



HAL
open science

Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique

Bertrand Raison

► **To cite this version:**

Bertrand Raison. Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2000. Français. NNT: . tel-00689856

HAL Id: tel-00689856

<https://theses.hal.science/tel-00689856>

Submitted on 20 Apr 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

mon stage de DEA et ces trois années passées au LEG. Toutes mes pensées l'accompagnent pour son domptage de MatLab et Simulink!

Je veux aussi remercier tout le personnel Ingénieurs, Techniciens et Administratifs dont la disponibilité et la gentillesse ne font jamais défaut. Une pensée émue et reconnaissante va vers nos amis ingénieurs systèmes. J'y décerne une mention spéciale à madame M.-T. LOUBINOUX, dit Madame la Fée, qui a su supporter mes sarcasmes avec bonne humeur pendant ces quelques années. Une mention spéciale est aussi décernée à mademoiselle F. FRANCOIS, dit Floflo, pour ses discussions sur les neuneus, sa disponibilité et sa gentillesse. Qu'elle soit ici remerciée.

Je tiens aussi à remercier messieurs Nikola JERANCE et Eric FLABBEE que j'ai eu le plaisir d'encadrer au cours de leur stage de DEA. J'espère ne pas trop les avoir embêtés.

Je remercie tous les doctorants du LEG pour la bonne entente qui y règne. Parmi eux, je voudrais souligner l'apport de la "force basque" dans la vie du laboratoire. Citons Stanis, Joseba et Eñaut MUXIKA OLASAGASTI (t'as vu, j'ai réussi à l'écrire correctement) dont je tiens à souligner la gentillesse et la disponibilité qui ne lui font jamais défaut. Je le remercie de m'avoir supporté pendant cinq ans.

Je tiens aussi à remercier Emmanuel VINOT (dit Manu le Dingue) pour les séances défoulement bihebdomadaires de badminton et les sorties VTT dans lesquelles, je reconnais, je ne brille guère ni par l'efficacité et ni par le style en descente. Mais j'ai des circonstances atténuantes (voir plus loin).

Après ces quelques figures "imposées", rentrons un peu dans le détail.

Je remercie Jean-Pierre R. pour m'avoir permis une initiation au déchiffrement des hiéroglyphes. Il est vrai que Champollion est né à Grenoble. Merci encore à Jean-Pierre de perpétuer la tradition comme le montre la figure 1.

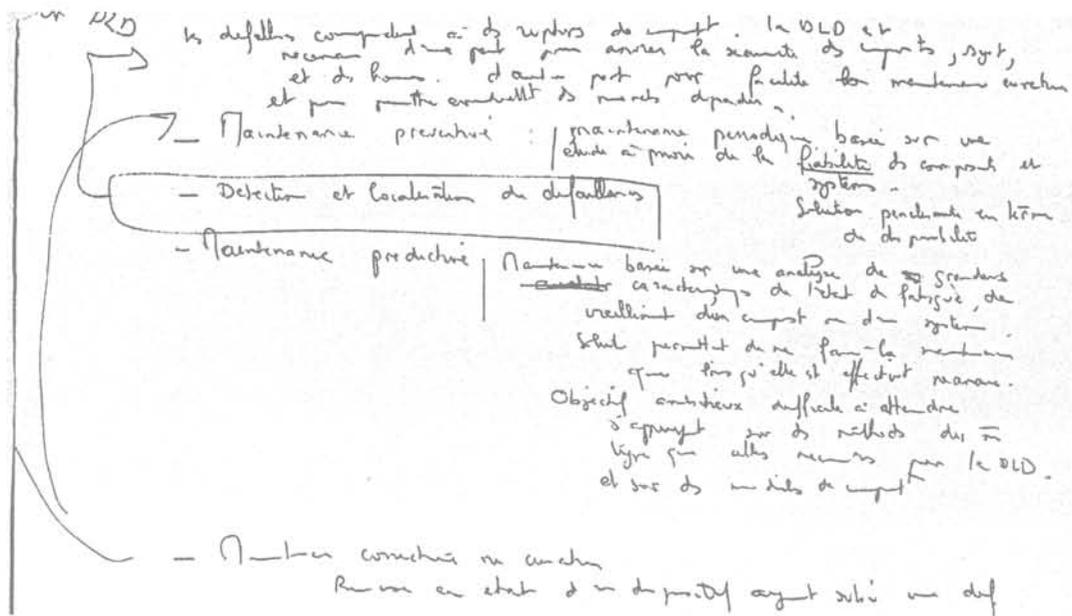


figure 1 : Les différents types de maintenance (Jean-Pierre R.)

Je tiens à remercier Gilles R. pour les conseils en parcours de VTT. Je n'oublierai jamais le fameux "coup de sabre" et ses 25 points de suture.



figure 2 : Un joli itinéraire VTT

Dans le rayon VTT et enseignement, je tiens à remercier Monsieur James ROUDET, dit "Grand'Maître", pour avoir accepté d'être mon tuteur de monitorat pendant 3 ans. Je le remercie aussi pour ses conseils sur les enseignements dont j'avais la charge et pour les tuyaux sur le choix d'un VTT. Qu'il reçoive ici l'expression de la gratitude de "Petite Crotte".

Que serait la vie du labo sans le fameux groupe de discussion “ pause-café ”. Je remercie les différents intervenants pour leur contribution dans la distinction entre l’œuf et la méta-poule voire dans le mode de propulsion des baleines (qui vont à 4000 mètres !).

Il restera aussi dans la mémoire de certaines et de certains une “ mémorable ” soirée au Charmant Som. Que les personnes concernées sachent que je ne leur en veux **plus du tout**...

Je tiens aussi à remercier monsieur G. OLLAGNON, dit Sa Guyvinité, pour les sorties montagnardes et pour Ses fines et toujours légères saillies drolatiques dont Il est coutumier. Qu’Il soit ici loué par le Premier Apôtre. N’oublions pas non plus d’inclure dans ce tableau digne de la Scène l’ardent J.-P., dit le Nuiskible, et le non moins amical Judas.

Je tiens à remercier les membres de l’AVIRON GRENOBLOIS pour les bons moments passés ensemble (que ce soit sur l’eau, au laser Game, au Charmant Som). Je les remercie pour leur amitié et pour le titre d’“Encore Sec ” qu’ils m’ont décerné. Il faut dire que j’ai souvent eu l’occasion de finir **légèrement** mouillé mais ce n’était pas toujours à cause de la transpiration (figure 3).



figure 3 : Bénédition à Venise

Enfin, je voudrais remercier ici sincèrement ma famille pour le soutien constant qu’elle m’apporté tout au long de mes études.

Table des matières

INTRODUCTION	5
CHAPITRE I CONTEXTE DE L'ÉTUDE	11
I. INTRODUCTION.....	13
II. CONTEXTE DE L'ÉTUDE.....	13
III. LES DÉFAUTS DANS LES SYSTÈMES ÉLECTRIQUES TOURNANTS	15
III.1. <i>Machine</i>	15
III.1.a) Causes des défauts.....	15
III.1.b) Les principaux défauts dans la machine.....	16
III.1.c) Les défauts roulement.....	17
III.1.d) Les défauts au stator de la machine.....	18
III.1.e) Les défauts au rotor de la machine	18
III.2. <i>Convertisseur</i>	19
III.3. <i>Transmission mécanique</i>	20
III.3.a) Origine des défauts.....	20
III.3.b) Les défauts répartis sur toutes les dents.....	21
III.3.c) Les défauts localisés sur certaines dents.....	21
IV. LES MÉTHODES INDUSTRIELLES DE PROTECTION DES APPLICATIONS	22
IV.1. <i>La machine</i>	22
IV.1.a) Méthodes reposant sur l'analyse fréquentielle	22
IV.1.b) Méthodes reposant sur l'étude de variables macroscopiques	23
IV.2. <i>L'onduleur</i>	24
IV.3. <i>La mécanique</i>	24
IV.4. <i>Conclusions</i>	25
V. LE CONTEXTE ACTUEL	25
V.1. <i>Evolution du contexte : importance des applications à vitesse variable</i>	25
V.2. <i>La détection et localisation de défauts</i>	26
V.3. <i>Méthodes reposant sur une approche modèle du « système »</i>	28
V.4. <i>Méthodes reposant sur une approche signal</i>	29
V.5. <i>Evolutions industrielles</i>	29
VI. CADRE DE NOTRE ÉTUDE – PRÉSENTATION DE NOTRE APPROCHE	30
VI.1. <i>L'application concernée</i>	30
VI.1.a) Schéma général	30
VI.1.b) Alimentation	30
VI.1.c) Onduleur	31
VI.1.d) Moteur.....	31
VI.1.e) Commande	32
VI.2. <i>Les défauts retenus</i>	32
VI.3. <i>Choix de méthodes de surveillance pour notre application</i>	33
VII. CONCLUSIONS	34
CHAPITRE II OUTILS DE VALIDATION.....	35
I. INTRODUCTION.....	37
II. PRÉSENTATION DU BANC D'ESSAI	38
III. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	40
III.1. <i>Hypothèses de la modélisation</i>	40
III.2. <i>Modèle triphasé dans le repère lié au stator</i>	41
III.2.a) Equations de base.....	42
III.2.b) Limites de validité physique du modèle	44
III.3. <i>Génération du modèle en vue de son implantation en simulation</i>	44
III.4. <i>Prise en compte de la saturation</i>	45
IV. SIMULATION DE L'ONDULEUR ET LA MLI VECTORIELLE	46
IV.1. <i>Présentation de l'onduleur</i>	47
IV.2. <i>Fonctionnement de la MLI vectorielle</i>	47
IV.2.a) Principe - Fonctionnement	47
IV.3. <i>Le temps de garde</i>	49
IV.4. <i>Implantation en simulation</i>	49
IV.5. <i>Comportement défaillant de l'onduleur</i>	50

V. SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE	51
V.1. Introduction	51
V.2. Principes de la commande vectorielle	51
V.2.a) Principe général	51
V.2.b) Contrôle des courants	53
V.2.c) Compensation des couplages	53
V.2.d) Détermination de la position du flux rotorique	54
V.2.e) Gestion de défluxage	54
V.3. Modélisation des capteurs	55
VI. SIMULATION DE LA PARTIE MÉCANIQUE ET DU CONTRÔLE DE VITESSE	55
VI.1. Modèles utilisés	55
VI.2. Modèle de la transmission	56
VI.3. L'engrenage	56
VI.3.a) Prise en compte de l'engrenage	56
VI.3.b) Introduction des défauts	57
VI.3.c) Réalisation en simulation	58
VI.4. Les roulements	59
VI.5. Contrôle de la vitesse de l'ensemble	60
VII. CONCLUSIONS	60
CHAPITRE III APPROCHE SIGNAL	63
I. INTRODUCTION	65
II. CHOIX DE LA VARIABLE À ÉTUDIER	66
II.1. De l'influence des boucles de contrôle	66
II.2. Partie électrique de l'entraînement	67
II.2.a) Défaut sur l'entrée de la machine	68
II.2.b) Défaut sur la sortie de la machine	69
II.3. Partie mécanique	70
III. CARACTÉRISATION FRÉQUENTIELLE DES DÉFAUTS	71
III.1. Introduction	71
III.2. Défaut onduleur (composant ouvert)	72
III.2.a) Caractérisation haute fréquence	72
III.2.b) Caractérisation basse fréquence	73
III.2.c) Conclusions	74
III.3. Défauts machine	74
III.4. Défauts capteurs	74
III.4.a) Défaut capteur de courant	74
III.4.b) Défaut capteur de vitesse	75
III.5. Défauts roulements	75
III.6. Défauts engrenage	77
III.7. Conclusions	77
IV. LES TECHNIQUES DE SURVEILLANCE	79
IV.1. Remarque préliminaire	79
IV.2. Principes des méthodes proposées	80
IV.2.a) La démodulation synchrone	80
IV.2.b) Le filtrage	81
IV.3. L'enregistrement synchrone à la position	82
IV.3.a) Principe	82
IV.3.b) Exemple d'illustration	83
IV.4. Quelques résultats	84
IV.4.a) Conditions d'essais	84
IV.4.b) Détection d'un défaut stator par la démodulation synchrone	85
IV.4.c) Détection d'un défaut onduleur par filtrage à f_{MLI} et $2f_{MLI}$	87
IV.4.d) Détection d'un défaut roulement	90
V. CONCLUSIONS	92
CHAPITRE IV APPROCHE MODÈLE	95
I. INTRODUCTION	97
II. MODÈLES	97
II.1. Modèles de base	98
II.1.a) Référentiels	98
II.1.b) Modèle dans le référentiel de Concordia (α, β) (S)	98
II.1.c) Modèle dans le référentiel de Park (d,q) (T)	100

II.2. Modèle des défauts pour la synthèse des observateurs	101
II.2.a) Machine	101
II.2.b) Capteurs.....	102
II.2.c) Onduleur	102
III. SURVEILLANCE DE LA MACHINE PAR DES FILTRES ÉTENDUS	103
III.1. Introduction	103
III.2. Observateurs de base.....	104
III.2.a) Observateurs de Luenberger	104
III.2.b) filtre de Kalman.....	108
III.2.c) Comparaison avec l'observateur d'ordre plein	112
III.3. Les filtres étendus	112
III.3.a) Introduction	112
III.3.b) Le filtre de Kalman étendu.....	113
III.3.c) Le modèle de référence adaptatif.....	118
III.4. Conclusions.....	123
IV. SURVEILLANCE DE LA MACHINE PAR DES OBSERVATEURS À ENTRÉES INCONNUES.....	124
IV.1. Principe des observateurs à entrées inconnues.....	124
IV.2. Synthèse d'observateurs à entrées inconnues	124
IV.3. Synthèse d'OEI pour la machine asynchrone à cage.....	125
IV.3.a) Rappels des modèles des défauts.....	125
IV.3.b) Principe de la détection de défaut	126
IV.3.c) Cas du défaut capteur de courant ΔI	127
IV.3.d) Cas des défauts ΔV , ΔR_s	128
IV.4. Synthèse d'un OEI à partir des équations électromécaniques de la machine asynchrone	130
IV.4.a) Equations considérées	130
IV.4.b) Défauts qui influencent l'état (défauts sur R_s et R_r).....	132
IV.4.c) Défauts qui influencent les sorties du système	132
IV.4.d) Exploitation possible d'une telle structure	133
IV.4.e) Exploitation en simulation.....	134
IV.4.f) Evolutions de cet observateur	135
V. CONCLUSIONS.....	135
CHAPITRE V MÉTHODOLOGIE DE SURVEILLANCE	137
I. INTRODUCTION.....	139
II. RAPPEL DES INDICATEURS DISPONIBLES	139
II.1. Remarques préliminaires	139
II.1.a) Le défaut au rotor de la machine asynchrone.....	139
II.1.b) Les observateurs à entrée inconnues.....	140
II.2. Tableaux récapitulatifs des indicateurs de défaut.....	140
III. ALGORITHME PROPOSÉ POUR LA SURVEILLANCE	141
III.1. Structure proposée.....	141
III.2. Validation en simulation.....	142
III.2.a) Choix de la séquence de fonctionnement.....	142
III.2.b) Résultats à vitesse constante.....	142
III.3. Conclusion et évolutions possibles	144
IV. ALGORITHME PROPOSÉ POUR LA SURVEILLANCE DE LA PARTIE MÉCANIQUE.....	145
IV.1. Utilisation des réseaux de neurones.....	145
IV.1.a) Présentation succincte des réseaux de neurones.....	145
IV.1.b) Choix d'un réseau de neurones	146
IV.1.c) Avantages et inconvénients	148
IV.1.d) Les réseaux de neurones pour le diagnostic	149
IV.2. Présentation de la méthode considérée.....	150
IV.2.a) Principe général.....	150
IV.3. Validation en simulation	151
IV.3.a) Phase d'apprentissage du réseau de neurones	151
IV.3.b) validation du réseau sur la simulation simplifiée	152
IV.3.c) Validation du réseau sur la simulation complète	154
IV.4. Perspectives de développement.....	154
V. CONCLUSIONS.....	155
CONCLUSIONS	157
BIBLIOGRAPHIE	161

ANNEXES	175
ANNEXE 1 : CARACTÉRISATION DES DÉFAUTS DANS LA MACHINE.....	177
<i>Défaut au stator de la machine</i>	177
Résultats de simulation.....	177
Résultats du banc de mesure.....	178
<i>Défaut rotor</i>	179
ANNEXE 2 : CARACTÉRISATION DU DÉFAUT CAPTEUR DE COURANT	180
<i>Résultats de simulation</i>	180
<i>Résultats d'expérimentation</i>	181
ANNEXE 3 : EFFET D'UN DÉFAUT SUR LE CAPTEUR DE VITESSE	183
<i>Résultats de simulation</i>	183
<i>Résultats expérimentaux</i>	185
ANNEXE 4 : EFFET D'UNE IMPRÉCISION SUR LA DÉMODULATION	187
ANNEXE 5 : UTILISATION DU CEPSTRE POUR LA DÉTECTION DU DÉFAUT ENGRENAGE.....	188
<i>Principe</i>	188
<i>Mise en œuvre</i>	189
ANNEXE 6 : EQUATIONS DU FILTRE DE KALMAN ÉTENDU À LA RÉSISTANCE ROTORIQUE	192
ANNEXE 7 : EQUATIONS DU MRA APPLIQUÉ À LA RÉSISTANCE ROTORIQUE	195
ANNEXE 8 : COMPENSATION DE LA DÉRIVE AVEC LA VITESSE.....	197
ANNEXE 9 : INTRODUCTION DE LA SATURATION DANS LES OBSERVATEURS	199
ANNEXE 10 : SYNTHÈSE D'UN OEI POUR LA MACHINE ASYNCHRONE À ROTOR BOBINÉ.....	201
<i>Rappel des équations de synthèse de l'OEI</i>	201
<i>Quatre observateurs à entrées inconnues</i>	201
<i>Un observateur avec quatre résidus découplés des défauts</i>	205
ANNEXE 11 : SYNTHÈSE D'UN OEI À PARTIR D'ÉQUATIONS DE SYNTHÈSE PLUS DÉVELOPPÉES	210
ANNEXE 12 : ENREGISTREMENT SYNCHRONE DU COURANT À LA POSITION DU CHAMP STATOR	212

Introduction

Les utilisateurs de gros systèmes industriels sont de plus en plus confrontés à la sûreté de fonctionnement de leur dispositif de production. Cette demande en termes de sûreté est motivée par les impératifs de production et se retrouve actuellement au niveau des cahiers des charges imposés par les industriels à leurs fournisseurs. Ce n'est plus seulement le produit qui est vendu mais l'assurance d'un taux de disponibilité garanti.

Ces contraintes imposées par le marché nécessitent un changement radical dans les politiques de conception et de maintenance. La maintenance, qui était principalement corrective dans les applications standard et préventive dans les applications critiques, se doit d'être prédictive afin d'optimiser les coûts d'immobilisation et de changement de pièces.

Qui dit maintenance prédictive, dit évaluation régulière de l'état du procédé, c'est-à-dire surveillance et analyse des indicateurs de panne sur du matériel en fonctionnement.

La surveillance d'un dispositif passe par la connaissance de son comportement sain (quel que soit son point de fonctionnement), la connaissance des défaillances pouvant l'affecter et la caractérisation des fonctionnements défaillants. Cette démarche d'analyse et d'évaluation de l'état d'un système impose une solide connaissance du procédé dans son contexte d'utilisation et un certain retour d'expérience concernant les défauts potentiels pouvant l'affecter. Le diagnostic de défauts, c'est-à-dire la détection et la localisation de défaillances, est un outil indispensable à la surveillance bien qu'inadapté à la maintenance prédictive. La connaissance et la mesure des processus de vieillissement des éléments de l'application est le but ultime permettant la prédiction de pannes.

Ce travail de thèse s'intéresse à la détection et localisation de défauts dans un entraînement électrique de traction urbaine à base de machine asynchrone. Il s'inscrit dans la continuité des travaux réalisés depuis une dizaine d'années au sein du laboratoire sur la thématique de la sûreté de fonctionnement des entraînements électriques. Il s'appuie sur des compétences dans les domaines des machines électriques, des convertisseurs de puissance et des chaînes de traction. Le dispositif servant de base à cette étude est un autobus électrique, développé par Renault Véhicule Industriel dont Alstom transport Villeurbanne - Tarbes a en charge la partie électrique.

Les contraintes de disponibilité imposées par l'utilisation de l'application au transport en commun et la nécessité d'assurer le service aux usagers font que la flotte d'autobus électriques

doit répondre à de sévères critères en termes de sûreté de fonctionnement. Les phases de conception et de prototypage étant terminées, seule une politique de maintenance adaptée peut garantir la disponibilité du matériel. Afin de faciliter la maintenance, voire de procéder à une maintenance prédictive, le concepteur de la chaîne de traction, Alstom, s'est intéressé à la faisabilité d'un système de surveillance de la partie électromécanique (de l'alimentation jusqu'aux roues) de l'électrobus.

Afin de développer des outils de détection et localisation de défauts, ce travail de recherche a été conduit selon deux axes :

1. La caractérisation des processus de défaillance, la définition de symptômes pertinents et l'obtention de modèles de ces dysfonctionnements (quantitatifs ou qualitatifs).
2. Le développement de méthodes de détection et localisation de défauts exploitant au mieux les connaissances acquises par les études précédentes.

Dans une première partie, nous présenterons le **contexte de cette étude** en rappelant les défauts qui peuvent intervenir dans un ensemble électrique tournant, les méthodes industrielles existantes pour la protection de cet ensemble et un bref état de l'art de la recherche en détection et localisation des défauts.

Etant bien entendu que les études de dysfonctionnement sur la chaîne de traction ne pourraient faire appel qu'à peu de données expérimentales, il a été indispensable de nous munir d'outils permettant de pallier ce manque. La deuxième partie de ce manuscrit présente les **outils de validation** tant sur le plan simulation que sur le plan expérimental qui nous ont servi à caractériser les comportements défaillants. Dans l'optique de posséder un outil de simulation aussi fin que possible, nous détaillerons comment sont modélisés les comportements sains et défaillants du système.

La détection de défauts fait appel depuis longtemps aux techniques de **traitement du signal**, pour, dans des phases de fonctionnement connues (vitesse fixe), mettre en évidence et localiser un dysfonctionnement. C'est donc naturellement que nous nous sommes tournés, dans la troisième partie, vers ces méthodes pour, dans le contexte d'un dispositif complexe fonctionnant en vitesse variable, détecter et localiser des défauts. Nous présenterons tout d'abord quelques remarques sur l'influence de la commande sur le choix de la variable la plus pertinente pour détecter et localiser le défaut suivant sa caractérisation fréquentielle et le point

de fonctionnement puis nous utiliserons ces résultats afin d'extraire des mesures disponibles sur le dispositif les critères de détection et de localisation des pannes.

De nombreux travaux, dans le domaine du diagnostic, s'intéressent aux outils de **redondance analytique**. Forts de l'expérience d'études précédentes sur un entraînement utilisant une machine à courant continu, nous avons voulu utiliser ces méthodes sur notre problème dans la quatrième partie de ce mémoire. Une première approche par le biais d'observateurs d'état étendus est proposée et validée en simulation et expérimentalement. Devant les limites de telles solutions, l'utilisation d'observateurs à entrées inconnues est étudiée. Nous présentons les premiers résultats d'une telle méthode de synthèse.

De ces deux approches, nous tentons, dans le cinquième chapitre, de former un **outil de surveillance globale** de l'application tirant partie des outils développés précédemment et applicable au contexte de la vitesse variable. Une solution reposant sur les observateurs d'état étendus et les outils de traitement du signal est proposée. Un algorithme de surveillance de la partie mécanique de l'application reposant sur les réseaux de neurones est étudié.

Chapitre I
Contexte de l'étude

CHAPITRE I CONTEXTE DE L'ÉTUDE	11
I. INTRODUCTION.....	13
II. CONTEXTE DE L'ÉTUDE.....	13
III. LES DÉFAUTS DANS LES SYSTÈMES ÉLECTRIQUES TOURNANTS	15
<i>III.1. Machine</i>	15
III.1.a) Causes des défauts.....	15
III.1.b) Les principaux défauts dans la machine	16
III.1.c) Les défauts roulement.....	17
III.1.d) Les défauts au stator de la machine.....	18
III.1.e) Les défauts au rotor de la machine	18
<i>III.2. Convertisseur</i>	19
<i>III.3. Transmission mécanique</i>	20
III.3.a) Origine des défauts.....	20
III.3.b) Les défauts répartis sur toutes les dents.....	21
III.3.c) Les défauts localisés sur certaines dents.....	21
IV. LES MÉTHODES INDUSTRIELLES DE PROTECTION DES APPLICATIONS	22
<i>IV.1. La machine</i>	22
IV.1.a) Méthodes reposant sur l'analyse fréquentielle	22
IV.1.b) Méthodes reposant sur l'étude de variables macroscopiques	23
<i>IV.2. L'onduleur</i>	24
<i>IV.3. La mécanique</i>	24
<i>IV.4. Conclusions</i>	25
V. LE CONTEXTE ACTUEL	25
V.1. <i>Evolution du contexte : importance des applications à vitesse variable</i>	25
V.2. <i>La détection et localisation de défauts</i>	26
V.3. <i>Méthodes reposant sur une approche modèle du « système »</i>	28
V.4. <i>Méthodes reposant sur une approche signal</i>	29
V.5. <i>Evolutions industrielles</i>	29
VI. CADRE DE NOTRE ÉTUDE – PRÉSENTATION DE NOTRE APPROCHE	30
<i>VI.1. L'application concernée</i>	30
VI.1.a) Schéma général	30
VI.1.b) Alimentation	30
VI.1.b.i) Par le réseau haute tension de trolleybus à 750 V.....	30
VI.1.b.ii) Par un groupe diesel - alternateur	31
VI.1.c) Onduleur	31
VI.1.d) Moteur.....	31
VI.1.e) Commande	32
VI.2. <i>Les défauts retenus</i>	32
VI.3. <i>Choix de méthodes de surveillance pour notre application</i>	33
VII. CONCLUSIONS	34

I. Introduction

Dans ce chapitre d'introduction, nous allons situer cette étude parmi les travaux existants. Pour cela, nous allons tout d'abord préciser dans une première partie le contexte de l'étude et pourquoi la détection et la localisation de défauts dans un système électrique constitue un domaine d'étude émergent et prioritaire.

La deuxième partie de ce chapitre présente une liste de défauts qui peuvent intervenir dans de telles applications. Nous précisons, lorsque cela est possible et connu, les statistiques d'occurrence et les causes de ces défauts.

Pour protéger l'application et assurer sa maintenance, des méthodes ont déjà été développées, principalement dans le cadre d'applications industrielles fonctionnant à vitesse constante. La troisième partie présente ces méthodes.

Cependant, le contexte d'utilisation des dispositifs électriques a évolué. La quatrième partie expose ce contexte et les conséquences sur les méthodes de détection et localisation des défauts étudiées et développées en recherche.

Enfin, nous présentons dans la cinquième partie l'application étudiée ainsi que ses spécificités. Ceci nous amène à proposer une méthodologie d'approche des méthodes de détection et localisation des défauts pour les systèmes de traction électrique.

II. Contexte de l'étude

Les concepteurs, les prestataires de service et exploitants de systèmes industriels sont de plus en plus sensibilisés à la sécurité des personnes et à la rentabilité des matériels en exploitation. La sécurité et la disponibilité des installations peuvent être améliorées par une surveillance efficace du système.

Cette technique peut apporter d'une part une aide à la maintenance corrective (dépannage) par la détection et la localisation de défauts et d'autre part un outil de maintenance prédictive (on change uniquement ce qui va casser) par la surveillance de l'évolution de l'état du procédé. Aujourd'hui, les systèmes de contrôle traitent en grande majorité des informations liées au contrôle-commande. A l'avenir, ils se préoccuperont davantage des informations relatives à la maintenance afin de diminuer l'effet des évolutions des paramètres du système (en diminuant les mauvais réglages des transmetteurs) et d'accroître sa disponibilité (en « prévenant » les défaillances) comme le montre la figure I-1.

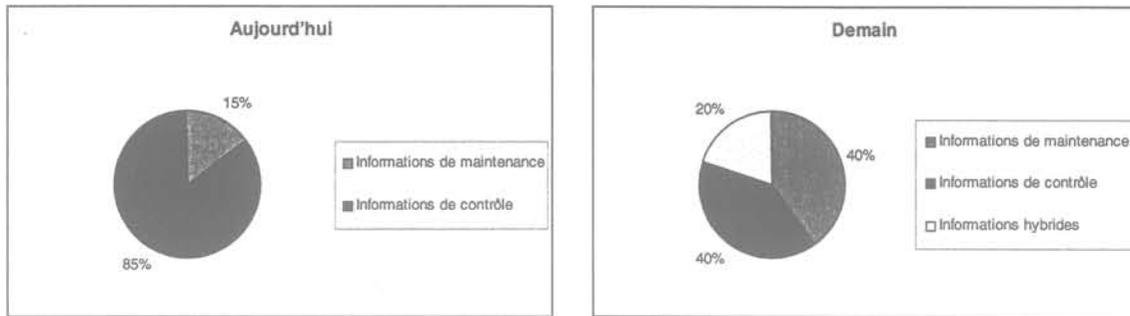


figure I-1 : Evolution des informations traitées par les systèmes de process [KEY-98]

Pour disposer d'informations sur l'état du système (présence de défaillances) ou sur son évolution (vieillesse), il est nécessaire de disposer d'indicateurs du fonctionnement de l'application surveillée : des symptômes. Le choix de ces grandeurs caractéristiques implique une connaissance approfondie du procédé, de ses défaillances et de leur incidence sur le fonctionnement. C'est la phase d'expertise ou de caractérisation. Une fois les symptômes caractéristiques mis en évidence, encore faut-il être capable de les extraire du système. Un compromis entre le nombre de capteurs (coût de l'instrumentation), leur localisation et la richesse de l'information (en terme de symptômes) qu'ils fournissent est souvent nécessaire. La troisième phase indispensable au diagnostic est l'analyse des symptômes et la prise de décision.

Les systèmes électriques tiennent une place de plus en plus importante dans les dispositifs industriels : équipements de production d'énergie, de traction électrique (ferroviaire, urbaine et maritime), réseaux électriques industriels, ... Ils sont complexes et critiques en termes de sécurité et de continuité de service.

Devant la volonté des pouvoirs publics de réduire les émissions de produits polluants en agglomération, les transports urbains sont privilégiés et en particulier les solutions à base de chaîne de traction électrique. Ces dispositifs de transport doivent donc présenter une protection des biens et des personnes accrue.

Les dispositifs de traction, de par le nombre d'applications en service, constituent un champ d'investigation important et complexe du fait de leur fonctionnement à vitesse variable, du peu d'instrumentation dont ils disposent, et du nombre d'éléments qui les composent.

Notre étude porte donc sur les méthodes de détection et localisation de défauts pour des entraînements électriques évoluant à vitesse variable. Le paragraphe suivant va donc procéder à un état des lieux des défaillances caractéristiques des systèmes.

III. Les défauts dans les systèmes électriques tournants

Nous allons dresser une liste des principaux défauts pouvant se produire dans une application à base de moteurs électriques, leurs causes et statistiques d'occurrence [IEE-85, VAA-99]. Les informations présentées ont été établies pour des applications utilisant des machines asynchrones. Nous distinguons trois parties :

- La machine
- Le convertisseur
- La mécanique

III.1. Machine

III.1.a) Causes des défauts

La figure I-2 présente les phénomènes à l'origine des défauts dans la machine. La principale source de défauts provient de la mécanique. La deuxième cause de défauts est la surchauffe du moteur qui accentue le vieillissement des composants. La troisième cause de défauts référencée est le claquage d'isolants conduisant à des courts-circuits. Notons que de nombreuses sources de défauts ne sont pas bien connues.

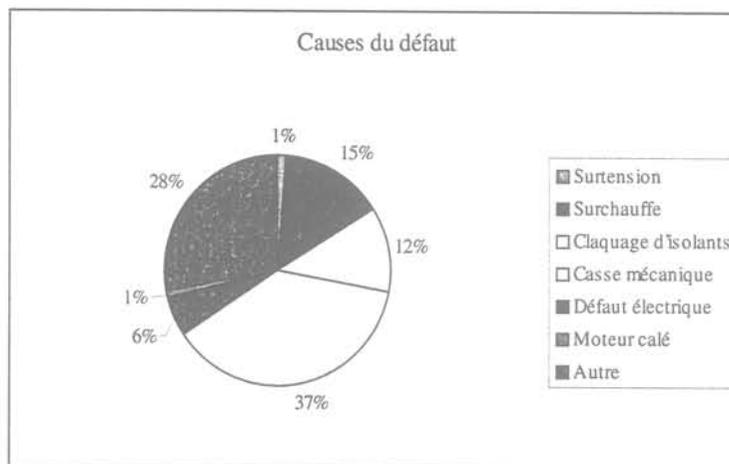


figure I-2 : Répartitions des causes des défauts pour une machine asynchrone

La figure I-3 précise les conditions qui aggravent le défaut. La première source d'aggravation provient de l'usure des éléments avec l'âge et la durée de service. Cette usure est renforcée par les différentes conditions de fonctionnement (surchauffe, humidité, exposition, ...).

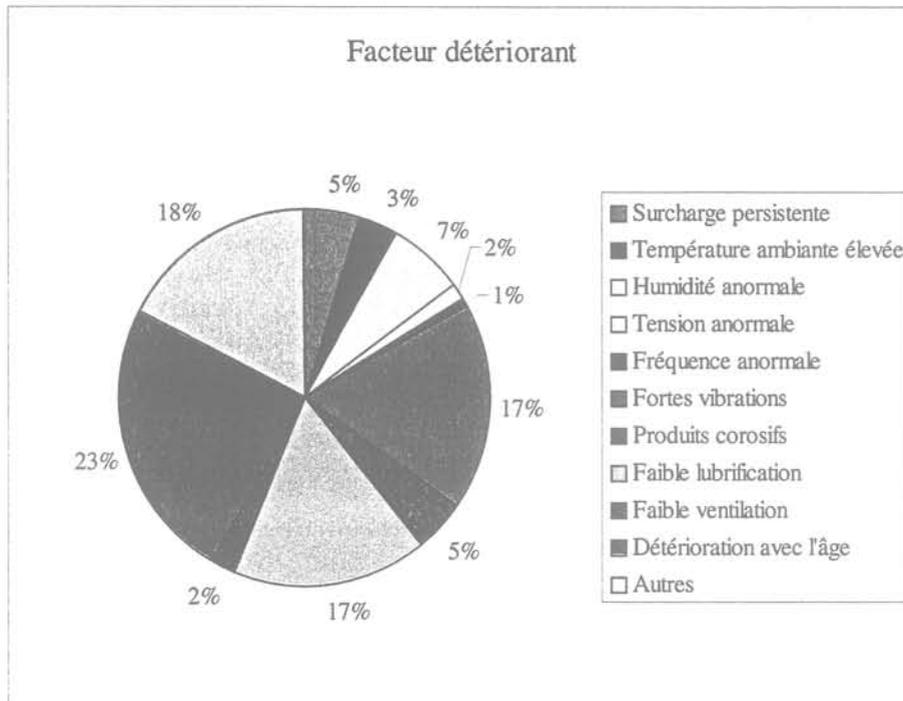


figure I-3 : Facteurs aggravant le défaut

En règle générale, toute différence par rapport au point de fonctionnement nominal contribue à aggraver le défaut naissant voire à le faciliter.

III.1.b) Les principaux défauts dans la machine

Les principaux défauts pouvant se produire dans une machine à cage peuvent être classés comme suit [VAS-93]:

- Défauts au stator résultant d'une ouverture ou d'un court-circuit sur au moins une phase du stator [WIL-85]
- Connexion anormale des enroulements stator [BON-92, ELK-92]
- Barre ou anneau de court-circuit au rotor cassé
- Excentricité dynamique ou statique
- Axe plié (proche de l'excentricité dynamique)
- Roulements [ERD-96]

Une étude conduite pour IEEE [IEE-85] a établi une statistique des différents défauts pouvant se produire sur une machine électrique (figure I-4).

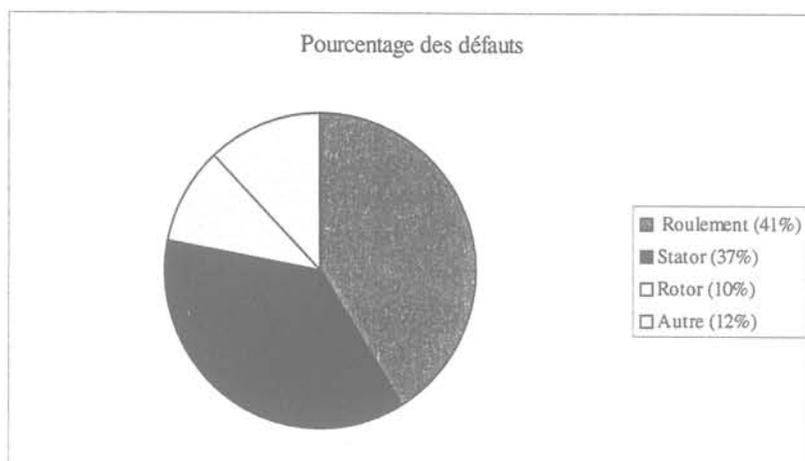


figure I-4 : Répartition des défauts suivant le composant

Cette répartition tend à montrer que les défauts se situent principalement dans la chaîne mécanique et dans le stator. Du fait des conditions de fabrication des moteurs, les défauts dans le rotor sont de moins en moins fréquents. Nous allons détailler les principales caractéristiques des défauts cités.

III.1.c) Les défauts roulement

Ces éléments, assurant le positionnement correct de l'axe de la machine, constituent des éléments critiques. La figure I-5 présente la répartition des défauts roulement.

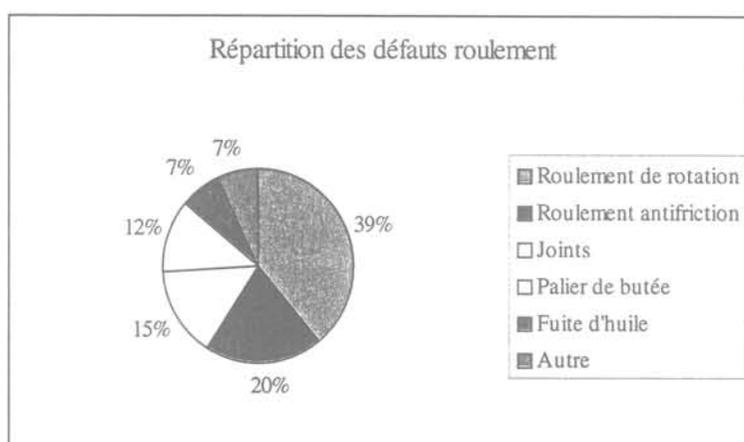


figure I-5 : Répartition des défauts roulement

Il ressort de la figure I-5 que la principale source de défaillances est constituée par les roulements qui assurent la rotation et le maintien de l'axe du rotor. Dans les causes de défaillance des roulements, nous pouvons noter l'usure due au fonctionnement normal et les phénomènes de courant d'arbre qui renforcent cette usure [BUS-96, MCD-99]. Un défaut dans les roulements affecte certes la vitesse de l'axe du rotor mais aussi la répartition du flux dans

l'entrefer qui n'est plus alors constant (phénomène d'excentricité). Ceci se traduit donc par une évolution des grandeurs électromagnétiques et donc des courants dans la machine.

III.1.d) Les défauts au stator de la machine

La figure I-6 présente la répartition des défauts stator.

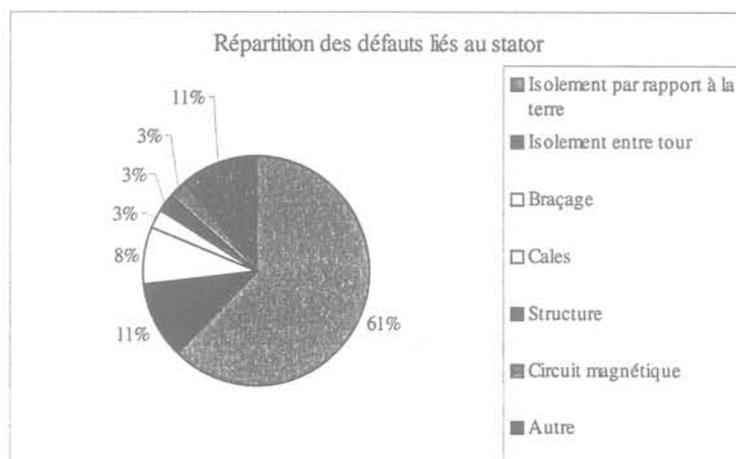


figure I-6 : Répartition des défauts stator

La très grande majorité des défauts au stator des machines est due à des défauts d'isolement. L'existence de courants de court-circuit, que ce soit entre phase ou par rapport à la terre, constitue donc un phénomène important. A terme, ces défauts, destructifs pour les couches de vernis protecteur des enroulements, conduisent à une machine non équilibrée et à son changement de classe d'isolation.

III.1.e) Les défauts au rotor de la machine

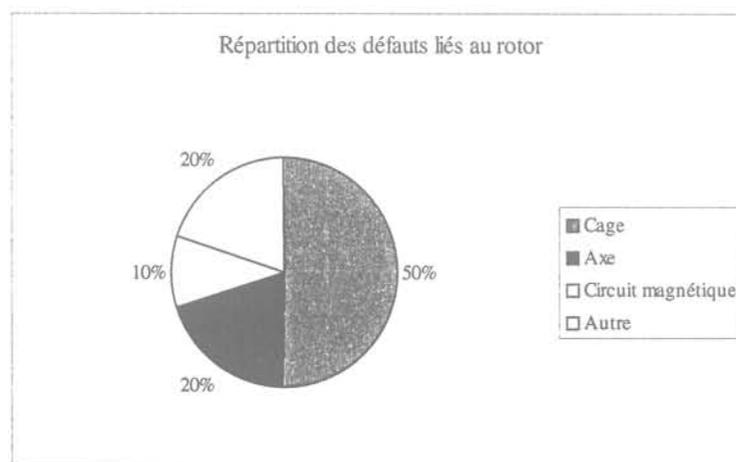


figure I-7 : Répartition des défauts rotor

La figure I-7 permet de se rendre compte que la majorité des défauts rotor ont trait à la cage. La seconde source de défauts provient d'une déformation de l'axe du rotor. Ces deux défauts

ont pour origine des contraintes de fonctionnement trop fortes sur la cage qui provoquent sa déformation. Ces défauts s'expliquent par les méthodes employées auparavant pour la construction de la cage (soudure des différents constituants). Avec les techniques de coulage de la cage, la part de celle-ci dans les défauts rotor et les défauts au rotor eux-mêmes ont diminué.

III.2. Convertisseur

Nous devons aussi prendre en compte les défauts intervenant au niveau du convertisseur statique. Les statistiques de défaillances [VEN-93] montrent que 30% des défauts sont imputables aux convertisseurs. Dans ces défauts, il faut encore distinguer les défauts inhérents aux composants et ceux liés à la commande.

D'après la structure de base des convertisseurs, ils sont composés de bras, constitués de deux interrupteurs avec leur diode montée en anti-parallèle (figure I-8).

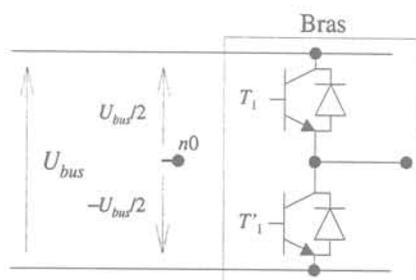


figure I-8 : Principe de base d'un bras de convertisseur statique

Deux types de défaut « composant » sont possibles :

- Composant toujours fermé. Ce défaut est destructif pour la source continue car il provoque un court-circuit de la source [RET-97]. Par ailleurs, il entraîne la destruction du composant voire au fonctionnement des protections de la source. On aboutit alors à l'autre type de défaut.
- Composant toujours ouvert. Ce défaut peut entraîner des contraintes sur le moteur car il provoque des déséquilibres que la commande ne peut que partiellement compenser.

Quant aux défauts dans la transmission de la commande aux interrupteurs, ils proviennent [RET-97] :

- De la rupture de la connexion entre le pilote et l'interrupteur qui est alors maintenu dans l'état précédant la rupture.
- De l'inhibition du pilote suite à la détection d'un court-circuit ou une tension d'alimentation insuffisante.

III.3. Transmission mécanique

III.3.a) Origine des défauts

Vu l'importance des réducteurs et la complexité de ces systèmes mécaniques, une analyse des défaillances de ces éléments a été réalisée. Le tableau I-1 présente des statistiques sur les causes de défaillances et la figure I-9 la localisation des défauts dans ces éléments à engrenages. Cette enquête a été réalisée par la société d'assurances Allianz [ALL-78], reprise par [SID-90].

Origine des défauts	Pourcentage
Fabrication (calcul, assemblage, matériaux)	40
Exploitations (maintenance, ...)	43
Autres (machine adjacentes)	17

tableau I-1 : Origine des défauts dans les éléments à engrenage

Les défaillances sont principalement localisées dans les dents : ce sont les parties les plus sollicitées.

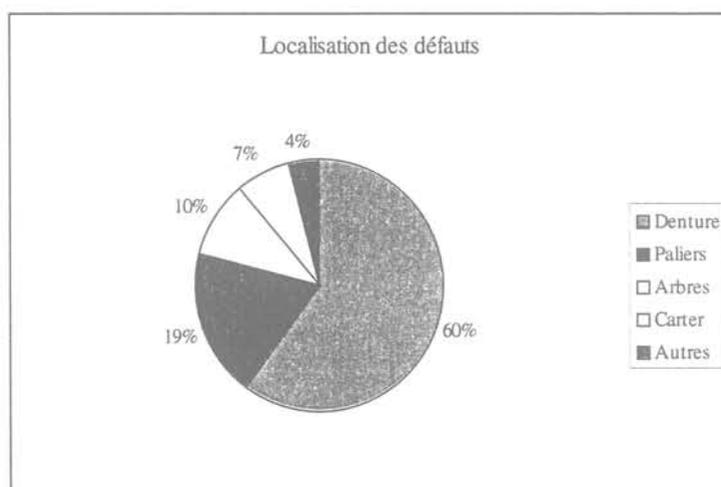


figure I-9 : Localisation des défauts dans les éléments à engrenage

On distingue principalement deux catégories de défauts [HEN-53, SID-90] :

- les défauts affectant toutes les dents : usure, piqûres et ceux localisés sur des dents particulières : fissuration, écaillage.

- Les défauts localisés sur des dents particulières conduisent rapidement à la rupture de celles-ci, contrairement aux défauts telle que l'usure normale.

III.3.b) Les défauts répartis sur toutes les dents

- L'usure

L'usure est un phénomène local caractérisé par un enlèvement de matière provoqué par le glissement des deux surfaces en contact l'une sur l'autre. Son développement est lié à la charge, à la vitesse de glissement des surfaces et à la présences d'éléments abrasifs.

- Les piquûres (pitting)

Ce sont des trous peu profonds qui affectent toutes les dents. Ils se produisent sur des engrenages en acier de construction relativement peu dure. Ces processus évoluent généralement lentement en comparaison avec la durée de vie des réducteurs.

III.3.c) Les défauts localisés sur certaines dents

- L'écaillage

Il se caractérise par la présence de trous plus profonds et plus étendus que pour le pitting. L'écaillage se manifeste dans les engrenages cémentés, qui sont les plus répandus à l'heure actuelle car ils permettent de passer des couples importants avec des dimensions réduites pour un coût de fabrication moindre. Ce défaut évolue alors rapidement vers la rupture car la pression superficielle est trop grande.

- Le grippage

Ce défaut provient de la destruction brutale du film d'huile sous l'effet de la température. Le grippage est favorisé par des vitesses élevées, de gros modules, de faibles nombres de dents en contact. Il dépend aussi de la qualité du lubrifiant utilisé et des conditions de mise en service.

- La fissuration

Elle apparaît surtout pour des aciers fins durcis par traitement thermique. Elle résulte de contraintes au pied de la dent qui dépassent la limite de fatigue du matériau ; elle est, en général, située du côté de la dent sollicitée en traction.

Les applications à base de moteurs électriques sont depuis toujours l'objet de surveillance. Les techniques, d'abord liées à l'expertise, se sont peu à peu instrumentées.

IV. Les méthodes industrielles de protection des applications

Nous présentons ici quelques méthodes de surveillance des différentes parties d'une application à base de moteur électrique. Historiquement, elles ont été appliquées pour la surveillance de machine fonctionnant à fréquence constante (pompes, laminoirs, ...). Notons que pour les applications de traction, il existe actuellement peu de dispositifs de surveillance valables en vitesse variable car il y a généralement redondance matérielle des dispositifs de traction.

IV.1. La machine

Historiquement, les besoins de maintenance se sont fait sentir bien avant l'avènement de l'instrumentation électronique. La surveillance, reposant alors sur l'expertise, faisait appel au bruit, aux vibrations et à la température externe de la machine. Avec les progrès de l'instrumentation, l'analyse des symptômes s'est faite plus précise et s'est quantifiée. Ce sont ces méthodes, fondées sur l'analyse du signal, que nous exposons dans ce paragraphe.

Dans la littérature [VAS-93, KLI-98, NAN-99], de nombreuses méthodes de détection sont proposées. Nous distinguons les méthodes reposant sur une surveillance des vibrations ou de fréquences particulières et les méthodes reposant sur une surveillance de variables macroscopiques. Remarquons que ces méthodes sont appliquées très généralement pour des dispositifs fonctionnant sur le réseau (vitesse fixe et pas de convertisseurs dans leur alimentation) [THO-92].

IV.1.a) Méthodes reposant sur l'analyse fréquentielle

La surveillance des vibrations utilise des capteurs de vibrations tels que des accéléromètres de type piezo résistifs. Des balourds magnétiques, mécaniques et/ou des forces aérodynamiques produisent des vibrations. Les paramètres mesurés sont le déplacement, la vitesse et l'accélération. Les vibrations sont mesurées suivant la direction radiale ou la direction axiale. En plaçant les capteurs sur le stator, il est aussi possible de détecter des problèmes tels qu'un entrefer non régulier, des défauts dans les enroulements stator ou rotor, alimentation non symétrique et balourd dans la charge. Les mesures ainsi effectuées sont analysées du point de vue spectral ; les spectres sont comparés à ceux obtenus pour un point de fonctionnement et un état donné. La sensibilité de cette méthode est relativement élevée. Ces méthodes sont mises en œuvre pour la surveillance des alternateurs fonctionnant à vitesse constante [MON-90, DEL-99].

L'analyse du courant de phase permet de révéler les défauts dans les parties endommagées voire d'autres problèmes (problèmes dans les roulements) [VAS-93]. Ces méthodes sont appelés MCSA (Motor Current Signature Analysis). Elles sont utilisées pour le moment dans le contexte de machines alimentées par le réseau et pour la recherche de fréquences de défaut particulières [SCH-95, WAT-98].

La surveillance des fluctuations de la vitesse détecte les défaillances en mesurant les fluctuations dans la période de rotation du moteur. Cette méthode est particulièrement utile pour détecter les défauts au rotor, les vibrations, l'excentricité, l'asymétrie du rotor, des roulements défaillants et des désalignements d'arbre. Cependant la machine fonctionne généralement à vitesse variable et possède un couple de charge variable, les instruments de mesure doivent être capables de distinguer les variations de vitesse dues au couple de charge et celles dues à des défauts au rotor [VAS-93].

La surveillance du couple électromagnétique permet la détection de défauts pendant la mise en service ou en fonctionnement. Cette méthode peut détecter des barres de rotor cassées et des courts-circuits au stator. La forme du couple électromagnétique peut être utilisée pour distinguer des déséquilibres engendrés par des barres de rotor cassées ou des enroulements stator défaillants. Le couple électromagnétique peut être soit mesuré soit estimé par le biais d'observateurs d'état, par exemple.

La surveillance du champ magnétique permet de détecter quelques défauts au stator et au rotor qui peuvent causer des modifications de l'évolution du champ magnétique. Les défauts au rotor peuvent être détectés par une spire de mesure placée au stator de la machine. Les défauts cités peuvent introduire des variations dans la répartition du flux d'entrefer et conduire à un flux axial qui peut être détecté par une spire de mesure placée autour de l'axe de la machine ou des capteurs à effet Hall. En surveillant le flux de fuite axial, il est souvent possible d'identifier de nombreux défauts : barre de rotor cassée, court-circuit dans un enroulement stator, la perte d'une phase [KLI-92].

IV.1.b) Méthodes reposant sur l'étude de variables macroscopiques

La puissance stator instantanée fournit des informations sur l'état du moteur puisqu'elle est fonction des courants, des tensions et des décalages de phase. Ceci permet de détecter l'occurrence d'un défaut mais la localisation reste liée à l'analyse des fréquences dans la puissance [LEG-96].

L'utilisation de thermocouple et de thermistances est une longue tradition. Une augmentation de la température peut indiquer une friction naissante dans les roulements, un échauffement dans les conducteurs. Les sorties des refroidissements sont souvent surveillées, tout particulièrement lorsque le moteur fonctionne en dehors de sa plage de fonctionnement nominal.

La surveillance visuelle signifie une inspection en temps réel à l'œil nu ou par le biais d'un circuit de télévision ou en temps différé en examinant des enregistrements.

La mesure de décharges partielles peut fournir une mesure de l'état des isolations électriques d'un moteur. Cette méthode requiert un contexte particulier car le moteur doit être confiné.

L'analyse des gaz a montré son utilité pour les moteurs de grande dimension. Une telle analyse est conduite pour le monoxyde de carbone, provenant de la dégradation des isolants électriques. Par ce biais, il est possible de détecter des surchauffes des enroulements.

IV.2. L'onduleur

Il n'existe pas à proprement parler de techniques de surveillance de l'état de l'onduleur. La carte de commande rapprochée de l'onduleur peut renvoyer une information sur l'état des composants du convertisseur. Cette information est ensuite utilisée pour la maintenance du dispositif. Le suivi des interrupteurs peut être conduit par le biais de la surveillance de la tension de saturation [RET-97].

IV.3. La mécanique

La surveillance de la partie mécanique repose sur celle des roulements et des engrenages. Les méthodes proposées utilisent des mesures des grandeurs acoustiques ou vibratoires et procèdent ensuite à un traitement hors-ligne plus ou moins « sophistiqué ». Ces méthodes se prêtent bien pour des applications fonctionnant à vitesse constante.

La surveillance des émissions acoustiques, des vibrations dans la machine ou de la vitesse de celle-ci peut être réalisée. Cette méthode recherche des fréquences élevées voire audibles. Le contact entre les éléments en roulement sain et défectueux génère des ondes qui se propagent à travers la machine à la vitesse du son et qu'il s'agit de repérer. Les méthodes permettant d'exploiter les signaux enregistrés appartiennent encore au domaine de la recherche. Citons l'analyse bande étroite, la recherche de fréquences particulières dans le spectre de la vitesse et l'analyse cepstrale [SID-90]. Certaines sont appliquées pour des études

de cas (analyse de vibrations des arbres de centrales EDF). Nous présentons quelques résultats liés à l'utilisation du cepstre en annexe 5.

La surveillance des chocs (shock pulse monitoring - SPM) nécessite l'utilisation de transducteurs piezoélectriques sur les roulements pour détecter les ondes de choc engendrées par les éléments en défaut (par exemple, une cassure sur la cage interne ou externe du roulement). L'application doit être donc munie de roulements instrumentés. Cette méthode est utilisée sur des machines reliées au réseau et fonctionnant à fréquence constante [VAS-93].

L'analyse des particules d'huile n'est plus beaucoup utilisée pour les moteurs mais pour certains d'entre eux qui possèdent des circuits de lubrification, cela peut être utile. Une telle analyse recherche des particules de métal, des fibres, ou de la poussière dans l'huile.

IV.4. Conclusions

Les méthodes décrites pour la protection d'une application électrique reposent donc généralement sur une étude des vibrations dans le système surveillé. La plupart de ces méthodes sont applicables dans le contexte de machine alimentée sur le réseau et donc tournant à vitesse fixe. Par ailleurs, certaines nécessitent l'emploi de capteurs particuliers.

V. Le contexte actuel

Dans ce paragraphe, nous précisons les conditions de fonctionnement particulières des applications de traction et les conséquences sur la recherche actuelle en méthodes de détection et localisation de défaut.

V.1. Evolution du contexte : importance des applications à vitesse variable

Les applications de traction représentent une part de plus en plus importante des applications à base de moteurs électriques. Ces systèmes se caractérisent par une alimentation constituée de composants d'électronique de puissance et un fonctionnement à vitesse variable.

Pour la protection des biens et des personnes, la continuité de fonctionnement et la réduction de la durée et des coûts de maintenance, des méthodes de détection et localisation des défauts sont développées. Le but consiste à proposer des outils de surveillance valides pour le fonctionnement particulier de ces applications [WIE-98].

V.2. La détection et localisation de défauts

D'une manière générale la détection et localisation de défauts pour la surveillance des systèmes nécessite d'obtenir des symptômes caractéristiques du fonctionnement du procédé surveillé et de les analyser pour en déduire l'état du système. L'établissement des symptômes se fait toujours en référence à la connaissance du comportement sain dont on dispose. La forme et la méthode de génération des symptômes sont tributaires de la forme prise par cette connaissance. Par exemple, si le fonctionnement défaillant est mis en évidence par des bruits caractéristiques, une analyse acoustique permettra l'acquisition des symptômes.

Le mode de traitement des symptômes dépend de leur type mais aussi de la forme prise par la connaissance : selon le niveau de formalisation de celle-ci, l'analyse se révélera plus ou moins formelle.

La classification des méthodes de DLD se fait généralement en fonction de la forme prise par la connaissance (analytique ou heuristique) et, bien entendu, en fonction de la méthode d'analyse qui en découle [PEN-86, GRI-99].

Traditionnellement, ce sont les **méthodes heuristiques**, fruits de l'expérience et de l'expertise, qui ont été utilisées. Des techniques d'aide à la génération et la formalisation des symptômes (mesures) ont permis de fournir une aide à l'expertise en quantifiant les symptômes (analyse de signaux vibratoire, acoustique, thermique) mais l'analyse reste une affaire de règles et de classification (système expert, reconnaissance de forme). Ces méthodes de surveillance nécessitent une bonne connaissance du système et de ses composants. Une telle connaissance, facile à acquérir sur des matériels anciens, l'est moins sur des procédés innovants dont les composants font appel à des technologies récentes. Une autre approche consiste à rechercher dans les signaux mesurés les symptômes du défaut : ce sont les méthodes reposant sur une **approche « signal »**. Elles peuvent reprendre en grande partie des informations issues de l'expérience.

Avec le développement des outils de calculs et le développement des modèles (pour la simulation numérique), les méthodes analytiques sont apparues. Avec ces méthodes, les symptômes sont des grandeurs de comparaison entre le procédé et un modèle de celui-ci. La **redondance analytique** permet donc, à partir de mesures sur le système, d'en déduire son état. Les algorithmes, issus des algorithmes de commande, sont facilement implantables dans les commandes numériques généralement associées aux procédés modernes. Elles permettent un diagnostic « en ligne » du taux de défaillance. Nécessairement imparfaits car tributaires d'un compromis entre finesse de représentation et temps de calcul, les modèles analytiques ne

représentent pas la totalité des phénomènes physiques mis en jeu. Les méthodes analytiques qui en découlent sont donc, a priori, moins précises que les méthodes heuristiques.

La détection et la localisation efficace des défauts dépend essentiellement de la complexité du système à surveiller et du nombre de symptômes accessibles (c'est-à-dire du taux de connaissance et du nombre de mesures accessibles). Dans le contexte industriel d'un procédé faiblement instrumenté, il est indispensable d'extraire un maximum d'informations du peu de mesures disponibles. On se voit donc contraint d'associer de manière complémentaire les différentes méthodes de génération et d'analyse de symptômes (heuristiques et analytiques).

Dans l'application considérée (traction électrique), les seuls capteurs initialement disponibles sont les capteurs nécessaires au contrôle du couple et de la vitesse. La connaissance repose d'une part sur l'expertise des machines en vitesse fixe supportée par l'analyse vibratoire, thermique et acoustique et d'autre part sur la modélisation, utilisée pour le contrôle et la commande de la chaîne de traction. Les méthodes de DLD mises en œuvre s'orientent donc naturellement sur l'analyse de signal (sans ajout de capteur) et sur la redondance analytique. Les grandes familles de méthodes sont présentées dans la figure I-10 et sont détaillées par la suite.

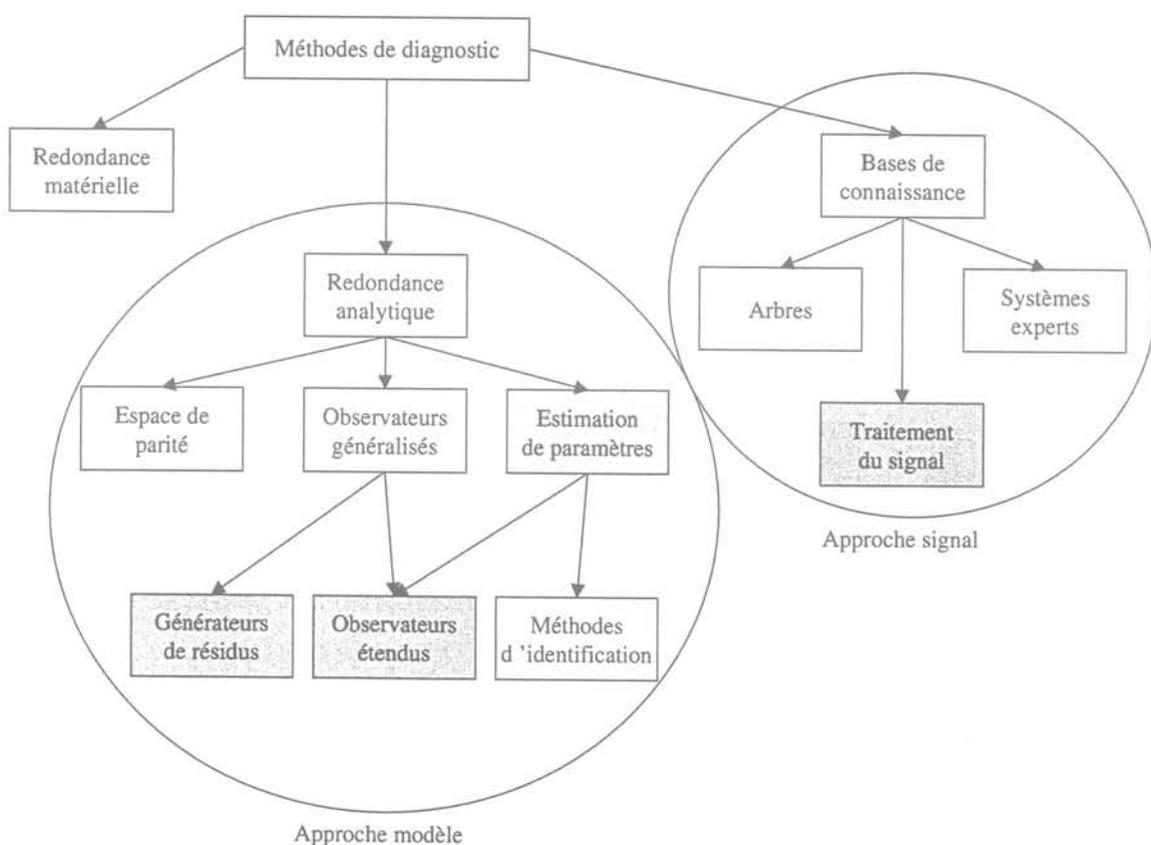


figure I-10 : Les méthodes de diagnostic [COU-97]

V.3. Méthodes reposant sur une approche modèle du « système »

Elles reposent sur la reconstruction, à l'aide d'un modèle dynamique du système et à partir des variables disponibles, de grandeurs caractéristiques du fonctionnement du système. Ces grandeurs peuvent être :

- des paramètres estimés qu'il faut alors comparer aux valeurs « normales » [ATK-91]
- des combinaisons des états du système appelées résidus, théoriquement nuls en fonctionnement normal et différents de zéro lorsqu'une défaillance survient. Un test sur les résidus permet de détecter une défaillance et éventuellement de la localiser et de la caractériser [COU-97].

Les différentes méthodes d'estimation paramétriques reposent sur des modèles à représentation continue (systèmes différentiels non linéaires, éventuellement discrétisés par exponentielle de matrice). Dans l'optique du diagnostic en ligne ou de la caractérisation des machines, une attention particulière est portée à la précision de l'estimation obtenue par les différentes approches. Les algorithmes mis en œuvre sont du type:

- Moindres carrés, par dérivation directe avec filtrage ou par Moments Partiels Réinitialisés [LJU-87].
- Méthode du modèle (par Programmation Non Linéaire hors ligne), sous forme conventionnelle ou avec prise en compte d'informations a priori [LAN-93].
- Estimation à erreur bornée [DUG-80].
- Maximum de vraisemblance [LAN-79].

Les générateurs de résidus sont structurés en plusieurs familles :

- Les observateurs de Luenberger [VER-88, WIE-97]
- Les équations de parité [FRA-90]
- Les observateurs à entrées inconnues [FRA-93]
- Les observateurs généralisés [VIS-87]....

Un cas particulier concerne les observateurs étendus qui sont à la fois des observateurs d'état incluant tout ou partie des paramètres dans les états : filtre de Kalman étendu [ATK-96, NAI-98], Modèle de Référence Adaptatif (MRA) [YAN-92].

V.4. Méthodes reposant sur une approche signal

Leur principe repose sur une surveillance de l'évolution temporelle ou/et du contenu spectral du signal. Nous pouvons distinguer :

- Les méthodes reposant sur une analyse directe du spectre de la variable mesurée. Elles permettent d'extraire une fréquence particulière (démodulation, filtrage), une bande de fréquence (filtrage, FFT). Il s'agit des méthodes dites de MCSA (Motor Current Signature Analysis) [VIJ-98]. Certaines de ces méthodes (cepstre [CAP-92], représentation temps-fréquence [OEH-97, YAZ-99], MUSIC [BEN-99a], ondelettes) peuvent demander un temps de calcul relativement long. Leur utilisation pour une exploitation en ligne est sujette à caution. Elles sont utilisées pour la surveillance du courant, de la vitesse, des vibrations [RUB-97], du champ magnétique.
- Les méthodes à base de connaissance reposant sur une connaissance du comportement du système sain et défaillant c'est-à-dire l'effet d'un défaut sur les variables mesurées. Ainsi, l'observation du comportement des variables mesurées permet de diagnostiquer un défaut et de le localiser (arbre de défaillances, graphe causal, suivi de trajectoires) [PEU-97]. Ces méthodes peuvent reposer sur une surveillance de variables macroscopiques telle que la puissance consommée ou la température de la machine. Cette base de connaissance peut provenir de retours d'expérience (statistiques de défauts, ...) ou de simulations du système avec les différents défauts possibles. Ces méthodes ne nécessitent donc pas toujours une connaissance du modèle de fonctionnement du système.

V.5. Evolutions industrielles

L'offre de produits de surveillance de tout ou partie d'une application industrielle se développe [VIV-99]. Des entreprises proposent des outils de surveillance des applications [PRO-99]. Pour le moment, les éléments surveillés sont principalement des capteurs, des vannes et des transmetteurs. Les constructeurs envisagent à terme de développer un diagnostic des performances du procédé grâce aux échanges d'informations entre les différents équipements. Dans l'avenir, le développement de la surveillance à distance, via Internet, devrait permettre le développement de la maintenance préventive. Alstom envisage d'utiliser les informations de maintenance avec la gestion des pièces de rechange [VIV-99]

VI. Cadre de notre étude – Présentation de notre approche

L'application étudiée concerne la chaîne de traction électrique d'un bus électrique développé par Renault RVI et dont Alstom développe la partie traction électrique, alimentation et supervision [ARZ-99]. Le véhicule est propulsé par deux moteurs roues associés à deux réducteurs, dans les jantes des roues arrières. Cette solution permet de supprimer l'axe de transmission et donc de pouvoir élargir le couloir du bus au niveau des essieux. Chaque moteur est alimenté indépendamment et ceci permet de réaliser le différentiel de manière électronique.

VI.1. L'application concernée

VI.1.a) Schéma général

La machine de traction retenue est une machine asynchrone à cage de 80 KW. Cette machine possède de nombreux avantages : faible coût, robustesse, puissance massique élevée. Cependant son alimentation et sa commande sont complexes ; les progrès des composants d'électronique de puissance et des processeurs permettent de palier ces inconvénients. La machine est alimentée par un onduleur de tension qui possède une puissance massique élevée et génère une pollution harmonique réduite. Par contre, il impose l'utilisation de semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture.

La figure I-11 présente un schéma général de la chaîne de traction du véhicule.

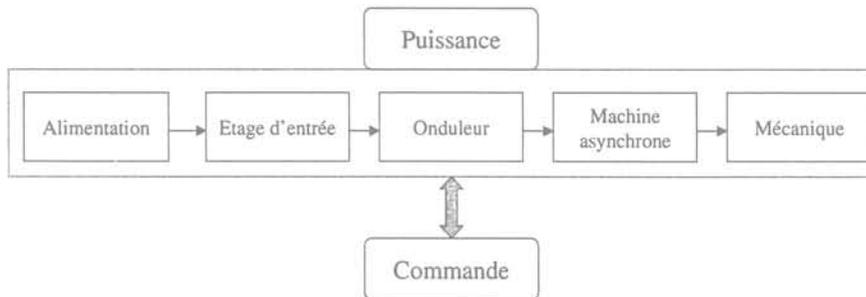


figure I-11 : Description sommaire de la chaîne de traction

VI.1.b) Alimentation

L'alimentation a pour but de fournir l'énergie électrique au moteur et éventuellement d'en récupérer dans les phases de freinage. La source d'énergie peut être réalisée de plusieurs façons.

VI.1.b.i) Par le réseau haute tension de trolleybus à 750 V

Dans ce cas, l'étage d'entrée est constitué d'un convertisseur continu-continu abaisseur de tension convertissant la tension 750V DC en une tension régulée de 350V utilisable par les équipements standardisés du véhicule. Cet étage assure l'isolation galvanique (par la présence d'un transformateur) des équipements de propulsion ainsi que des auxiliaires de servitude. Par ailleurs, il fonctionne à très haute fréquence (plusieurs kHz) afin de réduire son encombrement et le poids et de permettre un fonctionnement silencieux.

VI.1.b.ii) Par un groupe diesel - alternateur

Un groupe diesel entraînant une génératrice synchrone à excitation séparée constitue dans ce cas la source d'énergie. Cette configuration nécessite une étude approfondie afin de déterminer l'excitation et l'injection nécessaires pour un point de fonctionnement donné. Les ingénieurs d'Alstom ont traité l'optimisation de la régulation de la pompe d'injection du moteur thermique pour réduire la consommation. Par ailleurs, le choix d'une génératrice à excitation permet d'optimiser les caractéristiques de sortie lors des transitoires du moteur thermique.

VI.1.c) Onduleur

Par rapport à la traction ferroviaire où la puissance nécessaire, de l'ordre du mégawatt, conduit à utiliser des GTO, cette application permet de fonctionner avec des IGBT à des fréquences de commutation relativement élevées.

L'onduleur est entièrement réalisé dans un boîtier métallique avec un circuit de refroidissement aménagé pour les composants de puissance. Les IGBT sont en technologie hybride c'est-à-dire qu'ils comportent leur propre circuit d'allumage. Par ailleurs, afin d'optimiser l'encombrement, chaque onduleur possède sa propre commande rapprochée intégrée à son boîtier.

Enfin, cet onduleur doit être capable de délivrer une tension fondamentale de 455Hz correspondant à la vitesse maximale du moteur pour une fréquence de MLI de 5kHz (voire 2.5kHz pour la version commerciale).

VI.1.d) Moteur

Le moteur utilisé est un moteur roue asynchrone triphasé, à cage d'écureuil de 80 kW et possède 6 pôles. Il est directement couplé à un réducteur à double train épicycloïdal, lubrifié à l'huile dont l'enveloppe tournante entraîne la jante et le frein multi-disques. Ce moteur est

refroidi par eau via une gaine concentrique au moteur. Une des principales caractéristiques du moteur réside dans sa très haute gamme de vitesse (vitesse maximale de 8900 tr/min).

VI.1.e) **Commande**

La commande possède comme entrées les actions du conducteur sur les pédales et élabore les commandes de l'onduleur suivant les conditions de fonctionnement. Elle repose sur une commande vectorielle à flux rotorique orienté.

Tous les éléments électriques sont contrôlés par un superviseur qui échange les données avec la commande. C'est ce dispositif de supervision qui pourra intégrer les algorithmes de surveillance de l'application.

VI.2. **Les défauts retenus**

Les critères de sélection des défauts étudiés sont les suivants :

- Statistique d'occurrence élevée
- Conséquences du défaut sur la sécurité des biens et des personnes
- Cahier des charges de notre application
- Intérêt des défauts pour la mise au point des modèles

D'après ces critères, nous avons retenu les défauts suivants :

- **Le défaut au stator de la machine.** Du point de vue statistique, il peut se produire souvent. Par ailleurs, l'application considérée peut être sujette à des échauffements conduisant à des détériorations des isolants. Ce défaut peut être un court-circuit dans une phase ou entre phase voire une ouverture de phase. Il se manifeste dans les variables électriques et électromagnétiques.
- **Le défaut au rotor de la machine.** Bien qu'il soit moins fréquent que celui au stator, il demeure un sujet d'étude intéressant tant sur le plan de la modélisation que sur le plan de la détection (par analyse fréquentielle ou redondance analytique). Notons que des transitoires importants de courant peuvent induire une déformation de la cage. Le défaut considéré consiste en une cassure d'un barre ou d'un anneau de court-circuit de la cage. Les variables qu'il affecte sont les mêmes que pour le défaut au stator de la machine mais avec des caractéristiques différentes.
- **Le défaut roulement** du fait de sa forte statistique d'occurrence. Les modèles de fonctionnement défaillant sont bien connus. Ce défaut peut conduire, dans des cas extrêmes,

du fait du faible entrefer, à une casse mécanique importante au niveau du rotor. Il affecte, certes, la vitesse mais aussi la répartition du flux dans l'entrefer.

- Le **défaut engrenage** car cette pièce mécanique s'avère primordiale pour la transmission du couple et une défaillance de cette pièce conduit à une immobilisation de l'application. Nous considérerons un défaut de type dent cassée et qui affecte principalement la vitesse de l'axe.
- Le **défaut onduleur** car il pénalise les performances de l'application. Dans ce cas, la localisation de l'élément défaillant peut permettre de ne changer que le bras ou le composant défaillant. Du fait de la dynamique du défaut composant fermé, nous avons choisi de considérer la défaut composant ouvert. Il affecte toutes les variables mesurées du système.
- Le **défaut capteur** (courant ou vitesse). Nous utilisons des informations mesurées qui peuvent être fausses. Le défaut considéré consiste en un offset. Son influence peut être importante dans le cas d'un système bouclé (instabilité de la commande vectorielle dans le cas du capteur de vitesse).

VI.3. Choix de méthodes de surveillance pour notre application

Les techniques que nous allons utiliser pour la surveillance de l'application doivent être valables pour un fonctionnement à vitesse variable et une alimentation à base de composants d'électronique de puissance. Par ailleurs, notre approche repose tout d'abord sur une modélisation des défauts et leur caractérisation afin de pouvoir utiliser les méthodes les plus appropriées suivant le contexte (régime de fonctionnement, défaut considéré). Voici la liste des méthodes étudiées.

Des **méthodes de redondance analytique** (observateurs d'état étendus, OEI, ...) sont étudiées. Certains de ces dispositifs existent déjà dans la commande vectorielle pour estimer le flux, il suffit de développer une version étendue. Ils permettent de suivre l'état de l'application et pas uniquement celui de la machine.

Des **méthodes de traitement du signal** sont développées : démodulation (pour suivre des fréquences variables) et filtrage (dans le cas du suivi de fréquences fixes). Nous proposons de suivre des fréquences de défaut déjà étudiées dans le contexte d'alimentation par le réseau. Nous incorporons aussi dans les dispositifs de surveillance le fait que le système inclut une alimentation à base d'électronique de puissance (présence de fréquences de l'ordre du kHz).

Par ailleurs, il ne faut pas oublier que notre application possède des boucles de contrôle ; il sera donc intéressant d'utiliser aussi ces informations à des fins de diagnostic.

Dans certains cas, il sera envisagé de combiner les informations provenant de ces dispositifs de manière à assurer la détection et la localisation la plus complète.

VII. Conclusions

Ce chapitre d'introduction a permis de dresser un état de l'art des techniques de détection et localisation de défauts existant dans les dispositifs industriels et présentés dans la littérature en essayant de distinguer les méthodes à base de modèle et celles à base de signal. Nous avons par ailleurs présenté des techniques de protection des divers composants de l'application.

Dans la suite du mémoire, nous allons développer des outils de détection et localisation de défauts qui seront, pour certains, appliqués sur notre banc d'essai afin de tester leur faisabilité et leur efficacité. Notre but consiste à posséder des outils qui pourront être applicables à l'électrobus V2G ou toute autre chaîne de traction.

Le développement de tels outils nécessite une connaissance approfondie des éléments de l'application et conduit donc à modéliser les différentes parties de notre chaîne de traction. C'est pour cette raison qu'une partie de notre étude porte sur la modélisation pour la validation et la caractérisation des différents éléments de notre application pour un fonctionnement sain comme pour un fonctionnement défaillant. Dans la mesure du possible, nous tenterons de comparer les informations issues des modèles à celles de la littérature et à celles fournies par les mesures. Il faut demeurer critique quant à la validité des modèles développés : ils permettent, certes, de rendre compte en partie du phénomène mis en jeu mais ne permettent pas toujours de le comprendre et de le modéliser dans sa globalité.

Chapitre II

Outils de validation

CHAPITRE II OUTILS DE VALIDATION.....	35
I. INTRODUCTION.....	37
II. PRÉSENTATION DU BANC D'ESSAI	38
III. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	40
III.1. Hypothèses de la modélisation.....	40
III.2. Modèle triphasé dans le repère lié au stator	41
III.2.a) Equations de base	42
III.2.b) Limites de validité physique du modèle	44
III.3. Génération du modèle en vue de son implantation en simulation	44
III.4. Prise en compte de la saturation.....	45
IV. SIMULATION DE L'ONDULEUR ET LA MLI VECTORIELLE.....	46
IV.1. Présentation de l'onduleur.....	47
IV.2. Fonctionnement de la MLI vectorielle	47
IV.2.a) Principe - Fonctionnement	47
IV.3. Le temps de garde	49
IV.4. Implantation en simulation	49
IV.5. Comportement défaillant de l'onduleur.....	50
V. SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	51
V.1. Introduction.....	51
V.2. Principes de la commande vectorielle.....	51
V.2.a) Principe général	51
V.2.b) Contrôle des courants	53
V.2.c) Compensation des couplages.....	53
V.2.d) Détermination de la position du flux rotorique.....	54
V.2.e) Gestion de défluxage	54
V.3. Modélisation des capteurs.....	55
VI. SIMULATION DE LA PARTIE MÉCANIQUE ET DU CONTRÔLE DE VITESSE.....	55
VI.1. Modèles utilisés.....	55
VI.2. Modèle de la transmission	56
VI.3. L'engrenage	56
VI.3.a) Prise en compte de l'engrenage.....	56
VI.3.b) Introduction des défauts	57
VI.3.c) Réalisation en simulation	58
VI.4. Les roulements	59
VI.5. Contrôle de la vitesse de l'ensemble.....	60
VII. CONCLUSIONS.....	60

I. Introduction

Afin de caractériser l'application en défaut et de valider les outils de surveillance développés, nous avons besoin de données. Il existe trois sources complémentaires d'information.

Les données peuvent provenir du dispositif à surveiller. Il s'agit principalement d'informations sur le fonctionnement sain car il s'avère difficile d'obtenir un retour d'expérience ou de créer intentionnellement des défauts sur l'application. Une autre approche complémentaire consiste à utiliser un dispositif expérimental (banc d'essai). Cependant, pour des raisons de coût, il est généralement de taille réduite par rapport au dispositif réel. Par ailleurs, certaines caractéristiques obtenues sur le banc d'essai ne sont peut-être pas exploitables directement sur l'application visée et certains défauts sont difficiles ou coûteux à réaliser. Une dernière approche consiste en l'utilisation de simulations afin d'apporter la connaissance requise sur le fonctionnement du système sain et défaillant. Il s'avère donc nécessaire de disposer de modèles fins pour la caractérisation des phénomènes mis en jeu tout en permettant leur intégration dans la structure de simulation globale de l'application.

Ce chapitre présente les outils de validation des méthodes de détection et de localisation des défauts que nous avons utilisés. Dans un premier temps, nous présentons le banc d'essai qui a permis de caractériser certains défauts et de commencer à valider une partie des méthodes de redondance analytique. Ce banc a été développé pour la validation de lois de commande et ses possibilités en terme de génération de défaillances sont limitées. Nous présentons également le cahier des charges d'un banc spécifiquement dédié à la génération de défauts et en cours de réalisation.

Ce chapitre traite ensuite des modèles utilisés pour la simulation de l'application. Chaque élément du système sera décrit en détail du point de vue du modèle utilisé et du point de vue de son implantation dans le logiciel de simulation.

Nous détaillerons donc tout d'abord la machine asynchrone en mettant l'accent sur les hypothèses faites et leur validité en fonctionnement défaillant. Ensuite, nous nous intéressons à la modélisation de l'onduleur et de la modulation à largeur d'impulsion vectorielle. Dans cette partie, nous nous focaliserons sur la méthode employée pour rendre compte de la MLI car elle constitue une source importante de problèmes à résoudre afin de la simuler avec précision (du point de vue temporel et du point de vue fréquentiel). Ensuite, nous nous intéresserons à la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Son comportement doit être

parfaitement reproduit car le système étant bouclé, il importe de représenter correctement les réactions de la commande sur toute la plage de fonctionnement de l'application. Enfin, la dernière partie de ce chapitre a trait à la partie mécanique de l'application. Nous y présentons les modèles mis en œuvre dans la structure de simulation ainsi que les structures de contrôle développées pour la boucle de vitesse. Dans le but de tester nos outils de validation, les réponses obtenues en simulation ont été dans la mesure du possible comparées avec les comportements annoncés dans la littérature (existence de raies supplémentaires, changement d'allures, ...) ou observés expérimentalement pour les comportements sains et défaillants.

II. Présentation du banc d'essai

Le laboratoire dispose d'un dispositif expérimental pour la commande vectorielle des machines asynchrones [ARZ-99]. La puissance est de 7kW et la fréquence nominale de 50Hz. Il nous a permis d'effectuer les premières observations sur les défauts et de commencer à valider certains algorithmes de surveillance.

L'implantation de la commande est réalisée sur une carte processeur de signal intégrée dans un micro-ordinateur PC. Cette carte de développement repose sur le processeur TMS320C30 de TEXAS INSTRUMENT [TMS-94]. Elle comprend tout l'environnement proche du processeur (adressage, mémoires, interface avec le PC, logiciels résidants) ainsi qu'un bus d'interfaçage (DSPLINK) bidirectionnel permettant des échanges (entrées/sorties) directs avec le procédé. Cette carte est fournie avec l'ensemble des outils logiciels nécessaires aux applications utilisateurs.

Les algorithmes peuvent être écrits en langage assembleur du DSP, ou en langage C, solution retenue dans un premier temps du fait d'une meilleure lisibilité et compréhension en vue des évolutions ultérieures.

Le développement s'effectue sur le PC et fournit un programme complet téléchargeable dans la carte DSP. Le téléchargement, l'exécution et la mise au point du programme s'effectuent à l'aide d'un déboggeur. Le déboggeur est constitué de deux programmes : l'un exécuté par le PC (interface utilisateur) et l'autre exécuté sur le DSP. Ils utilisent pour communiquer l'interface PC.

Une carte d'interface spécifique comprenant les circuits de mise en forme des signaux capteurs, de commande du convertisseur statique de puissance et de mise en forme des

signaux à visualiser a été développée. Les échanges d'information entre le DSP et cette carte passe par le bus d'interface "DSPLINK".

La figure II-1 présente la structure générale du dispositif expérimental, et la mise en œuvre de la carte DSP. La carte d'interface est également intégrée dans le PC, mais ne possède pas d'interface propre avec le bus PC.

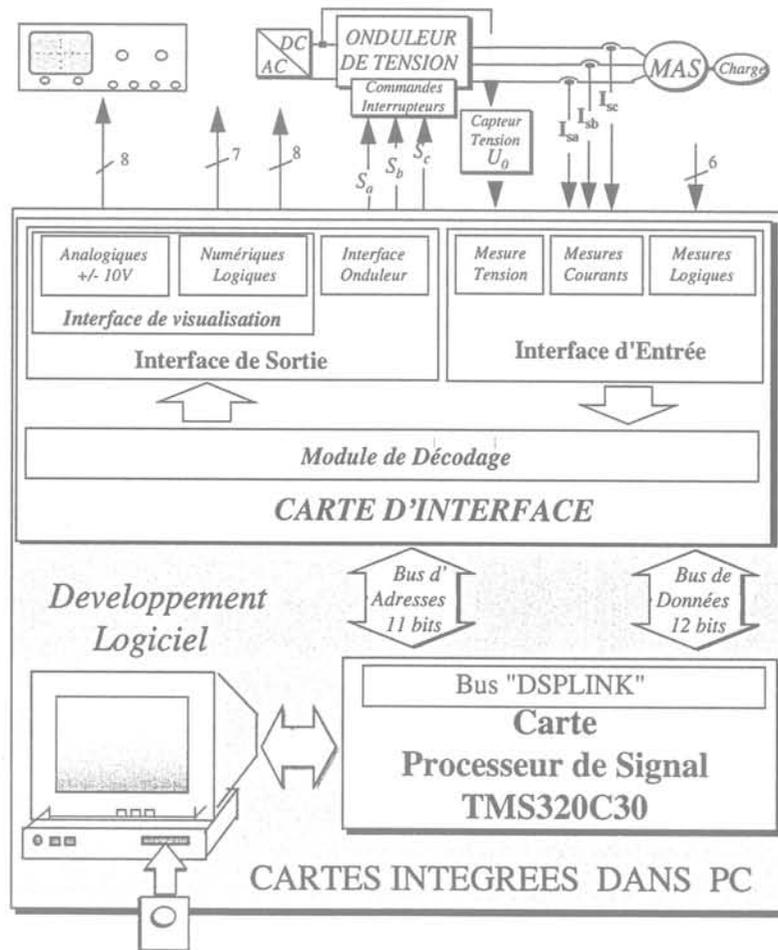


figure II-1 : Structure générale du dispositif expérimental

Il est possible de créer avec ce banc les défauts suivants :

- Machine dissymétrique par l'introduction d'une résistance aux bornes de la machine. Ce n'est qu'une approximation grossière d'un court-circuit ou d'une ouverture partielle de phase pour lesquels résistances et inductances évoluent. Dans notre cas, il est possible d'ajouter une résistance (de valeur égale à la résistance statorique) sur chaque phase de la machine.
- Offsets sur les courants et vitesse mesurés.

L'implantation de méthodes de détection et de localisation de défauts sur le banc d'essai introduit des contraintes que ce soit en temps de calcul nécessaire (commande et surveillance sont calculées par le même processeur) ou en période d'échantillonnage des mesures.

Ce travail a fait apparaître la nécessité de disposer d'un banc d'essai et de caractérisation spécifique permettant de recréer de manière réaliste les défauts dans l'entraînement électrique. Ce banc est en cours de réalisation. Il comporte :

- Une machine avec des enroulements statoriques pouvant être partiellement court-circuités. Afin d'étudier la répartition du champ magnétique dans l'entrefer, des spires de mesures (capteur à effet Hall) seront implantées dans le bobinage.
- Différents rotors à cage : rotor sain, rotors avec défaut de barre ou d'anneau de court-circuit.
- Différents roulements : roulement sain, roulement avec défauts sur les couronnes ou les billes . Le montage des roulements doit permettre de créer des défauts d'alignement.
- Des capteurs de vibration et de température.
- Des capteurs de tensions d'arbre [TOR-99].
- Un système d'acquisition des variables mesurables (courant, vitesse, couple, vibrations) à une périodes d'échantillonnage suffisante (par exemple, pour le courant, il faut pouvoir mesurer des phénomènes à deux fois la fréquence de MLI).

III. Simulation de la machine asynchrone

La machine constitue l'élément clef de l'application. Nous allons détailler le modèle utilisé en simulation pour décrire la machine saine ou en présence des défauts suivants : court-circuit stator, ouverture de barre ou d'anneau de court-circuit au rotor.

III.1. Hypothèses de la modélisation

La machine asynchrone est un système bien connu [ALG-65] ; des modèles existent et permettent, dans la majeure partie des cas et sous certaines hypothèses simplificatrices, une représentation de la machine sans défaut. Ces hypothèses sont les suivantes [LEO-85, CAR-95] :

- L'entrefer est de largeur constante sans effet d'encoche (pas d'excentricité, de balourd, réduction du nombre d'harmoniques dans le développement des inductances)

- Assimilation de la cage à un court-circuit ayant le même nombre de phases que le bobinage statorique (simplification des équations de la machine par la prise en compte de l'effet moyen de la cage)
- Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage (simplification des équations par la prise en compte des expressions en complexe des courants, génération d'un modèle vectoriel)
- Absence de saturation dans le circuit magnétique (comportement identique de chaque phase, utilisation d'un modèle vectoriel)
- Les influences de l'effet de peau et des échauffements des conducteurs sont négligées (pas de variations des paramètres intervenant dans la machine)
- Couplage en étoile des bobinages (les courants forment un système équilibré)

Les défauts dans la machine rendent caduques la plupart des hypothèses qui sous-tendent les modèles. Les modèles qu'il faut développer pour représenter la machine en défaut sont complexes et posent le problème du compromis entre temps de simulation et fidélité de représentation des phénomènes principaux. Ainsi, une modélisation par éléments finis [THO-92] permet une simulation précise du comportement défaillant ; malheureusement, coupler un tel modèle à celui d'un onduleur MLI dans un entraînement à vitesse variable semble impossible. Les techniques de modélisation de type circuit [TOL-95] demandent, quant à elles, la manipulation de systèmes d'ordre d'autant plus élevée que la précision voulue est importante. Seule une modélisation analytique de la machine asynchrone d'ordre relativement réduit peut être compatible avec les contraintes que l'on s'est imposé. Cependant la réduction de l'ordre du modèle se fera au détriment de la fidélité de représentation du fonctionnement défaillant.

Le modèle que nous proposons permet, sous certaines hypothèses, de réaliser un compromis réaliste entre le temps de calcul et la précision souhaitée. Ce modèle permet de simuler des ensembles convertisseur-machine fonctionnant en vitesse variable. Ceci n'est pas encore réalisé par les simulations de machine avec des réseaux de perméance [ABE-99, DRI-99] décrivant sous forme de circuits électriques la structure magnétique de la machine.

III.2. Modèle triphasé dans le repère lié au stator

Sous les hypothèses précisées ci-dessus, nous avons développé un modèle de machine triphasée. Notre but principal consiste à évaluer le comportement de ce modèle vis-à-vis de

fonctionnements à la limite voire en dehors des hypothèses prises pour développer le modèle de machine.

III.2.a) Equations de base

La figure II-2 présente la géométrie et la disposition des enroulements de la machine utilisée pour former les équations de la machine.

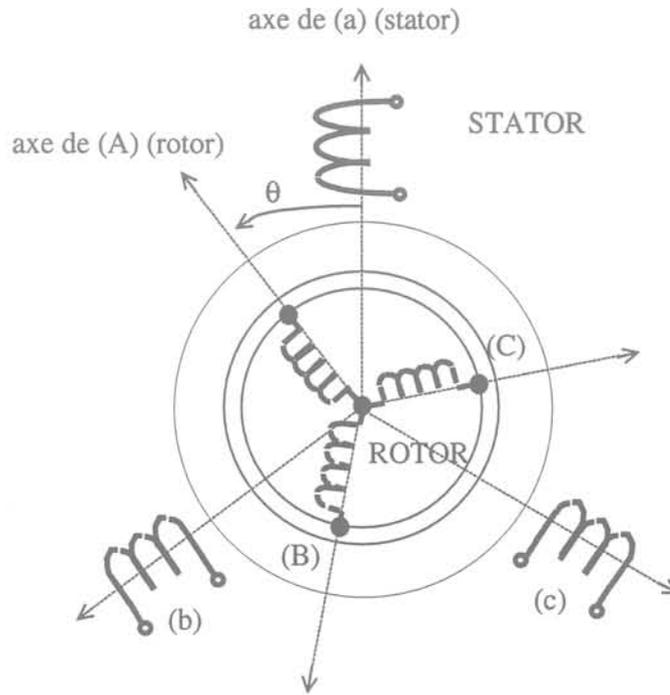


figure II-2: Schéma de principe de la machine asynchrone

Sous les conditions rappelées au paragraphe précédent, les équations des circuits électriques font intervenir des inductances propres et mutuelles permettant de définir les flux en fonction des courants [LEO-85, VAS-92].

Au niveau du stator, les tensions vérifient :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-1})$$

où la matrice des résistances s'écrit d'après l'hypothèse de symétrie :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (\text{II-2})$$

Au niveau du rotor, sous l'hypothèse que le rotor est assimilable à un rotor avec enroulements triphasés, les tensions s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = [R_R] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

La matrice R_R possède la même forme que R_S .

Les flux s'expriment alors grâce aux matrices inductances et aux courants.

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = [L_S] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{SR}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = [M_{RS}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [L_R] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

Afin de pouvoir rendre compte des interactions entre les phases, nous avons exprimé chaque matrice résistance et inductance en fonction du nombre de spires des enroulements de la machine. Ce modèle permet en particulier de créer des défauts asymétriques que ce soit au stator ou au rotor par la variation du nombre de spires de l'enroulement de la phase en défaut.

Le défaut peut être localisé sur une ou plusieurs phases.

$$\begin{aligned} [R_S] &= \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} n_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & n_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & n_{sc} \end{bmatrix} \\ [R_R] &= \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} n_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & n_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & n_{rc} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II-6})$$

n_{sa} correspond au nombre de spires de la phase a du stator.

$$\begin{aligned} [L_S] &= \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{sab} & M_{sca} \\ M_{sab} & L_{sb} & M_{sbc} \\ M_{sca} & M_{sbc} & L_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_{sa}^2 l_s & n_{sa} n_{sb} m_s & n_{sa} n_{sc} m_s \\ n_{sa} n_{sb} m_s & n_{sb}^2 l_s & n_{sb} n_{sc} m_s \\ n_{sa} n_{sc} m_s & n_{sb} n_{sc} m_s & n_{sc}^2 l_s \end{bmatrix} \\ [L_R] &= \begin{bmatrix} L_{ra} & M_{rab} & M_{rca} \\ M_{rab} & L_{rb} & M_{rbc} \\ M_{rca} & M_{rbc} & L_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_{ra}^2 l_r & n_{ra} n_{rb} m_r & n_{ra} n_{rc} m_r \\ n_{ra} n_{rb} m_r & n_{rb}^2 l_r & n_{rb} n_{rc} m_r \\ n_{ra} n_{rc} m_r & n_{rb} n_{rc} m_r & n_{rc}^2 l_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II-7})$$

$$[M_{SR}(\theta)] = \begin{bmatrix} n_{sa}n_{ra}m_{sr} \cos(\theta) & n_{sa}n_{rb}m_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & n_{sa}n_{rc}m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ n_{sb}n_{ra}m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & n_{sb}n_{rb}m_{sr} \cos(\theta) & n_{sb}n_{rc}m_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) \\ n_{sc}n_{ra}m_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & n_{sc}n_{rb}m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & n_{sc}n_{rc}m_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

$$[M_{SR}(\theta)] = [M_{RS}(\theta)]^T$$

III.2.b) Limites de validité physique du modèle

Il faut remarquer que cette modélisation est encore physiquement critiquable :

- On suppose que les défauts ne modifient pas l'hypothèse de répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer
- On suppose que l'équivalence entre la cage du rotor et un bobinage triphasé est maintenue dans le cas d'une rupture de barre. Ceci est sujet à caution mais conduit à des résultats en termes d'analyse spectrale proches de ceux obtenus avec des modèles plus complexes [WIL-82, MAN-96, PEN-96]. Les résultats issus de ces derniers modèles sont plus proches des mesures mais notre modèle peut être utilisé pour des simulations en vitesse variable.
- la variation brutale du nombre de spires entraîne toujours un transitoire qui n'est pas considéré dans le modèle.
- Par ailleurs, les défauts de type court-circuit sont représentés dans le modèle comme des suppressions de spires c'est-à-dire des ouvertures partielles de phase ; cela ne correspond pas tout à fait à la réalité puisqu'il faudrait aussi tenir compte des spires en court-circuit [FRA-91]. Ce modèle constitue cependant un progrès par rapport aux modèles équilibrés ou/et ne considérant qu'une variation de résistance couramment utilisés pour valider les algorithmes de détection et de localisation des défaillances d'une machine asynchrone. [FIS-96].

Si l'on voulait atteindre un degré supplémentaire dans la modélisation des défauts sans pour autant user de techniques de simulation par éléments finis, un autre modèle de défaut envisageable consisterait à écrire les équations en tenant compte des spires en court-circuit. Mais cette méthode conduit à une augmentation du nombre d'équations du modèle et des difficultés de simulation [VAS-94, SCH-97].

III.3. Génération du modèle en vue de son implantation en simulation

Pour l'implantation du modèle proposé en simulation, le principal problème réside dans la prise en compte de la variation des inductances en fonction de la position. Nous proposons la démarche exposée à la figure II-3.

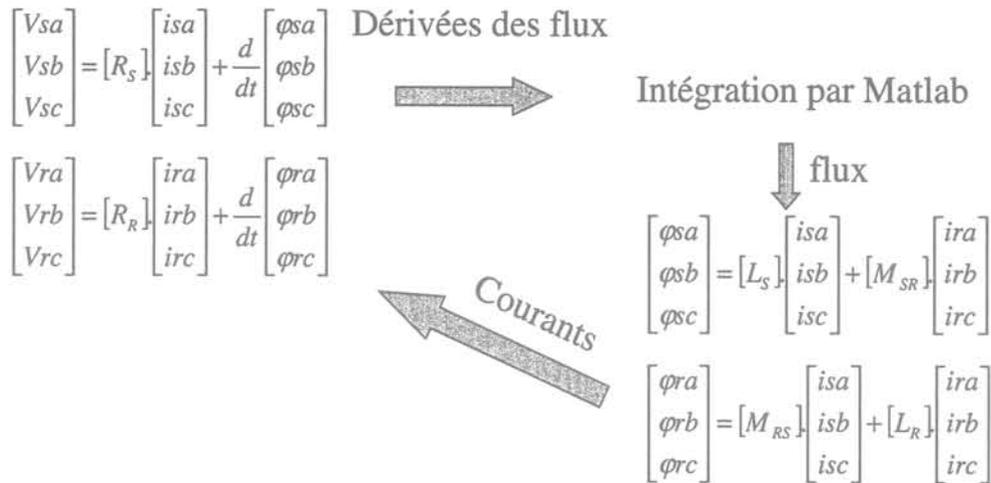


figure II-3: Principe de résolution des équations de la machine asynchrone

Les deux systèmes d'équations ont été inversés de manière symbolique à l'aide du logiciel de calcul symbolique Macysma. On obtient donc les équations des dérivés des flux en fonction des tensions et des courants et les équations des courants en fonction des flux. Ces équations sont ensuite successivement résolues par Matlab en fonction de la position à chaque pas de calcul.

III.4. Prise en compte de la saturation

La saturation est une caractéristique importante à prendre en compte dans les équations de la machine. L'intérêt d'introduire la saturation est double :

- Lors de fonctionnements défaillants, la saturation peut intervenir sur une phase et pas sur une autre
- Si l'on veut pouvoir suivre la machine dans toute la plage de fonctionnement, il faut aussi prendre en compte ces fonctionnements particuliers

Alstom nous a fourni une courbe caractéristique de l'évolution de l'inductance magnétisante en fonction du courant magnétisant [ARZ-99]. Il est alors possible de recalculer à chaque pas de temps les différentes inductances utilisées dans le modèle de la machine. La figure II-4 présente l'évolution de cette loi.

Notons que pour le moment, la saturation a été introduite pour des fonctionnements sains afin d'évaluer son influence sur le point fonctionnement. Nous ne l'avons pas encore introduite pour des fonctionnements défaillants pour lesquels la saturation n'intervient pas de manière équilibrée dans la machine.

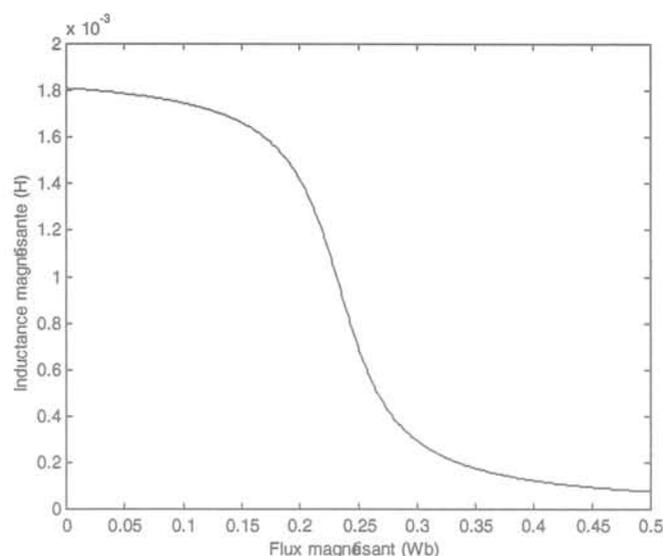


figure II-4: Evolution de l'inductance magnétisante en fonction du flux magnétisant

Cependant, connaissant la relation liant les grandeurs mises en jeu, il devient évident que l'algorithme de résolution devra effectuer plusieurs fois le calcul des états pour un instant donné du fait que

$$\varphi_m = L_m \cdot i_m \quad (\text{II-9})$$

Le processus de résolution des équations différentielles de MatLab comporte plusieurs appels successifs entre la tâche de calculs des sorties du système (en particulier L_m) et la tâche de calculs des dérivées des états (donc des courants). Il y a donc prise en compte des nouvelles valeurs des courants dans le calcul de l'inductance mutuelle. Cette inductance est alors utilisée pour calculer les nouvelles valeurs des courants. Ainsi de suite jusqu'au respect des tolérances imposées par le moteur de résolution.

Cette introduction de la saturation dans le modèle de la machine impose de bien sélectionner la méthode de résolution numérique car il s'agit de déterminer à chaque pas de temps les états de manière correcte en respectant les tolérances imposées. A chaque pas de temps, le processus de résolution doit donc procéder à plus de calculs par rapport au modèle sans saturation. Ceci augmente donc le temps de calcul nécessaire pour effectuer la simulation.

IV. Simulation de l'onduleur et la MLI vectorielle

Dans cette partie, nous allons évoquer une autre élément important de l'application considérée : l'onduleur de tension. Nous détaillerons son fonctionnement en

présentant la manière dont nous avons modélisé la MLI vectorielle [TRZ-96]. Notons que ce modèle est très proche des algorithmes implantés dans les dispositifs industriels.

IV.1. Présentation de l'onduleur

Pour l'entraînement électrique asynchrone, le convertisseur continu-alternatif est un onduleur de tension. Il est constitué de trois bras (A, B, C) composés chacun de deux transistors IGBT et de deux diodes en antiparallèle. Aux différentes configurations des interrupteurs correspondent les huit vecteurs tension appliqués à la machine (figure II-5).

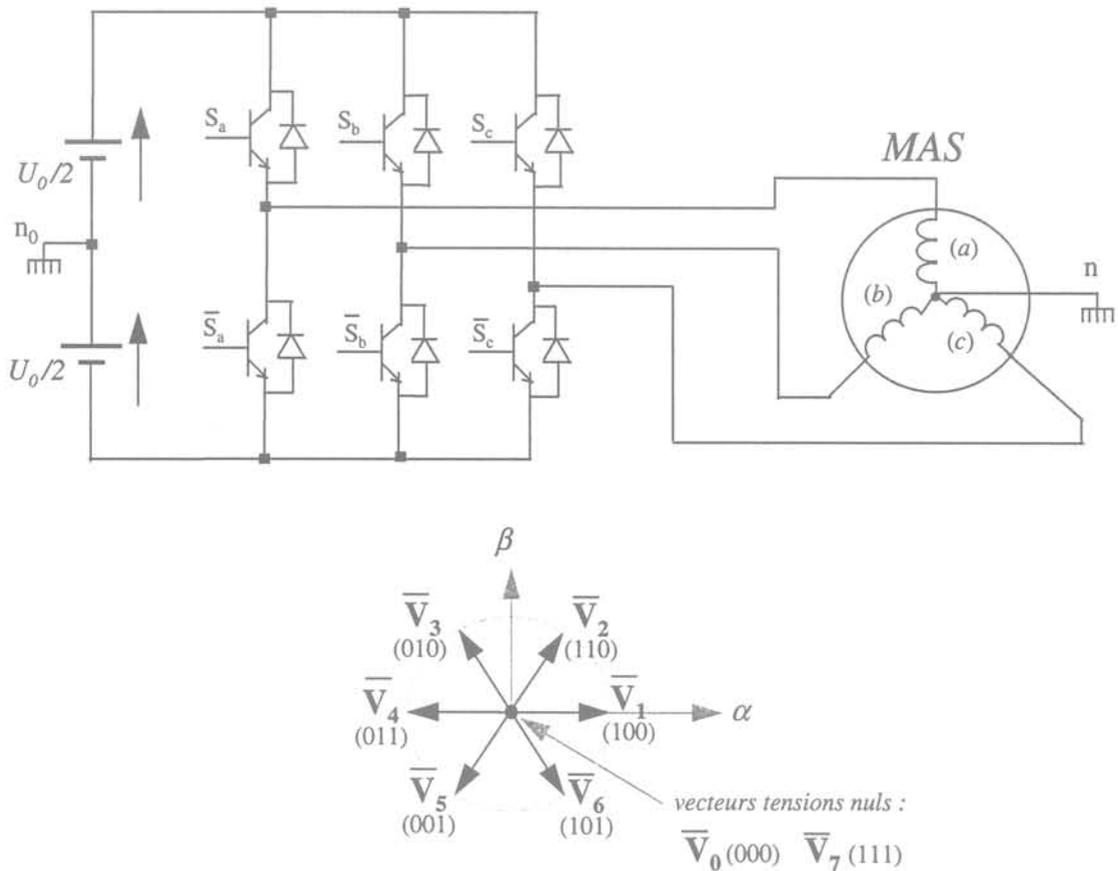


figure II-5: Schéma électrique de l'association onduleur/machine asynchrone

IV.2. Fonctionnement de la MLI vectorielle

IV.2.a) Principe - Fonctionnement

La MLI vectorielle, contrairement aux autres méthodes de MLI, ne s'appuie pas sur le calcul séparé des temps de conduction pour chacun des bras de l'onduleur.

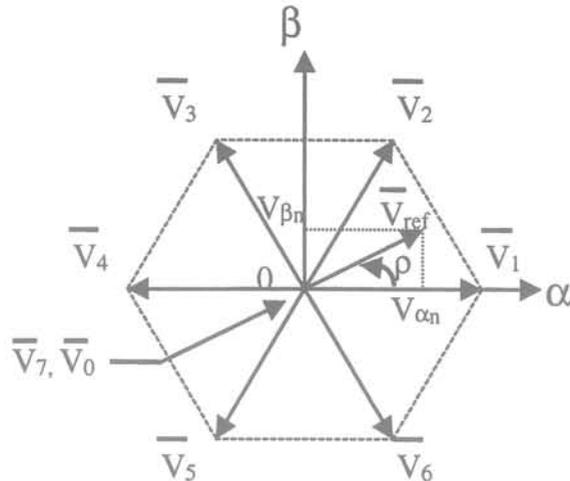


figure II-6 : Approximation du vecteur de référence par les tensions d'alimentation

Le vecteur tension souhaité est obtenu en valeur moyenne sur une période de modulation par l'application successive des vecteurs d'état de l'onduleur V_i et V_{i+1} adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 . V_i et V_{i+1} délimitent le secteur du plan dans lequel est situé V_{ref} .

Par ailleurs, afin de réduire les commutations, les vecteurs nuls à appliquer sont sélectionnés de la manière suivante :

- V_0 est utilisé avant et après les vecteurs impairs
- V_7 est utilisé avant et après les vecteurs pairs

La succession des vecteurs tension peut être représentée par le diagramme de la figure II-7.

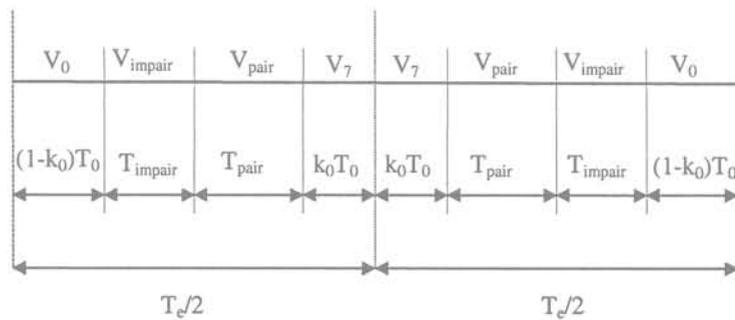


figure II-7 : Succession des phases de conduction

Dans ce cas, un bras ne commute que deux fois pendant la période T_e , la fréquence de commutation vaut alors T_e .

IV.3. Le temps de garde

En pratique, afin d'éviter les courts-circuits de l'alimentation continue, un temps de garde t_g est aménagé entre la commande à l'ouverture d'un transistor et la commande à la fermeture du transistor complémentaire du même bras (figure II-8).

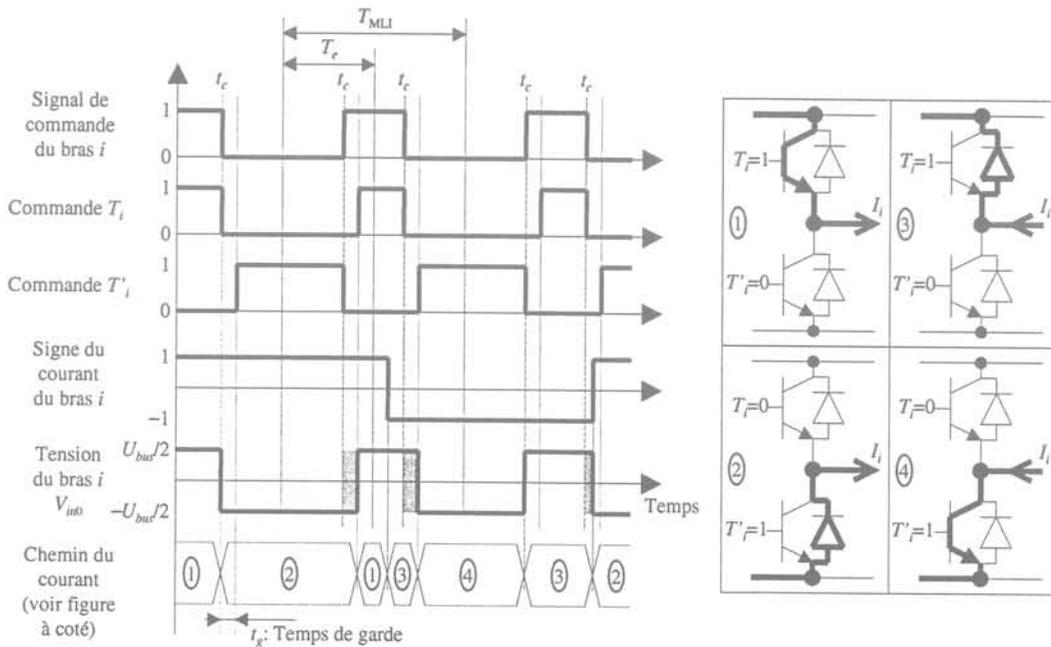


figure II-8 : Intervention des temps de garde

A une tension donnée aux bornes de la machine, les temps de garde provoquent des non-linéarités qui dépendent du signe des courants. L'influence du temps de garde est partiellement corrigée en modifiant la durée d'application des différents vecteurs au niveau de la commande.

IV.4. Implantation en simulation

On a choisi un modèle de l'onduleur à topologie variable, les interrupteurs étant supposés parfaits (circuit ouvert à l'état bloqué, pas de chute de tension à l'état passant). A chaque configuration correspond un système d'équations d'état à résoudre, la transition d'une configuration à la suivante se caractérisant par la continuité des variables d'état. Le problème majeur dans la simulation réside dans le calcul des instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur. Dans cette optique, deux méthodes sont possibles :

- Utiliser une méthode de résolution à pas fixe, donc très petit. Par le biais de tests logiques, il est possible de changer de configuration de conduction une fois que l'un des tests est validé. Cette méthode conduit à une augmentation du temps de calcul et nécessite l'utilisation d'un pas de simulation très fin si l'on veut obtenir de bons résultats.

- Utiliser les méthodes de résolution à pas variable fournies avec MatLab. Il s'agit en fait d'introduire le concept de prochaine date importante (PDI). Ce sont les instants auxquels on force le moteur de résolution à déterminer les états et à prendre en compte les changements éventuels de configuration.

Nous avons opté pour la seconde méthode car elle nécessite un temps de calcul moindre. Dans le cas de la MLI, il est possible, à chaque période de modulation, d'estimer les dates des changements de configuration de l'onduleur et en particulier de préciser au moteur de résolution les instants de prise en compte éventuelle des temps de garde. Il suffit alors d'imposer au moteur de résolution d'effectuer le calcul des états et des sorties de l'onduleur aux dates ainsi estimées.

L'algorithme de résolution calcule les états de l'onduleur (considéré comme un système discret de période T_{MLI}) aux instants de commutation considérés comme des prochaines dates importantes. Ces dates sont établies en début de chaque période de MLI sous l'hypothèse d'une faible variation des courants et des ordres de commande afin d'estimer les instants de changement de configuration de l'onduleur. A chaque instant de commutation, l'algorithme de résolution effectue un test pour la prise en compte éventuelle des temps de garde.

L'algorithme de calcul des temps d'application des différents vecteurs, de correction des temps de garde et d'enchaînement des ordres de commande est strictement identique à celui mis en œuvre dans le système réel.

La validation du modèle de l'onduleur et de la MLI a été faite par le biais d'une analyse temporelle des différentes grandeurs dans l'onduleur et d'une analyse fréquentielle des courants et tensions de phase [RAI-99].

IV.5. Comportement défaillant de l'onduleur

D'après les statistiques rappelées au chapitre I, nous avons choisi de rendre compte des effets d'un composant ouvert. Pour cela, nous avons inclus un bloc permettant de bloquer les ordres de commande arrivant à l'interrupteur considéré comme défaillant.

V. Simulation de la commande vectorielle

V.1. Introduction

Les principes de la commande vectorielle à flux orienté ont été élaborés, dès 1972, par F. Blaschke [BLA-72]. Historiquement, il s'agit de la première méthode de contrôle vectoriel développée pour les machines alternatives et notamment synchrones. Les principes de la commande ont été ensuite adaptés à la machine asynchrone. Cette méthode, reposant sur le contrôle de l'état magnétique et du couple de la machine, est aujourd'hui la méthode la plus utilisée dans l'industrie, que ce soit dans les domaines de la traction ferroviaire, de la machine outil ou de la robotique [LEO-85]. Ce type de contrôle est réalisé dans le référentiel tournant, c'est-à-dire qu'il repose sur les équations de la machine dans le référentiel de Park.

V.2. Principes de la commande vectorielle

V.2.a) Principe général

Le contrôle vectoriel à flux orienté repose sur une orientation du référentiel tournant (T) d'axe (d,q) tel que l'axe (d) soit confondu avec la direction de φ_S (flux stator) ou de φ_R (flux rotor). Dans notre cas, la commande utilise le flux rotor. La figure II-9 présente la structure de base de la commande vectorielle [ARZ-99]. On peut distinguer les blocs suivants :

- Mesure de la tension de bus, des courants, de la position et de la vitesse
- Transformation de Park et transformation inverse de Park
- Estimation du flux et établissement des références de courant
- Correcteurs de courant
- Compensation des perturbations dues à la machine
- Compensation des effets des temps de garde
- Limitation de la tension demandée à l'onduleur

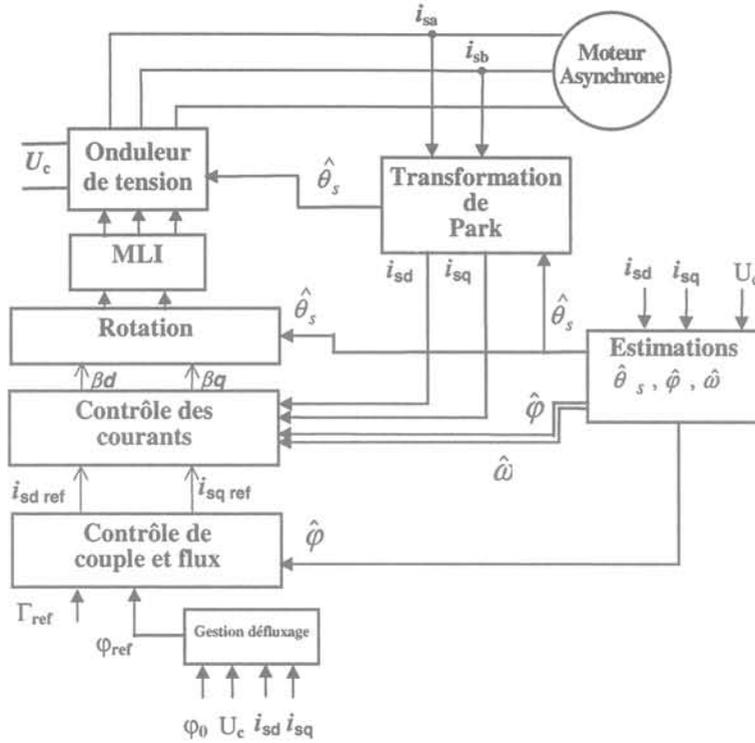


figure II-9 : Structure de la commande vectorielle

Le contrôle de la machine repose sur les équations de la machine dans le référentiel de Park. Après transformation pour ne conserver que les vecteurs I_S et Φ_R et en supposant que l'axe (d) est confondu avec la direction de $\overline{\Phi_R}$, on obtient [ARZ-99] :

$$\begin{cases}
 V_{Sd} = R_S I_{Sd} + \sigma L_S \frac{dI_{Sd}}{dt} - \omega_s \sigma L_S I_{Sq} \\
 V_{Sq} = R_S I_{Sq} + \sigma L_S \frac{dI_{Sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_S I_{Sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_R} \Phi_{Rd} \\
 L_m I_{Sd} = \Phi_{Rd} \\
 L_m I_{Sq} = \omega_R \tau_R \Phi_{Rd} \\
 \Gamma_{elm} = P_p \frac{L_m}{L_R} [\Phi_{Rd} I_{Sq}]
 \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

On peut constater que la machine asynchrone apparaît dans ce cas comme une machine à courant continu avec :

- I_{Sd} jouant le rôle du courant d'excitation : $\Phi_R = \Phi_{Rd} = L_m I_{Sd}$,

- I_{Sq} jouant le rôle du courant d'induit : $\Gamma_{elm} = P_p \frac{L_m}{L_R} \Phi_{Rd} I_{Sq}$.

Il y a alors un contrôle indépendant de l'état magnétique (par I_{sd}) et du couple de la machine (par I_{sq}). La commande vectorielle introduite en simulation est identique à celle mise en place sur l'électrobus V2G [ARZ-99]. Les pas d'échantillonnage et les retards de calcul sont reproduits. Les paragraphes suivant détaillent certains de ces blocs.

V.2.b) Contrôle des courants

Le rôle des correcteurs de courant consiste à imposer aux courants statoriques de suivre les consignes $(I_{sd})_{ref}$ et $(I_{sq})_{ref}$, élaborées à partir des consignes de flux $(\Phi_R)_{ref}$ et de couple Γ_{ref} . Parmi les différentes solutions qui peuvent être envisagées, nous avons choisi de contrôler les composantes du courant dans le référentiel tournant I_d et I_q .

V.2.c) Compensation des couplages

Les équations de la machine vues de la commande contiennent des termes de couplage et de force contre-électromotrice :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s I_{sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_R} \Phi_{Rd} \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

couplage f.c.e.m

Pour simplifier l'étude des correcteurs et transformer le système "multivariable" des équations statoriques en deux systèmes monovariabiles indépendants, on utilise un découplage par "retour des variables d'états" I_{sd} et I_{sq} .

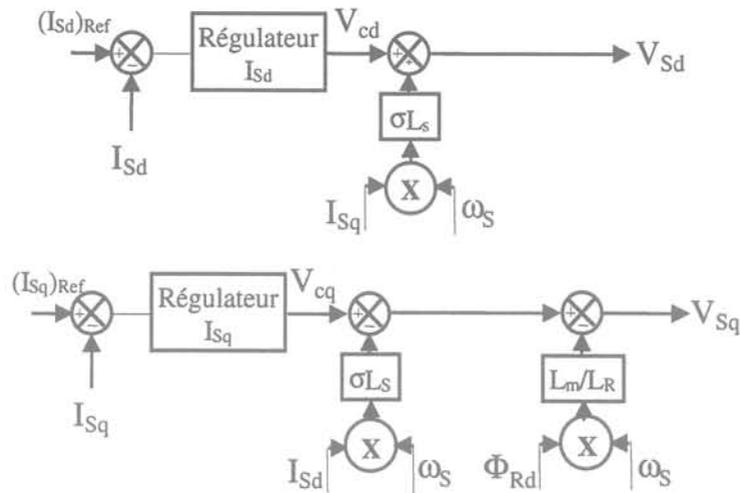


figure II-10: Contrôle des courants transformés avec découplage par retour d'état

La synthèse des équations est conduite à partir des équations sans couplage et sans fem.

V.2.d) Détermination de la position du flux rotorique.

Cette fonction est essentielle dans la commande à flux rotorique orienté. Elle consiste donc à situer précisément la position de $\overline{\Phi_R}$ (axe (d) du référentiel tournant) par rapport au stator (S). Toute erreur dans l'estimation de l'angle θ_S donc dans le calage du référentiel tournant (T) entraîne une erreur dans la commande¹. Les erreurs sur les paramètres entraînent aussi une erreur dans l'estimation de la position du flux rotorique.

V.2.e) Gestion de défluxage

Pour des applications comme la traction électrique, le fonctionnement s'effectue sur une large plage de vitesse et à couple variable. A basse et moyenne vitesses, le module du flux reste constant. A partir d'une certaine vitesse, on arrive à la tension maximale que peut délivrer l'onduleur ; pour monter en vitesse, il faut diminuer le flux dans la machine : cette phase est appelée défluxage.

La solution retenue consiste en un contrôle de la tension en sortie de l'onduleur via un correcteur de type I comme le montre la figure II-11 [ARZ-99].

¹ Nous en reparlerons lors de la surveillance de la machine par le biais d'observateurs d'état étendus. Nous présentons des résultats de mesure pour lesquels il existe une erreur dans le positionnement du référentiel tournant qui engendre une mauvaise estimation du paramètre à surveiller.

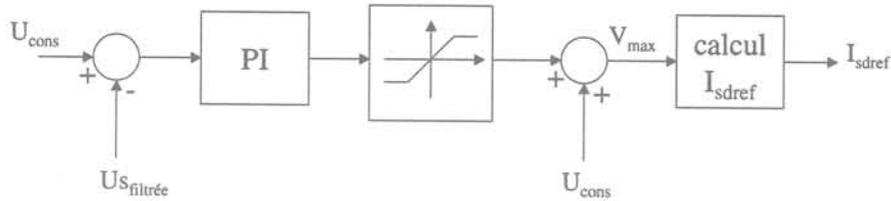


figure II-11 : Régulation de la tension

Par ailleurs, il est possible de faire intervenir une autre limitation : le courant maximal pouvant être appelé dans la machine. Après avoir déduit I_{dref} à partir des expressions précédentes, I_{qref} est calculée de manière à ce que le courant global ne dépasse pas le courant maximal.

V.3. Modélisation des capteurs

Les capteurs de courant de phase utilisés pour la commande vectorielle ont été modélisés suivant le principe de la figure II-12.

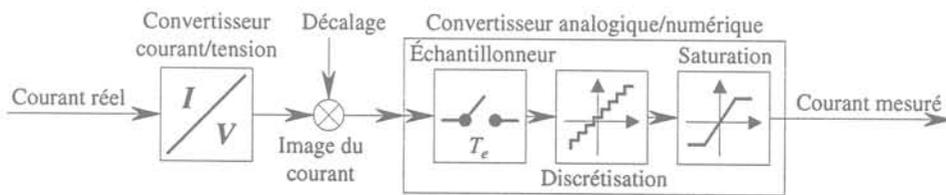


figure II-12 : Modélisation des capteurs de courant

Cette modélisation permet de prendre en compte les spécificités des capteurs ainsi que l'effet de la quantification sur la réponse du contrôle vectoriel. Par ailleurs, pour la suite de notre étude, la quantification joue un rôle important sur la netteté des spectres des courants et peut ainsi constituer une source de bruit non négligeable. Nous avons aussi généré en simulation et en manipulation un défaut de type offset.

VI. Simulation de la partie mécanique et du contrôle de vitesse

VI.1. Modèles utilisés

Afin de pouvoir utiliser un modèle assez développé de la partie mécanique de l'entraînement électrique, nous avons modélisé une transmission constituée par un arbre flexible avec réducteur.

La partie mécanique contient aussi des roulements qui assurent le parfait alignement des axes des pièces tournantes. Nous avons considéré qu'ils n'intervenaient pas dans les équations

mécaniques du système lorsqu'ils sont sains. En revanche, lorsqu'un défaut se produit sur ces éléments, nous les prenons en compte par la génération d'un couple de perturbation.

VI.2. Modèle de la transmission

Le couple moteur est transmis à la roue par le biais d'un réducteur à double train épicycloïdal. Nous ne disposons pas de modèles mécaniques de cette transmission. Nous avons donc développé un modèle simple permettant de représenter les deux phénomènes qui nous semblaient les plus importants à considérer: l'élasticité de la transmission et l'irrégularité du couple transmis due aux dents de l'engrènement. La figure II-13 en présente le schéma [MAR-93].

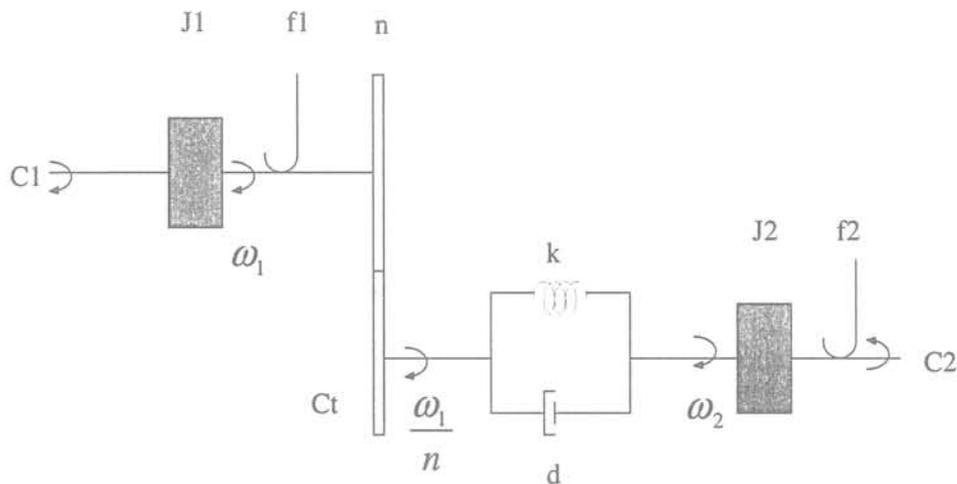


figure II-13 : Modèle d'une transmission flexible

Les équations de cette transmission sont les suivantes :

$$\begin{aligned}
 C_1 &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt} + f_1 \omega_1 + \frac{C_t}{n} \\
 C_t &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt} + f_2 \omega_2 + C_2 \\
 C_t &= k \left(\frac{\theta_1}{n} - \theta_2 \right) + d \left(\frac{\omega_1}{n} - \omega_2 \right)
 \end{aligned}
 \tag{II-12}$$

VI.3. L'engrenage

VI.3.a) Prise en compte de l'engrenage

De nombreuses études ont modélisé l'engrenage par le biais de décomposition en séries de Fourier [SID-90] et ont surtout analysé son influence sur les vibrations et les torsions d'arbre [CAP-92]. Pour notre étude, nous avons préféré une approche plus intuitive afin d'expliquer les phénomènes physiques entrant en jeu. La validité des hypothèses et de la

modélisation est justifiée a posteriori en comparant l'effet du modèle d'engrenage introduit sur la vitesse de rotation de l'axe de la machine sur des relevés issus d'autres travaux [SID-90, CAP-92].

A partir de l'équation (II-12), nous pouvons remarquer que l'engrenage intervient au niveau du couple transmis (C_t). La forme de ce couple en fonction de la position est approchée par les modèles proposés à la figure II-14. Les deux motifs présentés pour le couple transmis permettent de rendre compte des chocs entre les dents. Le premier motif, en pointillés, traduit les chocs entre chaque dent pour la transmission du couple entre les deux parties de l'engrenage. Le deuxième motif, en traits pleins, « représente » le frottement des dents en contact de chaque roue de l'engrenage. Nous avons choisi ce modèle pour la suite des simulations : il traduit une sorte de coefficient de torsion variable en fonction du nombre de dents en contact.

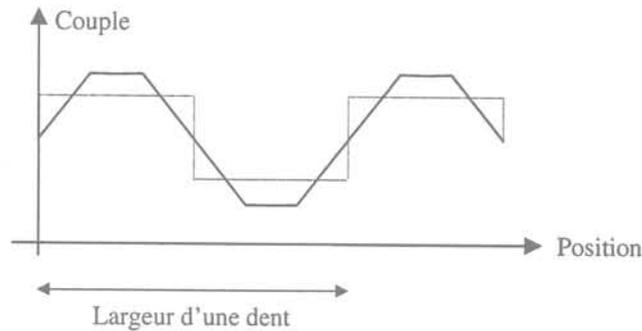


figure II-14 : Effet sur le couple transmis par l'engrenage

VI.3.b) Introduction des défauts

A partir du modèle développé précédemment, nous avons introduit la possibilité de représenter la cassure de dent dans l'engrenage. Pour rendre compte de ce défaut, nous augmentons l'amplitude d'une alternance (figure II-15).

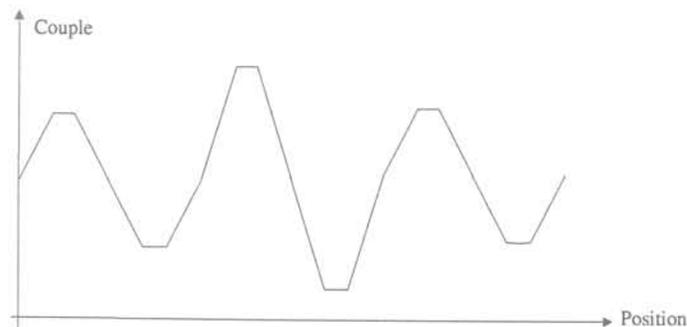


figure II-15 : Modification du couple transmis lors d'un défaut

Cette modification s'explique par le fait que la force exercée est inversement proportionnelle à la hauteur de la dent. [HEN-53].

VI.3.c) Réalisation en simulation

Si le modèle de la transmission flexible avec un simple gain pour l'engrenage est facilement réalisable en simulation avec des blocs simples, il n'en est pas de même pour le modèle pris en compte pour les engrenages. Nous avons eu recours à un fichier en C permettant d'inclure la modélisation introduite pour l'effet des dents.

Il faut en effet inclure le couple C_t modifié dans les équations de la transmission flexible (II-12). La procédure est la suivante :

- A partir de la troisième relation de (II-12), C_t est calculé.
- C_t est alors modifié suivant le motif choisi (figure II-14) Cette transformation est effectuée dans la fonction de calcul des sorties du bloc et est appelée lors du calcul des dérivées afin de fournir le couple transmis le plus juste possible.
- Ce couple modifié est réinjecté dans les deux premières équations de (II-12).

Par le biais de cette modélisation, nous générons des variables contenant de nombreuses fréquences induites par le modèle choisi pour les engrenages. La figure II-16 présente le spectre de la vitesse en régime permanent, une fois la composante continue enlevée.

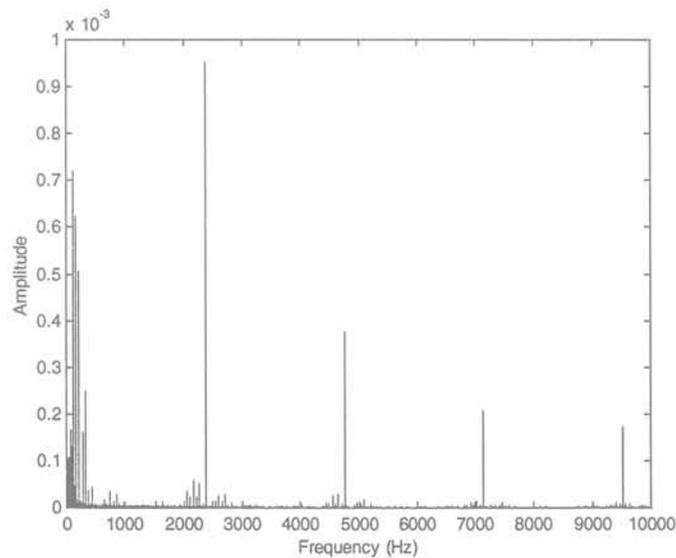


figure II-16 : Spectre de la vitesse de la machine

Ainsi, dans ce spectre, nous pouvons retrouver des caractéristiques de l'engrenage. La fréquence correspondant à la raie de plus grande amplitude correspond à la valeur du produit

du nombre de dents multiplié par la fréquence de rotation mécanique ; elle est appelée fréquence d'engrènement.

VI.4. Les roulements

Une des raisons les plus fréquentes de défauts dans les machines électriques est liée aux défauts dans les roulements [VAS-93]. Nous avons considéré qu'en fonctionnement sain les roulements ne généraient aucun signal. Un défaut sur un roulement entraîne une modification de l'alignement de l'arbre de la machine avec l'axe de la machine. Il conduit donc à une modification de la répartition de l'induction au sein de la machine. Cependant, devant la complexité à rendre ces effets, nous avons décidé de ne représenter que le couple perturbateur généré sur l'axe de la machine

Certains auteurs [FIL-94, SCH-95, DES-99] suggèrent d'utiliser la formule suivante :

$$T(\alpha) = \sum_{m=1}^M T_m \sin(\alpha k_m) \quad (\text{II-13})$$

où α est la position de l'axe.

T_m , amplitude du défaut, est choisie proportionnelle au couple appliqué sur l'arbre.

k_m est donné par $k_m = m \frac{f_d}{f_{rm}}$ où f_{rm} est la vitesse mécanique du rotor et f_d est la fréquence

correspondant au défaut choisi.

f_d est une fonction des dimensions du roulement et devient :

- Pour un défaut sur une bille:

$$f_b = \frac{PD}{BD} f_{rm} \left[1 - \left(\frac{BD}{PD} \cos \beta \right)^2 \right] \quad (\text{II-14})$$

avec BD = diamètre de la bille

PD = profondeur du roulement

β = angle de contact de la bille sur la couronne interne

- Pour un défaut sur la couronne interne ou externe du roulement :

$$\begin{cases} f_o = \frac{n}{2} f_{rm} \left[1 - \frac{BD}{PD} \cos \beta \right] \\ f_i = \frac{n}{2} f_{rm} \left[1 + \frac{BD}{PD} \cos \beta \right] \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

Où n est le nombre de billes du roulement.

La figure II-17 précise la signification des différentes grandeurs.

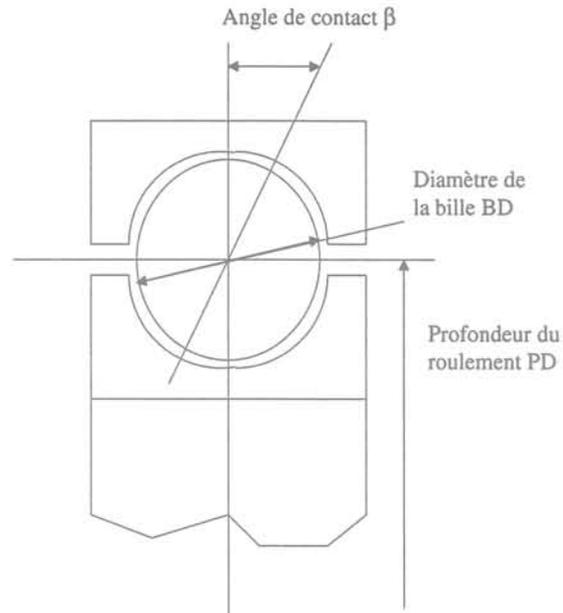


figure II-17 : Grandeurs caractéristiques d'un roulement

VI.5. Contrôle de la vitesse de l'ensemble

Cette application est contrôlée en vitesse et en couple suivant le schéma classique de régulation par boucles imbriquées. Deux types de correcteurs de vitesse ont été introduits :

- Un correcteur de type PI
- Une structure de type RST

Le choix du correcteur dépend de la vitesse que l'on veut contrôler (primaire ou secondaire) et de la rigidité de la transmission. Remarquons que suivant la vitesse que l'on contrôle, l'ordre du système peut monter jusqu'à trois. Nous avons introduit ces deux structures de manière à pouvoir étudier l'effet des réglages sur la réjection des perturbations et des défauts. Un défaut sera-t-il détectable plutôt sur la grandeur de commande ou sur la variable mesurée ? Ceci dépend des réglages et des structures de correcteurs mises en place.

VII. Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons introduit les différents modèles utilisés pour la simulation de l'application que ce soit pour un comportement sain ou un comportement défaillant sous des hypothèses restrictives.

Pour la machine asynchrone, le modèle proposé permet de représenter des déséquilibres électriques dans la mesure où c'est un modèle triphasé et qu'il tient compte explicitement du nombre de spires dans les expressions des résistances et des inductances. Il est cependant encore incomplet et critiquable. Ceci constitue un domaine dans lequel des travaux systématiques restent à mener pour étudier complètement l'influence des courts-circuits de spires, des ruptures de barre, des excentricités mécaniques et en déduire des modèles vraiment fiables.

La modulation de largeur d'impulsion et les lois de commande sont, quant à elles, simulées avec la précision requise.

Enfin les modèles mécaniques, extraits de la littérature, demandent à être validés sur le banc expérimental en cours de réalisation.

Malgré ces limitations, le modèle global obtenu permet une première validation réaliste des méthodes proposées dans les chapitres suivants.

Chapitre III
Approche signal

CHAPITRE III APPROCHE SIGNAL	63
I. INTRODUCTION.....	65
II. CHOIX DE LA VARIABLE À ÉTUDIER.....	66
II.1. De l'influence des boucles de contrôle.....	66
II.2. Partie électrique de l'entraînement.....	67
II.2.a) Défaut sur l'entrée de la machine	68
II.2.b) Défaut sur la sortie de la machine.....	69
II.3. Partie mécanique	70
III. CARACTÉRISATION FRÉQUENTIELLE DES DÉFAUTS	71
III.1. Introduction	71
III.2. Défaut onduleur (composant ouvert).....	72
III.2.a) Caractérisation haute fréquence.....	72
III.2.b) Caractérisation basse fréquence	73
III.2.c) Conclusions	74
III.3. Défauts machine	74
III.4. Défauts capteurs	74
III.4.a) Défaut capteur de courant.....	74
III.4.b) Défaut capteur de vitesse.....	75
III.5. Défauts roulements	75
III.6. Défauts engrenage	77
III.7. Conclusions.....	77
IV. LES TECHNIQUES DE SURVEILLANCE	79
IV.1. Remarque préliminaire	79
IV.2. Principes des méthodes proposées.....	80
IV.2.a) La démodulation synchrone	80
IV.2.b) Le filtrage.....	81
IV.3. L'enregistrement synchrone à la position.....	82
IV.3.a) Principe	82
IV.3.b) Exemple d'illustration.....	83
IV.4. Quelques résultats.....	84
IV.4.a) Conditions d'essais.....	84
IV.4.b) Détection d'un défaut stator par la démodulation synchrone	85
IV.4.c) Détection d'un défaut onduleur par filtrage à f_{MLI} et $2f_{MLI}$	87
IV.4.d) Détection d'un défaut roulement.....	90
V. CONCLUSIONS.....	92

I. Introduction

Le travail des chapitres précédents a permis de fixer le contexte de l'étude, les contraintes liées à l'application et de mettre en place des outils d'évaluation. La connaissance des défaillances potentielles de l'entraînement et les études bibliographiques réalisées ont montré l'intérêt de l'analyse des signaux pour la caractérisation des défauts dans les machines tournantes. Bien qu'historiquement utilisé pour des machines alimentées par le réseau et fonctionnant à vitesse fixe et principalement sur des signaux acoustiques ou vibratoires, il nous a semblé intéressant d'évaluer l'intérêt du traitement du signal dans le contexte de notre application : vitesse variable, alimentation par onduleur, système asservi en couple et vitesse.

Le principe des méthodes d'analyse de signal repose sur l'existence de caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé à surveiller. La figure III-1 fait un bilan des diverses sources de bruit potentielles pour un moteur électrique [VIJ-98, YAC-95].

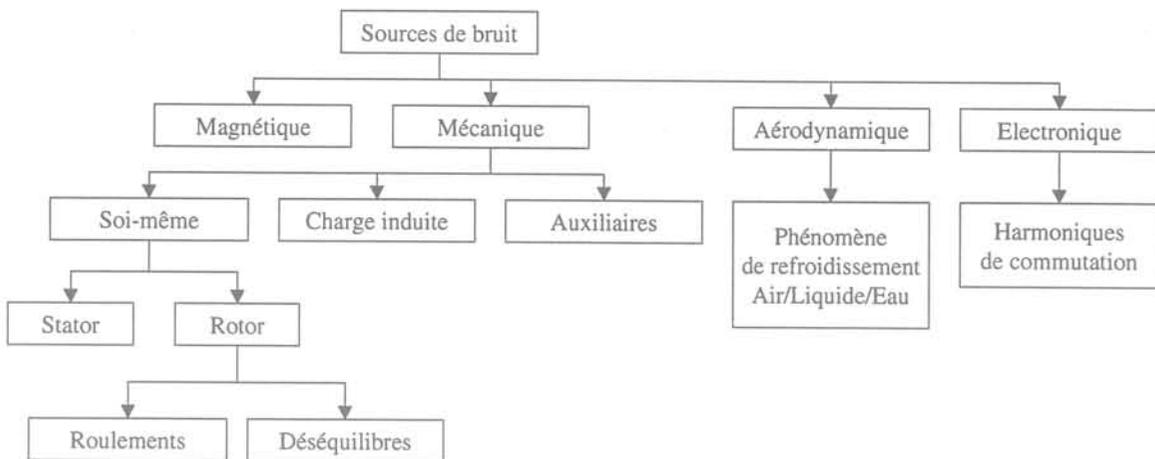


figure III-1 : Sources de bruits dans les machines électriques

La première étape de cette étude consiste donc à caractériser en terme de signal les défaillances c'est-à-dire à déterminer les caractéristiques fréquentielles des différents signaux accessibles lors de fonctionnements sains et lors de défauts. Avant de procéder à cette analyse de signal sur les données de simulation issues des outils de validation proposés au chapitre II, il est impératif d'évaluer l'impact des défauts dans un système bouclé. En effet, la propagation des caractéristiques fréquentielles des défaillances de leur point de localisation vers les signaux mesurés est affectée par les fonctions de transfert du système et en particulier par les correcteurs de couple et de vitesse. Nous débutons donc ce chapitre par une étude simplifiée de l'application en termes de transfert défaut/mesures ou défaut/commande.

Nous caractérisons ensuite les différents défauts par l'analyse des signaux jugés comme les plus significatifs par ce travail préliminaire.

La définition des caractéristiques principales des défaillances est analysée en termes de modification spectrale (apparition, déplacement de raies) afin de proposer les méthodes de détection les plus adaptées à la mise en évidence des phénomènes c'est-à-dire la détection d'une ou plusieurs fréquences caractéristiques du dysfonctionnement [BAS-88].

II. Choix de la variable à étudier

Comme annoncé, nous allons procéder dans ce paragraphe à une étude simplifiée de la propagation des défauts dans un système bouclé similaire à notre application. L'objectif de ce travail préliminaire consiste à déterminer les signaux accessibles les plus significatifs pour la détection et la localisation de défauts. Pour cela, il est nécessaire de tenir compte d'une part de la bande passante du système bouclé et d'autre part du contenu spectral du défaut à surveiller (se caractérise-t-il plutôt en basse fréquence ou en haute fréquence ?) [BEN-98, NAN-99].

II.1. De l'influence des boucles de contrôle

Il ne faut pas perdre de vue que le système comporte des boucles de contrôle des courants (pour assurer le contrôle vectoriel) et de la vitesse [BEL-99]. Ces correcteurs ont pour fonction d'assurer la conformité entre la consigne (ref) et la mesure (y) en agissant sur la grandeur de commande (u). Intuitivement, il est évident que la commande cherchera à compenser toute variation de la grandeur mesurée qu'elle soit due à une perturbation ou à un défaut [BEL-99]. Nous allons exploiter les grandeurs disponibles pour la détection et la localisation des défauts (les deux courants mesurés et la vitesse mesurée, le vecteur tension de commande en sortie du dispositif de contrôle vectoriel et la référence de couple en sortie de l'asservissement de vitesse).

Considérons le schéma bloc suivant représentant de manière simplifiée la partie contrôle du couple d'un entraînement électrique similaire à notre application:

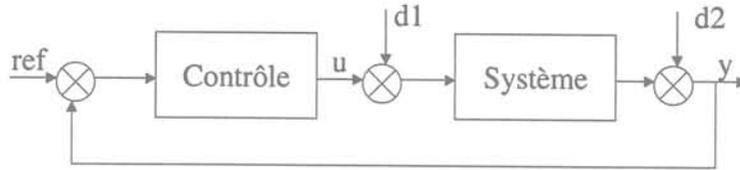


figure III-2 : Schéma bloc du système simplifié

Le bloc contrôle représente l'ensemble correcteur / convertisseur statique, le bloc système la partie électrique de la machine. Dans ce cas, les défauts considérés comme additifs sont alors :

- d1 pour le défaut onduleur.
- d2 pour le défaut capteur (et dans une certaine mesure le défaut machine si on le considère comme additif).

De même, dans le cas de la partie mécanique, d1 représentera tout défaut dans la partie électrique conduisant à un couple moteur différent du couple de référence. d2 représentera un défaut dans la partie mécanique ou dans la mesure de vitesse.

II.2. Partie électrique de l'entraînement

Etudions l'influence de la commande vectorielle sur les grandeurs accessibles suivant la place des défauts considérés. Dans cette étude, la machine est représentée par une fonction de transfert du premier ordre. Notons que cette fonction de transfert est celle utilisée pour la synthèse des correcteurs de la commande vectorielle. Nous considérons par ailleurs que le contrôle est effectué par un simple correcteur proportionnel – intégral. Ses coefficients sont calculés avec les mêmes réglages que ceux de la commande vectorielle utilisée en simulation. On peut donc s'attendre à des performances dynamiques identiques à celles de l'application, ce qui est vérifié dans les figures suivantes.

Nous avons représenté à la figure III-3 l'allure des courants suivant les axes d et q du référentiel de Park pour une référence de vitesse donnée. Ces résultats proviennent de simulations du système simplifié (contrôle par correcteur PI et modèle de la machine équivalent à un premier ordre).

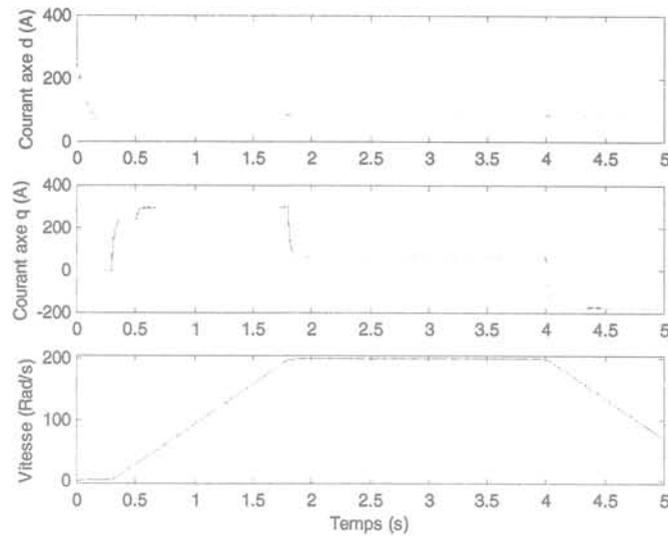


figure III-3 : Allures des courants de référence pour une référence de vitesse donnée

La figure III-4 présente les erreurs entre les courants du système complet (modèle complet de la machine et structure complète de la commande vectorielle) et ceux du système simplifié. Elles sont globalement faibles ; ceci valide l'approximation que nous allons utiliser pour étudier la sensibilité des variables du système. Ces erreurs proviennent des couplages entre les variables des axes d et q qui ne sont pas pris en compte dans le modèle simplifié.

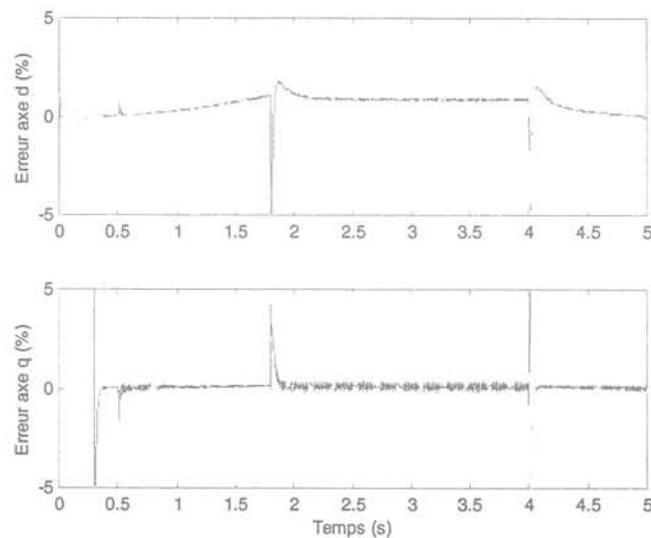


figure III-4 : Erreurs relatives sur les courants dans le référentiel de Park

II.2.a) Défaut sur l'entrée de la machine

Les figures suivantes présentent les diagrammes de Bode des fonctions de transfert liant la variation relative de la sortie (y/y_{max}) et de la commande (u/u_{max}) au défaut d1.

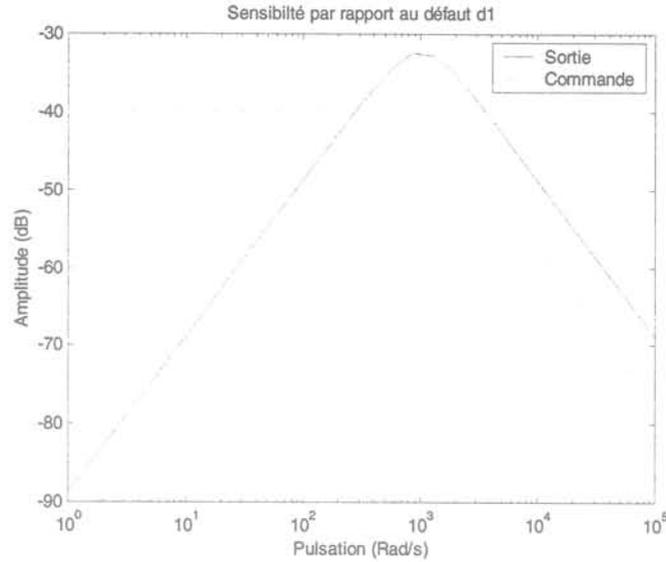


figure III-5 : Fonction de transfert entre variations relatives du courant et de la commande par rapport à la perturbation $d1$

Il apparaît que pour les fréquences inférieures à 31Hz (soit 200 rad/s), on a intérêt à utiliser la grandeur de commande ; la bande passante étant de 1000 rad/s. On vérifie également que la sensibilité relative de la mesure par rapport à $d1$ est maximale aux alentours de la bande passante de l'asservissement.

En tenant compte de la plage de fréquence de fonctionnement de l'application, on remarque que les fréquences des défauts (supérieures à la fréquence fondamentale) seront généralement plus visibles dans la mesure que dans la grandeur de commande.

II.2.b) Défaut sur la sortie de la machine

Les mêmes conclusions peuvent être déduites de l'observation des fonctions de transfert liant la variation relative de la sortie (y/y_{max}) et de la commande (u/y_{max}) par rapport au défaut $d2$.

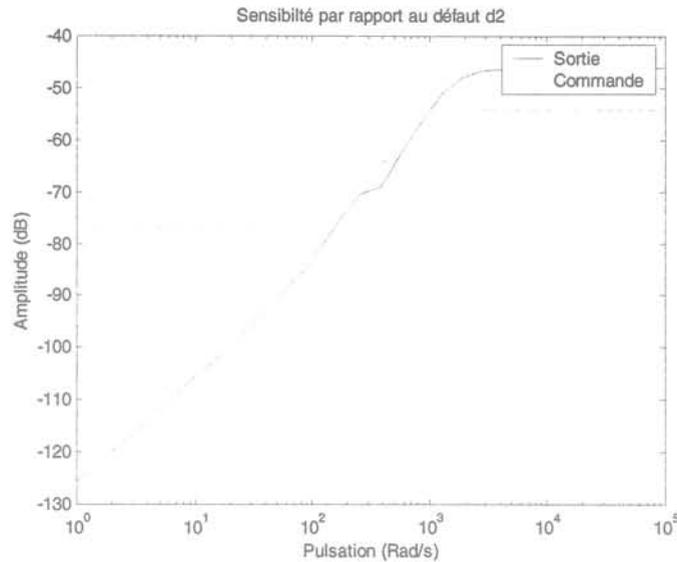


figure III-6 : Fonction de transfert entre variations relatives du courant et de la commande par rapport à la perturbation d_2

On remarque que la sensibilité relative par rapport à d_2 est sensiblement constante au delà de la bande passante.

Remarque : Les fréquences caractéristiques du défaut, à quelques centaines de Hertz, restent plus ou moins visibles sur la commande. Suivant la fréquence fondamentale des courants, les défauts seront moins atténués dans les courants que dans les grandeurs de commande. Le tableau III-1 présente les résultats issus de simulations pour deux fréquences fondamentales différentes lors d'un défaut capteur (offset de 20 A).

Vitesse (rad/s)	Pulsation électrique (rad/s)	Pulsation du défaut (rad/s)	Rapport raie défaut/fondamental dans courant	Rapport raie défaut/moyenne dans commande
50	150	300	3.83%	10.9%
200	600	1200	0.718%	0.544%

tableau III-1 : Amplitudes des raies associées au défaut capteur de courant pour différentes vitesses

On note que pour les basses vitesses, il est préférable d'utiliser la grandeur de commande. Quand la vitesse augmente, ceci devient moins vrai. La grandeur de commande utilisée pour ces essais est la tension à appliquer à la machine dans le référentiel de Park¹.

II.3. Partie mécanique

Pour cette étude, nous avons considéré que la mécanique était représentée par un premier ordre et le correcteur de la boucle de vitesse était un correcteur de type proportionnel intégral.

Du fait des bandes passantes du système et du correcteur, les diagrammes de Bode des variations relatives de la sortie (vitesse mesurée) et de la commande (couple de référence) par rapport aux défauts montrent qu'il est toujours préférable d'utiliser la commande par rapport à la mesure. A titre d'exemple, la figure III-7 présente les variations relatives des deux grandeurs par rapport au défaut $d1$.

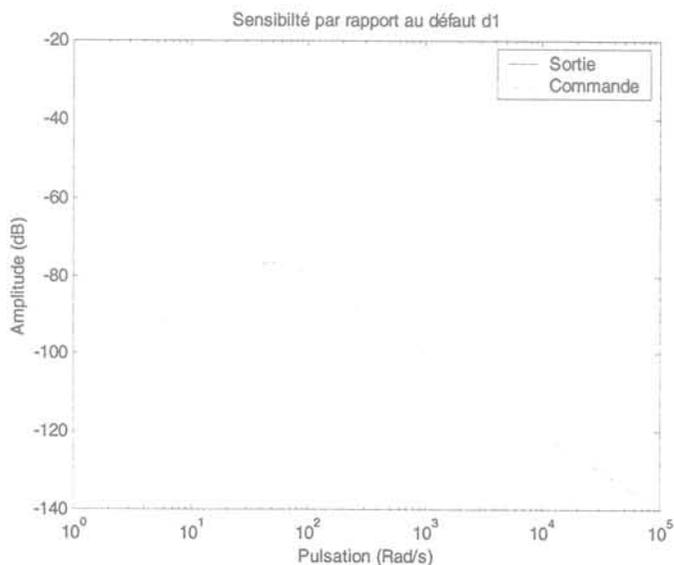


figure III-7 : Fonction de transfert entre variations relatives du courant et de la commande par rapport à la perturbation $d1$

III. Caractérisation fréquentielle des défauts

III.1. Introduction

Le but de la caractérisation fréquentielle des défauts consiste, en fonction du défaut considéré, à déterminer la (ou les) fréquence(s) liée(s) au défaut et à discriminer la variable accessible (mesurée ou calculée) la plus pertinente dans laquelle cette fréquence peut être isolée [BEN-99].

Pour remplir ce double objectif, nous devons tout d'abord connaître la signature fréquentielle du défaut. Compte-tenu de la présence de la MLI, la caractérisation fréquentielle peut être faite classiquement à basse fréquence, mais également à haute fréquence, zone dans laquelle des raies caractéristiques apparaissent aussi en cas de défaut [PEU-97].

Nous distinguerons donc les phénomènes basse fréquence (fréquence de rotation, fréquence fondamentale des courants) et les phénomènes haute fréquence (fréquence de modulation de

¹ La transformation de Park permet d'effectuer un décalage du spectre en ramenant au niveau du continu la raie à

largeur d'impulsion et ses multiples, fréquence d'engrènement, multiple de la fréquence de rotation).

Compte-tenu de la présence d'une commande établie dans un référentiel tournant, on a accès aux grandeurs réelles (mesures) ou aux grandeurs transformées (par exemple les courants dans le référentiel (d,q) pour la commande vectorielle). Nous choisirons les mesures (courants alternatifs) pour la surveillance de la partie électrique et les grandeurs de commande, continues, pour la surveillance de la partie mécanique.

Dans la caractérisation haute fréquence, les raies se situent autour de la fréquence de MLI. Les conclusions précédentes nous amènent à dire qu'il faut travailler sur le courant.

Dans la caractérisation basse fréquence, on vérifiera qu'on retrouve les résultats bien connus [PEN-86] dans le cas de la boucle ouverte sans MLI donc des fréquences proportionnelles à la fréquence de rotation mécanique ou la fréquence électrique, c'est-à-dire fonction de la vitesse. Dès 480 tr/min (vitesse à partir de laquelle les défauts sont plus visibles dans le courant mesuré que dans la commande), les conclusions précédentes sont valables.

III.2. Défaut onduleur (composant ouvert)

III.2.a) Caractérisation haute fréquence

Des raies aux fréquences f_{MLI} (fréquence de la MLI) et $2f_{MLI}$ (double de la fréquence de MLI) apparaissent dans le spectre du courant. La caractérisation fréquentielle a été effectuée par Raphaël Peugeot [PEU-97].

	f_{MLI}	$2f_{MLI}$
Fonctionnement sain	Non	Non
Défaut onduleur	Oui	Oui

tableau III-2 : Présence de raies caractéristiques pour le défaut onduleur

Notons que pour un onduleur sain, il existe déjà des fréquences de part et d'autre de la fréquence de MLI et son double : $f_{MLI} \pm 2kf_{\text{électrique}}$ et $2f_{MLI} \pm (2k+1)f_{\text{électrique}}$ ($k > 1$) [JIA 96, YAC 95]. L'occurrence du défaut conduit donc à l'apparition de nouvelles fréquences (f_{MLI} , $f_{MLI} \pm kf_{\text{électrique}}$, $2f_{MLI}$) et au renforcement d'autres [BOS-97].

La figure III-8 est une représentation temps-fréquence du courant de phase autour de f_{MLI} . Un défaut onduleur survient à 1 seconde. La fréquence de MLI vaut 5kHz et la fréquence

laquelle est effectuée la transformation.

fondamentale des courants vaut 50Hz. Ceci permet de bien se rendre compte des évolutions des raies caractéristiques du défaut.

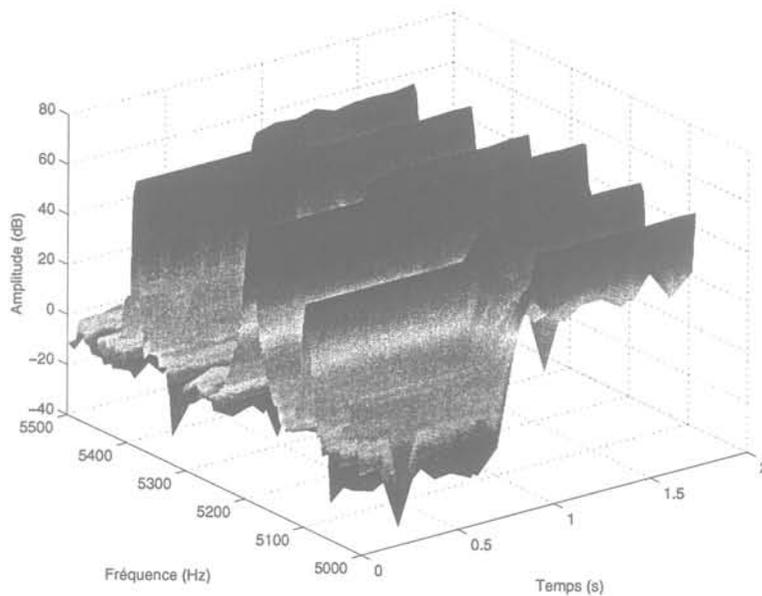


figure III-8 : Représentation temps-fréquence (3d) du courant de la phase A autour de f_{MLI}

III.2.b) Caractérisation basse fréquence

Le défaut considéré introduit un changement dans la forme des tensions appliquées à la machine et donc dans celle de ses courants. Par exemple, le courant dans la phase affectée par le défaut et celui d'une autre des deux phases sont présentés à la figure III-9 (le défaut est appliqué à 0.5 s). Ces résultats sont issus de simulations.

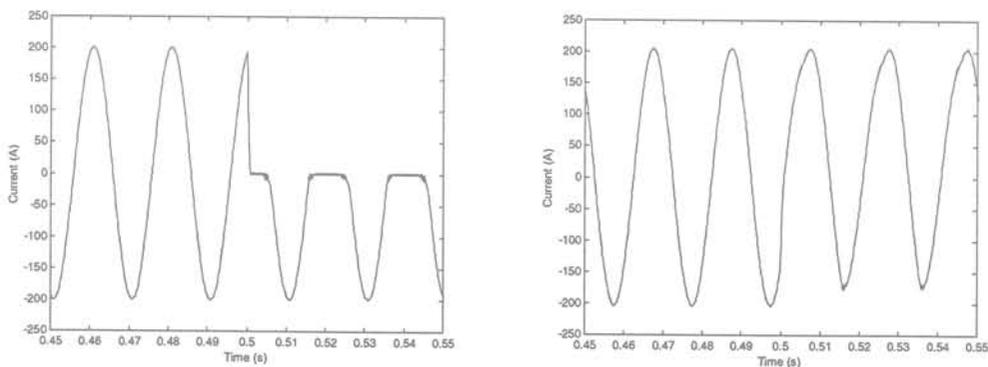


figure III-9 : Allures des courants de phase pour un défaut onduleur

Nous présentons ces formes d'ondes afin de montrer qu'il apparaît aussi dans le spectre de la tension appliquée (et du courant) des basses fréquences, multiples de la fréquence fondamentale imposée par la commande vectorielle.

III.2.c) **Conclusions**

Le tableau III-3 présente les variables que l'on peut utiliser pour détecter le défaut onduleur pour l'application bouclée introduite auparavant. Les cases grisées correspondent aux variables où la détection est plus facile.

	BF	HF
Courant	kf_e	$f_{MLI}, 2f_{MLI}$
Commande	kf_e	$f_{MLI}, 2f_{MLI}$

tableau III-3 : Caractéristique du défaut onduleur

III.3. **Défauts machine**

Le tableau III-4 présente les variables que l'on peut utiliser pour détecter le défaut machine au stator (court-circuit de spires) pour l'application bouclée [FRA-91, SCH-94, BEN-99b]. Les cases grisées correspondent aux variables où la détection est plus facile. Nous présentons en annexe 1 les résultats de caractérisation de ce défaut.

	BF	HF
Courant	$3f_e$	f_{MLI}
Commande	$2f_e$	f_{MLI}

tableau III-4 : Caractéristiques du défaut stator

Le défaut au rotor, quant à lui, se caractérise par l'apparition de deux fréquences autour de la fréquence électrique $f_{\text{électrique}}(1 \pm 2g)$ où g représente le glissement. Remarquons que ce défaut sera très difficile à détecter dans le spectre du courant car l'amplitude de la raie à la fréquence fondamentale est très importante par rapport à celle de la raie recherchée.

III.4. **Défauts capteurs**

Le défaut capteur considéré consiste en un offset sur la grandeur mesurée.

III.4.a) **Défaut capteur de courant**

Le tableau III-5 synthétise les fréquences à suivre suivant la variable considérée.

	BF	HF
Courant	$2f_e$	f_{MLI}
Commande	f_e	f_{MLI}

tableau III-5 : Caractéristiques du défaut capteur de courant

Dans notre cas, le contrôle impose que les courants des phases a et b constituent deux composantes d'un système triphasé équilibré. Ainsi, le courant de la phase non mesurée peut constituer un indicateur précieux dans le cas où l'on dispose d'un capteur supplémentaire. Il contiendra les informations sur les déséquilibres éventuels car les courants de la machine étant équilibré (couplage étoile), un offset sur la phase a engendrera un offset sur la phase c. Une étude fréquentielle de cette variable permettra de détecter l'apparition d'une composante continue et la fréquence caractéristique du défaut.

Le défaut de type offset a été recréé sur le banc d'essai afin de vérifier la caractérisation obtenue en simulation. Nous présentons en annexe 2 les résultats des spectres obtenus.

III.4.b) Défaut capteur de vitesse

Comme les variables concernées sont continues, il n'existe pas, à notre connaissance, de fréquence caractéristique pour ces défauts. Nous présentons en annexe 3 les principaux résultats de simulation et mesures relatifs à ce défaut.

III.5. Défauts roulements

Nous présentons ici les résultats de simulations effectuées avec les modèles de roulements défectueux introduits dans le chapitre II. Les simulations ont été effectuées pour une vitesse de 150 rad/s (soit une fréquence mécanique de 23.9Hz).

Les figures suivantes présentent les spectres de la référence de couple (sortie du correcteur de vitesse) pour les différents défauts roulement considérés sans la composante continue de la vitesse. Il est à noter qu'il apparaît autour de la fréquence attendue (introduite au chapitre II) des fréquences espacées à la fréquence de rotation mécanique. Cette fréquence correspond au produit de la fréquence de rotation mécanique et d'un coefficient fonctions des caractéristiques du roulement [VAS-93].

Pour les résultats suivants, le défaut correspondait à 10% de l'amplitude du couple transmis.

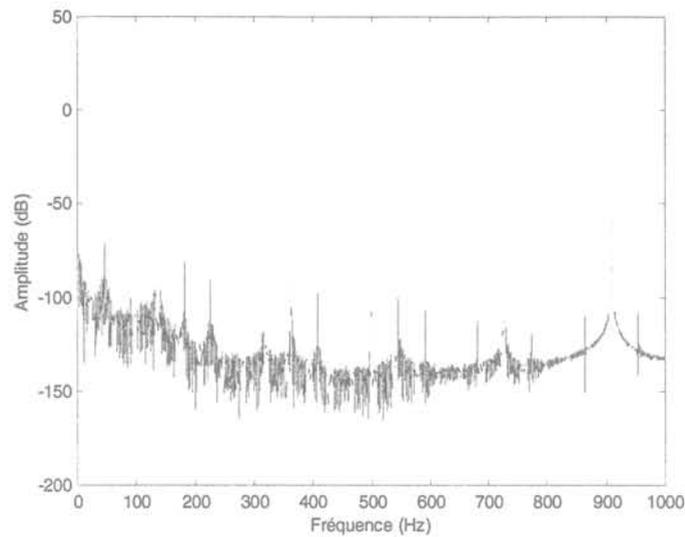


figure III-10 : Spectre de la référence de couple pour un engrenage sain et pas de défaut roulement

Remarquons que les fréquences caractéristiques des défauts sont fonction de la vitesse de rotation. Il faudra donc connaître auparavant ces données afin de pouvoir les utiliser pour la détection du défaut éventuel.

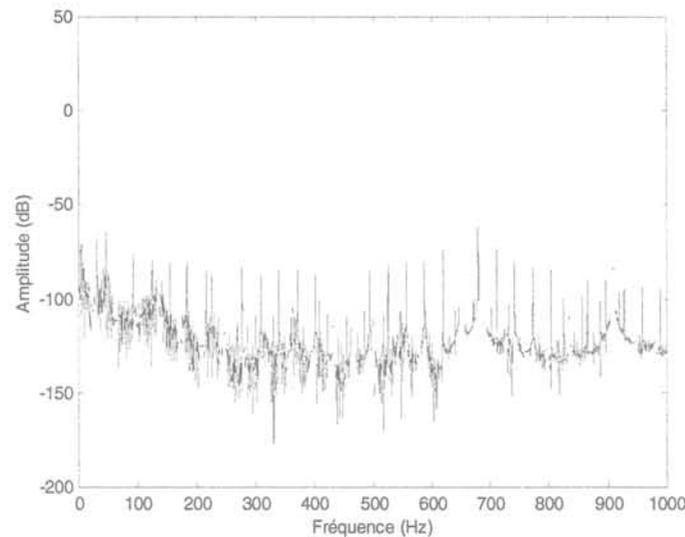


figure III-11 : Spectre de la référence de couple pour un défaut sur la bague externe

On note bien l'apparition en cas de défaut des fréquences attendues (introduites au chapitre II) et on retrouve les coefficients liés à ces défauts. Ces fréquences sont toutes fonction de la vitesse.

Pour les données que nous avons choisies, les coefficients sont présentés dans le tableau III-6.

Type de défaut	Coefficient
Bague externe	21,6691
Bague interne	28,2388
Bille	6,5391

tableau III-6 : Coefficients multiplicatifs des fréquences de défauts roulement

III.6. Défauts engrenage

Lors du fonctionnement sain de l'engrenage, le spectre de la référence de couple (et de la vitesse) possède déjà un très grand nombre de fréquences (figure III-10). L'introduction du défaut conduit à l'apparition de nouvelles fréquences espacées à la fréquence de rotation mécanique comme le montre la figure III-12

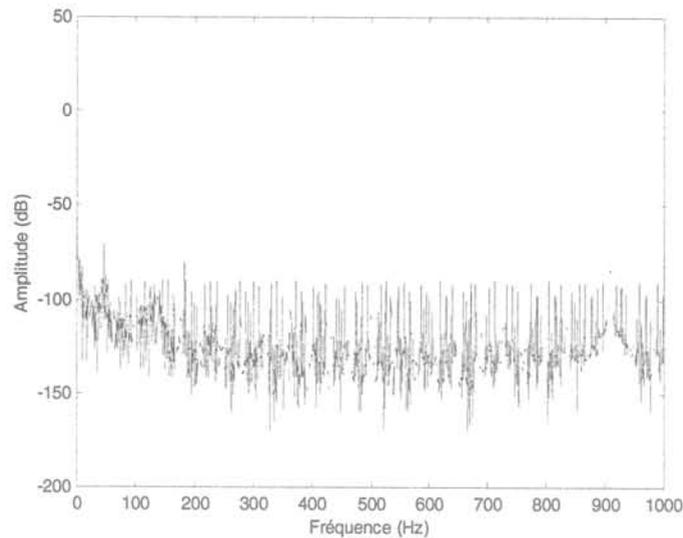


figure III-12 : Spectre de la référence de couple pour un engrenage défectueux (1 dent cassée)

Contrairement au cas précédent où une fréquence particulière apparaît lors de l'occurrence du défaut, il n'existe pas de telle fréquence. La détection peut donc se faire en analysant l'augmentation de l'amplitude pour une plage donnée de fréquences.

III.7. Conclusions

La caractérisation des défauts a montré l'existence de fréquences caractéristiques des défauts. Ces fréquences peuvent être fixes, variables (fonctions de la vitesse ou de la fréquence fondamentales des courants) sur certaines grandeurs (mesures, sorties du contrôle)

En résumé, le tableau III-7 rappelle les fréquences à rechercher dans le courant mesuré.

	stator	rotor	capteur i	onduleur
qq Hz		X		X
$2f_e$			X	X
$3f_e$	X			X
f_{MLI}	X		X	X
$2f_{MLI}$				X

tableau III-7 : Fréquences des défauts dans la grandeur directe (courant mesuré)

Note : Il est aussi possible d'utiliser les grandeurs transformées des courants. Elles permettront la détection du défaut mais pas la localisation comme le présente le tableau III-8.

	stator	rotor	capteur i	Onduleur
qq Hz		X		X
f_e			X	X
$2f_e$	X			X

tableau III-8 : Fréquences des défauts dans la grandeur transformée

Le tableau III-9 rappelle les fréquences à rechercher pour la surveillance de la partie mécanique de l'application.

	Bague externe	Bague interne	Bille	Engrenage
f_o	X			X
f_i		X		X
f_b			X	X

tableau III-9 : Fréquences des défauts mécanique dans la grandeur de commande

Notons que les fréquences des défauts mécaniques sont multiples de la fréquence de rotation mécanique. En fonctionnement à vitesse variable, ces fréquences vont évoluer et nécessiter l'utilisation de méthodes permettant de s'affranchir de ce contexte.

IV. Les techniques de surveillance

IV.1. Remarque préliminaire

Les méthodes que nous allons présenter vont permettre de détecter l'occurrence d'un défaut par la recherche d'une fréquence. Notons que notre application fonctionne à vitesse variable, il faudra donc développer des méthodes fonctionnant pour le contexte de la vitesse variable.

Ainsi, dans le cas d'un défaut stator (suppression de 40% des spires d'une phase), comme l'indique le tableau III-7, une des fréquence caractéristiques vaut le triple de la fréquence fondamentale des courant. La figure III-13 montre l'évolution en simulation de cette fréquence sur un cycle accélération- vitesse constante – freinage de la machine.

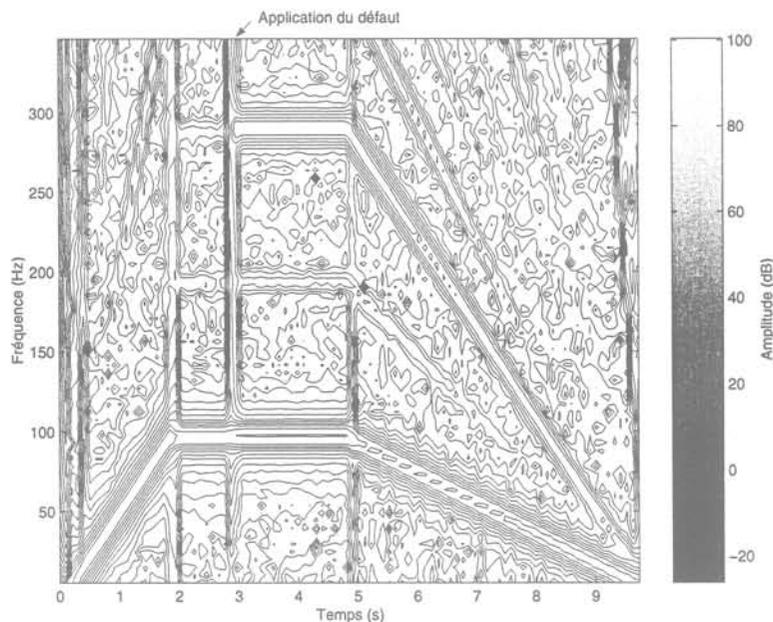


figure III-13 : Représentation temps-fréquence du courant machine pour un défaut machine en régime transitoire

Nous proposons d'utiliser deux techniques de traitement du signal pour détecter l'occurrence du défaut :

- La démodulation synchrone
- Le filtrage

Nous exposons tout d'abord les principes de ces deux méthodes.

IV.2. Principes des méthodes proposées

IV.2.a) La démodulation synchrone

D'après l'étape de caractérisation, la plupart des défauts possèdent au moins une fréquence caractéristique. L'idée de cette méthode consiste donc à rechercher l'amplitude de la raie associée à cette fréquence pour détecter l'évolution de celle-ci.

Par cette méthode, on extrait la valeur de la composante de la raie associée au défaut. Le principe de la démodulation est exposé à la figure III-14.

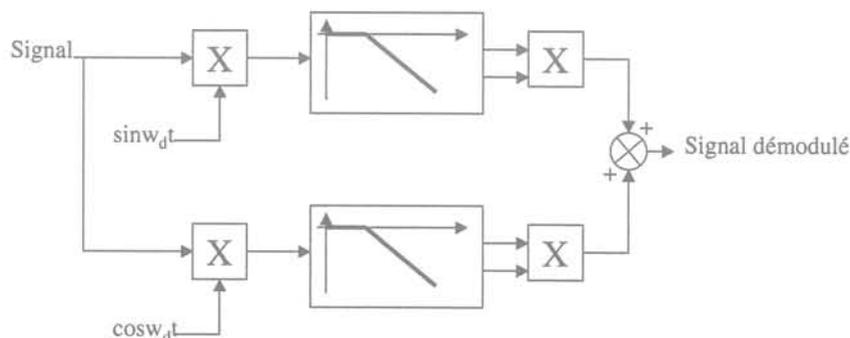


figure III-14 : Principe de la démodulation

ω_d représente la pulsation caractéristique du défaut.

L'étape de filtrage passe-bas permet de ne conserver que la composante continue de chaque signal. Il faut ensuite procéder à une sommation des carrés de chaque terme afin d'obtenir le carré de l'amplitude associée à la fréquence recherchée. La valeur obtenue est homogène à la puissance de cette raie.

Notons que cette méthode ne s'applique que pour une fréquence de défaut connue. Pour le défaut au rotor, les fréquences caractéristiques du défaut sont fonctions du glissement. Il s'avère alors difficile d'effectuer une démodulation à cette fréquence.

Remarquons qu'une incertitude sur cette fréquence peut conduire à la non détection du défaut. Nous présentons en annexe 4 une série de simulations pour lesquelles nous avons introduit une incertitude sur la pulsation ω_d à laquelle on démodule.

Un autre point à souligner concerne l'utilisation de la démodulation en régime variable : à basse vitesse, il n'y a pas assez de netteté fréquentielle pour faire la différence entre les raies. A basse vitesse, la démodulation doit être inhibée.

IV.2.b) Le filtrage

Les méthodes liées au filtrage, qui permettent de retirer l'information concernant l'apparition de la fréquence recherchée, reposent sur un filtrage passe-bande autour de la fréquence caractéristique du défaut comme le présente la figure III-15.

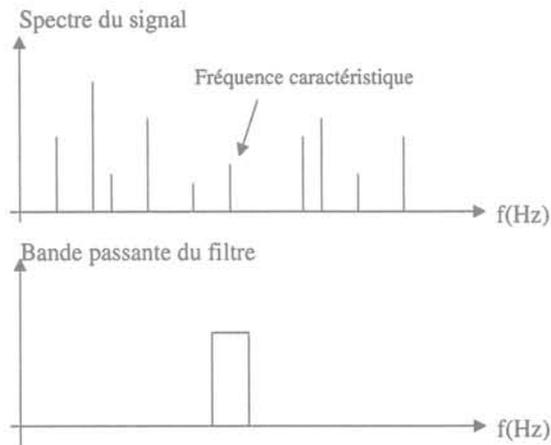


figure III-15 : Principe de l'extraction de fréquence par filtrage passe-bande

Il suffit alors de surveiller l'énergie afin de noter une évolution subite de celle-ci. L'énergie est calculée pour tout instant de la plage de fonctionnement, sur une fenêtre glissante, par la formule :

$$E(k) = \sum_{j=k-n}^k |x_j|^2 \quad (\text{III-1})$$

La fenêtre est choisie courte pour mieux appréhender les instants de changements de l'énergie et les différents sauts possibles (défauts multiples).

Le choix de la largeur de bande dépend des autres fréquences présentes dans le spectre et l'incertitude sur la connaissance de la fréquence du défaut. La bande passante du filtre doit évoluer avec la fréquence fondamentale afin de ne pas inclure des raies caractéristiques d'un fonctionnement sain qui évoluent, elles aussi, avec la vitesse de l'application. La figure III-16 présente ce phénomène dans le cas du spectre du courant pour la fréquence de MLI.

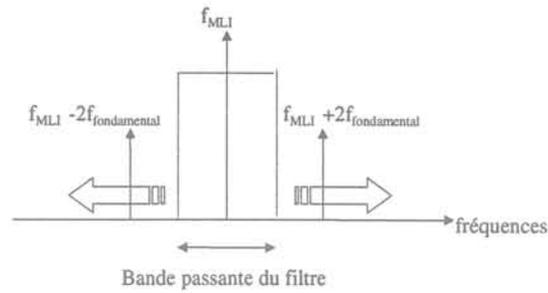


figure III-16 : Evolution de la bande passante avec la fréquence fondamentale des courants

Une solution consiste à utiliser des filtres dont le rapport bande passante sur fréquence fondamentale est constant [PEU-97].

Remarque : Le spectre de la variable que l'on filtre contient des fréquences fixes (fréquence de MLI) et des fréquences variables (fréquence électrique, fréquence de rotation mécanique). Suivant la fréquence à rechercher, nous devons utiliser :

- Des filtres à fréquence centrale constante et bande passante variable (afin de s'affranchir des fréquences variables présentes dans le spectre). C'est, par exemple, le cas du courant autour de la fréquence de MLI (figure III-16).
- Des filtres à fréquence centrale et largeur de bande variables.

Dans les deux cas, ceci nécessite donc d'avoir recours à des filtres à coefficients variables, recalculés à chaque pas de mesure. Ces filtres s'avèrent difficiles à mettre en œuvre.

C'est pourquoi nous utilisons des filtres à fréquence centrale et largeur de bande constantes en associant pour les raies centrales variables une mesure synchrone à la position (électrique ou mécanique).

IV.3. L'enregistrement synchrone à la position

IV.3.a) Principe

Contrairement aux mesures classiques effectuées à écart de temps (ou période) constant, les enregistrements sont effectués à écart de position constant (pour les fréquences mécaniques) et à écart de position du champ stator constant (pour les fréquences électriques). Ainsi, quelle que soit la vitesse de rotation, le « spectre » ainsi obtenu contient des raies fixes et possède en outre un bon rapport signal sur bruit, le bruit n'étant pas synchrone.

C'est une technique bien connue pour la surveillance des engrenages [SID-90, ELB-97].

IV.3.b) Exemple d'illustration

Supposons que nous enregistrons N points par tour à partir du capteur de position. Nous pouvons définir un équivalent de la fréquence d'échantillonnage : $1/N$. Si l'on calcule la transformée de Fourier de vitesse en prenant comme source de temps le nombre de tours, le spectre possède alors l'allure proposée à la figure III-17.

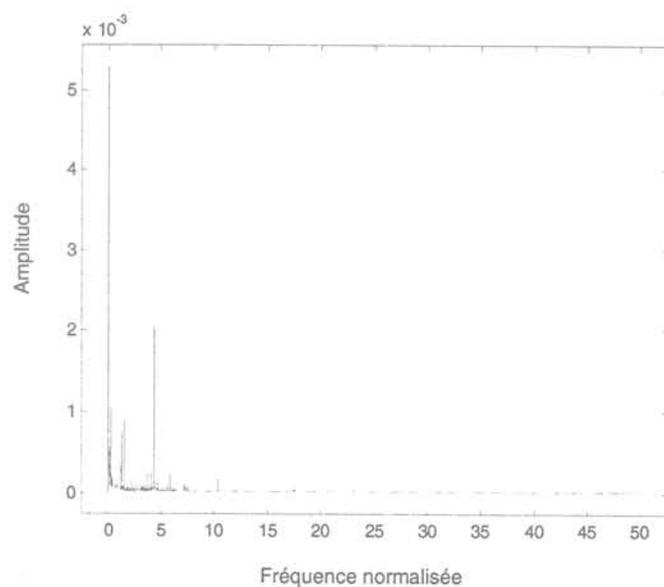


figure III-17 : Spectre de la vitesse obtenu par enregistrement synchrone à la position pour un engrenage sain

L'utilisation de l'enregistrement synchrone à la position permet de retrouver certaines caractéristiques du défaut engrenage comme le montre la figure III-18. Nous adoptons une fréquence d'enregistrement multiple du nombre de dents de l'engrenage. Dans le cas d'un défaut au primaire de l'engrenage, les raies qui apparaissent sont espacées du nombre de points par dent.

Les résultats suivants ont été obtenus pour un enregistrement de 100 points par tour. La roue primaire contient 100 dents et la roue secondaire 150 (soit un rapport de réduction de $2/3$).

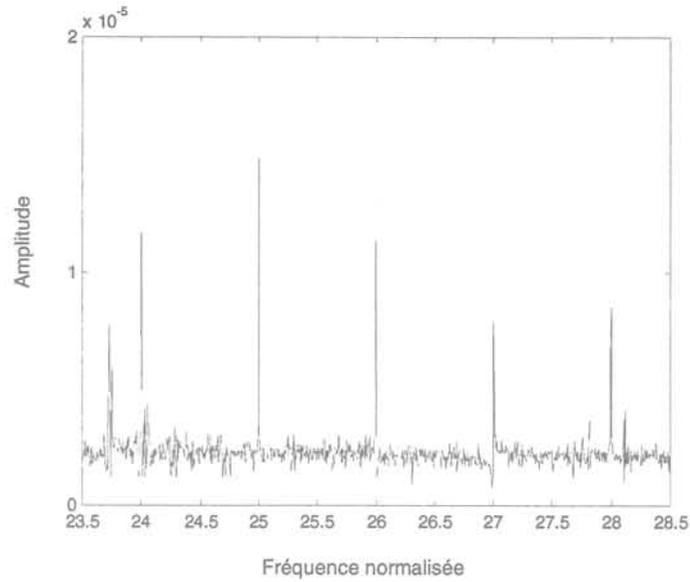


figure III-18 : Spectre de la vitesse pour un engrenage défaillant

Pour un défaut se produisant au secondaire de l'engrenage, le défaut se transmet aussi à la vitesse primaire de l'ensemble. On constate que l'écart entre les raies caractéristiques du défaut est égal au rapport de réduction multiplié par le nombre de points par dent. Ceci permet de trouver la roue en défaut.

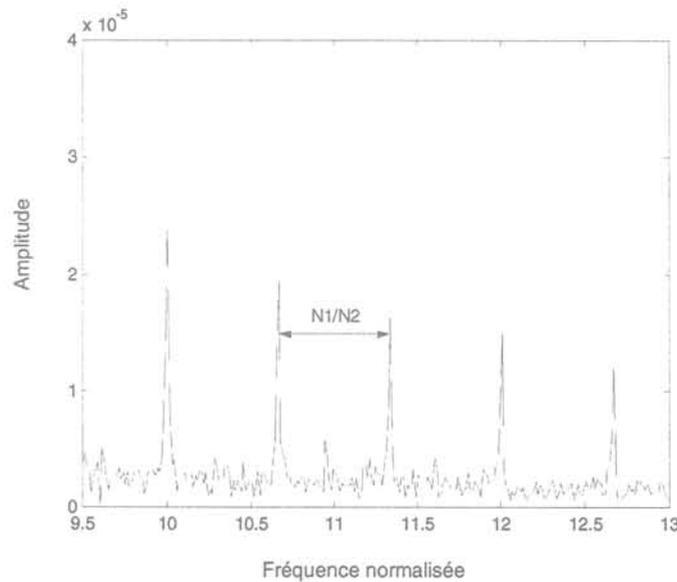


figure III-19 : Zoom sur le spectre de la vitesse primaire pour un défaut secondaire

IV.4. Quelques résultats

IV.4.a) Conditions d'essais

Elles sont les suivantes :

- phase de fluxage (de 0 à 0.3 seconde)
- application de la consigne de couple (à partir de 0.3 seconde)
- atteinte du régime permanent en vitesse (jusqu'à 2 secondes)

IV.4.b) Détection d'un défaut stator par la démodulation synchrone

IV.4.b.i) Détection de la raie haute fréquence

La figure III-20 présente l'amplitude des raies à f_{MLI} et $2f_{MLI}$ dans le courant de phase pour le défaut stator considéré. La caractéristique d'une machine asymétrique est bien détectée par ce système de surveillance. Le défaut est appliqué à 3 secondes.

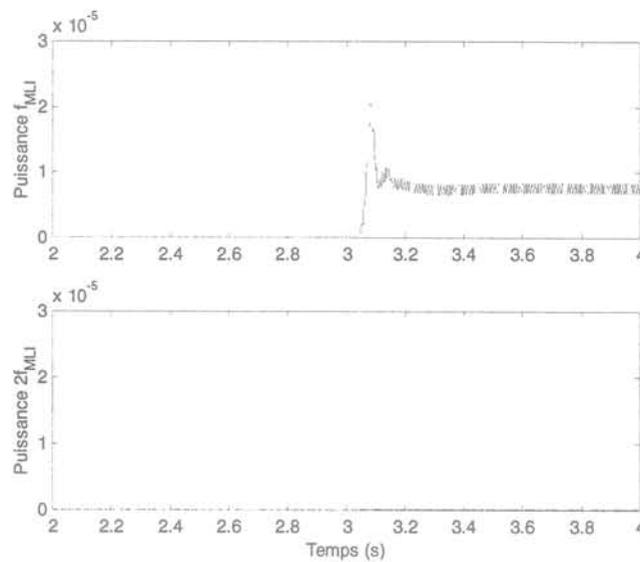


figure III-20 : Amplitude des raies à f_{MLI} et $2f_{MLI}$ (défaut stator)

Il suffit ensuite de bien choisir les seuils pour détecter l'occurrence du défaut afin de ne pas introduire de fausses détections lors des transitoires des filtres.

IV.4.b.ii) Détection de la raie basse fréquence ($3f_c$)

La figure III-21 présente le courant stator démodulé à la fréquence caractéristique du défaut stator (triple de la fréquence électrique).

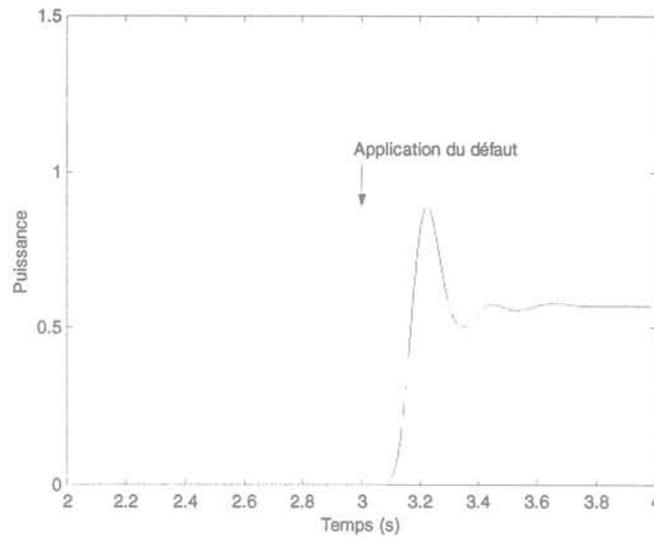


figure III-21 : Courant de phase démodulé pour le défaut stator (défaut stator)

On note bien une augmentation de l'amplitude de la raie associée au défaut. Le système atteint son régime permanent à $t=2s$. La démodulation synchrone donne de bons résultats dès que l'on connaît précisément la fréquence. Pour le résultat de la figure III-21, nous avons obtenu la fréquence caractéristique des courants à partir de la sortie de la commande vectorielle.

Selon le paragraphe IV.2.a, la détection d'un éventuel défaut ne sera possible qu'à partir d'une certaine vitesse de rotation. Il faut donc inhiber le système en dessous d'un certain seuil de vitesse comme indiqué à la figure III-22.

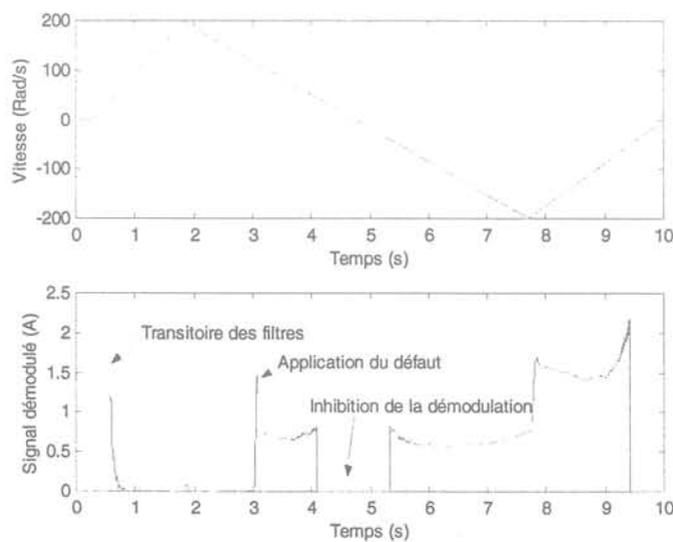


figure III-22 : Démodulation en régime transitoire

La figure III-22 présente le courant stator démodulé pour un défaut machine. Le défaut est appliqué à 3 secondes et la démodulation à 0,5 seconde. On remarque, après le transitoire des filtres passe-bas de la démodulation, que le défaut est bien détecté à son instant d'application.

Remarquons que les conditions de fonctionnement influent sur le signal que l'on démodule. Dans la simulation dont le résultat est présenté à la figure III-22, la charge utilisée est un couple constant. Ainsi, lors du changement de la référence de vitesse (à 7.8 secondes), le changement de la valeur de la consigne de couple en sortie du correcteur de vitesse provoque une forte variation de l'amplitude du courant et donc du courant démodulé.

Pour remédier à ceci, nous normons le valeur du signal démodulé par la valeur efficace du courant (figure III-23).

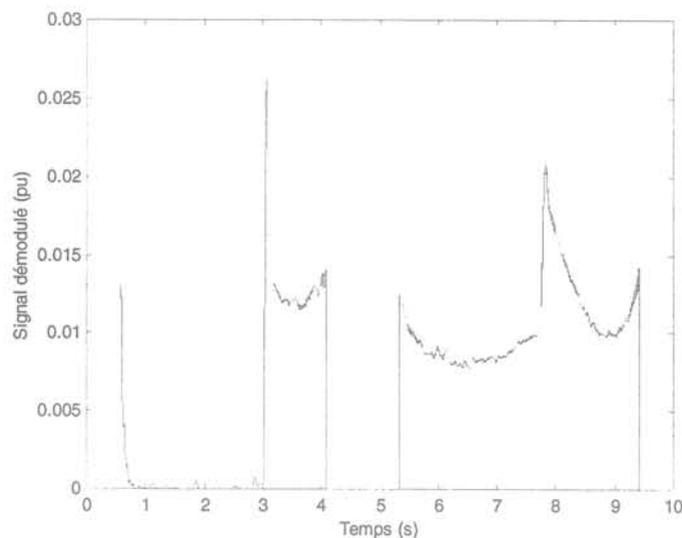


figure III-23 : Signal démodulé normé lors d'un fonctionnement en régime transitoire

Le transitoire qui apparaît à 7,8 secondes provient d'un transitoire sur le contrôle de vitesse (changement de la référence de vitesse).

NB : Nous avons présenté les résultats de la démodulation du courant. Des conclusions identiques se retrouvent pour le traitement de la grandeur de commande.

IV.4.c) Détection d'un défaut onduleur par filtrage à f_{MLI} et $2f_{MLI}$

Pour ce type de défaut, le spectre contient à la fois la fréquence de MLI et son double. Nous surveillons l'onduleur avec des filtres passe-bande centrés sur ces deux fréquences (filtres analogiques de Butterworth d'ordre 4). La figure III-24 présente le courant de la phase A filtré à la fréquence de MLI lors d'un défaut onduleur sur le bras alimentant cette phase à 3

secondes. Les transitoires obtenus correspondent à la phase d'application de la consigne de couple (après la phase de fluxage) et obtention du régime permanent en vitesse.

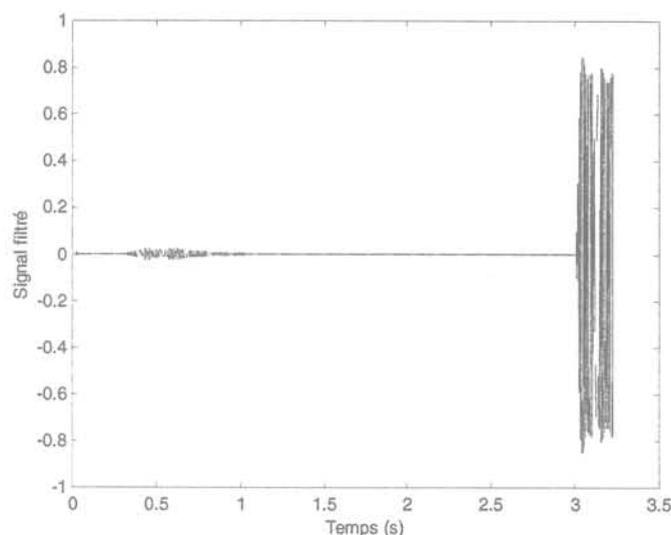


figure III-24 : Courant stator filtré à f_{MLI} (défaut onduleur)

Le filtrage du courant au double de la fréquence de MLI permet de retrouver aussi la caractéristique de ce défaut.

Il est ainsi possible de réussir à localiser le bras en défaut par l'analyse des courants filtrés [PEU-97]. L'énergie du signal filtré à f_{MLI} de la phase en défaut est la plus faible des énergies des phases considérées. La figure III-25 présente les énergies des signaux filtrés sur les trois phases pour un défaut sur la phase A. Les filtres ont été calculés pour la vitesse de 200 rad/s.

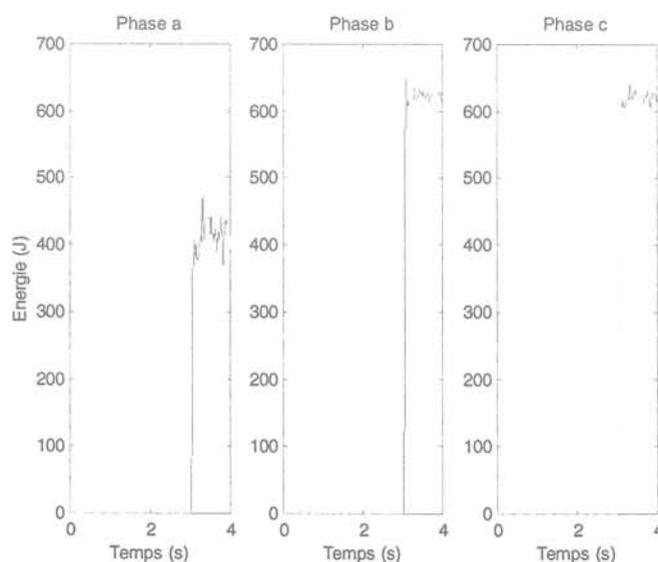


figure III-25 : Energies des signaux filtrés à f_{MLI} (défaut onduleur, vitesse 200 Rad/s)

Par ailleurs, si nous nous intéressons à l'amplitude des signaux filtrés à $2f_{MLI}$, il s'avère que l'énergie du signal filtré de la phase en défaut est la plus forte.

Les résultats présentés ont été obtenus en utilisant un filtre à coefficients constants. D'après le diagramme de la figure III-16, lorsque la vitesse évolue, certaines raies, présentes dans le spectre sain du courant, peuvent être prises en compte par le filtre. Dans le cas du défaut onduleur, nous avons utilisé le filtre calculé pour la vitesse de 200 rad/s pour une vitesse de 50 rad/s. En comparant ces résultats à ceux de la figure III-25, nous constatons qu'il y a une perte d'information puisqu'il devient impossible de localiser la phase en défaut.

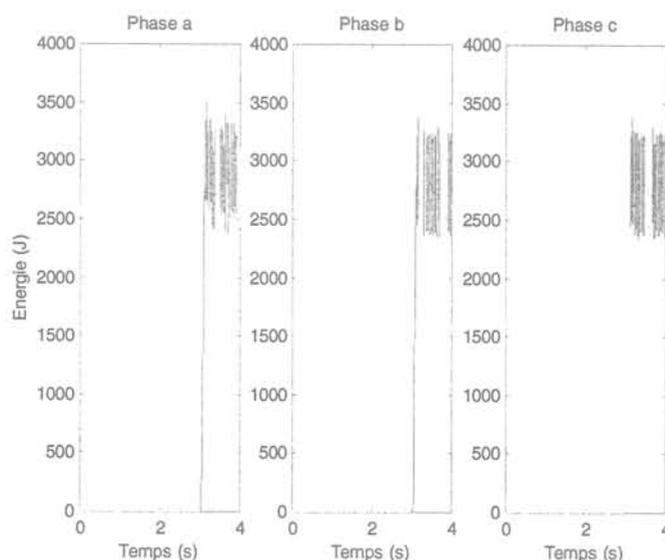


figure III-26 : Energies des signaux filtrés à f_{MLI} (défaut onduleur, vitesse 50 Rad/s)

Des conclusions identiques quant au choix des seuils peuvent être formulées lorsque l'on s'intéresse aux raies à $2f_{MLI}$.

Dans le cas où nous aurions utilisé des filtres à largeur de bande variable, le résultat aurait été conforme à celui attendu. La figure III-27 présente les énergies des signaux filtrés avec un filtre respectant le rapport entre bande passante du filtre et fréquence électrique constant pour la vitesse de 50 Rad/s.

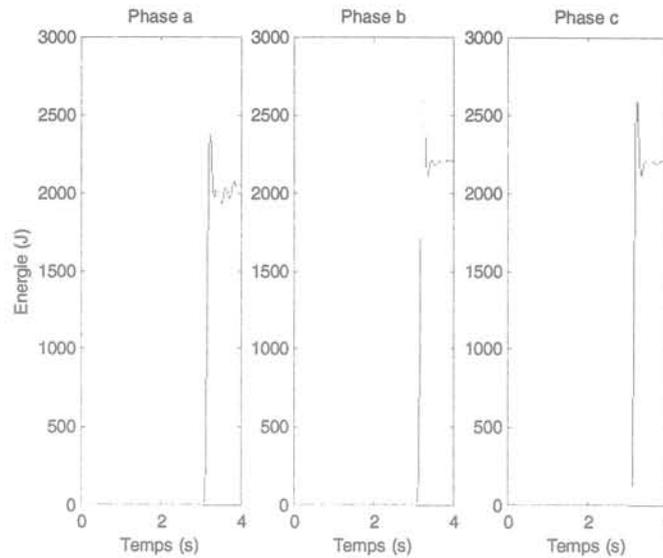


figure III-27 : Energie des signaux filtrés à f_{MLI} (défaut onduleur, vitesse 50 Rad/s)

Il s'avère que le choix de la bande passante du filtre proportionnelle à la fréquence de défaut permet une bonne détection du défaut. Il faut cependant se poser la question de l'application de cette méthode pour la surveillance en ligne dans la mesure où elle nécessite l'emploi de filtres relativement complexes à mettre en œuvre. Une autre solution pourrait consister à inhiber le calcul des filtres dans les zones où la fréquence fondamentale est trop faible. Ceci réduirait le problème des bandes passantes des filtres. On pourrait alors envisager de suivre l'application avec des batteries de filtres valables sur certaines plages de fréquences.

IV.4.d) Détection d'un défaut roulement

L'avantage de filtrer des données issues d'un enregistrement synchrone réside dans le fait que l'on peut utiliser des filtres à coefficients constants. Les variables que l'on traite sont en effet toujours à la même fréquence comme nous l'avons expliqué précédemment.

Ainsi dans le cas d'un défaut roulement sur la bague interne, nous avons incorporé au dispositif d'enregistrement synchrone un filtre de Butterworth d'ordre 2 centré sur la fréquence du défaut (obtenue à partir du tableau III-6).

Connaissant la fréquence de stockage, il est possible de calculer les coefficients du filtre passe-bas désiré. Rappelons que ce n'est pas un filtre numérique fonctionnant sur des échantillons temporels. Ce filtre fonctionne avec les données issues de l'enregistrement synchrone à la position : le traitement doit être effectué en synchronisme avec l'acquisition des données.

Dans un premier temps, les simulations sont effectuées avec un modèle simplifié du contrôle vectoriel. Nous appliquons un couple constant. Dans le cas du défaut recherché, la vitesse filtrée possède l'allure suivante.

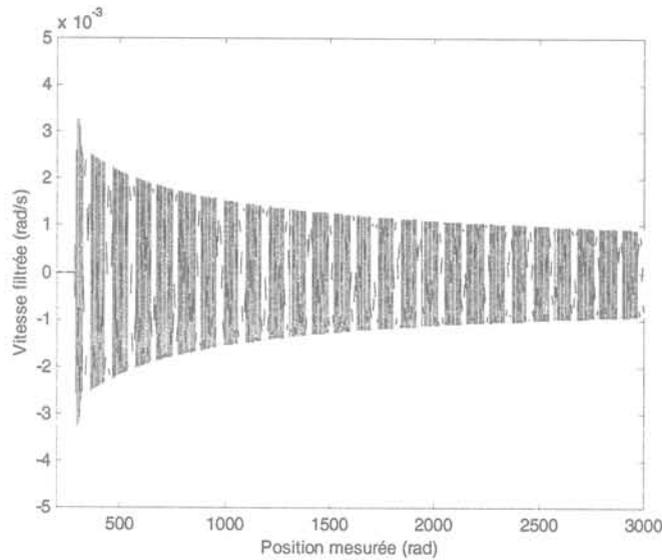


figure III-28 : Vitesse filtrée par le dispositif pour une accélération constante

Conformément au modèle introduit au chapitre II, nous vérifions que l'amplitude du signal filtré est inversement proportionnelle à la vitesse. Il suffit alors de multiplier le signal filtré par la vitesse et de calculer sa valeur efficace pour s'en convaincre.

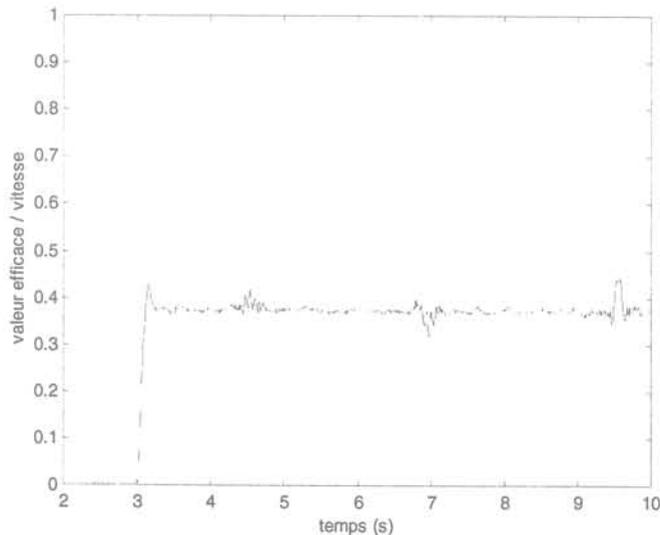


figure III-29 : Valeur efficace de la vitesse filtrée et normée (défaut bague interne)

La valeur du signal filtré évolue lorsque le défaut apparaît. Notons que dans le cas des autres défauts roulement, le système de filtrage réagit mais très faiblement.

La figure III-30 présente la référence de couple filtrée à la fréquence du défaut et normée pour une simulation réalisée sur le dispositif global. Le défaut roulement (bague interne) est appliqué à 1,5s, c'est-à-dire pendant le régime transitoire de la vitesse. Le système freine à partir de 4s.

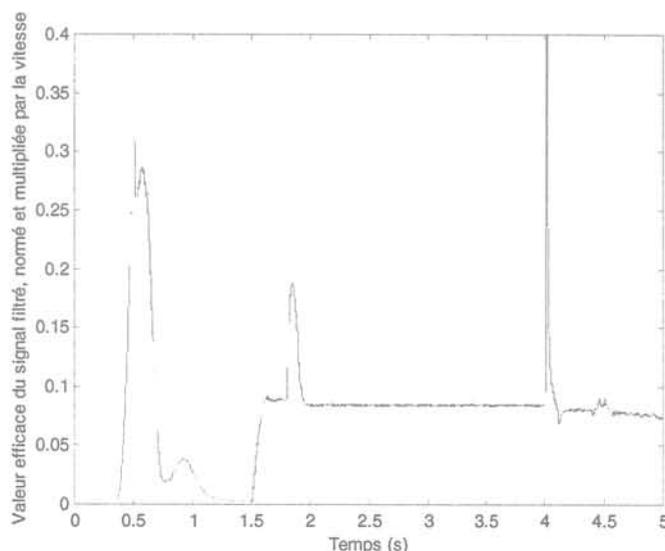


figure III-30 : Valeur efficace de la référence de couple filtrée et normée

Nous normalisons la référence de couple de manière à pouvoir s'affranchir du contexte de la vitesse variable. D'après cette figure, on constate qu'il est possible de détecter le défaut en fonctionnement en vitesse variable à partir du traitement de la sortie du contrôle de vitesse.

V. Conclusions

Dans ce chapitre, après avoir souligné l'influence du contrôle sur le choix de la variable à considérer pour détecter la signature fréquentielle caractéristique du défaut, nous avons présenté les caractéristiques fréquentielles des défauts concernant notre application. Ces fréquences caractéristiques peuvent être variables (fonctions de la fréquence électrique ou de la fréquence de rotation mécanique) ou fixe (liées à la MLI). Elles sont résumées dans les tableaux suivants.

À partir du courant de phase

	Stator	Rotor	Onduleur	Capteur courant
f_{MLI}	X		X	X
$2f_{MLI}$			X	
$3f_e$	X		X	
$2f_e$			X	X

À partir des sorties de la commande vectorielle ou des courants transformés

$2f_e$	X		X	
f_e			X	X

A partir de la vitesse mécanique

	Défaut roulement 1 (bague externe)	Défaut roulement 2 (bague interne)	Défaut roulement 3 (bille)	Défaut engrenage
f_o	X			
f_i		X		
f_b			X	
Bande de fréquences centrée sur f_{eng}				X

Nous avons ensuite détaillé diverses méthodes de détection de ces fréquences.

Les méthodes de filtrage, couplées à la technique de l'enregistrement synchrone à la position (mécanique ou du champ stator), permettent l'utilisation de filtres à fréquence centrale et largeur de bande constantes. Il est alors possible de travailler avec un signal dont les fréquences intéressantes sont fixes pendant le fonctionnement de l'application. Nous présentons en annexe 12 quelques résultats relatifs au traitement des variables électriques avec l'enregistrement synchrone et filtrage pour la détection des défauts électriques.

La démodulation permet de suivre la fréquence du défaut en régimes permanent et transitoire. Cette méthode s'avère très efficace dès lors que l'on connaît précisément la fréquence caractéristique du défaut.

Chapitre IV
Approche modèle

CHAPITRE IV APPROCHE MODÈLE	95
I. INTRODUCTION.....	97
II. MODÈLES.....	97
II.1. Modèles de base.....	98
II.1.a) Référentiels.....	98
II.1.b) Modèle dans le référentiel de Concordia (α,β) (S).....	98
II.1.c) Modèle dans le référentiel de Park (d,q) (T).....	100
II.2. Modèle des défauts pour la synthèse des observateurs.....	101
II.2.a) Machine.....	101
II.2.b) Capteurs.....	102
II.2.c) Onduleur.....	102
III. SURVEILLANCE DE LA MACHINE PAR DES FILTRES ÉTENDUS.....	103
III.1. Introduction.....	103
III.2. Observateurs de base.....	104
III.2.a) Observateurs de Luenberger.....	104
III.2.b) filtre de Kalman.....	108
III.2.c) Comparaison avec l'observateur d'ordre plein.....	112
III.3. Les filtres étendus.....	112
III.3.a) Introduction.....	112
III.3.b) Le filtre de Kalman étendu.....	113
III.3.c) Le modèle de référence adaptatif.....	118
III.4. Conclusions.....	123
IV. SURVEILLANCE DE LA MACHINE PAR DES OBSERVATEURS À ENTRÉES INCONNUES.....	124
IV.1. Principe des observateurs à entrées inconnues.....	124
IV.2. Synthèse d'observateurs à entrées inconnues.....	124
IV.3. Synthèse d'OEI pour la machine asynchrone à cage.....	125
IV.3.a) Rappels des modèles des défauts.....	125
IV.3.b) Principe de la détection de défaut.....	126
IV.3.c) Cas du défaut capteur de courant ΔI	127
IV.3.d) Cas des défauts ΔV , ΔR_S	128
IV.4. Synthèse d'un OEI à partir des équations électromécaniques de la machine asynchrone.....	130
IV.4.a) Equations considérées.....	130
IV.4.b) Défauts qui influencent l'état (défauts sur R_S et R_R).....	132
IV.4.c) Défauts qui influencent les sorties du système.....	132
IV.4.d) Exploitation possible d'une telle structure.....	133
IV.4.e) Exploitation en simulation.....	134
IV.4.f) Evolutions de cet observateur.....	135
V. CONCLUSIONS.....	135

I. Introduction

Les méthodes de redondance analytique reposent sur l'utilisation de modèles du dispositif incluant ou non l'influence des défauts et des perturbations sur l'état et la sortie. La sortie du modèle est comparée aux données accessibles pour former un résidu exploité pour alimenter un processus d'estimation d'état et/ou de paramètre (observateur, identification, observateur étendus) et éventuellement d'adaptation de paramètres (observateurs étendus). Les observateurs peuvent être exploités en tant que tels pour détecter et éventuellement localiser des défauts dans la mesure où ils se traduisent par une rupture de modèles et aboutissent à une variation du résidu.

La commande vectorielle de la machine asynchrone nécessite des observateurs (éventuellement étendus). Nous avons étudié les capacités de diagnostic de ces observateurs dont le réglage n'est pas calculé a priori dans ce but. Nous avons choisi d'étendre les observateurs à l'estimation d'un paramètre (la résistance statorique ou rotorique) et d'exploiter cette estimation pour détecter et éventuellement reconnaître le défaut. Deux structures d'observateurs étendus ont été étudiées (modèle de référence adaptatif, filtre de Kalman étendu).

Des observateurs dédiés au diagnostic ont été étudiés dans la littérature, (espace de parité, observateurs à entrées inconnues, observateurs généralisés). Ils ont démontré leur intérêt pour une détection et une localisation de défaut au niveau macroscopique dès lors que les défauts et perturbations peuvent être représentées comme des entrées additives intervenant sur l'état et la sortie. Les limites de leur capacité de détection et de localisation en fonction du nombre d'entrées sont également connues. Nous avons cherché à étudier ce que ces observateurs permettent d'obtenir dans la cas de défauts sur la machine qui se manifestent de manière non linéaire et sur les défauts capteurs.

II. Modèles

D'une manière générale, le système peut être modélisé sous la forme d'état suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u, f, d, t) \\ y &= g(x, u, f, d, t) \end{aligned} \tag{IV-1}$$

Où x est le vecteur d'état, u le vecteur d'entrée connu, f et d respectivement le vecteur des défauts et des perturbations et t le temps.

Il faut noter que la distinction entre défaut et perturbation est formelle. On considèrera comme défaut tout événement inconnu qu'on veut détecter voire isoler. On considèrera comme perturbation tout événement inconnu auquel on veut que l'observateur soit insensible (ou aussi peu sensible que possible). Le vecteur perturbation regroupe les « vraies » perturbations (variations des paramètres, imprécisions de modèle, perturbations externes telles que le couple de charge, ...) et les défauts que l'on veut ignorer.

Dans la suite, on ne considèrera que des modèles « linéaires » de la forme :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(\omega)x + Bu + E_d d + E_f f \\ y &= Cx + Du + F_d d + F_f f \end{aligned} \tag{IV-2}$$

Où ω est la vitesse

II.1. Modèles de base

Les modèles de base sont déduits du modèle triphasé en faisant l'hypothèse que la machine est équilibrée. Ils sont donc théoriquement valables uniquement en l'absence de défauts. Ils sont obtenus en projetant les équations vectorielles respectivement dans le référentiel fixe lié au stator (Concordia) et dans un référentiel tournant lié au flux (Park).

II.1.a) Référentiels

La figure IV-1 présente les différents référentiels utilisés pour décrire les équations de la machine.

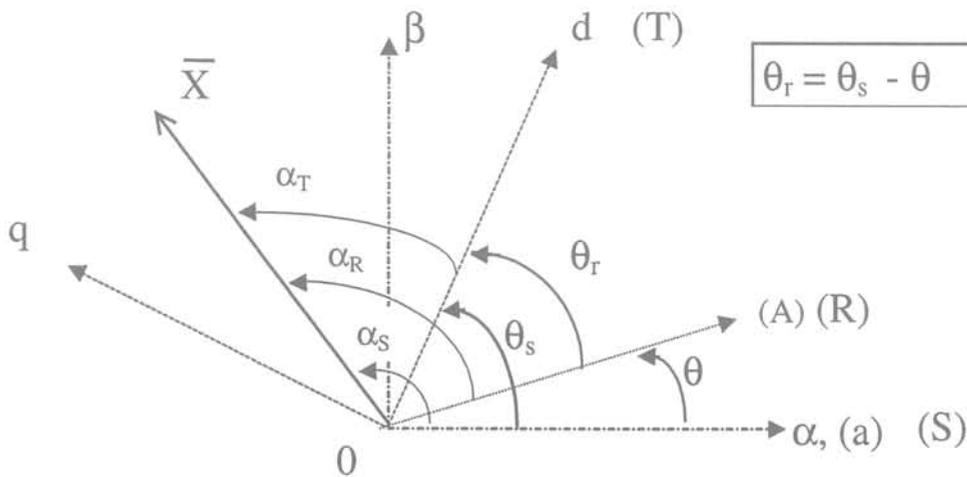


figure IV-1: Les différents repères utilisés

II.1.b) Modèle dans le référentiel de Concordia (α, β) (S)

Les tensions s'écrivent en distinguant chaque axe :

Au stator

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = R_S \cdot I_{S\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{S\alpha} \\ V_{S\beta} = R_S \cdot I_{S\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{S\beta} \end{cases} \quad (\text{IV-3})$$

Au rotor

$$\begin{cases} 0 = V_{R\alpha} = R_R \cdot I_{R\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{R\alpha} + \frac{d\theta}{dt} \varphi_{R\beta} \\ 0 = V_{R\beta} = R_R \cdot I_{R\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{R\beta} - \frac{d\theta}{dt} \varphi_{R\alpha} \end{cases} \quad (\text{IV-4})$$

Les flux s'obtiennent à partir des différents courants.

$$\begin{cases} \varphi_{S\alpha} = L_S I_{S\alpha} + L_M I_{R\alpha} \\ \varphi_{S\beta} = L_S I_{S\beta} + L_M I_{R\beta} \end{cases} \quad (\text{IV-5})$$

$$\begin{cases} \varphi_{R\alpha} = L_R I_{R\alpha} + L_M I_{S\alpha} \\ \varphi_{R\beta} = L_R I_{R\beta} + L_M I_{S\beta} \end{cases} \quad (\text{IV-6})$$

Les relations entre les paramètres de ce modèle et ceux du modèle triphasé sont :

$$R_S = rs$$

$$L_S = ls + \frac{L_M}{3}$$

$$R_R = \left(\frac{\frac{L_M}{3}}{\frac{2}{m}} \right)^2 rr$$

$$L_R = \left(\frac{\frac{L_M}{3}}{\frac{2}{m}} \right)^2 \left(lr + \frac{L_M}{3} \right)$$

$$mS = -\frac{L_M}{3}$$

$$mR = -\frac{L_M}{3} \left(\frac{\frac{3}{2}m}{L_M} \right)^2$$

Le couple s'écrit :

$$\Gamma_{elm} = P_p L_m [I_{R\alpha} I_{S\beta} - I_{R\beta} I_{S\alpha}] \quad (IV-7)$$

En résumé, les équations précédentes peuvent se mettre sous la forme du système d'équations d'état suivant :

$$\begin{cases} pX = A_c X + B_c U \\ Y = C_c X \end{cases} \quad (IV-8)$$

Avec

$$X = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta}]^T$$

$$A_c = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{K}{\tau} & K\omega \\ 0 & -\gamma & -K\omega & \frac{K}{\tau} \\ \frac{L_m}{\tau} & 0 & -\frac{1}{\tau} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{\tau} & \omega & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix} \quad B_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad C_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

et

$$\begin{cases} \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau} \\ \tau = \frac{L_r}{R_r} \\ K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \\ \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \end{cases}$$

II.1.c) Modèle dans le référentiel de Park (d,q) (T)

Le principal avantage réside dans l'utilisation de données continues. La commande vectorielle utilisée repose sur ces équations.

Les tensions s'expriment sous la forme :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sd} \end{cases} \quad (IV-9)$$

Au rotor :

$$\begin{cases} 0 = V_{Rd} = R_R \cdot I_{Rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{Rd} - \frac{d\theta_R}{dt} \varphi_{Rq} \\ 0 = V_{Rq} = R_R \cdot I_{Rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{Rq} + \frac{d\theta_R}{dt} \varphi_{Rd} \end{cases} \quad (IV-10)$$

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction des courants :

$$\Gamma_{elm} = P_p L_m [I_{Sq} I_{Rd} - I_{Sd} I_{Rq}] \quad (IV-11)$$

Les flux au stator s'écrivent alors :

$$\begin{cases} \varphi_{Sd} = L_S I_{Sd} + L_M I_{Rd} \\ \varphi_{Sq} = L_S I_{Sq} + L_M I_{Rq} \end{cases} \quad (IV-12)$$

Les flux au rotor s'expriment d'une manière identique.

Ces équations peuvent s'écrire sous forme de représentation d'état.

$$\text{avec: } x = \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \\ i_{Rd} \\ i_{Rq} \end{bmatrix}; \quad y = \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} V_{Sd} \\ V_{Sq} \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad B = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} L_R & 0 \\ 0 & L_R \\ -L_m & 0 \\ 0 & -L_m \end{bmatrix}$$

$$A = \frac{-1}{\sigma} \begin{bmatrix} L_R R_S & \sigma(\omega_S - \omega_R) - L_S L_R \omega_R & -L_m R_r & -L_m L_r \omega_R \\ -\sigma(\omega_S - \omega_R) + L_S L_R \omega_R & L_R R_S & L_m L_r \omega_R & -L_m R_r \\ -L_m R_S & L_m L_S \omega_R & L_S R_R & \omega_R L_S L_R - \omega_S \sigma \\ -L_m L_S \omega_R & -L_m R_S & -\omega_R L_S L_R + \omega_S \sigma & L_S R_R \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } \sigma = L_S L_R - L_m L_m.$$

II.2. Modèle des défauts pour la synthèse des observateurs

II.2.a) Machine

Pour la synthèse des observateurs, nous avons besoin d'intégrer dans ces modèles des termes permettant de rendre compte des défauts. Cependant, afin de pouvoir utiliser des observateurs linéaires, les défauts considérés doivent être modélisés de manière additive. Cela nous impose de considérer uniquement des variations de résistances¹ dans la matrice A de l'équation d'état, qui s'écrit alors sous la forme :

$$A_d = A_c + \Delta A \quad (IV-13)$$

avec A_d = matrice d'état avec le défaut

A_c = matrice d'état sans défaut

ΔA = matrice traduisant l'effet du défaut considéré

Les autres matrices sont donc inchangées. Par la suite, les matrices de défauts proposées sont établies à partir du modèle de la machine dans le référentiel de Park.

II.2.a.i) défaut rotor

Pour un changement ΔR_R de la résistance R_R , la matrice de défaut s'écrit :

$$\Delta A_R = -\frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_m \\ 0 & 0 & L_S & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_S \end{bmatrix} \Delta R_R \quad (\text{IV-14})$$

II.2.a.ii) défaut stator

Pour un changement ΔR_S de la résistance R_S , on trouve la matrice défaut correspondante:

$$\Delta A_S = -\frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} L_R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_R & 0 & 0 \\ -L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & 0 \end{bmatrix} \Delta R_S \quad (\text{IV-15})$$

II.2.b) Capteurs

Le défaut réel conduit, dans le référentiel de Park, à des changements des valeurs i_{sd} et i_{sq} qui comportent des composantes continue et alternative.

On représente le défaut sous la forme suivante :

$$Y_d = Y + \Delta I \quad (\text{IV-16})$$

avec:

Y_d = vecteur de sortie avec le défaut

Y = vecteur de sortie sans défaut

ΔI = vecteur traduisant l'effet du défaut capteur

où:

$$\Delta I = \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-17})$$

II.2.c) Onduleur

On représente le défaut sous la forme additive suivante :

¹ Il est évident que le modèle choisi pour rendre compte des défauts est très sommaire. Un défaut dans la

$$U_d = U + \Delta U \tag{IV-18}$$

avec:

U_d = vecteur d'entrée avec le défaut

U = vecteur d'entrée sans défaut

ΔU = vecteur traduisant l'effet du défaut de tension

où:

$$\Delta U = \begin{bmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_q \end{bmatrix} \tag{IV-19}$$

La forme des tensions dans le référentiel de Park est donnée sur la figure IV-2.

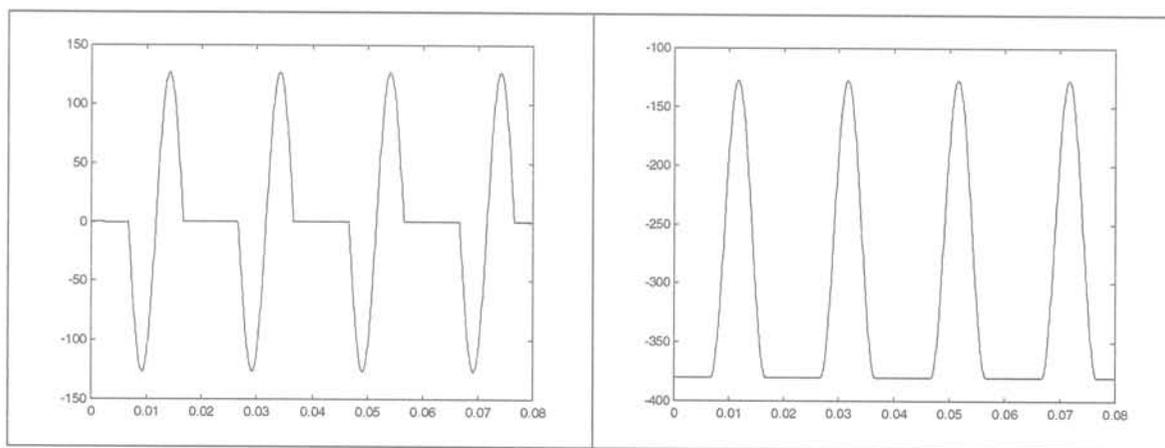


figure IV-2 : Allures des tensions dans le référentiel de Park pour un défaut onduleur

On note qu'une composante alternative est présente sur les deux tensions, mais pour la tension V_d la valeur moyenne est nulle et pour la tension V_q il existe un offset sur la valeur moyenne.

III. Surveillance de la machine par des filtres étendus

III.1. Introduction

La commande vectorielle des machines à induction nécessite l'utilisation d'observateurs [LEO-85]. Ces observateurs sont sensés fonctionner dans le contexte d'un système sans défauts. Ils sont choisis et calculés en fonction de critères de stabilité et de performance. Ils ne sont donc pas a priori adaptés à la détection et à la localisation de défauts. Dans leur version étendue, ces observateurs combinent observation d'état et estimation de paramètres [CHO-92, STA-99]. Ils sont donc bien adaptés, pour la commande, à des applications dont les paramètres peuvent varier en exploitation normale. Un défaut se traduisant par la rupture des hypothèses du modèle sur lequel ils sont basés, il peut se révéler dans une rupture sur les paramètres

machine conduit à une variation de la résistance mais aussi des inductances.

estimés. Il est donc intéressant d'étudier la capacité de ces observateurs de fournir des informations exploitables pour la détection et la localisation des défauts par le suivi des paramètres estimés [ISE-97].

Ces observateurs ont un comportement équivalent à un processus d'identification : il faut donc que les signaux d'entrée contiennent suffisamment d'informations pour que l'estimation converge. L'estimation en régime permanent s'avère donc délicate. Elle est cependant possible du fait des spectres riches en fréquence (MLI).

Notons aussi que des signaux trop riches en fréquences ne sont pas utiles pour le processus d'estimation : les fréquences liées à la MLI doivent donc être filtrées. Comme les filtres introduisent des déphasages, il faut filtrer toutes les entrées. Par ailleurs, il n'est pas possible de mesurer les tensions appliquées à la machine. Les grandeurs utilisées seront les tensions de référence obtenues en sortie de la commande vectorielle. Par conséquent, ces observateurs seront sensibles au défaut onduleur, voire au défaut capteur de courant.

Chaque observateur introduit a été utilisé dans sa version étendue. Nous allons voir par la suite quels sont les principes de synthèse et les limitations d'utilisation de ces observateurs.

III.2. Observateurs de base

Dans ce paragraphe, nous nous bornons à étudier la stabilité et la convergence d'un observateur d'état de la machine asynchrone dans l'optique d'utiliser ensuite une version étendue de celui-ci pour la surveillance de l'application.

III.2.a) Observateurs de Luenberger

III.2.a.i) Equations générales d'un observateur

L'observateur de Luenberger estime une combinaison linéaire de l'état et le résidu d'observation est construit comme une combinaison linéaire de la sortie de l'observateur, des entrées et des sorties du système. L'observateur se présente sous la forme d'une équation d'état du type [VER-88, COU-97] :

$$\dot{\hat{Z}} = N.\hat{Z} + M.u + G.y \quad (IV-20)$$

\hat{Z} doit tendre asymptotiquement vers Z qui vérifie :

$$Z = TX \quad (IV-21)$$

La dimension de Z est inférieure ou égale à celle du système observé

L'erreur d'observation s'exprime comme :

$$\dot{\epsilon} = \dot{Z} - \dot{Z} \quad (\text{IV-22})$$

Rappelons que le système est modélisable par les équations d'état suivantes :

$$\begin{cases} \dot{X} = A_c.X + B_c.U + E_d.d + E_f.f \\ Y = C_c.X + D_c.U + F_d.d + F_f.f \end{cases} \quad (\text{IV-23})$$

Dans lesquelles d regroupe les entrées inconnues du système auxquelles on ne s'intéresse pas (perturbations, défaillances, erreurs de modélisation, etc), f regroupe les défauts que l'on souhaite détecter et éventuellement localiser. Dans la suite, d est appelé perturbation par abus de langage.

L'erreur d'observation doit converger vers 0. En remplaçant par les expressions des dérivées des vecteurs d'état, on aboutit finalement à :

$$\begin{aligned} \dot{\epsilon} = N.T.X + (G.C_c - T.A_c).X + (M + G.D_c - T.B_c).U \\ + (G.F_d - T.E_d).d + (G.F_f - T.E_f).f \end{aligned} \quad (\text{IV-24})$$

Par conséquent, pour que l'erreur d'observation converge asymptotiquement vers zéro en l'absence de défaut mais quelles que soient les perturbations, l'état et l'entrée, il faut que $\dot{\epsilon} = N.\epsilon$ lorsque $f=0$.

Les matrices de l'observateur doivent vérifier :

$$\begin{cases} N.T = T.A_c - G.C_c \\ M = T.B_c - G.D_c \\ G.F_d - T.E_d = 0 \end{cases} \quad (\text{IV-25})$$

N, représentant la dynamique de l'observateur, doit être stable.

Le type d'observateur que l'on obtient dépend des conditions de réglage que l'on impose :

- Si l'on ignore les perturbations d, le modèle est simplifié puisque E_d et F_d sont nulles. Dans ce cas, l'observateur utilisé est de type **Luenberger** et il doit vérifier les équations :

$$\begin{cases} N.T = T.A_c - G.C_c \\ M = T.B_c - G.D_c \end{cases} \quad (\text{IV-26})$$

- Par ailleurs, si l'on impose de surveiller l'état du système, la matrice T est égale à l'identité ; c'est un **observateur de Kalman** ou observateur d'ordre plein.

$$\begin{cases} N = A_c - G.C_c \\ M = B_c - G.D_c \end{cases} \quad (\text{IV-27})$$

- Si la matrice de rebouclage est nulle, l'observateur utilisé correspond à un modèle parallèle du système.

Suivant l'observateur considéré, le système d'équations à résoudre afin de trouver les matrices (N, M, T) peut posséder plusieurs solutions ; c'est pourquoi il importe de considérer des conditions de synthèse supplémentaires afin de pouvoir déterminer au moins une solution. Par ailleurs, il faut aussi noter que les équations de la machine sont en fait non linéaires puisque certains coefficients des matrices d'état contiennent la vitesse de la machine.

Nous allons présenter un observateur particulier respectant les équations de synthèse et possédant une matrice de rebouclage G d'une forme donnée.

III.2.a.ii) Equations de synthèse d'un observateur de Kalman particulier

A partir des équations d'état de la machine dans le référentiel de Concordia, les équations d'un observateur d'état de la machine s'écrivent :

$$p\hat{X} = \hat{A}_c \hat{X} + \hat{B}_c U + G_c \hat{C}_c (\hat{Y} - Y) \quad (IV-28)$$

L'accent circonflexe sur les matrices d'état de l'observateur traduit la différence pouvant exister entre les matrices de la machine et celles de l'observateur.

Yang et Chin [YAN-92, ARZ-99] proposent que les pôles de l'observateur soient choisis de manière à être k fois plus rapides que ceux de la machine avec k plus grand que 1. Par conséquent, la matrice de rebouclage G_c est une fonction de la vitesse du rotor et l'observateur sera stable sur toute la plage de vitesse [KUB-93]. Afin de respecter ces conditions et pour tenir compte des symétries dans les équations de la machine, la matrice de rebouclage est de la forme :

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (IV-29)$$

III.2.a.iii) Convergence et stabilité de cet observateur

(a) Résultats pour la version continue

La figure IV-3 présente l'allure des courants stator de la machine et de l'observateur pour un démarrage de la machine. Jusqu'à 0.3s, les tensions appliquées ont pour but de positionner le vecteur flux dans la machine. A partir de cet instant, une consigne de couple est appliquée à la commande et la vitesse croît.

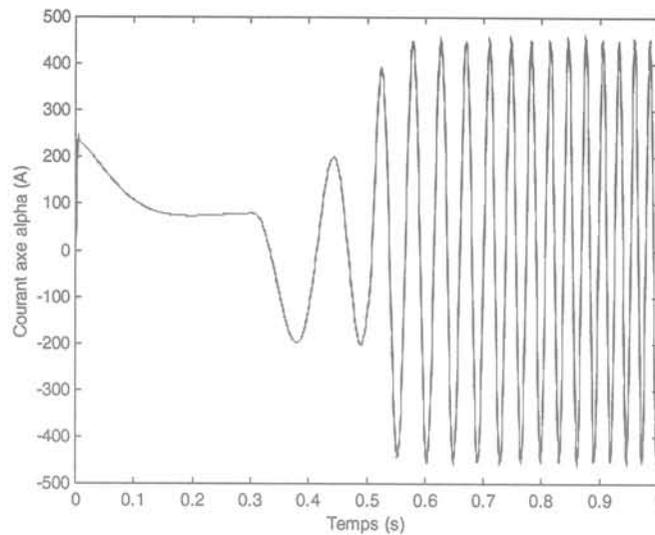


figure IV-3: Convergence de l'observateur en simulation

Comme indiqué précédemment, la convergence de cet observateur continu est acquise de par sa synthèse. L'observateur suit fidèlement les grandeurs stator et reconstitue bien les grandeurs rotor (que ce soient les flux ou les courants). En pratique, l'observateur est implanté sous forme discrète.

(b) Résultats pour la version discrète

Pour établir les équations de l'observateur discret, une approximation au premier ordre du développement de l'exponentielle de matrice est utilisée:

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k) + T_s [\hat{A}_c \hat{x}(k) + \hat{B}_c U(k) + G_c C_c (\hat{x}(k) - x(k))] \quad (IV-30)$$

Cette version ne peut pas être utilisée sur toute la plage de vitesse de l'application considérée. Pour les fonctionnements à haute vitesse, il sera nécessaire de développer l'exponentielle de matrice à un ordre plus grand.

En ce qui concerne les résultats de l'observateur, son fonctionnement est quasiment identique à la version continue sur sa plage de validité. Cette version a été implantée sur le banc d'essai.

(c) Utilisation de cet observateur sur le banc d'essai

La figure IV-4 présente le courant du banc d'essai suivant l'axe beta de la machine réel et observé, les vitesses atteintes sont telles que l'on reste dans la plage de validité de l'observateur.

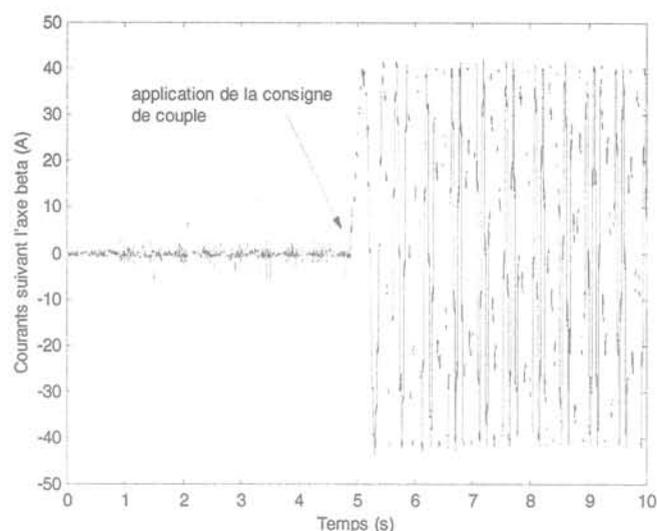


figure IV-4 : Convergence et stabilité de l'observateur en fonctionnement

La version discrète de l'observateur fonctionne donc correctement et, comme le montre le zoom de la figure IV-5, il y a parfaite concordance entre les mesures et les sorties de l'observateur.

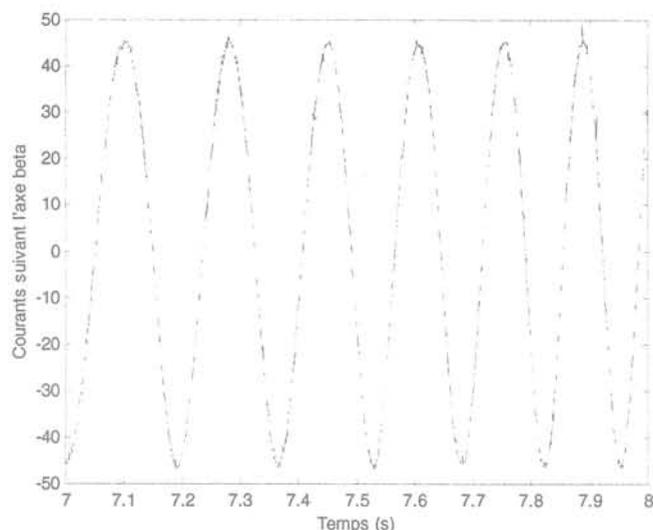


figure IV-5 : Estimation du courant stator suivant l'axe beta du référentiel de Concordia

III.2.b) filtre de Kalman

Le caractère non linéaire des équations de la machine asynchrone nous amène à étudier un autre type d'observateur de la machine. Utilisé tout d'abord pour prendre en compte les processus stochastiques liés aux bruits de mesure, le filtre de Kalman, du fait de son caractère non linéaire, semblait désigné pour suivre l'état de la machine. Par ailleurs, sa capacité à converger quel que soit l'état initial offre, à première vue, une grande souplesse d'utilisation.

III.2.b.i) Théorie du Filtre de Kalman

(a) Equations de base

Pour établir les équations du filtre de Kalman, nous créons un modèle discret de la machine dans le référentiel de Concordia². Comme précédemment, la discrétisation est obtenue par une approximation au premier ordre du développement de l'exponentielle de matrice : les équations d'état du système discret sont les suivantes [ATK-91] :

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d x(k) + B_d U(k) + w(k) \\ y(k) = C_d x(k) + v(k) \end{cases} \quad (\text{IV-31})$$

Avec

$$\begin{cases} A_d = I + A_c T_s \\ B_d = B_c T_s \\ C_d = C_c \end{cases} \quad (\text{IV-32})$$

w(k) et v(k) correspondent au modèle stochastique des perturbations ajoutées à l'état et à la sortie.

Le bruit du procédé w(k) est caractérisé par :

$$\begin{cases} E\{w(k)\} = 0 \\ E\{w(k)w(k)^T\} = Q \end{cases} \quad (\text{IV-33})$$

La matrice Q est définie positive.

Le bruit de mesure v(k) est caractérisé par :

$$\begin{cases} E\{v(k)\} = 0 \\ E\{v(k)v(k)^T\} = R \end{cases} \quad (\text{IV-34})$$

La matrice R est elle aussi définie positive.

Si nous appelons P la matrice de covariance de l'erreur d'estimation, cette matrice est obtenue

$$\text{à partir de : } P(k/k) = E\{(x(k) - \hat{x}(k))(x(k) - \hat{x}(k))^T\}$$

Dans la suite, la notation k/k correspond à une prédiction à l'instant k à partir de données jusqu'à l'instant k (covariance a priori) et k+1/k correspond à une prédiction à l'instant k+1 à partir des données jusqu'à l'instant k (covariance a posteriori) [LOR-98].

A chaque pas d'intégration, les équations à résoudre sont alors :

1/ Calcul des états de l'observateur

$$\hat{x}(k+1/k) = A_d(k)\hat{x}(k/k) + B_d U(k) \quad (\text{IV-35})$$

2/ Calcul de la matrice de covariance a posteriori P(k+1/k)

$$P(k+1/k) = A_d(k)P(k/k)A_d^T(k) + Q \quad (IV-36)$$

3/ Calcul des sorties du filtre

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + G_d(k+1)[y(k+1) - C_d \hat{x}(k+1/k)] \quad (IV-37)$$

4/ Calcul de la matrice gain de rebouclage

$$G_d(k+1) = P(k+1/k)C_d(k+1)^T [C_d(k)P(k+1/k)C_d(k)^T + R]^{-1} \quad (IV-38)$$

5/ Calcul de la matrice de covariance a priori P(k+1/k+1)

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - G_d(k+1)C_d(k+1)P(k+1/k) \quad (IV-39)$$

Nous considérons que les matrices Q et R sont constantes mais elles peuvent évoluer dans le temps. Le comportement et la stabilité du filtre de Kalman sont fonctions de Q et de R.

(b) Choix des matrices de covariance

Pour le « réglage » du filtre de Kalman, certaines hypothèses sont faites [JAC-95] :

- Les axes d et q jouent des rôles identiques.
- On suppose que les matrices Q et R ont une forme diagonale. Ces matrices sont symétriques, définies et positives.

Ces matrices sont donc sous la forme :

$$Q = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} \gamma & 0 \\ 0 & \gamma \end{bmatrix}$$

Ces trois degrés de liberté permettent donc de régler le filtre de Kalman. Mais, lorsque l'on regarde les équations d'obtention de la matrice de rebouclage, multiplier les matrices Q et R par un même gain ne conduit, à conditions initiales nulles, à aucun changement pour la matrice G. Par conséquent, ces coefficients sont connus à une constante multiplicative près c'est-à-dire que l'on peut choisir les matrices Q et R de la forme :

$$Q = \alpha_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha_2 \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Dans ce cas, α_1 représente le rapport entre les bruits d'état et les bruits de mesure. α_2 représente le rapport entre les bruits d'état du flux et les bruits d'état du courant.

² Il est aussi possible de développer les équations du filtre de Kalman dans le référentiel de Park (référentiel tournant)

Remarquons que le réglage du filtre de Kalman s'avère délicat que ce soit en simulation ou expérimentalement. α_1 représente la confiance que l'on a dans la mesure (on le diminue si l'on dispose de bonnes mesures). α_2 représente la confiance que l'on peut porter à l'estimation des états rotor par rapport aux états stator. Nous avons opté cette méthode « empirique » consistant à régler la convergence du filtre de Kalman grâce aux coefficients des matrices Q et R [ATK-91]. Notons que d'autres auteurs [LOR-98, SED-98] proposent d'estimer les coefficients de ces matrices par le biais d'une analyse fine des erreurs de modélisation et de mesure.

III.2.b.ii) Validation du filtre de Kalman en simulation

Le filtre de Kalman discret a été testé sur la séquence de fonctionnement précédente : application du flux puis du couple. Le filtre converge bien sur la plage de fonctionnement de l'application. On vérifie cependant qu'il apparaît une erreur sur l'observation qui augmente avec la vitesse puisque cet observateur est obtenu à partir d'une discrétisation à l'ordre 1 du système.

A titre d'exemple, la figure IV-6 présente la composante du flux rotorique suivant l'axe alpha. Après un régime transitoire, le flux estimé par l'observateur suit bien celui de la machine.

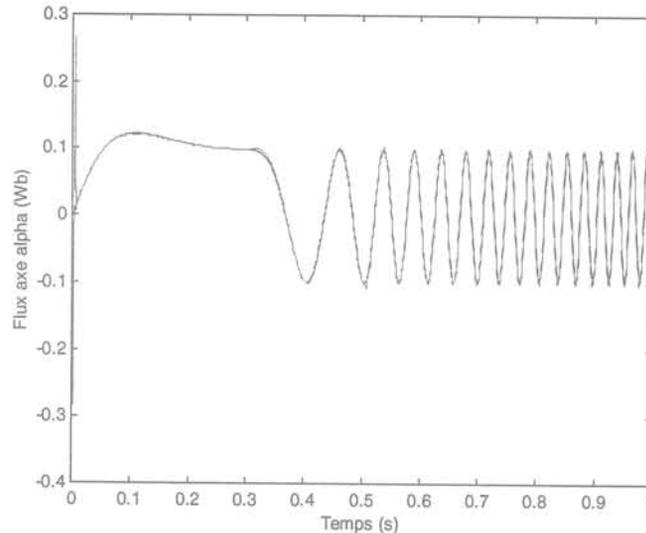


figure IV-6: Estimation du flux par le filtre de Kalman

III.2.b.iii) Validation du filtre de Kalman sur le banc d'essai

La figure IV-7 présente le courant stator suivant l'axe beta pour les mêmes conditions de fonctionnement que précédemment (figure IV-3 et figure IV-6).

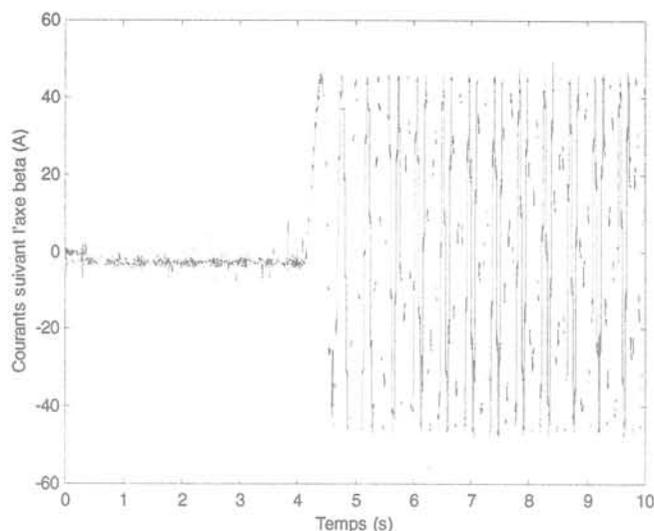


figure IV-7 : Convergence du filtre de Kalman

Notons que les coefficients obtenus en simulation doivent être corrigés afin que le filtre de Kalman converge et soit stable sur le dispositif expérimental.

III.2.c) Comparaison avec l'observateur d'ordre plein

Les comportements sont identiques du point de vue de la convergence. Le réglage du filtre de Kalman n'est pas évident à réaliser par rapport à celui de l'autre observateur. Par ailleurs, le volume des équations à traiter pour le premier observateur est beaucoup plus faible que celui pour le filtre de Kalman.

III.3. Les filtres étendus

III.3.a) Introduction

Les observateurs d'état que nous avons introduits ne permettent pas de suivre l'état du système dans le cas de l'évolution d'un paramètre. Des versions étendues de ces observateurs sont alors utilisées :

- soit pour former des résidus sensibles aux défauts tout en suivant les évolutions des paramètres du modèle [FRA-00].
- soit pour estimer un (ou des) paramètre(s) en fonctionnement normal ou en fonctionnement défaillant [ATK-96].

Dans le second cas, l'occurrence du défaut entraînera une variation du paramètre estimé. L'étude de cette variation permettra de détecter voire de localiser le défaut mis en jeu. C'est ce cas que nous avons retenu et étudions dans les paragraphes suivants. Notons qu'à travers nos études, nous avons constaté qu'il était très difficile de pratiquer l'estimation des deux

résistances de la machine (stator et rotor) simultanément du fait de la différence entre les plages de validité des deux estimations.

III.3.b) Le filtre de Kalman étendu

III.3.b.i) Synthèse du filtre de Kalman étendu

La surveillance de la machine que nous proposons consiste à estimer la résistance statorique. C'est pourquoi nous considérons dans les équations du filtre de Kalman un nouvel état constitué par cette résistance. L'équation d'état correspondante est $\dot{R}_s = 0$. Le modèle d'état étendu est alors :

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), U(k)) + w(k) \\ y(k) = C_d x(k) + v(k) \end{cases} \quad (IV-40)$$

Où $x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta} \quad R_s]$

Les équations du filtre de Kalman étendu sont déduites de celles du filtre de Kalman. La matrice d'état discrète A_d est remplacée par la matrice jacobienne de la fonction non-linéaire f :

$$J = \left. \frac{\partial f}{\partial x(k)} \right|_{\hat{x}(k), U(k)} \quad (IV-41)$$

Il est donc envisageable d'étendre le filtre de Kalman à tous les paramètres de la machine puisqu'il est toujours possible de déterminer la matrice jacobienne (avec plus ou moins de calculs). L'estimation de la résistance rotorique a aussi été envisagée comme moyen de surveillance. Les principales équations et résultats de simulation sont présentées en annexe 6.

III.3.b.ii) Validation en simulation sur le système sain

L'utilisation du filtre de Kalman étendu dans les mêmes conditions que pour la version non étendue conduit à tirer quelques enseignements concernant l'estimation de paramètres. Comme le montre la figure IV-8, il apparaît une dérive de la résistance estimée avec la vitesse. Ceci s'explique par le fait que pendant l'application du flux le terme résistif est prépondérant dans l'équation du courant. Par contre, lorsque la vitesse de la machine augmente, cette influence est moindre et l'algorithme du filtre est incapable de retrouver l'influence de la résistance stator dans le comportement des variables. Ceci conduit à une dérive, voire à une instabilité, de la résistance estimée.

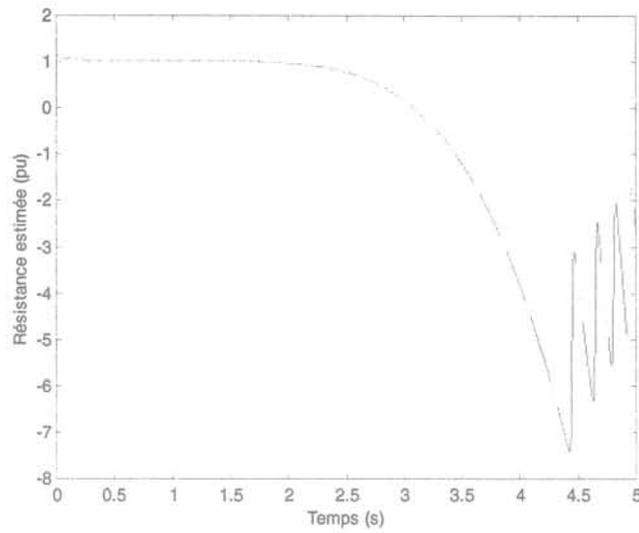


figure IV-8 : Estimation de la résistance statorique par le filtre de Kalman étendu

Remarque : La résistance estimée est instable mais l'estimation des états statoriques est toujours convenable.

Dans sa plage de validité, le filtre suit correctement les évolutions de la résistance statorique. La figure IV-9 présente la résistance statorique estimée pour une variation en rampe de 40% de celle-ci.

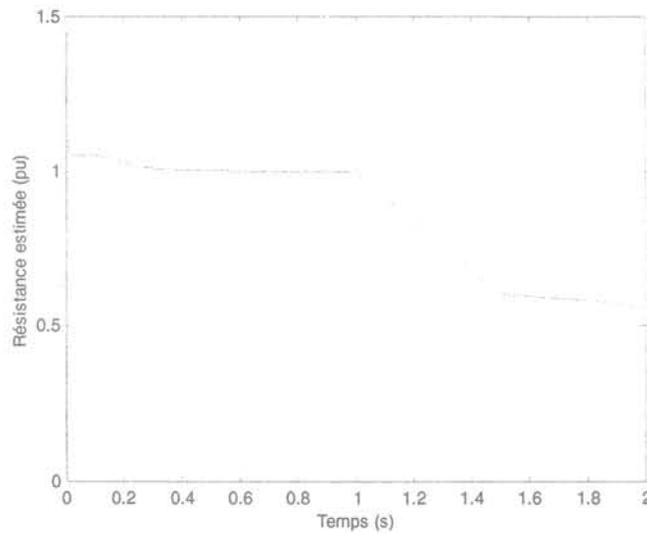


figure IV-9 : Suivi de R_s par le filtre de Kalman

Remarquons (figure IV-10) que l'estimation de la résistance rotorique subit également une dérive mais elle est moins importante que pour la résistance statorique.

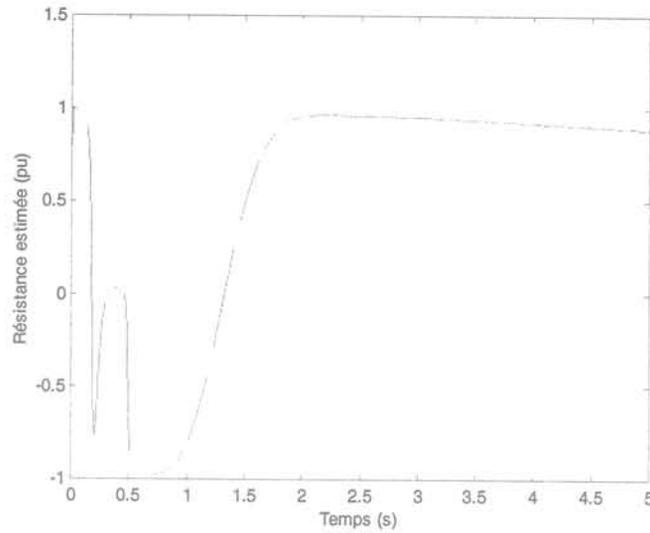


figure IV-10 : Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu

En revanche, la résistance n'est correctement estimée que lorsque la machine commence à tourner. Ceci s'explique par le fait que l'influence de la résistance rotorique est plus forte en rotation : le terme $R2/g$ devient prépondérant et il est plus facile de déterminer l'influence de la résistance rotorique dans l'évolution des variables fournies à l'observateur.

III.3.b.iii) Détection de défaut

La figure IV-11 présente l'allure de la résistance estimée pour un défaut déséquilibré au stator de la machine (40% de spires supprimées dans la phase en défaut).

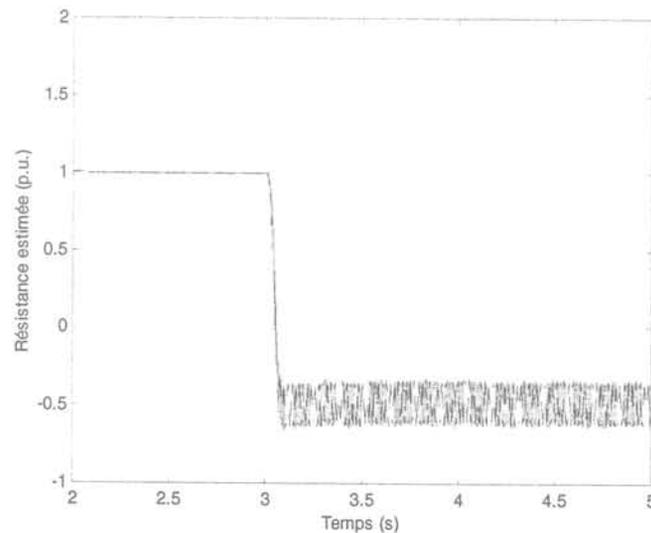


figure IV-11 : Estimation de la résistance stator pour un défaut monophasé au stator

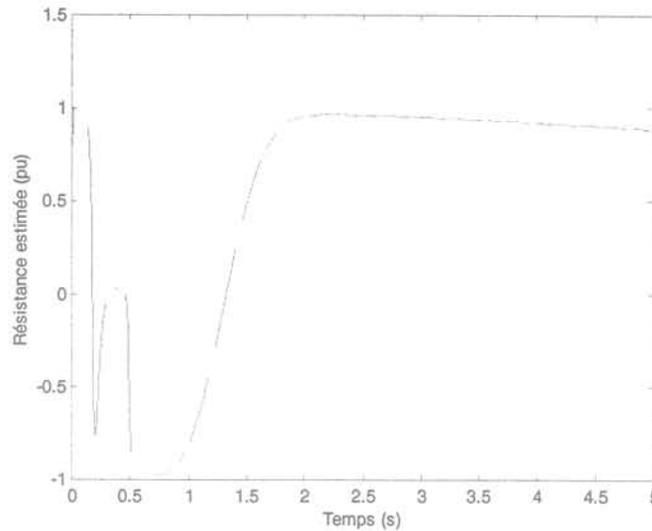


figure IV-10 : Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu

En revanche, la résistance n'est correctement estimée que lorsque la machine commence à tourner. Ceci s'explique par le fait que l'influence de la résistance rotorique est plus forte en rotation : le terme $R2/g$ devient prépondérant et il est plus facile de déterminer l'influence de la résistance rotorique dans l'évolution des variables fournies à l'observateur.

III.3.b.iii) Détection de défaut

La figure IV-11 présente l'allure de la résistance estimée pour un défaut déséquilibré au stator de la machine (40% de spires supprimées dans la phase en défaut).

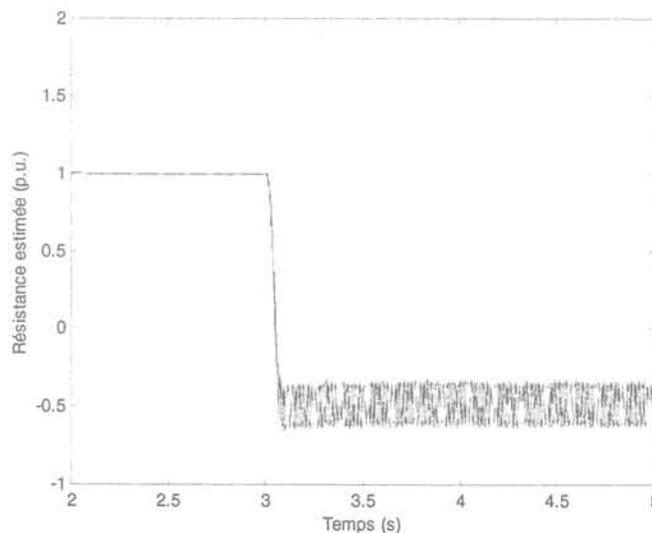


figure IV-11 : Estimation de la résistance stator pour un défaut monophasé au stator

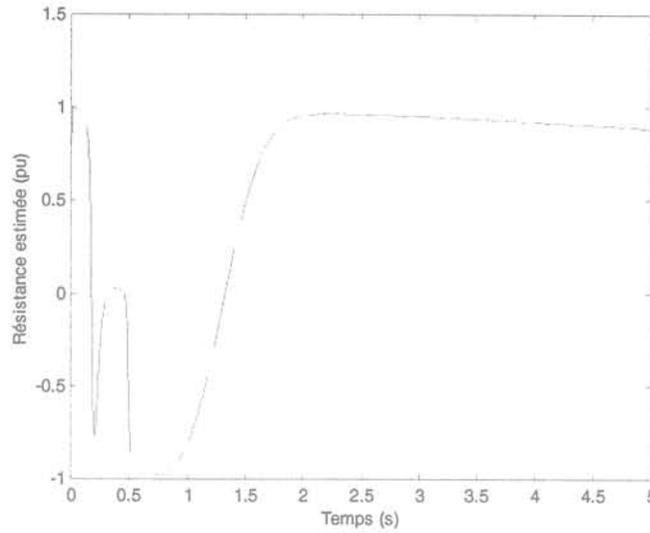


figure IV-10 : Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu

En revanche, la résistance n'est correctement estimée que lorsque la machine commence à tourner. Ceci s'explique par le fait que l'influence de la résistance rotorique est plus forte en rotation : le terme $R2/g$ devient prépondérant et il est plus facile de déterminer l'influence de la résistance rotorique dans l'évolution des variables fournies à l'observateur.

III.3.b.iii) Détection de défaut

La figure IV-11 présente l'allure de la résistance estimée pour un défaut déséquilibré au stator de la machine (40% de spires supprimées dans la phase en défaut).

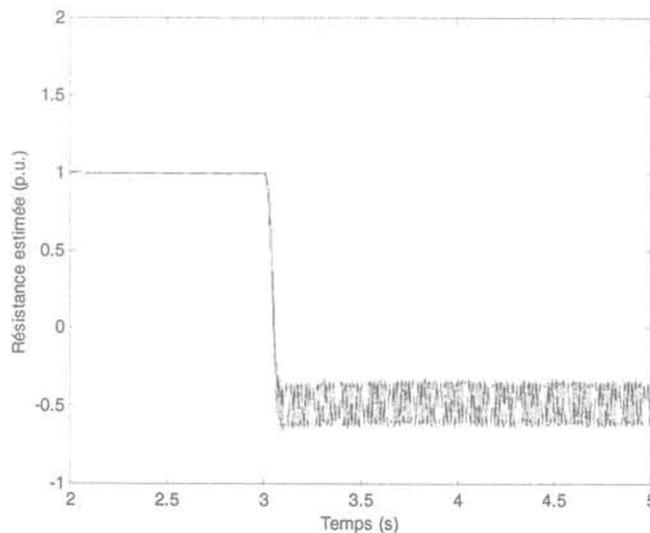


figure IV-11 : Estimation de la résistance stator pour un défaut monophasé au stator

Dans la mesure où le défaut se traduit par une variation des résistances et des inductances et où l'observateur n'a pas été étendu à l'estimation des inductances, l'observateur est incapable de reconstruire la résistance estimée. On observe une variation de la valeur moyenne et l'apparition d'oscillations à la fréquence caractéristique du défaut (cf. chapitre III). Cette information peut se révéler utile comme nous le verrons dans le chapitre suivant.

Remarquons que l'on obtient le même comportement pour la version estimant la résistance rotorique.

III.3.b.iv) Validation du filtre de Kalman étendu sur le banc d'essai

Remarque : l'existence d'un déphasage entre les tensions (issues de la commande) et les courants (mesurés) fournis au filtre de Kalman étendu conduit à introduire un mécanisme de compensation de ce déphasage, identique à celui utilisé dans la commande vectorielle. Ce mécanisme a été développé pour une compensation valable en régime permanent. Ceci explique en partie les évolutions que nous rencontrons sur la résistance estimée en régime transitoire (figure IV-13). Notons que la convergence des autres états n'est pas perturbée.

(a) Convergence et stabilité de l'estimation en fonctionnement sain

Le filtre de Kalman étendu a été introduit sur le banc d'essai afin de régler sa convergence en comportement sain. Le filtre doit à la fois observer correctement les états et estimer la résistance stator.

La figure IV-12 présente les deux courants estimés. Le filtre de Kalman étendu estime bien les états stator sur la plage de fonctionnement (application de la consigne de flux et atteinte du régime permanent de vitesse).

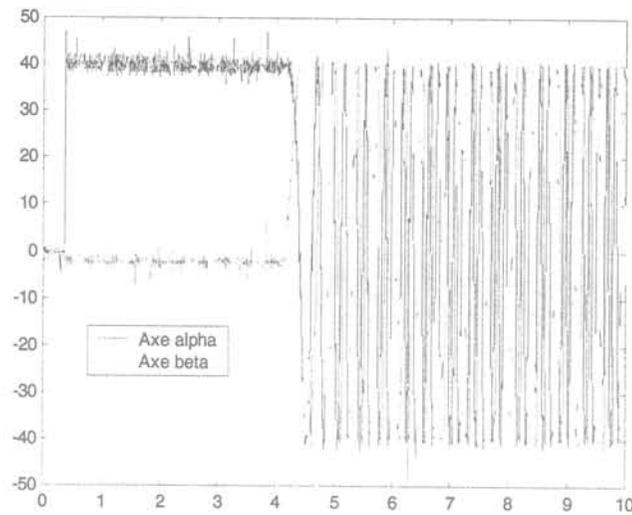


figure IV-12 : Courants estimés

On observe sur la figure IV-13 que le résistance stator est correctement estimée.

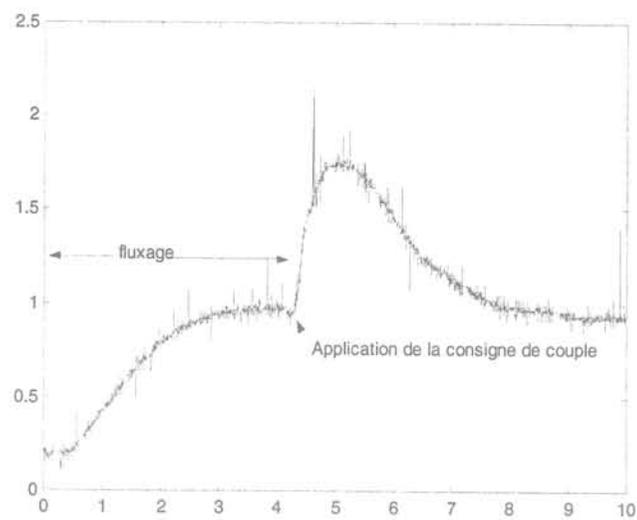


figure IV-13 : Résistance stator estimée

On retrouve bien la valeur de la résistance attendue une fois que le système a atteint son régime établi.

(b) Détection d'un défaut

La figure IV-14 présente l'estimation de la résistance stator lors d'une évolution d'une des résistances de phase de celle-ci sur le banc d'essai.

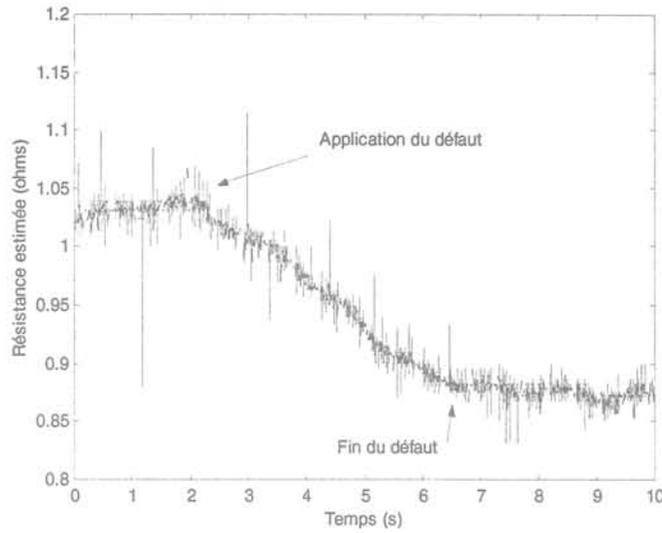


figure IV-14 : Estimation de la résistance stator lors d'une variation de cette résistance

Cette évolution a été réalisée en supprimant manuellement une des résistances ajoutées en série à chaque phase de la machine. Ceci ne correspond pas totalement au cas défaillant introduit en simulation (évolution des résistances et des inductances). C'est pourquoi il n'apparaît pas les oscillations rencontrées précédemment. Notons que l'estimation de la résistance évolue comme si l'on supprimait un tiers de la résistance sur chaque phase de la machine. Nous pouvons expliquer ce comportement de l'estimation par le fait que le modèle de synthèse de l'observateur est un modèle équilibré. L'effet du défaut est donc ramené à son effet moyen dans le schéma équivalent de la machine.

III.3.c) Le modèle de référence adaptatif

III.3.c.i) Equations du MRA

A partir des équations de l'observateur d'état de la machine proposé au III.2, il est possible de créer une version étendue de cette observateur : le modèle de référence adaptatif [KUB-93, AKA-99, GUI-99, KWO-99, QIU-99]. Il s'agit en fait d'utiliser dans les équations de l'observateur, un paramètre que l'on détermine par le biais d'un processus adaptatif. Ainsi par exemple, il est possible d'étendre ce filtre à la résistance statorique.

La matrice d'état A_c est une fonction de la résistance statorique et les équations d'état de l'observateur peuvent être exprimées si nous considérons la valeur estimée de cette résistance :

$$p\hat{X} = \hat{A}_c(\hat{R}_s)\hat{X} + B_c U + G_c C_c(\hat{X} - X) \quad (IV-42)$$

L'entrée et la sortie de l'observateur étant égales à celles de la machine, la différence avec l'équation d'état conduit à :

$$p(\hat{X} - X) = (A_c + G_c C_c)(\hat{X} - X) + \Delta A_c \hat{X} \quad (IV-43)$$

Où

$$\Delta A_c = \hat{A}_c - A_c \quad (IV-44)$$

Si le système est utilisé uniquement pour estimer la résistance statorique, la matrice erreur ΔA_c s'écrit :

$$\Delta A_c = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} (\hat{R}_s - R_s) \quad (IV-45)$$

Nous pouvons alors transformer l'équation (IV-43) en :

$$p(\hat{X} - X) = (A_c + G_c C_c)(\hat{X} - X) - W \quad (IV-46)$$

avec

$$W = -\Delta A_c \cdot \hat{X}$$

Ce système sera convergent s'il est hyperstable [VER-88]:

1. la matrice du système bouclé $(A_c + G_c C_c)$ est à valeurs réelles strictement positives. Cette condition est vérifiée grâce au choix de la matrice de rebouclage.
2. l'entrée et la sortie de la fonction non linéaire de rebouclage satisfont le critère de Popov :

$$\int_0^{t_0} (\hat{X} - X)^T W dt \geq -\gamma_0^2 \text{ avec } \gamma_0 \text{ constant} \quad (IV-47)$$

Cette condition est aussi vérifiée si la résistance estimée est obtenue par la formule suivante :

$$\hat{R}_s = \left(K_p + \frac{K_i}{p} \right) \cdot (\varphi_{rq} \varepsilon_{isd} + \varphi_{rd} \varepsilon_{isq}) \quad (IV-48)$$

Remarquons que cette méthode n'est utilisable que s'il est possible de décomposer la matrice d'état sous la forme d'une somme de deux matrices dont une est factorisée par le paramètre à estimer. Cette méthode est aussi applicable à la résistance rotorique. L'estimation des inductances devrait être plus difficile à mettre en œuvre.

III.3.c.ii) Validation en simulation sur le système sain

La figure IV-15 présente l'évolution de la résistance statorique estimée en fonction du temps pour la même séquence de fonctionnement que pour le filtre de Kalman. Les mêmes constatations peuvent être faites quant à sa convergence et sa stabilité.

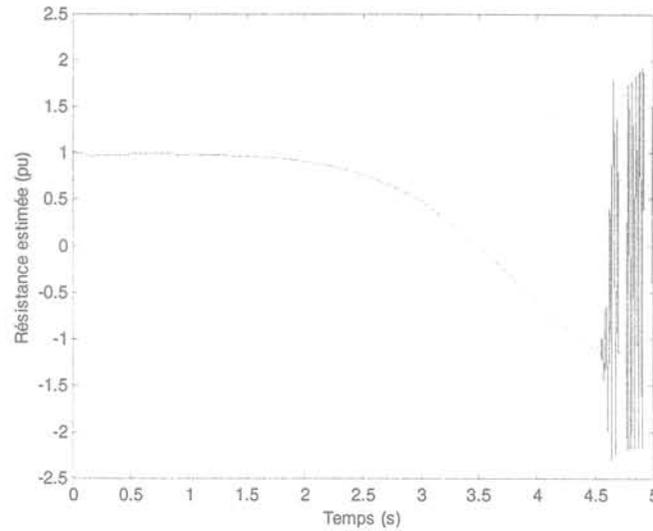


figure IV-15 : Estimation de la résistance statorique par le MRA

Nous présentons en annexe 7 les résultats pour l'estimation de la résistance rotorique.

III.3.c.iii) Détection de défaut

Nous avons procédé aux mêmes simulations que pour le filtre de Kalman étendu. La figure IV-16 présente l'allure de la résistance estimée pour un défaut déséquilibré. Comme pour le filtre de Kalman, la résistance estimée est fortement perturbée par l'introduction du défaut sur les résistances et les inductances.

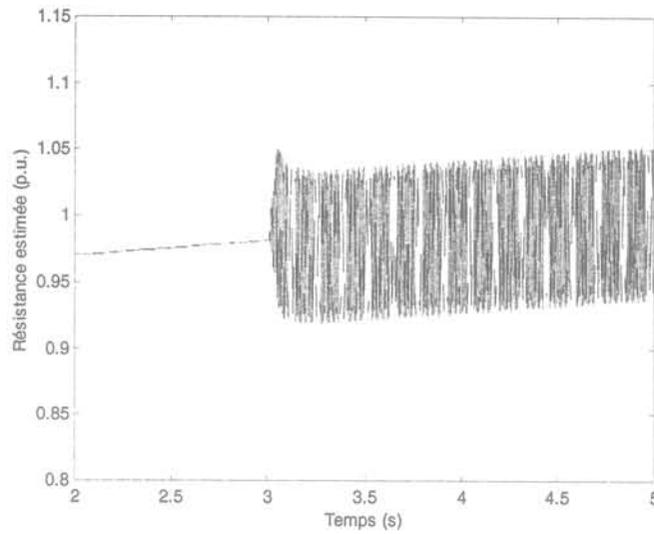


figure IV-16 : Résistance stator estimée pour un défaut monophasé

L'introduction d'un défaut monophasé au rotor de la machine conduit également à une perturbation de l'estimation (figure IV-17). Comme pour le filtre de Kalman étendu, il est possible de retrouver les fréquences du défaut dans la résistance estimée.

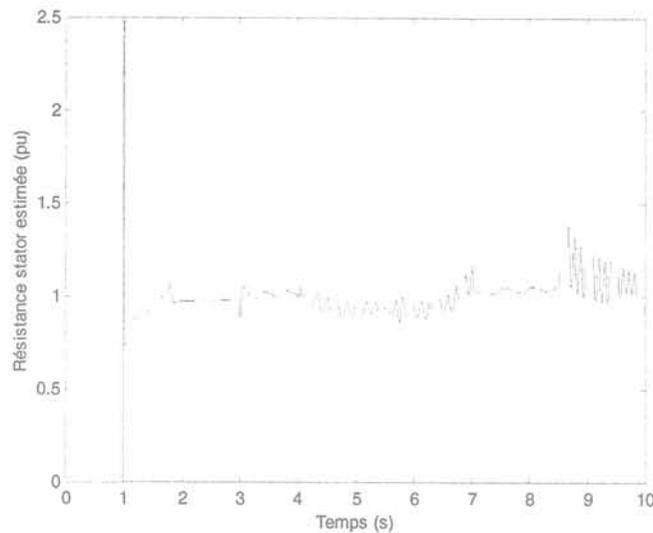


figure IV-17 : Estimation de la résistance stator lors d'un défaut monophasé au rotor

Comme annoncé en introduction, cet observateur est sensible aux défauts autres que celui dans la machine. La figure IV-18 présente la résistance stator estimée pour un défaut dans l'onduleur à 3s. La résistance estimée évolue fortement lors de l'occurrence du défaut.

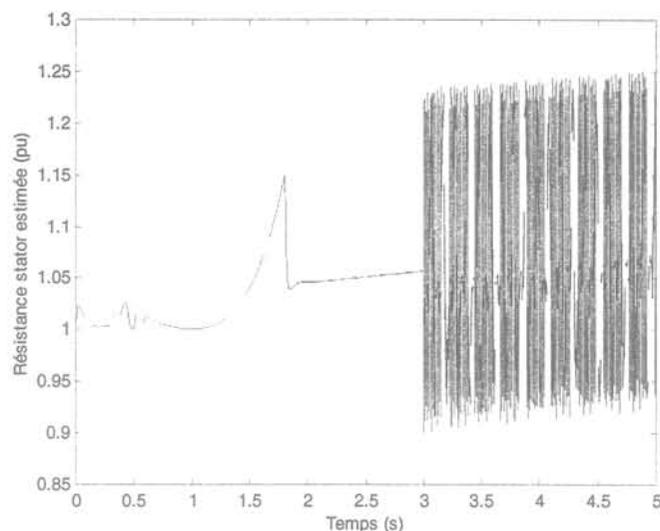


figure IV-18 : Estimation de la résistance stator pour un défaut dans l'onduleur

III.3.c.iv) Validation du MRA sur le banc d'essai

(a) Convergence et stabilité de l'observateur en fonctionnement sain

Le MRA a été utilisé sous sa forme discrète sur le banc d'essai.

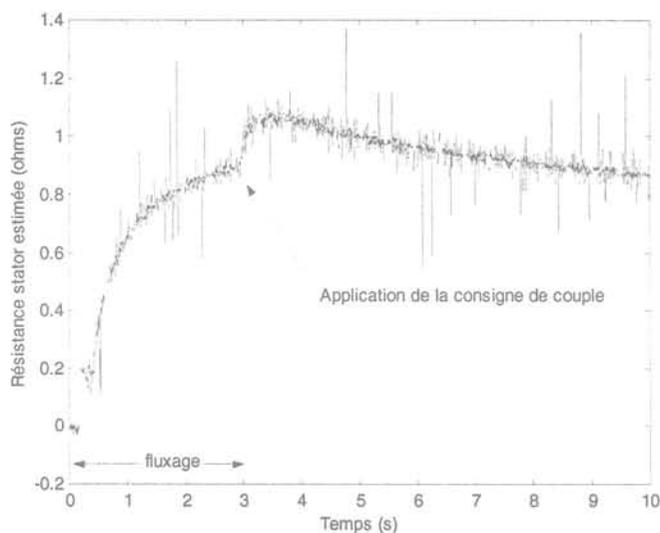


figure IV-19 : Estimation de la résistance statorique par le MRA

Le transitoire apparaissant sur la valeur estimée de la résistance s'explique de la même manière que pour le filtre de Kalman. Le réglage de la dynamique du MRA n'est pas la même que celle du filtre de Kalman ; ceci explique la différence de vitesse de convergence entre les deux résistances estimées.

(b) Détection d'un défaut

La figure IV-20 présente l'évolution de la résistance stator pour une série de variations des résistances mises à l'entrée du moteur asynchrone. On note bien les évolutions par palier de la résistance estimée correspondant à la suppression progressive des résistances ajoutées aux phases.

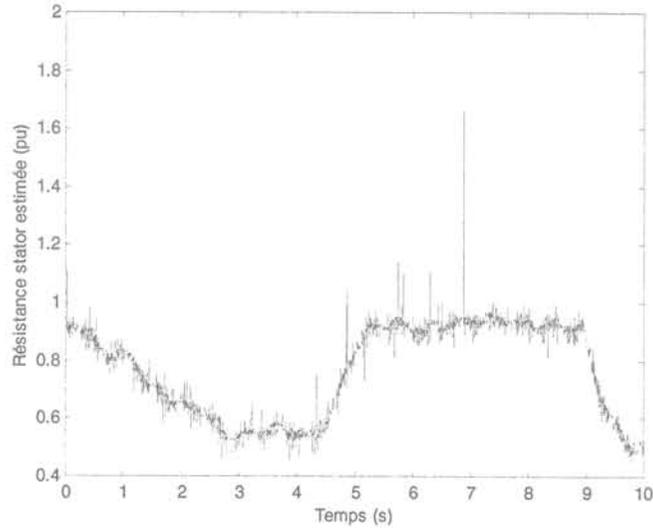


figure IV-20 : Résistance stator estimée par le MRAS

Cet essai prouve la possibilité de surveiller la résistance de la machine en fonctionnement.

III.4. Conclusions

Dans ce paragraphe, nous avons évoqué la possibilité de surveiller la machine asynchrone par le biais d'observateurs d'états étendus estimant la résistance stator ou la résistance rotor.

Cette solution, attrayante, est limitée du fait que l'on assimile chaque défaut à une variation du paramètre que l'on estime. Par ailleurs, d'autres études [DU-94] ont montré les limites de telles méthodes pour le contexte d'une machine alimentée par le réseau :

- Ces estimations ne sont pas robustes par rapport aux variations d'autres paramètres.
- L'estimation de la résistance stator n'est valable qu'en régime transitoire et à basse vitesse si on se limite à un développement d'ordre 1.
- L'estimation de l'inductance magnétisante est impossible en régime permanent.

L'occurrence du défaut que l'on assimile à une variation de paramètre génère, en plus de la variation de ce paramètre, l'apparition d'oscillations à la fréquence caractéristique du défaut.

Ces remarques ont été vérifiées dans le cas de notre application. Ainsi l'utilisation de tels observateurs permet la détection d'un défaut mais pas directement sa localisation. Ceci

provient en grande partie du fait que l'effet des défauts n'est pas pris en compte dans les équations de synthèse des observateurs.

Ces conclusions nous amènent à introduire un autre type d'observateur dont les équations de synthèse prennent en compte les effets des défauts.

IV. Surveillance de la machine par des observateurs à entrées inconnues

IV.1. Principe des observateurs à entrées inconnues

Jusqu'à maintenant, nous avons introduit des observateurs dont le modèle de synthèse correspondait à celui de la machine dans des conditions de fonctionnement sain. Nous nous sommes rendus compte que ces observateurs étaient sensibles aux défauts mais il nous était impossible de régler la sensibilité des observateurs aux défauts.

C'est pourquoi l'utilisation d'observateurs à entrées inconnues peut permettre de résoudre ce problème. Il est en effet possible de régler la sensibilité des observateurs aux différents défauts et aux perturbations (dont on veut s'affranchir) en introduisant dans les équations de synthèse de l'observateur les matrices d'état des défauts et des perturbations [COU-97].

Les paragraphes suivants présentent les essais de synthèse d'observateurs à entrées inconnues que nous avons conduits à partir des hypothèses et des modèles présentés en début du chapitre. Notons que les défauts introduits dans le référentiel de Park sont des offsets. Ceci est loin de la réalité.

IV.2. Synthèse d'observateurs à entrées inconnues

Rappelons l'équation de l'erreur d'observation (IV-24) :

$$\dot{\epsilon} = N\epsilon + (NT + GC - TA)X + (M + GD - TB)U + (GF_d - TE_d)d + (GF_f - TE_f)f \quad (IV-49)$$

Pour que l'erreur d'observation converge vers zéro en absence de défaut ($f=0$) mais quelles que soient les perturbations, l'état et les entrées, il faut vérifier les équations suivantes:

$$NT = TA - GC \quad \text{influence de l'état} \quad X \quad (IV-50)$$

$$M = TB - GD \quad \text{influence de l'entrée} \quad U \quad (IV-51)$$

$$GF_d - TE_d = 0 \quad \text{influence des perturbations} \quad d \quad (IV-52)$$

Le résidu de sortie est formé à partir de combinaisons linéaires de l'état de l'observateur, des entrées et sorties.

$$Res = P\hat{Z} + WU + KY \quad (IV-53)$$

En développant de la même manière que pour l'équation (IV-49), le résidu s'écrit :

$$Res = P\varepsilon + (PT + KC)X + (W + KD)U + KF_d d + KF_f f \quad (IV-54)$$

Le résidu doit être nul en l'absence de défauts et découplé des perturbations, de l'état et des entrées. Ceci conduit aux équations suivantes :

$$PT = -KC \quad \text{couplage résidu - erreur d'observation} \quad (IV-55)$$

$$W = -KD \quad \text{découplage des résidus et des entrées connues} \quad (IV-56)$$

$$KF_d = 0 \quad \text{découplage des résidus et des entrées inconnues} \quad (IV-57)$$

L'ensemble des conditions à respecter est donc :

1/ *Stabilité de l'observateur*

$$N \text{ stable} \quad (IV-58)$$

2/ *Convergence de l'erreur d'observation*

$$NT = T.A_c - G.C_c \quad (IV-59)$$

3/ *Découplage de l'erreur d'observation vis-à-vis des entrées connues*

$$M = T.B_c - G.D_c \quad (IV-60)$$

4/ *Découplage de l'erreur d'observation vis-à-vis des entrées inconnues*

$$G.F_d - T.E_d = 0 \quad (IV-61)$$

5/ *Couplage résidu-erreur d'observation*

$$PT = -K.C_c \quad (IV-62)$$

6/ *Découplage des résidus vis-à-vis des entrées connues*

$$W = -K.D_c \quad (IV-63)$$

7/ *Découplage des résidus vis-à-vis des entrées inconnues*

$$K.F_d = 0 \quad (IV-64)$$

Notons que le nombre maximal de défauts que l'on peut découpler est strictement inférieur à la dimension du système.

IV.3. Synthèse d'OEI pour la machine asynchrone à cage

IV.3.a) Rappels des modèles des défauts

La synthèse d'un tel observateur a été conduite en considérant uniquement la machine asynchrone comme système à surveiller comme nous l'avons fait pour le filtre de Kalman et le modèle de référence adaptatif.

Tout d'abord, nous essayons de synthétiser l'observateur à entrées inconnues en vérifiant l'équation de découplage entre l'observateur et l'un des défauts (IV-61). Pour cela, rappelons les défauts considérés et leurs matrices intervenant dans les équations d'état dans le référentiel de Park.

- Pour le défaut de type ΔR_R , on a:

$$f = \Delta R_R \begin{bmatrix} i_{Rd} \\ i_{Rq} \end{bmatrix} \quad F = 0 \quad E = \frac{-1}{\sigma} \begin{bmatrix} -L_m & 0 \\ 0 & -L_m \\ L_S & 0 \\ 0 & L_S \end{bmatrix} \quad (IV-65)$$

- Pour le défaut de type ΔR_S , on a:

$$f = \Delta R_S \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{bmatrix} \quad F = 0 \quad E = \frac{-1}{\sigma} \begin{bmatrix} L_R & 0 \\ 0 & L_R \\ -L_m & 0 \\ 0 & -L_m \end{bmatrix} \quad (IV-66)$$

- Pour le défaut de type ΔV , on a:

$$f = \begin{bmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_q \end{bmatrix} \quad F = 0 \quad E = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} L_R & 0 \\ 0 & L_R \\ -L_m & 0 \\ 0 & -L_m \end{bmatrix} \quad (IV-67)$$

- Pour le défaut de type ΔI , on a:

$$f = \begin{bmatrix} \Delta i_{Sd} \\ \Delta i_{Sq} \end{bmatrix} \quad F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad E = 0 \quad (IV-68)$$

IV.3.b) Principe de la détection de défaut

Nous souhaitons générer des résidus sensibles à tous les défauts sauf un que l'on considérera comme perturbation. Nous obtiendrons une structure GOS (Generalized Observer Scheme) [FRA-87].

Pour la synthèse de l'observateur, lorsque l'on considère un des défauts comme une perturbation, il suffit de remplacer les matrices E_f et F_f par les matrices E_d et F_d correspondantes.

Par conséquent, une telle méthode de détection conduit à une forme « antidiagonale » présentée au tableau IV-1.

	Résidu 1	Résidu 2	Résidu 3	Résidu 4
Défaut stator	0	1	1	1
Défaut rotor	1	0	1	1
Défaut onduleur	1	1	0	1
Défaut capteur	1	1	1	0

tableau IV-1 : Table théorique de signatures

« 0 » signifie que le résidu n'est pas sensible au défaut, c'est-à-dire qu'il est découplé du défaut, et « 1 » qu'il l'est. En pratique, nous générerons ces signaux booléens par le biais d'une détection de seuils.

Remarque : On remarque que les matrices E_f pour les défauts ΔR_S et ΔV , ont des formes identiques. Cela signifie qu'il n'est pas possible de découpler l'observateur de l'un de ces défauts sans le découpler de l'autre. Cela s'explique facilement. En effet, l'équation de la tension du stator s'écrit:

$$V = R_S I + \frac{d\Phi}{dt} \quad (IV-69)$$

Le défaut sur la résistance statorique a un effet similaire sur le courant à celui sur la tension statorique.

Donc, pour la synthèse des observateurs, nous considérerons les défauts ΔR_S et ΔV comme un seul défaut.

Par ailleurs, nous pouvons séparer les défauts en deux catégories :

- Les défauts qui affectent les sorties (défaut capteur de courant). Il sont caractérisés par une matrice E nulle et une matrice F non nulle.
- Les défauts qui affectent les états (défaut stator, rotor, onduleur) pour lesquels la matrice F est nulle et la matrice E possède une forme caractéristique.

IV.3.c) Cas du défaut capteur de courant ΔI

On voit que, pour le défaut capteur (matrice E nulle), les équations (IV-61) et (IV-64) deviennent:

$$GF = GI_2 = 0 \quad KF = KI_2 = 0 \quad (IV-70)$$

Ceci revient à dire que F appartient à l'espace orthogonal à $\text{Im}(G)$. Or, comme F est de dimension 2 et que l'on est dans un espace de dimension 2, il en découle donc que la

dimension de $\text{Im}(G)$ est nulle. Donc G est nulle. Un raisonnement identique peut être conduit pour la matrice K .

Il n'existe pas d'observateur car il n'y a pas de rebouclage. Donc le découplage parfait du défaut capteur est impossible. Remarquons que cette constatation est logique car le défaut capteur de courant agit sur les variables mesurables (courants) qui constituent la seule source d'information permettant de discriminer l'occurrence du défaut.

IV.3.d) Cas des défauts $\Delta V, \Delta R_s$

Ces défauts se caractérisent par une matrice F nulle. Par ailleurs, la matrice E_d est de la forme :

$$E = \begin{bmatrix} e_1 & 0 \\ 0 & e_1 \\ e_2 & 0 \\ 0 & e_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-71})$$

IV.3.d.i) Résolution de $TE=0$

L'équation (IV-61) devient :

$$T.E = 0 \quad (\text{IV-72})$$

Ceci revient à dire que T appartient à l'espace orthogonal à $\text{Im}(E)$ qui est de rang colonne plein. Donc cet espace est de dimension 2.

Comme nous travaillons dans un espace de dimension 4, la matrice T est de rang 2.

La matrice T est donc de la forme :

$$T = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & t_{13} & t_{14} \\ t_{21} & t_{22} & t_{23} & t_{24} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-73})$$

Ceci signifie que l'observateur que nous pourrions synthétiser sera de dimension 2.

Pour vérifier la condition (IV-61), la matrice T s'écrit sous la forme suivante:

$$T = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & kt_{11} & kt_{12} \\ t_{21} & t_{22} & kt_{21} & kt_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-74})$$

Où:

$$k = -\frac{e_1}{e_2} \quad (\text{IV-75})$$

IV.3.d.ii) Résolution de $NT=TA-GC$

Sans perte de généralité, nous prenons la matrice N sous forme diagonale.

$$N = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix} \quad (IV-76)$$

$T=G=0$ est la seule solution de l'équation (IV-59). En effet le produit GC donne :

$$GC = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & 0 & 0 \\ g_{21} & g_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV-77)$$

La présence des zéros dans le produit GC et la comparaison avec les deux dernières colonnes de l'équation (NT-TA) conduit, du fait de la forme des matrices choisies, à ce que les coefficients de T et ceux de G soient tous nuls (par conséquent, du fait de la relation (IV-62), K est nulle). On ne peut donc pas construire un OEI avec de tels choix.

Remarque : avec une machine à rotor bobiné, les états rotoriques étant accessibles, les différentes relations utilisées ci-dessus permettent de créer des observateurs à entrées inconnues découplés des défauts. Nous présentons quelques résultats en annexe 10.

IV.3.d.iii) Conclusion

On ne peut pas trouver à partir des équations électriques d'observateur à entrées inconnues découplé des défauts, qu'ils agissent sur les sorties ou sur l'état.

Nous avons étudié la possibilité d'obtenir un OEI dont le résidu ne soit pas complètement découplé des états en cherchant à minimiser en régime permanent leur influence. La procédure de synthèse de l'observateur est alors la suivante :

- La résolution de $TE=0$ donne la forme de T
- On résout $NT=TA-GC+W$ où W est une matrice de paramètres que l'on cherche à prendre les plus faibles possibles. En fixant les éléments de N et de W, il est possible de calculer les éléments des matrices T et G. L'erreur d'estimation s'écrit :

$$\dot{\varepsilon} = WX + N\varepsilon \quad (IV-78)$$

En régime permanent:

$$WX = -N\varepsilon \quad (IV-79)$$

La valeur du résidu en régime permanent s'écrit:

$$Res = -PN^{-1}(WX - TE_f) \quad (IV-80)$$

- La procédure est alors identique à celle décrite en IV.2.

Nous avons par ailleurs regardé ce que peut apporter l'augmentation de l'ordre du système, par exemple en introduisant l'équation mécanique, sur les deux problèmes cités précédemment.

IV.4. Synthèse d'un OEI à partir des équations électromécaniques de la machine asynchrone

IV.4.a) Equations considérées

D'après ce qui précède, la synthèse d'un observateur à entrée inconnue pour la machine asynchrone à cage n'est pas possible sans inclure de nouvelles équations. C'est pourquoi nous allons considérer le système constitué de la machine asynchrone et de la mécanique.

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU + E_d d + E_f f \\ Y &= CX + F_d d + F_f f \end{aligned} \quad (IV-81)$$

Avec

$$X = \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \\ i_{Rd} \\ i_{Rq} \\ \Omega \end{bmatrix}; Y = \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \\ \Omega \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{Sd} \\ V_{Sq} \\ C_{ch} \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{L_R}{\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_R}{\sigma} & 0 \\ -\frac{L_m}{\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}$$

$$A = \frac{-1}{\sigma} \begin{bmatrix} L_R R_S & \sigma(\omega_S - \omega_R) - L_S L_R \omega_R & -L_m R_r & -L_m L_r \omega_R & 0 \\ -\sigma(\omega_S - \omega_R) + L_S L_R \omega_R & L_R R_S & L_m L_r \omega_R & -L_m R_r & 0 \\ -L_m R_S & L_m L_S \omega_R & L_S R_R & \omega_R L_S L_R - \omega_S \sigma & 0 \\ -L_m L_S \omega_R & -L_m R_S & -\omega_R L_S L_R + \omega_S \sigma & L_S R_R & 0 \\ 0 & \frac{K_C}{J} & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}$$

et $\sigma = L_S L_R - L_m L_m$.

Les matrices des défauts sont alors

- Pour le défaut de type ΔR_R , on a:

$$f = \Delta R_R \begin{bmatrix} i_{Rd} \\ i_{Rq} \end{bmatrix} \quad F = 0 \quad E = \frac{-1}{\sigma} \begin{bmatrix} -L_m & 0 \\ 0 & -L_m \\ L_S & 0 \\ 0 & L_S \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV-82)$$

- Pour le défaut de type ΔR_S , on a:

$$f = \Delta R_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad F = 0 \quad E = \frac{-1}{\sigma} \begin{bmatrix} L_R & 0 \\ 0 & L_R \\ -L_m & 0 \\ 0 & -L_m \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV-83)$$

- Pour le défaut de type ΔV , on a:

$$f = \begin{bmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_q \end{bmatrix} \quad F = 0 \quad E = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} L_R & 0 \\ 0 & L_R \\ -L_m & 0 \\ 0 & -L_m \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV-84)$$

- Pour le défaut de type ΔI , on a:

$$f = \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \end{bmatrix} \quad F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad E = 0 \quad (IV-85)$$

- Pour le défaut de type $\Delta \Omega$, on a:

$$f = [\Delta \Omega] \quad F = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad E = 0 \quad (IV-86)$$

Par ailleurs, nous considérons comme perturbation le couple de charge dont les matrices sont les suivantes :

$$f = [\Delta C_{ch}] \quad F = 0 \quad E = \frac{-1}{J} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (IV-87)$$

Nous souhaitons nous découpler de cette perturbation afin de pouvoir garder une structure GOS identique à celle du tableau IV-1. Cependant les conditions de synthèse de l'OEI nous montrent que se découpler du couple de charge conduit à se découpler du défaut capteur de vitesse ; il alors est impossible de se découpler d'un autre défaut (il est possible de se découpler de deux défauts au maximum).

Remarquons que le système étant contrôlé en vitesse, l'effet d'un à-coup de couple est « identique » à celui d'un offset sur le capteur de vitesse : le correcteur de vitesse fait évoluer dans les deux cas la référence de couple. Cette constatation est intuitive car les deux défauts interviennent entre les deux mêmes points de mesure.

IV.4.b) Défauts qui influencent l'état (défauts sur R_S et R_R)

Les conclusions et les solutions sont les mêmes que précédemment. Il faut donc procéder à un découplage imparfait des états du système sur ceux de l'observateur.

IV.4.c) Défauts qui influencent les sorties du système

Ces défauts nécessitent l'utilisation d'observateurs d'ordre plein si l'on veut respecter toutes les conditions nécessaires à l'obtention d'un OEI par la résolution de systèmes linéaires. Il est envisageable de synthétiser un ordre réduit mais le système à résoudre est alors non linéaire. Nous n'avons pas cherché à résoudre ce problème.

IV.4.c.i) Le défaut capteur courant (considéré comme perturbation):

Le défaut capteur de courant possède la matrice d'influence sur les sorties suivantes :

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{IV-88}$$

L'équation de découplage s'écrit alors en l'absence de perturbation sur l'état.

$$GF = 0 \text{ donc } G \in \text{Im}(F)^T \tag{IV-89}$$

La résolution de cette équation conduit à une forme minimale de la matrice G :

$$G = [0 \quad 0 \quad g_{13}] \tag{IV-90}$$

Cela veut dire que l'on n'utilise pas les courants mesurés comme entrées de l'observateur pour la détection de ce défaut. Notons qu'il en est de même pour la matrice K.

Considérons que nous recherchons à synthétiser un OEI qui possède n états et à former un résidu de taille 1. Le tableau suivant précise la taille des matrices qui interviennent dans les équations de synthèse.

Matrice	Taille	Nombre de coefficients	Remarque
N	(n,n)	n	N choisie de forme diagonale
G	(n,3)	n	doit vérifier GF=0
T	(n,5)	5n	
P	(1,n)	n	
K	(1,3)	1	doit vérifier KF=0

tableau IV-2 : Table de relations entre les matrices

Les équations principales utilisées pour la synthèse permettant de fixer le nombre de relations.

Equation	Nombre de relations
NT=TA-GC	5n
PT=-KC	5

tableau IV-3 : Nombre de relations disponibles

A partir de ces tableaux, nous constatons qu'il est possible de considérer N et G comme des paramètres et de prendre P et T comme inconnues. Dans ce cas, il est possible d'obtenir une solution dans le cas où le nombre d'inconnue (6n) est égale au nombre de relations (5n+5) ; c'est-à-dire pour un observateur d'ordre plein. Il peut exister des solutions avec un observateur d'ordre réduit en considérant comme inconnues les matrices T, P et G mais le système est alors non linéaire.

Pour notre part, nous avons construit un observateur d'ordre plein mais en choisissant la matrice T égale à l'identité [SEN-97, JER-00] et N quelconque et stable. Nous présentons les résultats dans la suite.

IV.4.c.ii) Le défaut capteur vitesse (considéré comme perturbation)

La matrice d'influence du défaut est alors de la forme :

$$F = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ et donc } G \in \text{Im}(F)^T \quad (\text{IV-91})$$

L'équation de découplage conduit à une matrice de rebouclage de la forme minimale :

$$G = [g1 \quad g2 \quad 0] \quad (\text{IV-92})$$

Cela veut dire qu'on n'utilise pas la vitesse mesurée comme entrée de l'observateur.

Il est possible de conduire un raisonnement identique au précédent pour montrer que le respect des équations de synthèse d'un OEI nécessite l'utilisation d'un observateur d'ordre plein.

IV.4.d) **Exploitation possible d'une telle structure**

A partir des constatations énoncées ci-dessus, on a cherché à construire une batterie d'observateurs d'ordre plein tels que chacun d'eux soit découplé d'un défaut. Le tableau IV-4 présente le principe de détection des défauts à partir des résidus générés [JER-00].

	Résidu 1	Résidu 2	Résidu 3
(1) Défaut machine stator	0*	1	1
(2) Défaut onduleur	1	0	1
(3) Défaut capteur courant	1	1	0
(4) Défaut capteur vitesse	0	0	0
(5) A-coup de couple de charge	0	0	0
(6) Variation d'inertie	0	0	0

tableau IV-4 : Table de signatures des défauts

Le terme 0* indique que ce n'est pas un découplage parfait dans la mesure où le résidu est non nul en régime permanent. Les résidus 2 et 3 seront, quant à eux, nuls en l'absence de défaut.

IV.4.e) Exploitation en simulation

On a vérifié que les observateurs ainsi constitués sont insensibles aux variations de l'inertie J. La figure IV-21 présente les résidus en sortie de cette batterie d'observateurs obtenus en simulation à partir du modèle de machine qui a servi pour la synthèse des générateurs de résidus.

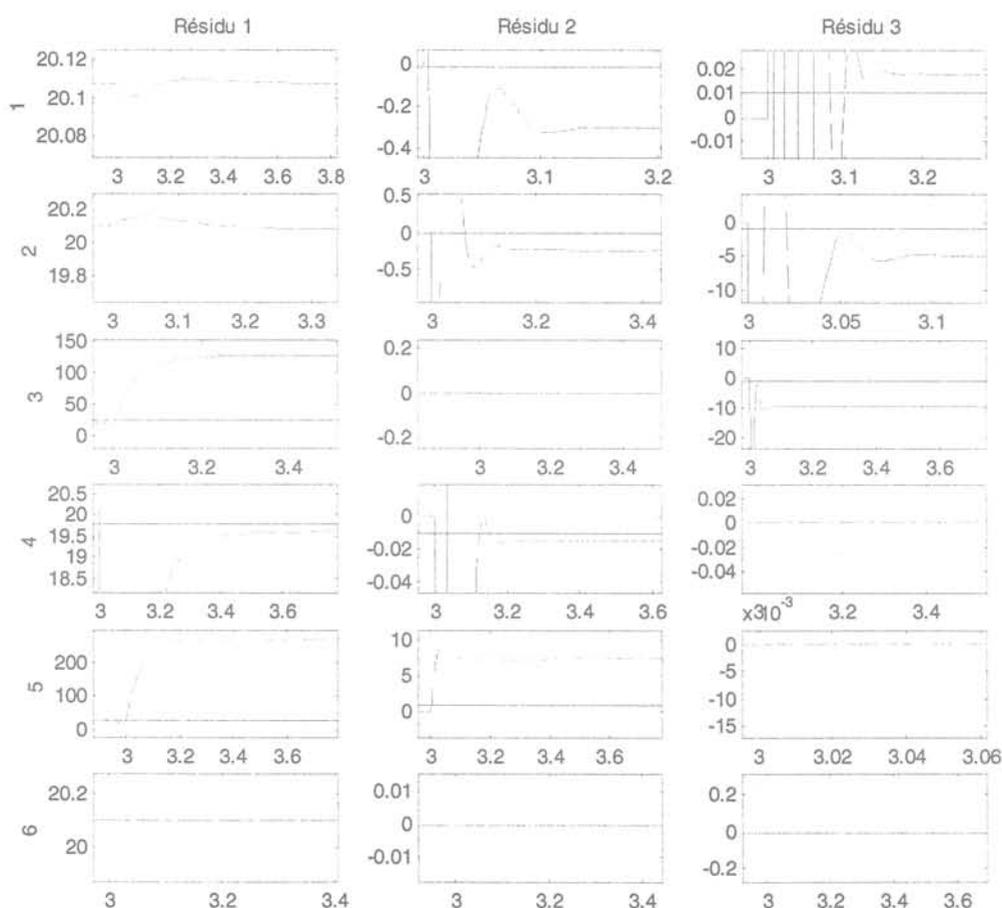


figure IV-21 : Résultats des simulations – Signature des défauts

Le numéro du défaut correspond à celui introduit dans le tableau précédent.

IV.4.f) Evolutions de cet observateur

D'autres simulations ont été effectuées en utilisant le modèle de machine plus réaliste décrit dans le chapitre II. On constate alors que le résidu 1 (découplé du défaut au stator de la machine) ne l'est plus. Ceci provient de la modélisation choisie pour rendre compte du défaut machine dans la synthèse de l'observateur à entrée inconnue : le défaut machine considéré consiste en une variation de la résistance de phase uniquement. Ceci n'est pas le cas dans notre modèle de simulation pour lequel résistances et inductances évoluent. Des études sont en cours pour introduire une modélisation plus fine du défaut machine dans le modèle de synthèse des observateurs (en tenant compte du nombre de spires agissant dans les résistances et inductances stator ou rotor). Nous en présentons le principe en annexe 11.

Nous avons aussi essayé d'introduire un modèle plus réaliste des défauts machine dans la synthèse des OEI. Il s'agissait de prendre en compte à la fois l'effet des variations du nombre de spires dans les résistances et les inductances. Les essais de synthèse d'observateurs ne se sont pas révélés fructueux dans la mesure où il n'a pas été possible de trouver de matrices permettant la synthèse des observateurs.

Par ailleurs, l'introduction de l'observateur sur le banc d'essai n'a pas encore conduit à des résultats probants en termes de détection des défauts stator.

V. Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques méthodes reposant sur la connaissance d'un modèle de fonctionnement de l'application.

Dans une première partie, nous avons envisagé d'utiliser des observateurs d'état pour la surveillance de la machine ainsi que leurs versions étendues à un des paramètres de la machine (en l'occurrence les résistances). Ces observateurs permettent de détecter l'occurrence du défaut machine mais sont aussi sensibles aux autres défauts pouvant affecter le système. Il apparaît dans la résistance estimée la fréquence caractéristique du défaut introduite au chapitre III.

Pour former des variables sensibles à un défaut en particulier, nous avons introduit les observateurs à entrées inconnues. Ces observateurs de diagnostic permettent de sélectionner leur sensibilité à certains défauts. Nos tentatives de synthèse d'un OEI dédié à la machine

asynchrone à cage seule n'ont pas été fructueuses. Nous avons obtenu une solution présentant un découplage imparfait par rapport aux défauts et à la perturbation du couple de charge. La validation en simulation et sur le dispositif expérimental n'est pas convaincante en l'état actuel des choses. Un travail de modélisation complémentaire est à mener pour progresser dans ce domaine.

Chapitre V
Méthodologie de surveillance

CHAPITRE V MÉTHODOLOGIE DE SURVEILLANCE	137
I. INTRODUCTION.....	139
II. RAPPEL DES INDICATEURS DISPONIBLES	139
II.1. Remarques préliminaires	139
II.1.a) Le défaut au rotor de la machine asynchrone.....	139
II.1.b) Les observateurs à entrée inconnues.....	140
II.2. Tableaux récapitulatifs des indicateurs de défaut.....	140
III. ALGORITHME PROPOSÉ POUR LA SURVEILLANCE.....	141
III.1. Structure proposée.....	141
III.2. Validation en simulation.....	142
III.2.a) Choix de la séquence de fonctionnement	142
III.2.b) Résultats à vitesse constante.....	142
III.3. Conclusion et évolutions possibles	144
IV. ALGORITHME PROPOSÉ POUR LA SURVEILLANCE DE LA PARTIE MÉCANIQUE.....	145
IV.1. Utilisation des réseaux de neurones.....	145
IV.1.a) Présentation succincte des réseaux de neurones	145
IV.1.b) Choix d'un réseau de neurones	146
IV.1.c) Avantages et inconvénients	148
IV.1.d) Les réseaux de neurones pour le diagnostic	149
IV.2. Présentation de la méthode considérée.....	150
IV.2.a) Principe général.....	150
IV.3. Validation en simulation	151
IV.3.a) Phase d'apprentissage du réseau de neurones	151
IV.3.b) validation du réseau sur la simulation simplifiée	152
IV.3.c) Validation du réseau sur la simulation complète	154
IV.4. Perspectives de développement.....	154
V. CONCLUSIONS.....	155

I. Introduction

Ce chapitre traite de l'agrégation des méthodes exposées dans les chapitres précédents afin de surveiller l'application. Nous allons exposer différentes solutions utilisant les outils de traitement du signal ou les outils de redondance analytique tout en essayant d'avoir à l'esprit la notion d'implantation sur le système réel.

La première solution proposée réside dans l'utilisation des informations provenant des observateurs et des filtres dans des systèmes de décision à base de fonctions logiques simples. Nous essaierons d'utiliser autant d'informations pertinentes que possible afin de tirer un meilleur parti des réponses fournies. L'utilisation directe des critères définis aux chapitres III et IV permet de détecter et localiser tous les défauts sauf le défaut engrenage.

Le cas du défaut engrenage sera traité dans la seconde partie à l'aide d'une technique de reconnaissance de forme à base de réseaux de neurones. Ils permettent de discriminer dans le spectre de la vitesse si l'information relative à un défaut est présente. Les réseaux de neurones peuvent également être utilisés pour la prise de décision afin de s'affranchir du choix des seuils.

II. Rappel des indicateurs disponibles

II.1. Remarques préliminaires

II.1.a) Le défaut au rotor de la machine asynchrone

Le défaut rotor possède une fréquence caractéristique difficile à détecter (puisque elle est fonction du glissement). Pour détecter un tel défaut, une solution consisterait à utiliser l'information provenant de la résistance rotor estimée et de détecter un franchissement de seuil. Si les autres indicateurs de défaut ne sont pas positifs, c'est que le défaut s'est produit au rotor. Cependant cette méthode n'est pas applicable du fait que les oscillations présentes dans la résistance estimée ne génèrent pas des franchissements de seuils nets. Nous nous focaliserons donc sur les autres défauts possibles. Notons enfin que ce type de défaut est de moins en moins présent du fait de la technologie utilisée pour la construction des moteurs asynchrones.

II.1.b) Les observateurs à entrée inconnues

Les résultats obtenus avec les OEI n'étant pas très probants en l'état actuel, cette solution n'a pas été utilisée dans l'algorithme de diagnostic global.

II.2. Tableaux récapitulatifs des indicateurs de défaut

Les tableaux suivants rappellent le comportement vis-à-vis des défauts des indicateurs que nous avons introduits aux chapitres précédents.

À partir du courant de phase

	Stator	Rotor	Onduleur	Capteur courant
f_{MLI}	X		X	X
$2f_{MLI}$			X	
$3f_e$	X		X	
$2f_e$			X	X

À partir des sorties de la commande vectorielle ou des courants transformés

$2f_e$	X		X	
f_e			X	X

À partir des résistances estimées par les observateurs étendus

Evolution valeur moyenne	X	X	X	X
$2f_e$	X		X	
f_e			X	X

A partir de la vitesse mécanique

	Défaut roulement 1 (bague externe)	Défaut roulement 2 (bague interne)	Défaut roulement 3 (bille)	Défaut engrenage
f_o	X			
f_i		X		
f_b			X	
Bande de fréquences centrée sur f_{eng}				X

Rappelons que le défaut engrenage ne se manifeste pas à proprement parlé par l'apparition d'une raie particulière, mais par l'apparition d'un ensemble de raies pour lequel il n'existe pas de raie dont l'amplitude est plus grande que les autres.

Les rapports entre ces fréquences et la fréquence de rotation mécanique sont rappelés dans le tableau ci-dessous :

Défaut roulement 1 (bague externe)	3.501
Défaut roulement 2 (bague interne)	4.4565
Défaut roulement 3 (bille)	1.114
Défaut engrenage	7

tableau V-1 : Rapport des fréquences des différents défauts roulements

Comme nous le verrons plus loin, les méthodes précédentes de filtrage et de démodulation s'appliquent mal à cette situation. C'est pourquoi nous proposerons une méthode mieux adaptée à ce cas de figure à base de réseaux de neurones.

Dans la partie suivante, nous proposons une structure de surveillance pour la partie électrique (sans le défaut rotor) et la partie mécanique (sans le défaut engrenage).

III. Algorithme proposé pour la surveillance

III.1. Structure proposée

L'algorithme de surveillance de l'application se décompose en trois étapes [RAI-00].

1/ Utilisation de l'information HF

- Composantes à f_{MLI} et $2f_{MLI}$: défaut onduleur
- Composante à f_{MLI} et pas de composante à $2f_{MLI}$: machine déséquilibrée (défaut stator ou capteur de courant)

2/ Dans le cas où un défaut machine déséquilibrée a été détecté : Utilisation de l'information BF (courant, commande, résistance estimée)

- Composant à $3f_e$ (courants) ou $2f_e$ (commandes [basse vitesse] ou résistances) : défaut stator
- Composant à $2f_e$ (courants) ou f_e (commandes [basse vitesse] ou résistances) : défaut capteur de courant

3/ Surveillance en parallèle de la partie mécanique

- Composant à f_o (vitesse ou référence de couple) : défaut dans la bague externe
- Composant à f_i (vitesse ou référence de couple) : défaut dans la bague interne
- Composant à f_b (vitesse ou référence de couple) : défaut dans la bille

III.2. Validation en simulation

III.2.a) Choix de la séquence de fonctionnement

Pour évaluer la combinaison des techniques de surveillance en fonctionnement, nous avons choisi une référence de vitesse trapézoïdale (figure V-1).

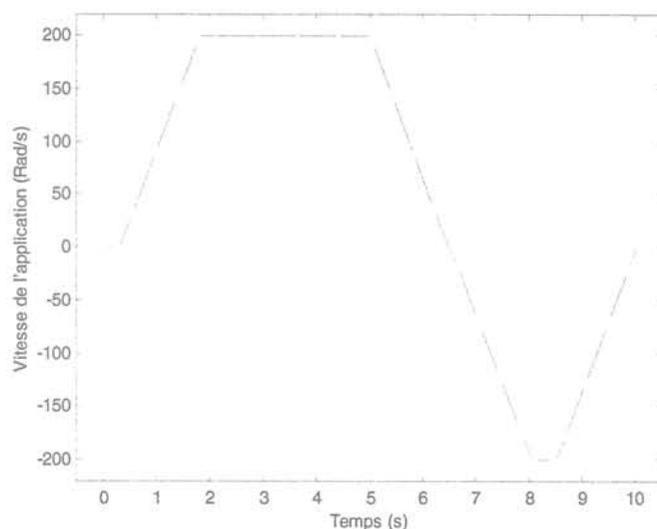


figure V-1 : Vitesse de l'application

Cette référence permet d'envisager la plupart des cas de figures de fonctionnement. On fonctionne dans les quatre quadrants ; les zones de fonctionnement à vitesse constante permettent de tester la stabilité des observateurs à haute vitesse ; les zones de fonctionnement à basse vitesse permettent, quant à elles, de déterminer les plages de fréquences limites de fonctionnement des dispositifs de filtrage. Nous avons envisagé les défauts intervenant dans la machine , l'onduleur, les capteurs de courant, les roulements et l'engrenage

III.2.b) Résultats à vitesse constante

Le tableau V-2 présente les résultats des différents sous-ensembles du dispositif global de surveillance (démodulation, filtrage, observateurs étendus) à partir du courant de phase et le tableau V-3 à partir de la résistance estimée. En ce qui concerne les observateurs étendus, nous avons testé la structure avec le filtre de Kalman étendu estimant la résistance rotor. Nous avons fait ce choix car cet observateur est beaucoup plus stable à haute vitesse que celui estimant la résistance stator. Les résultats sont présentés dans les tableaux suivants. Les cases encadrées correspondent aux dépassements de seuils (non représentés).

Il faut noter que ces résultats correspondent aux cinq premières secondes de la trajectoire précédente ; le défaut intervient à 3s.

	Filtrage à f_{MLI} + énergie	Filtrage à $2f_{MLI}$ + énergie	Démodulation $3f_{\text{électrique}}$	Démodulation $2f_{\text{électrique}}$
Sain				
Défaut onduleur				
Défaut stator				
Défaut capteur I				

tableau V-2 : Réponses des indicateurs pour les différents défauts dans la partie électrique à partir du courant de phase

	Filtrage à f_{MLI} + énergie	Filtrage à $2f_{MLI}$ + énergie	Démodulation $2f_{\text{électrique}}$	Démodulation $f_{\text{électrique}}$
Défaut stator				
Défaut capteur I				
Défaut onduleur				

tableau V-3 : Réponses des indicateurs pour les différents défauts dans la partie électrique à partir de la résistance estimée par le filtre de Kalman étendu

Le tableau V-4 présente les résultats pour la partie mécanique de l'application. Nous avons introduit un système de filtrage pour la détection du défaut engrenage ; il s'agit d'un filtre à large bande.

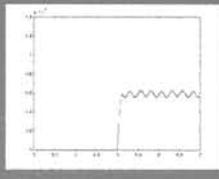
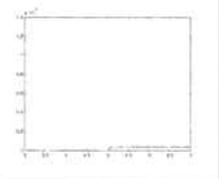
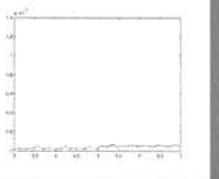
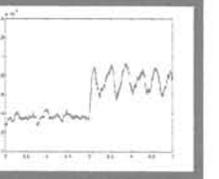
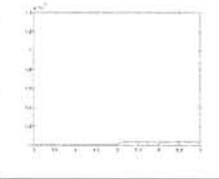
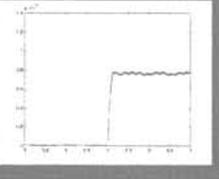
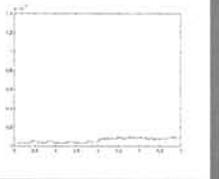
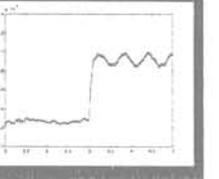
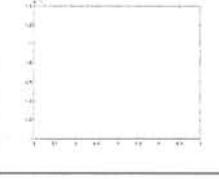
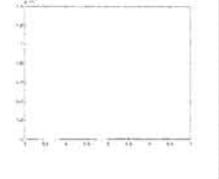
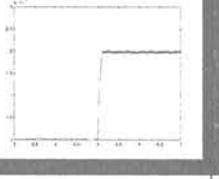
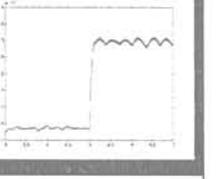
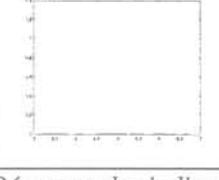
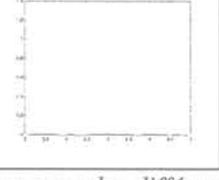
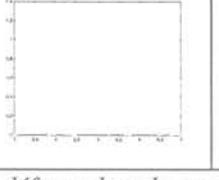
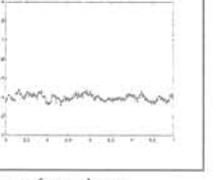
	Filtrage à f_0 + énergie	Filtrage à f_i + énergie	Filtrage à f_b + énergie	Filtrage à f_{eng} + énergie
Défaut 1				
Défaut 2				
Défaut 3				
Engrenage				

tableau V-4 : Réponses des indicateurs pour les différents défauts dans la partie mécanique

Nous remarquons que le détection du défaut engrenage n'est pas réalisable avec un système de filtrage car les valeurs obtenues sont très faibles.

III.3. Conclusion et évolutions possibles

La surveillance globale de la partie électrique de l'application est donc possible en utilisant des structures de détection des fréquences caractéristiques des défauts dans le courant mesuré et aussi dans la résistance estimée.

Cette structure peut utiliser des dispositifs de démodulation ou des dispositifs de filtrage avec enregistrement synchrone à la position du champ stator. Quelle que soit la méthode retenue, il faudra toujours apporter un soin particulier au traitement des fonctionnements à basse vitesse pour lesquels la détection et la localisation des défauts n'est pas possible. A partir des

résultats de simulation, nous avons choisi une valeur seuil pour la pulsation de 20 rad/s en dessous de laquelle nous inhibons la surveillance.

Par ailleurs, en ce qui concerne les défauts dans la partie mécanique de l'application, nous avons vu que l'utilisation de dispositifs de filtrage ne permettaient pas la détection d'un défaut engrenage.

La décision est faite en fixant des seuils de franchissement simples. D'autres solutions ont été étudiées par ailleurs [COM-00].

Les structures de surveillance sont pour le moment rudimentaires quant à la prise de décision sur l'occurrence des défauts et la localisation des défauts en particulier. L'utilisation de tests logiques simples n'est pas suffisante.

Nous nous proposons dans la suite d'utiliser les réseaux de neurones pour permettre la détection du défaut engrenage.

IV. Algorithme proposé pour la surveillance de la partie mécanique

Nous présentons ici une méthode de surveillance de la partie mécanique de l'application reposant sur la transformée de Fourier de la vitesse enregistrée à écart de position constant et les réseaux de neurones. Nous allons en expliquer le principe et étudier les performances en simulation.

Notons que les réseaux de neurones permettront de réaliser un seuillage variable. Ils pourront ainsi être aussi utilisés pour effectuer la prise de décision et la localisation du défaut à partir des signaux provenant des dispositifs de filtrage évoqués précédemment.

IV.1. Utilisation des réseaux de neurones

IV.1.a) Présentation succincte des réseaux de neurones

Un réseau de neurones comprend un certain nombre de couches de neurones interconnectés comme le montre la figure V-2.

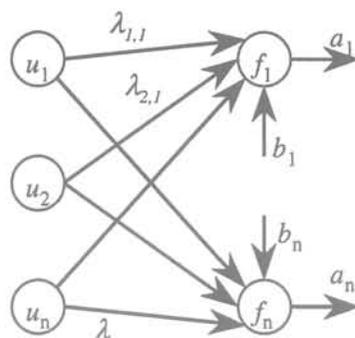


figure V-2 : Structure de base d'un réseau de neurones

Le neurone est défini par la relation suivante :

$$s_j = f_j \left(\sum_{i=1}^n \lambda_{j,i} u_i + b_j \right) \quad (V-1)$$

Où :

- \$u_i\$ correspond à la \$i^{\text{ème}}\$ entrée
- \$\lambda_{j,i}\$ est le poids de l'entrée \$i\$ pour le neurone \$j\$
- \$b_j\$ correspond au décalage apporté au réseau
- \$f_j\$ est la fonction d'activation liée à la sortie \$s_j\$ du neurone \$j\$

Il existe un certain nombre de fonctions d'activation. Mais, ici, il faut qu'elle soit dérivable afin de respecter la propriété d'approximation universelle des réseaux de neurones. Nous avons choisi pour la couche de sortie la fonction dérivable d'activation « purelin ».

IV.1.b) Choix d'un réseau de neurones

Pour définir un réseau de neurones, il faut fixer :

- La structure
- Le nombre de couches
- Le nombre de nœuds
- La nature et le nombre de connexions

La taille de ce réseau définira :

- La complexité du réseau
- La durée d'apprentissage
- La justesse de la réponse du réseau vis-à-vis de données hors du champ d'apprentissage

La phase la plus fastidieuse et longue de la mise au point d'un réseau de neurones est la phase d'apprentissage. C'est un processus itératif d'ajustement des poids et des décalages. Cela consiste généralement à minimiser une fonction d'erreur. Il existe deux stratégies principales :

1. L'apprentissage supervisé (aussi appelé actif ou associatif) qui consiste à présenter au réseau des couples (entrée, réponse attendue). C'est le cas de la rétro propagation des erreurs.
2. L'apprentissage non supervisé ou completif (auto-organisation) dans lequel la réponse attendue n'est pas donnée. Le système évolue et donne sa propre représentation des entrées (réseau de Kohonen, de Hopfield). Ce type de réseau est utilisé pour classer les entrées (cas de la reconnaissance de caractères).

Notons que l'apprentissage du réseau de neurones nécessite un grand jeu de données et que le réseau est alors valide dans la plage des données fournies à l'apprentissage. Par ailleurs, la capacité de certains réseaux de neurones à apprendre par eux-mêmes leur permet de trouver des solutions où d'autres méthodes échouent.

Si on ne possède pas de connaissances a priori du problème, on doit définir une taille du réseau par le biais d'essais et si peu de jeux de tests existent, on ne pourra avoir qu'une pauvre généralisation et ce quelle que soit la complexité du réseau.

Notons par ailleurs que plus le réseau sera petit, plus il risque d'être difficile à entraîner. La surface d'erreur est alors plus grande que celle d'un réseau de plus grande taille. Ceci générera souvent des minima locaux desquels le réseau aura du mal à sortir.

Choisir le réseau de neurones et la méthode d'apprentissage adaptés au problème posé s'avère être une tâche difficile. Il existe peu de méthodes bien définies quant au choix de ces données en fonction de l'application concernée. Quoiqu'il en soit, ce choix est crucial pour obtenir de bons résultats et cela peut expliquer le soin et le temps requis pour trouver une bonne structure.

Notre choix s'est porté sur un réseau de type feed forward. Il permet un échange de données simple entre les couches constituant le réseau : l'entrée d'une couche est constituée par les éléments de la couche précédente. Nous avons fait ce choix car il semble adapté pour les problèmes de classification.

La méthode d'apprentissage supervisé pour ce type de réseau utilise la minimisation de l'erreur entre la sortie désirée et la sortie calculée. Elle comporte deux étapes :

- Le calcul du gradient
- Le calcul des poids des neurones

Pour la première étape, l'algorithme de retro propagation des erreurs semble être le plus adapté. C'est un algorithme qui calcule un gradient de performance en utilisant les erreurs transmises d'une couche à l'autre.

Dans la deuxième étape, on cherche à atteindre son minimum. La méthode la plus simple consiste à modifier les poids et les décalages afin que le gradient soit minimisé.

Il existe plusieurs façons de procéder au calcul des poids :

- Soit les poids sont modifiés au fur et à mesure et la fonction d'optimisation est calculée à chaque étape.
- Soit la fonction d'optimisation est calculée et les modifications qu'elle entraîne sont référencées sur tous les poids en même temps puis on recalcule la fonction d'optimisation et on recommence.

C'est de cette seconde manière que travaille l'algorithme choisi (méthode de Levenberg-Marquardt). Elle utilise aussi une approximation de la matrice Hessienne du réseau (par le biais de la matrice jacobienne) qui permet de rendre l'apprentissage plus rapide pour des réseaux de taille modérée. Cependant, comme cette méthode repose sur des techniques d'optimisation numérique, elle nécessite une machine puissante et disposant de beaucoup de mémoire.

IV.1.c) Avantages et inconvénients

Les avantages des réseaux de neurones, une fois appris, sont les suivants :

- Une grande rapidité. Ceci est très utile lorsque le diagnostic doit être conduit en temps réel à partir d'une grande quantité de signaux. Cette rapidité peut être accrue par une implantation matérielle.
- Peu de connaissances sur le modèle du système ou sur les défauts sont nécessaires. Il faut cependant relativiser cette affirmation car, dans notre cas, nous entraînons le réseau de neurones à partir de résultats de simulation. Ces simulations ont nécessité des modèles des différents éléments de l'application pour recréer les différentes conditions de fonctionnement.
- Un réseau de neurones est robuste en particulier vis-à-vis du bruit.

Les inconvénients sont les suivants :

- L'apprentissage peut être long et difficile
- L'apprentissage nécessite une grande pratique des réseaux de neurones.
- L'apprentissage est gourmand en temps de calcul. Par ailleurs, il doit être réalisé sur toutes les données à la fois, avec le risque que le réseau oublie les résultats précédents.
- Il est nécessaire de posséder des jeux de données sur toutes les conditions de fonctionnement et en particulier pour les fonctionnements défectueux.
- Un réseau de neurones ne fonctionnera pas forcément correctement hors de sa plage d'apprentissage.
- Une fois entraîné, un réseau de neurones n'est pas flexible. Si de nouvelles données interviennent, il faudra avoir recours à un nouvel apprentissage.

IV.1.d) Les réseaux de neurones pour le diagnostic

Les réseaux de neurones sont déjà utilisés pour la surveillance de la machine asynchrone et en particulier la classification des défauts dans la partie électrique (défaut dans la machine en particulier) [FIL-95, CIR-94, BER-94, BER-96, NEJ-98, OND-98].

On peut utiliser les réseaux de neurones pour effectuer directement de la classification comme le montre la figure V-3. C'est ce choix qui a été fait.

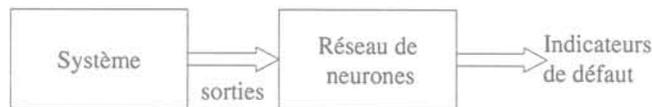


figure V-3 : Principe de détection de défaut par reconnaissance de formes

Une autre technique consiste à utiliser les réseaux de neurones en guise de modèles et de méthodes de détection de défaut [FRA-93] comme le montre la figure V-4.

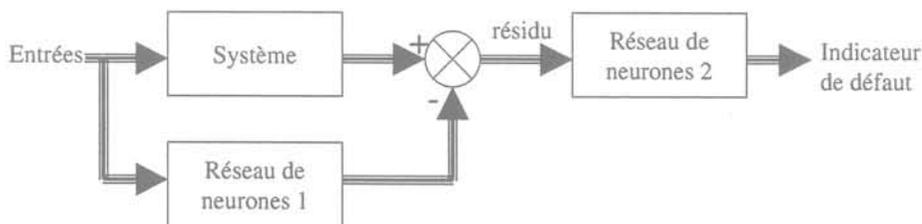


figure V-4 : Système de diagnostic à deux niveaux

Le premier réseau modélise le système (modèle parallèle). Le deuxième réseau effectue la classification en tenant compte des effets des défauts dans le résidu en entrée de ce réseau. La

principale difficulté réside dans la connaissance des effets des défauts dans le résidu, nécessaire pour pratiquer l'apprentissage du deuxième réseau.

IV.2. Présentation de la méthode considérée

IV.2.a) Principe général

D'après les caractéristiques fréquentielles des défauts dans la partie mécanique établies au chapitre III, nous proposons de surveiller la vitesse de l'application par la méthode exposée à la figure V-5.

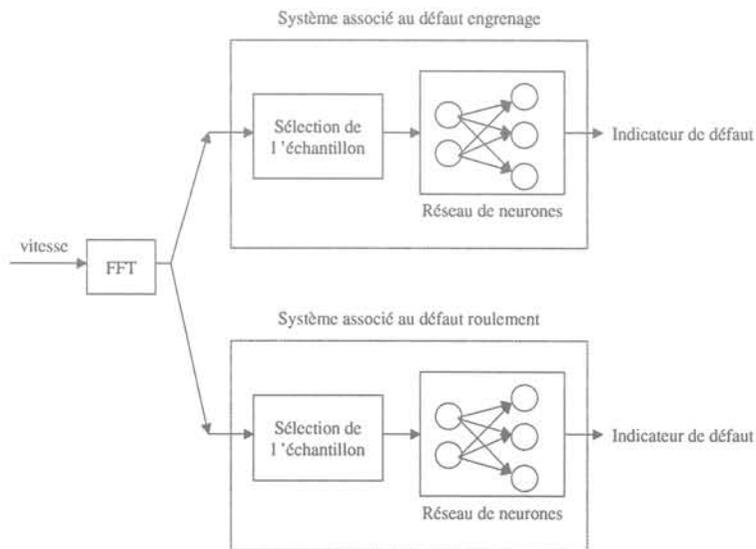


figure V-5 : Principe de la méthode de surveillance par réseau de neurones

A partir de l'information vitesse enregistrée de manière synchrone à la position, nous calculons son « spectre » par une transformée de Fourier rapide.

Le spectre de la vitesse est ensuite utilisé par un réseau de neurones dédié à chaque défaut considéré c'est-à-dire sensible uniquement à ce défaut. Il s'agit, dans un premier temps, de sélectionner dans le spectre la partie qui nous intéresse c'est-à-dire de prendre N points autour de la fréquence caractéristique du défaut. Ensuite, cette donnée « réduite » sert d'entrée au réseau de neurones chargé de détecter si l'amplitude associée à la raie caractéristique du défaut est suffisante pour affirmer que le défaut a eu lieu.

Nous avons opté pour plusieurs réseaux de neurones car un seul réseau de neurones (détectant tous les défauts) nécessiterait beaucoup de place mémoire ainsi qu'un temps d'apprentissage et un nombre de jeux de tests relativement prohibitifs. De plus les résultats n'étaient pas très probants car le spectre fourni en entrée était trop « riche ».

IV.3. Validation en simulation

IV.3.a) Phase d'apprentissage du réseau de neurones

Afin de créer les signaux nécessaires à l'apprentissage du réseau, nous avons effectué une série de simulations avec les différents défauts que nous voulions détecter. Ces simulations ont été réalisées avec un modèle simplifié de l'application : seule la partie mécanique est modélisée finement.

Remarquons qu'il faut donc posséder un modèle du système pour effectuer les simulations. La connaissance de ses paramètres peut être obtenue par le biais de mesures ou d'identifications. Ceci pose le problème de la sensibilité aux paramètres des réseaux de neurones une fois appris à partir d'un modèle identifié.

En ce qui concerne l'apprentissage, la première idée consistait à l'effectuer pour une vitesse donnée et utiliser le réseau pour les autres vitesses. Cependant, l'amplitude des raies associées aux défauts n'est pas constante : il faut donc procéder à un apprentissage à partir d'au moins deux essais distincts afin d'assurer une bonne réponse du réseau quelle que soit la vitesse considérée.

Un point important à souligner concerne les choix des poids initiaux. Leur valeur affecte la convergence de l'apprentissage.

La figure V-6 présente une série de données fournies pour l'apprentissage du réseau de neurones. Chaque ligne correspond à une condition de fonctionnement particulière et chaque colonne correspond au zoom fait sur une zone dédiée à un défaut.

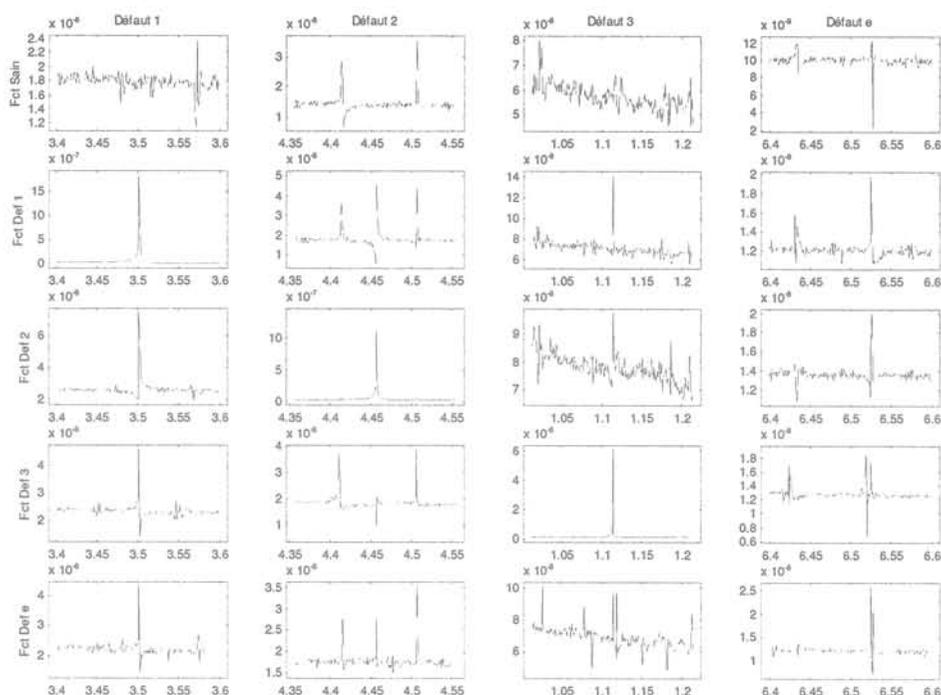


figure V-6 : Série de données fournies au réseau de neurones

IV.3.b) validation du réseau sur la simulation simplifiée

Une fois le réseau entraîné sur une certaine plage de vitesse, il s'agit tout d'abord de valider cet apprentissage sur cette plage avec les valeurs qui lui ont été fournies en entrée ainsi qu'avec des valeurs intermédiaires. Le tableau V-5 présente les résultats des réseaux de neurones appris avec une vitesse de 1800 tr/min et testés avec le même jeu de données. Le nombre maximal d'itérations pour l'apprentissage a été fixé à 1800 itérations. La variable performance correspond au carré de l'erreur de sortie.

Itérations	Performance	Sain	Défaut roulement 1	Défaut roulement 2	Défaut roulement 3	Défaut engrenage
492	2,E-26	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000	0,0000
506	1,E-26	0,0000	0,0000	1,0000	0,0000	0,0000
173	3,E-25	0,0000	0,0000	0,0000	1,0000	0,0000
1 304	5,E-25	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	1,0000
Apprentissage		Test				

tableau V-5 : Apprentissage et test à 1800 tr/min

L'apprentissage a été satisfaisant puisque les réponses des réseaux de neurones correspondent à celles attendues.

Le tableau V-6 présente les résultats d'un apprentissage à 2800 et 4800 tr/min et testé pour une vitesse de 2800 tr/min (même jeu de valeurs).

Itérations	Performance	Sain	Défaut roulement 1	Défaut roulement 2	Défaut roulement 3	Défaut engrenage
1800	2,E-01	0.1996	0.2064	0.1997	0.1996	0.1997
205	6,E-25	0.0000	0.0000	1,0000	0,0000	0,0000
507	2,E-26	0.0000	0.0000	0,0000	1,0000	0,0000
860	8,E-25	0.0000	0.0000	0,0000	0,0000	1,0000
Apprentissage		Test				

tableau V-6 : Apprentissage à 2800 et 4800 tr/min et test à 2800 tr/min

On remarque que le processus d'apprentissage n'a pas fonctionné correctement pour le premier cas (réseau sur le défaut roulement 1) : le nombre maximal d'itérations (1800) a été atteint avec une faible performance (0.2). Toutefois, on note qu'il est possible de trouver la signature caractéristique du défaut : c'est la plus grande valeur. Ce problème a pour origine le choix des valeurs initiales des poids que l'on donne aux neurones au début de la phase d'apprentissage. Dans les résultats présentés, l'initialisation est effectuée de manière aléatoire. Par ailleurs, le contenu spectral de la vitesse évolue avec sa valeur ; ceci peut constituer une part de l'explication.

Le tableau V-7 présente les résultats d'un réseau de neurones dont l'apprentissage a été effectué avec les vitesses 1800 et 3800 tr/min et testé pour une vitesse de 3200 tr/min.

Itérations	Performance	Sain	Défaut roulement 1	Défaut roulement 2	Défaut roulement 3	Défaut engrenage
1757	1.E-20	-0.1888	1,1319	-0.0906	-0.2973	-0.0708
579	7.E-02	-0.0252	-0.0696	4.4217	-0.0143	-0.0116
897	7.E-02	0,1169	-0.0873	0.1595	3.0193	0.0593
1234	7.E-20	0,5668	0.5668	0.5718	0.5072	1.0622
Apprentissage		Test				

tableau V-7 : Apprentissage à 1800 et 3800 tr/min et test à 3200 tr/min

Le défaut est détecté correctement (présence de la signature attendue) ; on remarque par ailleurs que la sensibilité dépend de la qualité de l'apprentissage. Le fait d'avoir changé de données pour l'apprentissage a permis une meilleure convergence des réseaux. Dans ce cas, nous avons vérifié que la structure proposée permet de détecter et localiser les défauts pour toutes les vitesses comprises dans la plage d'apprentissage.

Remarque : Nous obtenons des informations qu'il faut ensuite traiter de manière à créer des variables binaires correspondant à la signature caractéristique du défaut. Ceci peut faire appel à des techniques de recherche de maximum dans une série de données.

IV.3.c) Validation du réseau sur la simulation complète

Par ailleurs, afin de valider le comportement du réseau de neurones pour la surveillance de l'application entière, nous l'avons utilisé à partir de résultats de simulations provenant de l'application globale incluant la partie électrique (onduleur à MLI, machine et contrôle vectoriel) pour une vitesse donnée (1800 tr/min). L'apprentissage des réseaux de neurones a été effectué avec les données issues des simulations avec un système simplifié. Nous l'avons testé pour un défaut engrenage. Les résultats sont rassemblés dans le tableau V-8.

Simulation sur un réseau entraîné sur les vitesses	Défaut roulement 1	Défaut roulement 2	Défaut roulement 3	Engrenage
1800 tr/min	0.0466	0.1992	0.0033	2.2196
1800 – 2800 tr/min	0.2773	0.1996	0.0016	4.7049
1800 – 3800 tr/min	0.5046	0.0718	0.1241	3.3821
1800 – 4800 tr/min	0.1408	0.2002	0.1540	2.0913
2800 – 3800 tr/min	0.1769	0.1996	0.8182	2.7978
2800 – 4800 tr/min	0.2006	0.0074	0.1706	6.1782
3800 – 4800 tr/min	0.2159	-1.8651	0.1928	7.3194

tableau V-8 : Détection du défaut engrenage pour différentes vitesses

Le système de détection permet aussi de retrouver les autres défauts roulement. Le seul problème réside dans le traitement du comportement sain : la modulation de largeur d'impulsion augmente le niveau de bruit sur la vitesse. Le système de surveillance détecte alors un défaut sur l'engrenage mais avec un niveau plus faible que pour le cas du défaut engrenage.

La solution peut résider dans un apprentissage à partir des données issues des simulations faites avec le système global afin de ne pas rendre sensible les réseaux de neurones au bruit dû à la MLI.

IV.4. Perspectives de développement

Nous venons de montrer que la surveillance à partir de réseaux de neurones était envisageable pour effectuer la détection et la localisation des défauts. Elle nécessite cependant de pouvoir bénéficier de données valables dans les différents cas de figures.

Une telle méthode peut être considérée pour la surveillance des défauts électriques. Il faut aussi procéder à un enregistrement synchrone à la position du champ stator pour obtenir un spectre possédant des raies caractéristiques constantes du défaut.

V. Conclusions

Ce chapitre a traité de la surveillance globale de l'application par combinaison des méthodes présentées dans les chapitres précédents. Nous avons développé une structure de surveillance reposant principalement sur les informations provenant des dispositifs de filtrage et de démodulation du courant de phase et des grandeurs en sortie de la commande vectorielle mais aussi des informations issues des observateurs d'état étendus. Cette structure permet de bien suivre l'état de l'application sauf pour les fonctionnements à basse vitesse. Il reste à améliorer la prise de décision et le choix des seuils.

Enfin une structure de surveillance à partir de réseaux de neurones a été proposée pour la surveillance de la partie mécanique de l'application. Cette structure permet, à partir du spectre de la vitesse, de détecter et localiser les défauts. Une structure identique pourrait être développée pour la surveillance de la partie électrique de l'application. Les réseaux de neurones pourraient être aussi utilisés pour effectuer la prise de décision quant à l'occurrence d'un défaut afin de s'affranchir du choix des seuils. Il reste à conduire l'étude sur la robustesse d'une telle structure face aux incertitudes sur la connaissance des paramètres utilisés pour générer les données nécessaires à l'apprentissage.

Conclusions

Ce travail de thèse a porté sur la détection et localisation de défauts dans un entraînement électrique à base de machine asynchrone. Les méthodes développées s'inscrivent dans le cadre d'une activité multidisciplinaire faisant appel conjointement aux domaines de l'Electrotechnique, du Traitement du Signal et de l'Automatique.

Après avoir montré, dans le contexte de l'étude, l'inadaptation des méthodes classiques de maintenance et de diagnostic, nous nous sommes attachés à exploiter au mieux les informations disponibles sur l'application. Ces informations, tout d'abord sous forme de connaissance, ont permis d'établir des modèles de simulation. Les résultats obtenus ont été confrontés aux mesures (lorsque la comparaison était possible). Ces différentes sources d'information ont été utilisées dans les chapitres suivants pour définir une méthode de surveillance globale pour notre application de traction à base de machine asynchrone.

La caractérisation des défaillances par les outils de validation mis au point, associée à la bibliographie sur le sujet et à quelques résultats expérimentaux, a permis une meilleure connaissance du procédé, des critères de détection, des capacités de localisation des grandeurs accessibles sur l'application et des méthodes. Les modèles de machine utilisés pour la caractérisation et la validation des algorithmes de surveillance de l'application sont critiquables bien qu'ils permettent une représentation plus réaliste des situations de défaut que les modèles équilibrés couramment adoptés dans la littérature. Ils permettent de représenter des déséquilibres et l'influence des défauts sur l'ensemble des grandeurs. Une caractérisation du degré de validité du modèle développé est à faire. Il faut conduire une démarche systématique de modélisation à partir des résultats expérimentaux et de modèles de type éléments finis ou réseaux de perméance pour aboutir à des modèles d'état. Enfin les modèles utilisés pour la partie mécanique de l'application doivent être validés sur un banc d'essai afin d'éprouver leur validité.

La difficulté rencontrée avec les méthodes de traitement du signal tient à la mise en évidence des raies ou groupes de raies dont la fréquence et l'amplitude varient avec le point de fonctionnement. Des méthodes de filtrage associées à un enregistrement synchrone permettent plus ou moins efficacement de détecter et localiser les divers défauts considérés. Il faudrait étudier l'utilisation de filtres à bande passante variable pour le contexte de la vitesse variable et voir dans quelle mesure il serait possible de les utiliser. La solution de l'enregistrement synchrone à la position doit être approfondie en particulier pour un faible nombre de points enregistrés par tour. Par ailleurs quelle est le comportement de tels systèmes face à l'introduction d'incertitudes sur la variable utilisée pour l'enregistrement synchrone ?

Les outils de redondance analytiques étudiés au chapitre IV ont montré leurs limites et la difficulté de les mettre en œuvre dans un système où il existe peu de mesures et dont le fonctionnement est loin de celui d'un modèle d'état. Par ailleurs, les modèles additifs de défauts sur un système équilibré sont peu réalistes. Nous avons néanmoins montré qu'en couplant une analyse spectrale au paramètre estimé que la technique pouvait se révéler utile. Il faudrait étudier dans quelle mesure il serait possible d'inclure les équations des éléments défaillants dans la synthèse des observateurs d'état étendus. Il serait intéressant de procéder à l'étude de la robustesse de tels observateurs face à des incertitudes sur les paramètres utilisés. Par ailleurs, un effort doit être fait sur les modèles utilisés pour les observateurs à entrées inconnues. Peut-être serait-il intéressant de prendre en compte les équations de la commande pour construire les observateurs, voire d'introduire des modèles non linéaires des défauts ?

La dernière partie de ce travail réalise la synthèse de la connaissance acquise et des méthodes validées pour proposer un système de surveillance globale de la chaîne de traction de l'électrobus V2G conçue par Alstom. La détection et la localisation des défauts mécaniques (roulements et engrenages) ont nécessité l'utilisation d'une technique à base de réseaux de neurones. Pour la première structure de surveillance, il faudrait réussir à générer des seuils permettant une meilleure détection en vitesse variable. Ceci nécessite que les sorties des dispositifs de surveillance utilisés subissent une sorte de normalisation afin de s'affranchir de la variation d'amplitude due à la vitesse variable et utiliser des dispositifs à base de réseaux de neurones après avoir réalisé une étude de robustesse du réseau face aux incertitudes sur la connaissance des paramètres.

Nous sommes conscients de n'avoir étudié que certains points d'un sujet d'étude très vaste qui nécessite la compréhension physique des phénomènes mis en jeu et l'utilisation d'outils appropriés.

Bibliographie

- [ABE-99] A. Abed, L. Aghli, H. Razik, A. Rezzoug
« *Modelling induction motor for diagnostic purpose* »
EPE Conference Meeting Proceedings, 1999
- [AKA-99] K. Akatsu, A. Kawamura, G. Guidi, H. Umida
« *Sensorless very low and zero speed estimations with on-line secondary resistance estimation of induction motor without adding any signal* »
IAS Annual Conference Meeting Proceedings, Phoenix, Arizona, Vol.1, pp. 187-193, 1999
- [ALG-65] P. Alger
« *The Nature of Induction Machine* »
Gordon and Breach Science Publishers, 1965
- [ALL-78] « *Handbook of loss prevention* »
Allianz-Versicherungs-AG, Berlin/Münschen, 1978
- [ARZ-99] J. Arza
« *Commande vectorielle sans capteur mécanique d'une machine roue asynchrone* »
Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1999
- [ATK-91] D. J. Atkinson, P. P. Acarnley, J. W. Finch
« *Observers for Induction Motor State and Parameter Estimation* »
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 27, No. 6, November/December 1991, pp. 1119-1129, 1991
- [ATK-96] D. J. Atkinson, J. W. Finch, P. P. Acarnley
« *Estimation of rotor resistance in induction motors* »
IEE Proc-Electr ; Power Appl., Vol. 143, No. 1, January 1996, pp. 87-94, 1996
- [BAS-88] M. Basseville
« *Detecting changes in signals and systems - A survey* »
Automatica, Vol. 24, pp. 309-326, 1988
- [BEL-99] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tasoni
« *Closed loop control impact on the diagnosis of Induction motor fault* »
IAS Annual Conference Meeting Proceedings, 3-7 octobre 1999, Phoenix, Arizona, Vol. 3, pp. 1913-1921, 1999
- [BEN-98a] M. E. H. Benbouzid
« *A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection* »
IECON 98 Annual Conference Meeting Proceedings, pp. 1950-1955, 1998
- [BEN-98b] M. E. H. Benbouzid, H. Nejjari, M. Vieira
« *Induction Motor Faults Detection Using Advanced Spectral Analysis Technique* »
ICEM 98 Annual Conference Meetins Proceedings, pp. 1849-1854, 1998

- [BEN-99a] M. E. H. Benbouzid
« *Induction Motors' Faults Detection and Localization Using Stator Current Advanced Signal Processing Techniques* »
IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 14, No. 1, January 1999, pp. 14-22, 1999
- [BEN-99b] M. E. H. Benbouzid, H. Nejjari, R ; Beguenane, M. Vieira
« *Induction Motor Asymetrical Faults Detection Using Advanced Signal Processing Techniques* »
IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 14, No. 2, June 1999, pp. 147-152, 1999
- [BER-94] A. Bernieri, M. D'Apuzzo, M. Savastano
« *A neural network approach for identification and fault diagnosis on dynamic systems* »
IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. 43, No. 6, December 1994, pp. 867-8873, 1994
- [BER-96] A. Bernieri, G. Betta, C. Liguori
« *On-line fault detection and diagnosis obtained by implementing neural algorithms on a digital signal processor* »
IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. 45, No. 5, October 1996, pp. 894-899, 1995
- [BLA-72] F. Blaschke
« *The principle of field oriented as applied to the new transvector close-loop system for rotating machines* »
Siemens Review, Vol. 39, No. 4, pp. 217-220, 1972
- [BON-91] L. Bondant
« *Méthodologie d'analyse temps-fréquence des signaux vibratoires de machines tournantes* »
Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1991
- [BON-92] A. H. Bonnett, G. C. Soukup
« *Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors* »
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No. 4, July/August 1992, pp. 921-937, 1992
- [BOS-97] S.G. Bosga, J.J.A. v.d. Burgt, A.J.A. Vandenput
« *Asymetrical operation of a voltage-inverter-fed induction machine* »
EPE Conference Meeting Proceedings, Trondheim, 8-10 septembre 1997, Vol.2, pp.500-505 1997
- [BUS-96] D. Busse, J. Erdman, R.J. Kerkman, D. Schlegel, G. Skibinski
« *System electrical parameters and their effects on bearing current* »
IAS Annual Conference Meeting Proceedings, , pp. 570-578, 1996
- [CAP-92] C. Capdessus
« *Aide au diagnostic des machines tournantes par le traitement du signal* »
Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1992

- [CAR-95] J.P. Caron, J.P. Hautier
« *Modélisation et Commande de la machine asynchrone* »
Technip, 1995
- [CHO-92] K. R. Cho, H. Lang, S. D. Umans
« *Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motors Using State and Parameters Estimation* »
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No. 3, May/June 1992, pp. 702-709, 1992
- [CIR-94] G. Cirrincione, M. Cirrincione, G. Vitale
« *A Kohonen neural network for the diagnosis of incipient faults in induction motors* »
ICEM'94 Proceedings, Paris, Vol. 2, pp. 369-373, 1994
- [COM-00] C. Combastel
« *Méthodes d'aide à la décision pour la détection et la localisation de défauts dans les entraînements électriques* »
Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, à soutenir en septembre 2000
- [COU-97] S. Courtine
« *Détection et localisation de défauts dans les entraînements électriques* »
Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1997
- [DEL-99] K. Delaere, M. Iadevaia, W. Heylen, P. Sas, K. Hameyer, R. Belmans
« *Statistical energy analysis of acoustic noise and vibration for electric motors : transmission from air gap field to motor frame* »
IAS Annual Conference Meeting Proceedings, 3-7 octobre 1999, Phoenix, Arizona, Vol. 3, pp. 1897-1902, 1999
- [DES-99] X. Desforges
« *Méthodologie de surveillance en fabrication mécanique : application de capteur intelligent à la surveillance d'axe de machine-outil* »
Thèse de Doctorat de l'Université Bordeaux I, 1999
- [DRI-99] M. Drif, N. Benouzza, J.A. Dente
« *Rotor cage faults detection in 3-phase induction motors using instantaneous power spectrum* »
Electrimacs'99 Proceedings, Vol. 3, pp. 287-292, 1999
- [DU-94] B. Du
« *Méthodes d'identification des paramètres de la machine à induction – Application à la détermination indirecte de la température rotorique* »
Thèse de Doctorat de l'Université Montpellier II, 1994
- [DUG-80] L. Dugard, I. D. Landau
« *Recursive Output Error Identification Algorithms : Theory and Evaluation* »
Automatica, Vol. 16, pp. 443-462, 1980

- [ELB-97] M. El Badaoui, F. Guillet, N. Nejjar, P. Martini, J. Danière
« *Diagnostic d'un train d'engrenages par analyse spectrale synchrone* »
PRC Diagnostic, ENSAM, Paris, 02 octobre 1997
- [ELK-92] N. M. Elkasabgy, A. R. Eastham, G. E. Dawson
« *Detection of Broken Bars in the Cage Rotor of an Induction Machine* »
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No. 1, January/February 1992, pp. 165-171, 1992
- [ERD-96] J.M. Erdman, R.J. Kerkman, D.W. Schlegel, G.L. Skibinski
« *Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages* »
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 32, No. 2, March/April 1996, pp. 250-259, 1996
- [FIL-94] D. Filbert, C. Gühmann
« *Fault diagnosis on bearings of electric motors by estimating the current spectrum* »
IFAC SAFEPROCESS'94, June 13-16, Vol. 2, pp. 714-719, 1994
- [FIL-95] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni
« *Neural networks aided on-line diagnostics of induction motor rotor faults* »
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 31, No. 4, July/August 1995, pp. 892-899, 1995
- [FIS-96] R. Fiser, S. Ferkolj
« *Modelling of dynamic performance of induction machine with rotor faults* »
ICEM Proceedings, No. 1, 10-12 September 1992, pp. 17-22, 1996
- [FRA-00] P.M. Frank, S.X. Ding, B. Köppen-Seliger
« *Current developments in the theory of FDI* »
Safeprocess 2000 Preprints, Budapest, 14-16 June 2000, Vol. 1, pp. 16-27, 2000
- [FRA-87] P. M. Frank
« *Fault diagnosis in dynamic systèmes via state estimation – A survey* »
dans « *System Fault Diagnostics, Reliability and Related Knowledge-based Approaches* », Tzafestas S. Singh M. et Schmidt G. (Eds), Vol1, pp. 35-98, Redidel Press, 1987
- [FRA-90] P.M. Frank
« *Fault diagnosis in dynamic systems using analytic and knowledge based redundancy – A survey and some results* »
Automatica, Vol. 26, pp. 459-474, 1990
- [FRA-91] G. Franceschini, C. Tasoni, F. Filippetti, M. Martelli, G. Gentile, N. Rotondale
« *Diagnostic indexes for knowlegde based representation of induction machine stator short-circuits* »
EPE Conference Meeting Proceedings, Firenze, Vol. 4, pp. 312-317, 1991
- [FRA-93] P.M. Frank
« *Advances in observer-based fault diagnosis* »
International Conference on Fault Diagnosis, Toulouse, 5-7 Avril, 1993

- [GRI-99] H. T. Grimmelius, P. P. Meiler, H. L. Maas, B. Bonnier, J. S. Grevink, R. F. Van Kuilenburg
« *Three State-of-the-Art Methods for Condition Monitoring* »
IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 2, April 1999, pp.407-416, 1999
- [GUI-99] G. Guidi, H. Umida
« *A sensorless induction motor drive for low speed applications using a novel stator resistance estimation* »
IAS Annual Conference Meeting Proceedings, Phoenix, Arizona, Vol.1, pp. 180-186, 1999
- [HEN-53] G. Henriot
« *Traité théorique et pratique des engrenages* »
Dunod Editeurs, Paris, 1953
- [IEE-85] IEEE Motor reliability working group
« *Report on large motor reliability survey of industrial and commercial installations* »
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 4, July-August 1985, pp. 853-872, 1985
- [ISE-97] R. Isermann, P. Balle
« *Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical processes* »
Control Engineering Practice, Vol. 5, No. 5, pp. 709-719, 1997
- [JAC-95] B. Jacquot
« *Conception, étude et réalisation des algorithmes de commande des systèmes de traction asynchrone pour les TGV de nouvelle génération* »
Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1995
- [JER-00] N. Jerance, B. Raison, O. Sename
« *Observer based fault detection and isolation in induction machine drive* »
Safeprocess 2000 Preprints, Budapest, 14-16 June 2000, Vol. 1, pp. 955-960, 2000
- [JIA-96] Y. Jiang, A. Ekström
« *General formulation for analysis of harmonic transfer through converters* »
UPEC'96, Iraklio, Grèce, pp. 680-683, 1996
- [KEY-98] B. Keyes
« *Le contrôle de process prépare sa métamorphose* »
Mesures, No. 703, Mars 1998, pp. 66-71, 1998
- [KLI-92] G. B. Kliman, J. Stein
« *Methods of Motor Current Signature Analysis* »
Electric Machines and Power Systems, Vol. 20 No. 6, pp. 463-474, 1992

- [KLI-98] G.B. Kliman, W.J. Premerlani, B. Yazici, R.A. Koegl
« *Recent developments in on-line motor diagnostics* »
ICEM Proceedings, 1998, pp. 471-475, 1998
- [KUB-93] H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano
« *DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor* »
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 29, No. 2, March/April 1993, pp. 344-348, 1993
- [KWO-99] Y.A. Kwon, D.W. Jin
« *A novel MRAS based speed sensorless control of induction motor* »
IECON Annual Conference Meeting Proceedings, San Jose, Californie, pp., 1999
- [LAN-79] I. D. Landau
« *Adaptive Control – The Model Reference Approach* »
Marcel Dekker, New York, 1979
- [LAN-93] I. D. Landau
« *Identification et commande des systèmes* »
Hermès, Paris, 1993
- [LEG-96] S. Legowski, A.H. Sadrul Ula, A.M. Trzynadlowski
« *Instantaneous power as a medium for the signature analysis of induction motors* »
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 32, No. 4, July/August 1996, pp. 904-909, 1996
- [LEO-85] W. Leonhard
« *Control of electrical drives* »
Springer Verlag, 1985
- [LJU-87] L. Ljung
« *System identification – Theory for the User* »
Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1987
- [LOR-98] L. Loron
« *Identification et commande des machines électriques* »
Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Technologie de Compiègne, janvier 1998
- [MAN-96] S.T. Manolas, J. Tegopoulos, M. Papadopoulos
« *Analysis of squirrel Cage Induction Motors with Broken Rotor Bars* »
ICEM 96 Proceedings, Vol. 3, pp. 19-23, 10-12 September 1996
- [MAR-93] A. Martinez
« *Éléments de diagnostic et d'optimisation du fonctionnement d'un entraînement électrique dans son environnement applicatif* »
Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1993

- [MCD-99] D. Mc Donald, W. Gray
« *PWM Drive Related Bearing Failures* »
IEEE Industry Applications Magazine, July/August 1999, pp. 41-47, 1999
- [MON-90] J.M. Montalvao e Silva
« *Machinery vibration measurements and analysis* »
Vibration and Wear in high speed rotating machinery, Kluwer Academic Publishers, pp. 221-239, 1990
- [NAI-98] M. S. Naït Saïd, M. E. H. Benbouzid, A. Benchaïb
« *Extended Kalman Filter-Based Rotor Resistance Identification for Sensorless Induction Motors Broken Bars Monitoring* »
ICEM 98 Proceedings, Vol. , pp. 1012-1016, 1998
- [NAN-99a] S. Nandi, H. A. Toliyat
« *Fault Diagnosis Of Electrical Machines – A Review* »
IEMDC 99 Proceedings, pp 219-221, 1999
- [NAN-99b] S. Nandi, H. A. Toliyat
« *Condition monitoring and Fault Diagnosis Of Electrical Machines – A Review* »
IAS Annual Conference Meeting Proceedings, 3-7 octobre 1999, Phoenix, Arizona, Vol. 1, pp. 197-204, 1998
- [NEJ-98] H. Nejjari, M. E. H. Benbouzid
« *A Decentralized Neural Network-Based Architecture for Induction Motor Faults Detection* »
ICEM 98 Proceedings, pp. 1855-1860, 1998
- [NEJ-99] H. Nejjari, M.E.H. Benbouzid
« *Monitoring and diagnosis of induction motors electrical faults using a current Park's vector pattern learning approach* »
IEMDC'99 Proceedings, pp. 275-277, 1999
- [OEH-97] H. Oehlmann, D. Brie, M. Tomczak, A. Richard
« *Time frequency analysis of gearbox faults* »
IFAC SAFEPROCESS'97, August 26-28, pp. 669-674, 1997
- [OND-98] A. Onduk, C. Oz, Y. Uyaroglu, N. Yumusak
« *The fault detection of asynchronous motors using artificial neural network (ANN)* »
ICEM'98 Proceedings, pp. 460-464, 1994
- [PEN-86] J. Penman, M.N. Dey, A.J. Tait, W.E. Bryan
« *Condition monitoring of electrical drives* »
IEE Proc., Vol. 133, Pt. B, No. 3, May 1986, pp. 142-148, 1986
- [PEN-96] J. Penman, A. Stavrou
« *Broken rotor bars : their effect on the transient performance of induction machines* »
IEE Proc-Electr ; Power Appl., Vol. 143, No. 6, November 1996, pp. 449-457, 1996

- [PEU-97] R. Peugot
« *Diagnostic de défaillances d'un entraînement électrique* »
Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1997
- [PRO-99] Prosyst
« *Les automates traquent les baisses de rendement* »
Mesures, No. 719, Novembre 1999, pp. 109-113, 1999
- [QIU-99] Y. Qiu, L. Huang, B. Bai, Z. Xue
« *A simple on-line estimation method of rotor resistance for induction motor using MRAC* »
IECON Annual Conference Meeting Proceedings, San Jose, Californie, pp., 1999
- [RAI-00] B. Raison, G. Rostaing, J.P. Rognon
« *Towards a global monitoring scheme for induction machine drives* »
IPEC 2000 Proceedings, Vol. 3, pp. 1182-1188, Tokyo, 3-7 avril 2000
- [RAI-99] B. Raison, G. Rostaing, J.P. Rognon
« *Signal processing tools for monitoring induction drive* »
IECON Annual Conference Meeting Proceedings, San Jose, Californie, Vol. 3, pp. 1198-1203, 1999
- [RET-97] N. Retière
« *Etude des défauts dans les associations onduleur-machine asynchrone. Exemple d'une chaîne de traction* »
Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1997
- [ROS-97] G. Rostaing
« *Diagnostic de défaut dans les entraînements électriques* »
Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1997
- [RUB-97] R. Rubini, M. Sidahmed
« *Diagnosis of gear systems using the spectral correlation density of the vibration signal* »
IFAC SAFEPROCESS'97, August 26-28, pp. 977-982, 1997
- [SCH-94] R. R. Schoen, T.G. Habetler
« *A new method of current-based condition monitoring in induction machines operating under arbitrary load conditions* »
ICEM 94 Proceedings, pp. 282-287, 1994
- [SCH-95] R.R. Schoen, T.G. Habetler, F. Kamran, R.G. Bartheld
« *Motor bearing damage detection using stator current monitoring* »
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 31, No. 6, November/December 1995, pp. 1274-1279, 1995
- [SCH-97] R.R. Schoen, T.G. Habetler
« *Evaluation and implementation of a system to eliminate arbitrary load effects in current-based monitoring of induction machine* »
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 33, No. 6 November/December 1997, pp. 1571-1577, 1997

- [SED-98] E. Sedda
« *Estimation en ligne de l'état et des paramètres d'une machine asynchrone par filtrage à erreur bornée et par filtrage de Kalman* »
Thèse de Doctorat de l'Université de Paris 6, 1998
- [SEN-97] O. Sename, S. Courtine, J.P. Rognon
« *Robust fault detection and isolation in a DC motor : comparison of observer-based methods* »
IFAC SAFEPROCESS'97, August 26-28, pp., 1997
- [SHA-99] S.R. Shaw, S.B. Leeb
« *Identification of induction motor parameters from transient stator current measurements* »
IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 1, February 1999, pp. 139-149, 1999
- [SID-90] M. Sidahmed, Y. Grenier
« *Surveillance et diagnostic de réducteurs à engrenages* »
Le traitement du signal en mécanique, Senlis, 7-8 mars 1990, Cetim-Lavoisier, pp. 29-41, 1990
- [STA-99] S. Stasi, L. Salvatore, F. Cupertino
« *Comparison between adaptive flux observer and extended Kalman filter-based algorithms for field oriented control of induction motor drives* »
EPE Conference Meeting Proceedings, 1999
- [THO-92] W. T. Thomson
« *On-line Current Monitoring – The Influence of Mechanical Loads or a Unique Rotor Design on the Diagnosis of Broken Rotor Bars in Induction Motors* »
ICEM 92 Proceedings, pp. 1236-1240, 1992
- [TMS-94] « *TMS320C3x User's Guide* »
Texas Instrument, 1994
- [TOL-95] H.A. Toliyat, T.A. Lipo
« *Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults* »
IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 10, No. 2, June 1995, pp. 241-242, 1995
- [TOR-99] J.-E. Torlay
« *Etude des courants et tensions d'arbre et de phases dans les grands alternateurs* »
Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1999
- [TRZ-96] A.M. Trzynadlowski
« *An overview of modern PWM techniques for three phase, voltage controlled, voltage source inverters* »
IEEE ESIE, pp. 25-39, 1996

- [VAA-99] O. Vaag Thorsen, M. Dalva
« *Failure Identification and Analysis for High-Voltage Induction Motors in the Petrochemical Industry* »
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 35, No. 4, July/August 1999, pp. 810-818, 1999
- [VAS-92] P. Vas
« *Electrical machines and drives, A space vector theory approach* »
Oxford Science Publications, 1992
- [VAS-93] P. Vas
« *Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines* »
Clarendon Press, Oxford, 1993
- [VAS-94] P. Vas, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni
« *Transient Modelling oriented to diagnostics of induction machine with rotor asymmetries* »
ICEM'94 Proceedings, Paris, Vol. 2, pp. 62-67, 1994
- [VEN-93] P. Venet
« *Surveillance d'alimentations à découpage. Application à la maintenance prédictive* »
Thèse de Doctorat de l'Université Claude Bernard – Lyon I, 1993
- [VER-88] G.C. Verghese, S.R. Sanders
« *Observers for flux estimation in induction machines* »
IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 35, No. 1, February 1988, pp. 85-94, 1988
- [VIJ-98] P. Vijayraghavan, R. Krishnan
« *Noise in Electric Machines : A Review* »
IAS Annual Conference Meeting Proceedings, , pp. 251-259, 1998
- [VIS-87] N. Viswanadham, J.H. Talyor, E.C. Luce
« *A frequency domain approach to failure detection and isolation with application to GE-21 turbine engine control systems* »
Control-Theory and Advanced Technology, Vol. 3, No. 1, pp. 45-72, 1987
- [VIV-99] M.P. Vivarat-Perrin
« *La maintenance prédictive connaît un début de réalité* »
Mesures, No. 719, Novembre 1999, pp. 98-103, 1999
- [WAT-98] J.F. Watson, N.C. Paterson
« *Improved techniques for rotor fault detection in three-phase induction motors* »
IAS Annual Conference Meeting Proceedings, 1998, pp. 271-277, 1998
- [WIE-97] R. Wieser, C. Kral, F. Pirker, M. Schagginger
« *Condition monitoring of inverter fed induction machines by means of state variable observation* »
EMD97 Proceedings, 1-3 September 1997, pp. 336-340, 1997

- [WIE-98] R. S. Wieser, M. Schagginger, C ; Kral, F. Pirker
« *The Integration of Machine Fault Detection into an Indirect Field Oriented Induction Machine Drive Control Scheme – The Vienna Monitoring Method* »
IAS Annual Conference Meeting Proceedings, , pp. 278-285, 1998
- [WIL-82] S. Williamson, A.C. Smith
« *Steady state analysis of 3 phase cage motors with rotor-bar and end-ring faults* »
IEE Proc., Vol. 129, Pt. B, No. 3, May 1982, pp. 93-100, 1982
- [WIL-85] S. Williamson, K. Mirzoian
« *Analysis of cage induction motors with stator windings faults* »
IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. 104, No. 7, July 1985, pp. 1838-1842, 1985
- [YAC-95] R. Yacami, S.C. Chang
« *Noise and vibration from Induction Machines fed from Harmonic Sources* »
IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 10, No. 2, pp. 286-292, 1995
- [YAN-92] G. Yang, T.H. Chin
« *Hyperstability of the full-order adaptive observer for vector controlled induction motor without speed sensor* »
T. IEE Japan, Vol. 112-D, No. 11, pp. 1047-1049, 1992
- [YAZ-99] B. Yazici, G. B. Kliman
« *An Adaptive Statistical Time frequency Method for Detection of Broken Bars and Bearing Faults in Motor Using Stator Current* »
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 35, No. 2, March/April 1999, pp. 442-452, 1999

Annexes

ANNEXES	175
ANNEXE 1 : CARACTÉRISATION DES DÉFAUTS DANS LA MACHINE.....	177
<i>Défaut au stator de la machine</i>	177
<i>Défaut rotor</i>	179
ANNEXE 2 : CARACTÉRISATION DU DÉFAUT CAPTEUR DE COURANT	180
<i>Résultats de simulation</i>	180
<i>Résultats d'expérimentation</i>	181
ANNEXE 3 : EFFET D'UN DÉFAUT SUR LE CAPTEUR DE VITESSE	183
<i>Résultats de simulation</i>	183
<i>Résultats expérimentaux</i>	185
ANNEXE 4 : EFFET D'UNE IMPRÉCISION SUR LA DÉMODULATION	187
ANNEXE 5 : UTILISATION DU CEPSTRE POUR LA DÉTECTION DU DÉFAUT ENGRENAGE.....	188
<i>Principe</i>	188
<i>Mise en œuvre</i>	189
ANNEXE 6 : EQUATIONS DU FILTRE DE KALMAN ÉTENDU À LA RÉSISTANCE ROTORIQUE.....	192
ANNEXE 7 : EQUATIONS DU MRA APPLIQUÉ À LA RÉSISTANCE ROTORIQUE	195
ANNEXE 8 : COMPENSATION DE LA DÉRIVE AVEC LA VITESSE.....	197
ANNEXE 9 : INTRODUCTION DE LA SATURATION DANS LES OBSERVATEURS	199
ANNEXE 10 : SYNTHÈSE D'UN OEI POUR LA MACHINE ASYNCHRONE À ROTOR BOBINÉ.....	201
<i>Rappel des équations de synthèse de l'OEI</i>	201
<i>Quatre observateurs à entrées inconnues</i>	201
<i>Un observateur avec quatre résidus découplés des défauts</i>	205
ANNEXE 11 : SYNTHÈSE D'UN OEI À PARTIR D'ÉQUATIONS DE SYNTHÈSE PLUS DÉVELOPPÉES	210
ANNEXE 12 : ENREGISTREMENT SYNCHRONE DU COURANT À LA POSITION DU CHAMP STATOR	212

Annexe 1 : Caractérisation des défauts dans la machine

Défaut au stator de la machine

Résultats de simulation

Le défaut considéré consiste en une suppression de 40 % du bobinage d'une phase du stator ou du rotor. Pour les simulations, l'alimentation est constituée par une source triphasée parfaite à la fréquence de 50 Hz. Ce défaut se caractérise par l'apparition d'une raie au triple de la fréquence électrique [FRA-91, SCH-94] dans le spectre du courant machine quelle que soit la phase considérée comme indiqué sur la figure 1. Nous n'avons représenté que le spectre du courant car les évolutions de l'allure du courant ne sont pas significatives. Par ailleurs, dans le cas du système bouclé, la commande va corriger l'éventuelle baisse d'amplitude. On retrouvera alors cette information caractéristique du défaut dans les sorties de la commande vectorielle mais au double de la fréquence électrique (pour la grandeur exprimée dans le référentiel de Park). Comme nous l'avons évoqué au chapitre III, le rapport entre l'amplitude de la raie associée au défaut et celle du fondamental ou la grandeur continue dépend de la variable choisie (courant ou grandeur de commande) et des fréquences de fonctionnement.

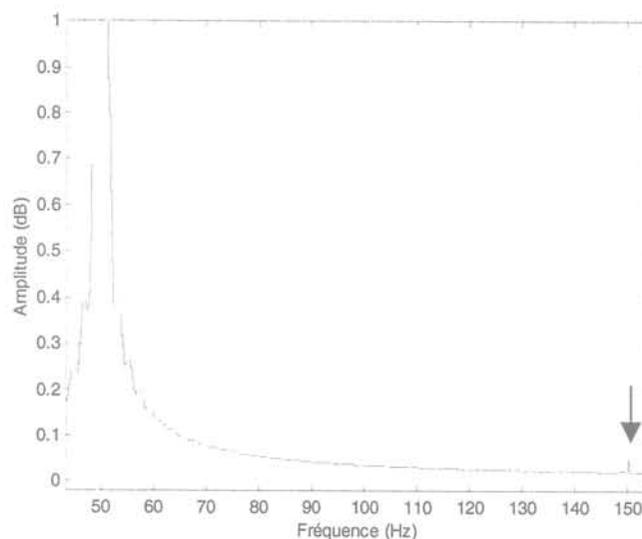


figure 1 : Défaut sur une phase du stator

Notons qu'il existe une autre caractéristique de ce défaut au stator. Si le défaut est asymétrique, il apparaît dans le spectre du courant en haute fréquence une raie à la fréquence de MLI.

Résultats du banc de mesure

Grâce au banc d'essai, il est possible de générer un défaut de type machine asymétrique en faisant varier les résistances ajoutées à l'entrée du moteur. La figure 2 présente le spectre du courant dans le cas d'une machine saine et la figure 3 celui dans le cas d'une machine asymétrique.

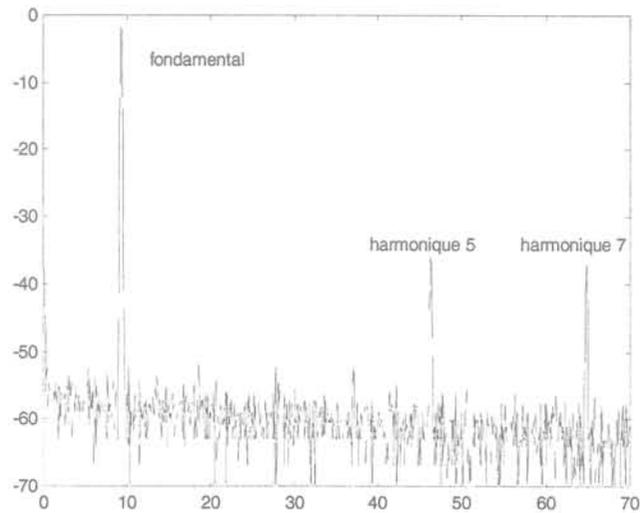


figure 2 : Spectre d'une machine saine

Il est important de noter l'existence de la raie 3 dans le spectre du courant de la phase en défaut. Cette mesure permet de conforter les résultats obtenus en simulation à partir du modèle discuté au chapitre II.

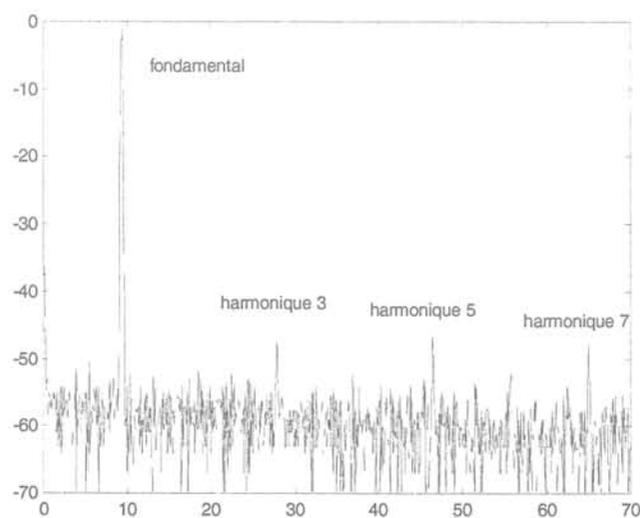


figure 3 : Spectre d'une machine asymétrique

Remarquons cependant que le défaut créé n'est pas véritablement un défaut machine mais plutôt un déséquilibre puisque l'on ne fait évoluer uniquement que les résistances stator et pas aussi les inductances comme pour un véritable défaut au stator de la machine.

Défaut rotor

Pour un défaut au rotor, il apparaît aussi de nouvelles fréquences dans le spectre du courant stator comme le montre la figure 4.

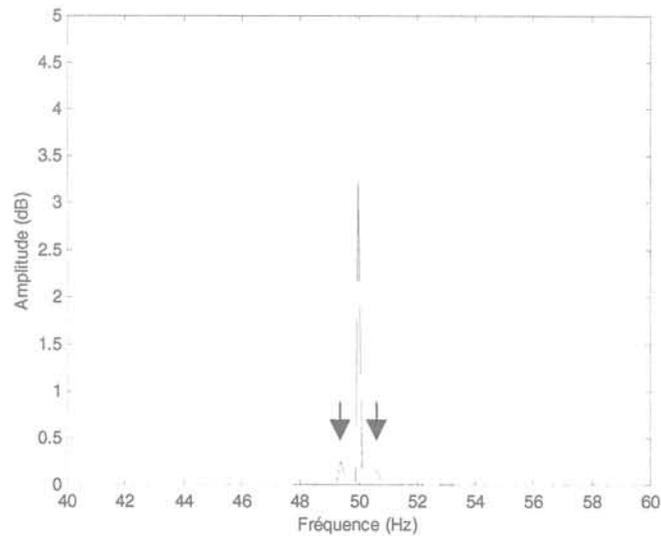


figure 4 : Défaut sur une phase du rotor

Le défaut au rotor se caractérise par l'apparition de deux fréquences autour de la fréquence électrique $f_{\text{électrique}}(1 \pm 2g)$ où g représente le glissement. Remarquons que ce défaut sera très difficile à détecter dans le spectre du courant car l'amplitude de la raie à la fréquence fondamentale est très importante par rapport à celle de la raie recherchée.

Annexe 2 : Caractérisation du défaut capteur de courant

Résultats de simulation

Pour ce défaut, l'analyse du contenu spectral du courant peut s'avérer efficace. En effet, le contrôle vectoriel va imposer que les courants mesurés suivent la référence. Ainsi s'il existe un offset de mesure sur la phase a, le contrôle réagira de manière à compenser cet offset : le courant « réel » de la machine sera augmenté de la valeur de l'offset. La figure 5 présente d'une part le courant réel dans la machine et d'autre part celui mesuré pour un défaut capteur de 50 A (soit environ 15% du calibre) sur la phase a.

Dans notre cas, le contrôle impose que les courants des phases a et b constituent deux composantes d'un système triphasé équilibré. Par contre, le courant de la phase non mesurée peut constituer un indicateur précieux. Il contiendra les informations sur les déséquilibres éventuels car les courants de la machine étant équilibré (couplage étoile), un offset sur la phase a engendrera un offset sur la phase c.

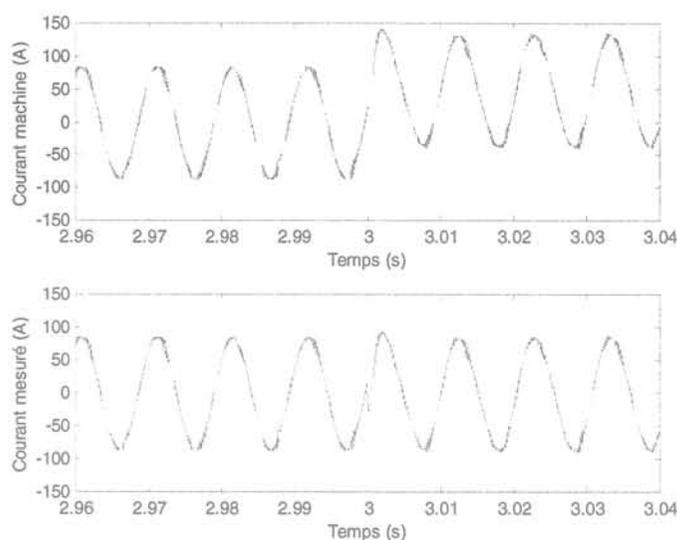


figure 5 : Courants machine et mesuré lors d'un défaut capteur (simulation)

Il apparaîtra alors, par composition des signaux, des fréquences multiples de la fréquence fondamentale, en particulier la fréquence double. La figure 6 présente de spectre du courant mesuré lorsque le capteur est défaillant.

Notons que cette raie peut aussi être détectée dans les grandeurs de commande (tensions de référence dans le référentiel de Park, ...). Ces données étant continues, la raie sera alors à la fréquence fondamentale des courants.

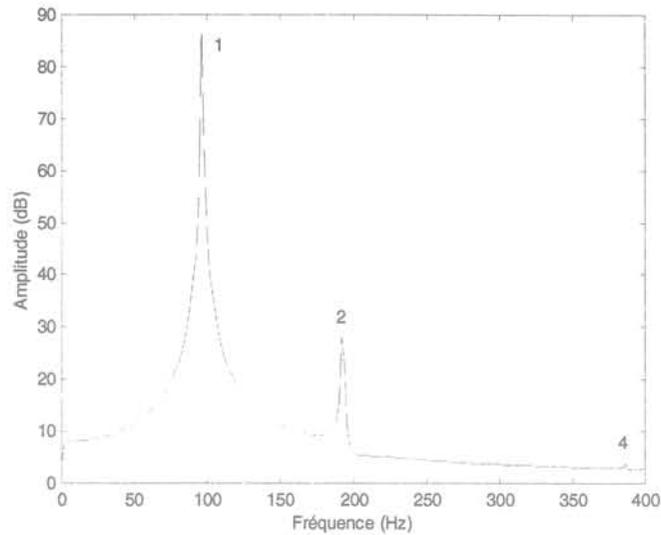


figure 6 : Spectre du courant mesuré lors d'un défaut capteur (simulation)

Notons qu'il existe aussi une fréquence caractéristique du défaut en haute fréquence : ce défaut générant une machine asymétrique, il existera aussi une composante à la fréquence de MLI.

Résultats d'expérimentation

Le défaut de type offset a été recréé sur le banc d'essai afin de vérifier la caractérisation obtenue en simulation. La figure 7 présente la spectre du courant de phase en fonctionnement sain.

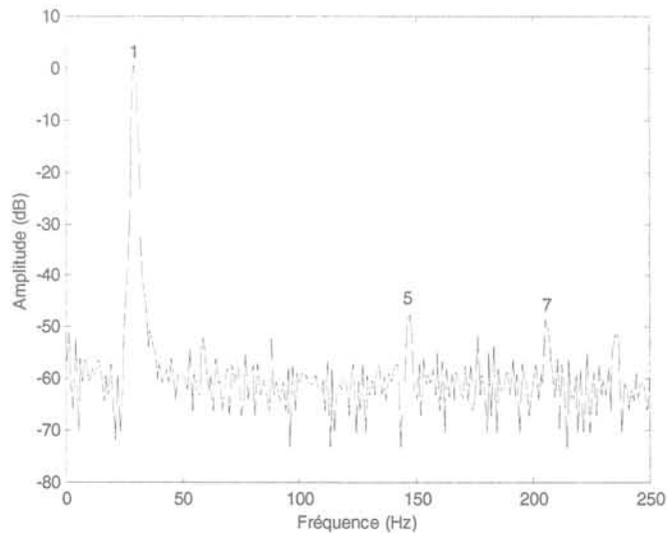


figure 7 : Spectre du courant de phase sans défaut capteur

La création du défaut a consisté en un ajout d'un offset sur la variable mesurée et récupérée par la commande. La figure 8 présente le spectre du courant de la phase sur laquelle agit le défaut capteur.

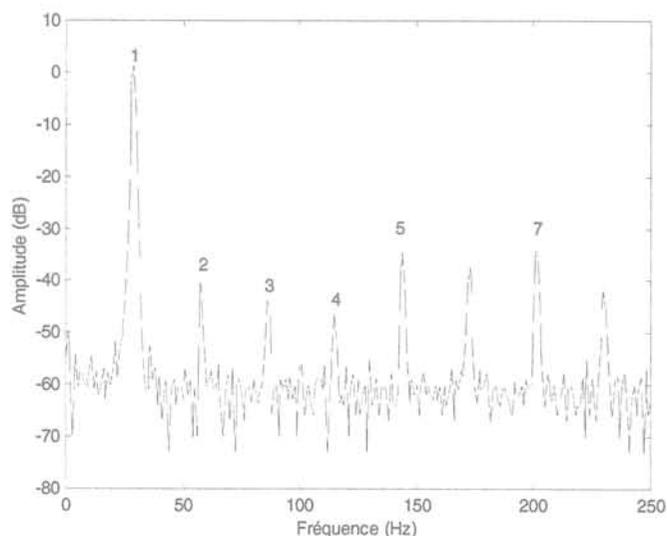


figure 8 : Spectre du courant de la phase A lors du défaut capteur

La présence de fréquences supplémentaires se retrouve aussi sur les autres phases de la machine comme le montre la figure 9. On retrouve l'harmonique 2 et ses multiples du fait du rebouclage par la commande. Ceci s'explique par l'effet de la commande vectorielle qui, en compensant le défaut sur la phase A, le fait aussi détecter sur la phase B.

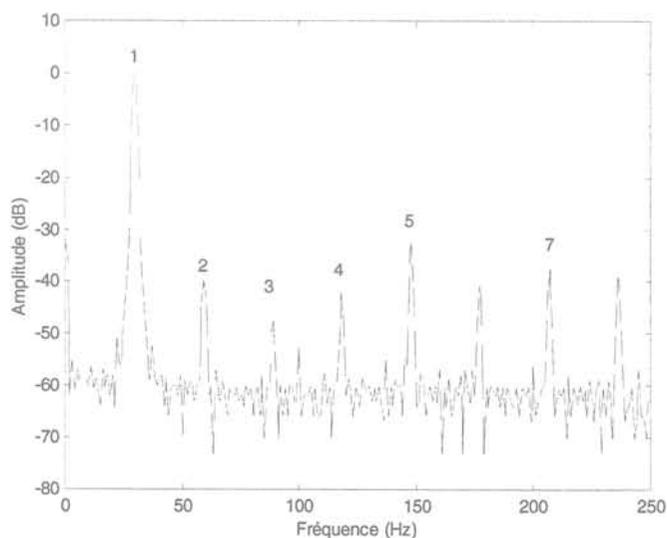


figure 9 : Spectre du courant de la phase B lors du défaut capteur

Annexe 3 : Effet d'un défaut sur le capteur de vitesse

Nous présentons ce type de défaut pour insister sur l'importance de le détecter mais comme les variables concernées sont continues, il n'existe pas, à notre connaissance, de fréquence caractéristique pour ce défaut.

Comme dans le cas précédent, la vitesse mesurée suit la référence imposée. Il faut donc étudier l'évolution d'une autre grandeur ou reconstruire la vitesse pour le comparer avec la vitesse mesurée. La figure 10 présente les différentes variables à prendre en compte.

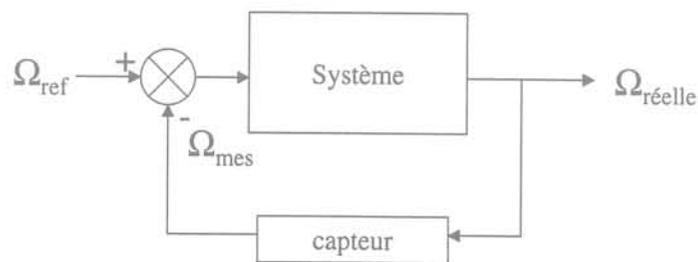


figure 10 : Représentation schématique du système à surveiller

Nous proposons tout d'abord de suivre l'évolution de la pulsation statorique imposée par la commande vectorielle. En effet, cette grandeur est une image (au glissement près) de la vitesse réelle de la machine. S'il apparaît un écart important entre la pulsation stator et la vitesse électrique ($p\Omega$), cela pourra résulter d'une erreur sur la vitesse mesurée.

En effet lors de l'application du défaut, le contrôle de vitesse va réagir en faisant évoluer la référence de couple. Par le biais des équations de la commande vectorielle, ceci signifie que la pulsation statorique imposée par la commande va évoluer.

Résultats de simulation

La figure 11 présente l'allure de la vitesse mesurée pour une erreur du capteur de 5 Rad/s (soit 2.5% de la valeur de référence). On remarque que le contrôle de la vitesse réagit de manière à compenser l'offset qui apparaît sur la vitesse mesurée.

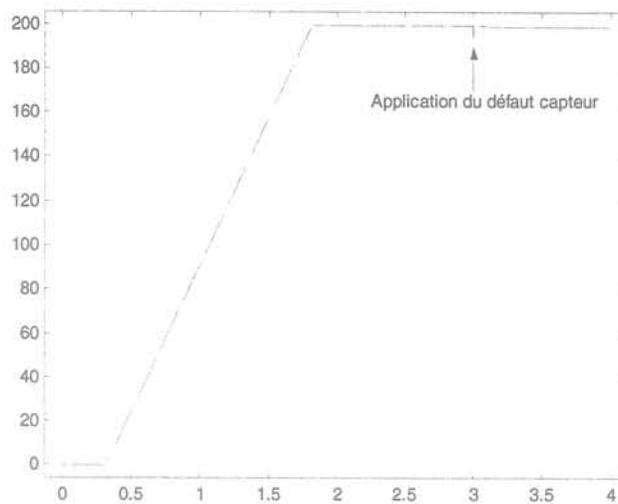


figure 11 : Vitesse mesurée lors d'un défaut capteur de vitesse

Cette compensation de la vitesse produit donc une augmentation de la pulsation stator comme le montre la figure 12.

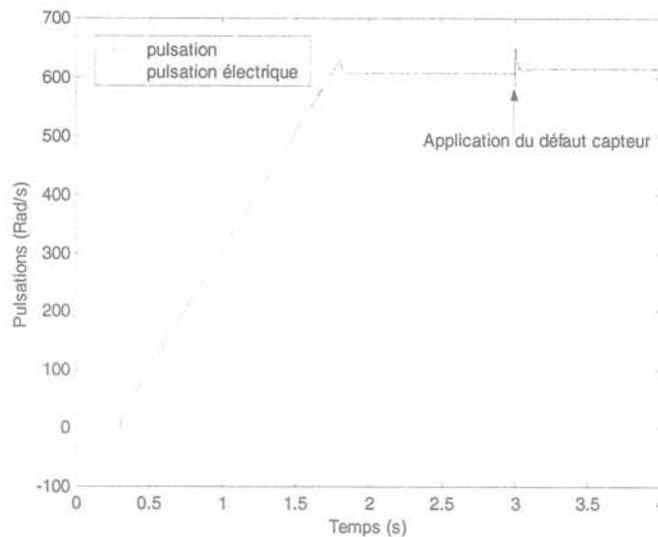


figure 12 : Comparaison de la pulsation stator et de la vitesse électrique

Il faut cependant remarquer que les informations position et vitesse mesurées sont fournies à la commande afin de placer le repère tournant. Cependant l'orientation des grandeurs magnétiques dans la machine diffère de celles de la commande, il y a risque de décrochage de la machine si l'erreur est trop forte entre les deux repères. La figure 13 présente la pulsation imposée par la commande dans le cas d'un défaut capteur avec rebouclage de la vitesse mesurée dans la commande pour une erreur de 10 % de la vitesse de référence.

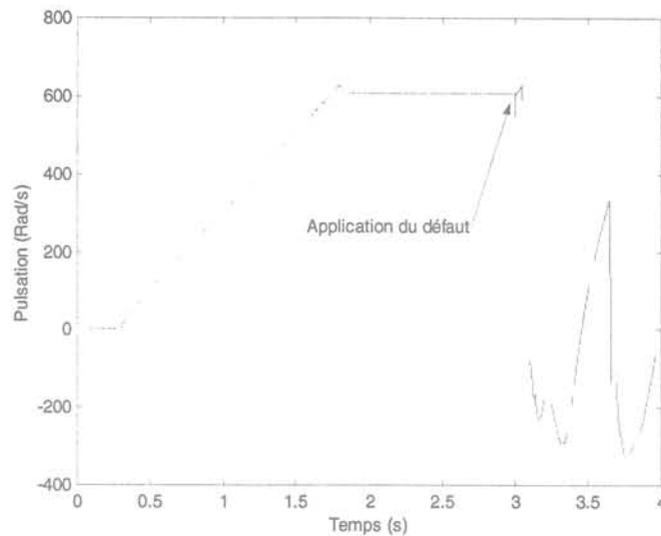


figure 13 : Décrochage de la machine lors d'un défaut capteur

Dans ce cas de figure, la vitesse n'est plus contrôlée. Le couple demandé à la machine ne peut pas être produit avec les tensions que l'on impose à la machine du fait de l'erreur entre le référentiel de la commande et l'orientation effective des grandeurs dans la machine. Ceci renforce l'intérêt d'une détection précoce des défauts dans les capteurs car ils peuvent conduire à terme à une perte de fonctionnement.

Résultats expérimentaux

Sur le banc expérimental, pour un défaut de faible amplitude (2.5%), le système arrive bien à contrôler la vitesse mesurée en augmentant la pulsation demandée comme le présente la figure 14. La différence observée par rapport à la figure 12 peut venir du fait que la chaîne mécanique du banc d'essai est différente de celle du système simulé. Les réglages des correcteurs de vitesse sur le banc d'essai sont relativement sommaires et n'atteignent pas les mêmes performances que ceux du système simulé.

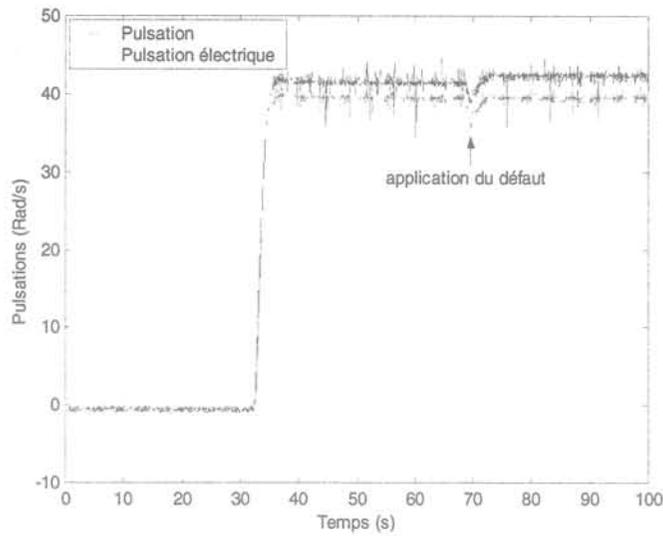


figure 14 : Compensation du défaut capteur de vitesse

L'essai de la figure 15 a été réalisé en générant un offset de 12.5 % sur la vitesse mesurée. La structure de commande vectorielle semble plus robuste que celle implantée en simulation : la machine ne décroche pas. Cependant le contrôle n'arrive plus à imposer la bonne vitesse au système. Le couple produit par la machine ne correspond pas à celui attendu.

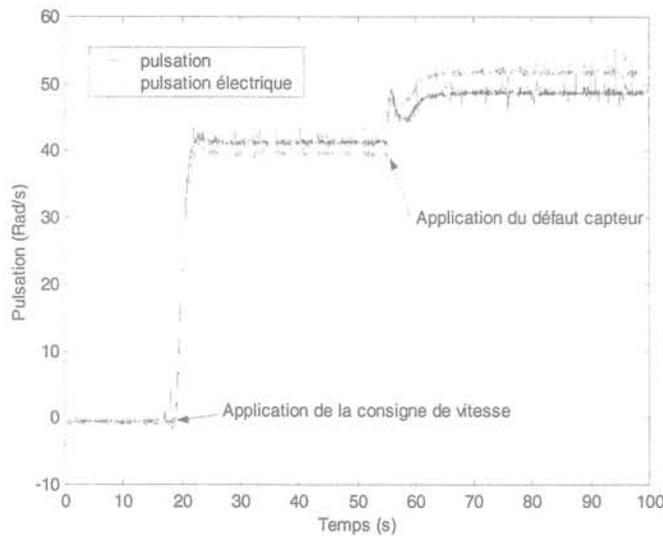
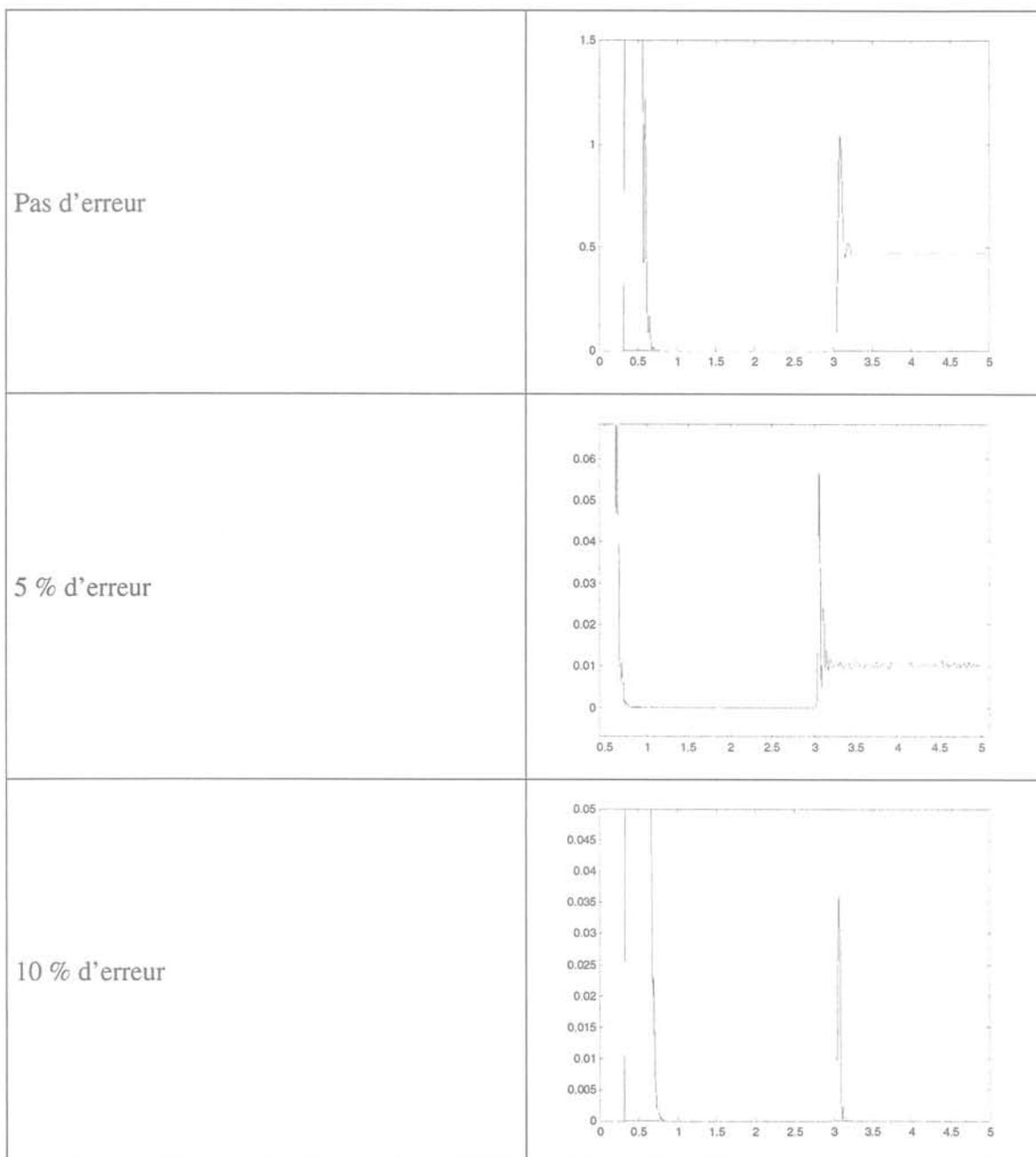


figure 15 : Influence du défaut capteur sur la stabilité du système

Remarquons que la pulsation mécanique devient supérieure à la pulsation électrique : la machine devrait donc fonctionner en génératrice.

Annexe 4 : Effet d'une imprécision sur la démodulation

Nous nous plaçons dans le cas d'un défaut machine (à 3secondes) et nous introduisons une erreur sur la fréquence du défaut (obtenue à partir de la pulsation stator en sortie de la commande vectorielle).



L'introduction d'une incertitude sur la fréquence du défaut conduit à ne plus réussir à démoduler la fréquence du défaut. Il faudra donc prendre garde à posséder toujours une bonne connaissance de la fréquence de défaut. Par ailleurs, dans le cas de surveillance de fréquences fixes, l'utilisation d'un filtre permet de réduire le risque d'incertitude sur la fréquence.

Annexe 5 : Utilisation du cepstre pour la détection du défaut engrenage

Les méthodes présentées dans le chapitre III sont adaptées au traitement de variables dans lesquelles le défaut se caractérise par une fréquence particulière. Cependant, pour certains défauts (comme le défaut engrenage), il n'en existe pas de détectable avec les méthodes proposées jusqu'ici. Il s'agit alors de détecter dans la variable traitée des fréquences de faible amplitude que l'on amplifie.

Principe

Pour surveiller tout particulièrement l'engrenage, il est possible d'utiliser des méthodes plus spécifiques que celles ayant trait à des filtrages. Ainsi, des études menées au CETIM [SID-90] ont montré l'utilité des techniques de surveillance des réducteurs à engrenage à partir de l'identification suivant un modèle ARMA de la mécanique. Nous pouvons aussi citer les travaux du LIS où la surveillance de l'engrenage est conduite par le biais d'un algorithme d'identification de type Prony récursif.

Pour notre part, nous avons décidé d'utiliser un outil qui a déjà prouvé son utilité pour la surveillance de l'engrenage : la représentation cepstrale [BON-91, CAP-92].

Le cepstre de puissance est défini par la formule suivante :

$$\text{cepstre}(s) = TF^{-1}(\log|TF(s)|) \quad (1)$$

Cette fonction est utilisée pour mettre en évidence des périodicités dans le spectre. La représentation cepstrale rend possible la représentation du signal par une sorte d'échelle logarithmique. Ceci permet de rendre compte de fréquences faibles dans le spectre.

Nous pouvons rapprocher le cepstre de l'autocorrélation qui s'écrit pour un signal réel :

$$\Gamma_{xx}(s) = TF^{-1}(|TF(s)|^2) \quad (2)$$

où TF représente la transformée de Fourier et TF^{-1} la transformée de Fourier inverse.

L'autocorrélation traduit la similarité d'un signal par rapport à lui-même. En principe, la fonction d'autocorrélation fonctionnera bien si chaque impulsion dans le signal est identique. En réalité, cette assertion est loin d'être vérifiée et ne facilite pas l'utilisation de la fonction d'autocorrélation à des fins de surveillance.

L'analyse cepstrale est conduite sur des signaux acquis par échantillonnage angulaire (enregistrement synchrone à la position). Cette procédure permet une atténuation efficace du

bruit par moyennage synchrone (bon rapport signal sur bruit) et permet d'éliminer les effets des variations de vitesse.

Ainsi pour un défaut sur l'engrenage, le cepstre permet de noter l'apparition et l'amplification de fréquences caractéristiques du défaut. Il existe bien sûr les mêmes restrictions que pour la fonction d'autocorrélation.

Notre idée consiste à utiliser la cepstre sur la vitesse de l'application afin de déterminer une modification de cette quantité.

Mise en œuvre

A partir des données obtenues à partir de l'enregistrement synchrone à la position, il est possible de pratiquer le calcul du cepstre sur la vitesse mesurée. La figure 16 présente le cepstre de la vitesse mesurée enregistrée sur 2400 points avec 300 points par tour de l'axe. D'après le calcul du cepstre, il est symétrique. La partie exploitable se situe entre 0 et 1200 points. Les raies présentes sont fonctions des caractéristiques de fonctionnement.

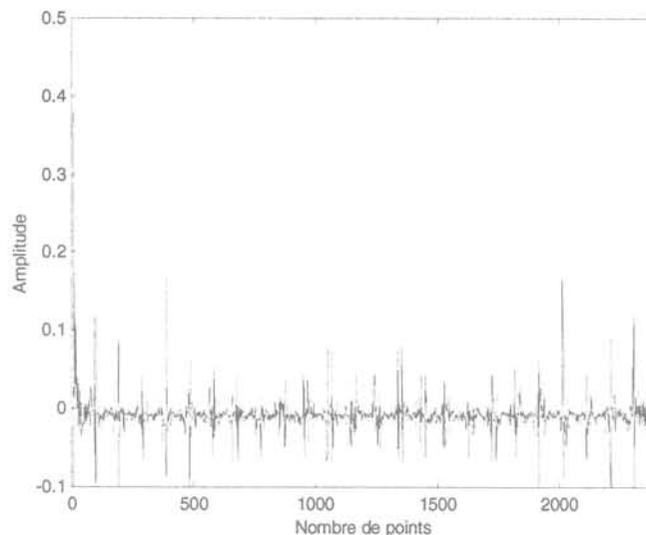


figure 16 : Cepstre de la vitesse saine

L'introduction d'un défaut sur l'engrenage est visible par le renforcement de raies multiple du nombre de points utilisé pour l'enregistrement. Nous présentons les deux cepstres pour une zone intéressante.

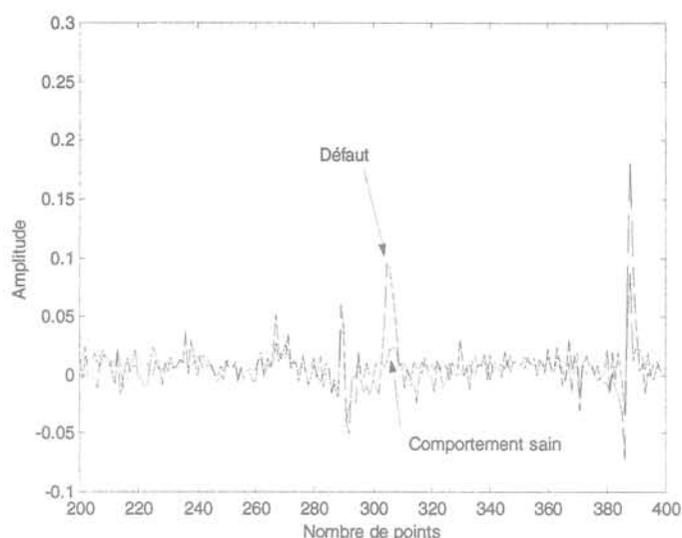


figure 17 : Zooms sur les cepstres pour deux fonctionnements

Cette caractéristique du défaut se retrouve pour les simulations effectuées à d'autres vitesses et pour les points multiples du nombre de points d'enregistrement. Ceci s'explique par le fait que le défaut sur l'engrenage conduit à un à-coup de couple une fois par tour. Il est donc logique de voir une amplitude renforcée une fois par tour. Les défauts dans les roulements sont aussi visibles dans les cepstres mais, aux points considérés, l'amplitude est plus faible.

A titre de comparaison, nous présentons à la figure 18 ce que donne la fonction d'autocorrélation pour la vitesse saine. Pour le stockage choisi, il existe trop d'oscillations qui ne permettent pas de discriminer la raie attendue.

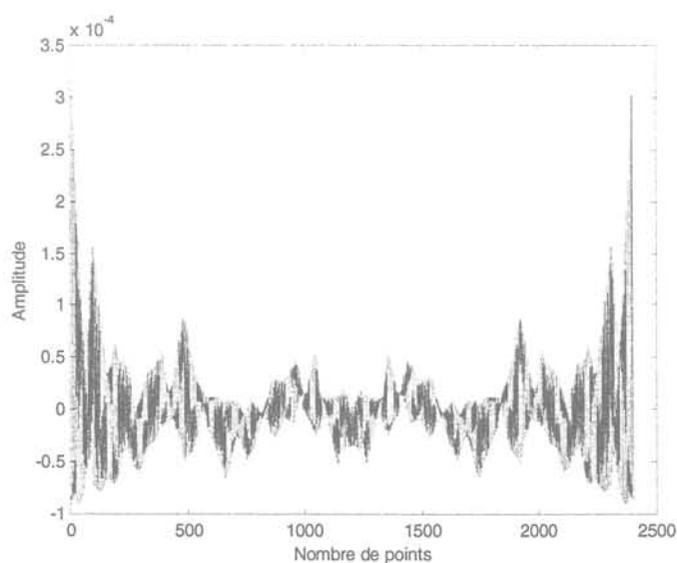


figure 18 : Autocorrélation pour la vitesse saine

Remarquons que le cepstre a été appliqué pour le moment pour des enregistrements effectués à vitesse constante. Par ailleurs, il est nécessaire d'enregistrer périodiquement la vitesse afin de pouvoir noter une évolution du cepstre. Ceci est compatible avec l'usure normale des pièces de la partie mécanique. L'utilisation d'une telle méthode en temps réelle est peu envisageable. C'est pourquoi nous n'avons pas poussé plus loin nos investigations sur l'utilisation du cepstre couplé l'enregistrement synchrone.

Annexe 6 : Equations du filtre de Kalman étendu à la résistance rotorique

Le principe est le même que pour la version étendue à la résistance statorique, il suffit de prendre en compte la résistance rotorique comme un nouvel état. Notons qu'il s'agit de la résistance rotorique vue du stator car la valeur réelle est impossible à obtenir pour une machine à cage du fait de la méconnaissance du rapport de transformation équivalent.

La matrice jacobienne J , intervenant dans les équations du filtre de Kalman, s'écrit alors

$$J = \begin{bmatrix} 1 - \gamma T_s & 0 & \frac{K}{\tau} T_s & K \omega T_s & -\frac{1 - \sigma}{\sigma L_r} T_s \hat{i}_{s\alpha} + \frac{K}{L_r} T_s \hat{\phi}_{r\alpha} \\ 0 & 1 - \gamma T_s & -K \omega T_s & \frac{K}{\tau} T_s & -\frac{1 - \sigma}{\sigma L_r} T_s \hat{i}_{s\beta} + \frac{K}{L_r} T_s \hat{\phi}_{r\beta} \\ \frac{L_m}{\tau} T_s & 0 & 1 - \frac{T_s}{\tau} & -\omega T_s & \frac{L_m}{L_r} T_s \hat{i}_{s\alpha} - \frac{T_s}{L_r} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ 0 & \frac{L_m}{\tau} T_s & \omega T_s & 1 - \frac{T_s}{\tau} & \frac{L_m}{L_r} T_s \hat{i}_{s\beta} - \frac{T_s}{L_r} \hat{\phi}_{r\beta} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Notons que pendant l'établissement du flux dans la machine, l'estimation de la résistance rotorique convergera difficilement car les signaux utilisés ne contiennent pas assez d'information. La figure 19 présente la résistance rotorique estimée pour une montée de vitesse (150 Rad/s) jusqu'à 2 secondes. Les résultats proviennent de simulation effectuées à partir du modèle de machine dans le référentiel de Concordia.

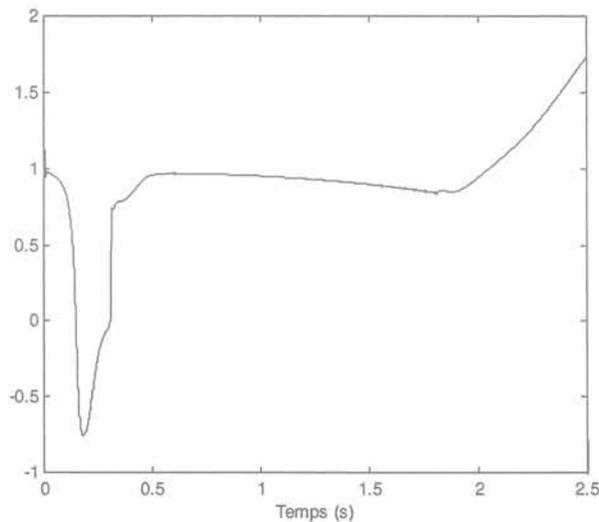


figure 19 : Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu

Une fois que le flux est établi, les courants statoriques ne contiennent pas assez d'information pour faire converger l'estimation. A l'instant 0.3 seconde, l'application de la consigne de couple permet de faire converger l'estimation. On peut par ailleurs remarquer qu'il existe une

dérive de la valeur estimée par rapport à la valeur nominale en fonction de la vitesse. Un mécanisme de compensation de la dérive est proposé plus loin.

Pour les mêmes raisons que lors de l'établissement du flux, l'estimation diverge lorsque la vitesse a atteint son régime permanent (effet des fems qui deviennent prépondérantes par rapport au terme résistif). C'est pourquoi le dispositif de surveillance de l'état de la machine devra être inhibé pendant les phases de régime permanent. A titre de comparaison, la figure 20 présente l'allure de la résistance rotorique estimée pour une référence de vitesse évoluant entre -150 et 150 Rad/s et une évolution de la résistance à 2,5 secondes.

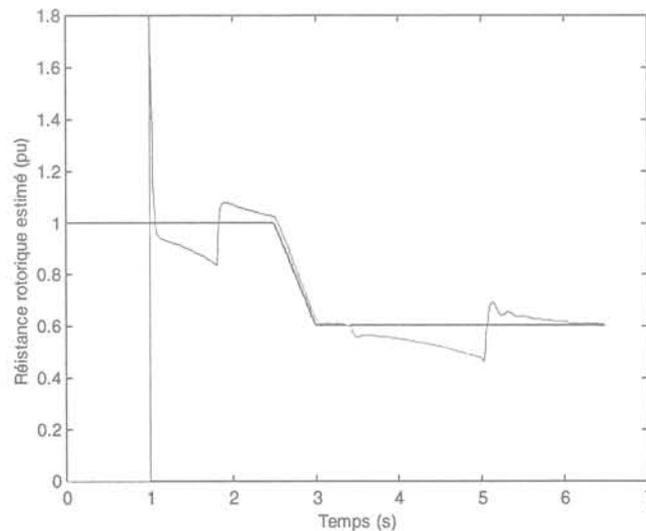


figure 20 : Evolution de la résistance estimée par le filtre de Kalman étendu lors d'une évolution de la résistance rotor

On note que lors des changements de signe du couple l'estimation est modifiée (instants 2 et 5 secondes). Par ailleurs, il existe toujours une dérive de la valeur estimée avec la vitesse.

Soulignons cependant que les autres sorties du filtre de Kalman ne subissent pas l'effet de la mauvaise estimation du paramètre R_R : il y a parfaite correspondance entre les états de la machine et ceux du filtre de Kalman. Dans l'algorithme de calcul des états du filtre, les matrices de covariance permettent d'effectuer une correction sur les paramètres afin de minimiser l'effet des mauvaises valeurs.

L'application de cet estimateur sur les sorties de la machine dans le référentiel abc conduit aux mêmes résultats que pour l'estimation de la résistance statorique. Lors d'un défaut déséquilibré de la machine, il apparaît les fréquences relatives au défaut. Il en est de même pour le défaut capteur (figure 21) et le défaut onduleur (figure 22).

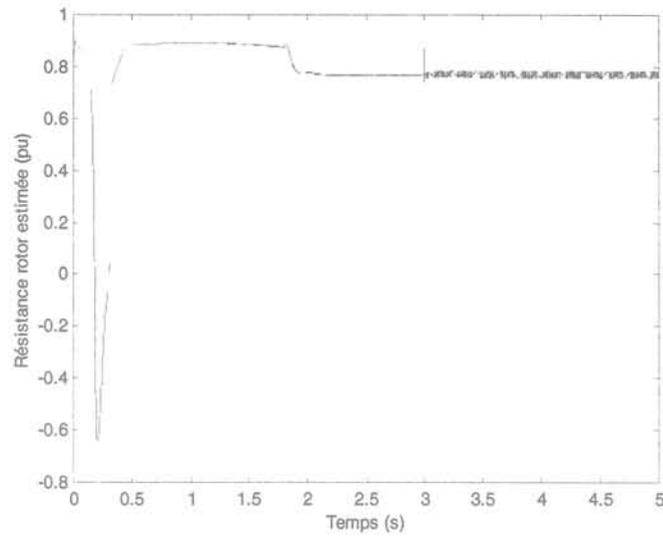


figure 21 : Résistance rotor estimée lors d'un défaut capteur

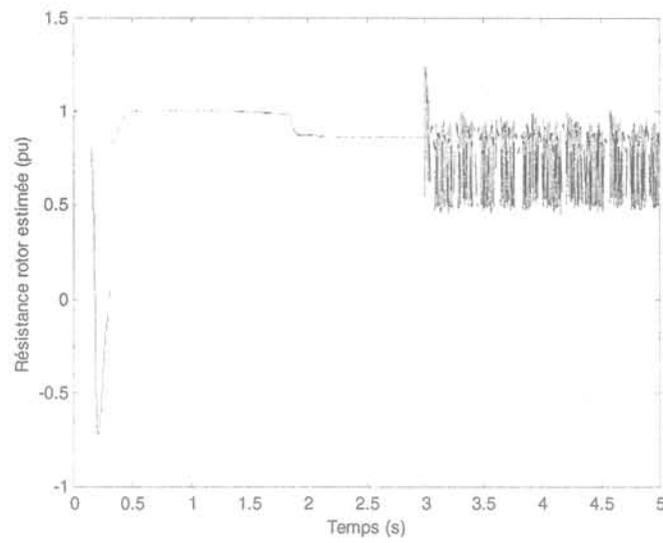


figure 22 : Résistance rotor estimée lors d'un défaut onduleur

Annexe 7 : Equations du MRA appliqué à la résistance rotorique

Dans ce cas, la matrice du système incorporant le défaut s'écrit :

$$\Delta A_c = \begin{bmatrix} -\frac{1-\sigma}{\sigma L_s} & 0 & \frac{K}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma L_s} & 0 & \frac{K}{L_r} \\ \frac{L_m}{L_r} & 0 & -\frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{L_r} & 0 & -\frac{1}{L_r} \end{bmatrix} (\hat{R}_r - R_r) \quad (4)$$

Le raisonnement est identique à ce qui est conduit pour le défaut sur la résistance statorique.

La formule d'estimation de la résistance est alors :

$$\hat{R}_r = \left(K_p + \frac{K_i}{p} \right) (i_{s\alpha} \varepsilon_{i\alpha} + i_{s\beta} \varepsilon_{i\beta}) \quad (5)$$

La figure 23 présente l'évolution de la résistance rotorique estimée en fonction du temps pour la même séquence de fonctionnement que la figure 19. Les mêmes constatations peuvent être faites.

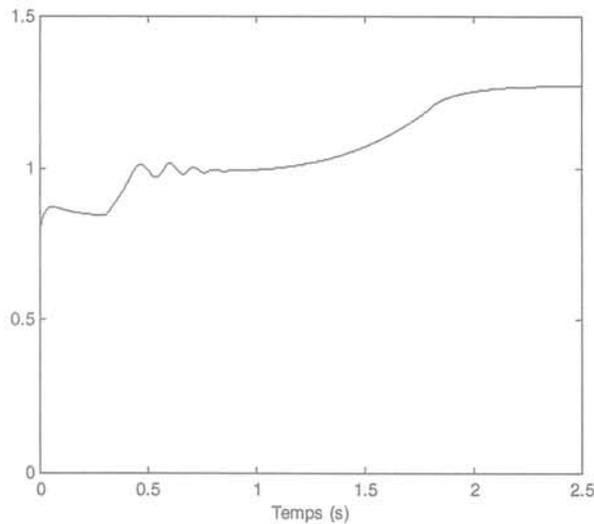


figure 23 : Estimation de la résistance rotorique par le MRA

Notons cependant que l'estimation de la résistance rotorique perturbe plus la détermination des autres états que pour le filtre de Kalman. La figure 24 présente l'effet de cette mauvaise estimation de la résistance rotorique sur le calcul des autres états du MRA.

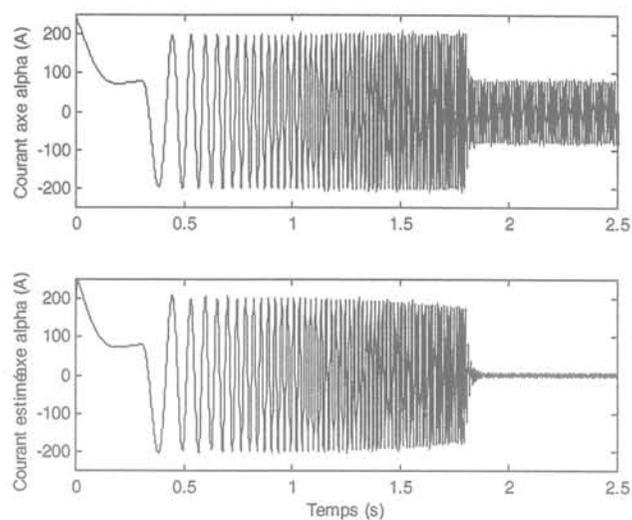


figure 24 : Influence de la mauvaise estimation de la résistance rotorique sur les autres états du MRA

Contrairement au filtre de Kalman, dans lequel il existe une correction des mauvaises déterminations des paramètres, le MRA ne possède pas de correction puisqu'il utilise directement dans ses équations les valeurs du paramètre reconstruit.

Annexe 8 : Compensation de la dérive avec la vitesse

Avec les observateurs discrets obtenus à partir d'un développement unitaire de l'exponentielle de matrice, il existe une dérive due à la vitesse. Un dispositif de compensation de cette dérive a été développé : suivant la vitesse et la consigne de couple, on compense le paramètre estimé afin qu'il soit plus proche de la valeur attendue. Cette compensation, effective sur le MRA et l'EKF, permet de suivre les évolutions du paramètre estimé.

Ainsi, pour le filtre de Kalman, l'évolution de la résistance rotorique estimée en fonction de la vitesse est présentée à la figure 25.

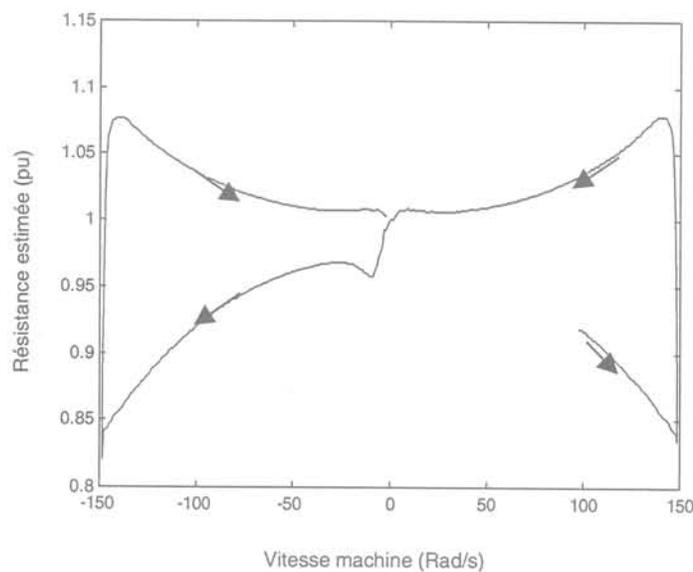


figure 25 : Evolution de la résistance rotorique estimée en fonction de la vitesse pour le filtre de Kalman étendu

Cette figure permet de prédire, suivant la vitesse et la consigne de couple imposées au moteur, l'écart existant entre la valeur du paramètre estimé et la valeur nominale de ce paramètre, et de compenser cette dérive en sortie de l'algorithme. A titre de validation, la figure 26 présente la résistance rotorique estimée et sa valeur corrigée en fonction du temps lors d'une variation de la valeur de cette résistance.

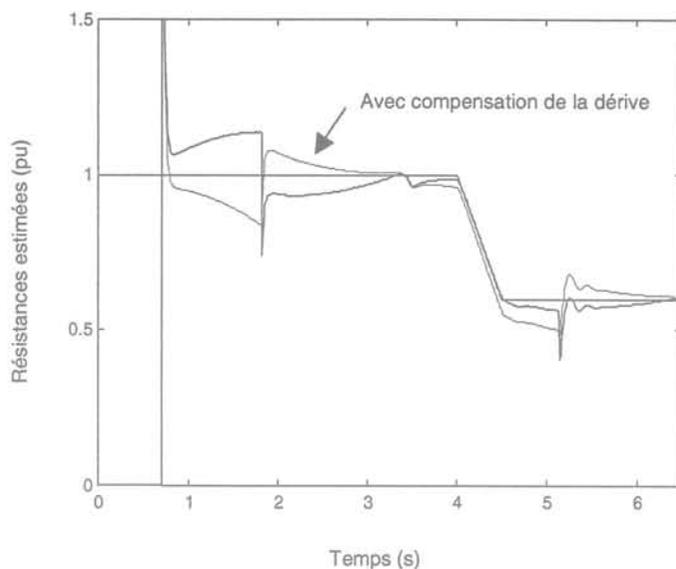


figure 26 : Validation de la surveillance de l'état de la machine

Il est possible de procéder de la même façon avec le MRA. Le motif, présenté à la figure 27, est un peu différent de celui obtenu pour le filtre de Kalman étendu.

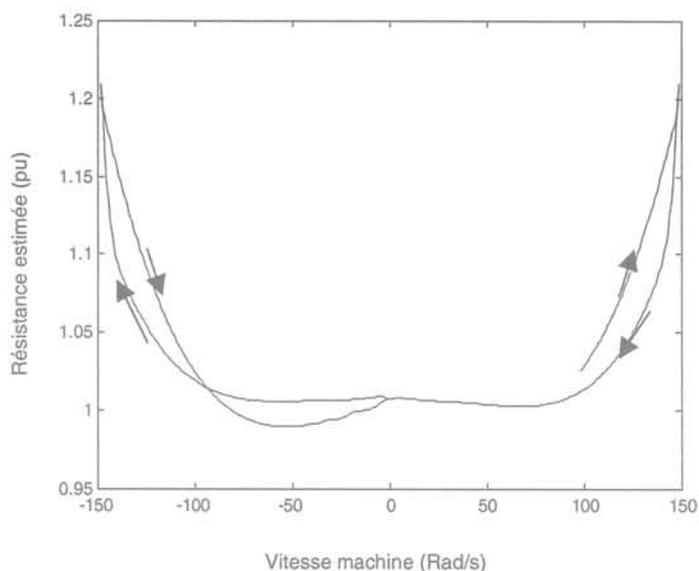


figure 27 : Evolution de la résistance rotorique estimée en fonction de la vitesse pour le MRA

Annexe 9 : Introduction de la saturation dans les observateurs

Afin de prendre en compte l'effet de la saturation, un modèle a été introduit. La procédure est identique à celle développée pour la machine. A partir des courants stator mesurés et des courants rotor estimés, l'inductance magnétisante est reconstruite. La figure 28 présente l'inductance magnétisante de la machine et la valeur reconstruite par l'observateur.

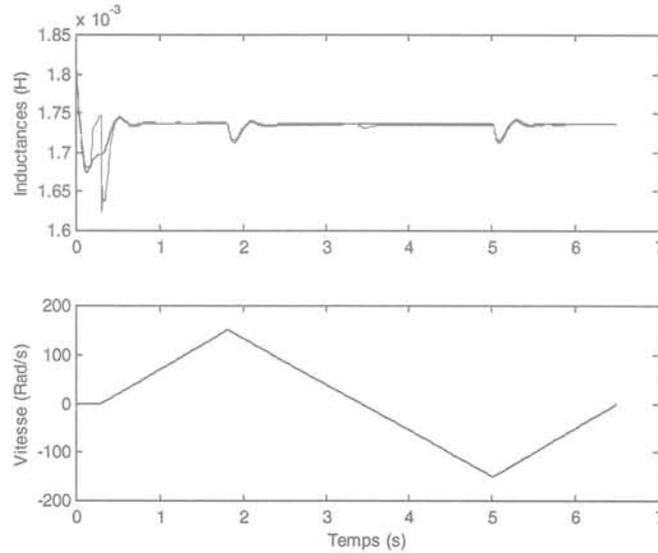


figure 28 : Inductance magnétisante du moteur et sa valeur reconstruite par le filtre de Kalman

On remarque que ce calcul de l'inductance magnétisante est perturbé à certains instants (application de la consigne de couple ($t=0.3s$), changement de dynamique de la consigne de vitesse). Ces deux valeurs coïncident pour la plage de fonctionnement proposée et permettent de valider la méthode développée pour le calcul de l'inductance magnétisante à partir des états observés. Cette faible erreur vient de la justesse des états observés par le filtre de Kalman comme nous l'avons déjà souligné. Pour valider l'introduction du modèle de la saturation, la figure 29 présente l'estimation de la résistance rotorique par l'observateur ainsi développé. Après la non convergence due à l'établissement du flux dans la machine, la résistance estimée suit les évolutions de celle du moteur.

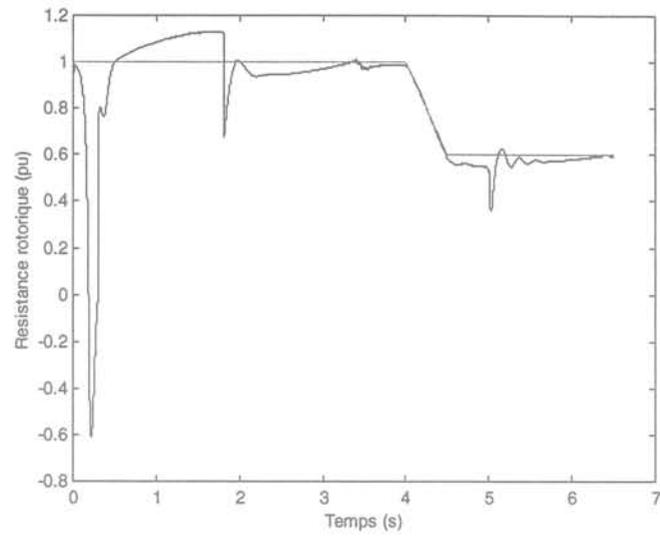


figure 29 : Estimation de la résistance rotorique avec introduction de la saturation

Cette méthode ne convient pas pour le MRA puisque l'erreur d'estimation est plus forte que pour le filtre de Kalman et elle influe sur les états estimés de l'observateur.

Annexe 10 : Synthèse d'un OEI pour la machine asynchrone à rotor bobiné

Dans ce cas, les courants rotoriques sont mesurables; on a donc deux nouvelles sorties pour le système. Cela change la taille des matrices Y , C , G et K qui possèdent maintenant quatre lignes. C'est un nouveau système à résoudre dans lequel il faut aussi ajouter le défaut capteur de courants rotoriques. Deux types d'observateurs ont été synthétisés. Le premier type est découplé d'un défaut. La détection est conduite par le biais d'une batterie d'observateurs. Le second type d'observateur n'est pas découplé des perturbations mais ses résidus sont chacun découplés d'un défaut en régime établi.

Ces observateurs sont simulés à partir des résultats issus des modèles de la synthèse (en particulier pour la création des défauts en simulation).

Rappel des équations de synthèse de l'OEI

L'évolution de l'erreur d'observation est régie par :

$$\dot{\varepsilon} = N\varepsilon + (NT + GC - TA)X + (M + GD - TB)U + (GF_d - TE_d)d + (GF_f - TE_f)f \quad (6)$$

Il faut que l'erreur d'observation converge vers zéro, en absence de défaut ($f=0$), mais quelles que soient les perturbations, l'état et les entrées. Pour cela, il faut vérifier les équations suivantes:

$$NT = TA - GC \quad \text{influence de l'état} \quad X \quad (7)$$

$$M = TB - GD \quad \text{influence de l'entrée} \quad U \quad (8)$$

$$GF_d - TE_d = 0 \quad \text{influence des perturbations} \quad d \quad (9)$$

Les résidus sont obtenus par la relation :

$$Res = P\hat{Z} + WU + KY \quad (10)$$

En appliquant le même développement et les mêmes contraintes que pour l'équation (6), nous aboutissons aux relations suivantes :

$$PT = -KC \quad \text{couplage résidu - erreur d'observation} \quad (11)$$

$$W = -KD \quad \text{découplage des résidus et des entrées connues} \quad (12)$$

$$KF_d = 0 \quad \text{découplage des résidus et des entrées inconnues} \quad (13)$$

Quatre observateurs à entrées inconnues

On a essayé de trouver la solution la plus simple, donc avec le système de plus petit ordre (ordre 1 si possible). Pour chaque défaut considéré (ΔR_R , ΔR_S , ΔV), nous considérons les matrices suivantes:

$$T = [t_1 \quad t_2 \quad t_3 \quad t_4] \quad (14)$$

$$G = [g_1 \quad g_2 \quad g_3 \quad g_4] \quad (15)$$

$$K = [k_1 \quad k_2 \quad k_3 \quad k_4] \quad (16)$$

$$P = p \quad (17)$$

Le principe de synthèse est le suivant :

- On résout le système d'équations (7), (9) et (11) avec la matrice E_d correspondant au défaut.
- On impose la matrice M pour vérifier l'équation (8). On a plus d'inconnues que d'équations; cela veut dire que l'on peut choisir librement deux coefficients de G pour s'assurer que G ne sera pas nulle.

Cette méthode de synthèse conduit à des observateurs découplés d'un défaut et sensibles à tous les autres.

Pour les défauts de capteurs des courants, il n'existe pas de solutions avec un observateur d'ordre 1, mais il en existe pour l'ordre 2. On résout le système d'équations (7), (9), (11) et (13), avec les matrices F_d correspondantes. On impose la matrice M pour vérifier l'équation (8). On obtient des observateurs dont un est découplé du défaut ΔI_S et l'autre de ΔI_R .

Les quatre observateurs ont été testés pour tous les défauts. Les résultats sont rassemblés dans le tableau suivant:

Tableau 1 : Résultats des simulation de la batterie d'observateurs

Défaut	Obs 1	Obs 2	Obs 3	Obs 4
ΔR_S	0	+	-	-
ΔR_R	-	0	+	-
ΔV_{dq}	0	-	-	+
ΔI_{Rd}	-	+	0	-
ΔV_d	0	-	+	+
ΔV_q	0	+	-	+
ΔI_{Rq}	-	+	0	-
ΔI_{Rdq}	-	+	0	-
ΔI_{Sq}	-	+	-	0
ΔI_{Sd}	+	+	-	0
ΔI_{Sdq}	+	+	-	0

Où:

Obs.1 – observateur découplé du défaut ΔR_R (ordre 1)

Obs.2 – observateur découplé des défauts ΔR_S et ΔV (ordre 1)

Obs.3 – observateur découplé du défaut ΔI_R (ordre 2)

Obs.4 – observateur découplé du défaut ΔI_S (ordre 2)

0 signifie que le résidu est égal à zéro en régime permanent, + signifie qu'il est positif, - signifie qu'il est négatif.

Les défauts ΔI_{Sdq} , ΔI_{Rdq} et ΔV_{dq} sont des défauts en échelon selon les axes d et q. Les défauts correspondent à des échelons à 3s. Les défauts sur les résistances correspondent à une augmentation de l'amplitude de 100%. Les défauts capteurs consistent en des offsets de 5A et ceux sur la tension en des offsets de 5V (suivant les axes d,q). Les observateurs fonctionnent dès le début de la simulation. L'amplitude des résidus sera fonction de l'amplitude des défauts. Les réponses des observateurs sont présentées dans les tableaux suivants.

Réponses de quatre OEI pour les différents défauts

Les tableaux représentent les réponses des OEI découplés des défauts ΔR_S , ΔR_R , ΔI_R et ΔI_S respectivement:

Tableau 2 : Réponses pour le défaut ΔR_S

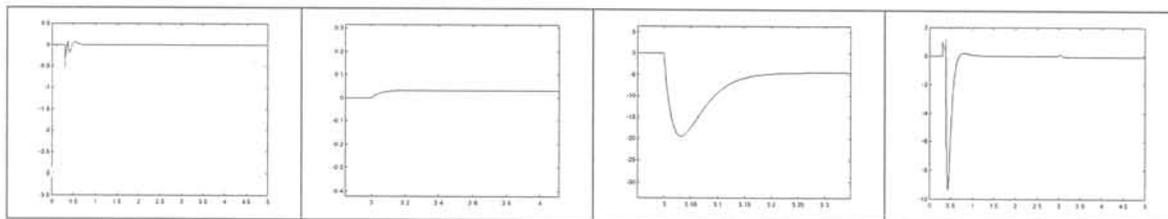


Tableau 3 : Réponses pour le défaut ΔR_R

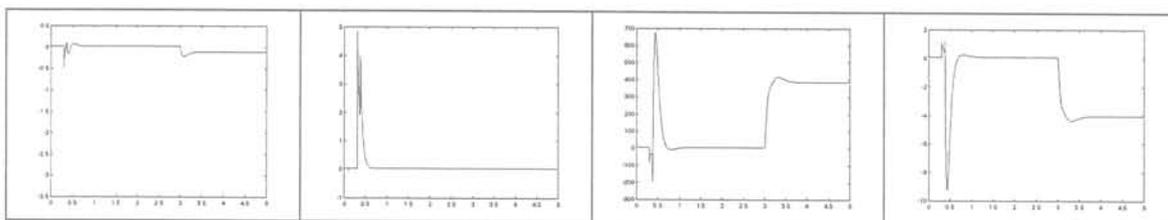


Tableau 4 : Réponses pour le défaut ΔV_d

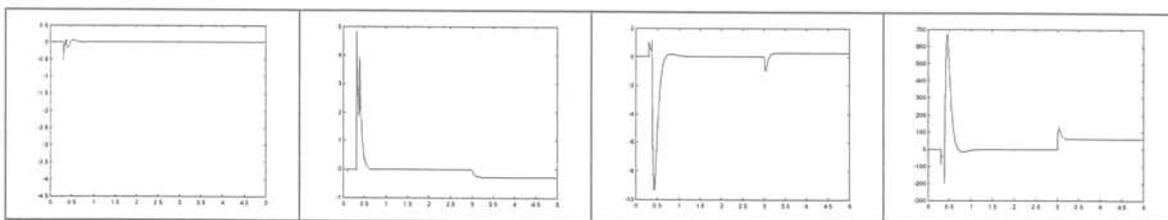


Tableau 5 : Réponses pour le défaut ΔV_q

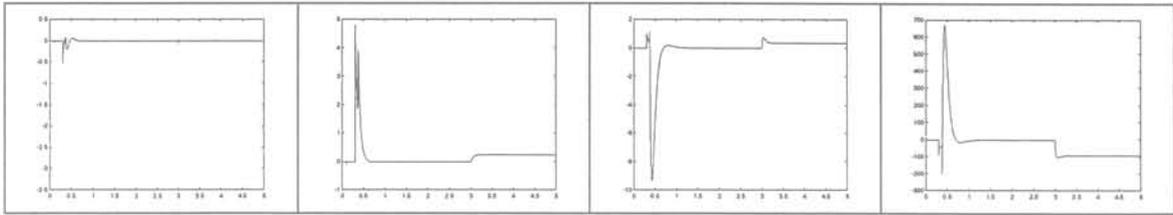


Tableau 6 : Réponses pour le défaut ΔV_{dq}

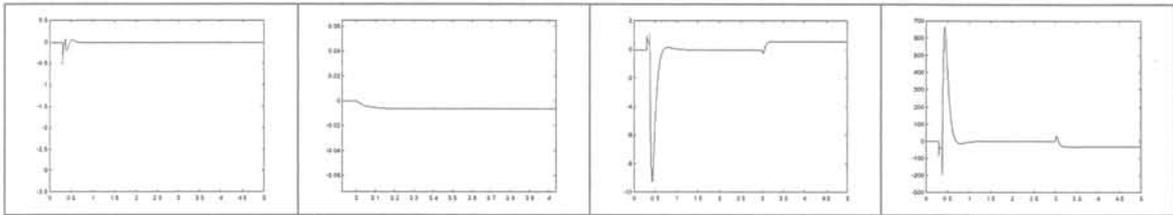


Tableau 7 : Réponses pour le défaut ΔI_{Rd}

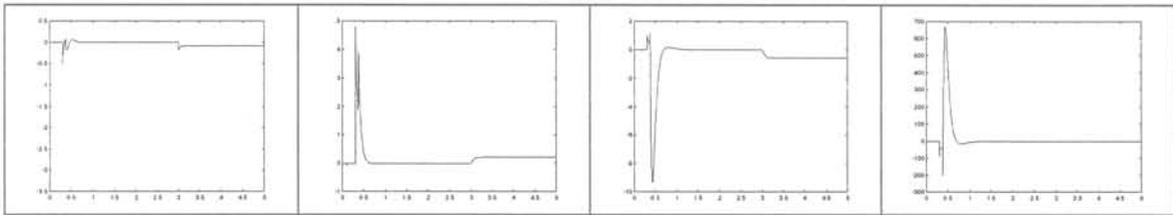


Tableau 8 : Réponses pour le défaut ΔI_{Rq}

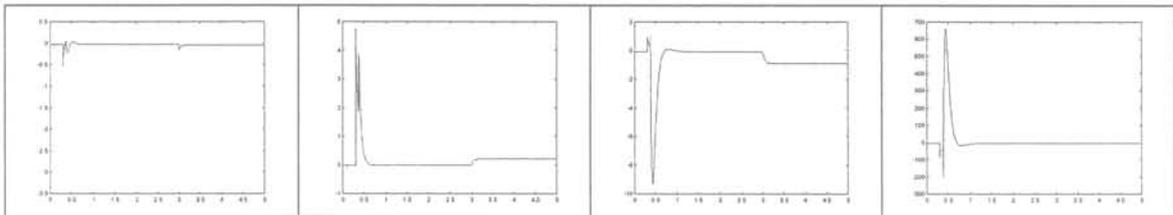


Tableau 9 : Réponses pour le défaut ΔI_{Rdq}

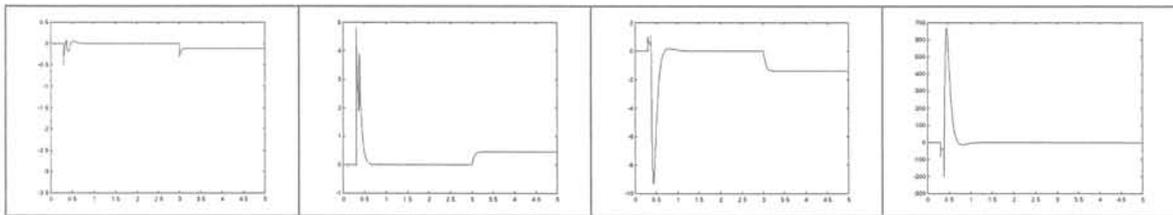
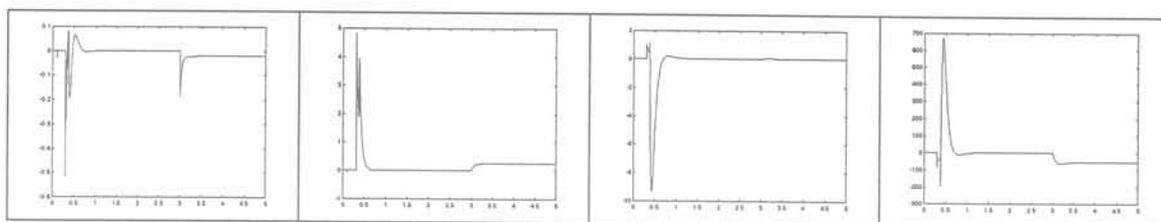
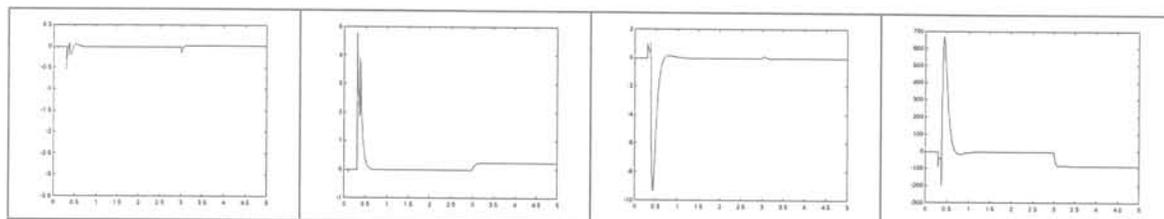
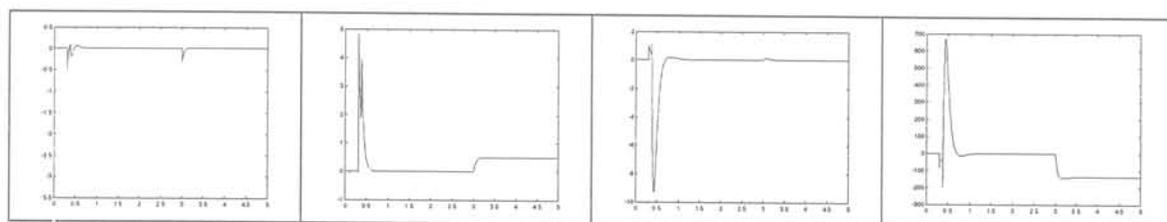


Tableau 10 : Réponses pour le défaut ΔI_{sd} Tableau 11 : Réponses pour le défaut ΔI_{sq} Tableau 12 : Réponses pour le défaut ΔI_{sdq} 

Pendant le transitoire sur le couple du moteur, il existe un transitoire sur les résidus. Mais en régime établi, le résidu avant le défaut est nul. Le défaut change la valeur du résidu, s'il n'est pas découplé. Dans le cas du découplage, on n'a pas de changement de la valeur du résidu, ou il existe un petit changement mais seulement en transitoire.

On peut conclure que les observateurs se comportent comme prévu et qu'en utilisant cette batterie d'observateurs pour la machine asynchrone à rotor bobiné, il est possible de détecter en simulation tous les défauts envisagés.

Un observateur avec quatre résidus découplés des défauts

Nous avons synthétisé un observateur d'état d'ordre plein (avec quatre résidus) afin d'annuler chaque résidu en présence d'un des défauts. L'équation d'état de l'observateur est alors (avec N choisie sous forme diagonale) :

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + G(\hat{X} - Y) \quad (18)$$

La dernière équation s'écrit encore en tenant compte que dans la relation (7) $T=C=I$:

$$\dot{\hat{X}} = N\hat{X} + BU + (A - N)Y \quad (19)$$

On choisit N de façon à ce que l'observateur soit stable, et à partir de cela on calcule le gain G de l'observateur. Les résultats des différentes simulations sont présentées dans les tableaux suivants.

Tableau 0-13 : Résultats des simulations avec l'OEI à quatre résidus

Défaut	Rés.1	Rés.2	Rés.3	Rés.4
ΔR_S	0	+	+	-
ΔR_R	-	0	-	-
ΔV_d	0	-	-	+
ΔV_q	0	-	+	+
ΔV_{dq}	0	-	+	+
ΔI_{Rd}	-	-	0	-
ΔI_{Rq}	-	+	0	-
ΔI_{Rdq}	-	+	0	-
ΔI_{Sd}	-	-	+	0
ΔI_{Sq}	+	+	+	0
ΔI_{Sdq}	+	+	+	0

Où:

Rés.1 – résidu découplé du défaut ΔV , ΔR_S

Rés.2 – résidu découplé du défaut ΔR_R

Rés.3 – résidu découplé du défaut ΔI_R

Rés.4 – résidu découplé du défaut ΔI_S

Réponses d'OEI avec quatre résidus pour les différents défauts

Les tableaux représentent les réponses des résidus découplés des défauts ΔR_S , ΔR_R , ΔI_R et ΔI_S respectivement:

Tableau 14 : Réponses pour le défaut ΔR_S

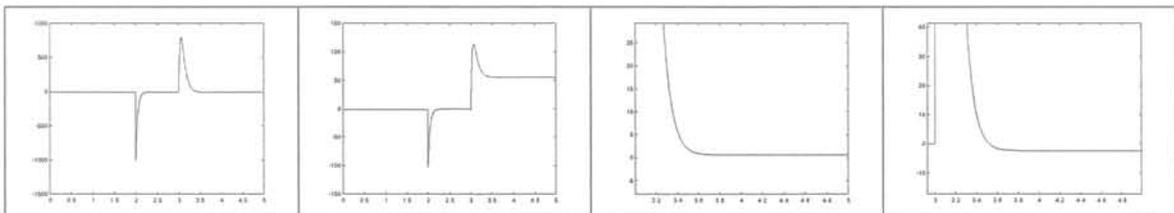


Tableau 15 : Réponses pour le défaut ΔR_R

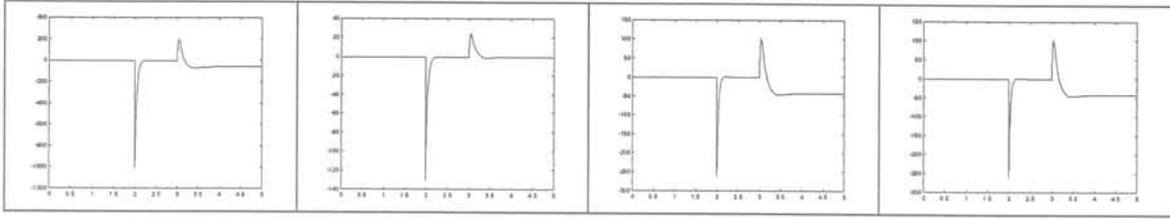


Tableau 16 : Réponses pour le défaut ΔV_d

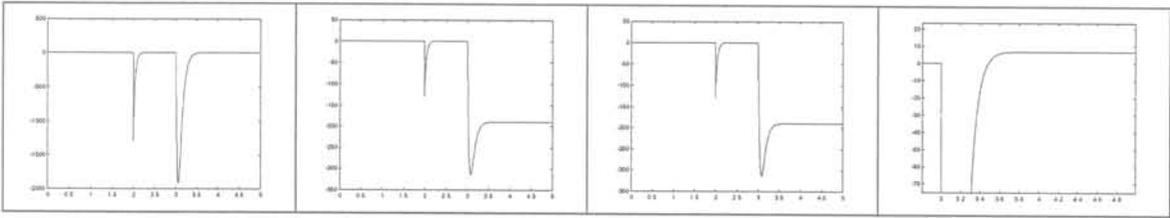


Tableau 17 : Réponses pour le défaut ΔV_q

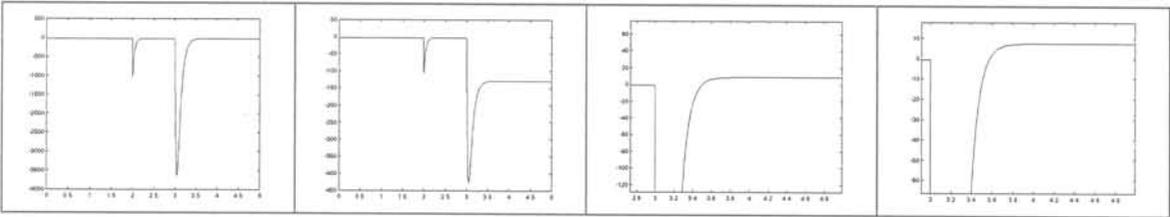


Tableau 18 : Réponses pour le défaut ΔV_{dq}

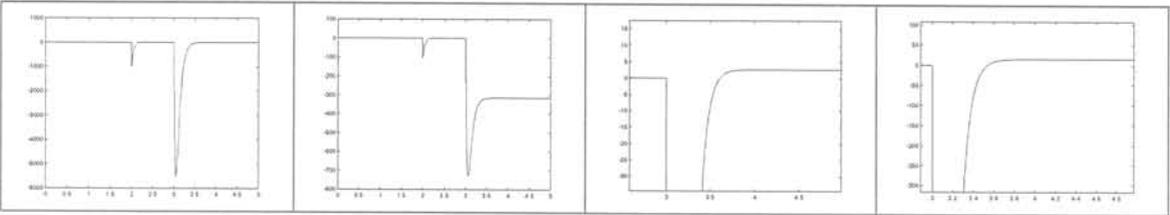


Tableau 19 : Réponses pour le défaut ΔI_{Rd}

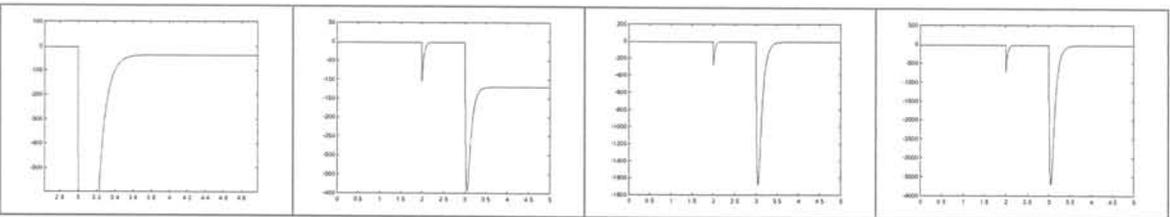


Tableau 20 : Réponses pour le défaut ΔI_{Rq}

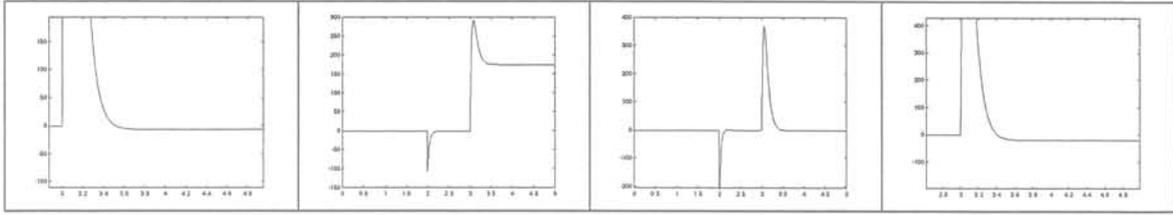


Tableau 21 : Réponses pour le défaut ΔI_{Rdq}

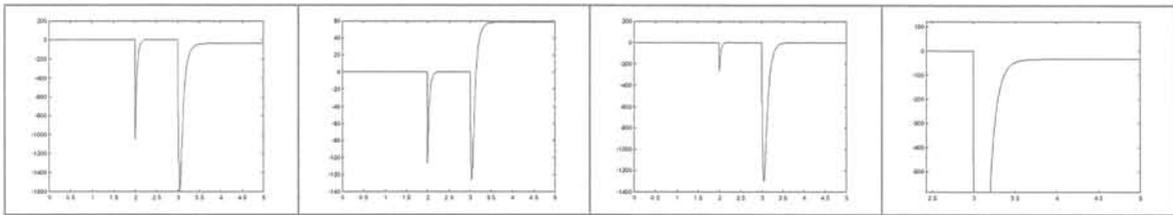


Tableau 22 : Réponses pour le défaut ΔI_{Sd}

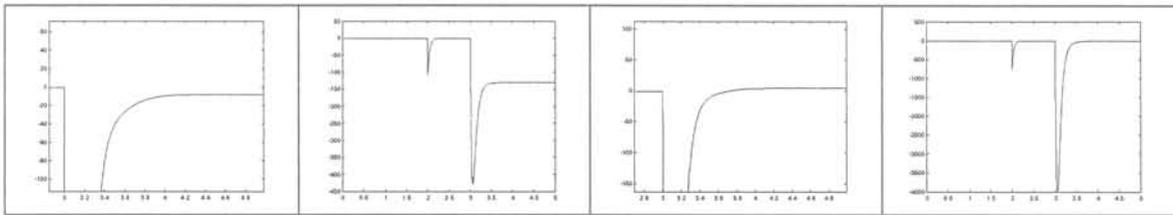


Tableau 23 : Réponses pour le défaut ΔI_{Sq}

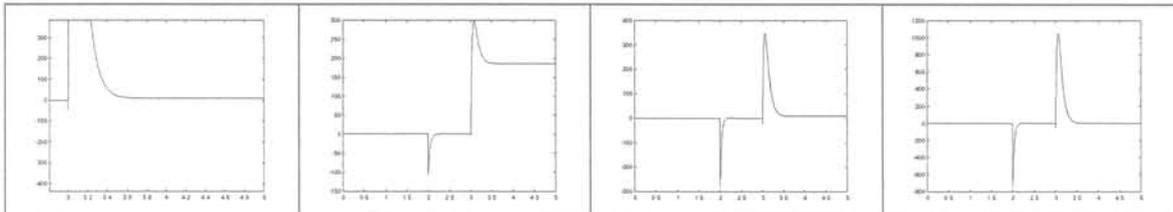
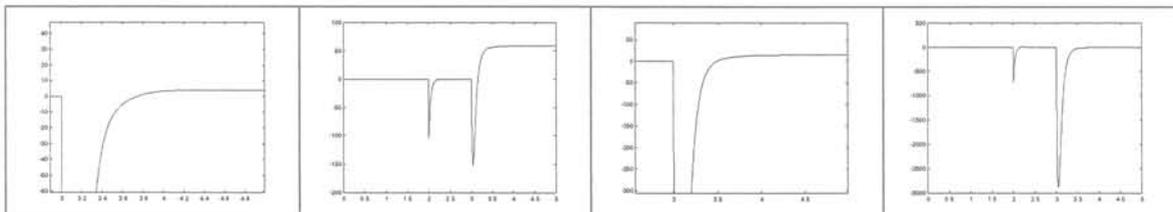


Tableau 24 : Réponses pour le défaut ΔI_{Sdq}



Chaque résidu possède un régime transitoire mais l'information utile est contenue dans sa valeur en régime permanent. Ainsi il est possible d'effectuer une surveillance en régime

permanent à partir des résidus découplés de certains défauts issus d'un observateur d'ordre plein. La surveillance n'est possible que lorsque tous les défauts sont sous forme d'échelon.

Une étape supplémentaire de validation consisterait à utiliser ces observateurs avec des modèles plus fins de simulation. Mais notre étude se focalisait principalement sur la possibilité de surveiller la machine asynchrone à cage par des observateurs à entrées inconnues. Nous n'avons pas poussé plus loin nos investigations.

Annexe 11 : Synthèse d'un OEI à partir d'équations de synthèse plus développées

Le principe de cette synthèse consiste à fournir des matrices d'état plus développées prenant compte lors d'un défaut machine les effets des variations des nombres de spires sur les résistances et les inductances de la partie de la machine en défaut.

Pour cela, nous partons du modèle de la machine dans le référentiel de Park.

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU + E_d d + E_f f \\ Y &= CX \end{aligned} \quad (20)$$

Avec

$$X = \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \\ i_{Rd} \\ i_{Rq} \end{bmatrix}; Y = \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{Sd} \\ V_{Sq} \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{L_R}{\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{L_R}{\sigma} \\ -\frac{L_m}{\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{\sigma} \end{bmatrix}$$

$$A = \frac{-1}{\sigma} \begin{bmatrix} L_R R_S & \sigma(\omega_S - \omega_R) - L_S L_R \omega_R & -L_m R_r & -L_m L_r \omega_R \\ -\sigma(\omega_S - \omega_R) + L_S L_R \omega_R & L_R R_S & L_m L_r \omega_R & -L_m R_r \\ -L_m R_S & L_m L_S \omega_R & L_S R_R & \omega_R L_S L_R - \omega_S \sigma \\ -L_m L_S \omega_R & -L_m R_S & -\omega_R L_S L_R + \omega_S \sigma & L_S R_R \end{bmatrix}$$

et $\sigma = L_S L_R - L_m L_m$

Dans les matrices A et B, les coefficients sont fonctions des inductances et des résistances. Le principe proposé consiste à exprimer ces paramètres en fonction des nombres de spires des enroulements pour chaque phase de la machine.

$$\begin{aligned} R_{Si} &= n_{Si} r_S \\ L_{Si} &= n_{Si}^2 l_S \\ R_{Ri} &= n_{Ri} r_R \quad (i \text{ et } j \text{ sont les indices des phases}) \\ L_{Ri} &= n_{Ri}^2 l_R \\ L_{mij} &= n_{Si} n_{Rj} l_m \end{aligned}$$

Il suffit ensuite d'effectuer un développement des éléments reliés au stator ou au rotor en fonction du nombre de spires en défaut. Par exemple, pour le cas du défaut stator :

$$n_{Si}^d = n_{Si} + \delta n$$

Il est alors possible d'écrire les matrices sous la forme :

$$\hat{A} = A + A_d$$

où \hat{A} est la matrice du système en défaut, A la matrice « saine » et A_d la matrice traduisant le défaut (c'est-à-dire la matrice E_f de la synthèse des oei).

Remarques :

- La validité du développement limité reste sujette à caution car celui-ci ne peut plus être appliqué pour des défauts affectant un grand nombre de spires.
- Les essais de synthèse n'ont pas conduit à des résultats probants dans la mesure où les calculs ont conduit à une matrice T nulle c'est-à-dire à l'impossibilité de synthétiser un oei.

Annexe 12 : Enregistrement synchrone du courant à la position du champ stator

A partir de la position du champ stator fournie par la commande vectorielle, il est possible d'enregistrer le courant de phase en synchronisme avec la vitesse de rotation du champ tournant.

Afin de montrer l'utilité d'un tel enregistrement, la figure 30 présente l'allure temporelle du courant de phase.

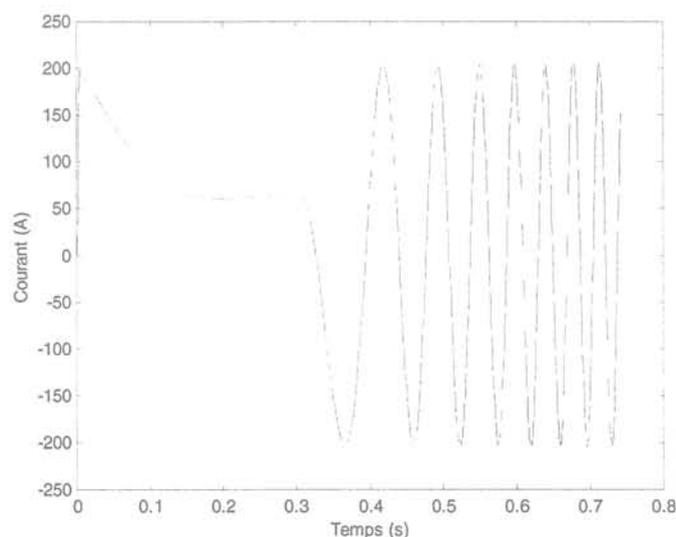


figure 30 : Allure temporelle du courant de phase pour un démarrage du moteur

En pratiquant l'enregistrement synchrone au champ stator, le courant mesuré est alors donné à la figure 31 pour la même séquence de fonctionnement.

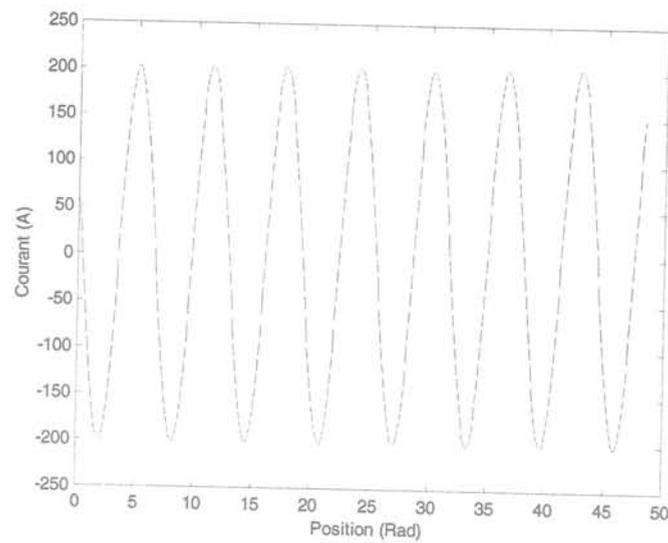


figure 31 : Allure du courant pour la même séquence acquis en synchronisme avec la vitesse du champ stator

Le signal obtenu est toujours à la même « fréquence ». Il en est de même pour les défauts électriques (défaut machine, défaut capteur et défaut onduleur).

Il suffit alors d'associer aux signaux mesurés des filtres à coefficients constants afin de détecter l'occurrence du défaut. La figure 32 présente le courant filtré pour un défaut stator (court-circuit de 40% des spires d'une phase à 3s) par un filtre calculé pour détecter ce défaut.

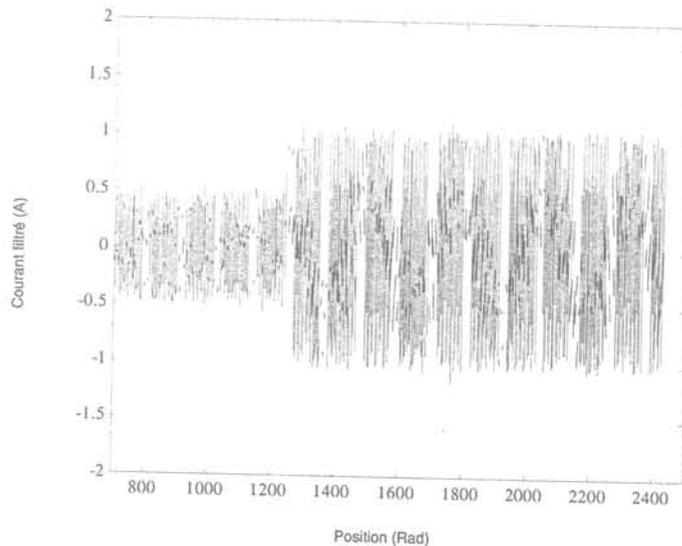


figure 32 : Courant filtré pour le défaut stator lors du défaut stator

Afin de former des grandeurs utilisables, nous calculons la valeur efficace du signal filtré. La figure 33 présente les valeurs efficaces de la sortie du filtre accordé sur la fréquence du défaut stator et la sortie du filtre accordé sur la fréquence du défaut capteur pour le défaut stator.

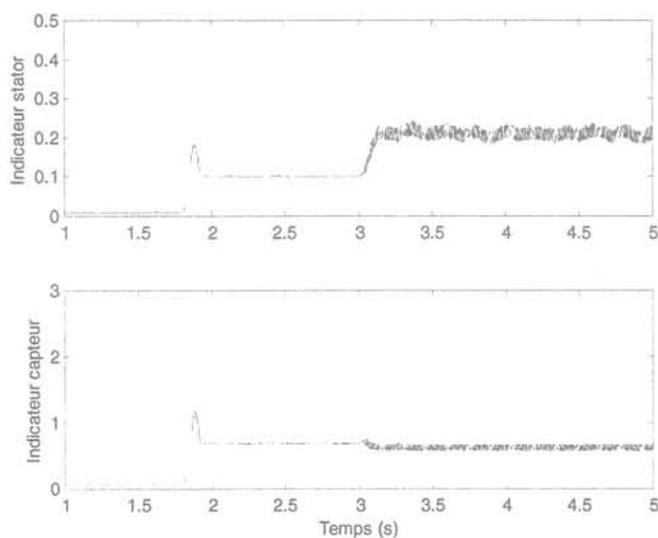


figure 33 : Valeur efficace des courants filtrés lors d'un défaut stator

Ceci permet de valider l'utilisation de l'enregistrement synchrone pour la détection du défaut stator.