des trois phases statoriques et l'association des techniques permettant de réduire le courant de court-circuit.

Bibliographies

- [ABE02] Abed A., "Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2002.
- [AIT09] AITOUICHE A., "Contribution à la Tolérance Active aux Fautes des Systèmes Dynamiques", HDR, Université de Lille1, France, 2009.
- [AKI08] Akin B., Orguner U., Toliyat H. A. & Rayner M., "Low Order PWM Inverter Harmonics Contributions to the Inverter-Fed Induction Machine Fault Diagnosis", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.55, N°2, pp.610-619, 2008.
- [ALA04] Alaoui R. M., "Conception d'un Module de Diagnostic a Base des Suites de Bandes Temporelles en Vue de la Supervision des Procédés Energétiques. Application en ligne à un générateur de vapeur", thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2004.
- [ALG70] Alger P., "The Induction Machine Their Behavior and Uses", Oxford press, 1970.
- [ALT99] Altug S., Chen M. Y., Trussell H. J., "Fuzzy inference systems implemented on neural architectures for motor fault detection and diagnosis", IEEE Transaction on Industry Electronics, vol. 46, N°6, pp. 1069-1079, 1999.
- [AND08] Andriamalala R. N., Razik H., Baghli L. & Sargos F. M., "Eccentricity Fault Diagnosis of a Dual-Stator Winding Induction Machine Drive Considering the Slotting Effects", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, N°12, pp. 4238-4251, December 2008.
- [AWA03] Awadallah M. A. & Morcos M., "Application of AI tools in fault diagnosis of electrical machines and drives - an overview", IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 18, N°2, pp. 245-251, 2003.
- [BAC02] Bachir S., "Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique", Thèse de doctorat, Université de Poitiers, France, 2002.
- [BAG97] Baghli L., Hein D., Razik H. & Rezzoug A., "Modelling rotor cage induction motors for fault detection", Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (IEEE-SDEMPED'97), Carry-le-Rouet, France, pp. 41-47, 1997.
- [BAG99] BAGHLI L., "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 1999.
- [BAL07] Ballal M. S., Khan Z. J., Suryawanshi H. M. & Sonolikar R. L., « Adaptive neural fuzzy inference system for the detection of inter-turn insulation and bearing wear faults in induction motor », IEEE Transaction on Industry Electronics, vol. 54, N°1, pp. 250-258, 2007.
- [BAR97] Barro R. & Hsu P., "Torque ripple compensation of vector controlled induction machines", Power Electronics Specialists Conference of IEEE, PESC'97, pp. 1281-1287, 1997.
- [BEL00] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini & C. Tassoni, "Towards a correct quantification of induction machines broken bars through input electric signals", International Conference on Electrical Machines (ICEM'00), Finland, pp. 781-785, 2000.
- [BEL08] Bellini A., Filippetti F., Tassoni C. & Capolino G. A., "Advances in Diagnostic Techniques for Induction Machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, N°12, pp. 4109-4126, 2008.
- [BEN00] Benbouzid M. E. H., "Review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection", IEEE transactions on Industrial Electronics, vol. 47, N° 5, pp. 984-993, 2000.
- [BEN01] Benbouzid M. E. H. & Nejjari H., "A simple fuzzy logic approach for induction motors stator condition monitoring", IEEE Electric Machines and Drives Conference, Cambridge, MA, pp. 634 - 639, 2001.
- [BEN03] Benbouzid M. E. H., Kliman B. & Fellow L., "What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis?", IEEE transactions on Energy Conversion, vol.18, N° 2, pp.238-244, 2003.
- [BEN98a] Bentounsi A., "On Line Diagnosis of Defaults on Squirrel Cage Motors Using FEM", IEEE transactions On Magnetics, vol. 34, N° 5, 1998.
- [BEN98b] Benbouzid M. H., "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection", the 24th Annual Conference of the IEEE, Industrial Electronics Society, Aachen, (IECON '98), Vol.4, pp.1950 - 1955, 1998.
- [BEN99] Benbouzid M.E.H., "Bibliography on induction motors fault detection and diagnosis", IEEE transactions on Energy Conversion, vol. 14, N°4, pp. 1065-1074, 1999.
- [BENZ01] Benouzza N., Benyettou A., Bendiabdellah A., Kraloua B. & Toumi D., "Rotor cage faults diagnosis in 3-phase induction motors, by Park's vector approach", 4th Jordanian International Electrical Electronics Engineering Conference, Amman, Jordan, 2001.
- [BLA03] Blanke M., Kinnaert M., Lunze J. & Staroswiecki M. "Diagnosis and fault-tolerant control", Springer Berlin Heidelberg Publisher, 2003.
- [BLO08] Blodt M., Granjon P., Raison B. & Rostaing G., "Models for Bearing Damage Detection in Induction Motors Using Stator Current Monitoring", IEEE transactions on Industrial Electronics, vol. 55, N°4, pp. 1813-1822, 2008.
- [BON00] Bonnett A. H., "Root cause ac motor failure analysis with a focus on shaft failures", IEEE transactions on Industry

- Applications, Vol. 36, N°5, pp. 1435-1448, 2000.
- [BON01] Bonnett A. H. & Albers T., "Squirell-cage rotor options for ac induction motors", IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 37, N°4, pp. 1197-1209, 2001.
- [BON04] Bonivento C., Isidori A., Marconi L. & Paoli A., "Implicit fault-tolerant control : application to induction motors", Automatica, vol. 40, N° 3, pp. 355-371, 2004.
- [BON08] Bonnett A. H., & Yung C., "Increased efficiency versus increased reliability", IEEE Industrial Application Magazine, Vol. 14, N°. 1, pp. 29-36, 2008.
- [BON92] Bonnett A. H. & Soukup G. C., "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel cage induction motors", IEEE transactions on Industry Applications, Vol.28, N°.4, pp 921-937, 1992.
- [BON99] Bonnett A. H., "Understanding motor shaft failures", IEEE Industry Applications Magazine, pp. 25-41, 1999.
- [BOU11] BOUSSAID B., "Contribution à la tolérance active aux défauts des systèmes dynamiques par gestion des références", thèse de doctorat, École Nationale d'Ingénieurs de Gabès Tunisie et Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2011.
- [BUS97] Busse D. F., Erdman J. M., Kerkman R. J., Schlegel D. W., & Skibinski G. L., "The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings", IEEE transactions on Industry Applications, vol. 33, N°2, pp. 567-576, 1997.
- [CAB96] Cabanas M. F., Melero M. G., Aleixandre J.G. & Solares J., "Shaft misalignment diagnosis of induction motors using current spectral analysis: A theoretical approach", International Conference on Electrical Machines (ICEM'96), Vigo Spain, pp. 384-390, 1996.
- [CAR95] Caron J. P. & Hautier J. P., "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Editions Technip, Paris, 1995.
- [CAS04] Casimir R., Bouteleux E., Yahoui H., Clerc G., Henao H., Delmotte C., Capolino G. A., Rostaing G., Rognon J. P., Foulon E., Loron L., Razik H., Didier G., Houdouin G., Barakat G., Dakyo B., Bachir S., Tnani S., Champenois G., Trigeassou J. C., Devanneaux V., Dagues B. & Faucher J., "Comparison of modelling methods and of diagnostic of asynchronous motor in case of defects", 9th IEEE International Power Electronics Congress (CIEP'2004), pp. 101-108, 2004.
- [CEB12] Ceban A., "Methode globale de diagnostic des machines electriques", these de doctorat, Université Lille de Nord, France, 2012
- [COC93] Cocquempot V., "Surveillance des processus industriels complexes, génération et optimisation des relations de redondance analytiques", Thèse de doctorat, Université des sciences et Technologies de Lille, France, 1993.
- [COL95] Colamartino F., "Contribution à l'étude de la commande numérique des machines synchrones à aimants permanents. Minimisation des pulsations de couple- Commande sans capteur de position", Thèse de doctorat de l'université Paris VI, France, 1995.
- [CRU01] Cruz M. S., & Cardoso A., "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended Park's vector approach", IEEE transactions on Industrial Applications, Vol.37, N°.5, pp. 1227-1233, 2001.
- [CRU98] Cruz S. M. A. & Cardoso A. J. M., "Rotor cage fault diagnostic in three-phase induction motors, by extended Park's vector approach", International Conference on Electrical Machines (ICEM'98), Istanbul, Turkey, pp. 1844-1848, 1998.
- [DAV04] Davide A., "Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle", Mémoire, Université Laval Québec, Canada. 2004.
- [DEL84] Deleroi W., "Broken bar in squirrel cage rotor of an induction motor, part1: description by superimposed fault currents", Arch. fur Elektrotechnik, Vol. 67, pp 91-99, 1984.
- [DEN94] Deng X., Ritchie E. & Jokinen T., "Dynamical model of three-phase squirrel-cage induction motor with rotor faults", International Conference on Electrical Machines (ICEM'94), Paris France, Vol.2, pp. 694-698, 1994.
- [DIA04] Diallo D., Benbouzid M. E. H. & Makouf A., "A fault tolerant control architecture for induction motor drives in automotive applications", IEEE transactions on Vehicular Technology, Vol.53, N°6, pp. 1847-1855, 2004.
- [DID04] Didier G., "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2004.
- [DID07] Didier G., Ternisien E., Caspary O. & Razik H., "A new approach to detect broken rotor bars in induction machines by current spectrum analysis", Journal of Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 21, N°2, pp. 1127-1142, 2007.
- [DJE10] Djeghali N., Ghanes M., Djennoune S., Barbot J. P. & Tadjine M., "Fault tolerant control for induction motors using sliding mode observers", 11th International Workshop on Variable Structure Systems Mexico City, pp. 190 - 196 , 2010.
- [DON07] Dongmo J. E., Kwatny H. G., Nwankpa C., Bajpai G. & Teolis C., "Variable structure design of a fault tolerant control system for induction motors", IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS'2007), Arlington, USA, pp. 531-

535, 2007.

- [DOR97] Dorrell D. G., Thomson W. T. & Roach S., "Analysis of airgap flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors", IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 33, N°1, pp. 24-34, 1997.
- [DRI01a] Drif M., Benouzza N., Kraloua B., Bendiabdellah A. & Dente J. A., "Induction motor load effect diagnostic by instantaneous power spectrum", International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP'2001), Kujadasi, Turkey, Vol.1, pp.556-561, 2001.
- [DRI01b] Drif M., Benouzza N., Kraloua B., Bendiabdellah A. & Dente J. A., "Squirrel cage rotor faults detection by instantaneous power spectrum approach", 3rd IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED'01), Gorizia Italy, 2001.
- [DRI14] Drif M. & Cardoso A. J. M., "Stator fault diagnostics in squirrel cage three-phase induction motor drives using the instantaneous active and reactive power signature analyses", IEEE transactions on industrial informatics, Vol.10, N°2, pp. 1348-1360, 2014.
- [ELK92] Elkasabgy N. M., eastham A. R. & Dawson G. E., "Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine", Part 1, IEEE transactions on Industry Applications, Vol.28, N°1, pp. 165-171, 1992.
- [ELO05] EL OSTA W., "Surveillabilité structurelle et platitude pour le diagnostic des modèles bond graph couplés", thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille et l'École Centrale de Lille, France, 2005.
- [ENG95] Engelmann R. H. & Middendorf W. H., "Handbook of Electric Motors", Marcel Dekker, New York, 1995.
- [FEK08] Fekih A., "Effective fault tolerant control design for nonlinear systems: application to a class of motor control system", IET Control Theory and Applications, Vol.2, N°9, pp.762-772, 2008.
- [FER92] Ferrah A., Bradley K. J. & Asher G. M., "Sensorless speed detection of inverter fed induction motors using rotor slot harmonics and fast Fourier transform", 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '92), Toledo, Spain, Vol.1, pp.2799-286, 1992.
- [FIL95] Filippetti F., Franceschini G., & Tassoni C., "Neural networks aided on-line diagnostics of induction motor rotor faults", IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 31, N°4, pp. 892-899, 1995.
- [FIL96] Filippetti F., Franceschini G., Tassoni C. & Vas P., "Impact of speed ripple on rotor fault diagnosis of induction machines", International Conference on Electrical Machines (ICEM'96), Vigo Spain, Vol.2, pp. 452-457, 1996.
- [FIL98] Filippetti F., Franceschini G., Tassoni C. & Vas P., "AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect", IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 34, N°1, pp. 98-108, 1998.
- [FRA08] Fragkoulis D., "Détection et localisation des défauts provenant des actionneurs et des capteurs : application sur un système non linéaire", these de doctorat, Université Toulouse III - Paul Sabatier, France, 2008.
- [GAE11a] Gaeid K. S. & Ping H. W., "Fault tolerant control of induction motor", Modern Applied Science journal, vol. 5, N°4; pp.83-94, 2011.
- [GAE11b] Gaeid K. S., Ping H. W., Masood M. K. & Saghafinia A., "Induction motor fault tolerant control with wavelet indicator", International Conference on Transportation, Mechanical, and Electrical Engineering (TMEE'11), Changchun, pp.949-953, 2011.
- [GRE97] Grellet G. & Clerc G., "Actionneurs électriques : principes, modèles, commandes", éditions Eyrolles, Paris, 1997.
- [GYF14] Gyftakis K. N. & Kappatou J. C., "The zero-sequence current as a generalized diagnostic mean in δ -connected three-phase induction motors", IEEE transactions on energy conversion, vol. 29, N° 1, pp. 138 - 148, 2014.
- [HEN99] Henry D., "Diagnostic et contrôle de coherence des systèmes multivariables incertains", Thèse de doctorat, Université Bordeaux I, France, 1999.
- [HOU02] Houdouin G., Barakat G., Dakyo B. & Destobbeleer E., "A Method for the simulation of inter-turn short circuits in squirrel cage induction machines", 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC'2002), Croatia, 2002.
- [IEE85A] IEEE Motor reliability working group, "Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations", Part I, IEEE transactions on Industry applications, Vol. IA-21, N°4, pp. 853-864, 1985.
- [IEE85b] IEEE Motor reliability working group, "Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations", Part II, IEEE transactions on Industry applications, Vol. IA-21, N° 4, pp. 865-872, 1985.
- [ISE97] Isermann R. & Balle P., "Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical process", Control Engineering Practice, Vol. 05, N°05, pp. 709-719, 1997.
- [JAN13] Jannati M., Monadi A., Idris N. R., Abdul Aziz M. J. & Faudzi A. A. M., "Vector control of faulty three-phase induction motor with an adaptive sliding mode control", Przegląd Elektrotechniczny, ISSN 0033-2097, R. 89 NR 12, pp.116-120, 2013
- [JAS11] Jasim O., Sumner M., Gerada C. & Arellano-Padilla J., "Development of a new fault-tolerant induction motor control strategy using an enhanced equivalent circuit model", IET electric power applications,

vol. 5, N° 8, , pp. 618 – 627, 2011.

- [JAW08] Farooq Jaw., "Etude des problèmes inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents", Thèse de doctorat, université de technologie de Belfort- Montbéliard, France, 2008.
- [JER07] Jerome C., "Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts application à un système aéronautique", Thèse de doctorat, université Bordeaux I, France, 2007.
- [JOK00] Joksimovic G. M. & Penman J., "The detection of interturn short circuits in the stator windings of operating motors", IEEE transactions on industrial electronics, vol.47, N°5, pp. 1078 – 1084, 2000.
- [JOK11] Joksimovic G., "AC winding analysis using winding function approach", G, International Journal of Electrical Engineering Education, Manchester University Press, Vol.48, N°1, pp.34-52, 2011.
- [JUN06] Jung J. H., Lee J. J. & Kwon B. H., "Online diagnosis of induction motors using MCSA", IEEE transactions on Industrial Electronics, Vol.53, N°6, pp. 1842-1852, 2006.
- [KAI10] Kaikaa M. Y., "Modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la non uniformité de l'entrefer. Application au diagnostic", Thèse de Doctorat En Electrotechnique, Université Mentouri – Constantine, Algérie, 2010.
- [KAL06] Kallesøe C. S., Cocquemot V. & Izadi-Zamanabadi R., "Model based fault detection in a centrifugal pump application", IEEE transactions on control systems technology, vol.14, N°2, pp. 204-215, 2006.
- [KAN04] Kanev S., "Robust Fault-Control", Phd thesis. University of Twente, The Netherlands, 2004.
- [KAR10] Karami F., Poshtan J. & Poshtan M., "Broken bar fault detection in induction motors based on modified winding Function", IEEE International Conference on Control Applications (CCA'2010), Yokohama Japan, pp. 1951-1956, 2010.
- [KAZ03] Al Kazzaz S. A. S. & Singh G. K., "Experimental investigations on induction machine condition monitoring and fault diagnosis using digital signal processing techniques", Elsevier, Electric Power Systems Research, vol. 65, N°3, pp. 197-221, 2003.
- [KEY13] Keysan O. & Ertan H.B., "Real-time speed and position estimation using rotor slot harmonics", IEEE transactions on Industrial Informatics, Vol.9, N°2, pp. 899-908, 2012.
- [KHO09] Khov M., "Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2009.
- [KLI92] Kliman G. B. & Stein J., "Method of current signature analysis", Journal of Electric Machines and Power Systems, Vol. 20, N°5, pp. 463-474, 1992.
- [KLI96] Kliman G. B., Premerlani J. W., Koegl A. R. & Hoeweler D., "A new approach to on-line turn fault detection in AC motors", 31st Annual IEEE Industry Applications Conference (IAS '96), San Diego California, Vol. 1, pp. 687- 93, 1996.
- [KOG97] Kogan V. & Nindra B. "Investigation of high voltage stator winding vibrations in full-scale slot model", IEEE Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing and Coil Winding Conference, Rosemont Chicago, pp. 155-166, 1997.
- [KRA94] Krause P. C., Wasynczuk O. & Sudhoff S. D., "Analysis of Electric Machinery", IEEE Press, New York, 1995.
- [LEE03] Lee S. B., Tallam R. M. & Habetler T.G., "A robust on-line turn-fault detection technique for induction machines based on monitoring the sequence component impedance matrix", IEEE transactions on power electronics, vol.18, N°3, pp. 865 - 872, 2003.
- [LEO90] Leonhard W., "Control of electrical drives", Springer - Verlag, Berlin, Germany, 1990.
- [LES81] Lesenne J., Notelet F. & Séguier G., "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Paris : Technique et documentation, 1981.
- [LON06] Longchamp R., "Commande numérique des systèmes dynamiques", Presses polytechniques et universitaires romandes, 2006.
- [LU04] Lu Q. F., Cao Z. T. & Ritchie E., "Model of stator Inter-turn short circuit fault in doubly-fed induction generators for wind turbine", Power Electronics Specialists Conference (PESC'04), Germany, Vol.2, pp. 932 – 937, 2004.
- [LUO95] Luo X., Liao Y., Toliyat H. A., El-Antalby A. & Lipo T., "Multiple coupled circuit modeling of induction machines", IEEE transactions on industry applications., Vol. 31, No. 2, 1995
- [MAH09] Mahyob A., Reghem P. & Barakat G., "Permeance network modeling of the stator winding faults in electrical machines", IEEE transactions on magnetics, vol.45, N°3, pp. 1820 – 1823, 2009.
- [MEK13] Mekki H., Benzineb O., Boukhetala D. & Tadjine M., "Fault tolerant control based sliding mode - application to induction motor", International Conference on control, Engineering & Information (CEIT'13), vol.3, pp.1-6, 2013.
- [MOR92] Moreira J. & Lipo T., "Modeling of saturated ac machines including air gap flux harmonic components", IEEE transactions on industry applications, Vol. 28, N°2, 1992.

- [MOR99] Moreau S., "Contribution à la modélisation et à l'estimation paramétrique des machines électriques à courant alternatif : Application au diagnostic", Thèse de doctorat, Université de Poitiers, France, 1999.
- [NAÍ00] Nait-Saïd M.S., Benbouzid M. E. H. & Benchaid A., "Detection of broken bars induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation", IEEE transactions on energy conversion, Vol.15, N°1, pp. 66-70, 2000.
- [NAN05] Nandi S., Toliyat H. A. & LI X., "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors – a review ", IEEE transactions on Energy Conversion, Vol.20, N°4, pp. 719–729, 2005.
- [NAN11] Nandi S., Ilamparithi T. C., Sang Bin L. & Doosoo H., "Detection of eccentricity faults in induction machines based on nameplate parameters," IEEE transactions on industrial electronics, vol. 58, N°5, pp. 1673-1683, 2011.
- [NAN99] Nandi S. & Toliyat H. A., "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines – a review", IEEE 34rd Annual Industry Applications Conference (IAS'99), Phoenix USA, Vol.1, pp.197-204, 1999.
- [NAS10] Nasir Uddin M., Wang W. & Huang Z. R., "Modeling and minimization of speed ripple of a faulty induction motor with broken rotor bars", IEEE transactions on industrial applications, vol. 46, N°6, pp. 2243-2250, 2010.
- [NIS06] Nishibata K., Ishida M., Doki S., Masuzawa T. & Fujitsuna M., "Speed estimation method utilizing rotor slot harmonics detected from line current for speed sensorless drive of ultra high speed induction machine", IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT'2006), Mumbai India, pp. 1591 - 1596, 2006.
- [NIS09] Nishibata K., Ishida M., Doki S., Masuzawa T. & Fujitsuna M., "Speed estimation method for ultra high speed induction machine utilizing rotor slot harmonics appearing in neutral point voltage", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.129, N°1, pp.1-9, 2009.
- [OND06] Ondel O., "Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur machine asynchrone", Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, France, 2006.
- [ONG98] Ong C. M., "Dynamic simulation of electric machinery: using matlab/simulink", Prentice Hall, 1998.
- [OST05] EL Osta W., "Surveillabilité structurelle et platitude pour le diagnostic des modèles bond graph couplés", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille et l'Ecole Centrale de Lille, France, 2005.
- [OUD08] Oudghiri M., "Commande multi-modèles tolérante aux défauts : Application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile", Thèse de doctorat, Université de picardie Jules Verne, France, 2008.
- [PEN94] Penman J., Sedding H. G., Lloyd B. A. & Fink W. T., "Detection and location of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors", IEEE transactions on Energy Conversion, Vol.9, N°4, pp. 652-658, 1994.
- [RAI00] Raison B., "Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2000.
- [RAI13] Raisemche A., Boukhnifer M., Larouci C. & Diallo D., "Two active fault tolerant control schemes of induction motor drive in EV or HEV", IEEE transactions on vehicular technology, vol.63, N°1, pp. 19 - 29, 2013
- [RAI14] Raisemche A., Boukhnifer M., Larouci C. & Diallo D., "Two active fault-tolerant control schemes of induction-motor drive in EV or HEV", IEEE transactions on vehicular technology, vol. 63, N° 1, pp. 19 - 29, 2014.
- [RAZ03] Razik H. & Didier G., "On the monitoring of the defects of squirrel cage induction motors", IEEE Power Tech Conference, Bologna Italy, Vol.2, 2003.
- [REF13] Refaat S., Abu-Rub H., Saad M. S., Aboul-Zahab E. M. & Iqbal A., "Fault tolerance of stator turn fault for three phase induction motors star-connected using artificial neural network shady", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'13), pp. 2336 - 2342, 2013.
- [REZ12] Rezaei H., Khosrowjerdi M. J. & Saadat A., "SMO-based fault tolerant control design for three phase induction motors", 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON'12), pp. 2494 - 2499, 2012.
- [ROD05] Rodrigues M., "Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires", Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2005
- [ROS07] Rosero J. A., Romeral L., Cusido J., Garcia A. & Ortega J. A., "On the short-circuiting fault detection in a pmsm by means of stator current transformations", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'2007), Orlando, USA, pp. 1936 - 1941, 2007.
- [SAH06] Sahraoui M., Ghoggal A., Zouzou S. E., Aboubou A. & Razik H., "modelling and detection of inter-turn short circuits in stator windings of induction motor", IEEE 32nd Annual Conference on Industrial Electronics (IECON'2006), Paris France, pp. 4981-4986, 2006.
- [SAI01] Saint-Michel J., "Bobinage des machines tournantes à courant alternatif", Techniques de l'ingénieur, D3 420, 2001.
- [SAL00] Salles G., Filippetti F., Tassoni C., Crellet G. & Franceschini G., "Monitoring of induction motor load by neural network techniques", IEEE transactions on Power Electronics, Vol. 15, N°4, pp. 762-768, 2000.
- [SAL97] Salles G., "Surveillance et diagnostic des défauts de la charge d'un entraînement par machine asynchrone", Thèse de doctorat de l'Université Claude Bernard, Lyon1, France, 1997.
- [SCH95] Schoen R. R. & al., "An unsupervised, On-Line System for Induction Motor fault Detection Using Stator Current

- Monitoring", IEEE transactions on industry applications. Vol.31, No.6, pp. 1280-1286, 1995.
- [SCH99] Schaeffer E., "Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts", Thèse de doctorat, École Centrale de Nantes, France, 1999.
- [SER13] Serrano-Iribarnegaray L., Cruz-Romero P. & Gomez-Exposito A., "Critical review of the modified winding function theory", Progress In Electromagnetics Research, Vol. 133, pp. 515-534, 2013.
- [SHI14] Shi P., Chen Z., Vagapov Y. & Zouaoui Z., "A new diagnosis of broken rotor bar fault extent in three phase squirrel cage induction motor", ELSEVIER, Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 42, N° 1, pp. 388-403, 2014.
- [SOB96] Sobczyk T. J., Vas P. & Tassoni C., "Models for induction motors with air-gap asymmetry for diagnostic purposes", International Conference on Electrical Machines (ICEM'96), Vigo Spain, Vol.2, pp. 79-84, 1996.
- [SPR07] J. Sprooten, "Finite element and electrical circuit modelling of faulty induction machines - study of internal effects and fault detection techniques", PhD thesis, Université Libre de Bruxelles, 2007.
- [TAB13] Tabbache B., Rizoug N., Benbouzid M. E. H & Kheloui A., "A control reconfiguration strategy for post-sensor FTC in induction motor-based EVs", IEEE transactions on vehicular technology, vol.62, N° 3, pp. 965 - 971, 2013.
- [TAL02] R. M. Tallam, T. G. Habetler & R. G. Harley, "Transient model for induction machines with stator winding turn faults", IEEE transactions on industrial applications, vol.38, N°3, pp. 632 - 637, 2002.
- [TAL07] Tallam R. M., Lee S. B., Stone G. C., Kliman G. B., Yoo J., Habetler T. G. & Harley R. G., "A survey of methods for detection of stator-related faults in induction machines", IEEE transactions on Industry Applications, vol.43, N°4, pp. 920-933, 2007.
- [THO01] Thomson W. T. & Fenger M., "Current signature analysis to detect induction motor faults", IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 7, N°4, pp. 26-34, 2001.
- [THO99] Thomson W. T., "A review of on-line condition monitoring techniques for three-phase squirrel-cage induction motors: Past, present and future", IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED'99), Gijón Spain, pp. 3-18, 1999.
- [TOL92] Toliyat H. A., Rahimian M. M., Bhattacharya S. & Lipo T. A., "Transient analysis of induction machines under internal faults using winding functions", Research Report 92-1, Wisconsin Power Electronics Research Center, College of Engineering, University of Wisconsin-Madison USA.
- [TOL95] Toliyat H. A. & Lipo T. A., "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults", IEEE transactions on Energy Conversion, vol 10, N°2, pp. 241-247, 1995.
- [TOL96] Toliyat H. A., Arefeen M. S. & Parlos A. G., "A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines", IEEE transactions on Industry Applications, vol. 32, N°4, pp. 910-917, 1996.
- [TOU01] Toumi D., Benouzza N., Kraloua B., bendiabdellah A. & Benyettou A., "Emploi de l'analyse spectrale du courant de ligne pour la détection des défauts d'excentricités dans les moteurs asynchrones à cage d'écureuil", Conférence Magrébine en Génie Electrique (CMGE'01), Université Mentouri de Constantine, 2001.
- [TOU12] TOUMI D., BOUCHERIT M. S., TADJINE M., "Observer-based fault diagnosis and field oriented fault tolerant control of induction motor with stator inter-turn fault", Archives of Electrical Engineering, vol. 61, N°2, pp. 165-188, 2012.
- [TRA86] Travner P. J., Gaydon B. G. & Ward D. M., "Monitoring generator and large motors", IEE Electric Power Applications, Vol.133, N°3, pp. 169-180, 1986.
- [TRI11] Trigeassou J. C., "Diagnostic des machines électriques", Traité EGEM Série Génie électrique, HERMÈS / LAVOISIER, Paris, 2011.
- [VAS09] Vaseghi B., "Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spores modélisation - réduction du courant de défaut", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2009.
- [VAS90] Vas P., "Vector control of AC machines", Oxford University Press, London, UK, 1990.
- [VAS93] Vas P., "Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines", Clarendon Press, Oxford, 1993
- [VAS94] Vas P., Filippetti, F.; Franceschini, G. & Tassoni, C., "Transient modelling oriented to diagnostics of induction machines with rotor asymmetries," International Conference on Electrical Machines (ICEM'94), Paris France, Vol.2, pp. 62-67, 1994.
- [XU02] XU A., "Observateurs adaptatifs non-linéaires et diagnostic de pannes", Thèse de Doctorat, Université de Rennes1, France, 2002.
- [YAH95] Yahoui H., Seetohul J., Grellet G. & Jammal A., "Detection of broken bar or end-ring fault in asynchronous machines by spectrum analysis of the observed electromagnetic torque through supply cable", Revue Européenne de Diagnostic et Sécurité de Fonctionnement, Vol.5, no.4, 1995.
- [YAN00] Yang D. & Penman J., "Intelligent detection of induction motor bearing faults using current and vibration monitoring", Condition Monitoring and Diagnostic Engineering Management Conference (COMADEM'2000), Houston Texas USA, Vol. 1, pp 461-470, 2000.

-
- [YIX01] Yixin D. & Passino K. M., "Stable fault-tolerant adaptive fuzzy/neural control for turbine engine", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol.9, N°3, pp. 494-509, 2001.
- [ZHA08] Zhang Y. & Jiang J., "Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems", Elsevier, Annual Reviews in Control, Vol. 32, N° 2, pp. 229-252, 2008.
- [ZID08] Zidani F., Diallo D., Benbouzid M. E. H. & Nait-Said R., "A fuzzy-based approach for the diagnosis of fault modes in a voltage-fed PWM inverter induction motor drive", IEEE Transactions on Industry Electronics, vol. 55, N°2, pp. 586-593, 2008.
- [ZWI95] Zwingelstein G., "Diagnostic des Défaillances", Paris, Hermes, 1995.

Annexe A

A.1. Description du banc expérimental

Le banc d'essai a été développé au laboratoire LIAS de Poitiers. La maquette expérimentale est constituée de :

- D'une machine asynchrone à cage d'écurie LS90 LEROY SOMER de 1,1 kW à deux paires de poles et disposant de différents rotors interchangeable,
- D'une alimentation modulable à base d'un onduleur triphasé à IGBT instrumenté permettant de réaliser les différentes structures d'alimentation,
- D'une machine à courant continu fonctionnant en génératrice accouplée à la machine asynchrone pour lui servir de charge,
- Un système de commande et d'acquisition (carte dSPACE 1104),
- D'un module de mesure des signaux électriques avec un filtrage anti repliement analogique type butterworth d'ordre 4 de fréquence de coupure égale à 500 Hz.

A.2. Description du dialogue interne

La carte dSPACE 1104, exploitée essentiellement dans le traitement en temps réel, est à base d'un processeur maître «*PowerPC 603^e*» et d'un processeur numérique de signal «*TMS320F240 DSP*» et leurs interfaces Entrées/Sorties. L'illustration suivante Figure(C.1) donne une vue d'ensemble de l'architecture et les unités utilitaires de la carte *DS1104*.

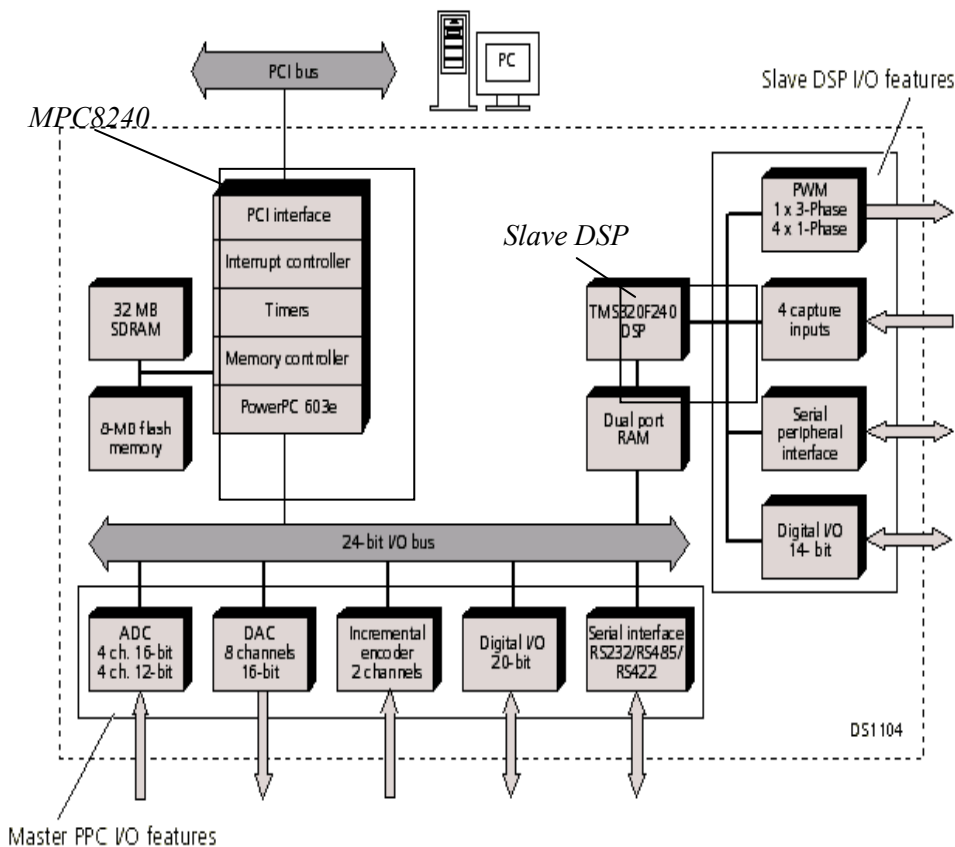


Figure -A.1- Synoptique de la carte DSP DS 1104.

A.2.2. Caractéristiques de la vue d'ensemble

L'unité de traitement principal de la carte *DS1104* est le «*MPC8240*» est constituée de:

- **Master PPC:** est le «*PowerPC 603^e*» qui gère la communication entre la carte et le *PC*. Il est caractérisé par ses nombreuses unités *Entrées/Sorties*.
- **Interrupt controller:** représente les supports matériels et logiciels qui contrôlent les *Entrées/Sorties*.
- **Memory:** comprend une *SDRAM* et une mémoire *flash*.
- **Timers:** fournissent une horloge du taux de l'échantillon, un contrôle de la base du temps, et quatre horloges polyvalentes.
- **PCI interface:** utilisée pour l'installation de la carte *DS1104* en téléchargeant des programmes et transférant les données au *PC*.

La carte *Ds1104* est équipée aussi d'un processeur esclave «*Slave DSP*» caractérisé par des unités *Entrées/Sorties* supplémentaires.

A.2.3. Caractéristiques de la carte

A.2.3.1. Master PPC

Le microprocesseur maître de la carte *DS1104 PowerPC 603e* «*Master PPC*» dont la fréquence de calcul est de *250 MHz* «*CPU*», contient une mémoire cache *2 x 16 KB*.

Le *Maître PPC* contrôle aussi les *Entrées/Sorties* suivantes de la carte *DS1104*:

- convertisseur *A/N*: - 4 voies multiplexées de résolution *16bits*.
- - 4 voies parallèles de résolution *12 bits*.
- - Entrée de ± 10 V.
- convertisseur *N/A*: -8 voies de 16 bits de résolution.
- -Sortie de ± 10 V.
- *E/S* numériques: -*20 bits* parallèle *E/S*.
- - niveaux TTL output/input.
- Interface codeur incrémental: -2 voies (*2*24bits*).
- -Fréquence maximale à l'entrée de *1.65MHz*
- Interface série: *RS232/RS422/RS485*.

A.2.3.2. Slave DSP

Le processeur numérique de signal esclave de la carte *DS1104* est un sous-système «*Texas Instruments TMS320F240 DSP*» dont la fréquence de calcul est de *20 MHz*. Il possède une mémoire flash de *32 KB* et un port double (*DPMEM*) utilisé pour la communication avec le maître *PPC*.

DSP esclave fourni également les *Entrées/Sorties* suivantes

- Une sortie *PWM*.
- Deux Interfaces série.

- Entrées/Sorties *14bits* numériques *TTL*.

A.2.3.3. Interruptions disponibles

La carte *DS1104* fournit l'accès à plusieurs systèmes tels que l'horloge, les appareils externes etc...

Le contrôleur d'interruption du Maître *PPC* détecte les interruptions qui proviennent de l'extérieur à une fréquence d'horloge de *64 MHz*.

Les interruptions disponibles sont les suivantes:

- Interruption de fin de conversion analogique numérique.
- Interruption d'index de l'encodeur.
- Interruption d'appareil externe.
- Interruption quand les horloges sont remises à zéro.
- Interruption de l'interface série.
- Interruption de l'esclave *DSP* au maître *PPC*.
- Interruption *PWM* de l'esclave *DSP*.

A.2.3.4. Mémoire

La carte *DS1104* est équipée de deux sections de mémoires:

- Mémoire globale: *32 Mbits* synchrone *DRAM (SDRAM)* pour les applications et les données.
- Mémoire flash: *8 Mbits*, divisée en 4 blocs de *2 Mbits* chacun dont *6.5 Mbits* utilisées pour une application spécifique et *1.5 Mbits* réservées pour le microprogramme utilisant *8 bits* d'accès par le maître *PPC*.

A.2.3.5. Horloges «Timers»

La carte *DS1104* est équipée de 6 circuits d'horloges pilotés par une horloge mère dont la fréquence est connue sous le nom de *BCLK*.

A.2.3.6. L'interface PCI

La carte *DS1104* fournit une interface *PCI* qui exige une alimentation de *5V*. L'interface *PCI* a les caractéristiques suivantes:

- Accès au *PC* par une fréquence de *33 MHz* utilisée pour l'installation de la carte *DS1104* en téléchargeant des programmes et en transférant les données au *PC*.
- Génération d'une ligne d'interruption bidirectionnelle : en effet à travers cette ligne, le *PC* peut envoyer des demandes d'interruption au maître *PPC* et vice versa. Le *PC* et le maître *PPC* peuvent diriger l'état de la ligne d'interruption pour détecter la fin de la demande d'interruption.

A.2.4. Vue d'ensemble de la bibliothèque *RTlib 1104*

La bibliothèque de l'interface temps réel «*Real-Time Interface (RTI)*» de la carte *DS1104* «*RTlib1104*» fournit les blocs *RTI* qui facilitent la manipulation des *E/S* de la carte *DS1104* dans les modèles *Simulink*. Ces blocs *RTI* sont conçus pour spécifier la situation du matériel en temps

réel. En outre, la bibliothèque peut fournir des blocs *RTI* supplémentaires avec des modèles et toutes les informations utiles.

A.2.5. Le logiciel «Control Desk»

Le «*Control Desk*», représente le logiciel de l'expérience de la carte *DSPACE 1104* fourni des fonctions pour contrôler, visualiser et automatiser des expériences. Le «*Control Desk*» standard est disponible en deux versions:

- la version de promoteur qui donne les fonctionnalités de tous les traits du *Control Desk*,
- la version de l'opérateur qui protège les expériences contre les changements non autorisés.

A.2.5.1. Le *Control Desk* standard

Le «*Control Desk*» est constitué de plusieurs blocs:

- Directeur de l'expérience (*Experiment manager*): il assure la gestion de données logiques pour contrôler toutes les données de l'expérience pertinente. Une expérience peut être chargée comme un ensemble de données dans une seule opération. Le contenu de l'expérience peut être défini par l'utilisateur. Pour utiliser «*experiment manager*» du *Control Desk*, il faut d'abord créer une expérience qui sera la base de toute application supplémentaire.
- Directeur de la plate-forme (*Platform manager*): il permet d'enregistrer en temps réel les entrées fournies par la carte *DSPACE 1104* et de configurer la plate-forme enregistrée. De plus, le Directeur de Plate-forme permet de manier des applications sur une plate-forme spécifique.
- Editeur d'instruments: il offre une variété d'instruments virtuels pour construire et configurer des panneaux virtuels selon nos besoins (gain variable, traceur de courbe etc...).
- Editeur de paramètres (*Parameter editor*): le «*Control Desk*» fournit l'éditeur de paramètres qui nous permet d'enregistrer, changer et modifier des ensembles de paramètres. Ces paramètres sont utilisés pour optimiser le comportement du modèle de contrôle et initialisent aussi le modèle.
- Editeur de code source (*Source code editor*): l'éditeur de code source supporte les dossiers écrits en langage *C* ou en python et tous autres dossiers en format *ASCII*. L'éditeur est optimisé pour programmer en *C* ou en python.

A.2.5.2. Termes et définitions

Dans cette partie, on présente quelques descriptions et définitions des termes de base utilisés dans le control desk:

- Application : le dossier exécutable qui contient l'application de la simulation est appelé «*application*». Pour le panneau temps réel (*real-time board*), c'est un fichier *.obj*, *.ppc*. Pour la simulation (*Simulink*), c'est un fichier *.mdl*.

- Expérience (*Experiment*): une expérience comprend tous les dossiers qui appartiennent à une session du Control Desk:
- Données de la gestion de l'expérience y compris une description de l'expérience des informations sur la version et sur l'auteur, une explication textuelle de l'expérience et une description graphique.
- Tous les dossiers reliés à l'expérience: panneau d'instruments (*instrument panel*), données des paramètres (*parameter data*), résultats de la simulation et dossiers externes y compris les dossiers du modèle et la documentation (en tant que commentaires).

Ces dossiers peuvent être ajoutés ou enlevés d'une expérience un par un.

- Fenêtres de disposition et panneau d'instruments (*layout windows and instrument panel*): l'instrumentation fournit un ensemble d'instruments puissants. Ils sont conçus pour diriger et/ou contrôler d'une façon interactive des variables ou exposer les données acquises. Les instruments peuvent être arrangés librement en une fenêtre ou plus, appelées des fenêtres de disposition. Tout ensemble d'instruments dans la fenêtre de disposition et connecté à la variable correspondante, est appelé panneau virtuel.

A.2.5.3. Les types de fichiers utilisés par le Control Desk:

Le tableau suivant présente une description des extensions.

Tableau -A.1- :Description des extensions.

Extension	Description
.cdx	C'est un fichier créé par «experiment manager». Il contient les liens vers tous les fichiers reliés à l'expérience.
.con	Ce fichier, créé par «instrumentation navigator», décrit les connexions entre les instruments et les variables.
.lay	Ce fichier contient des informations sur l'instrument: sa position, ses dimensions.
.mat	Ce fichier est utilisé pour sauvegarder les références des données «référence data».
.mdl	Ce fichier en format ascii contient des mots clés et les valeurs des paramètres décrivant le modèle simulink. Il est créé par «simulink interface».
.par	C'est un fichier créé par «variable browser». Il contient la description, le type et les valeurs des paramètres du modèle simulink.
.trc	C'est un fichier qui décrit les variables définies dans le modèle simulink associé. Il est généré par RTI.
.sdf	Lorsqu'on construit une application avec RTI, le fichier .sdf est généré

	automatiquement par RTI. Il décrit les dossiers qui vont être chargés aux composants individuels de la plate forme de la simulation.
.ppc	C'est le fichier exécutable.

Annexe B

B.1. Coefficients de régulateurs de la commande vectorielle avec défaut de barres

Régulateur PI du courant isd :	Simulation	Expérimentation
	$k_{p_isd} = 8,64$ $k_{i_isd} = 24,67 \cdot 10^2$	$k_{p_isd} = 8,64$ $k_{i_isd} = 24,67 \cdot 10^2$
Régulateur PI du courant isq :	Simulation	Expérimentation
	$k_{p_isq} = 7,35$ $k_{i_isq} = 21 \cdot 10^2$	$k_{p_isq} = 14,7$ $k_{i_isq} = 41,99 \cdot 10^2$
Régulateur PI de vitesse :	Simulation	Expérimentation
	$k_{p\Omega} = 0,177$ $k_{i\Omega} = 1,83$	$k_{p\Omega} = 0,087$ $k_{i\Omega} = 0,58$
Régulateur PI-Zieg de vitesse :	Simulation	Expérimentation
	$k_{p\Omega} = 0,1$ $k_{i\Omega} = 0,2$	$k_{p\Omega} = 0,1$ $k_{i\Omega} = 0,2$
Régulateur IP de vitesse :	Simulation	Expérimentation
	$k_{p\Omega} = 0,135$ $k_{i\Omega} = 10,23$	$k_{p\Omega} = 0,135$ $k_{i\Omega} = 10,23$
Régulateur PIP de vitesse :	Simulation	Expérimentation
	$k_v = 0,15$ $k_{p\Omega} = 0,26$ $k_{i\Omega} = 5,83$	$k_v = 0,15$ $k_{p\Omega} = 0,27$ $k_{i\Omega} = 3,06$

B.2. Coefficients de régulateurs de la commande vectorielle tolérante au court-circuit

Régulateur PI du courant isd :	Simulation	Expérimentation
	$k_{p_isd} = 6,15 \cdot 10^2$ $k_{i_isd} = 1,5 \cdot 10^5$	$k_{p_isd} = 59$ $k_{i_isd} = 8,31 \cdot 10^3$
Régulateur PI du courant isq :	Simulation	Expérimentation
	$k_{p_isq} = 1,23 \cdot 10^2$ $k_{i_isq} = 3 \cdot 10^4$	$k_{p_isq} = 29,5$ $k_{i_isq} = 8,31 \cdot 10^3$
Régulateur IP de vitesse :	Simulation	Expérimentation
	$k_{p\Omega} = 0,268$ $k_{i\Omega} = 70,79$	$k_{p\Omega} = 0,263$ $k_{i\Omega} = 1,734$

B.3. Matrices de correction de l'observateur du court-circuit

Simulation	Expérimentation
$\mathbf{K}_0 = \begin{bmatrix} -0,1 & -0,1 & -1 & -1 & -1 & 1 \\ -0,1 & -0,1 & -1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{K}_0 = \begin{bmatrix} -50 & -50 & -1 & -1 & -10 & 0,01 \\ -50 & -50 & -1 & -1 & -1 & 0,01 \end{bmatrix}^T$
$\mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,01 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,01 \end{bmatrix}^T$

Annexe C

C.1. Schéma du bobinage statorique de la MAS

C.1.1. Réalisation du bobinage statorique

Le bobinage statorique est réalisé par la mise en série et parallèle de spires élémentaires. Les figures -C.1-, -C.2- et -C.3- montrent les schémas du bobinage que nous avons réalisé.

Ce bobinage est de type ondulé à pas raccourci (5/6). L'enroulement est à 02 pôles et distribué sur 24 encoches statoriques à un faisceau par encoche. Il est constitué par deux groupes de bobines par phase, chaque groupe est constitué par deux bobines de 85 spires chacune. Les conducteurs sont réalisés en fil de cuivre isolé de diamètre de 0,6 mm. Une isolation supplémentaire est rajoutée pour améliorer le mur isolant entre les phases.

Le bobinage placé dans les encoches est englué dans un vernis qui le maintient collé, tout en améliorant l'isolation électrique. Une petite cale supplémentaire aide au blocage des conducteurs dans leur encoche.

C.1.2. Prises de court-circuit

Pour réaliser expérimentalement les défauts de courts-circuits de façon concrète et réversible, au moment du rebobinage, des prises intermédiaires ont été soudées au moment de la mise en série des spires des bobines au niveau des têtes de bobines et juste à la sortie des encoches (Fig.-C.2- et -C.3-). Ces prises ont été plus concentrées sur une phase avec une différence de 05 spires entre chaque deux prises successives.

Pour les deux autres phases, une seule prise est effectuée par un intervalle de 10 spires. Les figures -C.2- et -C.3- illustrent les détails de cette conception.

Des fils soudés à différents points du bobinage sont ramenés jusqu'à la plaque à bornes. De l'extérieur, il est donc très simple de modifier le court-circuit et de mesurer le courant circulant dans les spires en court-circuit.

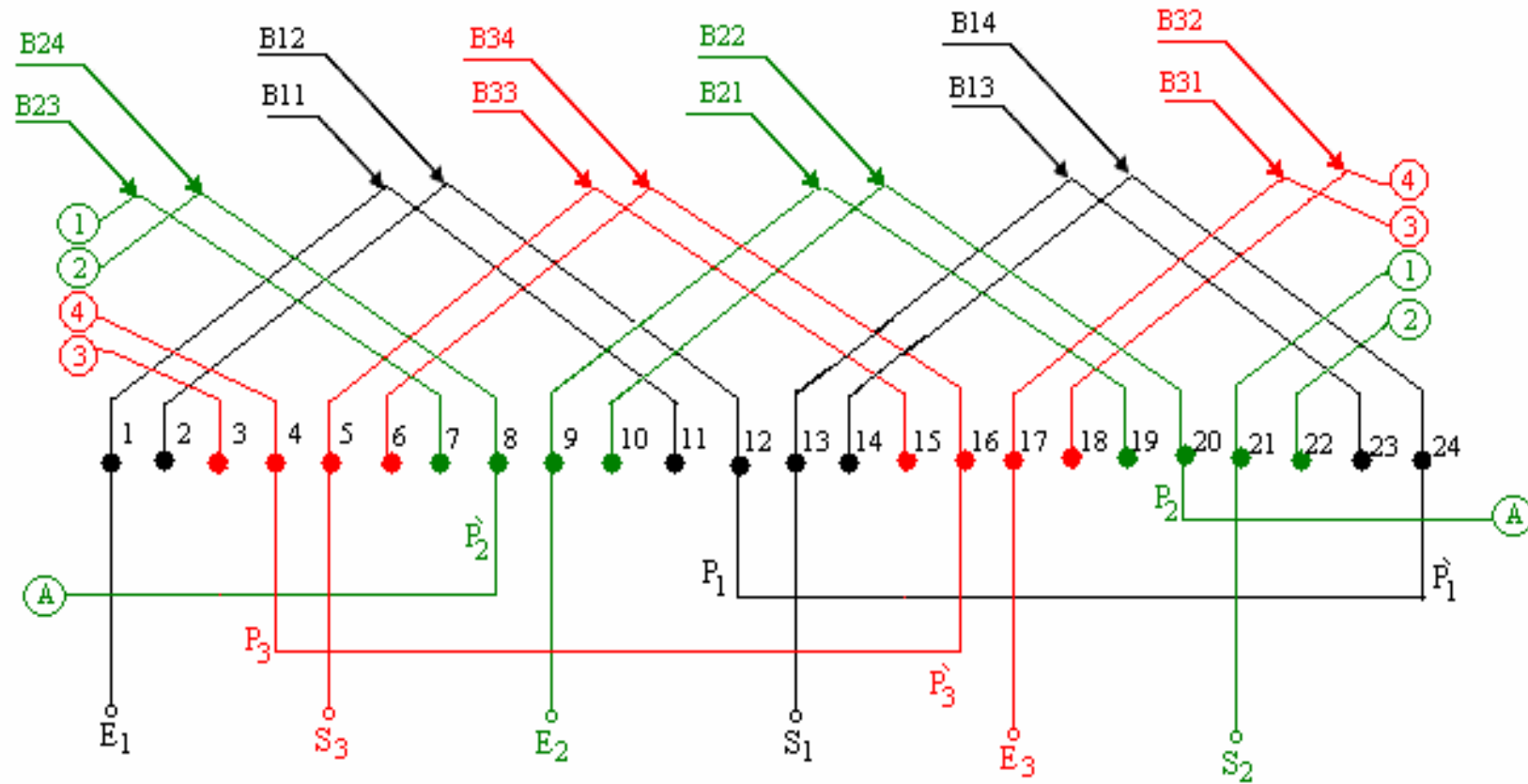


Figure -C.1- : Enroulement triphasé à pas raccourci à deux pôles, à 24 encoches avec deux groupes par phase et deux bobines par groupe.

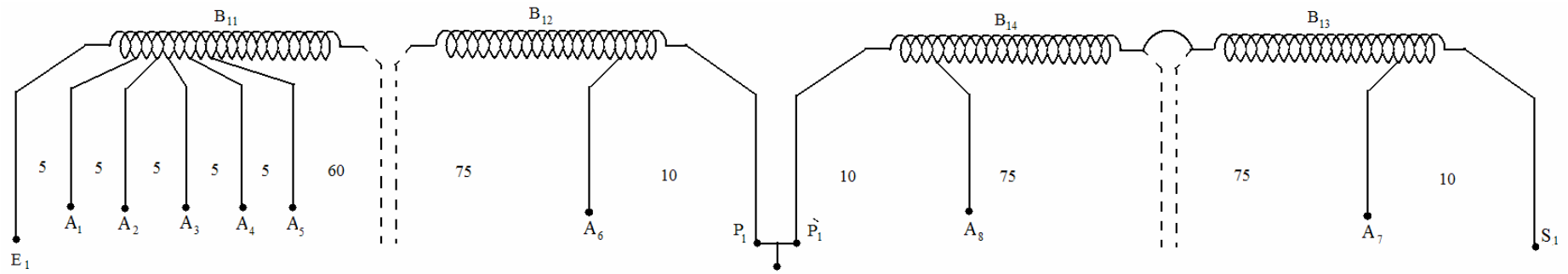


Figure -C.2- : Bobinage de la première phase avec prises intermédiaires de court-circuit. Deux groupes par phase et deux bobines par groupe.

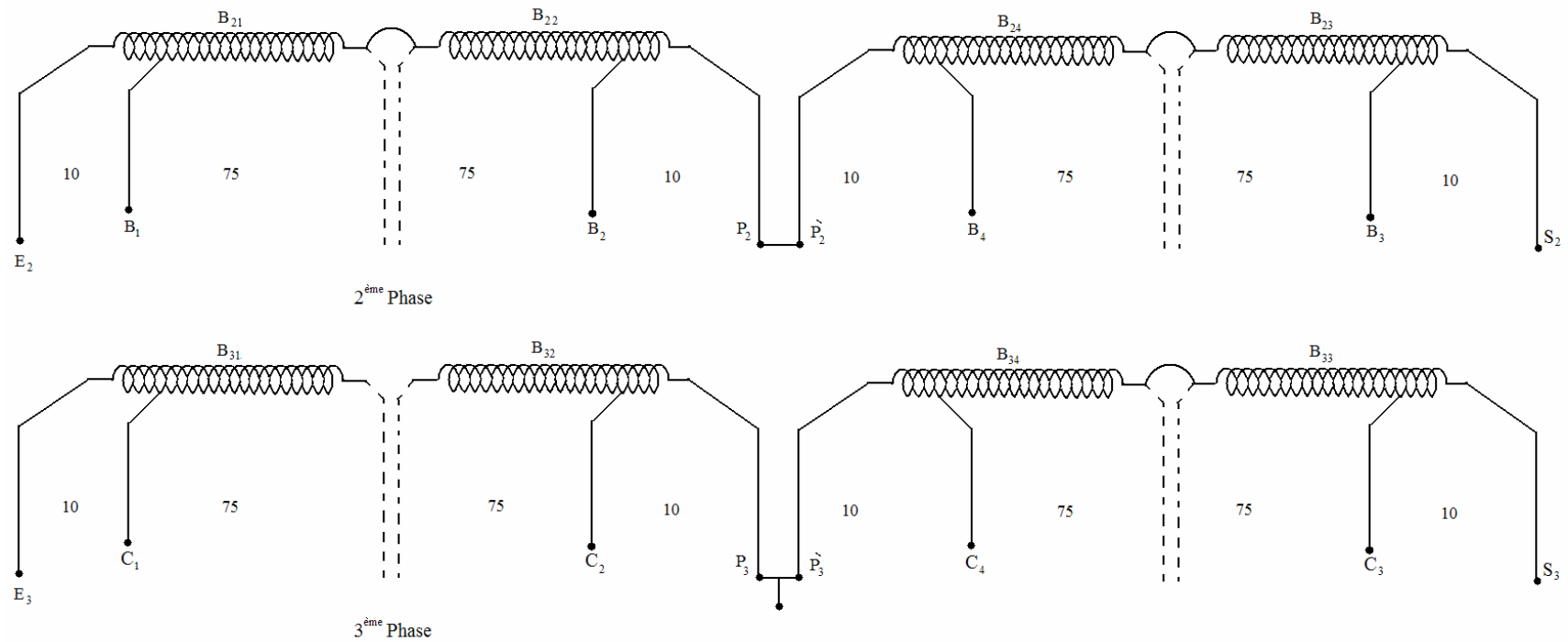


Figure -C.3- : Bobinage de la deuxième et la troisième phase avec prises intermédiaires de court-circuit. Deux groupes par phase et deux bobines par groupe.

Résumé :

Ce travail concerne le diagnostic des défauts rotoriques à base de l'analyse spectrale du courant statorique et de la commande vectorielle de la machine asynchrone avec défaut de cassures de barres et de court-circuit statorique entre spires. En premier, un modèle qui prend en compte des harmoniques d'espace est développé utilisant l'approche des fonctions d'enroulement. Une étude par simulation, développée avec le langage C, a donné des résultats qui ont confirmé la théorie. Sur la base de ces résultats, un algorithme de detection de défauts est développé associé à l'estimation de la vitesse de rotation utilisant la fréquence des harmoniques d'encoques rotoriques. Ensuite des simulations de différents régulateurs de vitesse de la commande vectorielle de la MAS en présence du défaut sont comparées. Ces résultats sont validés par des essais expérimentaux à l'aide d'un système de commande dSPACE1104. Enfin le développement d'une stratégie FTC associée à un module FDI à base d'un observateur bilinéaire synthétisé par la théorie de Lyapunov a été effectué. Les résultats de simulation obtenus montrent les performances de la commande proposée en termes de réduction des harmoniques des courants statoriques et des ondulations du couple et de la vitesse de rotation et en termes de conservation du découplage entre le contrôle du flux et celui du couple. Les essais expérimentaux ont validés en grande partie les résultats obtenus par simulation.

Mots clés :

- machine asynchrone, - défaut de court-circuit, - rupture de barres rotoriques, - excentricité, - approche des fonctions d'enroulement, - commande à flux rotorique orienté, - observateur, - commande tolérante au défaut.

Abstract :

The work is concerned by rotor faults diagnosis based on stator current spectral analysis and the induction motor vector control with broken rotor bars and stator winding inter-turn short circuit fault. First a model taking into account spaces harmonics is developed using winding function approach. A simulation study using C language gives results confirming the theory. Based on these results, a fault detection algorithm associated with speed estimation using harmonic frequency of rotor slots is developed. Then simulations of different speed regulators for IM vector control with default are compared. These results are validated with experimental tests using dSPACE1104 system control. Finally, FTC strategy is developed in association with FDI module based on the bilinear observer designed with Lyapunov theory. The obtained simulation results show the good performances of the proposed control in term of harmonics reduction in stator currents and of torque and speed ripples, and in term of decoupling recovery between flux and torque control. The experimental tests validate mainly the simulation obtained results.

Keywords:

- induction Machine, - short-circuit stator fault, - broken rotor bars, - eccentricity, - winding function approach, - rotor field oriented control, - observer, - fault tolerant control.

ملخص:

العمل المقدم في هذه المذكرة يتمحور حول تشخيص الاعطاب الخاصة بالقص السنجاي للدوار عن طريق التحليل الطيفي لتيار الثابت و التحكم الشعاعي للالة اللاتزامنية بوجود كسور في اعمدة الدوار و كذا دارة قصيرة بين لفات طور الساكن. أولاً، تم تطوير نموذج يأخذ بعين الإعتبار التموجات الخاصة بالتوزيع الحقيقي للفات الساكن باعتماد تقنية دالة اللف لحساب معاملات الحث الحساسة للعطب. أدت دراسة بالمحاكاة الى اثبات النتائج النظرية. على أساس هذه النتائج، تم تطوير خوارزمية لتشخيص الأعطاب مقرونة بتقدير سرعة الدار باستعمال تواتر فجوات الدوار. ثانياً، أجريت مقارنة اثر عدة منظمات السرعة للتحكم الشعاعي بالالة اللاتزامنية بوجود عطب على مستوى القص السنجاي. هذه النتائج تم تأكيدها تجريبياً على طاولة اختبار منظومة التحكم dSPACE. ثالثاً تم تطوير تحكم شعاعي بتوجيه تدفق الدوار المتحمل للعطب الدارة القصيرة في طور الساكن مقرون بوحدة تشخيص تعتمد على المراقب الخطي المزدوج الذي تم حسابه بنظرية لياپونوف. نتائج الدراسة النظرية بالمحاكاة المتحصل عليها بينت نجاعة التحكم المقترح فيما يخص أولاً تخفيض التموجات على مستوى التيار، العزم و السرعة و كذلك الحفاظ على التحكم المنفصل للتدفق و العزم. التجارب التطبيقية أثبتت جزء مهم من النتائج المتحصل عن طريق المحكاة.

كلمات المفاتيح

- آلة لامتزامنة، - عطب الدارة القصيرة، - كسر في اعمدة الدوار، - اللاتمركز، - تقنية دالة اللف، - تحكم بتوجيه تدفق الدوار، - المراقب، - التحكم المتحمل للعطب.