

THESE

présentée devant

L'ECOLE CENTRALE DE LYON

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR

(arrêté du 30/03/1992)

Spécialité : Génie Electrique

préparée au sein de

L'ECOLE DOCTORALE**ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE****DE LYON**

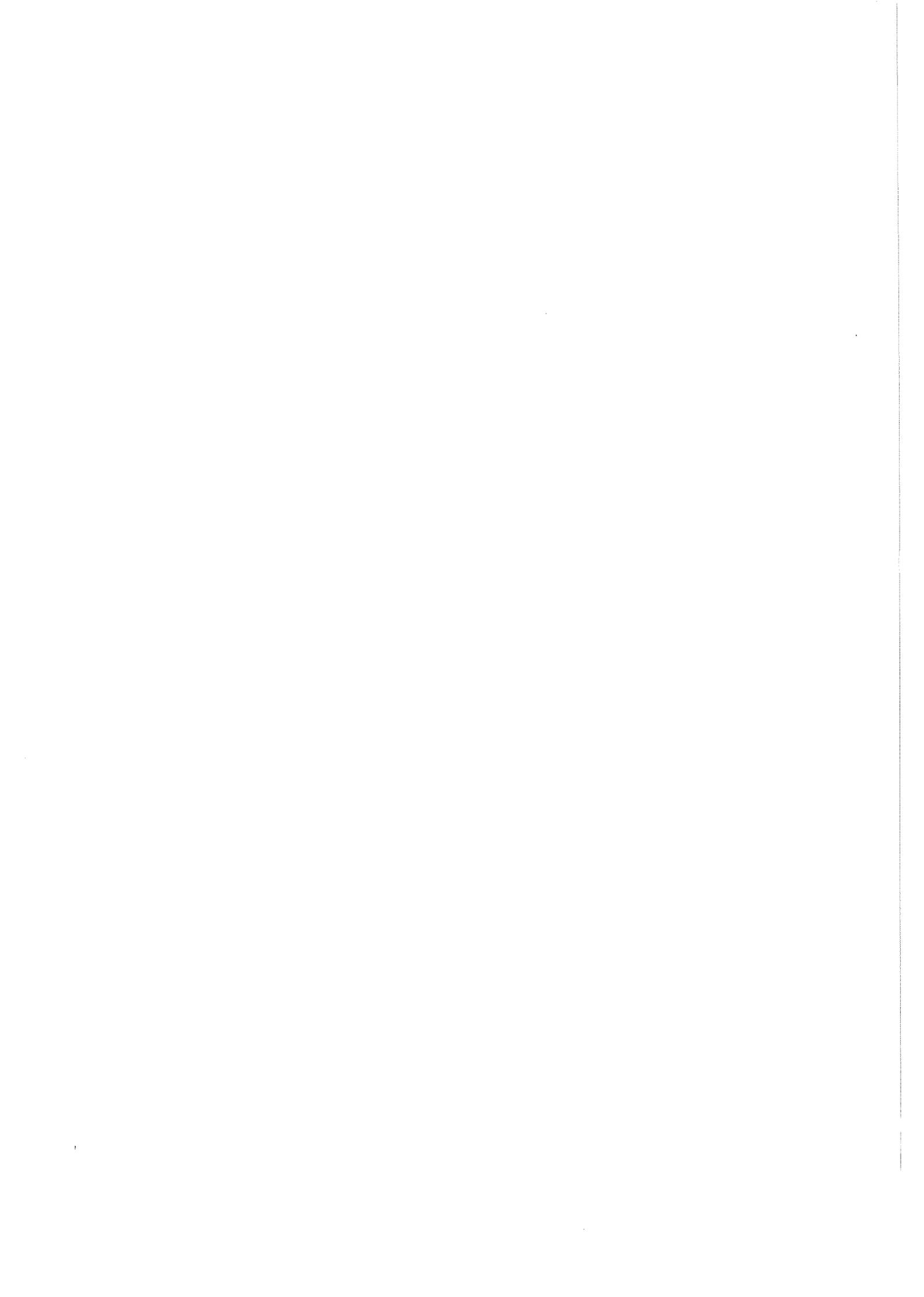
par

Tarek BOUMEGOURA

**RECHERCHE DE SIGNATURE ELECTROMAGNETIQUE
DES DEFAUTS DANS UNE MACHINE ASYNCHRONE ET
SYNTHESE D'OBSERVATEURS EN VUE DU DIAGNOSTIC**

*Soutenue le 26 mars 2001 devant la commission d'examen***JURY:**

MM. A. NICOLAS	Professeur des Universités CEGELY - Lyon	Président
J.P. LOUIS	Professeur des Universités LESIR-Cachan	Rapporteur
J.C. TRIGEASSOU	Professeur des Universités LAAI ESIP Poitiers	Rapporteur
G. CLERC	Professeur des Universités CEGELY - Lyon	Examineur
G. GRELLET	Professeur Emérite CEGELY - Lyon	Examineur
J.C. MARQUES	Maître de Conférence LAGEP - Lyon	Examineur
H. YAHOU	Maître de Conférence CEGELY - Lyon	Examineur



A mes Parents Mohamed et Fatiha
ma Sœur Sihem, mon Frère Amine,
mes grands-parents et mes Proches,
A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir,
et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs.

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire de thèse ont été effectués au sein du Centre de Génie Électrique de Lyon (CEGELY) à l'École Centrale de Lyon (ECL).

J'adresse mes respectueux remerciements à : Monsieur le Professeur *A. NICOLAS*, Directeur des Études et de la Pédagogie de l'ECL et Directeur du CEGELY qui a bien voulu m'accepter dans son laboratoire pour l'élaboration de cette thèse et de m'avoir fait l'honneur de faire partie de ce jury et d'en être le président. Je remercie aussi Monsieur le Professeur *P. AURIOL*, Directeur du département Électronique Électrotechnique et Automatique (EEA) de l'ECL qui m'a fait confiance en m'accueillant.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à Monsieur *G. GRELET*, Professeur Emérite à l'UCBL, pour avoir été mon responsable pédagogique durant ma thèse. Ses connaissances et son expérience ont été pour moi une source constante de savoir. Qu'il trouve ici toute ma sympathie !

Je remercie Monsieur *G. CLERC*, Professeur à l'UCBL, pour m'avoir encadré durant mon DEA et durant ma thèse. Sa grande disponibilité, sa grande vivacité et son engagement scientifique m'ont aidé à me dépasser durant ces années et à rendre mon séjour au sein du CEGELY très enrichissant.

Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'ont fait Messieurs *J.P. LOUIS*, Professeur au LESIR ENS-Cachan et *J.C. TRIGEASSOU*, Professeur au LAEI ESIP d'accepter d'être rapporteurs de cette thèse..

Mes remerciements vont aussi à l'endroit de Monsieur *H. YAHOU*, Maître de Conférence à l'UCBL pour son suivi durant mon DEA et ma thèse et pour les enrichissantes discussions que nous avons pu avoir durant ces années.

J'exprime également ma gratitude à Monsieur *J.C. MARQUES*, Maître de Conférence au LAGEP UCBL de m'avoir fait l'honneur de participer à ce jury. Je le remercie aussi pour la fructueuse collaboration que nous avons développée ensemble, ainsi que pour sa disponibilité et ses qualités humaines.

Ce travail a également été réalisé grâce à la compétence et à la sympathie de l'équipe technique du CEGELY site ECL et UCBL. J'adresse un grand merci à Messieurs *Francis*

CHAPPUIS, Daniel PREBET et à *Younes ZITOUNI* qui ont toujours su répondre à mes nombreuses sollicitations sans oublier *Claude CHIROL et Serge GERMIANO*. Je ne saurais oublier *Josiane CHABERT, Rozenn SCHOHE* et *Patricia MARTINEZ*, pour la disponibilité dont elles ont toujours fait preuve.

J'ai sincèrement apprécié, durant ces années, la bonne ambiance entretenue par les doctorants du laboratoire que je remercie vivement. Je tiens à remercier particulièrement les *docteurs Nizar DERBEL, Arezky BOUZOURENE, Abderrahmane ZOUAGHI, Abdelmalek BOUDIDA, Ali MAKKI, Nabila DHAHBI, Djallel HADJ SLAMA, Thomas AKA, Aimé AH-JACO, Gaël SALLES, Laurent HUMBERT, Mireille GIRALT* et les frères *CLAUZON*. Ainsi que les futurs docteurs *Katiba BEDOUI, Adlène ASKRI, Fouzi AMRANE, Philippe BELTRAME, Cedric DUVAL, Emmanuel CHARNAL, Dung HOANG, Moustapha HIMMEUR, Riccardo SCORRETTI, Roland CASIMIR, Thierry TOLEDO* à qui je souhaite du succès dans leurs études et dans leurs vies professionnelles.

Je tiens à présenter mes vifs remerciements aux personnes qui m'ont aidé durant ces années de thèse, *Karim et Rym BENHAMADOUCHE, Samir MEKERSI, Mounir TOUBI, Riad et Linda BENASSOU, Lotfi ATHAMNA, Malik BOUDOUDA*

Je tiens à remercier aussi les personnes, dont je n'ai pas cité les noms, qui m'ont apporté leur soutien durant ces années.

Résumé

Les entraînements électriques utilisent de plus en plus les moteurs asynchrones à cause de leur robustesse, de leur puissance massique et de leur coût. Leur maintenance et leur diagnostic deviennent donc un enjeu économique. Il est important de détecter de manière précoce les défauts qui peuvent apparaître dans ces machines et donc de développer des méthodes de surveillance de fonctionnement ou de maintenance préventive.

Ainsi, un modèle fin de la machine a été développé et a permis d'analyser l'impact des défauts sur le comportement du moteur. Il a permis d'obtenir des signatures spécifiques aux défaillances électriques et de prévoir l'évolution de ces dernières.

Notre approche repose sur la surveillance de paramètres de modèles comportementaux de la machine, sensibles aux défauts : les résistances rotoriques d'un modèle triphasé, l'inductance magnétisante et la résistance rotorique d'un modèle diphasé.

Des outils de détection des défauts rotoriques, basés sur des observateurs de Kalman et grand gain étendus adaptés aux systèmes non-linéaires, ont été synthétisés pour tracer les paramètres précédents.

Ils ont été validés par des essais expérimentaux sur des bancs moteurs et sur des données issues du modèle par éléments finis.

Abstract

Electrical traction use more and more the asynchronous machines because of their robustness, their power weight ratio. Their maintenance as well as their diagnosis then became an economic state. It is important to early detect the faults likely to appear in those motors and therefor to implement a preventive maintenance.

Thus, a detailed model of the machine was developed in order to analyse the impact of those faults on the machine performance. We could then get specific signatures for electrical faults and foresee their evolution.

Our approach is based on keeping a close watch over parameters of the performance model of the machine particularly sensitive to faults : The rotor resistances of three phase model, the magnetising inductance and the rotoric resistance of a two phase model.

Some tools for detecting motor faults, based on extended Kalman and High Gain observes adapted to non-linear systems, were workout to record these parameters.

They were successfully tested on data from a motor bench as well as on data from finite element model.

Table des Matières

<i>Introduction générale</i>	<i>1</i>
CHAPITRE I	LES DÉFAUTS
<i>I- Introduction</i>	<i>4</i>
<i>II- Présentation des différents défauts (causes, effets, statistiques)</i>	<i>5</i>
A- Introduction	5
B- Les causes des défauts	5
C- Les différents défauts.....	5
D- Etudes statistiques	6
<i>III- Etude des effets des défauts sur un modèle éléments finis de la machine asynchrone</i>	<i>9</i>
A- Introduction :	9
B- Présentation du modèle éléments finis	9
C- Simulation des Défauts	16
1- <u>Cassures de barres</u>	16
a) Introduction.....	16
b) Résultats et analyse.....	16
c) Conclusion	20
2- <u>Cassures d'anneaux</u>	20
a) Introduction.....	20
b) Cassure d'une portion d'anneau.....	21
c) Cassure de deux portions d'anneau en quadrature	24
d) Cassure de deux portions d'anneau en regard sur la même barre	27
e) Conclusion	28
3- <u>Défauts sur les enroulements du stator</u>	29
a) Introduction.....	29
b) Court-circuit dans une phase	29
c) Court-circuit entre phases différentes	34
d) Conclusion	36
D- Etude comparative	36
<i>IV- Nature et effets des défauts sur la machine réelle</i>	<i>41</i>
<i>V- Conclusion</i>	<i>43</i>

CHAPITRE II

PANORAMA DES MÉTHODES DE DÉTECTION

I- Introduction	46
II- Méthode d'analyse des signaux obtenus sans modèle (diagnostic externe)	48
A- Introduction	48
B- Analyse en régime permanent	48
1- <u>L'analyse fréquentielle</u> (La transformation de Fourier [Gasquet 90]).....	48
2- <u>Le spectrogramme</u>	49
C- Analyse en régime transitoire	50
1- <u>L'analyse temporelle</u> (Comparaison des données).....	50
2- <u>L'analyse spectrale</u> (transformation de Fourier).....	51
3- <u>Le spectrogramme</u>	51
4- <u>Distribution de Wiegner Ville</u>	52
D- Conclusion.....	53
III- Méthodes d'obtention et d'analyse des signaux à base de modèles)	54
A- Introduction	54
B- Techniques d'identification.....	54
C- Techniques d'estimation d'état.....	55
D- Techniques des résidus	55
IV- Conclusion	58

CHAPITRE III

RECHERCHE DE SIGNATURES EN VUE DE SUIVI DE DÉFAUTS

I- Introduction	60
II- Modèle triphasé-triphasé	60
A- Présentation du modèle.....	60
B- Discrimination des défauts	63
C- Conclusion	65
III- Modèle de Park	66
A- Présentation du modèle.....	66
B- Discrimination des défauts	68
C- Conclusion	69
IV- Conclusion	71

CHAPITRE IV OBSERVATEURS ET SUIVI DE PARAMÈTRES DE LA MACHINE

I- Introduction	74
II- Présentation des observateurs	75
A- Généralités.....	75
B- Classification des observateurs.....	75
A. <i>Les observateurs déterministes</i>	75
<i>Les observateurs stochastiques</i>	76
B. <i>Les observateurs linéaires</i>	76
<i>Les observateurs non linéaires</i>	76
C- Présentation des observateurs utilisés.....	76
1- <i>Le filtre de Kalman étendu</i>	77
2- <i>L'observateur Grand Gain</i>	77
III- Applications au modèle de Park	80
A- Utilisation de l'observateur Grand Gain.....	80
1. <u>Introduction</u>	80
2. <u>Résultats de simulation pour le système complet étendu à Rr</u>	81
3. <u>Réduction de l'ordre de l'observateur</u>	83
4. <u>Validation (surveillance en temps réel)</u>	85
5. <u>Conclusion</u>	87
B- Utilisation de l'observateur de Kalman étendu.....	88
1. <u>Introduction</u>	88
2. <u>Méthode de résolution</u>	88
3. <u>Extension à Rr</u>	89
4. <u>Observation de Rr et Lm</u>	92
5. <u>Conclusion</u>	96
C- Conclusion.....	97
IV- Application sur le modèle triphasé-triphasé	98
A- Introduction.....	98
B- Suivi des courants rotoriques.....	98
C- Suivi des Résistances rotoriques.....	100
D- Utilisation de l'observateur de Kalman étendu.....	103
1- <i>Utilisation des données du modèle par éléments finis</i>	104
a) Cas de la machine saine.....	104
b) Cas de la machine avec défaut.....	105

2- Utilisation de données d'essais pratiques.....	107
a) Cas de la machine saine	107
b) Cas de la machine avec défaut.....	108
E- Conclusion	110
V- Conclusions	111
Conclusion Générale et Perspectives	113
Bibliographie.....	117
ANNEXES.....	127

Notations

SYMBOLES LIES AUX PARAMETRES ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES

A	Potentiel vecteur magnétique (Weber/m)
H	Champ magnétique (A/m)
J	Densité de courant uniforme (A/m)
σ_e	Conductivité électrique (1/ Ω .m)
μ	Perméabilité magnétique (H/m)
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple mécanique résistant
f	Coefficient de frottement visqueux
f_r	Fréquence rotorique
f_s	Fréquence statorique
g	Glissement mécanique
i_{ds}, i_{qs}	Les courants statoriques suivants les axes d et q
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Les courants statoriques suivants les axes A,B et C
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Les courants rotoriques suivants les axes A,B et C
J	Inertie de l'entraînement
L_f	Inductance de fuite totale rapportée au stator
L_{fs}	Inductance de fuite statorique
L_{fr}	Inductance de fuite rotorique
L_m	Inductance mutuelle
L_r	Inductance rotorique
L_s	Inductance statorique
p	Nombre de paires de pôles
R_{s_a}	Résistance statorique de la phase A

R_{sb}	Résistance statorique de la phase B
R_{sc}	Résistance statorique de la phase C
R_s	Résistance statorique
R_{bar}	Résistance d'un barreau rotorique
R_{bari}	Résistance d'un barreau rotorique interne (rotor double cage)
R_{ann}	Résistance d'une portion d'anneau (entre 2 barreaux)
R_{tdb}	Résistance de tête de bobine
R_r	Résistance rotorique
t	Temps (s)
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de temps rotorique
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constante de temps statorique
V_{ds}, V_{qs}	Les tensions statoriques suivants les axes d et q.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Les tensions statoriques suivants les axes A, B et C
θ	Position angulaire mécanique instantanée
ω_s	Vitesse angulaire électrique statorique
ω_r	Vitesse angulaire électrique rotorique
Ω_r	Vitesse de rotation mécanique
$\varphi_{ds}, \varphi_{qs}$	Les flux statoriques suivants les axes d et q.
$\varphi_{ds_e}, \varphi_{qs_e}$	Flux estimé suivant l'axe d et q.
$\hat{\varphi}_{ds}, \hat{\varphi}_{qs}$	Flux observé suivant l'axe d et q.
[R]	Matrice Résistive
[L]	Matrice inductance
[L _{ss}]	Sous-matrice inductance stator-stator
[L _{sr}]	Sous-matrice inductance stator-rotor
[L _{rr}]	Sous-matrice inductance rotor-rotor

SYMBOLES LIÉS À LA GÉOMÉTRIE DE LA MACHINE

D_{1R}	Largeur qui sépare les 2 centres du 1er arrondi (rotor)
D_{1S}	Largeur qui sépare les 2 centres du 1er arrondi (stator)
D_{2R}	Largeur qui sépare les 2 centres du 2e arrondi (rotor)
D_{2S}	Largeur qui sépare les 2 centres du 2e arrondi (stator)
D_{3R}	Largeur qui sépare les 2 centres du 3e arrondi
D_{4R}	Largeur qui sépare les 2 centres du 4e arrondi
D_{AL}	Diamètre d'alésage (diamètre intérieur stator)
D_{AR}	Diamètre de l'arbre
DE_{an}	Diamètre extérieur de l'anneau
DE_S	Diamètre extérieur de la tôle stator
DI_{an}	Diamètre intérieur de l'anneau
E	Entrefer
e_{an}	Épaisseur de l'anneau
f	Longueur de tête de bobine
H_{1R}	Hauteur de l'isthme jusqu'au 1er arrondi (rotor)
H_{12R}	Hauteur qui sépare le 1e arrondi du 2e arrondi (rotor)
H_{IR}	Hauteur d'isthme rotor
H_{IS}	Hauteur d'isthme stator
HD_S	Hauteur totale de l'encoche (stator)
H_{1S}	Hauteur de l'isthme jusqu'au 1er arrondi (stator)
HF_R	Hauteur qui sépare encoches externe et interne
H_{12S}	Hauteur qui sépare le 1e arrondi du 2e arrondi (stator)
H_{2R}	Hauteur entre début encoche interne jusqu'au 3e arrondi
H_{34R}	Hauteur qui sépare le 3e arrondi du 4e arrondi
HC_{1R}	Hauteur sans isthme de l'encoche externe (rotor)
HC_{2R}	Hauteur sans isthme de l'encoche interne
l_{an}	Longueur de l'anneau (le tour total de l'anneau)
L_{fer}	Longueur utile transversale du moteur (ou profondeur du moteur)
N_r	Nombre de barres rotoriques
N_s	Nombre d'encoches (stator)
N_w	Nombre de spires en série par phase
OF_R	Ouverture de la fente intermédiaire entre encoches externe et interne

O_{I_R}	Ouverture d'isthme rotor
O_{I_S}	Ouverture d'isthme stator
$R_{0_{2R}}$	Rayon de l'arrondi de fermeture d'encoche interne (pas de fente interméd.)
R_{0_R}	Rayon de l'arrondi de fermeture d'isthme (cas d'encoche fermée)
R_{1_R}	Rayon du 1er arrondi (rotor)
R_{1_S}	Rayon du 1er arrondi (stator)
R_{2_S}	Rayon du 2e arrondi (stator)
R_{2_R}	Rayon du 2e arrondi (rotor)
R_{3_R}	Rayon du 3e arrondi
R_{4_R}	Rayon du 4e arrondi
S_{Cu}	Section cuivre du stator
S_{encir}	Surface de l'encoche interne rotor sans l'isthme intermédiaire
S_{encr}	Surface de l'encoche externe rotor sans l'isthme
S_{encs}	Surface de l'encoche stator sans l'isthme (c'est à dire sans la partie HI_s)
θ_{1S}	Angle par rapport à l'horizontale au point de tangence du cercle (R_{1_S}) avec la droite qui part de l'isthme (stator)
θ_{2S}	Angle par rapport à l'horizontale au point de tangence du cercle (R_{1_S}) avec la droite qui tangente le cercle (R_{2_S}) (stator)
θ_{1R}	Angle par rapport à l'horizontale au point de tangence du cercle (R_{1_R}) avec la droite qui part de l'isthme ou qui tangente le cercle (R_{0_R}) (rotor)
θ_{2R}	Angle par rapport à l'horizontale au point de tangence du cercle (R_{1_R}) avec la droite qui tangente le cercle (R_{2_R}) (rotor)
θ_{3R}	Angle par rapport à l'horizontale au point de tangence du cercle (R_{3_R}) avec la droite qui part de la fente intermédiaire ou qui tangente le cercle ($R_{0_{2R}}$)
θ_{4R}	Angle par rapport à l'horizontale au point de tangence du cercle (R_{3_R}) avec la droite qui tangente le cercle (R_{4_R}) (rotor)
ρ_{Cu}	Résistivité du cuivre
ρ_{Al}	Résistivité de l'Aluminium

SYMBOLES LIES AUX PERMEANCES

P_{an}	Perméance de fuite d'anneau (rotor)
P_{feir}	Perméance de fuite d'encoche interne (rotor double cage)
P_{fer}	Perméance de fuite d'encoche (rotor)
P_{fes}	Perméance de fuite d'encoche (stator)
P_{fiir}	Perméance de fuite d'isthme intermédiaire (rotor double cage)
P_{fir}	Perméance de fuite d'isthme (rotor)
P_{fis}	Perméance de fuite d'isthme (stator)
P_{ftdb}	Perméance de fuite de tête de bobine (stator)
P_{fteir}	Perméance de fuite de tête d'encoche interne (rotor double cage)
P_{fter}	Perméance de fuite de tête d'encoche (rotor)
P_{ftes}	Perméance de fuite de tête d'encoche (stator)

SYMBOLES LIES AUX RELUCTANCES

R_{cr}	Réductance culasse rotor
R_{cs}	Réductance de culasse stator
R_{dir}	Réductance de dent interne rotor (double cage)
R_{dr}	Réductance de dent rotor
R_{ds}	Réductance de dent stator
R_{enir}	Réductance de fuite d'encoche interne rotor (double cage)
R_{enr}	Réductance de fuite d'encoche externe rotor
R_{ens}	Réductance de fuite d'encoche stator
R_{le}	Réductance d'entrefer
R_{liir}	Réductance de fuite d'isthme intermédiaire rotor (double cage)
R_{lor}	Réductance de fuite d'isthme rotor
R_{los}	Réductance de fuite d'ouverture d'isthme stator
R_{tdir}	Réductance de tête de dent interne rotor (double cage)
R_{tdr}	Réductance de tête de dent rotor
R_{tds}	Réductance de tête de dent stator

AUTRES SYMBOLES

aplr	Coefficient d'inclinaison des barres rotoriques (nombre de barres par longueur de la machine).
k_{w_n}	Facteur de bobinage pour l'harmonique n
$m_t(k)$	Rapport de transformation pour l'harmonique n(k).
n_e	Nombre de spires par phase.
N_{es}	Nombre d'encoches par pôle et par phase
n_{spe}	Nombre de spires moyen à une hauteur h.
Q	Pas de bobinage (en nombre de dents)

Index de figures

Chapitre I

Fig. I-1: Proportion des défauts

Fig. I-2: Circuit magnétique de la machine asynchrone

Fig. I-3: Courbe d'aimantation

Fig. I-4: Répartition du maillage

Fig. I-5: Circuit électrique au stator

Fig. I-6: Circuit électrique au rotor

Fig. I-7: Courants de phases lors de la magnétisation de la machine

Fig. I-8: Courant dans une barre rotorique

Fig. I-9: Couple électromagnétique pendant le régime transitoire

Fig. I-10: Répartition des lignes équiflux et de l'induction dans le circuit magnétique

Fig. I-11: Couple électromagnétique en présence de barres cassées

Fig. I-12.a: Courants de phases stator pour une machine avec cinq barres cassées

Fig. I-12.b: Analyse spectrale du courant statorique avec cinq barres cassées

Fig. I-13: Distribution des courants dans les barres rotoriques

Fig. I-14: Distribution des équiflux

Fig. I-15: Distribution de l'induction

Fig. I-16: Répartition des courants dans les portions d'anneaux

Fig. I-17: Inclusion de rupture d'une et de deux portions adjacentes d'anneau

Fig. I-18: Couple électromagnétique

Fig. I-19: Courants statoriques

Fig. I-20: Distribution des courants dans les barres rotoriques

Fig. I-21: Répartition des courants dans les anneaux de part et d'autre de la cage pour un anneau cassé

Fig. I-22: Cassure d'une portion d'anneau

Fig. I-23: Inclusion de rupture de deux portions d'anneau en quadrature

Fig. I-24: Couple électromagnétique

Fig. I-25: Courants statoriques

Fig. I-26: Répartition des courants dans les barres

Fig. I-27: Courants dans les portions d'anneaux

Fig. I-28: Inclusion de rupture de portions d'anneaux en regard

Fig. I-29: Couple électromagnétique

Fig. I-30: Répartition des courants dans les barres rotoriques
Fig. I-31: Courants statoriques pour 30% des spires d'une phase en court-circuit
Fig. I-32: Courants statoriques pour 10% des spires d'une phase en court-circuit
Fig. I-33: Couple électromagnétique lors d'un court circuit dans une phase
Fig. I-34: Analyse spectrale des couples électromagnétiques
Fig. I-35: Répartition des courants dans les barres
Fig. I-36: Répartition des courants dans les portions d'anneau
Fig. I-37: Répartition des lignes de flux
Fig. I-38: Répartition des lignes de flux
Fig. I-39: Courants statoriques
Fig. I-40: Courants dans les barres rotoriques
Fig. I-41: Couple électromagnétique lors d'un court-circuit
Fig. I-42: Analyse spectrale des couples électromagnétiques
Fig. I-43: Courants statoriques
Fig. I-44: Répartition des courants dans les barres rotoriques
Fig. I-45: Analyse fréquentielle du couple lors du court-circuit
Fig. I-46: Induction dans l'entrefer lors de court-circuit dans le bobinage statorique
Fig. I-47: Amplitudes des fondamentaux des courants
Fig. I-48: Amplitudes des Courants à 46Hz
Fig. I-49: Amplitude des courants à 54Hz
Fig. I-50: Composante continue du couple
Fig. I-51: Composante à 4 Hz
Fig. I-52: Courant dans les phases statoriques en présence de défaut
Fig. I-53: Analyse harmonique des courants statoriques à 50% de la charge nominale

Chapitre II

Fig. II-1: Moteur sain
Fig. II-2: Moteur avec deux barres cassées
Fig. II-3: Rotor sain
Fig. II-4: Rotor avec deux barres cassées
Fig. II-5: Spectre Temps Fréquence de [Jianguo 92]
Fig. II-6: Evolution des paramètres estimés en fonction du pourcentage de spires en court-circuit [Schaeffer 99-b]

Fig. II-7: Evolution de R_1 et R_2 lors des variations de R_s et R_r [Christophe 99]

Fig. II-8: Evolution de R_α et R_β lors des variations de R_s et R_r [Christophe 99]

Chapitre III

Fig. III-1: Représentation triphasé-triphasé

Fig. III-2: Représentation triphasée du rotor

Fig. III-3: Evolution hypothétique des trois résistances rotoriques

Fig. III-4: Evolutions hypothétiques des résistances rotoriques

Fig. III-5: Représentation de Park

Fig. III-6: Evolution des paramètres en présence de défauts [Moreau 99]

Chapitre IV

Fig. IV-1: Typologie de l'observation

Fig. IV-2: Vitesse et Courants réel et observé suivant les axes d et q

Fig. IV-3: Résistance et Flux réels et observés suivant les axes d et q

Fig. IV-4: Synoptique de l'observation avec réduction de l'ordre

Fig. IV-5: Flux réels et observés suivant les axes d et q

Fig. IV-6: Résistance imposée et observée

Fig. IV-7: Banc d'essais

Fig. IV-8: Flux calculés et observés suivant les axes d et q

Fig. IV-9: Résistance rotorique observée (Résistance identifiée = 1.4 Ohm)

Fig. IV-10: Synoptique de l'observation.

Fig. IV-11: Les courants suivant l'axe d et les flux suivant l'axe q

Fig. IV-12: Les résistances rotoriques imposée et observée

Fig. IV-13: Les courants suivant l'axe d

Fig. IV-14: Le couple imposé et la vitesse de la machine

Fig. IV-15: Les résistances rotoriques imposée et observée

Fig. IV-16: Les courants suivant l'axe d et les flux suivant l'axe q

Fig. IV-17: Les résistances rotoriques et les inductances imposée et observée

Fig. IV-18: Les courants suivant l'axe d

Fig. IV-19: Le couple imposé et la vitesse mécanique

Fig. IV-20: Les résistances rotoriques et les inductances imposée et observée

Fig. IV-21: Couple imposé et vitesse mécanique

Fig. IV-22: Le courant dans la phase statorique A

- Fig. IV-23: Les courants dans la phase A du rotor dans un moteur sain*
- Fig. IV-24: Comportement de la vitesse mécanique*
- Fig. IV-25: Le courant dans la phase A du stator lors d'un déséquilibre de résistances rotoriques (1.5s - 4s)*
- Fig. IV-26: Les courants dans la phase A du rotor lors d'un déséquilibre de résistances rotoriques (1.5s - 4s)*
- Fig. IV-27: Résistances rotoriques imposées et observées dans les trois phases*
- Fig. IV-28: Pertes Joules rotoriques calculées*
- Fig. IV-29: Les courants réels et observés dans la phase statorique B avec la machine saine*
- Fig. IV-30: Les courants rotoriques observés dans les trois phases*
- Fig. IV-31: Les résistances des phases rotoriques saines*
- Fig. IV-32: Les courants dans la phase A du stator avec 4 barres cassées*
- Fig. IV-33: Les courants rotoriques observés avec 4 barres cassées*
- Fig. IV-34: Les résistances rotoriques avec 4 barres cassées*
- Fig. IV-35: Courants réel et observé dans la phase B du stator (machine saine)*
- Fig. IV-36: Les courants rotoriques observés*
- Fig. IV-37: Les résistances rotoriques observées dans une machine saine*
- Fig. IV-38: Les courants statoriques réel et observé dans la phase C (4 barres cassées)*
- Fig. IV-39: Les courants rotoriques observés (4 barres cassées)*
- Fig. IV-40: Les résistances rotoriques observées dans une machine avec 4 barres cassées*

Introduction générale

Le moteur asynchrone à rotor bobiné a été utilisé jusqu'à un passé récent pour les entraînements à vitesse peu variable, mais il ne présentait pas une sensible amélioration par rapport au moteur à courant continu. La machine à rotor à cage d'écurueil était pour sa part réservée aux entraînements à vitesse constante à cause de la difficulté de sa commande et de la difficulté du suivi de ses paramètres rotoriques. Cependant, ce moteur présente de nombreux atouts : sa puissance massique, sa robustesse, son coût de fabrication relativement faible et un entretien minimum.

Toutes ces qualités justifient le développement de cette machine. De plus, les développements permettent aux moteurs asynchrones de présenter les mêmes performances que celles des machines à courant continu. Ceci explique le remplacement progressif des machines

Index de figures

l'industrie vis à vis de ce type de machine. Le développement technique de puissance et de commande permet d'obtenir les mêmes performances que celles des machines à courant continu. Ceci explique le développement dans l'industrie et le remplacement progressif des machines

Certaines utilisations des moteurs asynchrones ne tolèrent pas les pannes intempestives. Ces pannes peuvent être dues aux moteurs et être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur accouplement, usure des roulements, ...) ou électrique et magnétique (court circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau, cassure de dents ...). Les imperfections peuvent aussi être dues à d'autres éléments de l'entraînement, citons par exemple des défauts dans l'alimentation, dans la charge ou dans les réducteurs mécaniques.

Les défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des causes variées. Ils peuvent être dus au vieillissement des constituants du moteur ou bien aux conditions d'utilisation ou tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service.

Afin d'éviter des arrêts intempestifs, il est possible d'effectuer une maintenance périodique durant laquelle les éléments de la chaîne sont remplacés après une durée d'utilisation finie. L'inconvénient est que les éléments d'un système ne sont pas à l'abri d'une panne et que leurs durées de vie ne peuvent être définies au préalable, d'autre part, cette méthode paraît coûteuse en temps d'arrêt et en produits. Le développement d'outils ou de capteurs de surveillance et de

détection de pannes paraît une solution coûteuse à l'investissement, mais elle s'amortit sur le temps. De plus le remplacement des capteurs par des outils logiciels rend la surveillance en ligne moins coûteuse.

Dans une machine asynchrone, un défaut physique n'est pas évident à localiser avec des capteurs, surtout si le défaut se trouve au rotor à cause du mouvement de ce dernier. L'utilisation dans l'entrefer ou dans les têtes de bobines de spires de flux pour voir une image de l'état magnétique de la machine permettait de suivre des imperfections significatives dans le cas de l'apparition de défaut. Mais cette solution ne peut être appliquée à toutes les machines utilisées. Effectuer la surveillance en utilisant des observateurs ne nécessite pas de modifications dans la fabrication des moteurs, par contre, l'efficacité de la méthode réside dans le choix des paramètres significatifs et de la possibilité de les observer.

Le premier chapitre présente les différents défauts qui peuvent apparaître dans les machines asynchrones. L'utilisation d'un modèle fin du moteur montre l'effet de ces défauts sur le comportement des moteurs. Pour finir, une application pratique de l'effet de défaut sur une machine réelle est présenté.

Dans le second chapitre, différentes techniques de surveillance des entraînements électriques asynchrone sont exposées tout en expliquant le choix adopté.

Le troisième chapitre développe le modèle diphasé de Park et le modèle triphasé-triphasé sur lesquels reposent les techniques de diagnostic par identification paramétrique.

Dans le dernier chapitre, après une présentation des observateurs qui effectuent ce suivi paramétrique, nous présentons les outils développés pour le diagnostic des défauts au rotor. Ces outils sont par la suite validés par des résultats de simulation et des essais expérimentaux.

CHAPITRE I

Les défauts, leurs représentations et la génération des signaux correspondants

I- Introduction

De multiples défaillances peuvent apparaître dans la machine asynchrone, elles peuvent être prévisibles ou intempestives, mécaniques, électriques ou magnétiques, et leurs causes sont très variées.

L'étude des défauts des machines asynchrones a un double objectif :

- Comprendre leur genèse de manière à prévoir leur gravité et leur développement.
- Analyser leur impact sur le comportement de la machine et en déduire les signatures permettant, à posteriori, de remonter jusqu'à la cause de la défaillance.

Dans ce chapitre nous présentons en premier lieu les différents défauts qui peuvent apparaître dans la machine asynchrone et provoquer des pannes. Ensuite, nous développons un modèle numérique (éléments finis) permettant d'étudier ces défauts. Nous analysons les effets de ces défauts sur le comportement de la machine. Enfin, une comparaison entre le modèle et les résultats obtenus sur une machine réelle est effectuée en vue d'évaluer la performance de l'approche.

II- Présentation des différents défauts (causes, effets, statistiques)

A- Introduction

Les défauts dans les entraînements électriques se répartissent en deux catégories : les défauts qui se produisent dans la machine électrique (défaits des roulements, inclinaison de l'axe) et ceux qui se produisent dans la chaîne d'entraînement à l'extérieur de la machine électrique (défaits dans la boîte de vitesse mécanique...). Notre étude est restreinte aux problèmes électriques qui se développent dans la machine asynchrone.

B- Les causes des défauts

Les causes des défauts sont multiples. Elles peuvent être classées en trois groupes :

- Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), problèmes mécaniques, rupture de fixations, problème d'isolation, survoltage d'alimentation...
- Les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, alimentation perturbée (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement...
- Les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, défauts des composants, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine...

C- Les différents défauts

Des études statistiques [IEEE 85] nous révèlent que certaines pannes sont plus fréquentes que d'autres, ce qui nous amène à axer notre étude vers les types de défauts les plus courants. Parmi les pannes majeures, nous trouvons les suivantes :

1. Les cassures de barres et de portions d'anneaux des cages : La détection de ces défaillances est rendue difficile par le fait que lors de leurs apparitions, la machine continue de fonctionner. Ces défauts ont par ailleurs un effet cumulatif. Le courant que

conduisait une barre cassée, par exemple, se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt de la machine. Elles provoquent aussi une dissymétrie de répartition de courants au rotor et des à-coups de couples, ceci va générer des vibrations et l'apparition de défauts mécaniques.

2. Les courts-circuits internes : Un court-circuit entre phases provoquerait un arrêt net de la machine. Cependant, un court-circuit au bobinage près du neutre ou entre spires n'a pas un effet aussi radical. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui a une répercussion directe sur le couple. Ce type de défauts perturbe aussi sensiblement les commandes développées sur la base du modèle de Park (Hypothèse d'un modèle équilibré).
3. Les décharges partielles : Ce phénomène naturel dû aux décharges dans les isolants entre conducteurs ou entre conducteurs et la masse s'amplifie avec le vieillissement des isolants. Il est pratiquement imperceptible dans les isolants neufs par les moyens de mesures classiques car son effet n'est pas discernable par rapport aux bruits de mesure. Sa présence précède l'apparition des courts-circuits entre phases ou entre phase et masse lorsque ces décharges partielles ont suffisamment détérioré les isolants.
4. Dissymétrie du rotor : Celui-ci provoque la variation de l'entrefer dans le moteur, une répartition non homogène des courants dans le rotor et le déséquilibre des courants statoriques. Le déséquilibre des efforts sur les barres génère un couple global non constant.

D- Etudes statistiques

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels [Allianz 88] sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200 kW) a donné les résultats suivants (Fig.I-1) :

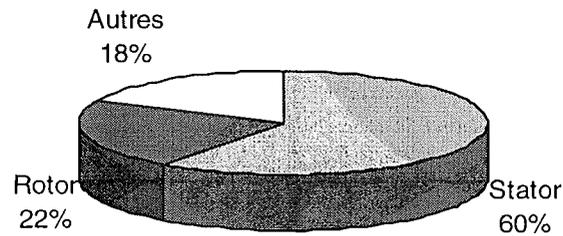


Fig. I-1: Proportion des défauts

D'autre part les mêmes études montrent qu'entre 1973 et 1988 les pannes au stator sont passées de 78% à 60% et au rotor de 12% à 22%. Ces variations sont dues à l'amélioration des isolants sur cette période. La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est comme suit :

Enroulements stator:	51 %	Tôlerie stator:	9 %
Défauts au rotor:	22 %	Roulements:	8 %
Autres:	10 %		

Une autre étude statistique [Thorsen 95] faite sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) donne les résultats suivants:

Enroulements stator:	13 %	Couplage mécanique:	4 %
Défauts au rotor:	8 %	Roulements:	41 %
Autres:	34 %		

Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements. Celles-ci exigent une maintenance mécanique accrue.

A titre indicatif, le tableau suivant (Tableau.1) [Thorsen 97] présente les causes des pannes les plus courantes. Cependant, la plupart de ces causes ne sont pas identifiées et la majorité de celles qui le sont, sont liées à des négligences ou de l'utilisation anormale des machines. Les vibrations mécaniques et la surcharge sont les principales causes de pannes.

Les Causes des défauts	Nombre de défauts	Pourcentages	Pourcentages en exclusion des causes non spécifiés
Initiateurs de défauts			
1. Survolage transitoire	10	0.61	2.20
2. Surchauffe	72	4.40	15.86
3. Défauts d'isolation	68	4.16	14.98
4. Ruptures mécaniques	139	8.50	30.62
5. Défaut électrique	148	9.05	32.6
6. Moteur calé	17	1.04	3.74
7. Autres	1189	72.25	
Accélérateurs de pannes			
1. Surcharge persistante	80	4.89	27.03
2. Environnement surchauffé	10	0.61	3.38
3. Humidité anormale	23	1.41	7.77
4. Voltage anormal	8	0.49	2.70
5. Fréquence anormale	1	0.06	0.34
6. Vibration	83	5.07	28.04
7. Agressions chimiques	43	2.63	14.53
8. Manque de graissage	19	1.16	6.42
9. Mauvaise ventilation	8	0.49	2.70
10. Vieillessement	21	1.28	7.02
11. Autres	1341	81.92	
Causes fondamentales de pannes			
1. Composants défectueux	105	6.41	35.47
2. Mauvaise installation de la machine	10	0.61	3.38
3. Manque de maintenance	13	0.79	4.39
4. Opérations inadéquates	71	4.34	23.99
5. Mauvaise manipulation	6	0.37	2.03
6. Mauvaise protection physique	48	2.93	16.22
7. Mauvaise isolation électrique	21	1.28	7.09
8. Erreur humaine	5	0.31	1.69
9. Equipements extérieurs au moteur	4	0.24	1.35
10. Autres	1341	81.92	

*Tableau.1: Etude statistique des causes des défauts [Thorsen 97]
Pour une puissance utile de 100 kW à 1 MW*

III- Etude des effets des défauts sur un modèle éléments finis de la machine asynchrone

A- Introduction :

Pour avoir une idée précise de l'effet des défauts sur le comportement d'un moteur sans pour autant détruire des machines, nous pouvons les étudier avec un modèle qui représente la machine réelle.

Le modèle triphasé-triphasé linéaire et celui de Park représentent le comportement électrique de la machine asynchrone. Ils négligent les phénomènes magnétiques ou électriques tels les courants de Foucault, la saturation magnétique, l'effet d'une géométrie complexe (encoches), ...

La considération du comportement électromagnétique local du moteur permet d'avoir une modélisation plus précise. La résolution numérique des équations de Maxwell régissant le comportement des champs électromagnétiques et la prise en considération des équations électriques représentant le circuit d'alimentation du moteur, permet de réduire les simplifications faites dans les modèles classiques et ainsi d'avoir un modèle plus proche de la machine électrique réelle.

B- Présentation du modèle éléments finis

Les effets d'extrémité ne perturbent pas les aspects de notre étude. Une modélisation en deux dimensions de la machine est suffisante et permet de réduire sensiblement les temps de calcul [Boualem 98]. Toutefois, les fuites magnétiques dans les têtes de bobines sont prises en considération dans le modèle développé (présenté dans les calculs des inductances de fuites).

Le logiciel utilisé dans cette étude est FLUX2D[®] de Cedrat. Celui-ci permet de réaliser le schéma du circuit magnétique en deux dimensions. Notre plan de coupe est perpendiculaire à l'axe de rotation de la machine.

Différents types de problèmes peuvent être résolus avec ce logiciel. L'étude en magnéto-évolutive [Cedrat 99-a] convient particulièrement bien à notre besoin. Le couplage de notre schéma magnétique à un circuit électrique et la présence d'une bande de roulement dans l'entrefer permettent de suivre le comportement dynamique de la machine. Le logiciel résout l'équation suivante:

$$\sigma_e \frac{d\vec{A}}{dt} + \text{rot} \vec{t} \left(\frac{1}{\mu \text{rot} \vec{t}(\vec{A})} \right) = J + \text{rot} \vec{t}(\vec{H}) \quad (1)$$

A : Potentiel vecteur magnétique (Weber/m)

H : Champ magnétique (A/m)

J : Densité de courant uniforme (A/m)

σ_e : Conductivité électrique (1/Ω.m)

μ : Perméabilité magnétique (H/m)

t : Temps (s)

La figure I-2 représente le circuit magnétique du moteur. La géométrie est très proche de la machine réelle. L'utilisation de la bande de roulement nous permet de prendre en compte la rotation du rotor en magnéto-évolutif sans pour autant effectuer un nouveau maillage de la machine à chaque nouvelle position du rotor [Cedrat 99-b].

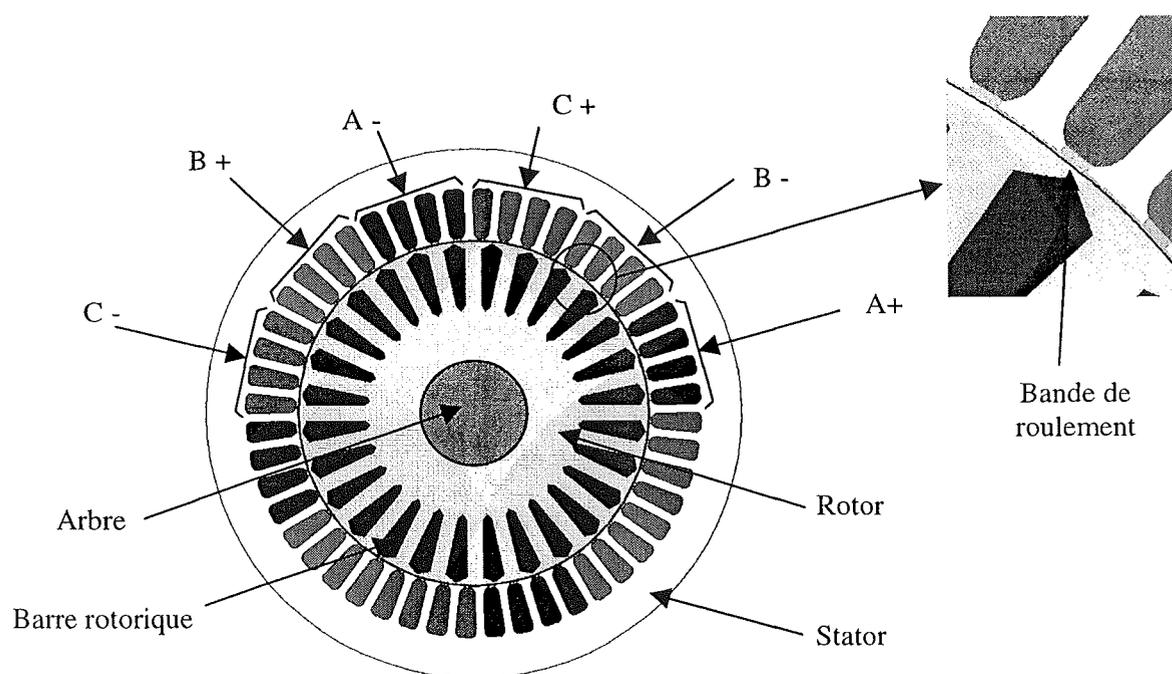
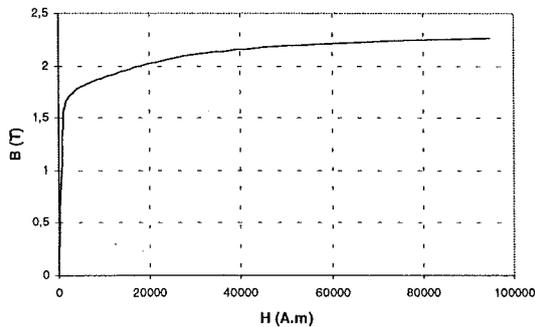
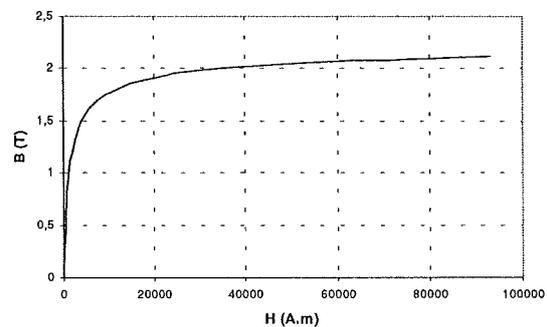


Fig. I-2: Circuit magnétique de la machine asynchrone

Cette machine possède deux paires de pôles. La répartition du bobinage se répète donc pour le deuxième pôle. La saturation du circuit magnétique est prise en considération. Les courbes $B(H)$ du circuit magnétique et de l'arbre sont représentées ci-dessous.



Courbe d'aimantation du circuit magnétique



Courbe d'aimantation de l'arbre (XC38)

Fig. I-3: Courbes d'aimantation

La figure I-4 présente le maillage effectué sur le circuit magnétique de la machine. Le maillage est plus dense au voisinage de l'entrefer puisque dans cette région se développe l'énergie électromagnétique. Par contre le maillage est plus grossier vers l'arbre et vers l'extérieur de la culasse pour alléger les temps de calcul sans perte sensible d'information.

La carcasse externe de la machine étant conductrice et généralement reliée à la terre, lors de nos simulations nous appliquons la condition de Dirichlet sur tout le contour de la machine avec un potentiel vecteur nul.

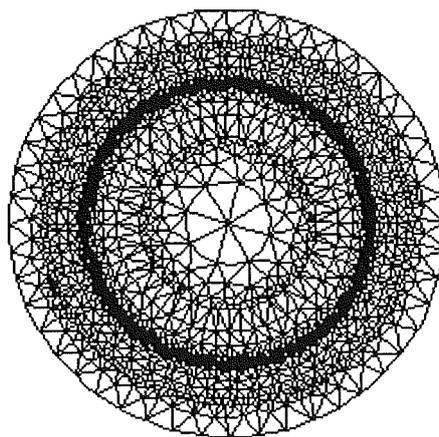


Fig. I-4: Répartition du maillage

Le circuit magnétique étant modélisé, le schéma de connexion des conducteurs électriques est introduit. Le circuit électrique représentant le bobinage statorique et les conducteurs massifs de la cage rotorique sont représentés séparément.

Pour le stator, Nous avons le schéma suivant :

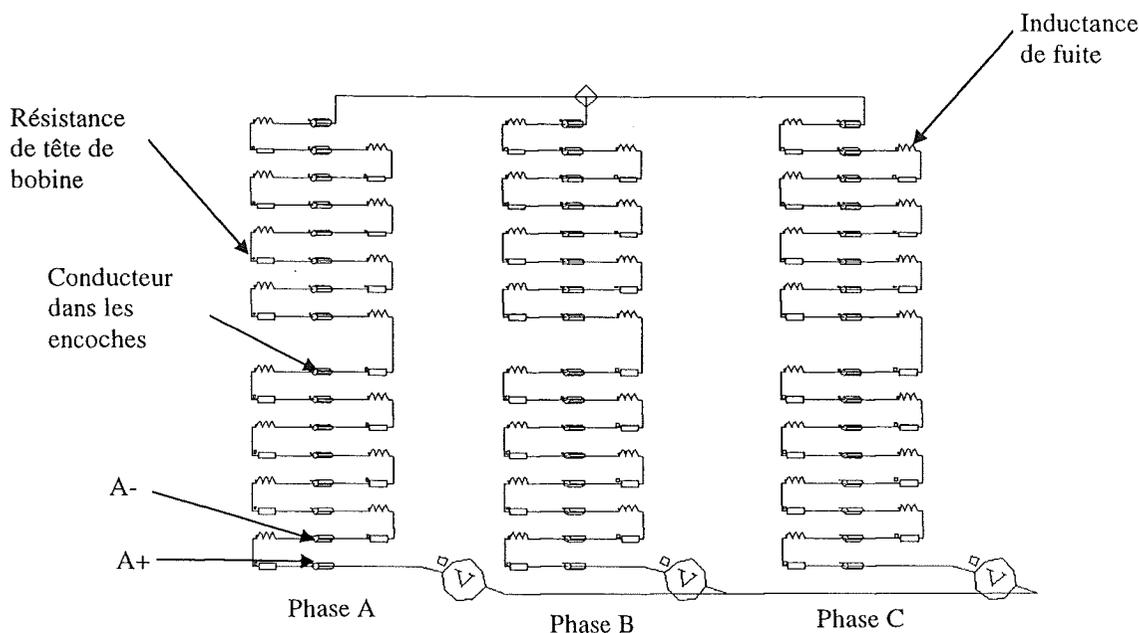


Fig. I-5: Circuit électrique au stator

Le circuit électrique comporte des bobines qui seront liées au schéma magnétique de la machine. Elles représentent les conducteurs logés dans les encoches statoriques. Deux bobines sont connectées entre elles par une résistance qui représente la résistance R_{ldb} de la tête de bobine (2) et une inductance L_{fs} qui représente les inductances de fuite d'encoche et l'inductance de fuite des têtes de bobines (3). Leurs calculs sont développés dans l'annexe A [Alger 65], [Kostenko 69], [Seguier 77].

$$R_{ldb} = \rho_{Cu} \cdot N_w \cdot \frac{L_{ldb}}{S_{Cu}} \quad (2)$$

$$L_{fs} = \frac{3 \cdot (2 \cdot N_w)^2}{N_s} \cdot (P_{fs} + P_{fdb}) \quad (3)$$

Le calcul de l'inductance de fuite prend en compte la perméance d'encoche stator parce que nous considérons que la surface de l'encoche dans le circuit magnétique est complètement remplie de cuivre. Par contre la perméance d'isthme et de tête d'encoche sont considérées dans la représentation magnétique.

Pour le rotor, nous avons le schéma suivant :

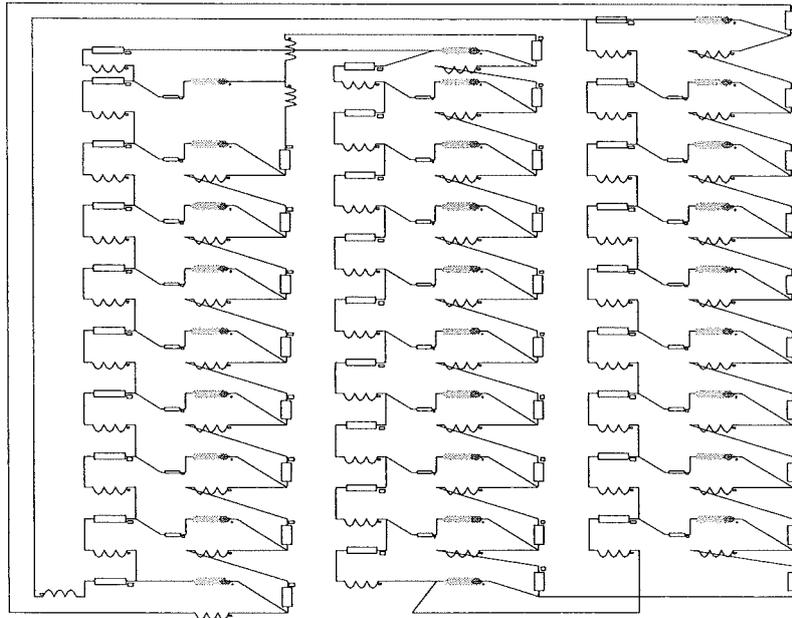


Fig. I-6: Circuit électrique au rotor

Des conducteurs massifs représentent les barres rotoriques dont la coupe est représentée dans le circuit magnétique (Fig.I-2). Ces conducteurs sont connectés par des résistances et des inductances représentant respectivement les résistances R_{ann} de portions d'anneaux (4) et les inductances L_{fr} de fuites de portions d'anneaux et de perméances des barres (5). Leurs calculs est développé dans (annexe A) et sont de la forme :

$$\text{Résistance d'une portion d'anneau} \quad R_{ann} = \rho_{Al} \cdot \frac{l_{an}}{N_R \cdot S_{an}} \quad (4)$$

Inductance de fuite des barres et des portions d'anneau du rotor :

$$L_{fr} = P_{fer} + \frac{P_{fann}}{2 \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \pi}{N_R}\right)^2} \quad (5)$$

Nous considérons que l'entraînement électrique a une inertie suffisamment grande pour que la vitesse de rotation reste constante et égale à 1440 tr/mn. La machine à l'état initial n'étant pas magnétisée mais ayant une vitesse nominale de rotation, la simulation passe par un régime transitoire. Nous pouvons voir les courbes des courants au stator, des courants au rotor, du couple, ainsi que la distribution des lignes de flux dans la machine :

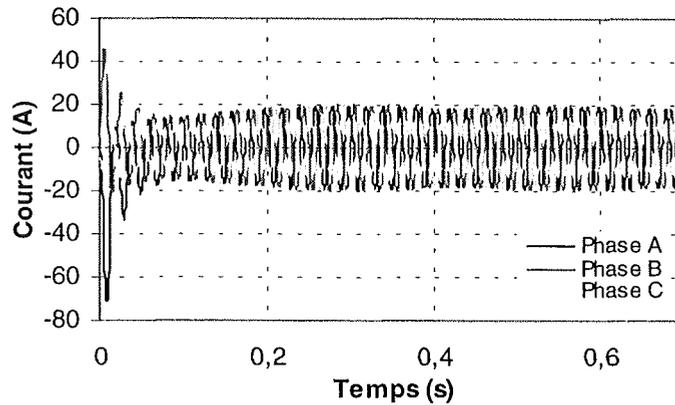


Fig. I-7: Courants de phases lors de la magnétisation de la machine

Après un régime transitoire (Fig.I-7) d'environ 0.2s durant lequel la machine se magnétise, les courants au stator atteignent le régime permanent avec une valeur efficace de 13.6 A. Les trois courants de phase sont bien déphasés entre eux de 120° électriques, donc, nous retrouvons bien le comportement équilibré de la machine.

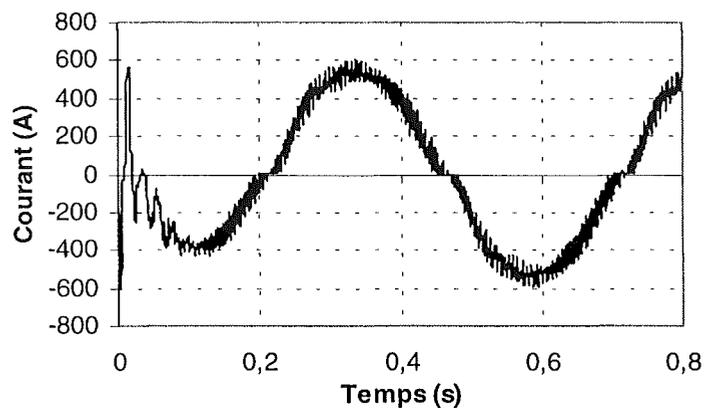


Fig. I-8: Courant dans une barre rotorique

Les courants dans les barres (Fig.I-8) sont égaux entre eux en amplitude mais ils sont déphasés mécaniquement de $2\pi/N_r$. Pour notre étude, le courant efficace dans une barre est de 375 A et sa fréquence est de $p(n_s - n_r)$, c'est à dire 2Hz dans notre cas.

$$\text{Tel que } n_r = \frac{\Omega_r}{60} (\text{tr/s}) \text{ et } n_s = \frac{f}{p} (\text{tr/s})$$

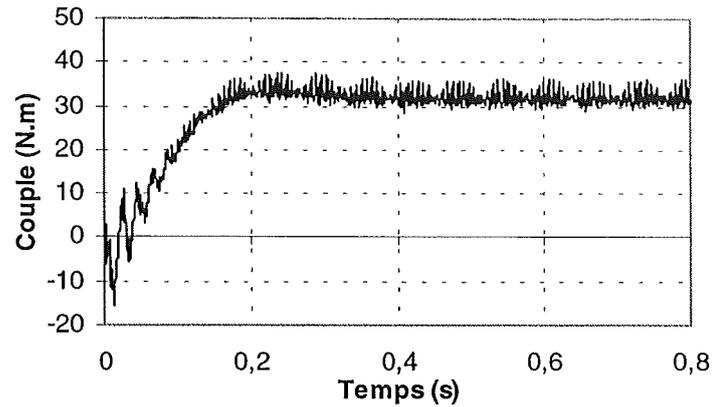


Fig. I-9: Couple électromagnétique pendant le régime transitoire

Pendant le régime transitoire du calcul, le couple (Fig.I-9) part de zéro et arrive à la valeur nominale de 32N.m. Durant le régime nominal le couple se stabilise autour de la valeur nominale avec des harmoniques de faibles amplitudes.

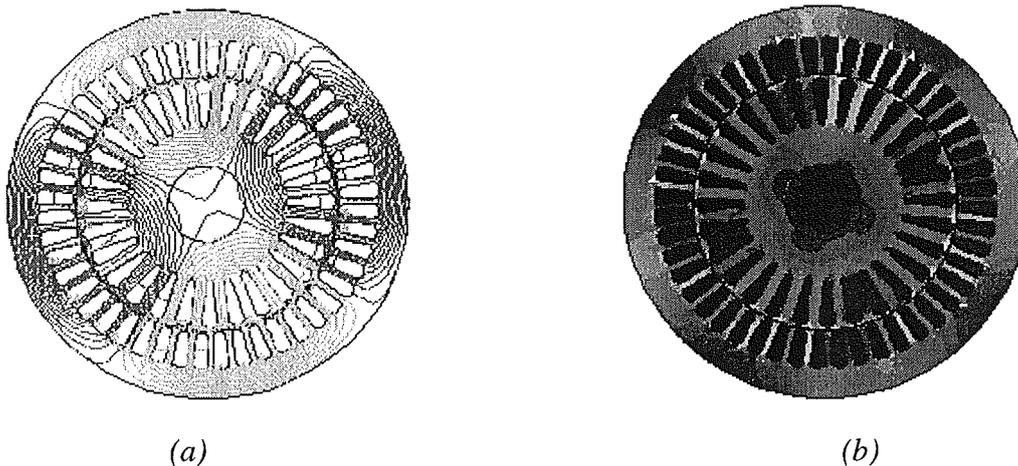


Fig. I-10: Répartition des lignes équiflux et de l'induction dans le circuit magnétique

La figure I-10.a présente la répartition des lignes équiflux dans le circuit magnétique. Nous remarquons bien la présence de deux paires de pôles. La distribution des lignes est quasi symétrique par rapport aux axes des pôles. Les lignes de flux entre le stator et le rotor sont légèrement déviées dans le sens de rotation du rotor.

La répartition de l'induction (Fig.I-10.b) est, elle aussi, quasi-symétrique.

C- Simulation des Défauts

1- Cassures de barres

a) Introduction

La cassure de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Nos simulations nous permettront d'identifier des signatures de ce défaut et de prévoir les détériorations générées dans le moteur.

Pour illustrer la cassure totale de barre dans le modèle de la machine, nous supprimons le conducteur associé à la barre dans le circuit électrique. La surface représentant la barre cassée dans le circuit magnétique est remplie par un matériau non magnétique. Ainsi, la barre cassée ne véhicule pas de courant, mais a un effet sur la répartition des lignes de champ.

b) Résultats et analyse

Pour illustrer le défaut de cassure de barres, nous avons effectué la simulation du moteur pour un nombre de barres cassées allant de un à cinq.

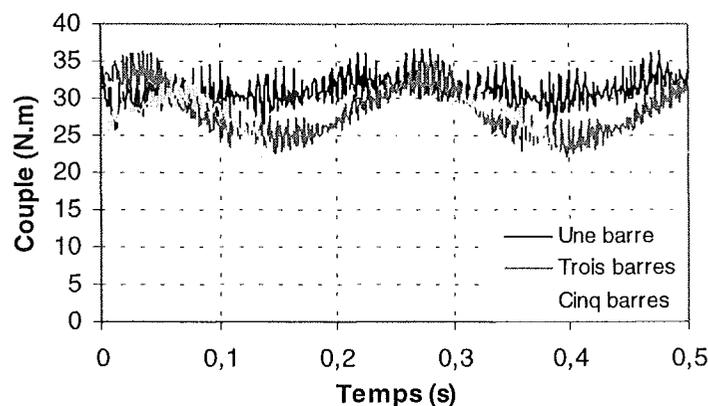


Fig. I-11: Couple électromagnétique en présence de barres cassées

La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations (Fig.I-11). L'effet de la cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées. La grande amplitude des oscillations accélère la détérioration de la machine et des composants de la chaîne de traction.

Pour cinq barres cassées, sur vingt huit au rotor, le couple diminue de 25% et l'amplitude de son oscillation est de l'ordre de 40% du couple moyen. Le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance.

Les courants des phases statoriques sont toujours déphasés entre eux de 120° , cependant une ondulation de l'amplitude des courants apparaît avec la cassure des barres. L'amplitude de cette oscillation est proportionnelle au nombre de barres cassées. Les courbes suivantes illustrent cette dépendance.

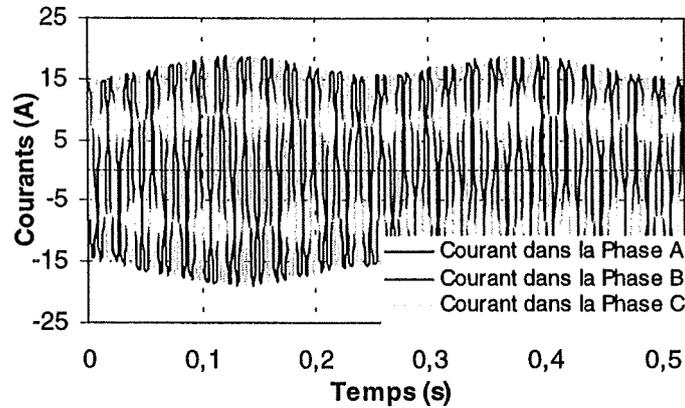


Fig. I-12.a: Courants de phases stator pour une machine avec cinq barres cassées

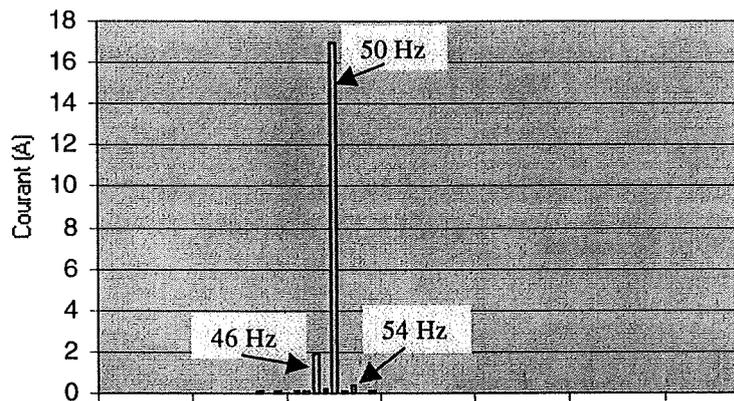


Fig.I-12.b: Analyse spectrale du courant statorique avec cinq barres cassées

Une analyse spectrale du courant statorique (Fig.I-12.b) fait apparaître les composantes latérales par rapport au fondamental à 46Hz et à 54 Hz correspondantes à $f_s(1 \pm 2g)$. Ce résultat concorde avec les travaux de [Filippetti 98], [Bangura 99].

La rupture de barres provoque un déséquilibre du courant entre les barres du rotor. La figure ci-dessous présente la répartition des courants dans les barres de la machine. Les barres adjacentes au défaut avec cinq barres cassées conduisent jusqu'à 140% du courant qui circulerait dans une cage saine. Cette amplitude augmente avec le nombre de barres cassées. Notons que l'amplitude moyenne des courants de barres est inversement proportionnelle au

nombre de barres cassées alors que l'amplitude des oscillations est proportionnelle à ce nombre.

Le fait que les barres adjacentes conduisent plus de courant entraîne une surchauffe de ces barres qui provoque un vieillissement accéléré et explique l'effet cumulatif sur la rupture de barres.

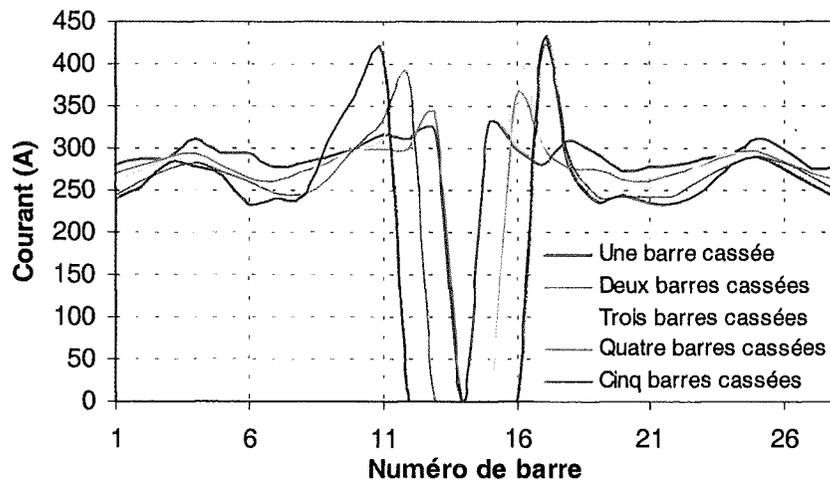


Fig. I-13: Distribution des courants dans les barres rotoriques

La distribution des lignes de flux (Fig.I-14) dans la machine fait paraître le déséquilibre provoqué par la rupture de barres.

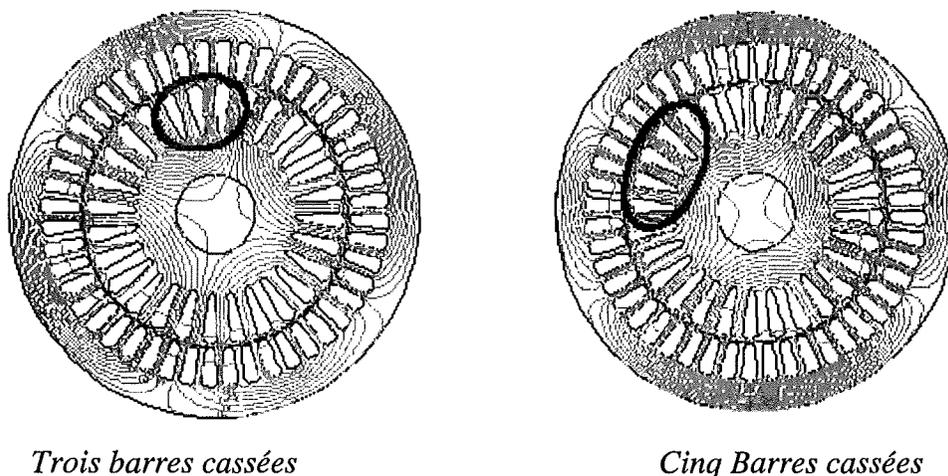


Fig. I-14: Distribution des équiflux

Pour un moteur sain, les courants dans les barres entraînent une répartition symétrique des lignes de flux autour de chaque pôle. L'absence de courants dans les barres cassées annule leur participation à la création du flux, ce qui explique le resserrement des lignes de flux

autour de ces barres. Plus il y aura de barres cassées plus le déséquilibre de répartition des lignes de flux s'accroîtra.

Les distributions (Fig.I-15) de l'induction montrent aussi l'accentuation du déséquilibre lors de l'apparition des défauts.

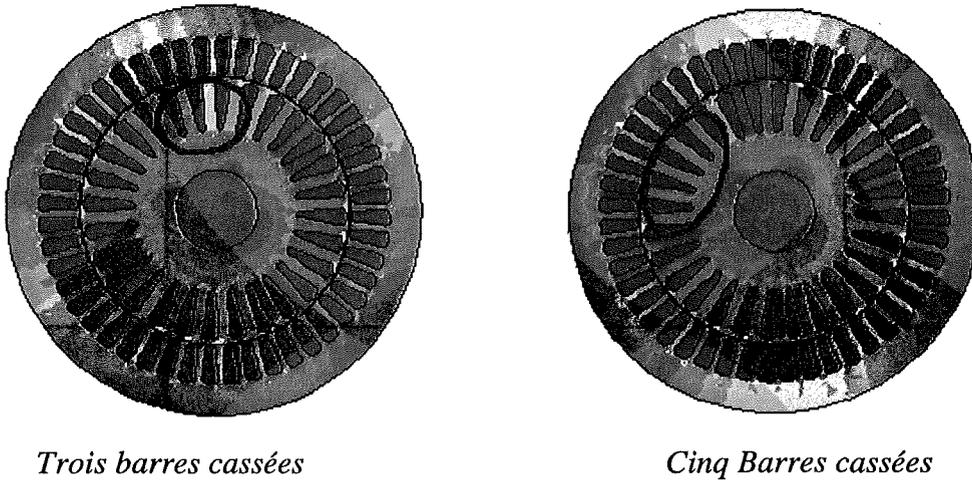


Fig. I-15: Distribution de l'induction

Nous remarquons qu'autour du défaut, l'induction est relativement élevée. Au stator, l'induction est totalement déséquilibrée entre les pôles de la machine ce qui explique les distorsions sur les courants d'alimentation et sur le couple électromagnétique.

Bien que les portions d'anneaux aient un moindre effet sur le couple électromagnétique moyen, les courants qui les parcourent sont affectés par les cassures de barres.

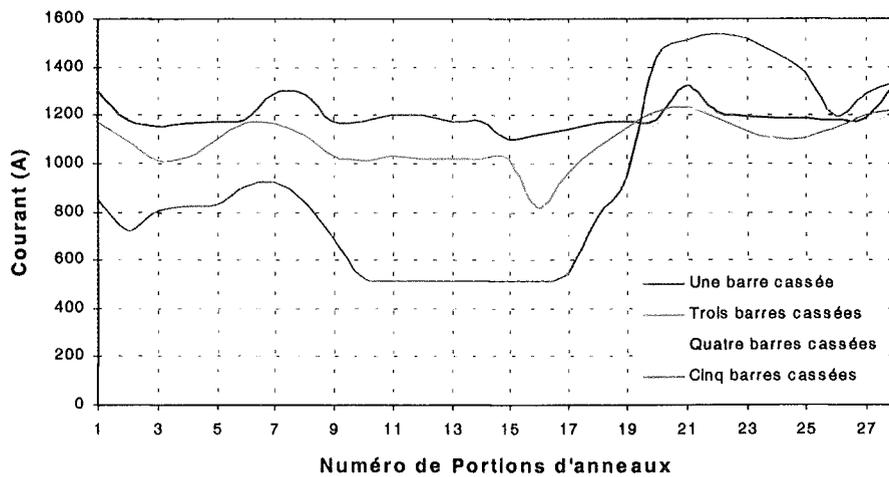


Fig. I-16: Répartition des courants dans les portions d'anneaux

La cassure de barres provoque une répartition non homogène des courants dans les portions d'anneaux. Celles-ci font circuler jusqu'à 130 % du courant nominal, ce qui peut provoquer une usure accélérée de ces éléments et ainsi induire une rupture de portions d'anneaux. Les portions d'anneaux concernées se trouvent, dans notre cas, à 90° des barres rompues.

c) Conclusion

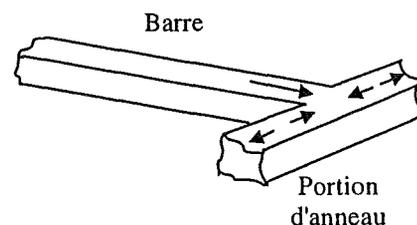
Le fonctionnement de notre moteur asynchrone devient fortement altéré à partir de la rupture de quatre barres consécutives au rotor (14% du nombre total des barres). Ce défaut connaît un effet cumulatif lors de rupture de barres. Les barres saines adjacentes au défaut sont plus sollicitées et vieillissent prématurément. Toutefois, ce défaut peut aussi générer des ruptures de portions d'anneau positionnées à 90° du défaut original.

La cassure de barres fait apparaître des oscillations sur les courant et le couple électromagnétique d'autant plus apparentes dans le cas où l'inertie est très grande (vitesse constante). Si l'inertie de l'entraînement est petite, des oscillations apparaîtraient sur la vitesse mécanique. Une analyse harmonique des courants statoriques permet de voir une corrélation entre le défaut et les amplitudes des composantes à $f_s (1 \pm 2g)$.

2- Cassures d'anneaux

a) Introduction

La cassure de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. En fait les cassures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux.



Comme on arrive mal à le détecter [Yahoui 95], ce défaut est généralement groupé voir confondu avec la cassure de barres dans les études statistiques. Dans cette partie nous effectuons la simulation pour différents cas de cassure de portions d'anneau pour voir quel

serait le comportement de la machine, les éventuelles dégradations provoquées par ce défaut et identifier des signatures significatives sur les grandeurs mesurables.

Pour illustrer la cassure de portion d'anneau dans le modèle de la machine, nous supprimons la résistance et l'inductance équivalentes à la portion d'anneau du circuit électrique. Aucun changement n'est effectué dans le circuit magnétique puisque sa représentation se fait en deux dimensions et les anneaux de court-circuit n'y figurent pas.

Pour quantifier l'effet des cassures de portions d'anneaux, différents cas ont été simulés.

b) Cassure d'une portion d'anneau

Les 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.

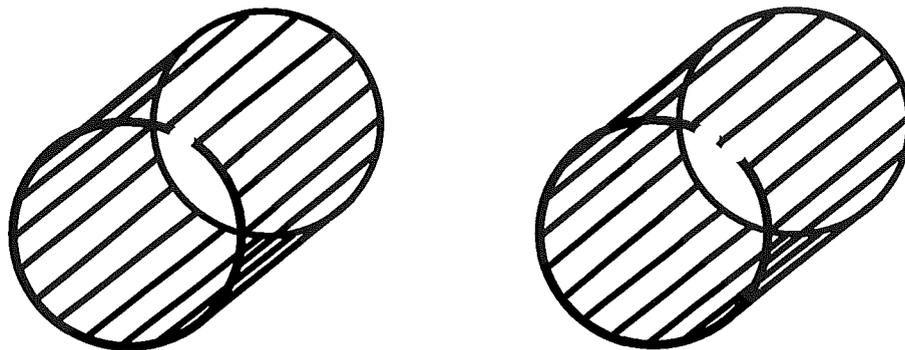


Fig. I-17: Inclusion de rupture d'une et de deux portions adjacentes d'anneau

L'effet de la cassure de portions d'anneau sur le couple est présenté sur la figure I-18 :

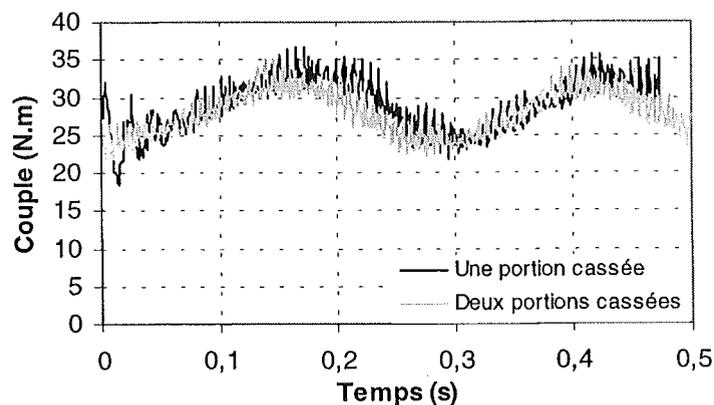


Fig. I-18: Couple électromagnétique

Nous remarquons que le comportement du couple est analogue à celui qui apparaît dans les cas de la cassure de barres. Cependant, le taux d'oscillation et la valeur moyenne du couple baisse de manière plus importante que dans les cas précédents.

Toutefois, une deuxième portion cassée, adjacente à la première, n'affecte pas de manière sensible la forme du couple.

La rupture de deux portions adjacentes annule aussi la contribution de la barre qui se trouve isolée, et nous avons vu dans la partie précédente que l'effet d'une seule barre cassée est relativement faible. Ceci explique que la différence entre les deux cas de défaut (une ou deux portions cassées) est petite.

En ce qui concerne les courants d'alimentation, la rupture d'anneau a un effet similaire à la cassure de barres. La figure I-19 présente les courants de phases :

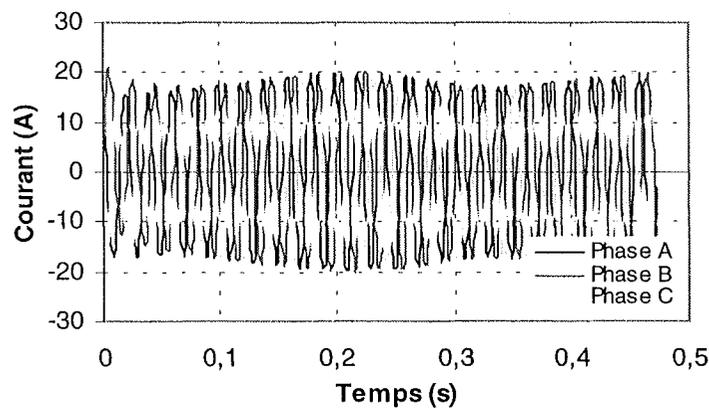


Fig. I-19: Courants statoriques

La cassure de portion d'anneau fait apparaître clairement aussi des modulations d'amplitudes à $2g$ sur les courants statoriques (apparition de composantes à $f_s(1 \pm 2g)$). La portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, elle a un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres.

Il sera donc très difficile de distinguer cassure d'anneaux et cassure de barre sur les courants statoriques par cette seule analyse. [Yahoui 96] montre que, par contre, une séparation est possible par l'analyse des fréquences élevées des harmoniques d'espace:

$$\left(\frac{N_r}{p} \pm 1 \right) f_s.$$

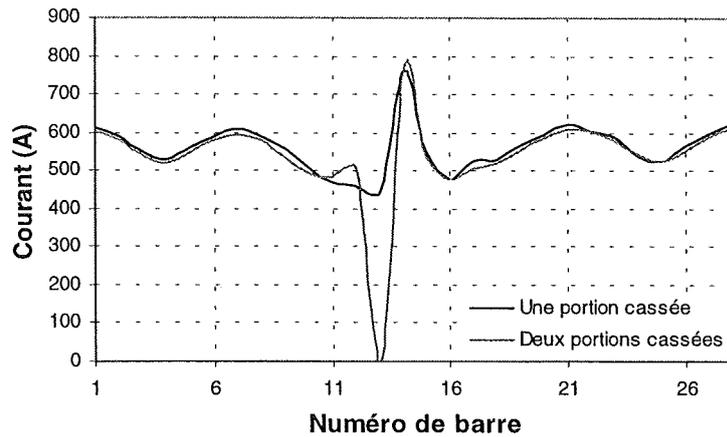


Fig. I-20: Distribution des courants dans les barres rotoriques

La figure I-20 présente la répartition des courants dans les barres de la cage d'écureuil lors de la présence d'une rupture d'une ou de deux portions d'anneaux de court-circuit. Nous voyons que celle-ci est très similaire à l'effet de barres cassées, et que lors de la rupture de deux portions, la barre qui se trouve entre les deux ne conduit plus de courant. Par contre, l'impact de la deuxième portion cassée est très petit sur les autres barres.

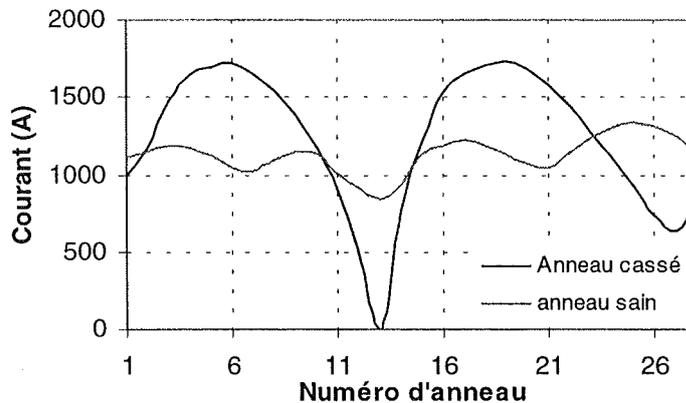
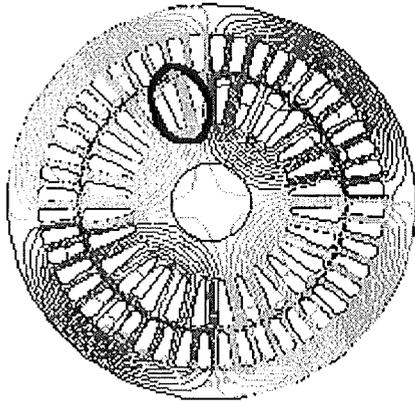
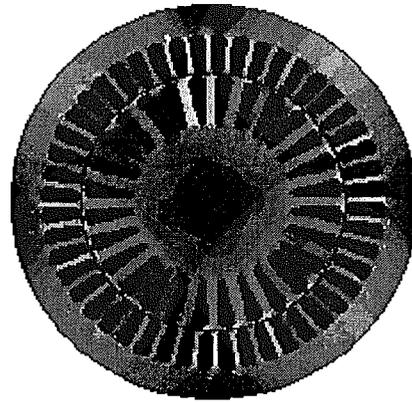


Fig. I-21: Répartition des courants dans les anneaux de part et d'autre de la cage pour un anneau cassé

La figure I-21 présente la répartition des courants dans les portions d'anneau pour l'anneau cassé et pour l'anneau sain qui se trouve de l'autre côté de la cage. Nous voyons l'augmentation des amplitudes des courants pour certaines portions. Cela peut entraîner la rupture des portions correspondantes. De plus les portions d'anneaux les plus affectées ne sont pas celles qui sont adjacentes, mais celles qui se trouvent en quadrature. Par contre la modification du courant dans l'anneau sain est nettement moins sensible.



(a) Distribution des équiflux



(b) Distribution de l'induction

Fig. I-22: Cassure d'une portion d'anneau

La répartition des lignes équiflux (Fig.I-22.a) dans la machine fait apparaître, donc, une concentration des lignes de flux et une augmentation de l'induction au niveau du défaut puisque le courant ne circule plus dans la barre qui se trouve entre les deux portions cassées.

Cette étude montre la similitude qui existe entre la cassure de portions d'anneau et la rupture de plusieurs barres. Remarquons également que la rupture d'une deuxième portion d'anneau ne modifie pas beaucoup le fonctionnement par rapport à une seule portion rompue. Elle met en évidence l'augmentation des courants dans les barres adjacentes au défaut et des portions d'anneaux positionnées en quadrature par rapport au défaut.

c) Cassure de deux portions d'anneau en quadrature

Dans la partie précédente, nous avons noté une augmentation des courants dans les portions se positionnant en quadrature par rapport au défaut initial. Ceci peut entraîner une rupture de ces portions. Donc, nous avons effectué une simulation pour la cassure de deux portions d'anneau situées à 90° l'une de l'autre (Fig.I-23).

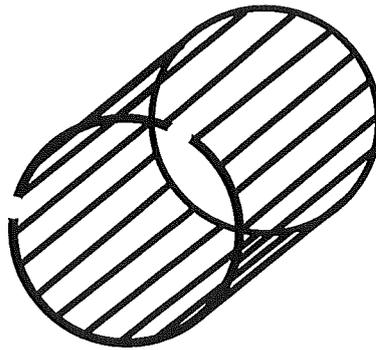


Fig. I-23: Inclusion de rupture de deux portions d'anneau en quadrature

L'inclusion de ce type de défaut modifie le couple (Fig.I-24) : Nous remarquons une diminution du couple moyen (-30%) et une augmentation considérable des oscillations (80 % de la valeur moyenne). Un tel comportement serait difficilement supportable par l'entraînement.

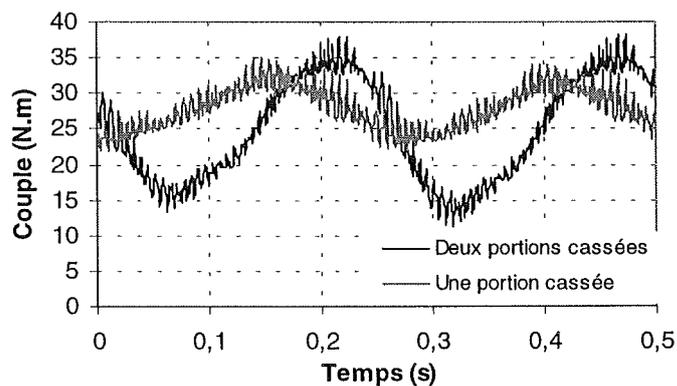


Fig. I-24: Couple électromagnétique

En ce qui concerne les courants statoriques (Fig.I-25), la modulation d'amplitude se manifeste de manière plus accentuée, et le courant efficace appliqué est réduit.

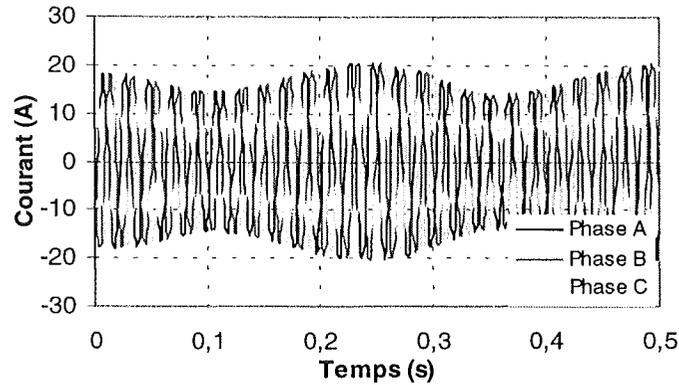


Fig. I-25: Courants statoriques

La répartition des courants dans les barres (Fig.I-26) fait apparaître deux pics de courants dans les barres qui suivent les défauts et des amplitudes de courants faibles pour quelques autres. Nous pouvons donc supposer que les barres adjacentes aux défauts sont les plus susceptibles de se rompre.

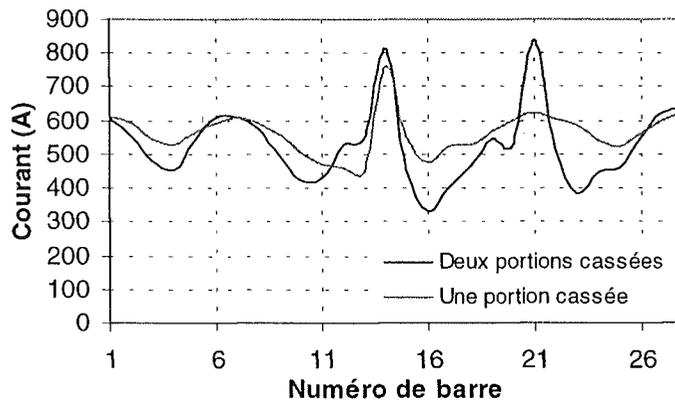


Fig. I-26: Répartition des courants dans les barres

La distribution des courants dans les portions d'anneau (Fig.I-27) est totalement déséquilibrée. Toutefois, le maximum de courant que conduit une portion ne dépasse pas de beaucoup le courant nominal. Alors, nous pouvons considérer que la rupture de deux portions positionnées à 90° l'une de l'autre n'engendre pas la rupture par la surcharge d'autres portions d'anneau.

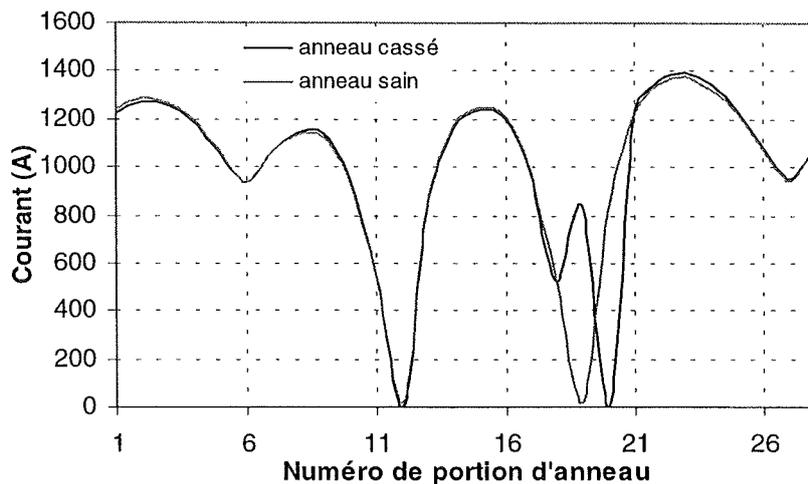


Fig. I-27: Courants dans les portions d'anneaux

Cet essai nous a montré que dans notre cas, la rupture de deux portions positionnées en quadrature engendre de forts dysfonctionnements de la machine. Il faut donc intervenir sur la machine dès l'apparition de ce type de défaut.

d) Cassure de deux portions d'anneau en regard sur la même barre

Lors de l'apparition de forts courants (démarrages, fort couple,...), les courants dans la cage augmentent considérablement. Que ce soit dans un moteur sain ou dans un moteur avec barres cassées, la répartition des courants dans les deux anneaux est identique. Il est donc possible que deux portions d'anneaux se trouvant en regard de part et d'autre d'une barre se rompent. Nous présentons dans ce cas, les résultats de simulation.

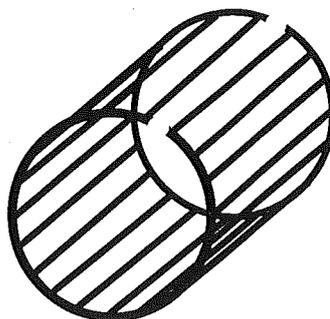


Fig. I-28: Inclusion de rupture de portions d'anneaux en regard

Le couple résultant (Fig.I-28) a une valeur moyenne réduite et une amplitude d'oscillation légèrement augmentée.

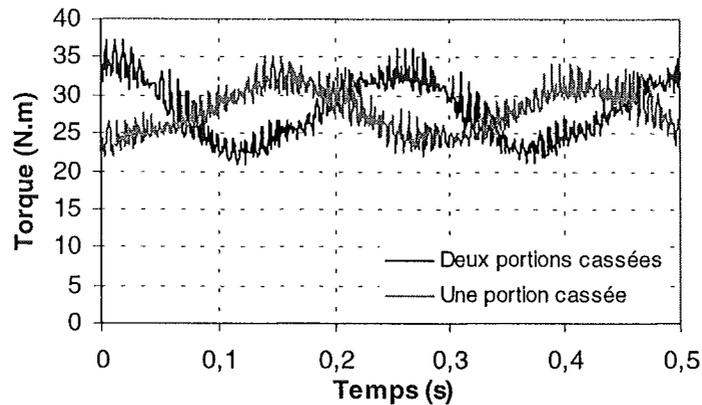


Fig. I-29: Couple électromagnétique

La répartition des courants dans les barres (Fig.I-30) ne diffère sensiblement pas du cas où il n'y a qu'une seule portion d'anneau cassée si ce n'est une légère augmentation du courant dans la barre qui suit le défaut (+7 %).

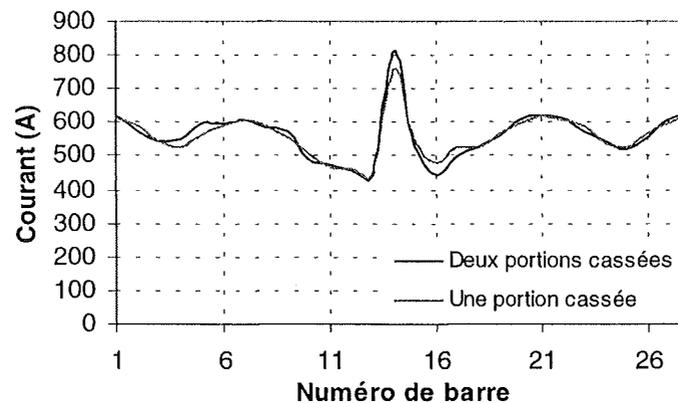


Fig. I-30: Répartition des courants dans les barres rotoriques

e) Conclusion

La cassure d'une portion d'anneau engendre un comportement similaire à celui de la cassure de barres. Les signatures associées à ce défaut peuvent être confondues avec les signatures associées à la cassure de barre.

La rupture d'une portion d'anneau engendre préférentiellement la rupture de la portion d'anneau positionnée en quadrature avec elle et les barres adjacentes. Il est peu probable que

plus de deux portions d'anneaux se détériorent électriquement car au-delà, les courants dans les anneaux se réduisent.

3- Défaits sur les enroulements du stator

a) Introduction

Un défaut de court-circuit se schématise par la connexion franche entre deux points du bobinage. Les courts-circuits entre phases apparaissent préférentiellement dans les enroulements de phases différentes et dans les têtes de bobines, puisque c'est dans celles-ci que les conducteurs de phases différentes se côtoient. Les courts-circuits entre spires de la même phase peuvent apparaître soit au niveau des têtes de bobines soit dans les encoches, ce qui entraîne une diminution du nombre de spires effectives de la bobine et de toute façon des spires de court-circuit. Néanmoins, les têtes de bobines sont les plus exposées (croisement de faisceaux).

Dans cette étude, les courts-circuits sont simulés dans le circuit électrique du modèle par la connexion de spires à l'aide de conducteurs. Le modèle développé ne nous permet pas d'effectuer les courts-circuits à l'intérieur des encoches mais seulement au niveau des connexions externes (têtes de bobines).

b) Court-circuit dans une phase

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Il peut se manifester soit entre des spires au milieu du bobinage ou bien entre une spire et le neutre. Nous allons présenter ces deux cas de figures.

1) Court-circuit spire-neutre

La simulation a été effectuée pour deux sévérités de court-circuit pour voir l'effet de ce défaut sur le comportement de la machine.

Les figures suivantes (Fig.I-31, 32) présentent les courants statoriques dans les deux cas:

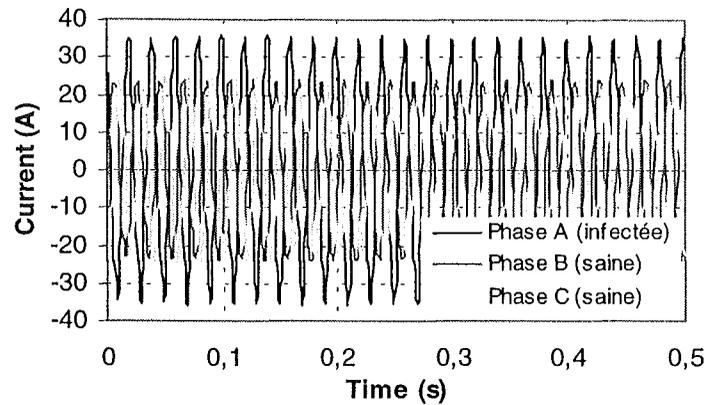


Fig. I-31: Courants statoriques pour 30% des spires d'une phase en court-circuit

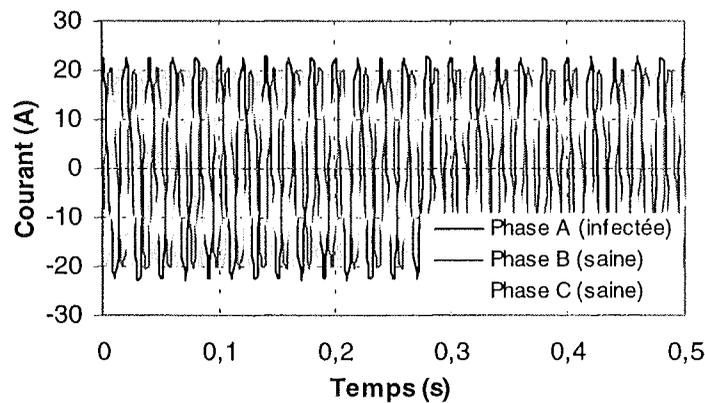


Fig. I-32: Courants statoriques pour 10% des spires d'une phase en court-circuit

Nous remarquons que l'amplitude du courant dans la phase détériorée est supérieure au courant dans les deux autres phases. Toutefois, les courants qui parcourent ces phases sont amplifiés par rapport au cas du moteur sain. Plus important est le nombre de spires en court-circuit, plus forte est l'augmentation des courants.

De plus, le facteur de puissance global diminue avec l'augmentation du nombre de spires en court-circuit. Ceci s'explique par la modification des bobinages, qui implique une variation de l'inductance propre de la phase affectée par le défaut et affecte les autres phases par couplage magnétique.

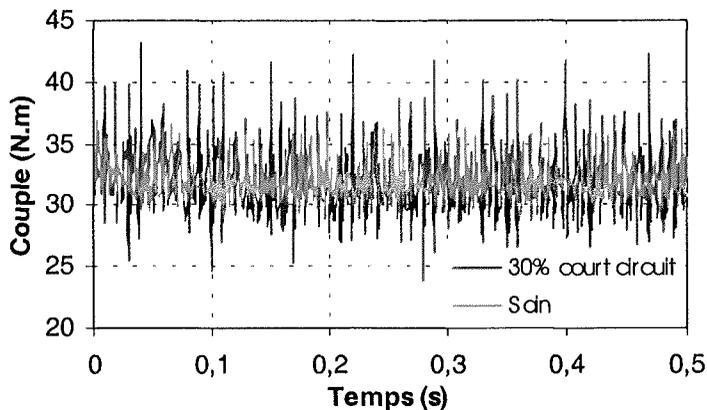


Fig. I-33: Couple électromagnétique lors d'un court-circuit dans une phase

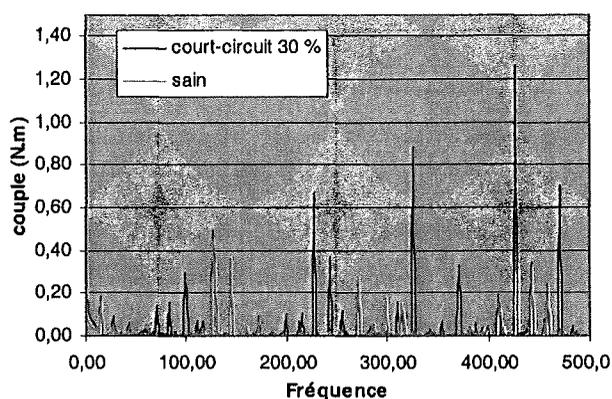


Fig. I-34: Analyse spectrale des couples électromagnétiques

Lors de l'apparition d'un défaut de court-circuit, le couple électromagnétique (Fig.I-33) a une valeur moyenne à peu près égale au couple développé par la machine lorsqu'elle est saine. Cependant, celui ci est d'autant plus bruité que le court-circuit est important.

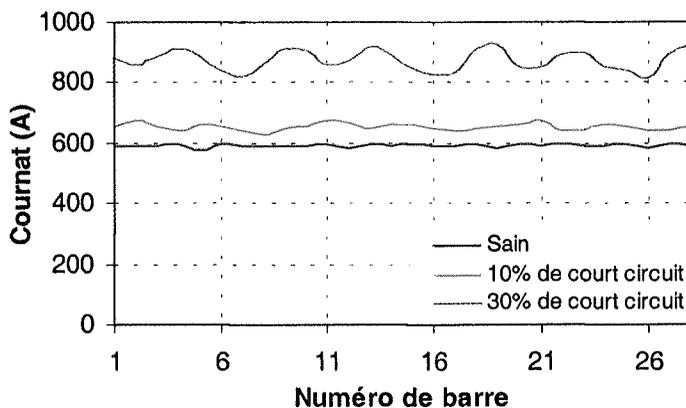


Fig. I-35: Répartition des courants dans les barres

Nous remarquons une augmentation des amplitudes des courants dans les barres rotoriques proportionnelles au défaut (Fig.I-34). Ceci se vérifie aussi dans la distribution des courants dans l'anneau (Fig.I-35).

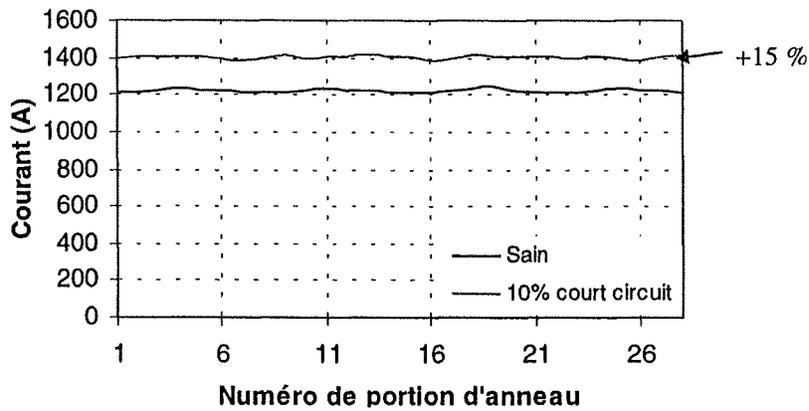


Fig. I-36: Répartition des courants dans les portions d'anneau

La répartition des lignes de flux (Fig.I-36) fait apparaître clairement l'effet du court-circuit. Ceci se manifeste par un déséquilibre de la répartition des équiflux et par le resserrement de ces lignes aux alentours des encoches où se trouvent les conducteurs court-circuités.

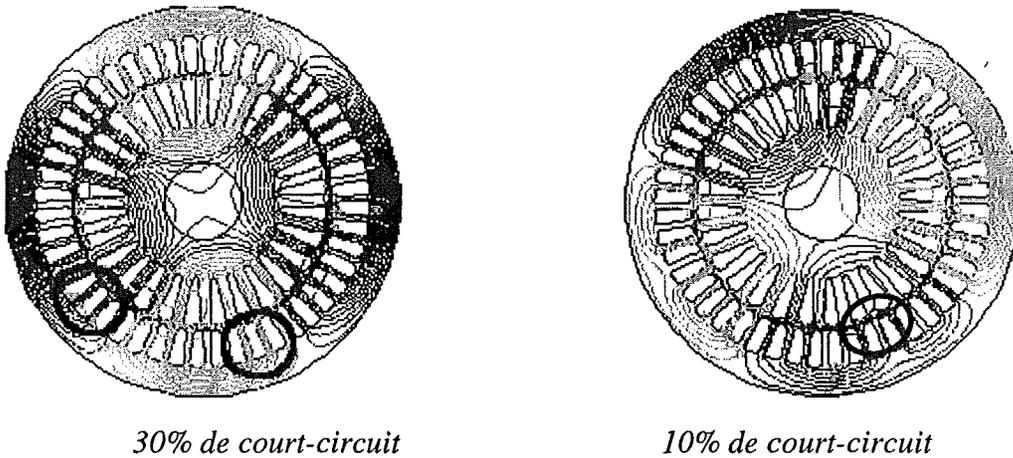
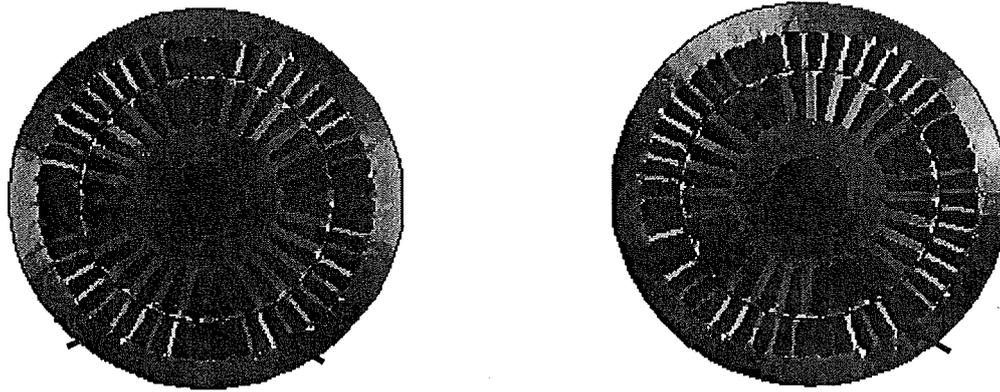


Fig. I-37: Répartition des lignes de flux

La répartition de l'induction (Fig.I-37) n'est pas équilibrée. Aux abords des défauts, apparaissent des valeurs d'induction élevées.



30% de court-circuit

10% de court-circuit

Fig. I-38: Répartition des lignes de flux

2) Court-circuit au milieu de la phase

Si nous considérons que le court-circuit se manifeste au milieu du bobinage (30% de spires en court-circuit au milieu du bobinage), il n'y a aucun changement sur le couple délivré par la machine. Une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée apparaît et une légère variation de l'amplitude est constatée pour les autres phases (Fig.I-38). La différence marquante par rapport au court-circuit relié au neutre est la dissymétrie entre les courants des phases non affectées par le défaut. Ceci s'explique par le déséquilibre dû au déplacement du neutre entre les trois phases.

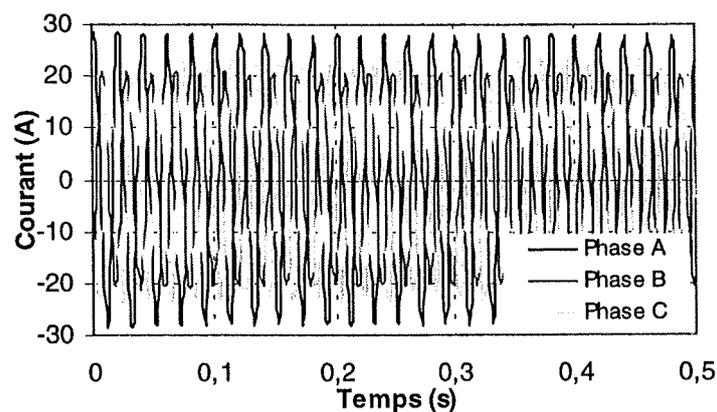


Fig. I-39: Courants statoriques

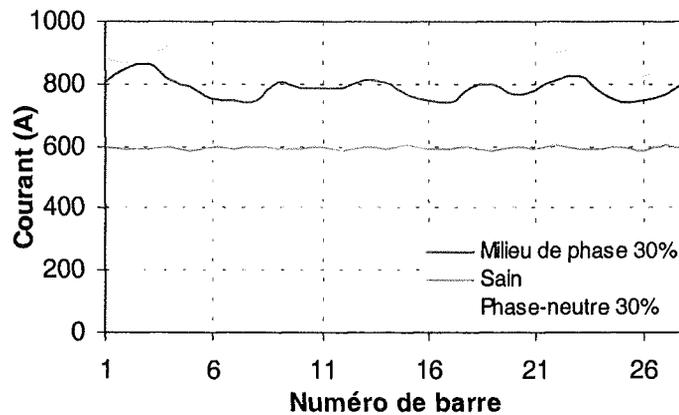


Fig. I-40: Courants dans les barres rotoriques

D'une manière similaire au court-circuit entre phase et neutre, le court-circuit entre spires loin du neutre augmente les courants dans les barres et les portions d'anneaux du circuit rotorique.

c) Court-circuit entre phases différentes

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très forts qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et à la disjonction par les protections. Cependant, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs. Dans cette partie nous étudions l'incidence de ce défaut sur le comportement de la machine.

Le couple électromagnétique développé ne diffère pas de celui de la machine avec un court-circuit de 10% sur une phase.

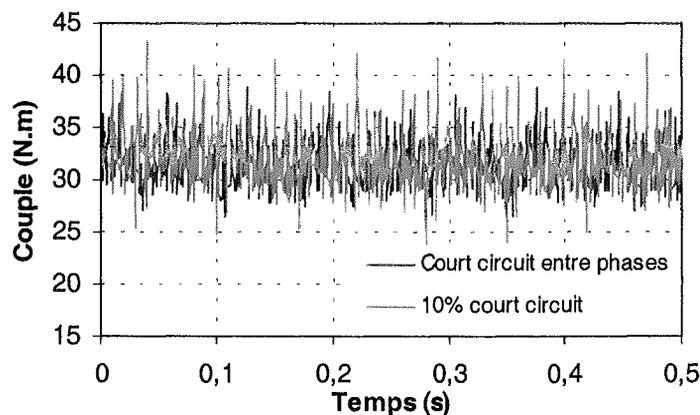


Fig. I-41: Couple électromagnétique lors d'un court-circuit

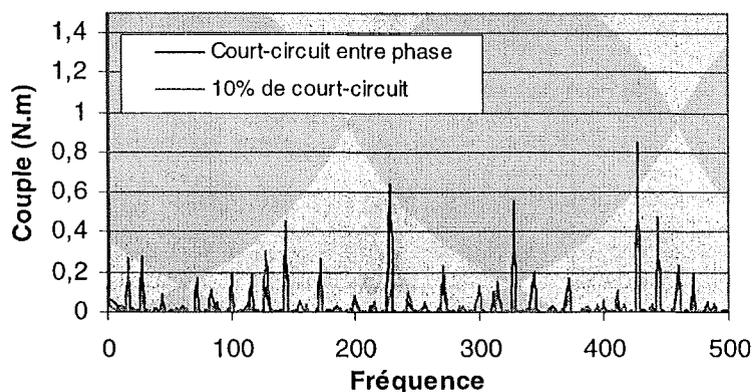


Fig. I-42: Analyse spectrale des couples électromagnétiques

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît dans chaque phase. La phase A est court-circuitée de 12.5%, la phase B de 18,75% et la phase C est saine. On obtient le comportement des courants suivants :

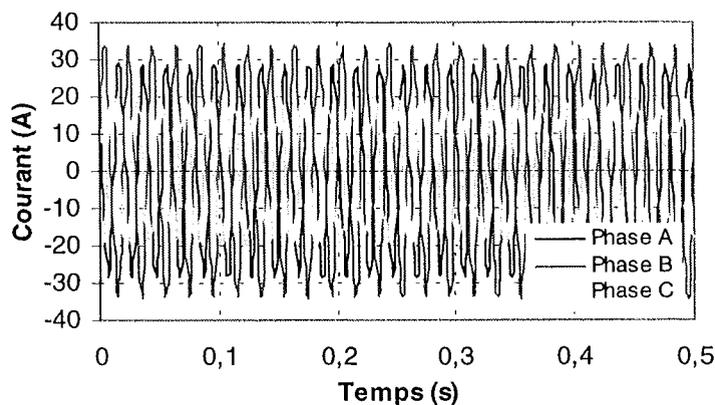


Fig. I-43: Courants statoriques

Les courants dans les barres sont amplifiés lors de l'apparition de ce défaut. Cette amplification est similaire à celle provoquée par 30% de court-circuit sur la même phase statorique. D'une manière similaire, les courants dans les anneaux sont eux aussi augmentés.

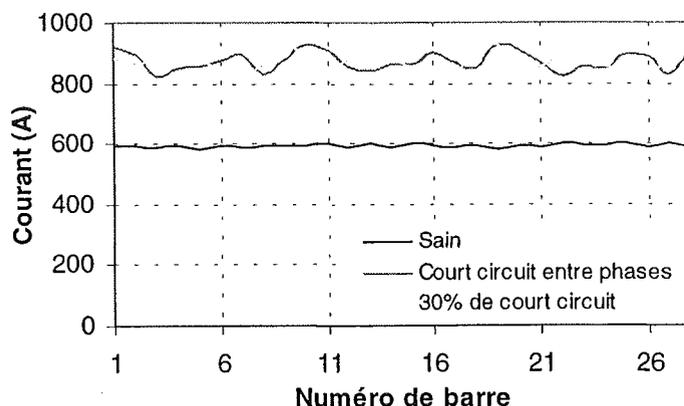


Fig. I-44: Répartition des courants dans les barres rotoriques

d) Conclusion

L'apparition d'un court-circuit dans le bobinage statorique engendre une augmentation des courants dans les phases affectées, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Mais le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut.

Le court-circuit au stator engendre aussi une augmentation des courants dans la cage rotorique (barres et anneaux) ce qui peut entraîner leurs détériorations. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases.

D- Etude comparative

Dans cette partie nous allons présenter les effets de différents défauts, montrer leurs similitudes et leurs différences, et ainsi identifier les signatures les plus significatives à partir de résultats obtenus par la simulation.

Nous avons pu constater des effets totalement différents entre les défauts survenus au stator et ceux survenus au rotor.

Les cassures de barres ou de portions d'anneaux de court-circuit engendrent :

- ◊ des oscillations sur le couple
- ◊ la diminution d'amplitude du couple moyen
- ◊ l'apparition d'harmoniques sur les courants statoriques
- ◊ une diminution de la puissance mécanique délivrée

Alors que les courts-circuits dans le bobinage statorique engendrent :

- ◊ une augmentation des courants dans les phases affectées
- ◊ une variation du facteur de puissance due à la modification des inductances propres des bobinages
- ◊ un couple délivré bruité et invariant en moyenne

Défaut Stator

La forme des courants statoriques lors de l'apparition d'un court-circuit étant inchangée, nous effectuons une analyse harmonique sur le couple électromagnétique. L'apparition du défaut fait apparaître des harmoniques de petites amplitudes par rapport à la composante continue (au plus 4% de la composante continue lors de 30% de bobinage en court-circuit), mais proportionnelles au nombre de spires en court-circuit (Fig.I-45).

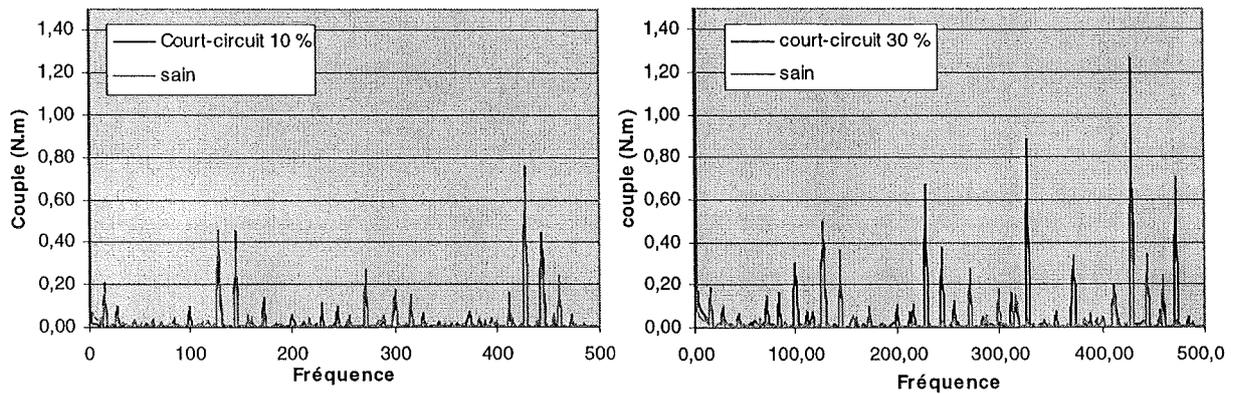
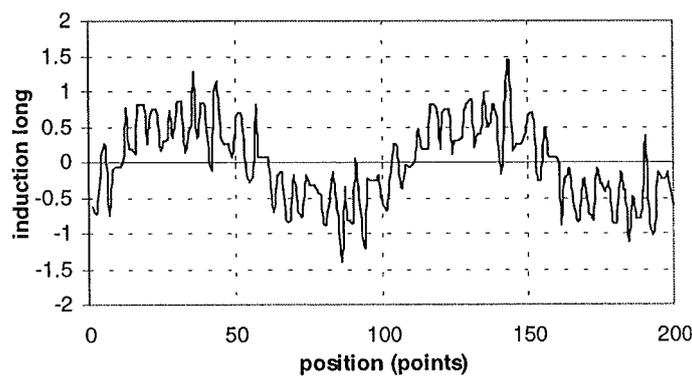


Fig. I-45: Analyse fréquentielle du couple lors du court-circuit

De plus dans les conditions de fonctionnement réelles, ce spectre peut être modifié à cause de l'effet des autres composants de l'entraînement mécanique.

D'autre part la répartition de l'induction dans l'entrefer de la machine fait apparaître l'effet du court circuit (Fig. I-46).



(a) Moteur Sain

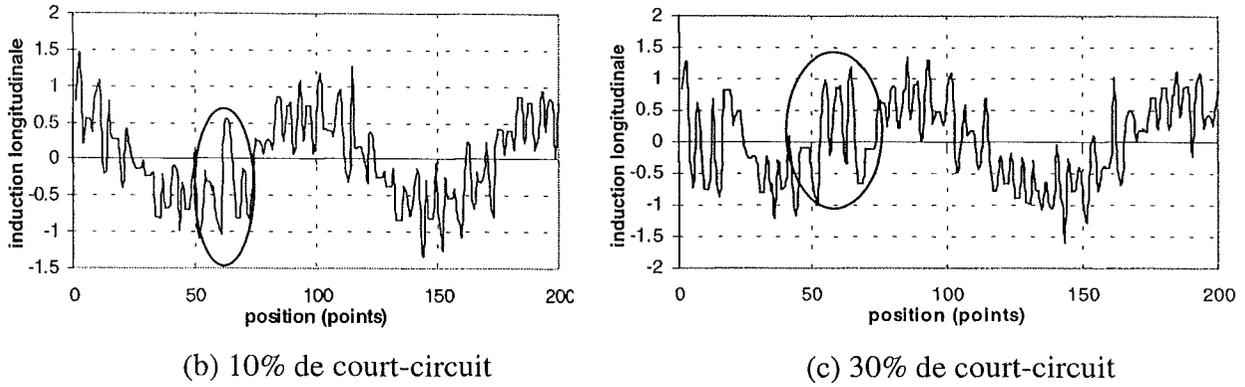


Fig. I-46: Induction dans l'entrefer lors de court-circuit dans le bobinage statorique

Il est possible de voir l'effet du court-circuit par l'apparition d'irrégularités dans la forme de l'induction.

Défaut Rotor

Lors de l'analyse des courants statoriques résultants d'un défaut au rotor, il apparaît clairement trois harmoniques principaux : Le fondamental (50Hz) et deux pics qui apparaissent lors de l'apparition du défaut aux fréquences $f_s(1 \pm 2g)$.

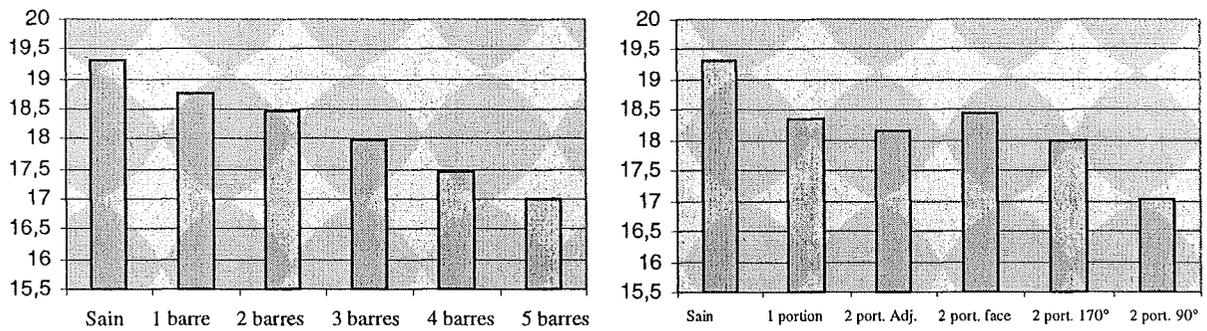


Fig. I-47: Amplitudes des fondamentaux des courants pour cassure au rotor

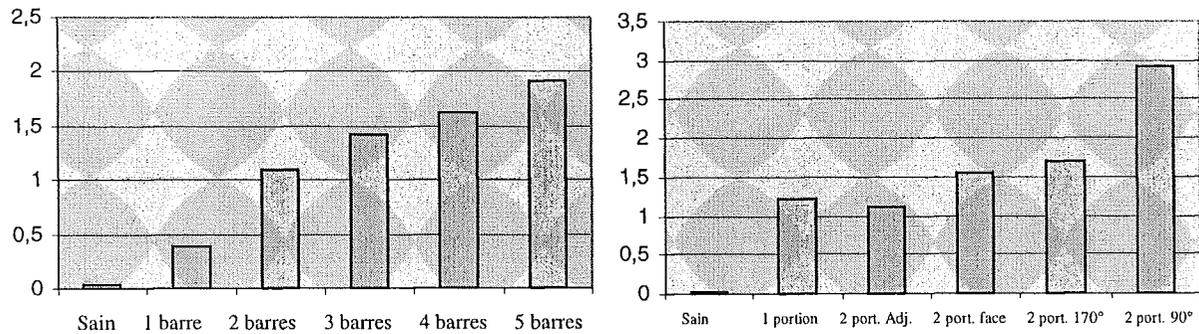


Fig. I-48: Amplitudes des Courants à 46Hz pour cassure au rotor

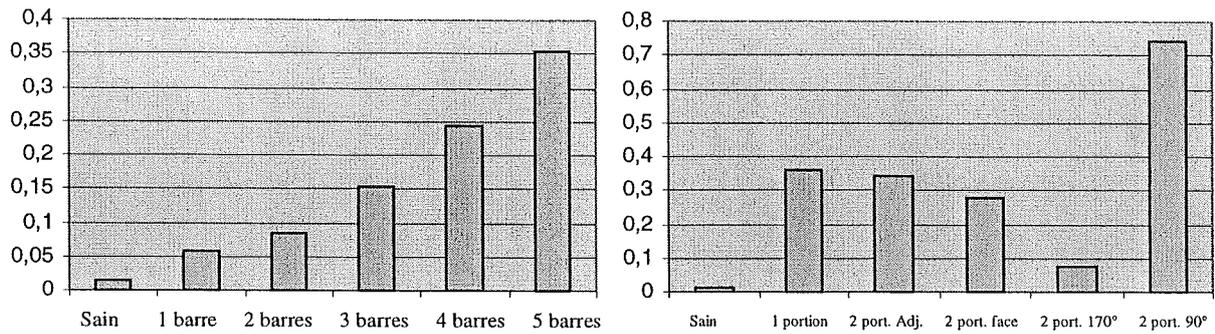


Fig. I-49: Amplitude des courants à 54Hz pour cassure au rotor

Nous remarquons que lors de cassures de barres les composantes fondamentales des courants statoriques diminuent proportionnellement au nombre de barres cassées alors que les composantes à $f_s(1 \pm 2g)$ augmentent. La cassure d'une portion d'anneau peut se confondre avec le signal généré par trois barres cassées, alors que l'harmonique $f_s(1 + 2g)$ est supérieur à celui généré par cinq barres cassées. L'amplitude des courants de cet harmonique est tellement petite (au plus 2% du courant nominal) que nous doutons de la validité de cette donnée. Elle peut, dans la pratique, se confondre avec des bruits de mesure.

La cassure de deux portions d'anneau successives fait apparaître la diminution des trois composantes harmonique du courant. Par contre la cassure de deux portions d'anneau en quadrature fait apparaître une nette diminution de la composante fondamentale et l'augmentation des deux autres composantes (46 Hz et 54 Hz).

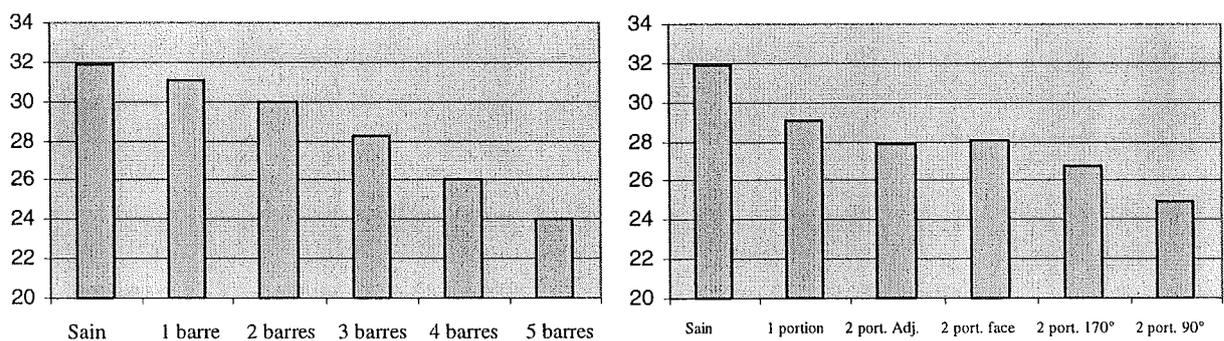


Fig. I-50: Composante continue du couple lors de défaut au rotor

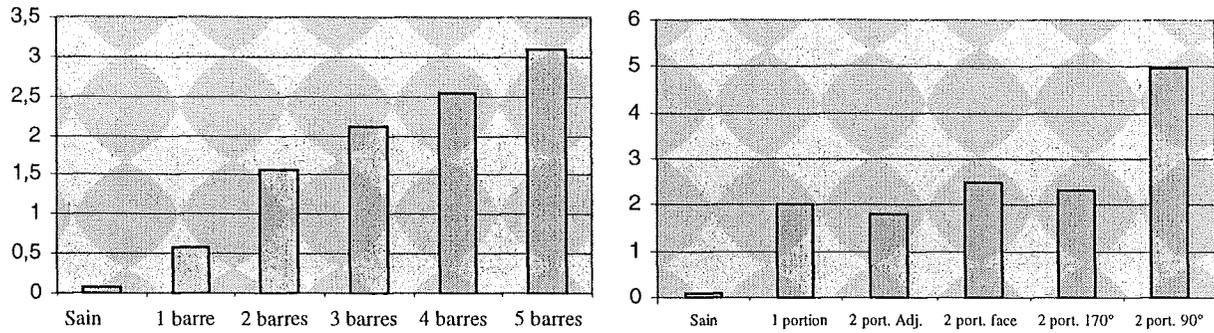


Fig. I-51: Composante à 4 Hz du couple lors de cassure au rotor

Ci-dessus est présentée l'analyse harmonique du couple électromagnétique pour la cassure d'une à cinq barres, la cassure d'une portion d'anneau et la rupture de deux portions d'anneau pour différentes positions. L'analyse montre la diminution de la composante continue et l'augmentation de la composante latérale à 4 Hz proportionnellement au défaut au rotor. D'où une discrimination possible des défauts.

IV- Nature et effets des défauts sur la machine réelle

La machine utilisée a été fournie par la société moteurs LEROY-SOMER. Le modèle présenté plus haut a été élaboré sur les caractéristiques techniques de cette machine. Un banc moteur a été monté pour effectuer différents essais; il est constitué du moteur asynchrone alimenté soit par le réseau soit par un onduleur. La charge du moteur, en bout d'arbre, est une génératrice à courant continu de 7 kW à excitation indépendante. Elle débite sur une charge résistive variable, ce qui nous permet de faire varier le couple de charge du moteur. Il est possible d'obtenir l'acquisition des tensions d'alimentation et des courants statoriques de la machine asynchrone. Une tachy-générateur placée en bout d'arbre nous permet de mesurer la vitesse de rotation.

Le moteur sain est chargé à près de 50% de la charge nominale. Le régime transitoire dure environ 0.3 s et le courant au démarrage est 10 fois supérieur au courant en régime permanent. En régime permanent, les trois phases sont équilibrées et leurs amplitudes sont constantes dans le temps.

Le rotor sain a été remplacé par un rotor dont quatre barres ont été cassées. Nous présentons ci-dessous la forme des courants et leur analyse harmonique.

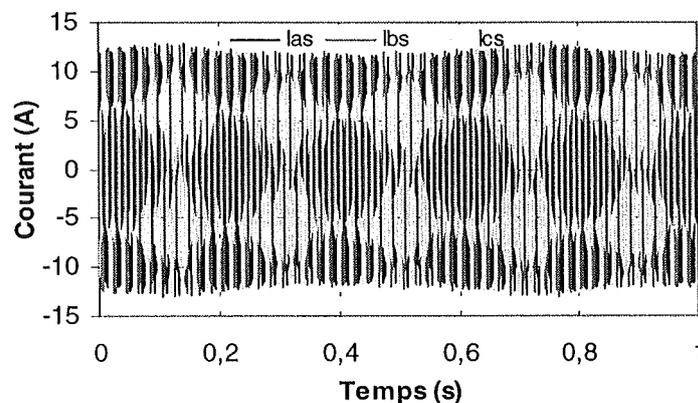


Fig. I-52: Courant dans les phases statoriques en présence de défaut

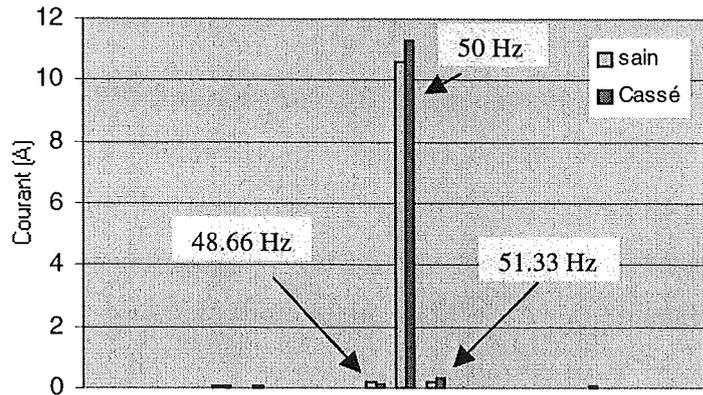


Fig. I-53: Analyse harmonique des courants statoriques
à 50% de la charge nominale

L'analyse harmonique des courants statoriques en régime permanent présentée dans le cas d'un moteur sain et d'un moteur avec quatre barres cassées nous montre l'apparition d'harmoniques aux fréquences 48.66Hz et 51.33Hz ce qui vérifie la relation $f_s(1 \pm 2g)$ avec

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$

puisque la vitesse de rotation mécanique de la machine est de 1480 tr/mn. Ceci

vérifie les résultats apportés par le modèle que nous avons développé.

Nous remarquons une augmentation de l'amplitude du fondamental pour cet essai. Ce qui diffère avec le modèle éléments finis. Ceci est dû au fait que la vitesse est imposée dans notre modèle numérique. Alors que pour le cas de la machine réelle, lorsque des barres sont cassées, la machine fournit moins d'énergie mécanique.

Moins la machine est chargée, moins nous verrons apparaître les harmoniques à $f_s(1 \pm 2g)$. L'idéal est donc d'effectuer l'analyse pour des états de fonctionnement proches du fonctionnement nominal. Ceci explique l'amplitude faible de ces composantes mesurées dans notre cas.

V- Conclusion

Après une présentation de différents défauts qui peuvent apparaître dans la machine asynchrone, des études statistiques ont été présentées pour illustrer l'impact de ces défauts dans le domaine industriel.

Nous avons développé un modèle sur la base de la méthode des éléments finis où nous pouvons inclure les défauts les plus fréquents. Ces simulations nous ont permis de définir trois aspects importants pour chaque défaut:

- Son effet sur le fonctionnement de la machine.
- Les dégradations électriques qui peuvent être générées.
- Les signatures significatives associées sur les paramètres mesurables.

Lors de la rupture de barres au rotor ou de la cassure de portion d'anneau, le moteur développe un couple électromagnétique oscillant. D'autre part ce défaut connaît un effet cumulatif lors de rupture de barres. Les barres saines adjacentes au défaut sont plus sollicitées et vieillissent prématurément. Une analyse harmonique des courants statoriques permet de voir une corrélation entre le défaut et les amplitudes des composantes harmoniques à $f_e(1 \pm 2g)$.

Un court-circuit dans le bobinage statorique engendre une augmentation des courants dans les phases affectées et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Le couple électromagnétique moyen délivré par la machine ne varie pas beaucoup en valeur moyenne, mais des oscillations proportionnelles au défaut apparaissent. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phase.

CHAPITRE II

Panorama des méthodes d'analyse des signaux et de détection des défauts

I- Introduction

Le diagnostic de défauts d'un système peut passer par les étapes suivantes :

- Structuration de la connaissance :
 - Comprendre le fonctionnement du système à diagnostiquer ou à surveiller.
 - Evaluer l'apparition de défauts ou de pannes. Cela se fait soit par des analyses logiques du processus de fonctionnement. Citons par exemple, l'effet de surchauffe du moteur qui provoquerait une dégradation des isolants des conducteurs et par conséquent, engendrerait des courts-circuits dans les bobinages. Soit par des études statistiques faites généralement dans l'industrie sur un large panel de machines. L'expérience des praticiens est aussi une source fiable et précieuse d'informations.
 - Une troisième étape consiste à hiérarchiser les défauts sur la base de leur impact sur le fonctionnement de la machine et sur leur fréquence d'apparition. Ceci permet de focaliser l'étude sur un nombre limité de défauts et d'éviter ainsi de mobiliser des ressources.
- Réduction des sources d'information : ceci consiste à identifier les signaux pertinents à l'identification des défauts sélectionnés au préalable, et permet ainsi de réduire le nombre de capteurs et donc le coût de la surveillance.
- Procédure de détection : il s'agit de développer les outils nécessaires à la synthèse de résidus significatifs de l'apparition de défauts.
- Diagnostic et pronostic : Il s'agit dans cette étape de faire le lien entre le résidu et le défaut dans la machine, ensuite, de prendre les mesures nécessaires pour minimiser l'impact de la panne ou de réparer. Dans une machine asynchrone, la cassure d'une barre au rotor implique, selon le type d'utilisation du moteur, la prévision d'une réparation dans un délai plus ou moins appréciable, alors qu'un court-circuit sérieux entre deux phases implique une intervention immédiate.

Actuellement, il existe plusieurs outils de surveillance et de diagnostic des entraînements électriques utilisant des méthodes mécaniques vibratoires ou acoustiques. D'autre part, des approches qui consistent en l'utilisation des variations de l'alimentation électrique de l'entraînement sont en développement. Ces approches permettent de s'affranchir des

problèmes d'accessibilité et de dissocier les différents types de défauts qui apparaissent [Salles 97].

Dans ce chapitre nous allons faire une présentation sommaire des différentes techniques de détection. Elles ont été classées en deux catégories, celles qui effectuent l'analyse des signaux d'acquisitions sans connaissance à priori, qualifiées de diagnostic externe par [Zwingelstein 95] et celles qui nécessitent la formulation d'un modèle mathématique du système, qualifiées de diagnostic interne par le même auteur.

II- Méthode d'analyse des signaux obtenus sans modèle (diagnostic externe)

A- Introduction

Ces méthodes se fondent sur l'analyse des mesures que fournit la machine lors de son fonctionnement. Une comparaison entre le spectre du courant d'alimentation et celui du signal fourni par un capteur de vibration montre que l'utilisation des courants statoriques est très intéressante pour le diagnostic [Kryter 89], puisque les informations présentes dans l'analyse des courants englobent celles trouvées dans l'analyse vibratoire et celles liées aux phénomènes électriques.

La technique d'analyse en temporel ou en fréquentiel identifie le comportement optimal de la machine dans le cas où elle est saine et compare les résultats avec ceux obtenus en présence de défaut.

Dans cette partie nous présentons l'utilisation de différentes techniques d'analyse temps/fréquence. Quelques méthodes ont été appliquées sur le moteur asynchrone présenté dans le chapitre I.

L'étude est effectuée soit en régime transitoire à cause de son contenu fréquentiel riche ou bien en régime permanent.

B- Analyse en régime permanent

1- L'analyse fréquentielle (La transformation de Fourier [Gasquet 90])

La composante à la fréquence f d'un signal temporel $x(t)$ s'exprime par :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t} \quad (1)$$

Nous ne pouvons pas analyser le signal sur une période infinie. Nous devons donc choisir une fenêtre de pondération pour l'analyse (fenêtre rectangulaire, fenêtre de Hanning...) pour corriger les effets d'un fenêtrage temporel fini. De plus, outre la forme de la fenêtre, la taille de la fenêtre aura une influence sur la résolution maximale possible.

Donc, nous avons appliqué l'analyse de Fourier sur une ou plusieurs périodes du régime permanent de la machine.

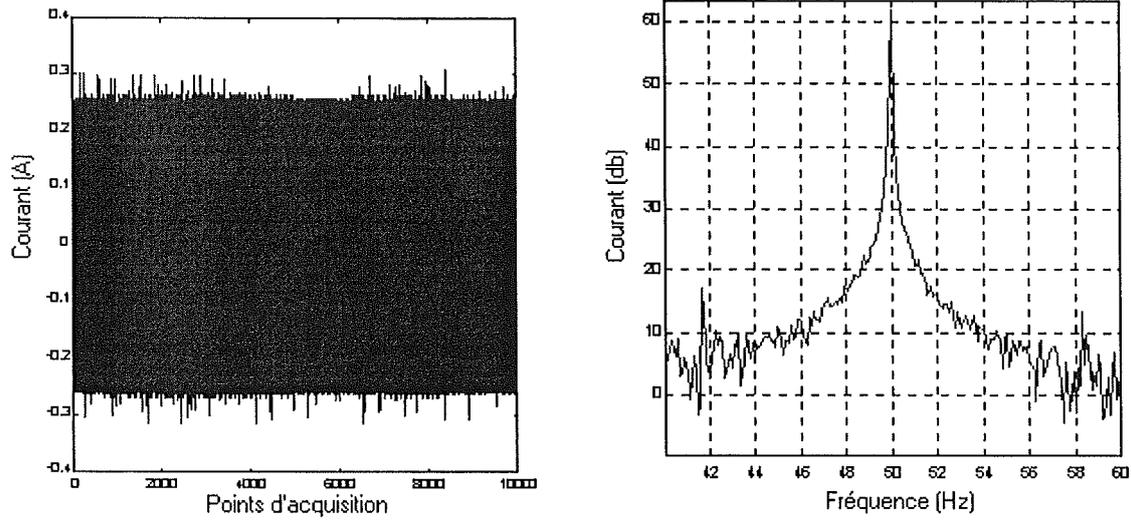


Fig. II-1: Moteur sain

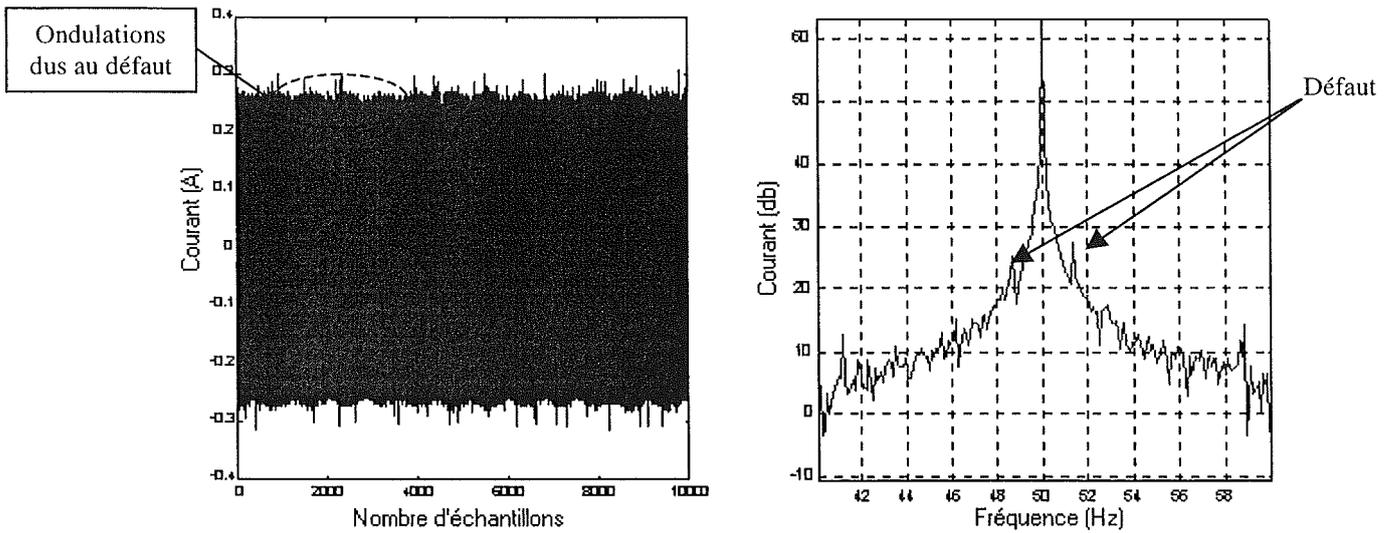


Fig. II-2: Moteur avec deux barres cassées

Ceci a fait apparaître deux pics aux fréquences $f_s(1 \pm 2g)$ et ainsi extraire l'information de la présence de barres cassées au rotor.

2- Le spectrogramme

La transformée de Fourier est surtout utilisée pour l'analyse des systèmes en régimes permanents. Cependant, il est possible de la mettre en œuvre pour l'étude de fonctionnements dynamiques, par la méthode du spectrogramme [Flandrin 93].

Le spectrogramme est le calcul répétitif de la transformée de Fourier sur une fenêtre temporelle glissant sur le signal. Son calcul sera donc soumis aux paramètres suivant :

- Longueur de la fenêtre.
- Type de fenêtre de pondération.
- Longueur totale du signal analysé.
- Pas de glissement de la fenêtre ou pas temporel.

$$S_x(t, \nu) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} x(s) \cdot h^*(s-t) e^{-i.2\pi\nu s} ds \right|^2 \quad (2)$$

Où $x(s)$: le signal temporel

$h^*(s-t)$: la forme conjuguée de la fenêtre choisie.

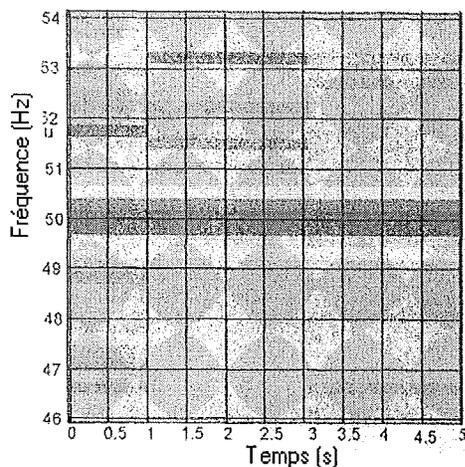


Fig. II-3: Rotor sain

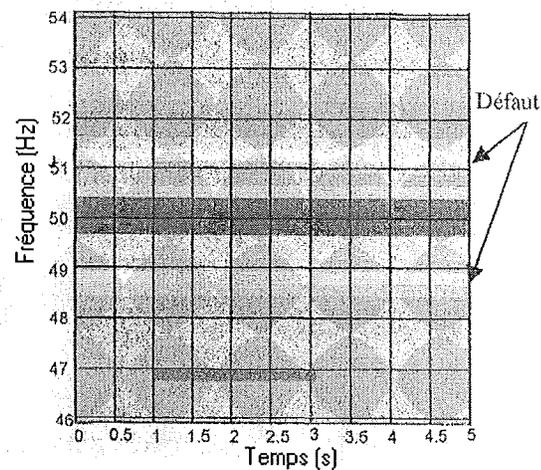


Fig. II-4: Rotor avec deux barres cassées

Spectrogramme du courant statorique [Brule 00]

L'analyse des signaux en régime permanent permet de repérer la présence de défaut (barres cassées).

C- Analyse en régime transitoire

1- L'analyse temporelle (Comparaison des données)

Cette méthode consiste à comparer des données de mesures pour un état sain et pour un état en présence de défaut et identifier ainsi l'anomalie.

Une comparaison directe des signaux acquis peut ne pas être significative à cause des déphasages entre les signaux lors de l'acquisition. Pour cela des compositions des signaux initiaux peuvent être représentatifs des signaux de mesures. ($I_d^2 + I_q^2$, par exemple, représente l'ensemble des acquisitions des courants statoriques et peut de la sorte fournir un résidu significatif lors de la présence de défaut).

Des essais ont été effectués sur une machine avec deux barres cassées. Les résultats n'ont pas permis d'identifier la présence de cassure de barres durant le régime transitoire.

2- L'analyse spectrale (transformation de Fourier)

Cette méthode a été appliquée sur différentes acquisitions de signaux en régime transitoire. Le résultat a été négatif puisque la précision fréquentielle dépend de la fréquence d'échantillonnage (F_{ech}) et du nombre (N) d'échantillons de l'enregistrement :

$$\Delta f = \frac{F_{ech}}{\Delta t \cdot F_{ech}} = \frac{F_{ech}}{N} \quad (3)$$

Or ici, quel que soit le niveau de charge, le régime transitoire qui nous intéresse dure environ 150 ms ce qui nous donne une précision de 6.66 Hz, ceci est très insuffisant [Brule 00].

L'analyse de Fourier ne s'avère pas efficace en régime transitoire à cause de la faible durée de ce régime et donc de la faible précision fréquentielle de l'analyse.

3- Le spectrogramme

Les différents spectrogrammes effectués sur les enregistrements en régime transitoire (démarrage) avec ou sans défaut n'ont montré aucune différence significative. L'un des problèmes majeurs provient du fait que le régime transitoire dure très peu de temps (environ 150 ms), ce qui nous oblige à prendre une fenêtre glissante très petite. Cela engendre une précision fréquentielle réduite.

4- Distribution de Wiegner Ville

[Jianguo 92] montre que le ratio des amplitudes des composantes $f(1 \pm 2g)$ sur l'amplitude de la fondamentale est plus important en régime transitoire qu'en régime permanent. Il est donc plus intéressant d'effectuer une analyse sur le régime transitoire. L'analyse de Wigner-Ville qui combine l'analyse spectrale à celle temporelle paraît plus appropriée que l'analyse de Fourier ou le spectrogramme [Andria 96].

Soit $x(t)$ un signal complexe. La distribution continue de Wigner-Ville est définie par :

$$Wx(t, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) e^{-2i\nu\tau} d\tau \quad \text{où } * \text{ désigne la notation conjuguée.}$$

La relation précédente est définie sur tout l'espace temporel, or d'un point de vue pratique, la plupart des signaux analysés sont de longueurs finies. Nous pouvons donc définir la transformée Pseudo-Wigner-Ville :

$$Wx(t, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(\tau) \cdot x(t + \tau/2) \cdot x^*(t - \tau/2) e^{-2i\nu\tau} d\tau$$

$$\text{avec } p(\tau) = h(\tau/2)h(-\tau/2)$$

[Jianguo 92] utilise une fenêtre glissante pour réduire les variations dues au régime transitoire. Cette fenêtre a la forme suivante:

$$PW_x(n, m) = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{K=0}^L |W(k)|^2 \sum_{l=-M+1}^M g(l) x(n+k+l) x^*(n-k+l) e^{-j2k \frac{2x}{N}} \quad (4)$$

avec $W(k)$ est une fenêtre de Hanning de largeur $2L+1$ et $g(l)$ est une fenêtre rectangulaire de largeur $2M-1$. Alors $L = M$.

Les figures suivantes montrent une analyse Temps-fréquence d'une machine saine et d'une machine avec deux barres cassées [Jianguo 92].

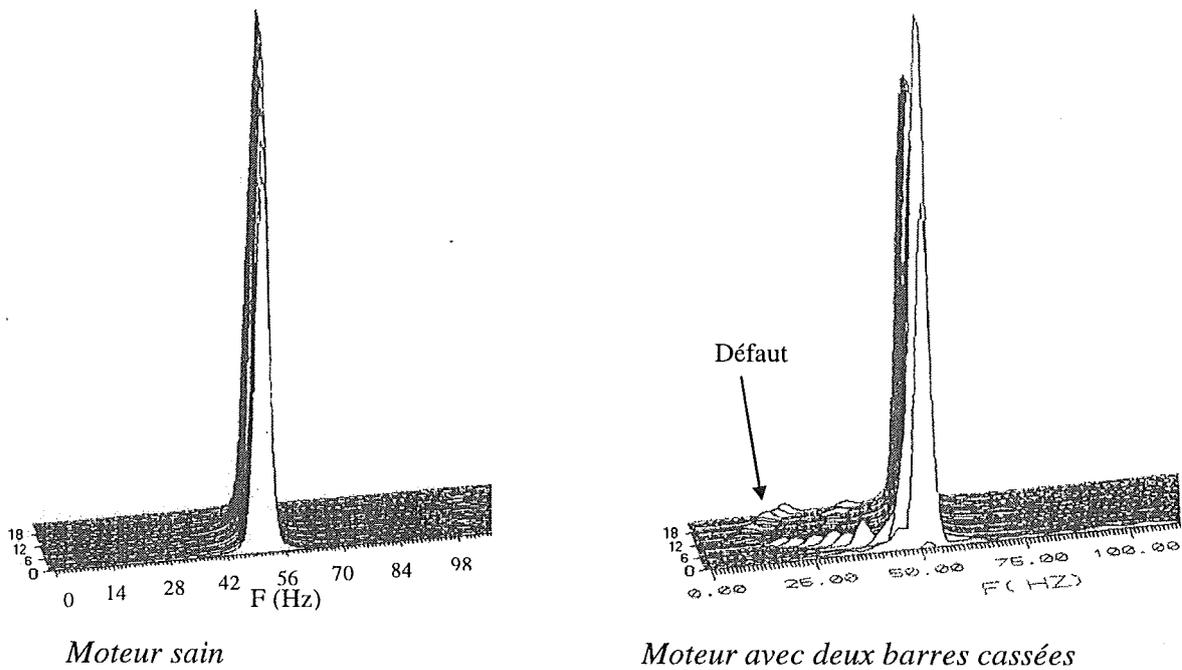


Fig. II-5: Spectre Temps Fréquence de [Jianguo 92]

Nos systèmes d'acquisition ne nous ont pas permis de mettre en évidence ce phénomène avec les machines que nous avons utilisées.

D- Conclusion

Dans cette partie nous avons présenté les méthodes courantes d'analyse des signaux de diagnostic externe en régime transitoire et en régime permanent. Les méthodes présentées sont l'analyse spectrale, le spectrogramme, l'analyse temporelle et la distribution de Wigner Ville.

Nous avons pu établir que ces méthodes ne sont pas utilisables durant tous les régimes de fonctionnement.

En régime permanent, le nombre de points d'acquisition est suffisant pour faire tous les types d'analyse. Cependant, les signaux d'acquisition sont pauvres en information.

Le régime transitoire du moteur est rapide, ceci limite le nombre de point d'acquisition. Alors, il n'est pas possible d'utiliser toutes les méthodes d'analyse. Les signaux sont riches en informations qui sont difficilement exploitable durant ce régime.

III- Méthodes d'obtention et d'analyse des signaux à base de modèles (diagnostic interne)

A- Introduction

Ces méthodes de détection reposent sur une connaissance à priori du système. Elles s'appuient sur la connaissance des paramètres caractéristiques du système étudié ou de variables représentatives développées à partir des acquisitions. Une comparaison entre les paramètres identifiés à un état de fonctionnement normal (sain) et ceux identifiés à un état de fonctionnement anormal nous alerte sur la présence de défaut.

L'utilisation de ces méthodes nécessite la connaissance au préalable des variations de ces paramètres dans les conditions de fonctionnement normales et lors de la présence de défaut.

B- Techniques d'identification

L'identification est la détermination, à partir de la connaissance des signaux d'entrées et de sorties, d'un modèle mathématique appartenant à une classe donnée pour lequel les comportements dynamiques ou statiques sont équivalents à ceux du processus au sens d'un critère donné [Zadeh 63].

Donc, le processus de diagnostic peut se faire suivant les étapes suivantes:

- Le choix d'un modèle mathématique
- Le choix des signaux d'entrées et de sorties
- Un critère de similitude entre le modèle et le processus

Le processus d'identification [Ljung 87] se base par la suite sur un algorithme d'optimisation de l'erreur entre les paramètres du modèle et ceux du système étudié. [Khelif 94] présente l'application de quelques algorithmes pour l'identification des paramètres de la machine asynchrone.

Ces méthodes ne sont pas utilisables en temps réel puisqu'il est nécessaire de connaître à l'avance les enregistrements des signaux d'entrées et de sorties.

C- Techniques d'estimation d'état

L'estimation des variables internes d'un système en se basant sur un modèle approché, comme par exemple l'estimation des flux ou des courants rotoriques dans la machine asynchrone sur la base du modèle de Park, peuvent donner dans certains cas des informations sur la présence de défauts.

L'observation, présentée plus loin, effectue la correction des variables estimées sur la base de mesures. Ces techniques permettent le suivi de grandeurs utilisées en commande ou pour le diagnostic. Le chapitre IV développera cette stratégie de surveillance.

D- Techniques des résidus

Un test sur les résidus permet de détecter une défaillance éventuelle. Les résidus sont des signaux générés à partir d'un modèle proche du système à surveiller. Ce modèle est de manière générale, constitué d'un ensemble de relations de contraintes dynamiques liant deux types de variables : des variables inconnues (variables internes, perturbations, entrées inconnues,...) et des variables connues (consignes, variables mesurées). Les résidus sont théoriquement nuls en fonctionnement normal et différents de zéro lorsqu'une défaillance survient.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour faire ressortir un résidu significatif de la présence de défaut. La difficulté majeure consiste à faire la liaison entre le résidu établi et un défaut particulier. Nous citons ci-dessous deux cas d'utilisation de résidus pour le diagnostic parmi ceux existants dans la bibliographie.

[Schaeffer 99-a] établit l'identification de court-circuit de spires au bobinage statorique en utilisant la méthode d'erreur de prédiction sur le modèle d'erreur de sortie. Cette méthode effectue la minimisation du carré de l'erreur de sortie entre le signal estimé et le signal mesuré.

Il étend l'identification des paramètres électriques de la machine à une variable α représentant le comportement entré/sortie en modifiant le modèle de Park.

$$\begin{cases} U^T = [u^T \ \omega_m \ \omega_s \ \omega_x] \\ \dot{X} = A(\lambda_0, \omega_m, \omega_x)X + B(\lambda_0)\mu \\ y = CX + \alpha\omega_s \frac{u}{|u|^2} \end{cases} \quad (5)$$

avec $\lambda_0 = [a \ b \ c \ d \ \alpha]$ et :

$$\begin{cases} a = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & b = \frac{L_s(1-\sigma)}{T_r} \\ c = \frac{1}{\sigma L_s} & d = \frac{1}{T_r} \end{cases}$$

Et les matrices A, B et C représentent le modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park.

L'auteur pose $\alpha \omega_s \frac{u}{|u|^2} = i_f$. Ce courant est de même phase que la tension et d'amplitude proportionnelle à la pulsation statorique. La modification ajoute un degré de liberté permettant d'expliquer en partie l'influence d'un défaut sur le comportement entrée/sortie.

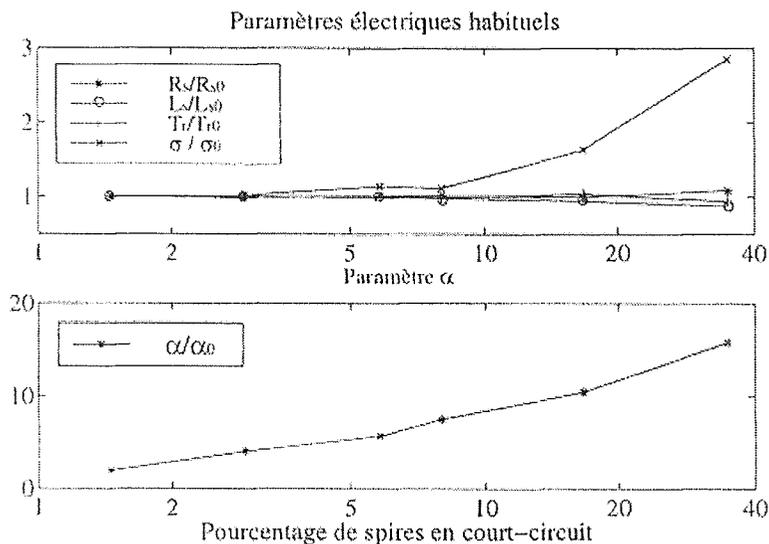


Fig. II-1: Evolution des paramètres estimés en fonction du pourcentage de spires en court-circuit [Schaeffer 99-b]

Les modifications apportées au modèle ont permis d'établir des résidus sensibles aux petites variations du nombre de spires des phases statoriques [Schaeffer 99-a] incluant ainsi divers phénomènes naturels tel que les pertes fer.

L'auteur a ainsi établi une méthode de diagnostic d'un défaut statorique en se basant sur la génération de résidus significatifs par l'utilisation de modèles modifiés de la machine.

[Christophe 99] pour sa part utilise les relations de redondance analytique (ARR) [Chow 84] basées sur le modèle de Park pour générer des résidus significatifs robustes et vérifier ainsi la présence de défaut se basant sur les mesures électriques et mécaniques.

Après une génération de résidus R_1 et R_2 par ARR, l'auteur construit des résidus, sur la base de la matrice *Sylester*, robustes aux variations de R_s et R_r .

Il impose des variations de R_s de 20% durant les intervalles [1s, 2s] et [5s, 6s] et R_r de 50% durant les intervalles [3s, 4s] et [5s, 6s] et surveille des résidus développés. Ceci donne les résultats des figures II-7 et II-8 tels que R_α est robuste à R_s et R_β est robuste à R_r . Les résultats présentés par [Christophe 99] montrent que les résidus obtenus font office d'alerte lors d'un dysfonctionnement au stator ou au rotor.

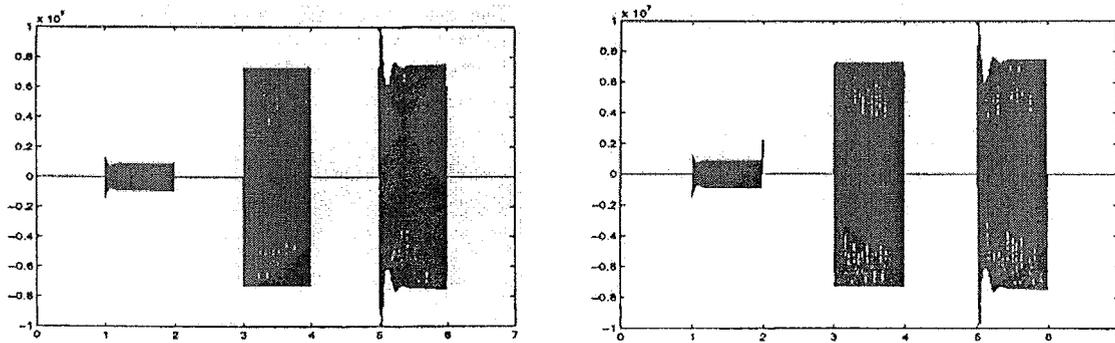


Fig. II-2: Evolution de R_1 et R_2 lors des variations de R_s et R_r [Christophe 99]

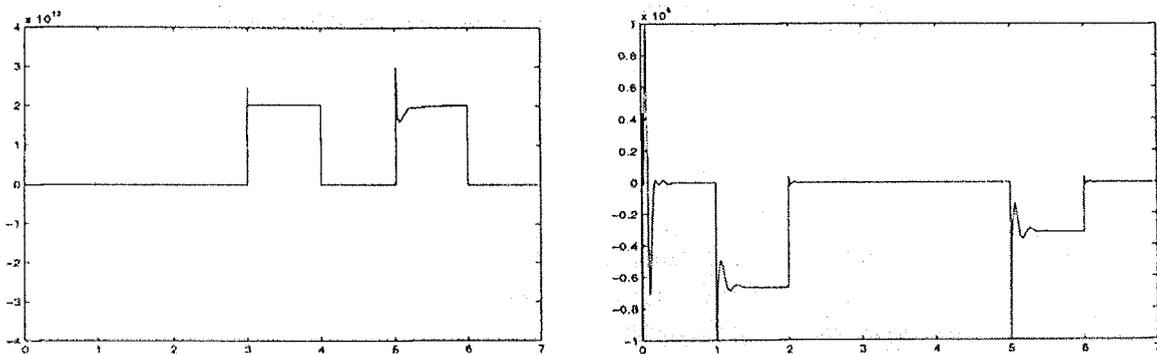


Fig. II-3: Evolution de R_α et R_β lors des variations de R_s et R_r [Christophe 99]

IV- Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre un panorama non exhaustif des méthodes d'obtention et d'analyse des signaux de détection, utilisées dans le but du diagnostic des systèmes. Le choix de la méthode ou de la technique dépend de la nature et du comportement du système surveillé ainsi que du défaut recherché.

Les méthodes sans modèles se basent sur l'analyse des signaux d'acquisition. Elles ont l'avantage de l'indépendance de l'analyse par rapport aux fluctuations internes du système. D'autre part, n'effectuant pas de filtrage de l'information, celle-ci reste intégrale et riche. Cependant, les informations pertinentes pour le diagnostic, liées aux défauts, peuvent être noyées dans les bruits.

Les méthodes qui se basent sur la connaissance à priori des systèmes (avec modèle) procèdent au filtrage des signaux d'acquisition, ceci entraîne une perte d'information. Mais, le filtrage fait ressortir les informations pertinentes pour des défauts particuliers. Cet apport de connaissance permet de quantifier l'étendue du dommage dans le système.

Le travail présenté s'axe vers du diagnostic interne et spécialement vers l'estimation des données par observation des paramètres internes. L'établissement des observateurs nécessite la définition de modèles. Pour cela, dans le chapitre suivant, nous présentons les modèles choisis pour synthétiser l'observation.

CHAPITRE III

Recherche de signatures en vue de suivi de défauts

I- Introduction

Le diagnostic des défaillances par le suivi paramétrique peut reposer sur l'estimation des évolutions de certains paramètres électriques de la machine en utilisant des observateurs. Les variations des paramètres sélectionnés doivent être représentatives des défauts considérés.

Aussi, avant de développer les observateurs utilisés, il faut d'une part définir les modèles sur la base desquels ils seront construits, et d'autre part faire un choix judicieux des variables à suivre.

Nous présentons dans ce chapitre les modèles utilisés, les hypothèses simplificatrices et expliquons le choix de ces modèles. Nous présentons les variables retenues pour discriminer les défauts en explicitant leur rôle dans le diagnostic.

II- Modèle triphasé-triphasé

A- Présentation du modèle

Le moteur est constitué de deux parties; le circuit électrique et le circuit magnétique. Le circuit électrique est constitué de trois bobinages répartis au stator, alimentés en triphasé alternatif en courant ou en tension. Pour notre étude le choix est porté sur une alimentation en tension, généralement utilisée pour les moteurs asynchrones. Le rotor du moteur est constitué de barres court-circuitées et disposées en cage d'écureuil ou d'un bobinage rotorique (dans le cas d'une machine à rotor bobiné). Il est représenté dans le modèle triphasé-triphasé par trois phases court-circuitées entre elles et ramenées au stator [Chatelain 83], [Poloujadoff 87].

Des hypothèses simplificatrices sont posées lors de l'élaboration d'un tel modèle:

- Les pertes fer sont négligées.
- La saturation du circuit magnétique est négligée.
- L'effet d'extrémité des têtes de bobines est négligé.
- Le stator est considéré comme lisse et l'entrefer constant (l'effet des encoches est négligé).
- Les harmoniques de toute origine, autre que temporelle, sont négligées.

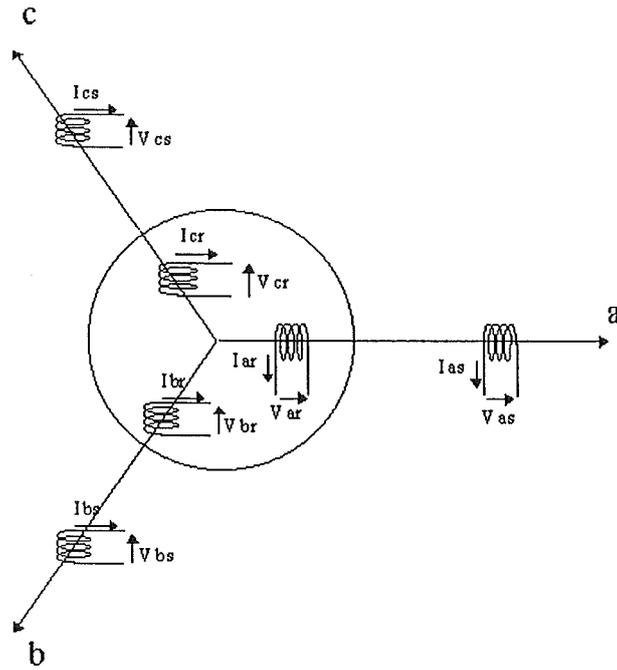


Fig. III-1: Représentation du modèle triphasé-triphasé

Cette représentation dynamique du moteur conduit aux équations suivantes [Barret 82], [Caron 95] :

$$\begin{aligned}
 v_{as} &= R_{s_a} i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} & v_{ar} &= R_{r_a} i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} = 0 \\
 \text{Pour le stator: } v_{bs} &= R_{s_b} i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} & \text{et pour le rotor: } v_{br} &= R_{r_b} i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} = 0 \quad (1) \\
 v_{cs} &= R_{s_c} i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} & v_{cr} &= R_{r_c} i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} = 0
 \end{aligned}$$

Sachant que : $\phi = LI$, les deux systèmes d'équations peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivante:

$$[V] = [R][I] + \frac{d[L]I}{dt}, \text{ ce qui nous ramène à: } [V] = [R][I] + \frac{d[L]}{dt}[I] + [L]\frac{d[I]}{dt}$$

$$\text{En décomposant : } \frac{d[L]}{dt} = \frac{d[L]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = [G]\omega_r$$

$$\text{Alors: } [V] = ([R] + [G]\omega_r)[I] + [L]\frac{d[I]}{dt} \quad (2)$$

$$\text{Avec } [V]^T = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs} \quad 0 \quad 0 \quad 0] \text{ et } [I]^T = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs} \quad i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_{s_a} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s_b} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{s_c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{r_a} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{r_b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{r_c} \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{sa} + L_{fsa} & M'_{sa sb} & M''_{sa sc} & M_{sara} & M'_{sa rb} & M''_{sa rc} \\ M''_{sb sa} & L_{sb} + L_{fsb} & M''_{sb sc} & M''_{sb ra} & M_{sb rb} & M'_{sb rc} \\ M'_{sc sa} & M''_{sc sb} & L_{sc} + L_{fsc} & M'_{sc ra} & M''_{sc rb} & M_{sc rc} \\ M_{ra sa} & M'_{ra sb} & M''_{ra sc} & L_{ra} + L_{rfa} & M'_{ra rb} & M''_{ra rc} \\ M''_{rb sa} & M_{rb sb} & M'_{rb sc} & M''_{rb ra} & L_{rb} + L_{rfb} & M'_{rb rc} \\ M'_{rc sa} & M''_{rc sb} & M_{rc sc} & M'_{rc ra} & M''_{rc rb} & L_{rc} + L_{rfc} \end{bmatrix}$$

Dans le cas d'une machine saine sans déséquilibre de paramètres [Abou-Akar 91], [Lyshevski 99], nous avons :

$R_s = R_{s_a} = R_{s_b} = R_{s_c}$ et $R_r = R_{r_a} = R_{r_b} = R_{r_c}$, et la matrice inductive [L] deviendra:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s + L_{fs} & -\frac{L_s}{2} & -\frac{L_s}{2} & L_m \cdot \cos(p\theta) & L_m \cdot \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_m \cdot \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\frac{L_s}{2} & L_s + L_{fs} & -\frac{L_s}{2} & L_m \cdot \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & L_m \cdot \cos(p\theta) & L_m \cdot \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{L_s}{2} & -\frac{L_s}{2} & L_s + L_{fs} & L_m \cdot \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_m \cdot \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & L_m \cdot \cos(p\theta) \\ L_m \cdot \cos(p\theta) & L_m \cdot \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & L_m \cdot \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_r + L_{fr} & -\frac{L_r}{2} & -\frac{L_r}{2} \\ L_m \cdot \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_m \cdot \cos(p\theta) & L_m \cdot \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & -\frac{L_r}{2} & L_r + L_{fr} & -\frac{L_r}{2} \\ L_m \cdot \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & L_m \cdot \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_m \cdot \cos(p\theta) & -\frac{L_r}{2} & -\frac{L_r}{2} & L_r + L_{fr} \end{bmatrix}$$

$$[G] = -L_m \cdot p \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \sin(p\theta) & \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 & \sin\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \sin(p\theta) & \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 & \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \sin(p\theta) \\ \sin(p\theta) & \sin\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin(p\theta) & \sin\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \sin\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin(p\theta) & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le comportement mécanique de la machine asynchrone dépend de l'inertie J , du couple électromagnétique C_e , du couple mécanique résistant C_r , et du couple de frottement fluide $C_f = f\Omega_r$, où f est la constante de frottement fluide. Le frottement sec, lui, est indépendant de la vitesse, et n'est pas pris en compte.

$$\text{L'équation mécanique est définie par: } J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad (3)$$

Le couple électromagnétique en fonction des trois courants statoriques et des trois courants rotoriques s'exprime sous la forme: $C_e = \frac{1}{2} [I]^T \cdot [G] [I]$ (4)

Le modèle dynamique triphasé-triphasé de la machine asynchrone [Ah-Jaco 97] est:

$$\begin{cases} \dot{[I]} = [L]^{-1} ([V] - ([R] + [G]\omega)[I]) \\ \dot{\omega} = \frac{1}{2J} ([I]^T \cdot [G] [I]) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \omega \end{cases} \quad (5)$$

Le développement complet de ces équations est présenté en Annexe G.

B- Discrimination des défauts

Le modèle triphasé-triphasé représente réellement les trois phases statoriques ce qui permet de différencier le comportement de chaque phase. Les enroulements rotoriques (barres + anneaux) sont représentés par trois phases rapportées au stator.

Sachant que l'avènement d'un défaut dans la machine engendre un déséquilibre entre les phases de la machine au rotor ou au stator (chapitre I), ce modèle prend en compte ces déséquilibres et permet ainsi d'exploiter la richesse des signaux d'acquisition.

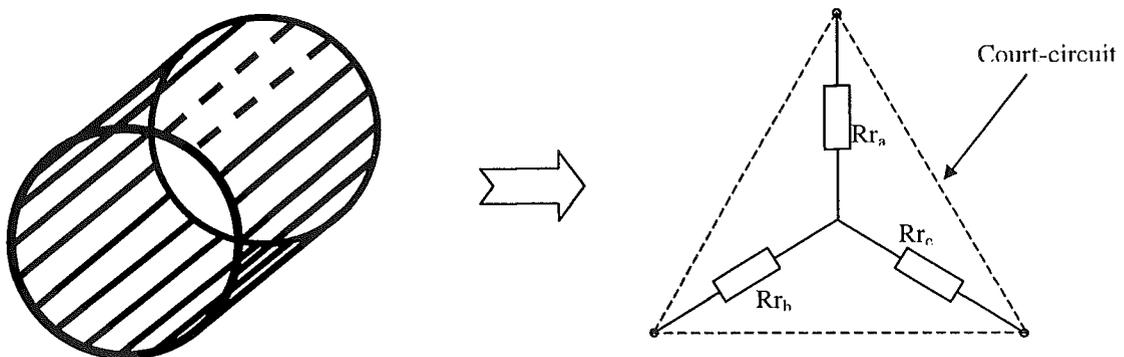


Fig. III-2: Représentation triphasée du rotor

L'approche adoptée consiste à étendre la surveillance, avec un observateur, aux trois résistances rotoriques fictives équivalentes qui représentent l'enroulement rotorique. Ainsi, si le moteur est sain, les phases rotoriques seront équilibrées, d'où une égalité entre les trois résistances représentatives.

Si par contre un défaut rotorique survient, il provoque un déséquilibre électrique et induit une variation des valeurs des résistances représentatives qui ne seront plus égales entre elles. Nous considérons que cette différence permet de diagnostiquer un défaut au rotor d'une part et d'évaluer la gravité de la détérioration rotorique d'autre part.

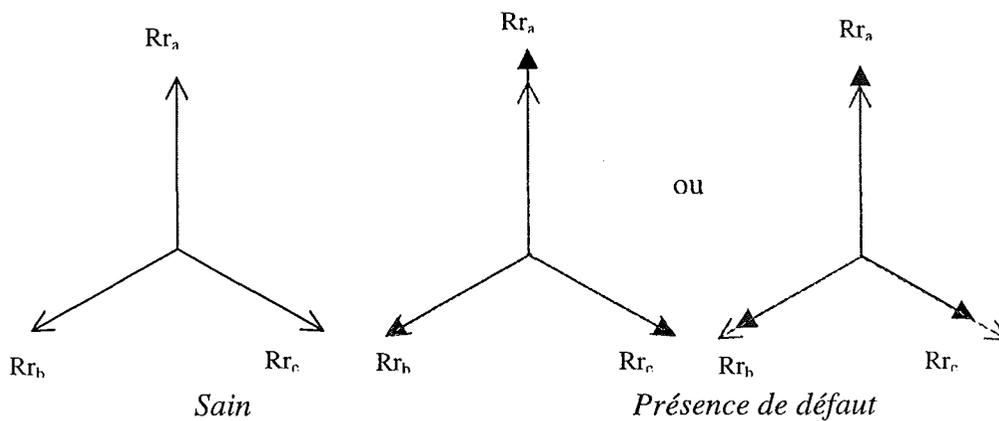


Fig. III-3: Evolution hypothétique des trois résistances rotoriques

La figure III-3 montre deux cas possibles de variations hypothétiques des résistances rotoriques lors de la présence d'un défaut au rotor. Le premier cas montre $R_{rb} = R_{rc}$ et R_{ra} est différent des deux autres. Le deuxième cas montre $R_{ra} \neq R_{rb} \neq R_{rc}$.

La figure III-4 présente l'évolution de deux des trois résistances rotoriques. L'évaluation de la troisième résistance permet de vérifier les résultats donnés par les deux premières évaluations. Puisqu'il est possible, lors de cassure de barres, que deux résistances soient égales entre elles et différentes de la troisième résistance (fig.III-3).

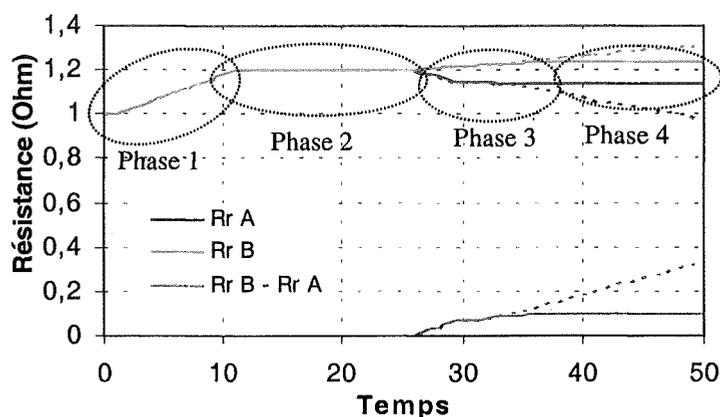


Fig. III-4: Evolutions hypothétiques des résistances rotoriques

La phase 1 de l'évolution représente la variation des résistances durant une variation de température ou de la fréquence des courants rotoriques (effet field). L'écart entre les deux résistances est nul, ce qui indique que le moteur est sain.

Durant la phase 2 de l'évolution, les résistances sont constantes et égales entre elles. Ceci représente un régime de fonctionnement normal et stable de la machine.

La phase 3 de l'évolution présente une variation des deux résistances. Elles ne sont plus égales entre elles. Ceci suppose la fêlure ou la rupture d'une portion d'anneau ou d'une barre au rotor. Au terme de cette phase, on peut supposer une stabilisation de l'état (phase 4), une détérioration très lente ou alors une accélération de la propagation du défaut (phase 4 ---).

Le ratio de l'écart entre deux résistances sur la résistance moyenne peut être un bon indicateur de l'état de gravité du rotor. On peut grâce à cet indicateur prévoir la réparation ou l'arrêt d'urgence de la machine pour éviter que la chaîne de traction ne soit endommagée en entier.

C- Conclusion

Cette approche par observation nous permet de différencier l'effet des défauts rotoriques par rapport aux autres phénomènes qui provoquent la variation des résistances (température, effet field...).

Son inconvénient majeur est la complexité du modèle qui suppose un volume de calcul important lors de l'observation.

III- Modèle de Park

A- Présentation du modèle

La représentation de Park ou représentation vectorielle, représente la projection des trois phases de la machine sur un repère biphasé orthogonal. En plus des simplifications considérées dans la modélisation triphasé-triphasé, dans le modèle de Park, la machine est supposée électriquement équilibrée.

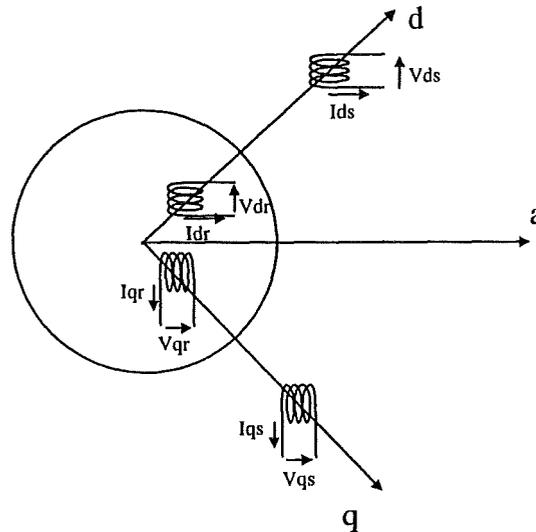


Fig. III-5: Représentation de Park

Le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée [Vas 92], en utilisant la matrice de transformation [P] de Park représentée ci-dessous, repose sur la conservation des forces magnétomotrices :

d'où:

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

et

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Cette transformation est orthonormée. Elle conserve la puissance instantanée. La composante homopolaire s'annule si la machine est supposée équilibrée. Si le système n'est pas équilibré, que ce soit par son alimentation (défaut d'alimentation), ses courants ou ses flux (défaut de bobinage ou défaut de circuit magnétique) la représentation biphasée n'est plus valide et ne conduirait plus à un découplage aussi intéressant que celui de Park.

Dans le cas d'une machine équilibrée, les transformations suivantes sont appliquées au stator et au rotor :

$$[v_{dgo}] = [P] \cdot [v_{abc}] ; [i_{dgo}] = [P] \cdot [i_{abc}] ; [\varphi_{dgo}] = [P] \cdot [\varphi_{abc}]$$

A partir des équations du stator et du rotor de (1), on peut écrire:

$$\text{Au stator: } \begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} \\ v_{so} = R_s i_{so} + \frac{d\varphi_{so}}{dt} \end{cases} \quad \text{Et au rotor: } \begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{dr} \\ v_{ro} = R_r i_{ro} + \frac{d\varphi_{ro}}{dt} \end{cases} \quad (7)$$

Sachant que:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{so} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{so} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ro} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{so} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (8)$$

v_{so} et v_{ro} sont nulles . La machine asynchrone est représentée uniquement dans les axes d et q

[Boldea 92] :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix}$$

L'expression du couple électromagnétique C_e est devenue : $C_e = p(\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds})$

On peut aussi, en utilisant les flux rotoriques obtenir: $C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds})$ (9)

Nous avons retenu dans notre étude le repère lié au champ tournant.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix}$$

avec: $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$

La machine est représenté alors par :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds} = -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m T_r \sigma}\right) \varphi_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m \sigma}\right) \omega_r \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} = -\omega_s i_{ds} - \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) i_{qs} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m \sigma}\right) \omega_r \varphi_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m T_r \sigma}\right) \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \dot{\varphi}_{dr} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + \omega_{sl} \varphi_{qr} \\ \dot{\varphi}_{qr} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} + \omega_{sl} \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} \\ \dot{\omega}_r = \frac{L_m p}{L_r J} (i_{ds} \varphi_{qr} - i_{qs} \varphi_{dr}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \quad (10)$$

Le modèle de la machine électrique dans le repère de Park est non-linéaire à cause de la présence de la vitesse dans les équations électriques du système d'état. L'extension éventuelle du système d'état à d'autres variables augmenterait cette non-linéarité.

B- Discrimination des défauts

Il a été précisé que la représentation biphasée du modèle de Park n'est valide que si les alimentations sont équilibrées et si la machine est saine et équilibrée. Lors de l'apparition d'un défaut, un déséquilibre s'instaure dans la machine.

[Moreau 99] identifie les paramètres du circuit équivalent de la machine asynchrone en présence de différents types de défauts. Ses résultats montrent que:

- Lors de rupture de barres au rotor, la résistance rotorique augmente et les autres paramètres, c'est à dire la résistance statorique et les inductances de fuite statorique et rotorique, diminuent.
- Lors d'un court circuit entre spires du bobinage statorique, la résistance statorique augmente et les autres paramètres diminuent.

	R_s	R_r	L_r	L_f
<i>Défaut dans la cage rotorique</i>	↘	↗	↘	↘
<i>Défaut de court circuit au bobinage statorique</i>	↗	↘	↘	↘

Fig. III-6: Evolution des paramètres en présence de défauts [Moreau 99]

Pour diagnostiquer la présence d'un défaut, il est nécessaire de suivre une paire de paramètres constitués d'une variable résistive et l'autre inductive.

Nous comptons évaluer la résistance rotorique globale et l'inductance magnétisante de la machine. Ces grandeurs sont considérées comme des paramètres indicateurs de résidus et ne sont plus considérées comme les valeurs de résistance et inductance propre de la machine lors de la présence d'un défaut. Les paramètres fournissent une signature du défaut.

C- Conclusion

La seule connaissance de la résistance rotorique peut indiquer la présence d'un défaut au rotor mais aussi une évolution due à un phénomène naturel tel que la température.

Un défaut autre qu'une rupture au rotor peut avoir une influence sur la température de la machine et donc indirectement sur la résistance rotorique. Ainsi, la connaissance de l'évolution de ce seul paramètre n'est pas suffisante pour diagnostiquer la présence d'un défaut au rotor. Il est nécessaire de compléter cette information par la surveillance d'un deuxième paramètre sensible au défaut.

Compte tenu de la simplicité des équations du modèle de Park par rapport au modèle triphasé-triphasé, l'observation nécessite moins de calcul. Ceci rend la surveillance en temps réel possible. Par contre, ce modèle ne permet pas, par le suivi uniquement de la résistance

rotorique, de différencier les évolutions de celle-ci qui sont dues aux défauts de celles dues aux dérives naturelles. L'apprentissage suppose une multitude d'essais sur des machines de puissances différentes pour identifier d'une manière exacte les évolutions dues aux phénomènes naturels.

IV- Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les modèles utilisés : le modèle de Park lié au champ tournant et le modèle triphasé-triphasé. Nous en avons déduit les variables qui doivent être suivies : pour le modèle triphasé-triphasé les trois résistances rotoriques et pour le modèle de Park la résistance rotorique et l'inductance magnétisante.

Le modèle triphasé-triphasé permet de voir les dissymétries qui peuvent apparaître lors de défauts. Cependant, sa complexité rend l'observation lourde et nécessite des ressources de calcul importantes.

Le modèle de Park lié au champ tournant, pour sa part, est plus simple, ce qui facilite la synthèse des observateurs. La représentation sur deux axes masque néanmoins des informations qui peuvent être nécessaires au diagnostic et n'est plus valable lors de la dissymétrie de l'alimentation ou de la machine.

Dans le chapitre suivant nous développons des outils d'observations pour les deux modèles.

CHAPITRE IV

Observateurs et suivi de paramètres de la machine

I- Introduction

Les modèles dynamiques des moteurs électriques sont non linéaires puisque les matrices d'état dépendent de la pulsation rotorique. Il est donc nécessaire de synthétiser des observateurs qui prennent en compte cette non-linéarité. De plus, le vecteur d'état est étendu aux paramètres permettant de tracer le défaut. Cela rend les modèles plus complexes et accroît la non linéarité du système.

Nous avons présenté dans la partie précédente une méthode d'identification des défauts dans la machine asynchrone. Pour effectuer le suivi de paramètres significatifs de ces défauts, c'est à dire les résistances et les inductances, nous proposons d'utiliser les observateurs étendus adaptés aux deux modèles présentés dans le chapitre précédent : modèle dans le repère dq et le modèle triphasé.

Ce chapitre présente la notion d'observateur. Ensuite, il introduit et justifie les formes utilisées. Puis les outils sont validés par des résultats de simulation et des essais expérimentaux.

II- Présentation des observateurs

A- Généralités

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées [Borne 90].

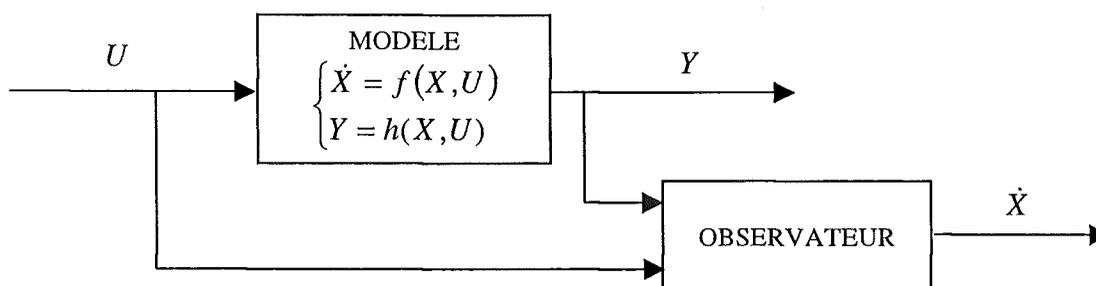


Fig. IV-1: Typologie de l'observation

L'observation se fait en deux phases; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain G . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur, donc son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états.

Nous dénombrons des observateurs déterministes et d'autres stochastiques, d'autre part, ils se départagent en observateurs linéaires et non linéaires [Fossard 93].

Nous allons brièvement présenter les différentes catégories d'observateurs tout en citant les observateurs les plus utilisés. Il existe des variantes d'observateurs développés pour des systèmes spécifiques que nous ne présentons pas.

B- Classification des observateurs

A. Les observateurs déterministes

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur Luenberger dans le cas de modèles linéaires [Grellet 97] ou l'observateur par modes glissants.

Les observateurs stochastiques

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre Kalman illustre bien cette application.

B. Les observateurs linéaires

Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice A du système qui est linéaire et invariant dans le temps. Les observateurs de Luenberger et en mode glissant se basent sur cette approche.

Les observateurs non linéaires

Les systèmes peuvent être non linéaires (machine asynchrone). Dans ce cas des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté.

Deux approches se généralisent :

- La linéarisation autour du point de fonctionnement : pour chaque instant de fonctionnement, le système est considéré linéaire et une réactualisation se fait à chaque pas de temps. Ceci implique une réactualisation des matrices de gain. L'observateur de Kalman à Etat Retardé [Salvatore 88] est un filtre de Kalman à structure particulière qui prend en compte la réactualisation de la matrice A .
- La construction du gain sur la base de la non-linéarité du système: c'est le cas de l'observateur Grand Gain. Cet observateur est synthétisé en prenant en compte la modélisation non linéaire du système.

C- Présentation des observateurs utilisés

Le choix de l'observateur dépend de la structure des modèles. Pour la machine asynchrone deux critères se distinguent; la non-linéarité du système et la nécessité d'effectuer l'observation en temps réel. Il s'agit de réduire au maximum les termes de correction tout en prenant en compte les non-linéarités du modèle. L'observateur grand gain et le filtre de Kalman étendu sont les mieux adaptés à ces exigences.

Nous allons plutôt présenter l'adaptation de ces observateurs aux systèmes non-linéaires représentant les modèles de la machine asynchrone.

1- Le filtre de Kalman étendu

Notre présentation est restreinte à la structure d'observateurs utilisés par la suite. Le système non linéaire se met sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) + W_x \\ y = h(x, u) + W_y \end{cases} \quad (1)$$

W_x et W_y sont des bruits blancs gaussiens

L'observateur de Kalman étendu [Brown 92] [Loron 98] sera de la forme:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) - R \left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right)^T (h(\hat{x}) - y) \\ \dot{R} = Q + \left(\frac{\partial f(\hat{x}, u)}{\partial \hat{x}} \right) R + R \left(\frac{\partial f(\hat{x}, u)}{\partial \hat{x}} \right)^T - R \left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right)^T \left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right) R \end{cases} \quad (2)$$

L'observation se fait en deux étapes : une étape de prédiction $\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u)$ qui consiste à évaluer les variables d'état à partir des équations du modèle, la seconde étape est celle de la correction $R \left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right)^T (h(\hat{x}) - y)$ qui consiste à corriger l'erreur de prédiction sur les variables en utilisant les différences existantes entre les variables observées et celles mesurées.

La matrice Q est constante. La matrice R est initialisée à un état donné et son évolution dépend de la résolution des équations différentielles (2) [Jankovic 93]. Elles sont symétriques définies positives et leur réglage ont une influence majeure sur le comportement de l'observateur (la dynamique et la stabilité).

Donc, le réglage de l'observateur se fait en initialisant les éléments de la matrice R et en affectant les éléments de la matrice Q .

2- L'observateur Grand Gain

Dans cette partie nous présentons brièvement les travaux développés dans [Bornard 91] qui portent sur la synthèse d'observateurs adaptés aux systèmes non linéaires observables. Le modèle de la machine asynchrone appartient à ce type de systèmes.

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3)$$

avec: $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$ et $y \in \mathbb{R}^s$.

Le système (3) doit être uniformément localement observable. Il est alors possible d'effectuer le changement de variable $z = \Gamma(x)$ qui transformera le système (3) en la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + \varphi(u, z) \\ y = Cz \end{cases} \quad (4)$$

L'observateur doit satisfaire le Théorème [Bornard 91] :

- i) la fonction φ est globalement Lipschitzienne par rapport à x , uniformément par rapport à u .

Soit $K = \begin{bmatrix} K_1 & & \\ & \ddots & \\ & & K_p \end{bmatrix}$ une matrice de dimension adéquate telle que, pour chaque

bloc k , la matrice $A_k - K_k C_k$ ait toutes ses valeurs propres à partie réelle négative.

Supposons qu'il existe deux ensembles d'entiers $\{\sigma_1, \dots, \sigma_n \in \mathbb{Z}\}$ et $\{\delta_1 > 0, \dots, \delta_p > 0 \in \mathbb{N}^*\}$ tels que :

- ii) $\sigma_{\mu_k+v} = \sigma_{\mu_k+v-1} + \delta_r \quad k=1, \dots, p, v=1, \dots, \eta_k-1,$
 iii) $\frac{\partial \varphi_i}{\partial z_j} \neq 0 \Rightarrow \sigma_i \geq \sigma_j \quad \text{pour } i, j=1, \dots, n. \quad j \neq \mu_k, k=1..p.$

$$\text{Alors:} \quad \dot{\hat{z}} = A\hat{z} + \varphi(\hat{z}, u) - S_\theta^{-1} \cdot K (C\hat{z} - y) \quad (5)$$

est un observateur exponentiel pour le système (4).

et il existe T_0 tel que, pour tout $T, 0 < T < T_0$.

avec :

$$S(S, \delta) = \begin{bmatrix} S^{\delta_1} \Delta(S^{\delta_1}) & & \\ & \ddots & \\ & & S^{\delta_p} \Delta(S^{\delta_p}) \end{bmatrix}, \quad \Delta_\theta(S) = \begin{bmatrix} 1 & & \\ & S & \\ & & \ddots \\ & & & S^{\eta_\theta-1} \end{bmatrix}$$

En faisant un changement de variable inverse pour revenir au système non linéaire initial, l'observateur pour le système (3) est donné par :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u - \left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t)) \right)^{-1} S_\theta^{-1} (h(\hat{x}) - y). \quad (6)$$

\hat{x} : valeur observée de x .

Γ : est une application $\mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$

Avec : $\Gamma = \left[h_1, L_f h_1, L_f^2 h_1, \dots, L_f^{\delta_1} h_1, h_2, L_f h_2, L_f^2 h_2, \dots, L_f^{\delta_2} h_2, \dots, h_p, L_f h_p, L_f^2 h_p, \dots, L_f^{\delta_p} h_p \right]^T$.

et $L_f^{\delta_k}$ est la dérivée \mathcal{D}_k^i de Lie.

p : nombre de sorties.

et S_θ satisfait la relation de Lyapounov $\dot{S}_\theta = -\theta S_\theta - A^T S_\theta - S_\theta A + C^T C = 0$ (7)

La démonstration est faite dans [Bornard 91].

L'observation là aussi se fait en deux étapes : une étape de prédiction $f(\hat{x}) + g(\hat{x})u$ et une étape de correction $\left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t)) \right)^{-1} S_\theta^{-1} (h(\hat{x}) - y)$. La différence par rapport au filtre de Kalman étendu réside dans la construction du gain qui est multiplié par l'erreur existante entre les variables observées et celles mesurées.

Le réglage de la dynamique de l'observateur est fait avec les paramètres θ_k appelés gains. Ceux-ci sont choisis arbitrairement. Son effet est comme suit :

Une valeur suffisamment grande de θ permet de stabiliser la partie linéaire et de garantir la stabilité de la partie non-linéaire grâce au fait que φ soit imposée globalement Lipschitzienne par rapport à x [Gautier 90]. Si θ est suffisamment grand, le temps de convergence se réduit, mais l'observation devient sensible aux bruits de mesure. Une petite valeur de θ conduit à l'effet inverse.

En comparaison avec le filtre de Kalman étendu cet observateur contient beaucoup moins de variables de réglage ce qui facilite son optimisation. De plus le nombre d'équations à résoudre est beaucoup plus faible et ceci diminue considérablement le temps de calcul. A savoir que pour le filtre de Kalman le nombre d'équations différentielles à résoudre est de $n + \frac{n(n+1)}{2}$ tel que n est la dimension du vecteur d'observation, alors qu'il n'est que de n pour l'observateur Grand Gain.

III- Applications au modèle de Park

A- Utilisation de l'observateur Grand Gain

1. Introduction

Dans cette partie est présenté le suivi des paramètres de la machine asynchrone étendus à la résistance rotorique. Nous avons choisi le modèle de Park lié au champ tournant étendu à la résistance rotorique. Une étude d'observabilité (Annexe B) justifie ce choix.

Le modèle de la machine asynchrone est présenté ci-dessous:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{i}_{ds} = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_r\sigma}\right)i_{ds} + \omega_s i_{qs} + R_r\left(\frac{1-\sigma}{L_m L_r\sigma}\right)\varphi_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m\sigma}\right)\omega_r \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} = -\omega_s i_{ds} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_r\sigma}\right)i_{qs} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m\sigma}\right)\omega_r \varphi_{dr} + R_r\left(\frac{1-\sigma}{L_m L_r\sigma}\right)\varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{qs} \\ \dot{\varphi}_{dr} = \frac{R_r L_m}{L_r}i_{ds} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{dr} + \omega_{sl}\varphi_{qr} \\ \dot{\varphi}_{qr} = \frac{R_r L_m}{L_r}i_{qs} + \omega_{sl}\varphi_{dr} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{qr} \\ \dot{\omega}_r = \frac{L_m P}{L_r J}(i_{ds}\varphi_{qr} - i_{qs}\varphi_{dr}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J}\omega_r \end{array} \right. \quad (8)$$

Nous remarquons que le modèle est non linéaire à cause de la présence de la vitesse et de la résistance rotorique dans ces équations. Ceci nous a conduit à retenir l'observateur grand gain.

Avec ce système, le vecteur d'observation est étendu à la résistance rotorique. L'observateur Grand Gain pour un système non linéaire est de la forme :

$$\hat{\dot{x}} = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u - \left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t))\right)^{-1} S_\theta^{-1}(h(\hat{x}) - y)$$

La synthèse de l'observateur Grand Gain au système d'équations d'états consiste à construire les deux parties du gain : $\left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t))\right)$ et S_θ^{-1}

Alors, nous avons:

$$\hat{\dot{x}} \equiv \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{ds} \\ \dot{\hat{i}}_{qs} \\ \dot{\hat{\phi}}_{dr} \\ \dot{\hat{\phi}}_{qr} \\ \dot{\hat{\omega}}_r \\ \dot{\hat{R}}_r \end{bmatrix}; \quad h(\hat{x}) \equiv \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds} \\ \hat{i}_{qs} \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix}; \quad y \equiv \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \omega_r \end{bmatrix}; \quad S_{\theta}^{-1} \equiv \begin{bmatrix} 2\theta_1 & \theta_1^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \theta_1^2 & \theta_1^3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2\theta_2 & \theta_2^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \theta_2^2 & \theta_2^3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2\theta_3 & \theta_3^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \theta_3^2 & \theta_3^3 \end{bmatrix} \quad (9)$$

Γ est une application de $\mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$. Tel que L_f est la dérivée première de Lie.

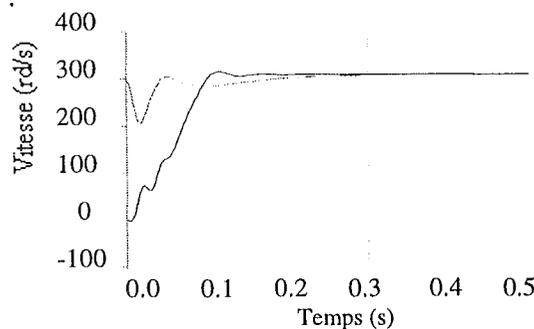
Avec : $\Gamma(x) = [h_1'(x), L_f h_1(x), h_2(x), L_f h_2(x), h_3(x), L_f h_3(x)]^T$.

Compte tenu de la complexité de développement, l'expression analytique de ce terme n'est développée que dans le cas du vecteur réduit (paragraphe suivant).

2. Résultats de simulation pour le système complet étendu à R_r

Dans un premier temps, le comportement de l'observateur sans la réduction de son ordre a été étudié. Les simulations ont été effectuées sous Matlab Simulink. Pour la résolution du système d'équations différentielles, le programme ode45 (Dormand-Prince) fournit par Matlab de Mathworks © a été utilisé. Cette résolution se fait à pas variable avec une tolérance absolue de divergence de l'ordre de 10^{-6} . Les gains de réglage ont été dans un premier temps affecté par des valeurs aléatoires. Leur réglage a été optimisé par des essais de simulation pour obtenir un bon compromis entre la stabilité et la dynamique de l'observation. Nous obtenons ainsi pour notre cas les valeurs suivantes : $\theta_1=3$, $\theta_2=4$, $\theta_3=2,5$.

Les variables du modèle représentant la machine ont été initialisées à zéro (machine à l'arrêt). Les variables observées ont été initialisées à des valeurs non nulles. Au cours du fonctionnement, une variation (Fig.IV-3) de la résistance rotorique est imposée, et le comportement de l'observateur est suivi. Les courbes suivantes présentent les états du modèle (réels) et ceux observés :



(a) Vitesse

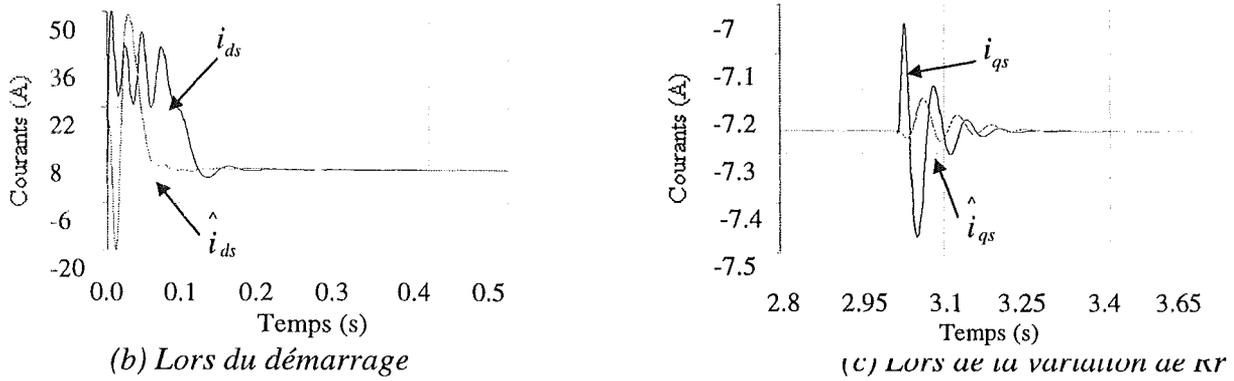


Fig. IV-2: Vitesse et Courants réels et observés suivant les axes d et q

En simulant un démarrage du moteur, la vitesse et les courants observés convergent vers les valeurs du modèle à l'issue du régime transitoire de démarrage (Fig.IV-2.b).

Lors de la variation imposée de la résistance rotorique une variation des courants statoriques se produit, et les courants observés suivent cette variation.

Les courbes suivantes montrent qu'il en est de même pour les flux et la résistance rotorique.

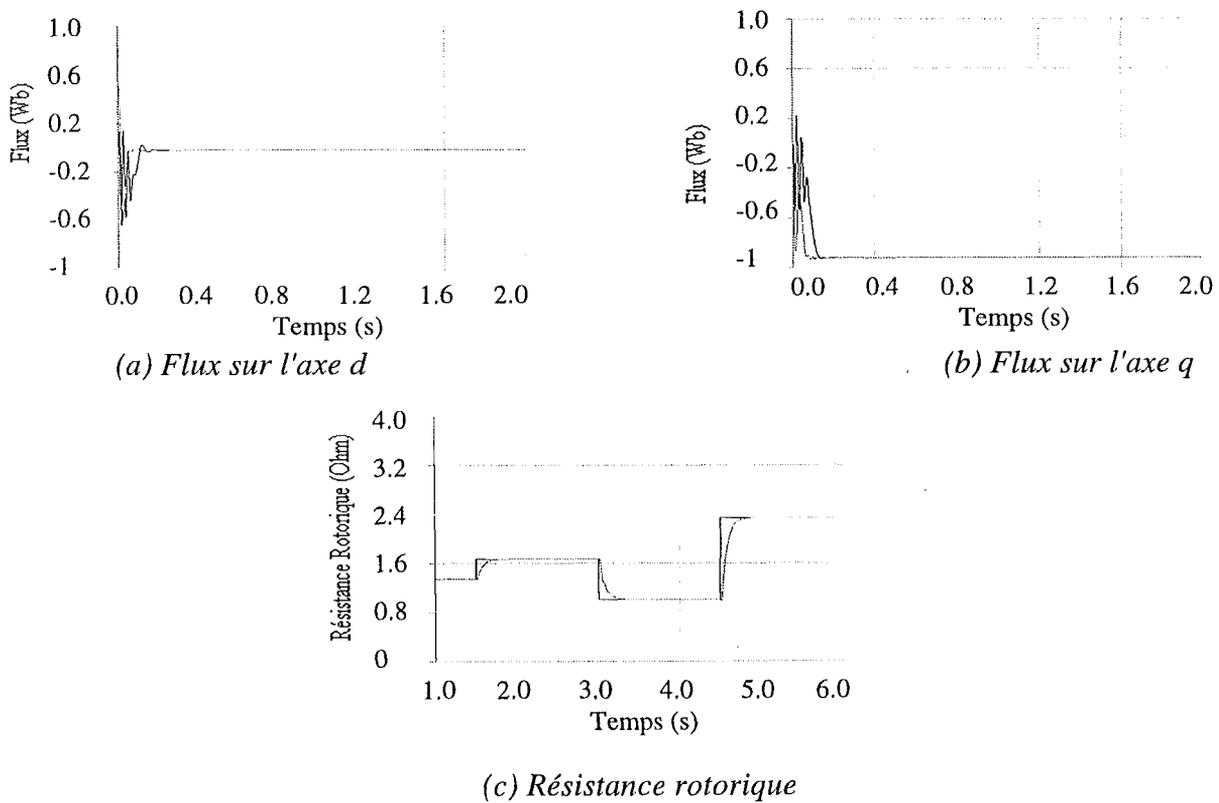


Fig. IV-3: Résistance et Flux réels et observés suivant les axes d et q

Pour tester l'observateur, une variation en échelons de la résistance rotorique est simulée. La résistance observée suit avec un temps de convergence de l'ordre de 0.1s.

3. Réduction de l'ordre de l'observateur

L'observateur étendu présente des termes de correction assez grands. Le suivi des variables observées en temps réel ne serait plus possible ou nécessiterait un calculateur plus puissant. Pour remédier à cet inconvénient, nous proposons de réduire l'ordre de l'observateur.

Les variables mesurées (vitesse et courants) sont supprimées du vecteur d'observation et la correction de l'observation se base sur la différence entre les flux calculés (à partir des mesures) et ceux observés.

En résolvant le système d'équations suivant, les flux estimés φ_{dr_e} et φ_{qr_e} sont obtenus à partir de la mesure des courants :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{dr_e}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} (V_{ds} - R_s i_{ds}) - \frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \left(\frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s i_{qs} \right) + \omega_s \varphi_{qr_e} \\ \frac{d\varphi_{qr_e}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} (V_{qs} - R_s i_{qs}) - \frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \left(\frac{di_{qs}}{dt} - \omega_s i_{ds} \right) + \omega_s \varphi_{dr_e} \end{cases} \quad (10)$$

Donc, le modèle sur lequel est construit l'observateur grand gain étendu est réduit. Il est de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{L_m x_3}{L_r} i_{ds} - \frac{x_3}{L_r} x_1 + (\omega_s - \omega_r) x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{L_m x_3}{L_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) x_1 - \frac{x_3}{L_r} x_2 \\ \dot{x}_3 = 0 \end{cases} \quad (11)$$

avec: $[x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [\varphi_{dr} \ \varphi_{qr} \ R_r]^T$.

La construction de l'observateur est de la forme suivante :

$$\dot{\hat{x}} \equiv \begin{bmatrix} \dot{\hat{\varphi}}_{dr} \\ \dot{\hat{\varphi}}_{qr} \\ \dot{\hat{R}}_r \end{bmatrix}; \quad h(\hat{x}) \equiv \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{dr} \\ \hat{\varphi}_{qr} \end{bmatrix}; \quad y \equiv \begin{bmatrix} \varphi_{dr_e} \\ \varphi_{qr_e} \end{bmatrix}; \quad S_{\theta}^{-1} \equiv \begin{bmatrix} 2\theta_1 & \theta_1^2 & 0 \\ \theta_1^2 & \theta_1^3 & 0 \\ 0 & 0 & 2\theta_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\left[\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t)) \right]^{-1} \equiv \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{\hat{R}_r}{\hat{\phi}_{dr}} & -\frac{L_r}{\hat{\phi}_{dr}} & \frac{(\omega_r - \omega_s) \cdot L_r}{\hat{\phi}_{dr}} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\text{Alors: } \begin{bmatrix} \dot{\hat{\phi}}_{dr} \\ \dot{\hat{\phi}}_{qr} \\ \dot{\hat{R}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_m \hat{R}_r}{L_r} i_{ds} - \frac{\hat{R}_r}{L_r} \hat{\phi}_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ \frac{L_m \hat{R}_r}{L_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} - \frac{\hat{R}_r}{L_r} \hat{\phi}_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} - \left(\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t)) \right)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 2\theta_1 & \theta_1^2 & 0 \\ \theta_1^2 & \theta_1^3 & 0 \\ 0 & 0 & 2\theta_2 \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} \hat{\phi}_{dr} \\ \hat{\phi}_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \phi_{dre} \\ \phi_{qre} \\ 0 \end{bmatrix} \right)$$

L'observation repose sur le schéma synoptique de la figure IV-4 incluant le bloc d'estimation des flux.

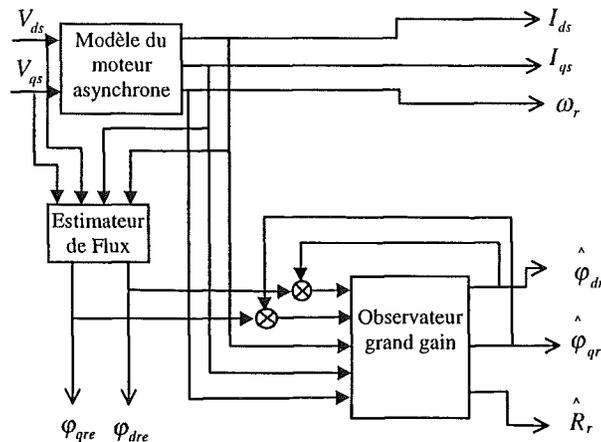
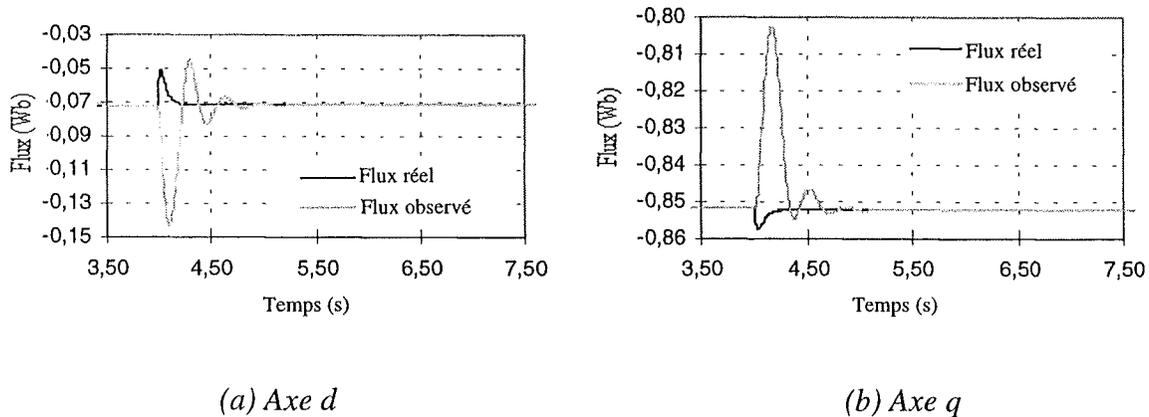


Fig. IV-4: Synoptique de l'observation avec réduction de l'ordre

Dans un souci d'implantation sur un calculateur numérique pour effectuer l'observation en temps réel, le système a été simulé sur Matlab en utilisant la méthode d'Euler à pas d'échantillonnage constant d'une valeur de $3 \cdot 10^{-4}$ s. Dans ce cas de calcul nous avons une seule valeur du gain $\theta_1 = 0,8$. La contribution de θ_2 s'annule dans les développements des équations. La simulation donne les résultats suivants :



(a) Axe d (b) Axe q

Fig. IV-5: Flux réels et observés suivant les axes d et q

Les figures IV-5 présentent les flux du modèle et de l'observateur suivant les axes d et q lorsqu'un saut de la résistance rotorique est imposé.

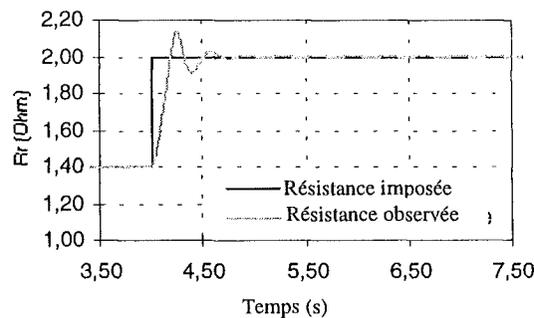


Fig. IV-6: Résistance imposée et observée

Sur la figure IV-6, nous constatons le suivi de la résistance rotorique observée vers celle imposée. En comparaison avec l'observateur construit sur le modèle étendu, le temps de convergence augmente de l'ordre de 500% lorsque l'observateur est construit sur un modèle étendu réduit. Ceci s'explique par la diminution de la richesse de l'information lorsque le système est réduit puisque nous procédons à la reconstitution de grandeurs (estimation des flux).

4. Validation (surveillance en temps réel)

Nous avons utilisé le TMS320C31 DSP pour effectuer l'observation des paramètres (flux et résistance rotorique) et la commande scalaire de la machine asynchrone en temps réel. Le pas de calcul est toujours fixe et de $3 \cdot 10^{-4}$ s et la méthode d'Euler est utilisée. L'échantillonnage se fait lors de l'intégration du système en utilisant un bloqueur d'ordre zéro.

La résistance rotorique de l'observateur a été initialisée à 150% de la résistance rotorique nominale identifiée. Les flux observés pour leur part ont été initialisés à zéro.

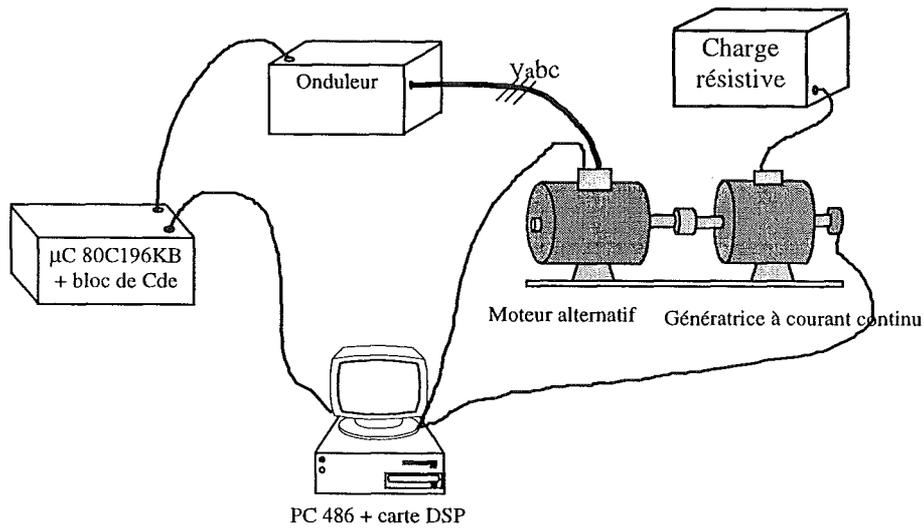


Fig. IV-7: Banc d'essais

Le banc d'essais est constitué d'un micro-contrôleur 80C196KB qui se charge de générer la commande MLI, d'un onduleur de tension et d'une carte DSP TMS320C31. Le moteur asynchrone a une puissance de 5 kW et la génératrice à courant continu a une puissance de 7.5kW.

Les résultats d'acquisition nous montrent l'observation de la résistance et des flux rotoriques.

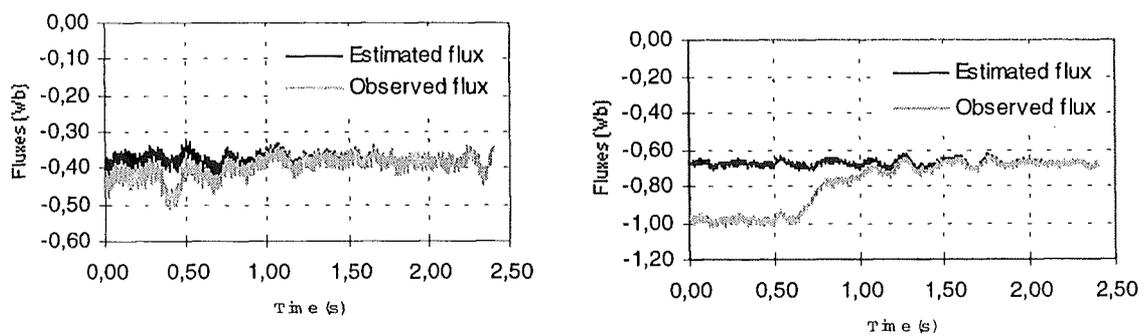
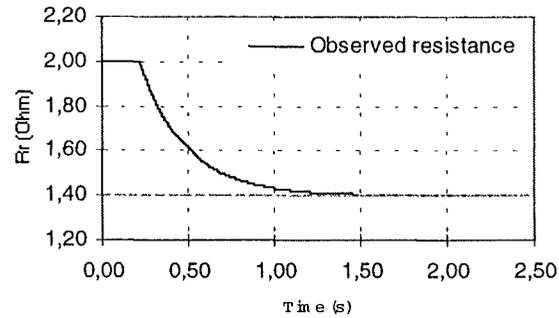


Fig. IV-8: Flux calculés et observés suivant les axes d et q



*Fig. IV-9: Résistance rotorique observée
(Résistance identifiée = 1.4 Ohm)*

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée ont été identifiés avec l'algorithme génétique [Chouiter 97]. La résistance rotorique a été identifiée à 1.4 Ω . La figure IV-9 présente la convergence de la résistance rotorique observée vers celle identifiée.

Le temps de convergence est plus grand que celui prévu lors de la simulation (Fig.IV-6). Cela est dû aux approximations du modèle dq et des paramètres de la machine.

5. Conclusion

Dans cette partie, nous avons utilisé un observateur non linéaire de type grand gain pour le suivi des flux et de la résistance rotorique du moteur asynchrone en temps réel. L'observateur a été étendu à la résistance rotorique et le vecteur d'état a été réduit en supprimant les paramètres mesurés c'est à dire les courants d'alimentation.

Nous avons pu voir la convergence de la résistance rotorique observée vers celle réelle (identifiée) en un temps raisonnable permettant le suivi en temps réel. L'essai sur la machine nous a permis de tester la robustesse de l'observateur aux bruits de mesures.

B- Utilisation de l'observateur de Kalman étendu

1. Introduction

La connaissance de la résistance rotorique est une information pertinente mais pas suffisante pour un diagnostic efficace des défauts dans une machine asynchrone. Une variation de la résistance peut être provoquée par plusieurs causes. L'échauffement de la machine et la variation de la fréquence rotorique (effet Field) sont les causes les plus fréquentes.

La première approche consisterait à évaluer l'évolution de la résistance rotorique pour une machine saine en prenant en considération les phénomènes naturels qui influent sur cette résistance (échauffement, glissement, ..). Mais, il est difficile d'utiliser l'influence de R_r dans des modèles approchés. Ceci compliquerait beaucoup la mise en pratique de cette méthode.

Nous proposons une autre approche. Elle consiste à suivre en même temps la résistance du rotor et l'inductance magnétisante de la machine.

Nous avons essayé d'effectuer cette observation en utilisant l'observateur grand gain. Cependant cet essai n'a pas présenté de résultats concluants, puisque nous n'avons pas pu établir un changement de variable qui fait apparaître un difféomorphisme (une matrice $\frac{\partial \Gamma}{\partial \hat{x}}(\hat{x}(t))$ inversible).

Nous avons donc utilisé l'observateur de Kalman étendu pour effectuer le suivi de ces deux paramètres.

Nous présentons successivement l'utilisation du filtre de Kalman étendu pour l'observation du flux et de la Résistance rotorique R_r , puis du flux, de R_r et de L_m dans la machine asynchrone.

2. Méthode de résolution

Dans cette partie nous présentons brièvement les outils et la méthodologie utilisés pour effectuer les calculs pour ce type d'observateur. La théorie de l'observateur de Kalman étendu a été présentée dans la partie (II.C.1) avec la mise en évidence des étapes de prédiction et de correction.

Pour la résolution du système d'équations différentielles nous procédons selon les étapes suivantes :

- * Calcul formel de la partie de prédiction $\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u)$
- * Calcul du Jacobien de $h(x)$ et formulation des termes de correction

- Mise en forme du vecteur d'état $\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) - R \left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right)^T (h(\hat{x}) - y)$
- Calcul du Jacobien de $f(x, u)$.
- Développement du calcul de la matrice R
- Mise sous forme de vecteur de
$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) - R \left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right)^T (h(\hat{x}) - y) \\ \dot{R} = Q + \left(\frac{\partial f(\hat{x}, u)}{\partial \hat{x}} \right) R + R \left(\frac{\partial f(\hat{x}, u)}{\partial \hat{x}} \right)^T - R \left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right)^T \left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \right) R \end{cases}$$

Pour la résolution numérique de ce système d'équations différentielles nous utilisons la méthode de Runge-Kutta programmée dans HARWELL en définissant un pas d'échantillonnage de 10^{-4} s.

Le réglage de l'observateur se fait par l'affectation des valeurs aux matrices R et Q . Dans notre étude nous n'effectuons pas l'optimisation des gains. Les évolutions des variables observées étant relativement lentes et les calculs étant temporairement effectués en temps différé, nous recherchons expérimentalement un compromis entre la dynamique et la stabilité tout en favorisant la stabilité.

3. Extension à Rr

Dans un premier temps, l'observateur de Kalman étendu a été synthétisé pour suivre les flux rotoriques et la résistance rotorique. Une étude de sensibilité de la résistance rotorique à la vitesse mécanique [Boumegoura 97] montre la nécessité de prendre en compte cette grandeur dans le système d'état d'observation.

Le vecteur d'observation est étendu à la résistance rotorique. Le système d'équation d'état pour l'estimation est de la forme suivante :

$$\begin{cases}
 \dot{i}_{ds} = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_r\sigma}\right)i_{ds} + \omega_s i_{qs} + R_r\left(\frac{1-\sigma}{L_m L_r\sigma}\right)\varphi_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m\sigma}\right)\omega_r \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{ds} \\
 \dot{i}_{qs} = -\omega_s i_{ds} - \left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_r\sigma}\right)i_{qs} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m\sigma}\right)\omega_r \varphi_{dr} + R_r\left(\frac{1-\sigma}{L_m L_r\sigma}\right)\varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{qs} \\
 \dot{\varphi}_{dr} = \frac{R_r L_m}{L_r}i_{ds} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{dr} + \omega_{sl}\varphi_{qr} \\
 \dot{\varphi}_{qr} = \frac{R_r L_m}{L_r}i_{qs} + \omega_{sl}\varphi_{dr} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{qr} \\
 \dot{R}_r = 0
 \end{cases} \tag{14}$$

R_r présente une variation lente.

L'observation revêt la forme suivante :

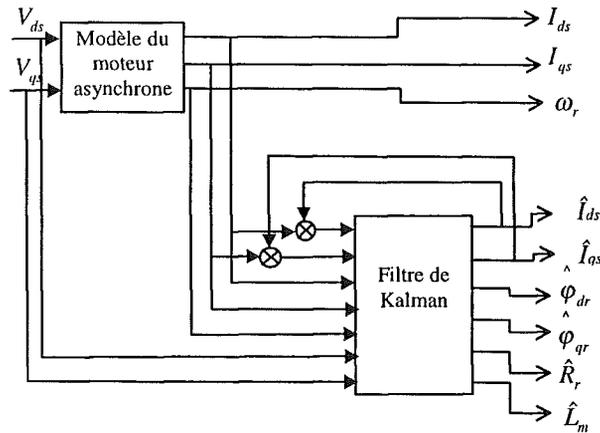


Fig. IV-10: Synoptique de l'observation.

Le vecteur d'état de la machine est initialisé à l'état d'arrêt alors que celui de l'observateur est initialisé à un état quelconque de fonctionnement.

Dans notre cas, nous affectons aux matrices R et Q les valeurs suivantes :

$$R = \begin{bmatrix} 0,5 & & & & \\ & 0,5 & & & \\ & & 0,5 & & \\ & & & 0,5 & \\ & & & & 0,5 \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} 1 & & & & \\ & 1 & & & \\ & & 1 & & \\ & & & 1 & \\ & & & & 1 \end{bmatrix}$$

Après le régime transitoire de démarrage, nous imposons une variation de la résistance rotorique : ① (+ 78 %) ensuite ② (-60 %).

La figure ci-dessous présente le comportement des courants statoriques suivant les axes d et q du repère de Park :

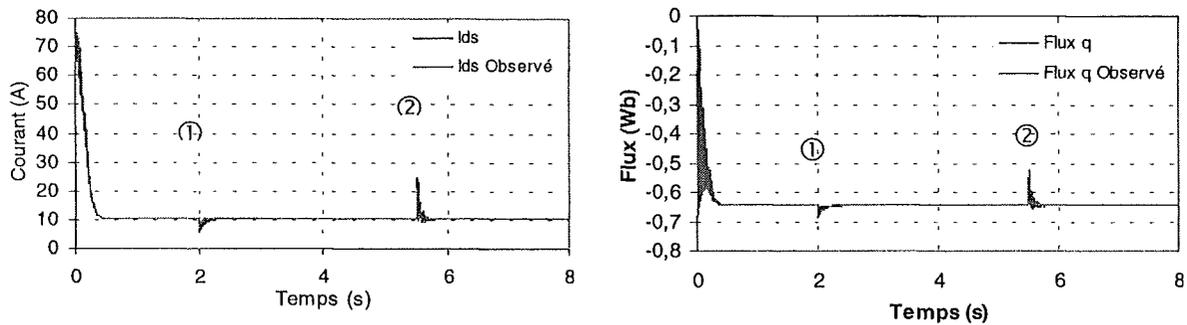


Fig. IV-11: Les courants suivant l'axe d et les flux suivant l'axe q

Lors des variations brusques de la résistance rotorique, des sauts de courants apparaissent dans la machine. Ils sont rapidement rattrapés par les variables observées.

La figure suivante présente le comportement de la résistance rotorique observée par rapport à celle imposée à la machine.

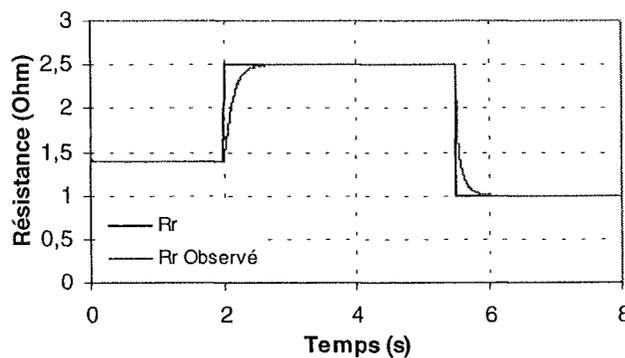


Fig. IV-12: Les résistances rotoriques imposée et observée

Le gain de l'observateur a été réglé de façon à favoriser la stabilité par rapport au temps de convergence.

Robustesse par rapport à une variation du couple

Dans la pratique, l'apparition d'un défaut engendre des variations des variables électriques (courants) et mécaniques (couple, vitesse) produites par les variations des paramètres de la machine. Mais, les variations de charge entraînent aussi des variations de paramètres électriques. Il nous faut donc discriminer leur influence par rapport à celles des défauts. Dans la partie suivante nous testons la robustesse de l'observation de la résistance rotorique par rapport à des variations du couple de charge.

Après le régime de démarrage, nous imposons une variation de la résistance rotorique ① (+78 %) suivie par un changement du couple de charge ② (+50 %), ③ (-100 %).

La figure IV-13 montre le comportement des courants de la machine et ceux observés suivant l'axe d en réponse aux variations imposées.

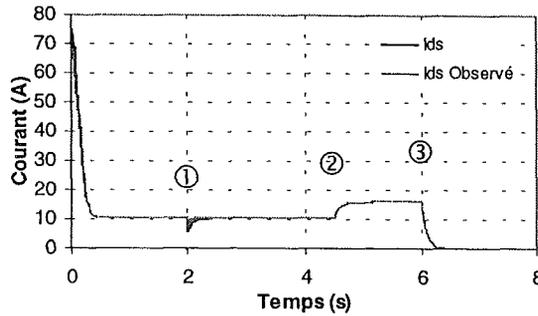


Fig. IV-13: Les courants suivant l'axe d

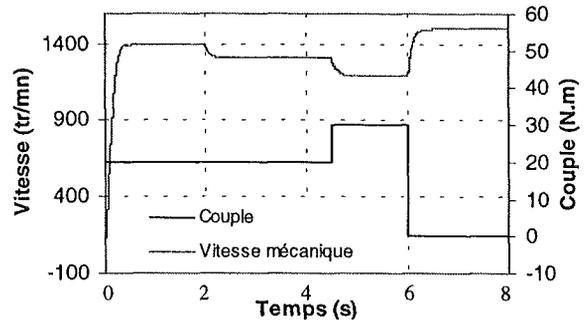


Fig. IV-14: Le couple imposé et la vitesse de la machine

La figure IV-14 présente le couple imposé et le comportement de la vitesse mécanique. Nous imposons un couple égal à 150% du couple nominal ensuite nous annulons la charge mécanique.

Ci-dessous est présentée la résistance imposée au modèle et celle observée.

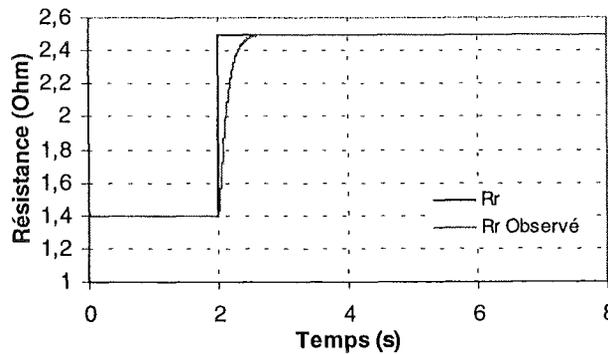


Fig. IV-15: Les résistances rotoriques imposée et observée

Il apparaît que la variation de la résistance rotorique est insensible à celles du couple. Par ailleurs, en comparant la méthode d'observation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu et par l'observateur Grand Gain, nous montrons que l'observateur Grand Gain présente un avantage appréciable en terme de volume de calcul.

4. Observation de R_r et L_m

Pour diminuer le taux de fausses alarmes, nous proposons de suivre simultanément le comportement de la résistance rotorique et celui de l'inductance cyclique magnétisante L_m .

Le vecteur d'état du modèle de la machine est étendu à ces deux variables (R_r et L_m). Donc le système d'état d'estimation s'écrit alors sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds} = -\left(\frac{R_r + R_s}{L_f}\right)i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \left(\frac{R_r}{L_m L_f}\right)\varphi_{dr} + \left(\frac{1}{L_f}\right)\omega_r \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} = -\omega_s i_{ds} - \left(\frac{R_r + R_s}{L_f}\right)i_{qs} + \left(\frac{1}{L_f}\right)\omega_r \varphi_{dr} + \left(\frac{R_r}{L_m L_f}\right)\varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \dot{\varphi}_{dr} = R_r i_{ds} - \frac{R_r}{L_m} \varphi_{dr} + \omega_{sl} \varphi_{qr} \\ \dot{\varphi}_{qr} = R_r i_{qs} + \omega_{sl} \varphi_{dr} - \frac{R_r}{L_m} \varphi_{qr} \\ \dot{R}_r = 0 \\ \dot{L}_m = 0 \end{cases} \quad (15)$$

En considérant que : $L_s = L_m + L_f$ et $L_r = L_m$

Comme dans les cas précédents, lors de la simulation, le vecteur d'état de la machine est initialisé à l'état zéro (arrêt machine) alors que celui de l'observateur est initialisé à un état quelconque. Après le régime transitoire de démarrage, des variations de la résistance rotorique ① (+78 %), ③ (-60 %), et de l'inductance mutuelle L_m ② (-20 %), ④ (+50 %) sont imposées à des instants différents.

Les matrices R et Q ont été affectées pour ce cas des valeurs suivantes :

$$R = \begin{bmatrix} 0,05 & & & & & \\ & 0,05 & & & & \\ & & 0,05 & & & \\ & & & 0,05 & & \\ & 0 & & & 0,05 & \\ & & & & & 0,05 \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} 1 & & & & & \\ & 1 & & & & \\ & & 1 & & & \\ & & & 1 & & \\ & 0 & & & 1 & \\ & & & & & 1 \end{bmatrix}$$

Les figures ci-dessous présentent le comportement du courant statorique suivant l'axe q et celui du flux suivant l'axe q du repère de Park :

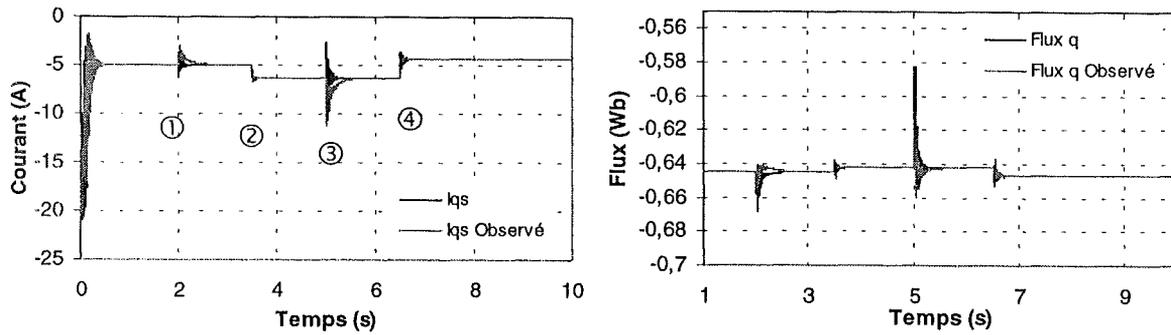


Fig. IV-16: Les courants suivant l'axe d et les flux suivant l'axe q

Les figures suivantes montrent la convergence de la résistance et de l'inductance vers les variables imposées.

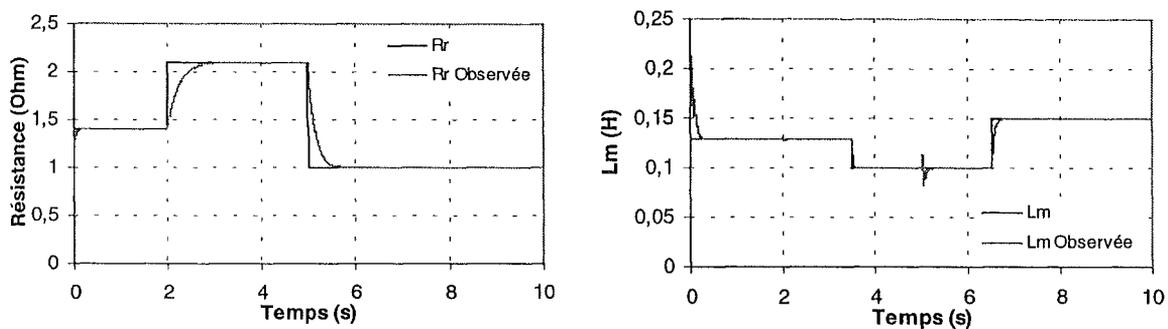


Fig. IV-17: Les résistances rotoriques et les inductances imposée et observée

Robustesse par rapport à une variation du couple

Pour vérifier la robustesse de l'observation vis à vis du couple, une variation du couple de charge est effectuée et son incidence sur le comportement de l'observation de la résistance rotorique et l'inductance mutuelle est étudiée.

Après le régime de démarrage, nous imposons une variation de la résistance rotorique ① (+78 %), des changements du couple de charge ② (+50 %), ③ (-66 %) suivies ensuite par une variation de l'inductance L_m ④ (-20%).

La figure ci-dessous montre les effets des variations imposées sur le comportement du courant suivant l'axe d de la machine.

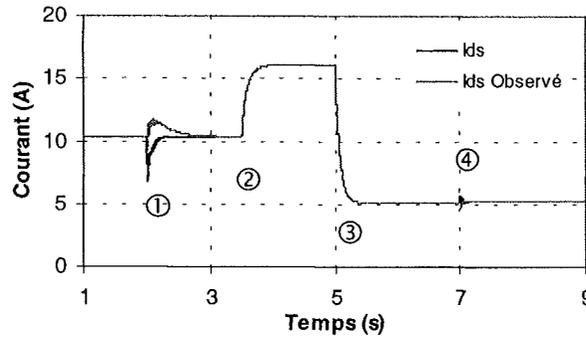


Fig. IV-18: Les courants suivant l'axe d

Ci-dessous sont présentés le profil du couple et le comportement de la vitesse mécanique de la machine.

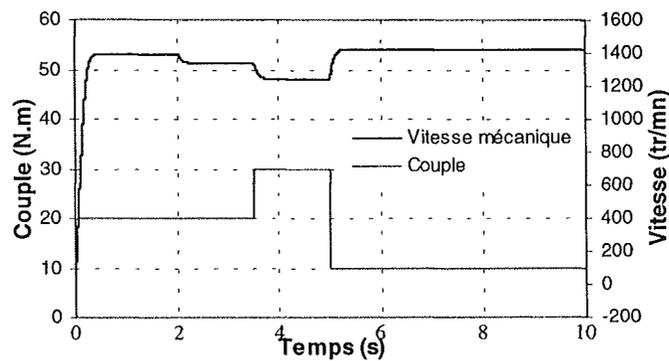


Fig. IV-19: Le couple imposé et la vitesse mécanique

Les figures ci-dessous présentent la convergence de la résistance et de l'inductance vers les paramètres imposés.

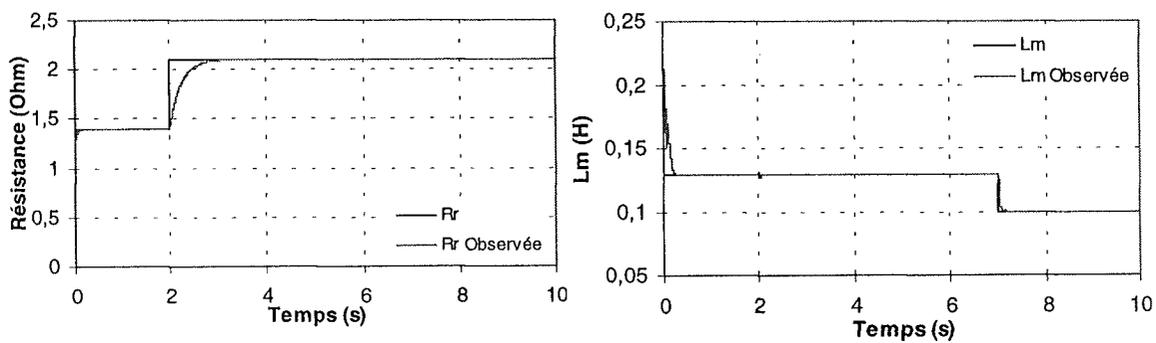


Fig. IV-20: Les résistances rotoriques et les inductances imposée et observée

Nous remarquons que les variations de la charge n'ont aucun effet sur l'observation de la résistance rotorique et de l'inductance L_m .

5. Conclusion

L'observateur de Kalman étendu nous a permis d'étendre l'état à plus d'un paramètre. Ce qui n'a pas pu être fait avec l'observateur grand gain. Il assure le suivi de la résistance rotorique et de l'inductance magnétisante pour connaître l'état magnétique de la machine. Les résultats de simulation montrent l'insensibilité de ces variations aux variations de charge de la machine.

C- Conclusion

Dans cette partie, nous avons effectué l'observation des paramètres de la machine en se basant sur la représentation de Park. Nous avons utilisé deux types d'observateurs.

L'observateur Grand Gain nous a permis de suivre la résistance rotorique ainsi que les flux établis dans la machine. La réduction de l'ordre nous a permis d'effectuer l'observation en temps réel. Il peut être utilisé pour donner une alarme liée à un défaut au rotor.

L'observateur de Kalman étendu a été adapté pour réaliser le suivi simultané d'un couple de paramètres (R_r , L_m).

Ces couples de paramètres donnent une signature du défaut. Basés sur un modèle équilibré, ils ne donnent plus une représentation physique de la machine détériorée mais un indicateur de panne basé sur une évolution distincte de ces paramètres pour une machine saine ou défectueuse.

IV- Application sur le modèle triphasé-triphasé

A- Introduction

Une deuxième approche est abordée dans cette partie, il s'agit de surveiller indépendamment les comportements des trois phases stator et rotor d'où l'intérêt du choix du modèle triphasé-triphasé.

Dans cette représentation triphasée-triphasée, le rotor est représenté par trois phases avec pour chacune d'elles des paramètres électriques équivalents à une partie du rotor.

Dans le cas d'un défaut au stator, le déséquilibre des amplitudes des courants entre phases représente l'indicateur de défaut comme cela a été montré dans le chapitre I.

Dans le cas d'un défaut au rotor le déséquilibre des valeurs des résistances entre différentes phases rotoriques est le paramètre caractéristique de ce type d'imperfection. Les courants statoriques restent équilibrés. Il sera donc possible de discriminer les défauts au stator et au rotor.

En premier lieu, nous allons suivre le comportement des courants rotoriques. Dans une étape suivante nous allons suivre le comportement des résistances des phases rotoriques en même temps que les courants rotoriques.

Dans cette partie, nous utiliserons exclusivement le filtre de Kalman étendu pour le suivi des variables souhaitées grâce à la simplicité de sa synthèse pour ce modèle par rapport à l'observateur grand gain. Par contre, sa mise en forme nécessite de gros calculs numériques.

B- Suivi des courants rotoriques

Compte tenu de la difficulté de connaître les paramètres mécaniques (couple, inertie,..), la vitesse est mesurée.

La simulation est effectuée sur un modèle équilibré (sain) en présence de variations brusques du couple de charge (+150 %). Pour ne pas être redondant, nous ne présentons les résultats d'observation que d'un seul courant statorique et d'un seul courant rotorique car des résultats équivalents sont obtenus pour les autres phases.

Dans notre cas, uniquement la diagonale de la matrice R a été affectée. Pour accroître la stabilité de l'observateur nous avons mis des gains plus élevés aux positions qui influent sur les variables observées non mesurées (courants et résistances rotoriques). Donc, les matrices R et Q ont été remplies de la façon suivante :

A l'instant 1.5 s, la charge et donc la vitesse ont varié. Nous remarquons la variation des amplitudes et des fréquences des courants rotoriques (ci-dessous). L'exactitude de l'amplitude et de la fréquence de la grandeur observée démontre le bon comportement de l'observateur.

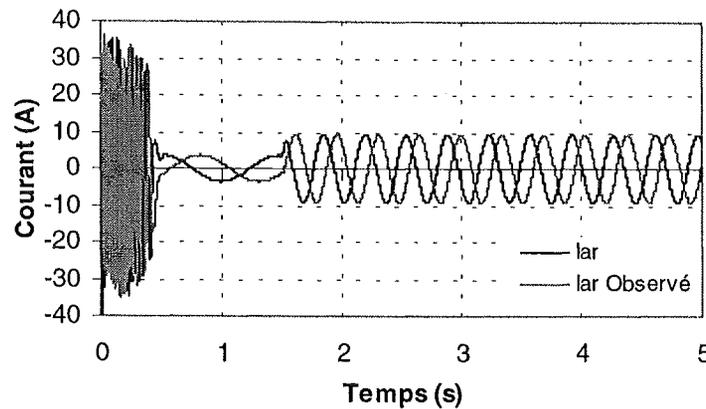


Fig. IV-23. Les courants dans la phase A du rotor dans un moteur sain

Néanmoins, un déphasage, dépendant des instants d'initialisation, apparaît. Il est dû au choix du positionnement du repère rotoriques par rapport au repère statorique. Il n'a aucune incidence sur la quantification des puissances transmises.

C- Suivi des Résistances rotoriques

Un défaut au rotor engendre un déséquilibre des courants dans la cage d'écurieil ainsi que dans ses paramètres physiques. L'apparition d'un défaut dans le rotor provoque un déséquilibre dans les phases rotoriques. Alors que pour une machine saine, ces trois paramètres restent égaux quel que soit le point de fonctionnement.

Dans cette partie nous présentons les résultats de simulation de l'observation des courants et des résistances au rotor.

Le vecteur d'état d'observation comporte les trois courants statoriques, les trois courants rotoriques, les trois résistances rotoriques et la position rotorique. La vitesse n'est pas observée, ce qui assure une indépendance vis à vis des variations des paramètres mécaniques. Mais elle est mesurée et injectée puisqu'elle est nécessaire à l'observation des résistances.

Durant cet essai, nous imposons trois résistances égales (1.5 Ohm) aux trois phases rotoriques. Après 1.5 secondes de fonctionnement, nous imposons une variation ($R_{rA} : +67\%$, $R_{rB} : -33\%$, R_{rC} inchangé) de ces résistances ① et nous les rendons déséquilibrées pendant 3.5 secondes. Finalement, nous effectuons une deuxième variation en rendant les résistances égales entre elles ② mais différentes de l'état imposé initialement (2 Ohm).

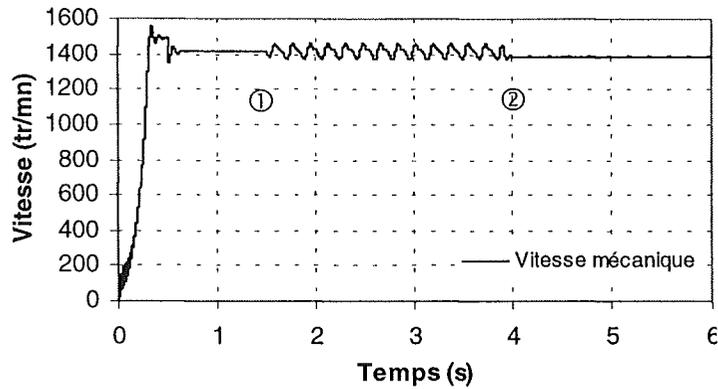


Fig. IV-24: Comportement de la vitesse mécanique

Nous remarquons le comportement oscillatoire de la vitesse durant la phase où les résistances présentent un déséquilibre entre elles.

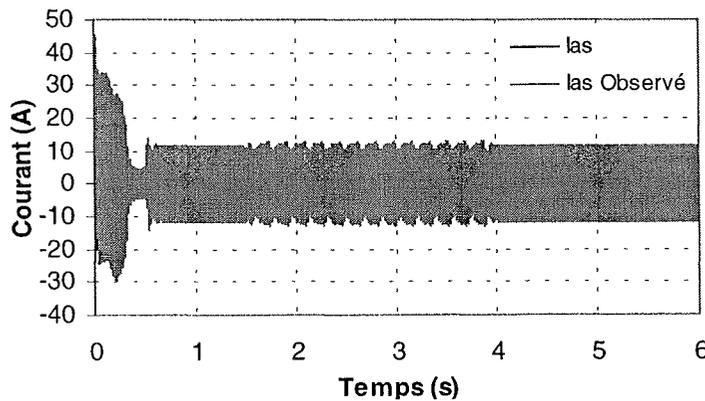


Fig. IV-25: Le courant dans la phase A du stator lors d'un déséquilibre de résistances rotoriques (1.5s - 4s)

En ce qui concerne les courants, nous constatons l'effet du déséquilibre résistif au rotor. Celui-ci est semblable au comportement des courants dans la machine lors de cassure de barres dans le Chapitre I.

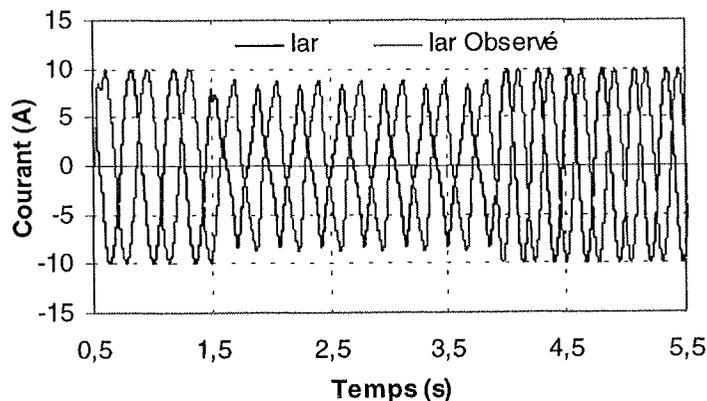


Fig. IV-26: Les courants dans la phase A du rotor lors d'un déséquilibre de résistances rotoriques (1.5s - 4s)

Les courants rotoriques sont sinusoïdaux lorsque les résistances sont équilibrées. Par contre, une modulation apparaît quand les résistances sont déséquilibrées. Le déphasage entre les deux signaux persiste.

Les courants rotoriques observés ont exactement les mêmes amplitudes et fréquences que les courants réels de la machine dans le cas de résistances équilibrées. Mais ces grandeurs sont différentes quand les résistances sont déséquilibrées.

Les figures suivantes montrent les variations des trois résistances rotoriques observées.

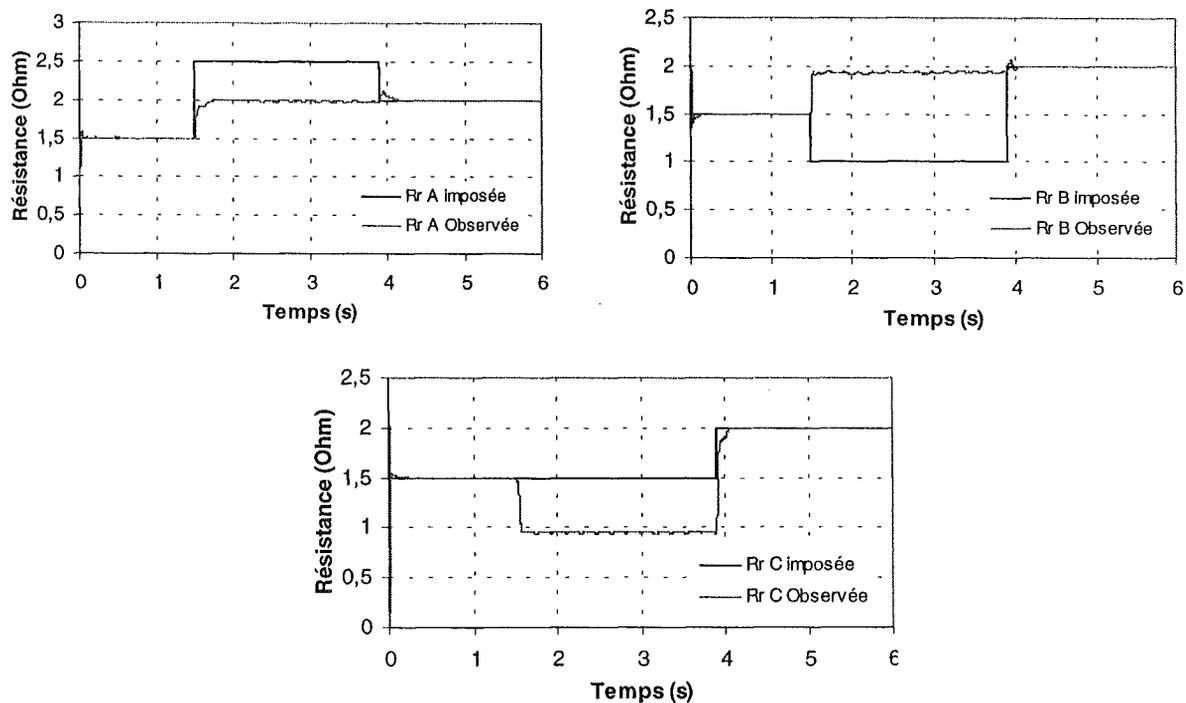


Fig. IV-27: Résistance rotorique imposées et observées dans les trois phases

Nous remarquons que les variables observées convergent bien vers les résistances imposées lorsque celles-ci sont égales entre elles. Par contre, elles convergent vers des valeurs de résistances différentes entre elles et différentes de celles imposées quand celles-ci sont déséquilibrées.

Les valeurs des résistances données par l'observateur dépendent de l'instant où l'on impose la variation de résistances. Ceci s'explique par le choix de la position initiale du repère rotorique par rapport au repère statorique. Cependant, le déséquilibre sur les résistances permet de tracer efficacement le défaut.

Globalement, lors du déséquilibre, les pertes joules calculées à partir des données de la machine ont une moyenne égale à celles des pertes calculées avec les paramètres observés, donc, l'énergie dissipée est la même.

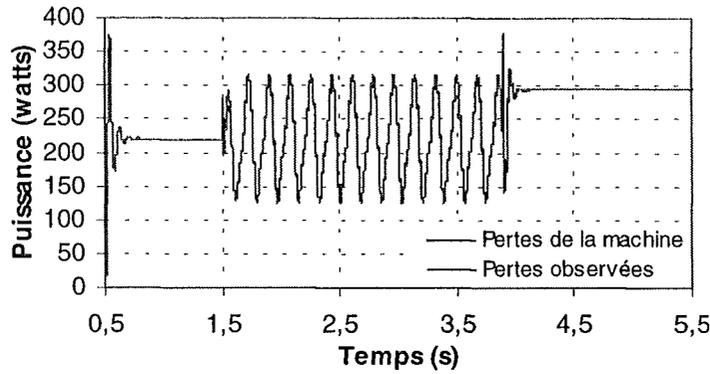


Fig. IV-28: Pertes Joules rotoriques calculées

Avec $P_{Joule} = R_{ra} I_{ra}^2 + R_{rb} I_{rb}^2 + R_{rc} I_{rc}^2$ et $\hat{P}_{Joule} = \hat{R}_{ra} \hat{I}_{ra}^2 + \hat{R}_{rb} \hat{I}_{rb}^2 + \hat{R}_{rc} \hat{I}_{rc}^2$

D- Utilisation de l'observateur de Kalman étendu

Vu le volume de calculs nécessaires, l'observateur développé ne nous permet pas d'effectuer la surveillance en temps réel. Nous avons donc du faire de l'analyse de données hors ligne.

Deux sources de données sont disponibles ;

- Le modèle éléments finis présenté au chapitre I qui nous permet d'inclure dans la machine tous types de défauts et donc d'étudier la sensibilité des outils aux défauts.
- Un moteur réel sur lequel nous cassons des barres pour voir l'impact des défauts réels. Celui-ci restreint le choix des types de défaut et du nombre d'essais à effectuer.

Nous avons effectué le traitement des données récoltées sur les deux sources de données et nous présentons les résultats dans la suite de cette partie. Dans les deux cas, les matrices R et Q ont été remplies de la façon suivante :

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$Q = \begin{bmatrix} 10 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 10 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 10 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 10 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 10 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 10 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 10 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 10 & 0,1 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 10 & 0,1 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 & 10 \end{bmatrix}$$

1- Utilisation des données du modèle par éléments finis

Dans le chapitre I nous avons présenté des résultats de simulation du moteur asynchrone fonctionnant avec la présence de différents types de défauts. Ce modèle nous a permis d'avoir beaucoup de flexibilité sur l'affectation des défauts et une connaissance plus approfondie des comportements de la machine.

Dans ce qui suit, nous utilisons les données obtenues par ces simulations pour vérifier le comportement de l'observateur dans des conditions de présence de défaut proches du réel.

a) Cas de la machine saine

Nous utilisons les résultats présentés dans (chap.I, section III). Les données qui nous sont nécessaires sont les paramètres mesurables de la machine réelle, c'est à dire les courants statoriques et la vitesse mécanique.

L'application du filtre de Kalman étendu sur ce jeu de données nous donne les résultats présentés ci-dessous:

La figure suivante montre la convergence du courant observé de la phase A vers celui de la machine pour la même phase. Le comportement est similaire pour les autres phases statoriques du moteur.

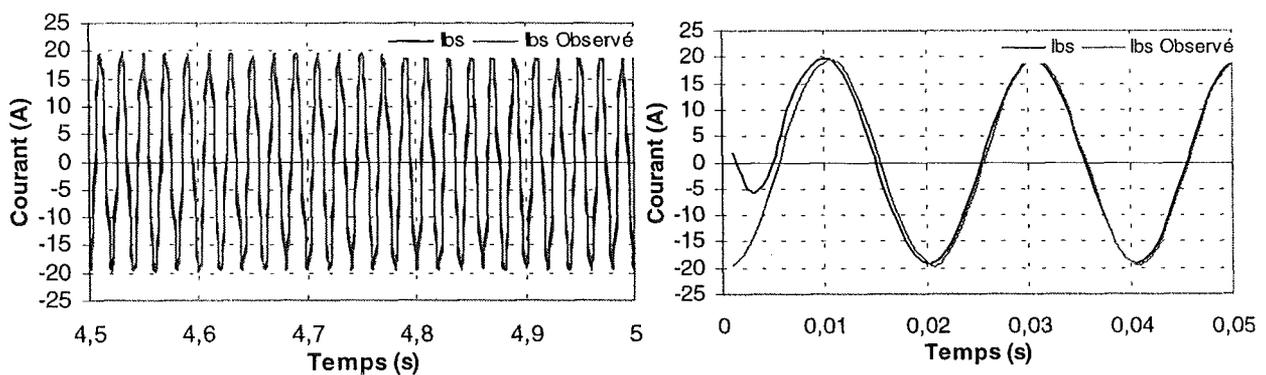


Fig. IV-29: Les courants réels et observés dans la phase statorique B avec la machine saine

L'observation des courants rotoriques nous indique leurs amplitudes et leurs déphasages de 120° les uns par rapport aux autres. La fréquence des courants correspond au glissement.

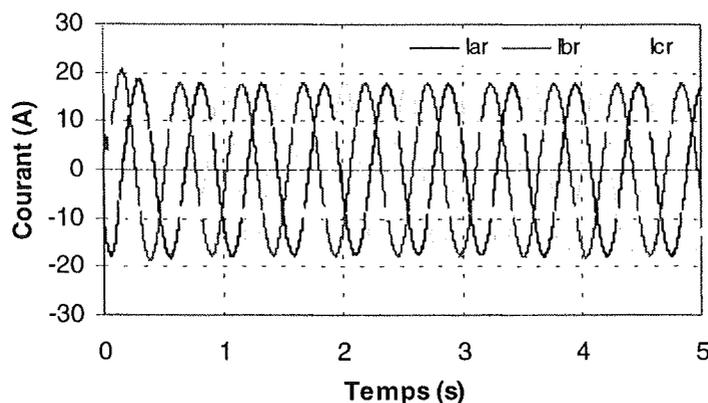


Fig. IV-30: Les courants rotoriques observés dans les trois phases

La figure suivante présente les résistances rotoriques observées. Après une période transitoire de convergence, les trois variables observées convergent vers la même valeur de résistance. Nous remarquons une légère oscillation de l'ordre de 3.5 % autour de cette valeur.

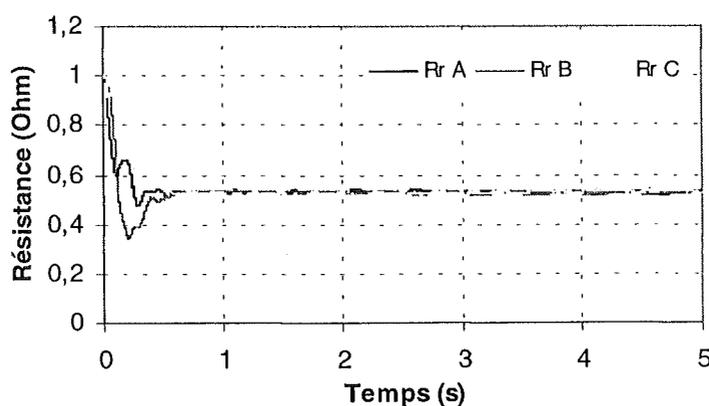


Fig. IV-31: Les Résistances des phases rotoriques saines

b) Cas de la machine avec défaut

Nous utilisons dans cette partie le jeu de données obtenu avec le modèle éléments finis contenant quatre barres cassées présenté dans (chap.I, section III). Comme dans le cas précédent seules les données nécessaires, les courants statoriques et la vitesse mécanique sont utilisés.

La figure IV-32 montre la convergence du courant statorique observé de la phase A vers celui de la machine pour la même phase. Nous retrouvons un comportement similaire pour les autres phases statoriques du moteur.

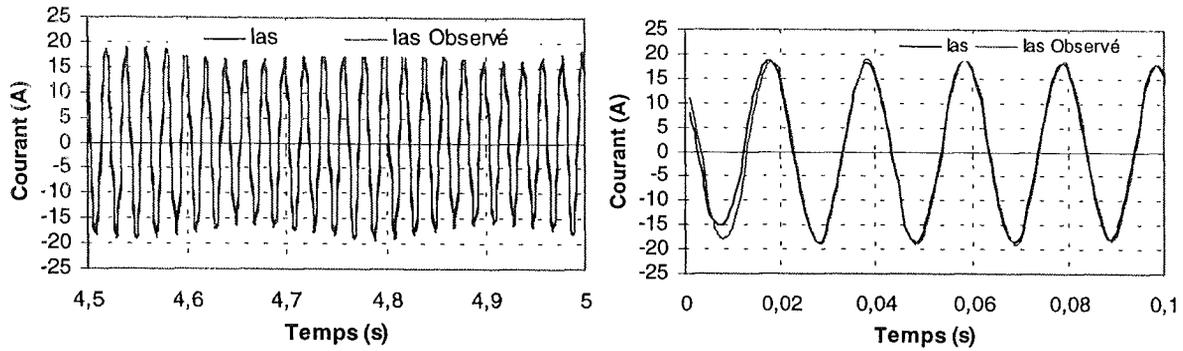


Fig. IV-32: Les courants dans la phase A du stator avec 4 barres cassées

Nous remarquons la bonne convergence malgré la modulation de l'amplitude des courants.

La figure IV-33 montre les courants rotoriques observés. Ils sont déphasés entre eux de 120° , mais leurs amplitudes sont différentes. Ceci concorde avec la répartition asymétrique des courants dans les barres de la cage obtenue par le modèle éléments finis (Fig.I-13).

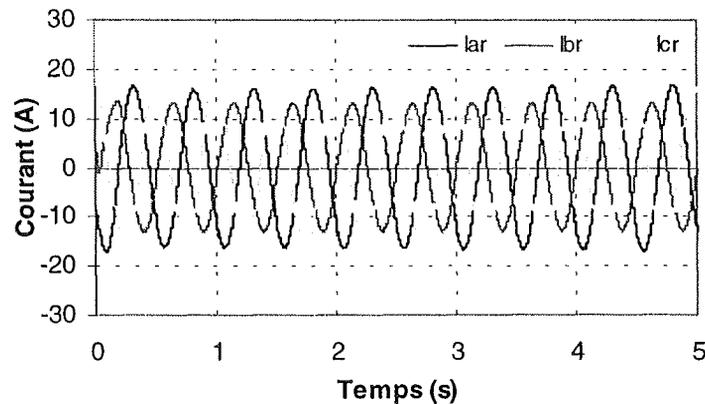


Fig. IV-33: Les courants rotoriques observées avec 4 barres cassées

La figure suivante présente les résistances rotoriques observées. En régime permanent les trois variables convergent vers trois valeurs de résistance différentes. La différence entre les résistances représente le résidu indicateur de présence de défaut.

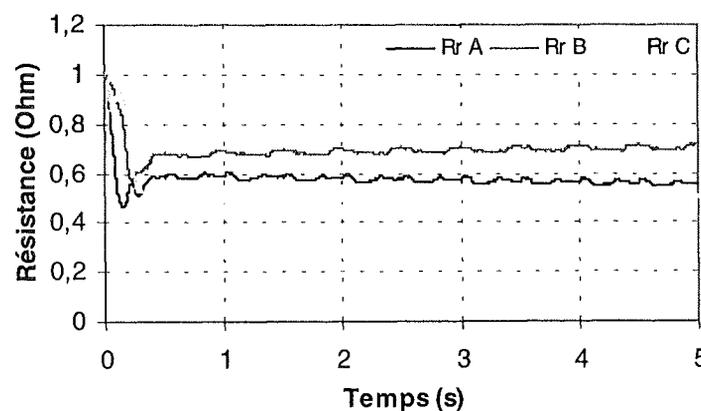


Fig. IV-34: Les résistances rotoriques avec 4 barres cassées

2- Utilisation de données d'essais pratiques

Nous avons détruit quatre barres de la cage rotorique d'une machine asynchrone. Des acquisitions de mesures ont été effectuées sur le moteur sain et le moteur avec quatre barres cassées. Les données obtenues vont être traitées par les observateurs précédents pour accéder aux grandeurs non mesurables.

a) Cas de la machine saine

La figure IV-35 montre la convergence du courant observé de la phase B vers le courant mesuré de la machine. Nous obtenons un comportement similaire pour les autres phases statoriques du moteur.

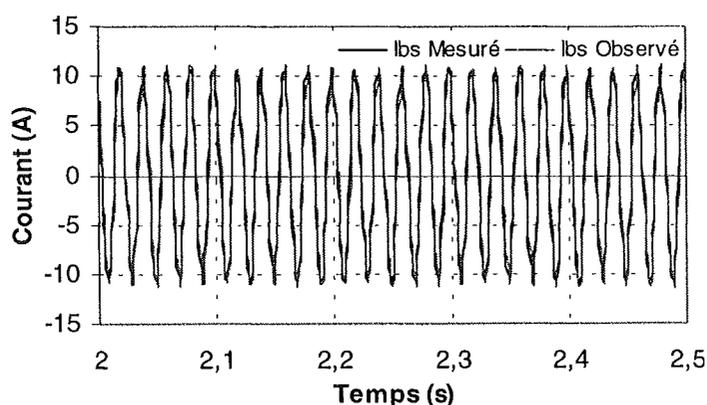


Fig. IV-35: Courants réel et observé dans la phase B du stator (machine saine)

L'observation des courants rotoriques nous indique leurs amplitudes et leurs déphasages de 120° les uns par rapport aux autres. Leurs fréquences correspondent au glissement du rotor.

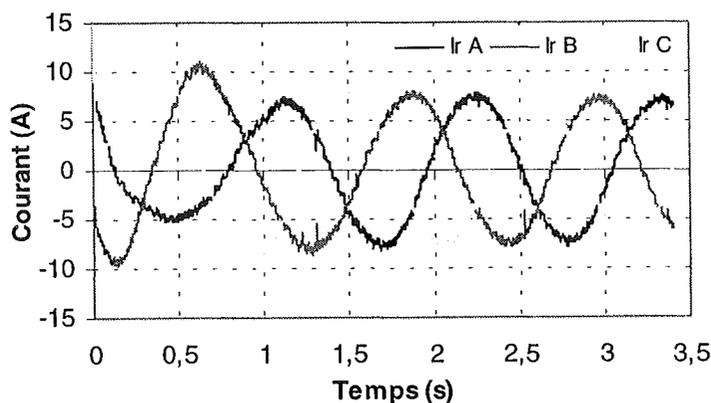


Fig. IV-36: Les courants rotoriques observés

La figure IV-37 présente les résistances rotoriques observées. Après une période transitoire de convergence, les trois variables observées convergent vers la même valeur de résistance. Nous remarquons l'oscillation de l'ordre de 12 % des résistances autour d'une valeur moyenne commune aux trois phases.

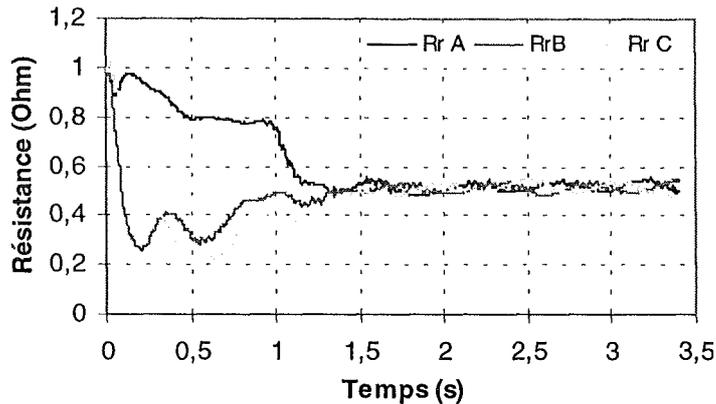


Fig. IV-37: Les résistances rotoriques observées dans une machine saine

b) Cas de la machine avec défaut

Pour le cas d'une machine avec défaut, nous utilisons les acquisitions mesurées obtenues sur la machine avec quatre barres rotoriques cassés.

La figure IV-38 montre la convergence du courant observé de la phase C vers celui de la machine pour la même phase.

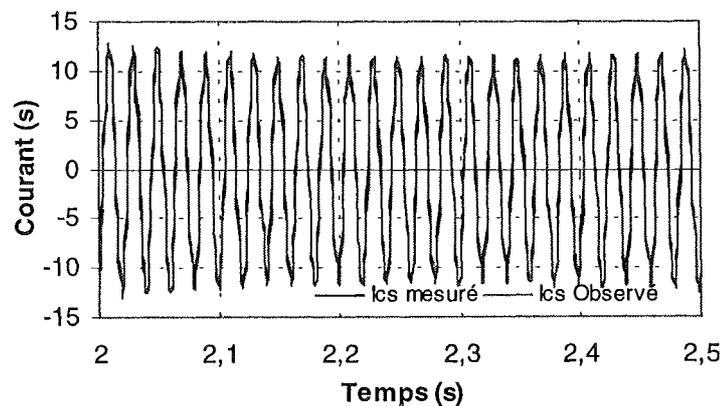


Fig. IV-38: Les courants statoriques réels et observés dans la phase C (4 barres cassées)

Nous voyons qu'il y a une superposition des deux courants malgré les modulations d'amplitude des courants.

La figure IV-39 montre les courants rotoriques observés. Ils sont déphasés entre eux de 120° , mais leurs amplitudes sont différentes. D'autre part ces courants ne sont plus sinusoïdaux.

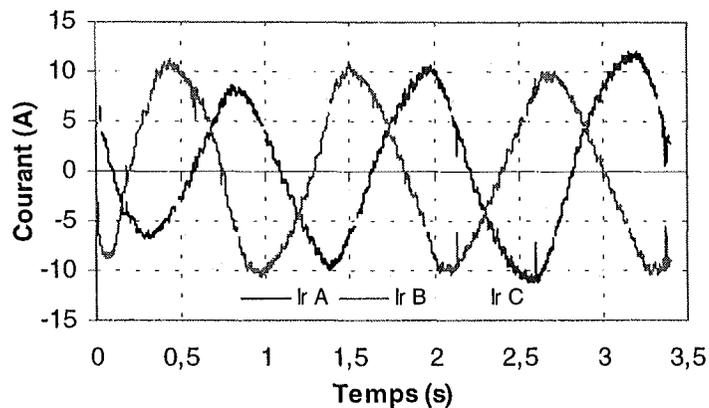


Fig. IV-39: Les courants rotoriques observés (4 barres cassées)

L'observateur converge à partir de la deuxième seconde de fonctionnement. Ceci concorde avec la répartition asymétrique des courants dans les barres de la cage obtenue par le modèle éléments finis (Fig.I-13) ainsi qu'avec les résultats obtenus dans la partie précédente (Fig.IV-33).

Nous abordons ici le suivi des résistances rotoriques observées. En régime permanent les trois variables convergent vers trois valeurs de résistances différentes. Un écart de 20 % est entre les phases A et B et entre A et C, et de 40 % entre B et C.

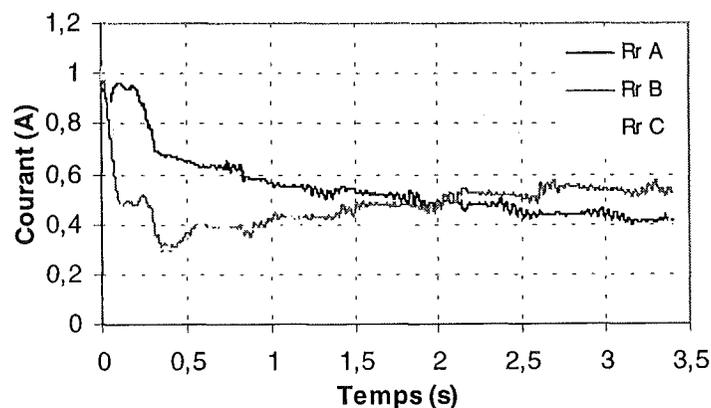


Fig. IV-40: Les Résistances rotoriques observées dans une machine avec 4 barres cassées

Le résultat obtenu concorde avec les hypothèses précédentes. Toutefois, nous remarquons une estimation très bruitée des variables et une stabilité de l'observation très sensible aux bruits de mesures. Or, les mesures obtenues sur le banc d'essai sont très bruitées et nous

remarquons même par instant des ratés d'acquisition, ce qui nuit sensiblement à l'observation. Une charge réduite (55 % de la charge nominale) de la machine diminue ces oscillations, donc l'effet du défaut. Ceci ne peut qu'amoinrir la performance de l'observation.

En regard de la qualité des acquisitions, nous considérons que les résultats obtenus du traitement de ces acquisitions sont appréciables et nous donnent une bonne indication de l'état de la machine.

E- Conclusion

Dans cette partie nous avons présenté l'application du filtre de Kalman étendu au moteur asynchrone triphasé dans le but de suivre indépendamment les comportements des trois phases de la machine.

Cet observateur a été testé sur les données obtenues à partir d'un modèle approché de la machine (modèle éléments finis) en présence ou non de défaut. D'autre part, nous avons appliqué cet outil sur des données obtenues à partir d'essais sur des machines saines et avec défaut au rotor.

Les résultats obtenus sont significatifs et reflètent l'état de la machine. Notre outil nous permet d'identifier la présence d'un déséquilibre de répartition énergétique au rotor et d'établir qu'un défaut (cassure de barre ou rupture de portion d'anneau) est apparu au rotor. Nous pouvons ainsi distinguer le défaut physique des phénomènes naturels qui modifient le fonctionnement du moteur.

Nous constatons que la qualité des données d'acquisitions détermine la qualité de l'observation et donc la fiabilité de la surveillance.

V- Conclusions

Dans ce chapitre nous avons développé l'outil de diagnostic basé sur l'observation de paramètres significatifs des défauts qui peuvent apparaître dans la machine asynchrone.

Une approche de surveillance en ligne a été présentée en premier. Elle consiste à suivre la résistance rotorique en utilisant un observateur grand gain étendu et réduit. Nous pensons que cette approche est nécessaire à la surveillance des machines électriques mais elle n'est pas suffisante pour un diagnostic. Elle génère trop de fausses alarmes.

Dans une deuxième partie, en utilisant la représentation de Park, nous avons étendu l'observation à l'état magnétique de la machine. Mais il resterait à montrer un écart d'évolution de ces paramètres pour une machine saine ou défectueuse.

Nous avons établi également le suivi des résistances des trois phases rotoriques et validé cette approche par un traitement d'un jeu de données issues d'acquisitions expérimentales et d'un jeu de données issues de la modélisation. Nous avons validé un outil de diagnostic qui permet d'identifier la présence de défaut au rotor parmi tous les phénomènes naturels perturbateurs (température, effet field...).

Conclusion Générale et Perspectives

Compte tenu de la fréquence d'utilisation des machines asynchrones dans l'industrie, la détection précoce des défauts dans ces machines est devenue un enjeu économique important. Le travail présenté dans cette thèse expose une approche et une contribution au diagnostic des machines asynchrones.

Pour aborder notre étude, nous avons commencé par identifier les défauts possibles et leurs impacts sur le comportement du moteur. Contrairement à la plupart des études analytiques de diagnostic nous avons développé un modèle à base d'éléments finis permettant de représenter différents défauts pouvant survenir lors d'un fonctionnement normal.

Ce modèle a permis de mettre en évidence l'effet des défauts sur le fonctionnement de la machine, les signatures associées à chaque défaut et de tracer les éventuelles évolutions des pannes électriques qui peuvent être générées suite à ces anomalies.

Nous avons pu établir que lors de la rupture de barre ou de portion d'anneau au rotor, les barres adjacentes et les portions en quadrature sont plus sollicitées. Des oscillations apparaissent sur le couple électromagnétique et des harmoniques sur les courants absorbés. Des courts-circuits au bobinage statorique augmentent les amplitudes des courants dans les phases affectées et dans le circuit électrique du rotor. Tout ceci n'est que qualitatif et donc peu utilisable.

Le modèle utilisé permet de simuler pratiquement tous les défauts envisageables dans les circuits électriques et magnétiques des machines asynchrones. D'autre part, il permet de visualiser des grandeurs inaccessibles dans d'autres types de modèles ou dans une machine réelle, tel la répartition des courants dans la cage d'écureuil ou les évolutions magnétiques dans la machine (induction, champs...). Cette analyse a permis de voir le comportement du moteur, d'en déduire des signatures caractéristiques des défauts, ainsi elle nous permet de synthétiser des méthodes de diagnostic adaptées.

Par la suite, différentes techniques de diagnostic (avec et sans modèle) ont été étudiées et pour certaines testées. Ceci a permis de définir les domaines d'utilisation et de voir les limites rencontrées pour chaque méthode.

Nous avons alors choisi comme méthode privilégiée la surveillance du moteur asynchrone: l'observation des paramètres de la machine sensibles aux défauts.

A partir du comportement de la machine lors de la présence de défaut, et du choix des méthodes de traitement des données, nous avons défini les variables dont l'évolution peut indiquer la présence de défaut. Les modèles (Park et triphasé-triphasé) sur lesquels se base la synthèse des observateurs ont été définis.

Deux approches ont été adoptées :

- Le suivi de la résistance rotorique et de l'inductance magnétisante globales de la machine.
- Le suivi de trois résistances rotoriques représentatives de la cage rotorique.

La surveillance de ces paramètres permet de différencier entre la présence de rupture dans la cage rotorique (barre ou anneau) et des perturbations naturelles qui peuvent influencer les paramètres mesurés ou estimés.

Pour parachever l'étude, nous avons synthétisé les observateurs qui permettent de tracer les différents paramètres sensibles à la présence de défauts. Deux types d'observateurs ont été utilisés : Grand Gain et Kalman.

La surveillance de la résistance rotorique seule a été effectuée en temps réel avec l'observateur grand gain. Elle peut ainsi constituer une alarme indicatrice de dysfonctionnement, mais elle ne permet pas d'établir un diagnostic de l'état de la machine.

Pour pouvoir discerner la présence d'un défaut nous avons étendu l'observation à d'autres paramètres. Nous avons donc développé deux outils :

- Un observateur de Kalman qui permet de suivre la résistance rotorique et l'inductance magnétisante de la machine. Son comportement a été validé par des résultats de simulations.
- Un observateur de Kalman permettant de suivre les trois résistances rotoriques. L'outil a été validé avec des résultats de simulations. Par la suite nous avons effectué des calculs avec les données provenant du modèle éléments finis avec et sans présence de défaut. L'observateur a été validé avec des essais expérimentaux en utilisant une machine dont les barres du rotor ont été préalablement cassées.

En conclusion, ce travail nous a permis de développer et tester des outils qui peuvent contribuer efficacement au diagnostic des machines asynchrones. Ils peuvent, en particulier, permettre de lever un doute quand les méthodes existantes en laisse planer un.

Ce travail, non exhaustif évidemment, pourrait donner lieu à des études complémentaires dans les directions suivantes :

- Poursuivre plus en avant l'étude des défauts dans la machine, en particulier les défauts mécaniques et magnétiques.
- Valider l'utilisation du couple de paramètres électriques R_r et L_m permettant de discriminer les défauts.
- Améliorer la convergence des observateurs étendus et de tester des observations sans capteurs de vitesse.
- Optimiser les temps de calcul en vue de l'observation en temps réel.

Mais le travail correspondant est plus que conséquent et nécessite, sans doute, plusieurs autres thèses.

Bibliographie

Chapitre I

- [Alger 65] P.L.Alger, "The nature of induction machines", Gordon and Breach, Science publisher inc., New York, 1965
- [Allianz 88] "Présentation des avaries. Machines électriques tournantes", Cahier des préventions. CP2, Allianz. 1988.
- [Bangura 99] J.F.Bangura, N.A.Demerdash, " Diagnosis and charaterization of Effetes of broken bars and connectros in squirrel-cage induction motors by time-stepping coupled finite element-state space modeling aproch" IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.14, no.3, December 1999.
- [Boualem 98] B.Boualem, F.Piriou, "Numerical models for rotor cage induction machines using finite element method", IEEE Trans. on Magnetics, Vol.34, no.5, septembre 1998.
- [Cedrat 99-a] "FLUX2D®, Notice d'utilisation générale", Cedrat, Juin 1999.
- [Cedrat 99-b] "FLUX2D®, Induction Machine Tutorial, Physical part", Cedrat, Juin 1999.
- [Filippetti 98] F.Filippetti, G.Franceschini, C.Tassoni, P.Vas, "AI Techniques in Induction Machines Diagnosis Including the Speed Ripple Effect", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.34, no.1, January/February 1998.
- [IEEE 85] IEEE report, "Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, Part I and Part II", IEEE Trans. on Industry Applications. Vol.21, no.4, Jul/Aug. 1985.
- [Kostenko 69] M.Kostenko, L.Piotrovsky, "Electrical machines" MIR Publishers, Moscow 1969.

- [Seguier 77] G.Seguier, F.Notelet, "Electrotechnique industrielle", Technique et doc., 1977.
- [Thorsen 95] O.V.Thorsen, M.Dalva, "A survey of fault on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries", IEEE Trans.on Industry Applications, Vol.31, no.5, Septembre 1995.
- [THO 97] Thorsen, O.V., Dalva, M., "Condition monitoring methods, failure identification and analysis for high voltage motors in petrochemical industry", END97, 1-3 september 1997, Conference Publication no.444, IEE 1997.
- [Yahoui 95] H.Yahoui, J.Seetohul, G.Grellet, A.Jammal, "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 sûreté de fonctionnement, Vol.5, no.4, 1995
- [Yahoui 96] H.Yahoui, G.Grellet, "Detection of broken bar in asynchronous machines by spectrum analysis of the observed electromagnetic torque", Electrimacs'96, Saint Nazaire, septembre 1996.

Chapitre II

- [Andria 96] G.Andria, M.Savino, A.Trotta, "Application of Wigner-Ville distribution to measurement on transient signal", IEEE, Trans. on Instrumentation and measurement, Vol.43, no.2, April 1994.
- [Brule 00] D.Brulé, "Surveillance et diagnostic des machines tournantes", Rapport de DEA, Ecole Centrale de Lyon, Septembre 2000.
- [Christophe 99] C.Christophe, V.Cocquempot, M.Staroswiecki, "Robust residual generation for induction motor using elimination theory", SDEMPED'99, 1-3 September, 1999.
- [Chow 84] E.Chow, A.Willsky, "Analytical redundancy and the design of robust failure detection system", IEEE, Trans. on Automatic Control, Vol.AC-29, no.7, 1984.
- [Flandrin 93] P.Flandrin, "Temps - Fréquence", Traité des nouvelles technologies, Edition Hermès, 1993.
- [Gasquet 90] C.Gasquet, P.Witowski, "Analyse de Fourier et applications", Masson, 1990.
- [Jianguo 92] J.Jianguo, Z.Zhiping, S.Pengshang, W.Xiangheng, "Time frequency spectrum (TSF) of line current during starting process-A tool for diagnosing failure of induction motor", ICEM'92, Manchester, United Kingdom, 15-17 September 1992.
- [Khelif 94] M.Khelif, "Contribution à l'étude et la prédiction des défauts de vieillissement par fatigue thermique des composants d'électronique de puissance", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 1994.
- [Kryter 89] R.C.Kryter, H.D.Haynes, "Condition monitoring of machinery using motor current signature analysis", Sound and Vibration, September 1989.

- [Ljung 87] L.Ljung, "System identification : Theory for the user", Prentice Hall, Inc., 1987.
- [Salles 97] G.Salles, "Surveillance et diagnostic des défauts de la charge d'un entraînement par machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université Claude Bernard - Lyon I, Janvier 1997.
- [Schaeffer 99-a] E.Schaeffer, "Diagnostic des machines asynchrones : Modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts", Thèse de doctorat, Université de Nantes, Décembre 1999.
- [Schaeffer 99-b] E.Schaeffer, E. Le Carpentier, "Détection de courts-circuits statoriques dans la machine asynchrone", 17^{ème} Colloque GRETSI, Vol.4, Vannes, France, 13-17 Septembre 1999.
- [Zadeh 63] L.A.Zadeh, C.A.Desoer, "Linear systems theory " MacGraw, 1963.
- [Zwingelstein 95] G.Zwingelstein, "Diagnostic des défaillances" Hermès, 1995.

Chapitre III

- [Abou-Akar 91] A.Abou-Akar, "Modélisation des moteurs asynchrones triphasés à cage",
Thèse de doctorat, Université Claude Bernard - Lyon I, 1991.
- [Ah-Jaco 97] A.Ah-Jaco, "Modélisation des moteurs asynchrones triphasés en régime
transitoire avec saturation et harmoniques d'espace. Application au diagnostic",
Thèse de doctorat, Université Claude Bernard - Lyon I, Juillet 1997.
- [Barret 82] P.Barret, " Régimes transitoires des machines tournantes électriques", Editions
Eyrolles, 1982.
- [Boldea 92] I.Boldea, A.Nasar, "Vector control of AC drives", CRC Press, 1992.
- [Caron 95] J.P.Caron, JP.Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone",
Editions Technip, 1995.
- [Chatelain 83] J.Chatelain, "Machines Electriques", Editions Dunod, Paris 1983.
- [Lyshevski 99] S.E.Lyshevski, "Transient dynamics and motion control of induction motors",
International Conference on Control Applications, Kohala Coast-Island of
Hawaiï, USA, August 22-27, 1999.
- [Moreau 99] S.Moreau, J.C.Trigeassou, G.Chaampenois, J.P.Gaubert, "Diagnosis of
induction machines : A procedure for electrical fault detection and
localization", SDEMPED'99, 1-3 Sepetember, 1999.
- [Poloujadoff 87] M.Poloujadoff, "The theory of three phase induction squirrel cage motors",
Electric machines and power systems, Vol.13, 1987.
- [Vas 92] P.Vas, "Electrical machinees and drives, A space vector theory approach",
Oxford Science Publications, 1992.

Chapitre IV

- [Bornard 91] G.Bornard, H.Hammouri, "A high gain observer for a class of uniformly observable systems, IEEE, Brighton, Great Britain, 1991
- [Borne 90] P.Borne, G.Dauphin-Tanguy, J.P.Richard, F.Rotella, I.Zambettakis, "Commande et optimisation des processus", Editions Technip, 1990.
- [Brown 92] R.G.Brown, P.Y.C.Hwang, "Introduction to random signals and applied Kalman filtering", John Wiley and Sons, 1992.
- [Chouiter 97] D.R.Chouiter, "Conception et réalisation d'une commande robuste de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, Janvier 1997.
- [Fossard 93] A.Fossard, J.Normand-Cirot, "Systèmes non linéaires", Maason, 1993.
- [Gautier 92] J.P.Gautier, H.Hammouri, S.Othman, "A simple observer for nonlinear systems, application to bireactors ", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol.37, no.6, 1992.
- [Grellet 97] G.Grellet, G.Clerc, "Actionneurs électriques", Editions Eyrolles, 1997.
- [Jankovic 93] Mrdjan Jankovic, "A New Observer for a Class of Nonlinear Systems", Journal of Mathematical Systems, Estimation, and Control, Vol.3, no.2,1993.
- [Loron 98] L.Loron, "Identification et commande des machines électriques", Rapport d'Habilitation à Diriger des Recherches, 1998.
- [Salvatore 88] L.Salvatore, S.Stasi, L.Tarchioni, "A new AKF-Based algorithm for flux estimation in induction machines", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.40, no.5, January 1988.

Annexes

- [Alger 65] P.L.Alger, "The nature of induction machines", Gordon and Breach, Science publisher inc., New York, 1965
- [Belot 76] Calcul des machines tournantes électriques", Ecole Supérieure d'Electricité, 1976.
- [Belot] A.Belot, "Calcul des fuites et inductances de fuite", Techniques de l'Ingénieur, pp D440-1 D440-16.
- [Grellet] G.Grellet, "Pertes dans les machines tournantes", Techniques de l'Ingénieur, pp D3450-1 D3551-6.
- [Kassick 80] E.V.Kassick, "Contribution à la modélisation des machines asynchrones à cage à partir du calcul de champ", Thèse de doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 1980.
- [Kostenko 69] M.Kostenko, L.Piotrovsky, "Electrical machines" MIR Publishers, Moscow 1969.
- [Krause 65] P.C.Krause, C.H.Thomas, "Simulation of symmetrical machinery", IEEE, Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol.84, no.19, 1965.
- [Leonhard 90] W.Leonhard, "Control of electrical drives", Springer-Verlag, 1990.
- [Seguier 77] G.Seguier, F.Notelet, "Electrotechnique industrielle", Technique et doc., 1977.
- [Williamson 85] S.Williamson, M.C.Begg, "Calculation of bar resistance and leakage reactance of cage rotors with closed slots", IEE Proceeding, Part B, Vol.132, 1985.

[Williamson 86] S.Williamson, M.C.Begg, "Calculation of the resistance of induction motor end rings", IEE Proceeding, Part B, Vol.133, 1986.

[Williamson 93] S.Williamson, "Calculation of the impedance of rotor cage end rings", IEE Proceeding, Part B, Vol.133, 1993.

Contribution Personnelles

Mémoires

[Boumegoura 97] T.Boumegoura, "Construction d'observateurs grand gain de moteur asynchrone en vue de l'observation de ses paramètres en temps réel", Rapport de DEA, Ecole Centrale de Lyon, Juillet 1997.

Congrès national avec comité de lecture

T.Boumegoura, H.Yahoui, G.Clerc, G.Grellet, "Observation des paramètres du moteur asynchrone à cage d'écurueil avec un observateur non linéaire", Colloque EF'99, Lille, 30-31 Mars 1999.

Papier invité

G.Clerc, T.Boumegoura, H.Yahoui, "Estimation of unmeasurable variables of an induction motor", Conférence MKM'99, Bialystok, Pologne, 7-10 September 1999.

Congrès international avec comité de lecture

T.Boumegoura, H.Yahoui, G.Clerc, G.Grellet, "Quantification of default effects in asynchronous machines (using finites elements model)", Soumis à EPE'01.

Revue internationale

T.Boumegoura, Guy Clerc, H.Yahoui, G.Grellet, G.Salles, "Rotor resistance estimation by non-linear observer for diagnostic and control systems", European Journal of Automation, Vol.34, no.8, October 2000.

ANNEXES

ANNEXE A

Calcul des paramètres de la machine asynchrone

Introduction:

A partir de la géométrie et des matériaux de la machine asynchrone, il est possible de calculer les différents paramètres que nous affectons au modèle par élément fini développé au chapitre I et pour initialiser les modèles triphasé-triphasé et Park.

Calcul des résistances:

La résistance statorique :

Le bobinage statorique est constitué de fils de cuivre disposés dans les encoches du circuit magnétique statorique de la machine. Le calcul de la résistance englobe la totalité du cuivre incluant ainsi les têtes de bobines.

$$R_s = \rho_{Cu} \cdot N_w \cdot \frac{2 \cdot (L_{fer} + L_{tdb})}{S_{Cu}}$$

tel que : L_{fer} : Longueur du bobinage le long du fer par phase au stator.

L_{tdb} : Longueur du fil de tête de bobine.

ρ_{Cu} : Résistivité du cuivre.

S_{Cu} : Aire de la section du fil de bobinage au stator (inclus la somme des aires des fils en parallèles incluses).

N_w : Nombre de spires en série par phase.

La résistance rotorique :

Le rotor est constitué de barres courts-circuités entre elles par les anneaux de court circuit. Le calcul de la résistance globale du rotor dépend de celles des barres et des anneaux. En ne considérant pas l'effet de la température et de l'effet de peau, elles sont définies par:

$$\text{Résistance d'une barre de la cage} \quad R_{bar} = \rho_{Al} \cdot \frac{L_{fer}}{S_{encr}}$$

$$\text{Résistance d'une portion d'anneau} \quad R_{ann} = \rho_{Al} \cdot \frac{l_{an}}{N_R \cdot S_{an}}$$

$$\text{avec} \quad S_{an} = e_{an} \cdot \frac{DE_{an} - DI_{an}}{2}$$

Si le rotor est sain, donc, toutes les barres et tous les anneaux sont identiques, la résistance rotorique rapportée à une phase du stator est définie comme suit:

$$R_r = m_r \cdot \left(R_{bar} + \frac{R_{ann}}{2 \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \pi}{N_R}\right)^2} \right) \quad \text{avec} \quad m_r = \frac{12 \cdot (N_w \cdot k_w)^2}{N_R}$$

m_r : rapport de transformation barre => triphasé

et le facteur de bobinage : $k_w = k_r \cdot k_d$

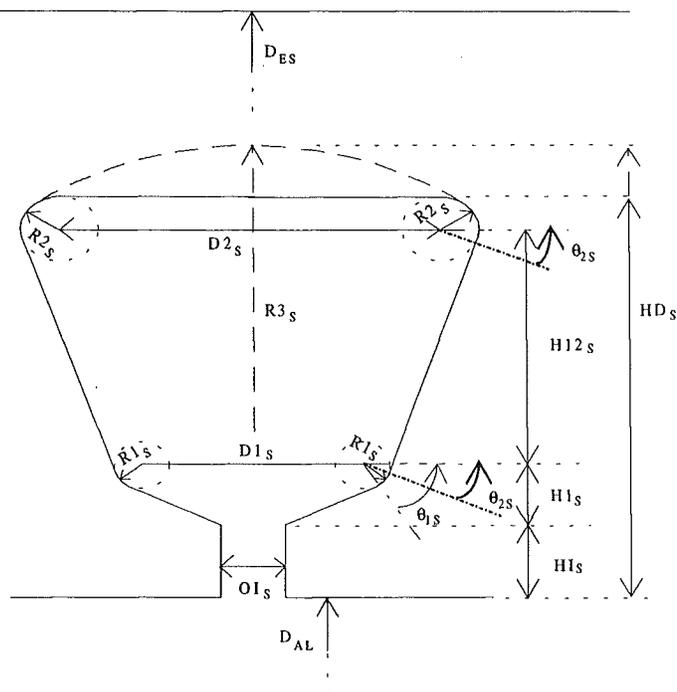
$$k_r = \sin\left(\frac{pQ\pi}{N_s}\right) \quad \text{et} \quad k_d = \frac{\sin\left(pN_{es} \frac{\pi}{N_s}\right)}{N_{es} \sin\left(p \frac{\pi}{N_s}\right)}$$

Calcul des inductances de fuite :

Les inductances de fuites représentent les pertes magnétiques dues à la répartition des conducteurs dans la machine.

Perméances stator :

Il est à distinguer les fuites des dents et les fuites dues aux têtes de bobines.



Dessin d'une encoche du stator avec ses notations

Nous distinguons trois perméances de fuite liées aux dents du stator et une perméance liée aux en têtes de bobine :

a- perméance de fuite d'isthme : c'est la partie de fuite comprise dans la partie H_{I_s}

$$P_{fis} = \mu_0 \cdot \frac{L_{fer} \cdot H_{I_s}}{O_{I_s}} \text{ où } L_{fer} \text{ est la longueur utile de fer}$$

b- perméance de fuite de tête de dent : C'est la partie comprise dans la partie H_{1_s} +le bout d'arrondi du cercle (R_{1_s}) (c'est à dire la fin du bout d'arrondi et le début de la droite qui relie les 2 cercles).

$$P_{ftes} = \mu_0 \cdot L_{fer} \int_{H_{I_s}}^{H_{I_s}+H_{1_s}+R_{1_s} \cdot \sin(\theta_{2_s})} \frac{dh}{w(h)} \text{ où } w(h) \text{ est la largeur d'encoche à la hauteur } h$$

c- perméance de fuite d'encoche : c'est les fuites du reste de l'encoche, contrairement aux deux précédentes perméances qui englobent le nombre total de spires d'encoche, cette perméance est répartie et dépend du nombre de spires brassés à une hauteur considérée.

$$P_{fes} = \frac{\mu_0 \cdot L_{fer}}{n_{spe}^2} \int_{H_{I_S} + H_{1_S} + R_{1_S} \cdot \sin(\theta_{2_S})}^{HD_S} n^2(h) \cdot \frac{dh}{w(h)} \quad \text{où } n_{spe} \text{ est le nombre de spires de l'encoche.}$$

$$n(h) = \frac{(HD_S - (H_{I_S} + H_{1_S} + R_{1_S} \cdot \sin(\theta_{2_S})) - h) \cdot w(h)}{S_{encs}} \cdot n_{spe} \quad (\text{nombre de spires moyen à une}$$

hauteur h)

d- perméance de tête de bobine : le bobinage de tête de bobine génère des fuites magnétiques. Son expression est représentée par l'équation empirique [Alger] suivante :

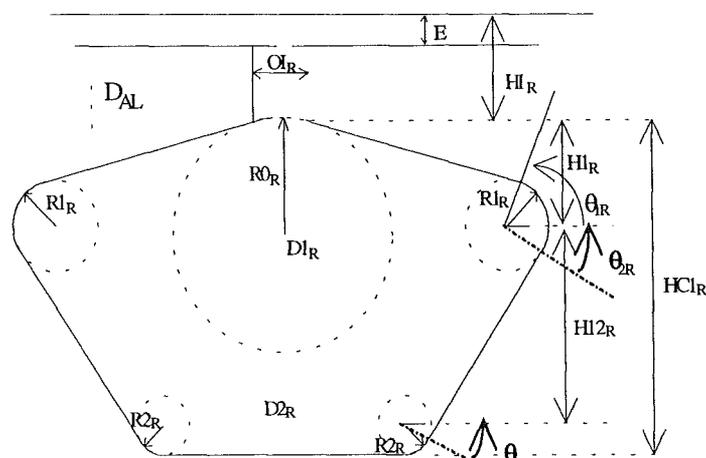
$$P_{fdb} = 1.25 \frac{\mu_0 \cdot D_{al} \cdot N_{es}}{2p} (0.375(n_{rac} - 0.7) + 0.2) \quad \text{avec } n_{rac} : \text{pas de raccourcissement absolu.}$$

L'inductance de fuite totale dans une phase du stator est en fonction de toutes les perméance et

$$\text{s'exprime par : } L_{fs} = \frac{3 \cdot (2 \cdot N_w)^2}{N_s} \cdot (P_{fis} + P_{fes} + P_{fes} + P_{fdb})$$

où N_w est le nombre de spires en série par phase et N_s est le nombre d'encoches statoriques.

Perméances de fuite rotoriques :



Dessin d'une encoche du rotor avec ses notations

Comme au stator, nous distinguons trois perméances de fuite liées à la géométrie des barres et la perméance des portions d'anneaux :

- fuite d'encoche :

a- perméance de fuite d'isthme : c'est la partie de fuite comprise dans la partie HI_R

$$\text{Si l'encoche n'est pas fermée} \quad P_{fir} = \mu_0 \cdot \frac{L_{fer} \cdot HI_R}{OI_R}$$

Si l'encoche est fermée, nous aurons $P_{fir} = 0$ (hypothèse de non saturation)

b- perméance de fuite de tête d'encoche : C'est la partie comprise dans la partie HI_R + le bout d'arrondi jusqu'à q_{2R} du cercle ($R1_R$).

$$P_{fer} = \mu_0 \cdot L_{fer} \int_{HI_R}^{HI_R + H1_R + R1_R \cdot \sin(\theta_{2R})} \frac{dh}{w(h)} \quad \text{où } w(h) \text{ est la largeur d'encoche à la hauteur } h.$$

c- perméance de fuite d'encoche : c'est les fuites du reste de l'encoche jusqu'à $HC1_R$.

$$\text{Cette perméance est répartie. } P_{fer} = \mu_0 \cdot L_{fer} \int_{HI_R + H1_R + R1_R \cdot \sin(\theta_{2R})}^{HI_R + HC1_R} n^2(h) \cdot \frac{dh}{w(h)}$$

où $n(h) = \frac{(HC1_R - (HI_R + H1_R + R1_R \cdot \sin(\theta_{2R})) - h) \cdot w(h)}{S_{encr}}$ (nombre de spires moyen à une hauteur h).

d- perméance de fuite d'anneau

$$P_{fann} = 0.365 \cdot \mu_0 \cdot L_{fer} \cdot \left(\frac{l_{an}/2 \cdot N_k}{L_{fer}} \cdot \log_{10} \left(\frac{15 \cdot l_{an}/2}{e_{an} + (DE_{an} + DI_{an})/2} \right) \right) \quad [\text{Alger}]$$

$$\text{Inductance de fuite rotor : } L_{fr} = P_{fer} + P_{fir} + P_{fann} + \frac{P_{fann}}{2 \cdot \sin\left(\frac{p \cdot \pi}{N_R}\right)^2}$$

Calcul des inductances et des mutuelles :

Pour le calcul des inductances et des mutuelles, nous considérons la machine composée d'un bobinage triphasé au stator et d'un bobinage triphasé au rotor. Donc, les paramètres calculés sont ceux d'un modèle triphasé-triphasé avec paramètres rapportés au stator.

Inductance propre statorique :

La distribution de l'induction dans l'entrefer, en négligeant les harmoniques, sera de la

forme :
$$B(\theta_s) = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_w \cdot J}{\pi \cdot p \cdot \varepsilon} \cdot k_w \cdot \cos(p \cdot \theta_s)$$

et
$$L_s = L_{fer} \cdot p \cdot n_e \cdot \frac{D_s}{2 \cdot J} \sum_{i=0}^{N_{es}-1} \int_{-\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1)\pi}{N_s} + i \cdot \frac{2\pi}{N_s}}^{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1)\pi}{N_s} + i \cdot \frac{2\pi}{N_s}} B(\theta_s) d\theta_s$$

Inductance propre rotorique :

La distribution de l'induction dans l'entrefer, en négligeant les harmoniques, sera de la

forme :
$$B(\theta_r) = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_w \cdot J}{\pi \cdot p \cdot \varepsilon} \cdot k_w \cdot \cos\left(p \cdot \left(\theta_r - alpr \cdot \frac{l}{L_{fer}}\right)\right) \quad \text{avec :}$$

$alpr$: coefficient d'inclinaison des barres rotoriques (nombre de barres par longueur de la machine).

et
$$L_r = p \cdot n_e \cdot \frac{D_s}{2 \cdot J} \int_{-\frac{L_{fer}}{2}}^{\frac{L_{fer}}{2}} \sum_{i=0}^{N_{es}-1} \int_{-\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1)\pi}{N_s} + i \cdot \frac{2\pi}{N_s}}^{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1)\pi}{N_s} + i \cdot \frac{2\pi}{N_s}} B(\theta_r) \cdot d\theta_r \cdot dl$$

Mutuelles stator-stator :

Il existe 3 phases au stator qui influent les unes sur les autres, le déphasage électrique entre les phases est de $\frac{2 \cdot \pi}{3}$, donc, pour chaque phase, il y aura deux mutuelles à calculer

M'_{ss} et M''_{ss} . L'induction sera de la forme :
$$B(\theta_s) = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_w \cdot J}{\pi \cdot p \cdot \varepsilon} \cdot k_w \cdot \cos\left(p \cdot \left(\theta_s - \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p}\right)\right)$$

$$M'_{ss} = L_{fer} \cdot p \cdot n_e \cdot \frac{D_s}{2 \cdot J} \sum_{i=0}^{N_{es}-1} \int_{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}}^{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}} B(\theta_s) d\theta_s$$

$$\text{et } B(\theta_s) = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_w \cdot J}{\pi \cdot p \cdot \varepsilon} \cdot k_w \cdot \cos \left(p \cdot \left(\theta_s + \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p} \right) \right)$$

$$M''_{ss} = L_{fer} \cdot p \cdot n_e \cdot \frac{D_s}{2 \cdot J} \sum_{i=0}^{N_{es}-1} \int_{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}}^{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}} B(\theta_s) d\theta_s$$

Mutuelles rotor-rotor :

Le rotor est modélisé par 3 phases qui influent aussi les unes sur les autres, le déphasage entre les phases est de $\frac{2 \cdot \pi}{3}$, donc, pour chaque phase, il y aura deux mutuelles à calculer

M'_{rr} et M''_{rr} . L'induction sera de la forme :

$$B(\theta_r) = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_w \cdot J}{\pi \cdot p \cdot \varepsilon} \cdot k_w \cdot \cos \left(p \cdot \left(\theta_r - alpr \cdot \frac{l}{L_{fer}} - \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p} \right) \right)$$

$$M'_{rr} = p \cdot n_e \cdot \frac{D_s}{2 \cdot J} \int_{\frac{L_{fer}}{2}}^{\frac{L_{fer}}{2}} \sum_{i=0}^{N_{es}-1} \int_{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}}^{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}} B(\theta_r) \cdot d\theta_r \cdot dl$$

$$\text{et } B(\theta_r) = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_w \cdot J}{\pi \cdot p \cdot \varepsilon} \cdot k_w \cdot \cos \left(p \cdot \left(\theta_r - alpr \cdot \frac{l}{L_{fer}} + \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p} \right) \right)$$

$$M''_{rr} = p \cdot n_e \cdot \frac{D_s}{2 \cdot J} \int_{\frac{L_{fer}}{2}}^{\frac{L_{fer}}{2}} \sum_{i=0}^{N_{es}-1} \int_{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}}^{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}} B(\theta_r) \cdot d\theta_r \cdot dl$$

Mutuelles stator-rotor :

Cette mutuelle présente l'effet du flux du stator sur le rotor, il dépend de θ_s , de θ (le déplacement du rotor) et de $alpr \cdot \frac{l}{L_{fer}}$ (l'inclinaison des barres rotoriques). Trois cas se présentent :

- le premier est l'effet de la phase n du stator sur une phase m du rotor qui se trouve face à elle.

$$B(\theta_s) = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_w \cdot J}{\pi \cdot p \cdot \varepsilon} \cdot k_w \cdot \cos \left(p \cdot \left(\theta_s - \theta - alpr \cdot \frac{l}{L_{fer}} \right) \right)$$

$$M_{sr} = p \cdot n_e \cdot \frac{D_s}{2 \cdot J} \int_{-\frac{L_{fer}}{2}}^{\frac{L_{fer}}{2}} \sum_{i=0}^{N_{es}-1} \int_{-\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}}^{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}} B(\theta_s) \cdot d\theta_s \cdot dl$$

- Le second est l'effet de la phase n du stator sur une phase m du rotor qui se trouve déphasée de $\frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p}$.

$$B(\theta_s) = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_w \cdot J}{\pi \cdot p \cdot \varepsilon} \cdot k_w \cdot \cos \left(p \cdot \left(\theta_s - \theta - alpr \cdot \frac{l}{L_{fer}} - \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p} \right) \right)$$

$$M'_{sr} = p \cdot n_e \cdot \frac{D_s}{2 \cdot J} \int_{-\frac{L_{fer}}{2}}^{\frac{L_{fer}}{2}} \sum_{i=0}^{N_{es}-1} \int_{-\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}}^{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}} B(\theta_s) \cdot d\theta_s \cdot dl$$

- Le Troisième est l'effet de la phase n du stator sur une phase m du rotor qui se trouve déphasée de $-\frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p}$.

$$B(\theta_s) = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_w \cdot J}{\pi \cdot p \cdot \varepsilon} \cdot k_w \cdot \cos \left(p \cdot \left(\theta_s - \theta - alpr \cdot \frac{l}{L_{fer}} + \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p} \right) \right)$$

$$M''_{sr} = p \cdot n_e \cdot \frac{D_s}{2 \cdot J} \int_{-\frac{L_{fer}}{2}}^{\frac{L_{fer}}{2}} \sum_{i=0}^{N_{es}-1} \int_{-\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}}^{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}} B(\theta_s) \cdot d\theta_s \cdot dl$$

Mutuelles rotor-stator :

Cette mutuelle présente l'effet du flux du rotor sur le stator, il dépend de θ_r , de θ (le déplacement du rotor). Trois cas se présente ;

- le premier est l'effet de la phase n du stator sur une phase m du rotor qui se trouve face à elle.

$$B(\theta_r) = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_w \cdot J}{\pi \cdot p \cdot \varepsilon} \cdot k_w \cdot \cos\left(p \cdot (\theta_r + \theta)\right)$$

$$M_{rs} = L_{fer} \cdot p \cdot n_e \cdot \frac{D_s}{2 \cdot J} \sum_{i=0}^{N_{es}-1} \int_{-\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}}^{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}} B(\theta_r) \cdot d\theta_r$$

- Le second est l'effet de la phase n du stator sur une phase m du rotor qui se trouve déphasée de $\frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p}$.

$$B(\theta_r) = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_w \cdot J}{\pi \cdot p \cdot \varepsilon} \cdot k_w \cdot \cos\left(p \cdot \left(\theta_r + \theta - \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p}\right)\right)$$

$$M'_{rs} = L_{fer} \cdot p \cdot n_e \cdot \frac{D_s}{2 \cdot J} \sum_{i=0}^{N_{es}-1} \int_{-\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}}^{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}} B(\theta_r) \cdot d\theta_r$$

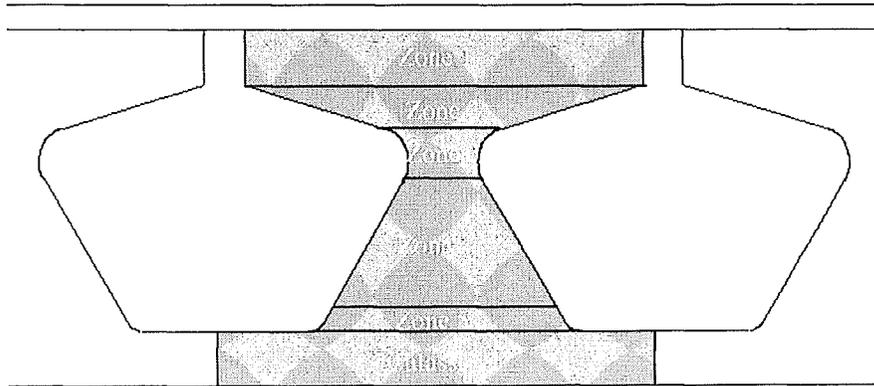
- Le Troisième est l'effet de la phase n du stator sur une phase m du rotor qui se trouve déphasée de $-\frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p}$.

$$B(\theta_r) = 2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_w \cdot J}{\pi \cdot p \cdot \varepsilon} \cdot k_w \cdot \cos\left(p \cdot \left(\theta_r + \theta + \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot p}\right)\right)$$

$$M''_{rs} = L_{fer} \cdot p \cdot n_e \cdot \frac{D_s}{2 \cdot J} \sum_{i=0}^{N_{es}-1} \int_{-\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}}^{\frac{Q \cdot \pi}{N_s} - \frac{(N_{es}-1) \cdot \pi}{N_s} + i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_s}} B(\theta_r) \cdot d\theta_r$$

Calcul de l'inertie J :

Nous commençons par définir les surfaces au rotor. Sur le schéma ci-dessous, le rotor est partagé en cinq parties plus la culasse.



La somme de ces surfaces multipliée par la longueur du rotor nous donnera le volume du rotor. Connaissant la masse volumique du rotor M_{rotor} , nous pouvons avoir la masse du rotor.

Il faut rajouter la masse de l'arbre du rotor qui est de forme cylindrique. Donc cette masse est égale au volume du cylindre par la masse volumique de l'arbre.

Et l'inertie :
$$J = \sum_{i=1}^n \int_{R_i}^{R_{i+1}} m_i^2 r^2 dr$$

avec R_i : Rayon interne de l'élément i .

R_{i+1} : Rayon extérieur de l'élément i

m_i : Masse de l'élément i .

n : Nombre d'éléments.

ANNEXE B

Etude d'observabilité du modèle de Park

I. Modèle de Park étendu et réduit

Le modèle de Park lié au champ tournant étendu à la résistance rotorique et réduit s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{L_m x_3}{L_r} i_{ds} - \frac{x_3}{L_r} x_1 + (\omega_s - \omega_r) x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{L_m x_3}{L_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) x_1 - \frac{x_3}{L_r} x_2 \\ \dot{x}_3 = 0 \end{cases} \quad (1)$$

Pour établir l'observabilité, il faut retrouver toutes les variables à partir des mesures possibles.

Sachant que : $y = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$. Alors, si nous considérons que la sortie est connue, ceci implique

la connaissance des variables mesurées : $\begin{cases} x_1 \\ x_2 \end{cases}$

les dérivées des courants sont alors connus $\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} \\ \frac{dx_2}{dt} \end{cases}$

On peut retrouver les jacobiens des dérivées des courants $\begin{cases} \frac{d\dot{x}_1}{dX} \\ \frac{d\dot{x}_2}{dX} \end{cases}$

Ceci nous donne les vecteurs suivants :

$$\begin{cases} \left[-\frac{x_3}{L_r}, \omega_s - \omega_r, \frac{L_m i_{ds}}{L_r} - \frac{x_1}{L_r} \right] \\ \left[\omega_s - \omega_r, -\frac{x_3}{L_r}, \frac{L_m i_{qs}}{L_r} - \frac{x_2}{L_r} \right] \end{cases}$$

de ces vecteurs on tire : $-\frac{x_3}{L_r}$ est connu et donc x_3 est connu, c'est à dire R_r est connu

Donc : les variables $\begin{cases} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ R_r \end{cases}$ sont toutes connues à partir de y .

Le système (1) est donc uniformément observable.

II. Modèle de Park étendu à la résistance rotorique et réduit

Le modèle de Park lié au champ tournant étendu à la résistance rotorique s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_r\sigma}\right)i_{ds} + \omega_s i_{qs} + R_r\left(\frac{1-\sigma}{L_m L_r\sigma}\right)\varphi_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m\sigma}\right)\omega_r\varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_r\sigma}\right)i_{qs} + \left(\frac{1-\sigma}{L_m\sigma}\right)\omega_r\varphi_{dr} + R_r\left(\frac{1-\sigma}{L_m L_r\sigma}\right)\varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{qs} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r}i_{ds} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{dr} + \omega_{sl}\varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r}i_{qs} + \omega_{sl}\varphi_{dr} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{qr} \\ \frac{dR_r}{dt} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

Pour établir l'observabilité, il faut retrouver toutes les variables à partir des mesures possibles.

Sachant que : $y = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \omega_r \end{bmatrix}$. Alors, si nous considérons que la sortie y est connue.

ceci implique la connaissance des variables mesurées : $\begin{cases} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \omega_r \end{cases}$

les dérivées des courants sont alors connus $\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \end{cases}$

On peut retrouver les jacobiens des dérivées des courants $\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dX} \\ \frac{di_{qs}}{dX} \end{cases}$

Ceci nous donne les vecteurs suivants :

$$\begin{cases} \left[-\frac{1}{T_s \sigma} - \frac{R_r}{L_r} a, \omega_s, \frac{R_r a}{L_r L_m}, \frac{a \omega_r}{L_m}, \frac{a}{L_r} \left(i_{ds} + \frac{\varphi_{dr}}{L_m} \right) \right] \\ \left[-\omega_s, -\frac{1}{T_s \sigma} - \frac{R_r}{L_r} a, \frac{a \omega_r}{L_m}, \frac{R_r a}{L_r L_m}, \frac{a}{L_r} \left(i_{qs} + \frac{\varphi_{qr}}{L_m} \right) \right] \end{cases}$$

de ces vecteurs on tire : $-\frac{1}{T_s \sigma} - \frac{R_r}{L_r} a$ et donc on connaît R_r

d'autre part, on connaît : $\frac{a}{L_r} \left(i_{ds} + \frac{\varphi_{dr}}{L_m} \right)$ et comme i_{ds} est connu, alors φ_{dr} l'est aussi.

et comme $\frac{a}{L_r} \left(i_{qs} + \frac{\varphi_{qr}}{L_m} \right)$ est connu . avec i_{qs} connu alors φ_{qr} est aussi connu.

$$\text{Donc : } \begin{cases} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \omega_r \\ R_r \end{cases} \text{ sont connues à partir de la connaissance de } y.$$

Le système (1) est donc uniformément observable.

III. Modèle de Park étendu à R_r et L_m

Le modèle de Park lié au champ tournant étendu à la résistance rotorique et à l'inductance mutuelle s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} i_{ds} = -\left(\frac{R_r + R_s}{L_f} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \left(\frac{R_r}{L_m L_f} \right) \varphi_{dr} + \left(\frac{1}{L_f} \right) \omega_r \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ i_{qs} = -\omega_s i_{ds} - \left(\frac{R_r + R_s}{L_f} \right) i_{qs} + \left(\frac{1}{L_f} \right) \omega_r \varphi_{dr} + \left(\frac{R_r}{L_m L_f} \right) \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \dot{\varphi}_{dr} = R_r i_{ds} - \frac{R_r}{L_m} \varphi_{dr} + \omega_{sl} \varphi_{qr} \\ \dot{\varphi}_{qr} = R_r i_{qs} + \omega_{sl} \varphi_{dr} - \frac{R_r}{L_m} \varphi_{qr} \\ \dot{R}_r = 0 \\ \dot{L}_m = 0 \end{cases} \quad (1)$$

Pour établir l'observabilité, il faut retrouver toutes les variables à partir des mesures possibles.

Sachant que : $y = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$. Alors, si nous considérons que la sortie y est connue.

ceci implique la connaissance des variables mesurées : $\begin{cases} i_{ds} \\ i_{qs} \end{cases}$

les dérivées des courants sont alors connues $\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \end{cases}$

On peut retrouver les jacobiens des dérivées des courants $\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dX} \\ \frac{di_{qs}}{dX} \end{cases}$

Ceci nous donne les vecteurs suivants :

$$\begin{bmatrix} -\frac{R_r + R_s}{L_f}, \omega_s, \frac{R_r}{L_m L_f}, \frac{1}{L_f} \left(-i_{ds} + \frac{\varphi_{dr}}{L_m} \right), -\frac{R_r \varphi_{dr}}{L_m^2 L_f} \\ -\omega_s, -\frac{R_r + R_s}{L_f}, \frac{1}{L_f} \left(-i_{qs} + \frac{\varphi_{qr}}{L_m} \right), \frac{R_r}{L_m L_f}, -\frac{R_r \varphi_{dr}}{L_m^2 L_f} \end{bmatrix}$$

de ces vecteurs on tire : $-\frac{R_r + R_s}{L_f}$ et donc R_r est connu.

Aussi $\frac{R_r}{L_m L_f}$ est connu, et comme R_r alors L_m connu.

D'autre part $\frac{1}{L_f} \left(-i_{ds} + \frac{\varphi_{dr}}{L_m} \right)$ est connu, et comme i_{ds} et L_m sont connus alors φ_{dr} est connu.

$\frac{1}{L_f} \left(-i_{qs} + \frac{\varphi_{qr}}{L_m} \right)$ est connu, et comme i_{qs} et L_m sont connus, donc, φ_{dr} est connu.

Donc, les variables du vecteur $\begin{cases} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ R_r \\ L_m \end{cases}$ sont toutes connues à partir de la connaissance de y .

Le système (1) est donc uniformément observable.

ANNEXE C

Modèle triphasé-triphasé de la machine asynchrone

Cette annexe présente le développement analytique du modèle triphasé-triphasé. Il est présenté sous forme de matrices : $\dot{X} = AX + BU$

Les matrices A et B sont non-linéaires.

Pour faciliter l'écriture des matrices, les changements de variables suivants ont été effectués :

$$b = \frac{2L_m \cdot p}{J} ;$$

$$d = L_m \cdot p \cdot \frac{2L_{fr} + 3L_r}{\det} ;$$

$$c = -\frac{2L_m R_r}{\det} ;$$

$$r = -R_s \frac{-3L_m^2 + 3L_s L_r + 2L_s L_{fr}}{\det L_{fs}} ;$$

$$e = \frac{3\sqrt{3}L_m^2 \cdot p}{\det} ;$$

$$g = -2R_s \frac{2L_{fr} + 3L_r}{\det} ;$$

$$h = -R_r \frac{-3L_m^2 + 3L_s L_r + 2L_r L_{fs}}{\det \cdot L_{fr}} ;$$

$$m = -\frac{2L_m R_s}{\det} ;$$

$$v = -2R_r \frac{2L_{fs} + 3L_s}{\det} ;$$

$$\lambda = \frac{-2L_m R_s}{\det} ;$$

$$\beta = -p \cdot L_m \frac{2L_{fs} + 3L_s}{\det} ;$$

$$\delta = 2 \frac{3L_r + 2L_{fr}}{\det} ;$$

$$\sigma = \frac{-3L_m^2 + 3L_s L_r + 2L_s L_{fr}}{\det L_{fs}} ;$$

$$\xi = \frac{2 \cdot L_m}{\det}$$

$$A = \begin{bmatrix}
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b\sqrt{3}\cos(pX_2)(-X_4 + X_5) + b\sin(pX_2)(-2X_3 + X_4 + X_5) & b\sqrt{3}\cos(pX_2)(X_3 - X_5) + b\sin(pX_2)(X_3 - 2X_4 + X_5) & b\sqrt{3}\cos(pX_2)(-X_3 + X_4) + b\sin(pX_2)(X_3 + X_4 - 2X_5) \\
1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & r+g & r-e X_1 & r+e X_1 & r+e X_1 & \cos(pX_2)(-2C) + \sin(pX_2)(2dX_1) & \cos(pX_2)(C-d\sqrt{3}X_1) + \sin(pX_2)(-C\sqrt{3}-dX_1) & \cos(pX_2)(C+d\sqrt{3}X_1) + \sin(pX_2)(C\sqrt{3}-dX_1) \\
0 & 0 & r+e X_1 & r+g & r+g & r-e X_1 & \cos(pX_2)(C+d\sqrt{3}X_1) + \sin(pX_2)(C\sqrt{3}-dX_1) & \cos(pX_2)(-2C) + \sin(pX_2)(2dX_1) & \cos(pX_2)(C-d\sqrt{3}X_1) + \sin(pX_2)(-C\sqrt{3}-dX_1) \\
0 & 0 & r-e X_1 & r+e X_1 & r+e X_1 & r+g & \cos(pX_2)(C-d\sqrt{3}X_1) + \sin(pX_2)(-C\sqrt{3}-dX_1) & \cos(pX_2)(C+d\sqrt{3}X_1) + \sin(pX_2)(C\sqrt{3}-dX_1) & \cos(pX_2)(-2C) + \sin(pX_2)(2dX_1) \\
0 & 0 & \cos(pX_2)(-2\lambda) + \sin(pX_2)(2\beta X_1) & \cos(pX_2)(\lambda + \beta\sqrt{3}X_1) + \sin(pX_2)(\lambda\sqrt{3} - \beta X_1) & \cos(pX_2)(\lambda - \beta\sqrt{3}X_1) + \sin(pX_2)(-\lambda\sqrt{3} - \beta X_1) & r+g & h+v & h+mX_1 & h-mX_1 \\
0 & 0 & \cos(pX_2)(\lambda - \beta\sqrt{3}X_1) + \sin(pX_2)(-\lambda\sqrt{3} - \beta X_1) & \cos(pX_2)(-2\lambda) + \sin(pX_2)(2\beta X_1) & \cos(pX_2)(\lambda + \beta\sqrt{3}X_1) + \sin(pX_2)(\lambda\sqrt{3} - \beta X_1) & r+g & h-mX_1 & h+v & h+mX_1 \\
0 & 0 & \cos(pX_2)(\lambda + \beta\sqrt{3}X_1) + \sin(pX_2)(\lambda\sqrt{3} - \beta X_1) & \cos(pX_2)(\lambda - \beta\sqrt{3}X_1) + \sin(pX_2)(-\lambda\sqrt{3} - \beta X_1) & \cos(pX_2)(-2\lambda) + \sin(pX_2)(2\beta X_1) & r+g & h+mX_1 & h-mX_1 & h+v
\end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \delta & \sigma & \sigma & \sigma & \xi(\cos(pX_2) - \sqrt{3}\sin(pX_2)) & \xi(\cos(pX_2) - \sqrt{3}\sin(pX_2)) & 0 \\ 0 & 0 & \sigma & \delta & \sigma & \delta & \xi(\cos(pX_2) + \sqrt{3}\sin(pX_2)) & \xi(\cos(pX_2) + \sqrt{3}\sin(pX_2)) & 0 \\ 0 & 0 & \sigma & \sigma & \sigma & \sigma & -2.\zeta \cos(pX_2) & -2.\zeta \cos(pX_2) & -2.\zeta \cos(pX_2) \\ 0 & -2.\zeta \cos(pX_2) & \xi(\cos(pX_2) - \sqrt{3}\sin(pX_2)) & \xi(\cos(pX_2) + \sqrt{3}\sin(pX_2)) & \xi(\cos(pX_2) - \sqrt{3}\sin(pX_2)) & \xi(\cos(pX_2) + \sqrt{3}\sin(pX_2)) & -2.\zeta \cos(pX_2) & -2.\zeta \cos(pX_2) & -2.\zeta \cos(pX_2) \end{bmatrix}$$

$$X = [\omega_r \quad \theta \quad i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs} \quad i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T$$

$$U = [C_r \quad V_a \quad V_b \quad V_c]^T$$

ANNEXE D

Observation de la résistance rotorique et de l'inductance de fuite

Nous proposons de suivre dans cette partie, simultanément, le comportement de la résistance rotorique et celui de l'inductance de fuite L_f . Le vecteur d'état du modèle de la machine est étendu à ces deux variables (R_r et L_f). L'estimateur est donné par :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds} = -\left(\frac{R_r + R_s}{L_f}\right)i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \left(\frac{R_r}{L_m L_f}\right)\varphi_{dr} + \left(\frac{1}{L_f}\right)\omega_r \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} = -\omega_s i_{ds} - \left(\frac{R_r + R_s}{L_f}\right)i_{qs} + \left(\frac{1}{L_f}\right)\omega_r \varphi_{dr} + \left(\frac{R_r}{L_m L_f}\right)\varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \dot{\varphi}_{dr} = R_r i_{ds} - \frac{R_r}{L_m} \varphi_{dr} + \omega_{sl} \varphi_{qr} \\ \dot{\varphi}_{qr} = R_r i_{qs} + \omega_{sl} \varphi_{dr} - \frac{R_r}{L_m} \varphi_{qr} \\ \dot{R}_r = 0 \\ \dot{L}_f = 0 \end{cases} \quad [15]$$

Le vecteur d'état de la machine est initialisé à l'état zéro (arrêt machine) alors que celui de l'observateur est initialisé à un état quelconque. Pour vérifier la robustesse de l'observation vis à vis du couple, une variation du couple de charge est effectuée et nous présentons les résultats de comportement de l'observation de la résistance rotorique et l'inductance de fuite.

Après le régime de démarrage, nous imposons une variation de l'inductance L_f ①, du couple de charge ②, suivies ensuite par une variation de la résistance rotorique ③ et finalement un changement de l'inductance de fuite ④.

Les figures ci-dessous montrent les effets des variations imposées sur le comportement des courants suivant les axes d et q de la machine.

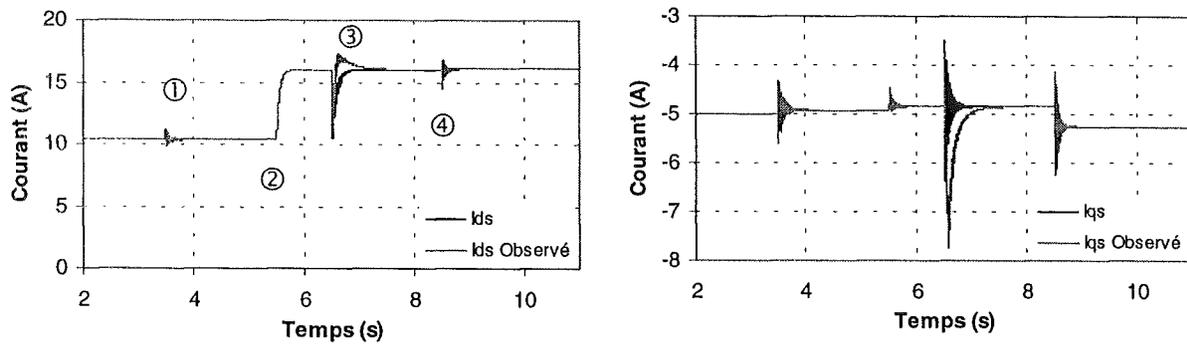


Fig. 1. Les courants suivant les axes d et q

Ci-dessous est présenté le comportement de la vitesse mécanique de la machine.

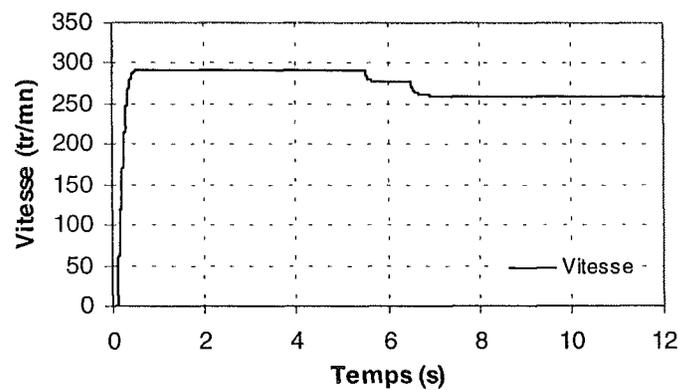


Fig. 2. La vitesse mécanique

Les figures ci-dessous présentent la convergence de la résistance et de l'inductance vers les paramètres imposés.

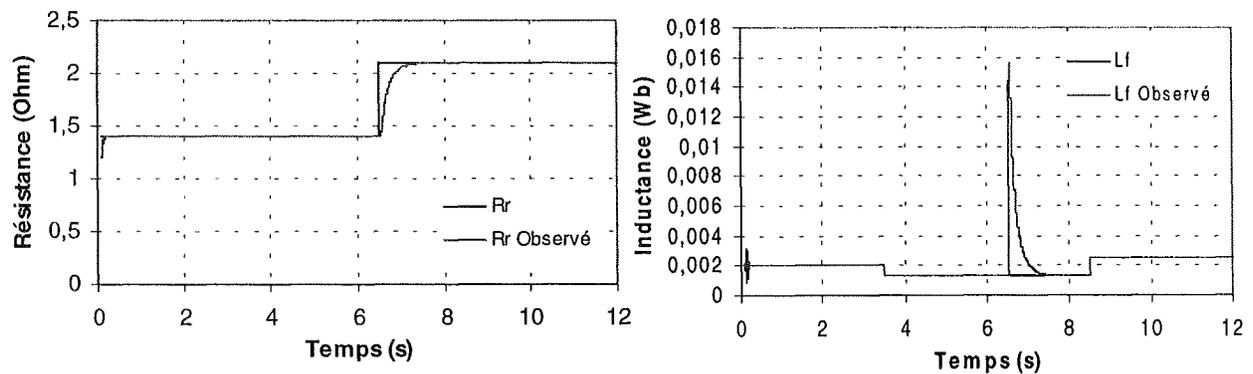


Fig. 3. Les résistances rotoriques et les inductances de fuite imposées et observées

ANNEXE E***Caractéristiques de la machine utilisée***

Moteur

Fréquence :	50 Hz	Polarité :	4
Tension :	230/400 V	Ns :	48 encoches
Puissance :	5.5 kW	Nr :	28 barres

Plaque signalétique

Cos φ :	0.84	In étoile	11.3 A
Vitesse	1440 min ⁻¹	In triangle	19.5 A

AUTORISATION DE SOUTENANCE

Vu les dispositions de l'arrêté du 30 Mars 1992,

Vu la demande du Directeur de Thèse

Monsieur G. CLERC

et les rapports de

Monsieur J.P. LOUIS
Professeur des Universités - Ecole Normale Supérieure de Cachan - LESIR - 61, av. du Président Wilson
94235 CACHAN

et de

Monsieur J.C. TRIGEASSOU
Professeur des Universités - LAAI ESIP - 40, av. du Recteur Pineau - 86022 POITIERS

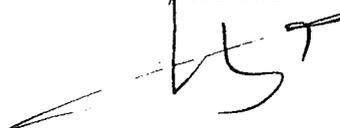
Monsieur BOUMEGOURA Tarek

est autorisé à soutenir une thèse pour l'obtention du grade de **DOCTEUR**

Ecole doctorale ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE et AUTOMATIQUE (EEA)

Fait à Ecully, le 15 mars 2001

P/Le Directeur de l'E.C.L.
Le Directeur des Etudes



F. LEBOEUF

Titre :

Recherche de Signature Electromagnétique des Défauts dans une Machine Asynchrone et Synthèse D'observateurs en Vue du Diagnostic.

Résumé :

Les entraînements électriques utilisent de plus en plus les moteurs asynchrones à cause de leur robustesse, de leur puissance massique et de leur coût. Leur maintenance et leur diagnostic deviennent donc un enjeu économique. Il est important de détecter de manière précoce les défauts qui peuvent apparaître dans ces machines et donc de développer des méthodes de surveillance de fonctionnement ou de maintenance préventive.

Ainsi, un modèle fin de la machine a été développé et a permis d'analyser l'impact des défauts sur le comportement du moteur. Il a permis d'obtenir des signatures spécifiques aux défaillances électriques et de prévoir l'évolution de ces dernières.

Notre approche repose sur la surveillance de paramètres de modèles comportementaux de la machine, sensibles aux défauts : les résistances rotoriques d'un modèle triphasé, l'inductance magnétisante et la résistance rotorique d'un modèle diphasé.

Des outils de détection des défauts rotoriques, basés sur des observateurs de Kalman et grand gain étendus adaptés aux systèmes non-linéaires, ont été synthétisés pour tracer les paramètres précédents.

Ils ont été validés par des essais expérimentaux sur des bancs moteurs et sur des données issues du modèle par éléments finis

Mots clés :

Moteurs Asynchrones, Diagnostic, Surveillance, Observateurs, systèmes non-linéaires, modélisation, éléments finis, signatures paramétriques, défauts électriques.

Title :

Research of Electromagnetic Signatures of defaults in induction machine and synthesising of adapted Observers to Diagnosis.

Keywords :

Asynchronous machines, diagnosis, surveillance, observers, non-linear systems, modeling, finite elements, parametric signature, electrical faults.

Direction de recherche

M. le Professeur Guy CLERC
Centre de Génie Electrique de Lyon (CEGELY)
UMR CNRS n° 5005
Université Claude Bernard Lyon-1
43, Boulevard du 11 Novembre 1918
69622 Villeurbanne (France)

