
République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Centre Universitaire Larbi Ben Mihidi
Oum El Bouaghi

Institut D'Electrotechnique

Mémoire de Magister en Electrotechnique

Option : Commande

Présenté par :

Mr Ghédiri Abdelhalim

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique
Centre Universitaire Larbi Ben M'hidi, Oum El Bouaghi

Thème :

Diagnostic et Surveillance de la machine Asynchrone : Etude de Synthèse

Soutenu le : 18 Avril 2007

Membre de Jury :

Messieurs :

T. BOUKTIR	Maître de Conférences	CU Oum El Bouaghi	Président
N. GOLEA	Professeur	CU Oum El Bouaghi	Rapporteur
M. KADJOUJ	Maître de conférences	Université de Batna	Examineur
M. BOUHARKAT	Maître de conférences	Université de Batna	Examineur

A Mon fils Iyad Abdeldjalil
A Mon Epouse Amel
A Mes Parents Hocine et Bahia

Remerciements

Je tiens à exprimer ma gratitude à Monsieur *N.GOLEA*, Professeur au Centre Universitaire d'Oum El Bouaghi, pour m'avoir initié et donner le goût à la recherche. Par ses grandes compétences, ses qualités humaines et surtout la confiance qu'il m'a témoigné, j'ai pu mener à bien ce travail.

Je remercie particulièrement monsieur *ALI BEZZIANE* Enseignant à l'Institut d'électrotechnique pour son apport afin de bien connaître le diagnostic, qu'il trouve ici le témoignage de ma sincère gratitude.

J'ai beaucoup apprécié l'aide de monsieur *K.BARRA*, chargé de cours à l'Institut d'Electrotechnique, lors de l'identification de la machine asynchrone.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur *T.BOUKTIR*, maître de conférences d'avoir accepté de juger ce travail. Qu'il trouve ici ma reconnaissance de prendre la responsabilité de présider le jury de soutenance.

J'exprime également ma gratitude à Messieurs *M.KADJOU DJ* maître de conférences à l'université de Batna, *M.BOUHARKAT* maître de conférences à l'Université de Batna, d'accepter de juger ce mémoire de Magister.

Je voudrais souligner l'importance des discussions scientifiques dans le cadre d'une thèse, je tiens à remercier en particulier mes collègues de laboratoire : *SAHRAOUI LAZHAR* et *BORDJI BACHIR*, qui m'ont aidé à structurer ma thèse.

Je tiens à exprimer chaleureusement mes remerciements à mon beau père monsieur *M.NEDJA OUM* pour son soutien logistique, qu'il trouve ici le sentiment de ma profonde reconnaissance.

Un grand merci à toute la famille, mes amis, mes collègues pour m'avoir soutenu le long de ce travail.

Table de matières

Introduction générale	1
<i>Chapitre I : Diagnostic et surveillance : Définitions et Situation.</i>	
Introduction	
I.1 Notions préliminaires Concernant le diagnostic :	6
I.1.1 Anomalie, défaut, Défaillance, panne.....	6
I.1.2 Détection, localisation, identification.....	6
I.1.3 Observation, mesure, signe, Symptôme.....	7
I.2 Historique du diagnostic	7
I.2.1 Statistiques du diagnostic.....	7
I.2.2 Défauts du moteur et analyse de ceux-ci par les courants.....	8
I.2.3 Influence de la charge sur les défauts dans la machine asynchrone.....	10
I.2.4 Diagnostic par Analyse spectrale ou fréquentielle	10
I.3 Modes et Méthodes utilisées pour le diagnostic et la surveillance	10
I.3.1 Modes de surveillance.....	11
I.3.2 Méthodes de diagnostic et de surveillance.....	11
I.3.2.1 Méthodes internes (Méthode de diagnostic avec connaissance à priori).....	11
I.3.2.2 Méthodes externes (Méthode de diagnostic sans connaissance à priori).....	12
I.4 Méthodes de modélisation et de diagnostic du moteur asynchrone en cas de défauts	13
I.4.1 Méthode des éléments finis.....	13
I.4.2 Méthode des réseaux de perméances.....	14
I.4.3 Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (MCMC)	14
Conclusion	
<i>Chapitre II: Modélisation et Identification de la machine Asynchrone</i>	
Introduction	
II-a- Modélisation de la machine asynchrone	18
II-a-1 Modèle triphasé.....	18
II-a-2 Modèle biphasé.....	20
II-a-3 Représentation du couple électromagnétique.....	22
II- a-4 Résultats de simulation	23
II-b- Identification de la machine asynchrone	28
II-b-1 Identification des paramètres par les essais conventionnels.....	28
II-b-2 Etude de la réponse en courant de la machine à un échelon de tension	31
Conclusion	
<i>Chapitre III : Modélisation de la machine Asynchrone avec défauts</i>	
Introduction	
III.1 Méthode des éléments finis	37
III.1.1 Principe de la méthode des éléments finis.....	37
III.1.2 Logiciel de résolution.....	38
III.1.2.1 Bref aperçu.....	38
III.1.2.2 Mise en œuvre du logiciel.....	38
III.1.3 Critique de la méthode.....	39
III.2. Modèle Multi enroulement de la machine asynchrone	39
III.2.1 Modèle complet.....	39
III.2.2 Modèle équivalent (d,q) réduit.....	43

III.2.3 Critique de la méthode des multi enroulements.....	45
III.3. Modèle de la machine avec défauts en vue de l'estimation paramétrique.....	45
III .3.1 Modèle de la machine asynchrone avec défauts statoriques de type court circuit	45
III.3.1.1 Modélisation de la machine avec défaut statorique dans le repère triphasé.....	46
III.3.1.2 Modélisation de la machine avec défaut statorique dans le repère diphasé lié au stator.....	48
III.3.1.3 Modélisation de la machine avec défaut statorique dans un repère quelconque.....	51
III.3.1.4 Modèle d'état continu.....	52
III.3.1.5 Suivi des grandeurs de la machine.....	53
a- suivi du courant statorique expérimental et simulé	53
b- Analyse Spectrale du courant expérimental et simulé	54
c- Suivi de la vitesse expérimentale et simulée et du couple	56
III.3.1.7 Interprétations.....	58
III.3.2 Modélisation de la machine asynchrone avec défaut rotorique.....	59
III.3.2.1 Modélisation de rupture de barre.....	60
III.3.2.2 Représentation du modèle d'Etat.....	62
III. 3.2.3 Suivi des grandeurs de la machine	63
a- Suivi du courant statorique expérimental et simulé.....	63
b- Analyse spectrale du courant statorique expérimental et simulé.....	65
c- Suivi de la vitesse expérimentale et simulée et du couple	67
III.3.2.4 Interprétations.....	69
III.3.3 Modèle de défauts simultanés stator et rotor.....	69
III.3.3.1 Modèle général de défauts stator et rotor.....	69
III.3.3.2 Représentation du modèle d'état stator et rotor.....	70
Conclusion	

Chapitre IV : Observateurs et suivi des paramètres de la machine

Introduction	
IV-1 Modèles de la machine	75
IV-1-1 Modèle continu.....	75
IV-1-2 Modèle Discret.....	76
IV-2 Observateur d'Etat.....	76
IV-2-1 Classification des Observateurs	77
Observateurs déterministes.....	77
Observateurs stochastiques	77
IV-3 Observateur de Filtre de Kalman standard (stochastique).....	77
IV-4 Observateur de filtre de Kalman Etendu	79
IV-4-1 Application à la machine asynchrone	80
IV-4-2 Surveillance des grandeurs et paramètres de la machine asynchrone.....	81
a) Surveillance des grandeurs et paramètres en cas de défauts rotoriques.....	81
a)-1 Observation du courant statorique.....	82
a)-2 Observation du Flux rotorique	82
a)-3 Observation de la vitesse.....	82
a)-4 Observation de la résistance rotorique	82
a)-5 Observation de la résistance statorique	83
b) Surveillance des grandeurs et paramètres en cas de défauts statoriques	91
b)-1 Observation du courant statorique	91
b)-2 Observation du Flux rotorique	91
b)-3 Observation de la vitesse	91
b)-4 Observation de la résistance statorique	91

b)-5 Observation de la résistance rotorique	92
Conclusion	
Conclusion Générale	98
Références Bibliographiques	101
Annexe A :Identification Des Paramètres de la machine	105
Annexe B : Méthode itérative des moindres carrés	106
Annexe C :Banc Expérimental	108

Introduction Générale

Introduction Générale

La machine asynchrone, ou moteur à induction, est largement utilisée dans la plupart des entraînements électriques, notamment pour des applications à vitesse constante comme la ventilation et le pompage, avec les progrès de l'électronique de puissance associés aux commandes modernes ont permis d'envisager des applications en vitesse variable de manière efficace, qui étaient auparavant réservées au moteur continu[16].

Le besoin incessant d'améliorer la productivité dans le domaine industriel c'est traduit par une augmentation considérable des équipements et installations productives, imposant un appel très rigoureux des performances des machines notamment le moteur à induction, ce qui lui a donné l'appellation du « cheval de l'industrie ». Mais cette demande l'a rendu aussi très vulnérable surtout dans l'entraînement à vitesse variable, cette dégradation a nécessité le développement de moyens et méthodes de surveillance très performants [2].

Il paraît primordial de s'intéresser au diagnostic et la surveillance des machines, car le diagnostic traite les informations issues de mesures en vue de fournir des observations très précises sur les anomalies. En plus l'évolution de l'électronique et de la micro-informatique permet de nos jours de réaliser des outils capables d'améliorer ces informations donnant ainsi un grand élan à la surveillance.

Les méthodes de diagnostic se différencient d'une technologie à une autre, et surtout elles doivent impérativement tenir compte des aspects technico-économiques, puisque avant d'envisager la mise en œuvre d'une méthode il faut réfléchir sur le coût qu'on doit dépenser et surtout si c'est rentable ou pas [5].

Dans notre travail on procèdera à une étude de synthèse de quelques travaux réalisés dans ce domaine, en faisant le point sur les modèles conçus (avec et sans défauts) et leurs analyse.

Problématique :

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

d'outils ou des capteurs de surveillance et de détection de pannes paraît une solution un peu onéreuse malgré le gain en temps [3].

Le premier souci posé dans la surveillance et le diagnostic est de trouver un modèle mathématique qui doit être réellement représentatif du défaut dans la machine, donc une bonne modélisation est indispensable aussi bien dans la commande qu'en surveillance pour la localisation des pannes.

Alors viennent les techniques d'estimation paramétrique qui étaient intensivement étudiées et testées sur des données réelles, seules les techniques à erreur de sorties et le Filtre de Kalman permettent d'obtenir des estimations réalistes et fiables. En plus Effectuer la surveillance en utilisant des observateurs ne nécessite pas de modifications dans la fabrication des moteurs, par contre, l'efficacité de la méthode réside dans le choix des paramètres significatifs et la possibilité de les observer [9].

Cette approche étant basée sur l'identification des paramètres d'un modèle de la machine, l'un des points essentiels dans le cadre du diagnostic.

Organisation de mémoire :

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

- Le premier chapitre est dédié à l'état de l'art du diagnostic et de la surveillance dans les machines asynchrones, tout en donnant des notions préliminaires concernant le diagnostic, puis on inclut un rappel historique citant les symptômes et les causes de défauts, les divers défauts rencontrés, les statistiques, les modes de diagnostic, les diverses modélisations, etc....
- Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation et l'identification de la machine asynchrone passant du modèle triphasé- triphasé au modèle biphasé, elle est utile pour le diagnostic. Puis on procédera à l'identification des paramètres de la machine par des essais classiques et par l'application d'un échelon de tension continue.
- Le troisième chapitre est consacré aux modèles de la machine et la prise en comptes des différents défauts statoriques et rotoriques, on présente les modèles suivis par la plus part des chercheurs pour l'analyse des défaillances. Le modèle multi enroulement sera à l'affiche d'étude mais exigeant une connaissance très approfondie des paramètres de la machine (résistance de barre, résistance d'anneau, inductance de barre, inductance d'anneau etc....). Ensuite, on présentera un autre modèle dédiée à la surveillance qui tient compte des défauts, en les ramenant

aux paramètres de la machine (R_s, R_r, L_s, L_r, J, f) facilement identifiables par des essais classiques. Ce chapitre se porte directement au diagnostic de la machine avec défauts, en faisant une comparaison entre l'évolution des grandeurs du modèle choisi et des essais expérimentaux sur la machine au sein du laboratoire.

- Dans le quatrième chapitre on étale la manière de surveiller les grandeurs et les paramètres en utilisant des observateurs appliqués au fonctionnement sain et en défaut de la machine asynchrone. Il est question d'utiliser le filtre de Kalman pour la détermination des cassures de barres au rotor ou de détecter des courts circuits au stator.
- A la fin une conclusion générale et des perspectives qui seront présentées a la fin de ce mémoire.

Chapitre I

Diagnostic et Surveillance :

Définitions et Situation

Répondant à la continuité de service et à des cahiers de charge très exigeants , cela a engendré des conditions de travail extrêmes, et a laissé surgir des défauts dans les moteurs asynchrones classés selon l'ordre de gravité : défauts statoriques, défauts rotoriques, rupture de tôle, corrosion etc.

Conscient de cette gravité plusieurs méthodes de détection de défauts ont été instaurées afin d'éviter les arrêts forcés en plein régime de travail. Passant de l'analyse vibratoire et spectrale à la méthode des ondelettes à d'autres méthodes, le diagnostic et la surveillance ont parcouru un long chemin.

Le diagnostic consiste à détecter, à localiser et éventuellement à identifier avec précautions les défaillances et / ou les défauts qui affectent un système. Le diagnostic s'intègre dans le cadre le plus général de la surveillance et de la supervision. Il permet d'améliorer la qualité et de réduire les coûts en intervenant au cours de certaines phases du cycle de travail de la machine. Donc il engendre une certaine maîtrise de disponibilité, fiabilité, maintenance et sûreté indispensable à la production.

Il paraît primordial, dans un premier temps de rappeler les principaux termes utilisés en diagnostic des systèmes, reposant principalement sur les ouvrages des auteurs répandus dans ce domaine tel que Zwsingelstein, car cette terminologie est nécessaire pour ne pas confondre entre les termes d'une part et leurs rôle d'une autre part.

Donc ce chapitre portera sur les notions et situation du diagnostic, vu par ses différents modes de détection et ses multiples méthodes de modélisations, ainsi que le chemin parcouru jusqu'à ce jour dans le domaine du diagnostic et de la surveillance.

I.1 Notions préliminaires concernant le diagnostic [9]:

Le diagnostic a de nombreuses significations :

- Diagnostic financier c'est la vérification de l'état financier.
- Diagnostic médical c'est la détermination d'une maladie pour en identifier les causes.
- Diagnostic industriel c'est trouver les causes d'une défaillance.

Voici quelques définitions relatives au diagnostic apparaissent comme un égard essentiel dans le domaine de la surveillance :

I.1.1 Anomalie, défaut, défaillance, panne

- **Anomalie** : particularité non conforme à la loi naturelle ou à la logique. Le terme « anomalie » permet de décrire tout ce qui n'est pas « conforme » à une référence.
- **Défaillance** : anomalie fonctionnelle au sein d'un système physique. D'après la norme AFNOR 60010X : c'est l'altération ou la cessation de l'aptitude d'un ensemble à accomplir sa ou ses fonctions requises avec les performances définies dans les spécifications techniques. On dit l'ensemble est indisponible suite à la défaillance.
- **Défaut** : anomalie de comportement au sein d'un système physique. C'est l'écart entre la caractéristique observée sur le dispositif et la caractéristique de référence lorsque celui-ci est en dehors des spécifications. Puisqu'il existe un écart entre la caractéristique constatée et la caractéristique spécifiée, un défaut conduit à une défaillance. Les termes « défaut » et « défaillance » diffèrent par la nature de l'anomalie. Alors que le défaut porte sur un comportement, la défaillance porte sur une fonction (action réalisée). Les défauts peuvent souvent engendrer des défaillances d'où la nécessité de faire un diagnostic en vue d'éviter un arrêt brusque de fonctionnement.
- **Panne** : inaptitude d'un dispositif à accomplir sa fonction. Dès l'apparition d'une défaillance caractérisée par la cessation du dispositif à accomplir sa fonction, le dispositif sera déclaré en panne. Evidemment aussi la non-conformité dans le cas d'une défaillance implique directement une inaptitude à accomplir une fonction dans le cas de la panne. Par conséquent une panne résulte toujours d'une défaillance.

I.1.2 Détection, localisation, identification

Le but du diagnostic est de donner des informations sur les anomalies qui se sont produites dans le système surveillé. Classiquement, on trouve trois questions portant sur les anomalies relatives aux fonctions suivantes :

- **Détection** : Y'a-t-il au moins une anomalie dans le système ?
- **Localisation** : A quelles classes d'anomalies appartiennent les anomalies du systèmes ?
- **Identification** : Quelles sont les caractéristiques de chacune des anomalies.

I.1.3 Observation, mesure, signe, symptôme

Pour arriver à déterminer les anomalies d'un système il est nécessaire de connaître les informations sur son comportement lors de son fonctionnement. Ces informations peuvent être classées en deux type : les connaissances qui ne dépendent pas de l'environnement du système sont fournies directement du modèle (diagnostic interne) ; les connaissances qui dépendent de l'environnement du système sont fournies par des observations (diagnostic externe).

- **Observation** : information (connue) sur le comportement réel ou sur le fonctionnement réel du système qui dépend à priori de l'environnement de ce dernier.
- **Mesure** : observation obtenue par capteur qui représente une variable dont le contenu est l'image d'une grandeur physique.
- **Signe** : caractère descriptif d'un état comportemental anormal.
- **Symptôme** : caractère descriptif d'un état fonctionnel anormal.

Alors une mesure peut être considérée comme une observation par l'intermédiaire d'un /ou plusieurs capteurs. Puis à l'aide des outils performants de traitement de l'information, on peut extraire des informations résultantes de ces mesures.

I.2 Historique du diagnostic :

I.2.1 Statistiques du diagnostic [5]:

Bien que les moteurs asynchrones présentent la simplicité et la robustesse du rotor, des accidents sont parfois possibles. A cet effet, les statistiques indiquent qu'une augmentation de 12% à 22% des pannes de moteurs localisés au niveau du rotor, et les pannes au niveau du stator sont passées de 78% à 60% Figure (I.1). Cette augmentation relative des pannes au rotor par rapport à celles enregistrées au

niveau du stator est due au progrès réalisés au niveau de l'isolation du

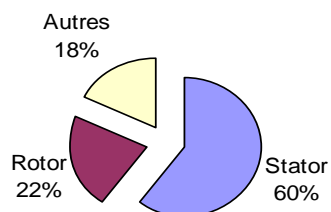


Fig. 1.1 : Proportion des défauts

bobinage.

Les causes de défauts sont multiples [3]; cela peut venir d'un simple défaut de fabrication (point faible à la jointure barre -anneau,.....) que d'un phénomène de fatigue accéléré par contraintes internes (mécaniques, thermiques, électromagnétiques,) et/ou externes (surcharges, démarrages longs et fréquents,.....). Les défauts peuvent entraîner des phénomènes d'avalanches sur les éléments adjacents le cas d'une rupture de barre qui entraîne des cassures sur les barres voisines soumises à la surcharge.

Les différents défauts peuvent être classés selon leurs localisations et leurs importances aussi, le tableau suivant permet une présentation globale de tous les défauts et leurs pourcentages :

	Défauts	Pourcentage
Stator	- Court circuit dans les spires d'une même phase.	60%
	- Court circuit entre phases.	
	- Coupure d'une phase.	
Rotor	- Rupture de barre.	22 %
	- Cassure d'anneaux.	
	- Excentricité.	
Autres	- Défaut du circuit magnétique (Rupture de tôle).	18 %
	- Défaut de l'isolation de la masse.	
	- Trous dans les gorges de roulements intérieurs et extérieurs.	
	- Ondulation de la surface de roulements.	
	- Corrosion due à l'eau.	
	- Défaut de graissage, problème du à la température.	
- Décollement effritement de surface provoqué par la surcharge.		

Tableau différents cas de défauts classés selon leur localisation

I.2.2 Défauts du moteur et analyse de ceux-ci par les courants [12]

La connaissance indispensable des moteurs et de leurs défauts passe par une analyse des courants, qui contribue énormément dans l'étude du diagnostic et la surveillance de la machine asynchrone ou moteur à induction. Mais avant tout il faut signaler le long chemin traversé par le diagnostic. Kryter [13] présente l'avantage de l'analyse des courants pour détecter les défauts, il compare entre le spectre du courant statorique et celui issu du capteur vibratoire où il trouve énormément d'informations concernant l'anomalie dans le spectre de courant que celui du capteur vibratoire.

Parmi les défauts les plus rencontrés c'est les ruptures de barres d'une machine asynchrone, le problème était soulevé par Delaroi [10], où il donne une synthèse des phénomènes physiques intervenant dans ce type de défaut ; il utilise l'analogie de la cage du rotor avec un réseau de Kirchhoff est montre l'influence entre de la cassure de barre au niveau du rotor. Au fil des années des chercheurs [14] ont développé cette méthode en introduisant les courants inter bars ; au lieu de considérer que la rupture dans la barre constitue un circuit ouvert dans le rotor, il existe un courant circulant dans la tôle magnétique contournant ainsi la cassure de barres. Landy [14] présente aussi le phénomène d'interaction entre les harmoniques d'espaces du au déséquilibre du circuit électrique du rotor avec ceux du stator.

Parmi les défauts rotoriques rencontrés on citera l'excentricité du rotor qui influe sur l'épaisseur de l'entrefer souvent détectable que par la surveillance vibratoire ou du courant, les auteurs [3] ont quantifié ce défaut à partir de la mesure de l'alimentation de la machine asynchrone. Pour ce type de défauts les chercheurs proposent un autre moyen que l'analyse spectrale, ils démontrent que le facteur de puissance constitue un bon indicateur. L'excentricité est traduite par des variations de la densité du champ dans l'entrefer, les enroulements statoriques sont électriquement affectés, on retrouve son effet dans le spectre de courant :

$$f_{exc} = f_s \left(1 \pm n \frac{1-g}{p} \right) \quad (1.1)$$

On distingue alors trois cas d'excentricité, la figure (1.2) présente deux types d'elle :

- L'excentricité statique, où le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe.
- L'excentricité dynamique, où le rotor ne tourne plus autour de son axe.
- L'excentricité globale, associant les deux cas précédemment cités.

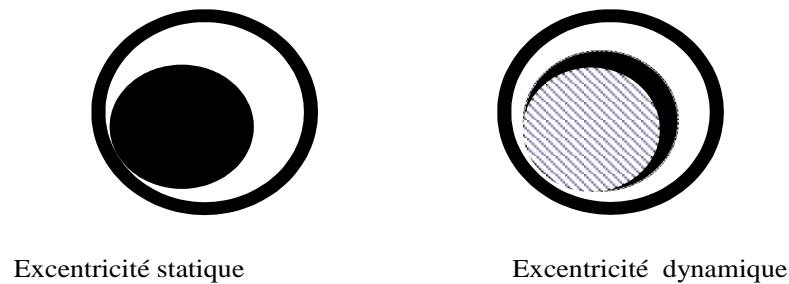


Fig. (1.2) : Représentation de l'excentricité statique et dynamique

A l'interface entre le stator et le rotor, le roulement à billes présente un vieillissement relativement rapide, il peut être diagnostiqué soit : à partir de mesure vibratoire ou par la présence des fréquences liées à ce défaut dans le spectre de courant. Cependant le stator est soumis à des contraintes plutôt électriques que mécaniques, le majeur défaut qui existe dans le stator c'est le court circuit d'une ou plusieurs spires de son bobinage, ou l'ouverture de phase d'alimentation.

I.2.3 Influence de la charge sur les défauts de la machine asynchrone [12] :

Comme les défauts de la machines asynchrone sont généralement liés à la vitesse de rotation , et la vitesse de rotation est liée elle aussi à la charge appliquée au moteur , cela induit que les défauts dans la machine sont étroitement rapprochés au couple exercé sur cette machine.

Plusieurs chercheurs [6] étudient l'effet de la dynamique de la charge sur le spectre des variations du couple par rapport à la rupture de barre, ils démontrent que tout changement du couple interfère sur la forme du spectre du courant d'une phase. Mais cependant dans l'analyse spectrale, il est très difficile de différencier l'anomalie de fonctionnement de la machine, de la dynamique de la charge sauf si on surveille tous les courants d'alimentation du moteur.

I.2.4 Diagnostic par Analyse spectrale ou fréquentielle

La manière la plus répandue de déceler un défaut quelque soit statorique ou rotorique se fait par l'analyse spectrale ou fréquentielle des grandeurs de la machine surtout le courant. Cette technique qui consiste à effectuer une transformée de Fourier de ces grandeurs (affectées par les défauts), et à visualiser les fréquences constituant ainsi la signature d'un défaut dans la machine. De plus elle permet une surveillance rapide et peu onéreuse, car elle nécessite tout simplement un capteur de courant ou de vitesse. Donc les défauts se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la rotation de la vitesse. Néanmoins l'analyse spectrale reste inadaptée pour les applications à vitesse variables et spécialement à l'effet de l'introduction des onduleurs (la modulation de la largeur d'impulsions qui parasite le traitement à caractère fréquentielle).

I.3 Modes et Méthodes utilisés pour le diagnostic et la surveillance [8] :

Le diagnostic est une étape primordiale pour déterminer le défaut avant qu'il ne conduise à un état défaillant et par la suite à une panne, ce qui nous laisse à réfléchir sur les moyens propices pour surveiller les systèmes et prendre la décision de faire continuer la marche ou de l'arrêter.

La surveillance des systèmes tant à assurer :

- **Primo** : une meilleure conduite des systèmes tout en détectant toutes les anomalies de fonctionnement, les identifier et à mettre les outils nécessaires à la prise de décision, visant ainsi à faire fonctionner aux mieux les processus (systèmes).
- **Secundo** : une bonne maintenance corrective qui intervient après la détection et la localisation d'un défaut. Cette étape peut être hors ligne ou en temps réel.

I.3.1 Modes de surveillances :

Donc la surveillance peut se faire hors ligne, si la machine ou le système se trouve dans un mode stationnaire, ou en ligne si le système évolue continuellement dans une chaîne de production où tout arrêt brusque causera des dommages majeurs.

Les éléments indispensables à étudier dans le cadre du diagnostic sont :

1. *Nature des causes de défaillance à localiser.*
2. *Connaissance des symptômes associés aux défaillances induites par les causes.*
3. *Maîtrise des moyens de mesure et de traitement des symptômes.*
4. *Connaissance des mécanismes physiques entre les causes et les effets.*
5. *Reconnaissances des expertises disponibles*

I.3.2 Méthodes de diagnostic et de surveillances :

Les méthodes du diagnostic sont classées en deux types ou catégories :

- **Méthodes internes** qui sont basées sur des modèles physiques ou de comportement (modèles mathématiques) validés expérimentalement par des techniques d'identification. Elles sont regroupées en deux grandes familles (méthode de modèle, méthodes d'identification de paramètres et méthodes d'estimation du vecteur d'état), connues aussi sous le nom de Méthode de diagnostic avec connaissance à priori
- **Méthodes Externes** qui n'ont aucun modèle pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine confortée par un solide retour d'expérience. Elles reposent sur les méthodes basées sur l'intelligence artificielle et les approches probabilistes (Reconnaissance de formes, Réseaux de neurones artificiels,

systèmes experts, logique floue etc. ...), connues aussi sous le nom de méthode de diagnostic sans connaissance à priori

I.3.2.1 Méthodes internes (Méthode de diagnostic avec connaissance à priori) :

Ce sont des méthodes à base de modèle analytiques qui reposent sur le suivi des paramètres et des grandeurs de la machine, au moyen d'algorithmes d'observation. Ce type de méthodes utilise la comparaison entre l'évolution du modèle avec celle du processus physique Figure (1.3).

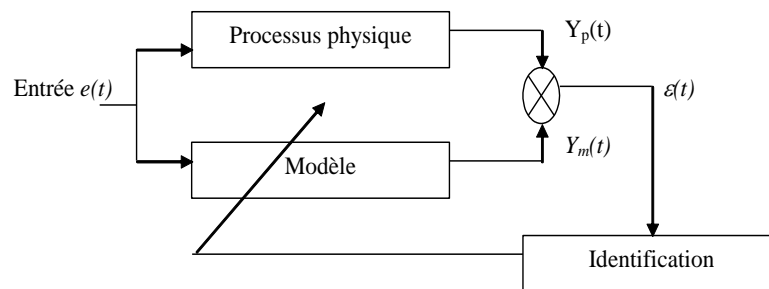


Fig. (1.3) : Principe du diagnostic par modèle

Si l'erreur de sortie $\varepsilon(t)$ est nulle, cela veut dire que la sortie modèle $Y_m(t)$ correspond exactement à la sortie du processus physique $Y_p(t)$, alors on peut conclure que le processus est sain. Donc la détection des défaillances consiste à suivre l'erreur de sortie ou par l'écart entre le modèle et le processus (méthode des résidus), qui peut être minimisé par la modification des paramètres structuraux du modèle. De cette manière les paramètres du système sont suivis même en cas de défauts.

I.3.2.2 Méthodes externes (Méthode de diagnostic sans connaissance à priori):

Ce sont des méthodes sans modèle basées sur l'extraction d'informations par le biais du traitement de signaux mesurés. Les signaux mesurables (les courants, les tensions, la vitesse, les vibrations, la température, les émissions sonores) peuvent fournir des informations significatives sur les défauts. Le fait que les modèles ne permettent pas d'étudier tous les défauts de la machine, les méthodes de diagnostic sans connaissance à priori contribuent énormément dans ce domaine par le suivi des grandeurs mesurables citant :

- Analyse des courants statoriques (analyse du spectre de courant).
- Analyse du flux car la conversion électromagnétique dans l'entrefer est affectée par tout déséquilibre magnétique, mécanique, électrique au rotor ou au stator.
- Analyse du couple Electromagnétique qui peut être reconstruit à partir de deux des trois courants statoriques et ajout de spires de flux dans ces deux phases (cela permet d'obtenir des forces électromotrices qui y sont induites).

- Analyse vibratoire de la machine ; grâce à des accéléromètres placés sur les paliers dans les directions verticales, axiales et radiales. Le même raisonnement concernant les courants s'adapte aux vibrations, elles ont la possibilité de recueillir des informations sur pratiquement tous les défauts de nature mécanique figure (1.4).

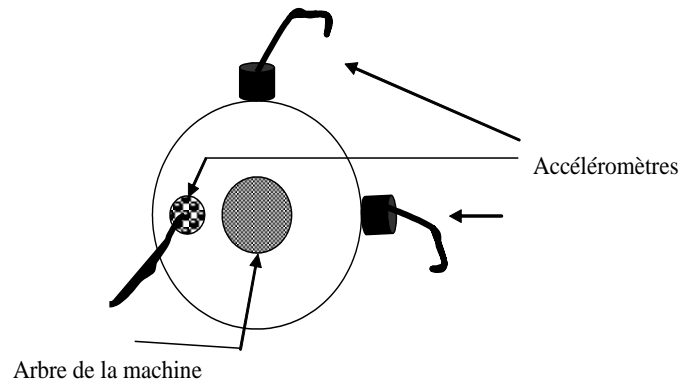


Fig. (1.4) : Mesures vibratoires sur la machine

I.4 Méthodes de modélisation du moteur asynchrone en cas de défauts [6],[11]

A ce jour, les modèles qui décrivent le fonctionnement de la machine asynchrone à cage d'écureuil peuvent être décomposées en deux parties :

- Les modèles dits " physiques".
- Les modèles dits "comportementaux".

En ce qui concerne les modèles physiques, ce sont les modèles régissant des lois de l'électromagnétisme qui sont utilisées pour décrire le fonctionnement de la machine asynchrone. Ces modèles peuvent varier en complexité selon la méthode de modélisation utilisée ou, d'ailleurs selon l'adaptabilité d'algorithmes à la détection de défauts en temps réel. On citera les plus populaires :

- La méthode des éléments finis.
- La méthode des réseaux de perméances.
- La méthode des circuits électriques magnétiquement couplés dite "méthode de multi-enroulement".

Les méthodes comportementales, quant à eux, reprennent les modèles physiques en y ajoutant des paramètres supplémentaires. Ces paramètres permettent la détection, et pour certaines d'entre elles la localisation du défaut observé. Nous citerons quelques unes :

- Méthode d'identification du modèle.
- Méthode de diagnostic par estimation paramétrique.

I.4.1 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est une approche qui requiert un temps de calcul important. Le circuit magnétique de la machine est découpé en plusieurs éléments de dimension faible pour permettre de considérer le matériau magnétique linéaire sur les surfaces correspondantes. L'utilisation des équations de MAXWELL, à partir des formes locales, permet de résoudre le problème. La résolution analytique correspondante est complexe et ne permet pas de traiter le phénomène de saturation que de façon approchée. De nombreux logiciels ont vu le jour pour permettre d'aborder cette approche difficile. Nous pouvons citer Flux 2D, Flux3D.

Le but principal de ces logiciels est, de déterminer la cartographie du champ magnétique présent dans les machines électriques dans l'objectif d'optimiser le dimensionnement de ces dernières. La méthode sera développée dans le chapitre suivant.

I.4.2 Méthode des réseaux de perméances

La méthode des réseaux de perméance est basée sur la décomposition en tubes de flux élémentaire du circuit magnétique de la machine asynchrone. Chaque tube ainsi obtenu est caractérisé par la perméance suivant qu'il se trouve dans le fer ou dans l'air. A partir de cette décomposition, on construit un réseau dit de perméance. Ces réseaux peuvent être assimilés à un circuit électrique habituel à la différence près que se sont les flux et les différences de potentiels magnétiques qui entrent en jeu à la place des courants et des différences de potentiels électriques.

Cette approche permet de prendre en compte les caractéristiques du fer utilisé pour la construction de la machine asynchrone. En effet, le calcul des différentes perméances ne peut se faire qu'en fixant une valeur précise pour la perméabilité relative du fer μ_r , le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméances de l'entrefer variables selon la position du rotor de la machine.

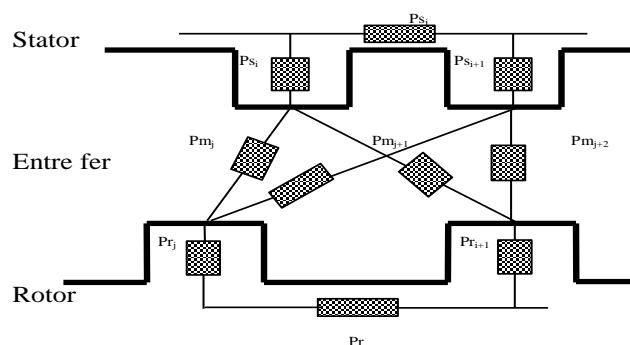


Fig.(1.5) : Circuit magnétique équivalent de la machine asynchrone [6]

I.4.3 Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés (MCMC)

Connue beaucoup plus part « méthode du modèle de multi enroulements », où les inductances

propres entre le stator et le rotor de la machine prennent une place importante dans cette méthode de modélisation, car elle tient à expliquer les différents phénomènes pouvant apparaître au sein de la machine asynchrone. Une modélisation précise de ces inductances mènera à un apport d'informations supplémentaires sur les signaux tels que le courant statorique ou encore la vitesse rotorique. Cette approche offre un bon compromis en terme de précision du modèle et de temps de calcul. De plus, ce type de modélisation permet de prendre en compte un certain nombre de défauts d'origines électromagnétiques. Cette approche offre un bon compromis en terme de précision du modèle et de temps de calcul.

Conclusion :

L'objectif de ce chapitre était d'établir un état de l'art des différentes méthodes de modélisation en vue du diagnostic et de la surveillance. Dans un premier temps on s'est intéressés aux notions préliminaires concernant le diagnostic, puis son historique. D'autre part nous nous sommes intéressés aussi aux différents modes et méthodes de diagnostic. Enfin on a présenté les diverses modélisations utilisées en diagnostic.

Chapitre II

**Modélisation et Identification
de la machine asynchrone**

L'étude de régime de fonctionnement transitoire et permanent nécessite l'élaboration d'un modèle mathématique qui tient compte des phénomènes enregistrés dans la machine asynchrone. Quelque soit l'objectif de l'étude commande ou surveillance la modélisation est indispensable.

La machine asynchrone se compose de deux armatures :

D'un primaire, généralement le stator, portant un bobinage, le plus souvent triphasé, logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation.

D'un secondaire, généralement le rotor, qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil, un rotor à cage est formé d'un certain nombre de barres, une par encoche, reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux.

La mise en équation de la machine asynchrone est basée sur quelques hypothèses simplificatrices qui supposent en général :

- *La machine est symétrique à entrefer constant.*
- *La répartition dans l'entrefer de la force magnétomotrice et du flux est sinusoïdale.*
- *Le circuit magnétique n'est pas saturé et à perméabilité constante.*
- *Les pertes fer par hystérésis et courants de Foucault sont négligeables.*
- *Effet de peau et l'échauffement ne sont pas pris en compte.*
- *L'effet de denture négligé.*

Dans ce chapitre on va présenter le modèle triphasé- triphasé puis passant au modèle biphasé par l'application de la transformation de Park sous différents repères. A la fin on identifiera les paramètres de la machine tout en comparant entre les essais classiques et la réponse de la machine à un échelon de tension.

II-a Modélisation de la machine asynchrone sans défaut :

II-a-1 Modèle triphasé :

Avec les hypothèses simplificatrices précédemment décrites, les équations des tensions des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques s'écrivent :

$$\text{Coté stator : } \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$\text{où : } [u_s]_{abc} = [R_s][i_s]_{abc} + \frac{d}{dt}[\phi_s]_{abc} \quad (2.1)$$

$$\text{Coté rotor } \begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = 0$$

$$\text{où : } [u_r]_{abc} = [R_r][i_r]_{abc} + \frac{d}{dt}[\phi_r]_{abc} = 0 \quad (2.2)$$

u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} : Les équations appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Les courants qui traversent les phases statoriques.

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$: Les flux totaux à travers les enroulements statoriques.

R_s (Respectivement R_r) : résistance propre statorique (respectivement rotorique), et en adoptant les mêmes notations pour le rotor, tout en remplaçant l'indice « s » par l'indice « r ».

Pour évaluer les flux, la machine est à entrefer constant ayant les deux armatures symétriques, les inductances propres et mutuelles entre enroulement sont constantes et égales soit :

$$[\phi_s]_{abc} = [L_s][i_s]_{abc} + [M_{sr}][i_r]_{abc} \quad (2.3)$$

$$[\phi_r]_{abc} = [L_r][i_r]_{abc} + [M_{rs}][i_s]_{abc} \quad (2.4)$$

Où :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} L_{psa} + L_{fsa} & M_s & M_s \\ M_s & L_{psb} + L_{fsb} & M_s \\ M_s & M_{scb} & L_{psc} + L_{fsc} \end{pmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{pmatrix} L_{pra} + L_{fra} & M_r & M_r \\ M_r & L_{prb} + L_{frb} & M_r \\ M_r & M_r & L_{prc} + L_{frc} \end{pmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{pmatrix}$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

Avec :

- L_{psx} et L_{fsx} : inductance principale et inductance de fuite statorique ; x : indice de la phase statorique
- $L_{psx} + L_{fsx} = l_s$: inductance propre d'une phase statorique ;
- L_{pry} et L_{fry} : inductance principale et inductance de fuite rotorique ; y : indice de la phase rotorique
- $L_{pry} + L_{fry} = l_r$: inductance propre d'une phase rotorique ;
- M_s (respectivement M_r) : mutuelle inductance entre deux phases statoriques (respectivement rotorique) ;
- M_{sr} : mutuelle inductance entre une phase statorique et une phase rotorique ;
- $\theta = p \cdot \theta_{m\acute{e}canique}$: angle électrique de la position du rotor par rapport au stator ;
- p : nombre de paires de pôles.

Afin de réduire le nombre de paramètres régissant la dynamique de la machine, les fuites magnétiques sont totalisées (ramenées) au stator, ainsi on peut écrire :

$$L_{fsx} = L_f \text{ et } L_{fry} = 0 \quad (2.5)$$

Finalement le modèle triphasé – triphasé aura pour forme :

$$[u_s]_{abc} = [R_s][i_s]_{abc} + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_s]_{abc} + [M_{sr}][i_r]_{abc} \} \quad (2.6)$$

$$[u_r]_{abc} = [R_r][i_r]_{abc} + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_r]_{abc} + [M_{rs}][i_s]_{abc} \} = 0 \quad (2.7)$$

II-a-2 Modèle biphasé :

La transformation du modèle triphasé en modèle biphasé repose sur le fait que toutes les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservées. Au lieu de considérer les trois phases d'axes fixes (a,b,c) du stator on considère l'enroulement équivalent formé des deux bobinages d'axes en quadrature $(d,q,0)$. Le passage est réalisé en utilisant la matrice de transformation $[P]$ de Park. Son expression :

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

La matrice inverse :

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

Si X est une grandeur exprimant une tension, un courant ou un flux, sa représentation dans le repère orthogonal $(d,q,0)$ par la transformation P est liée à la représentation dans un repère triphasé (a,b,c) par la relation :

$$[x]_{abc} = [P]^{-1} [x]_{dq0} \quad (2.8)$$

Donc la transformé linéaire sera appliquée aux équations de tensions que se soit les phases statoriques et rotoriques de la machine asynchrone :

$$[P]^{-1} [U]_{dq0} = [R] [P]^{-1} [i]_{dq0} + \frac{d}{dt} \{ [P]^{-1} [\phi]_{dq0} \} \quad (2.9)$$

Soit en multipliant par $[P]$:

$$[U]_{dq0} = [R] [i]_{dq0} + \frac{d}{dt} [\phi]_{dq0} + [P] \frac{d[P]^{-1}}{dt} [\phi]_{dq0} \quad (2.10)$$

$$\text{Et puisque : } [P] \frac{d[P]^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_{rep}}{dt} \quad (2.11)$$

On obtient finalement le système d'équations de Park qui constitue ainsi un modèle électrique équivalent pour enroulement diphasé :

Coté stator :

$$U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_{rep}}{dt} \phi_{sq} \quad (2.12)$$

$$U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_{rep}}{dt} \phi_{sd} \quad (2.13)$$

$$U_{s0} = R_s i_{s0} + \frac{d\phi_{s0}}{dt} \quad (2.14)$$

Coté rotor :

$$U_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_{rep}}{dt} \phi_{rq} \quad (2.15)$$

$$U_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_{rep}}{dt} \phi_{rd} \quad (2.16)$$

$$U_{r0} = R_r i_{r0} + \frac{d\phi_{r0}}{dt} \quad (2.17)$$

Lorsque le système est équilibré les composantes homopolaires deviennent nulles. Si on désigne par :

θ_{rep} : l'angle électrique entre l'axe d et le stator.

θ_r : l'angle électrique entre l'axe d et le rotor.

Alors la relation entre θ_{rep} et θ_r est la suivante : $\theta_{rep} - \theta_r = \theta$.

D'où la représentation vectorielle de la machine asynchrone dans le repère biphasé devient (après l'introduction des angles θ_{rep} et θ_r) :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_s + j\omega_{rep} \bar{\phi}_s \quad (2.18)$$

$$0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_r + j(\omega_{rep} - \omega) \bar{\phi}_r \quad (2.19)$$

$$\bar{\phi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \quad (2.20)$$

$$\bar{\phi}_r = L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s \quad (2.21)$$

avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance propre cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance propre cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

θ_{rep} : la position du repère tel que $\omega_{rep} = \frac{d\theta_{rep}}{dt}$; θ : la position du rotor par rapport au stator tel

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$ et θ_r : position de l'axe d et le rotor tel que $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$.

Il existe trois systèmes d'axes de référence avec des particularités distinctes :

- Si le référentiel est lié au stator $\theta_{rep} = 0$; $\omega_{rep} = 0$; $\omega_r = \omega$. Ce système est utilisé souvent pour l'étude des grandeurs rotoriques.
- Si le référentiel est fixe par rapport au rotor $\theta_r = 0$; $\omega_r = 0$; $\omega_{rep} = \omega$. Ce système est utile dans l'étude des grandeurs statoriques.
- Si le référentiel est lié au champ tournant si sa vitesse de rotation ω_{rep} est égale à la vitesse du champ tournant. On obtient un système électrique purement continu qui sera bien adapté pour la commande de la machine asynchrone.

Pour l'étude du diagnostic de la machine asynchrone, nous avons choisi le repère lié au rotor afin de suivre les grandeurs statoriques surtout le courant et de voir l'influence du défaut sur cette grandeur.

II-a-3 Représentation du couple Electromagnétique :

Le fait de simuler le système dans le repère de Park nécessite de connaître la position du rotor. On y parvient en introduisant l'équation mécanique de la machine :

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = C_{em}(t) - f_v \Omega(t) - C_r \quad (2.22)$$

$\Omega = \frac{\omega}{p}$: étant la vitesse de l'arbre moteur,

J : le moment d'inertie.

C_{em} : le couple électromagnétique,

C_r : l'ensemble des couples résistifs

f_v : le coefficient de frottement visqueux.

Le couple électromagnétique peut être représenté par le produit vectoriel suivant [19],

$$\bar{C}_{em} = \frac{L_m}{L_r} (\bar{i}_s \wedge \bar{\phi}_r) \quad (2.23)$$

L'expression du couple C_{em} dans le repère de Park avec fuite ramenée au stator s'écrit

$$C_{em} = p(i_{qs}\phi_{dr} - i_{ds}\phi_{qr}) \quad (2.24)$$

II-a-4 Résultats de simulation:

La représentation des grandeurs de la machine asynchrone sous différents repères est nécessaire présenter les sous plusieurs formes selon l'utilité de la tâche désirée ou voulue. Cette simulation a été réalisée avec une machine identifiée au laboratoire (identification à la fin de ce chapitre ou annexe A).

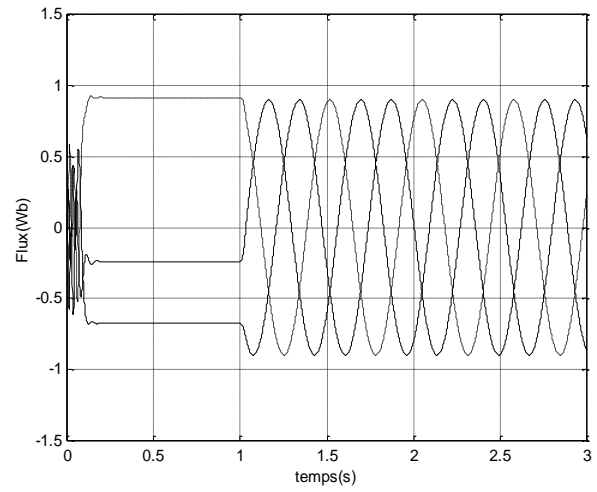
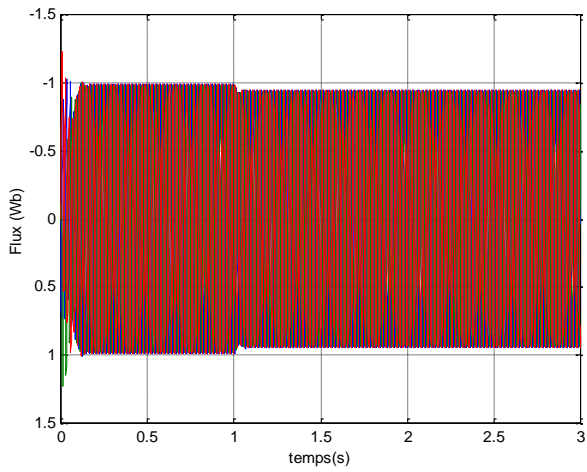
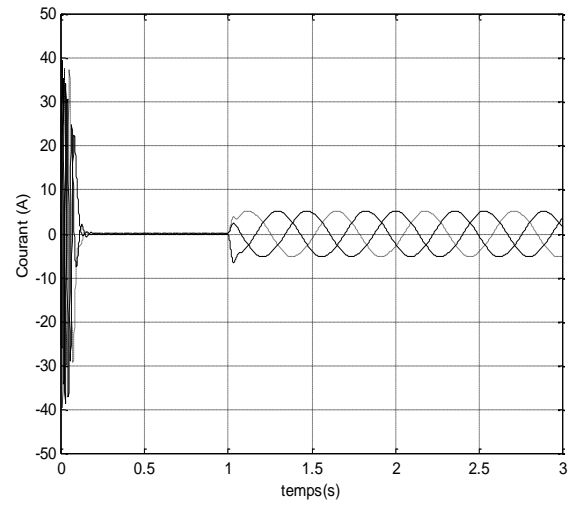
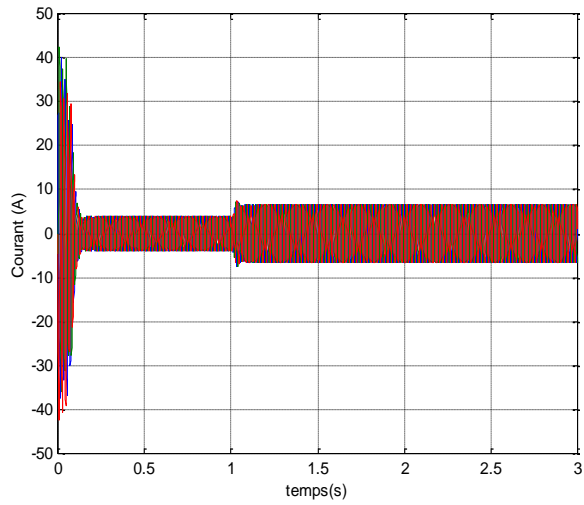
La figure (2.1) présente une progression successive des grandeurs de la machine asynchrone liées au repère triphasé, on remarque les courants sont fortement oscillatoires et peuvent être la source d'un défaut et par conséquent d'un endommagement de la machine.

La figure (2.2) illustre l'évolution des grandeurs dans le repère lié au stator, on remarque quelles sont alternatives.

Le parcours présenté dans la figure (2.3) montre que les grandeurs de la machine sont liées au champ tournant, elles deviennent continues ce qui est bien adapté à la commande des machines.

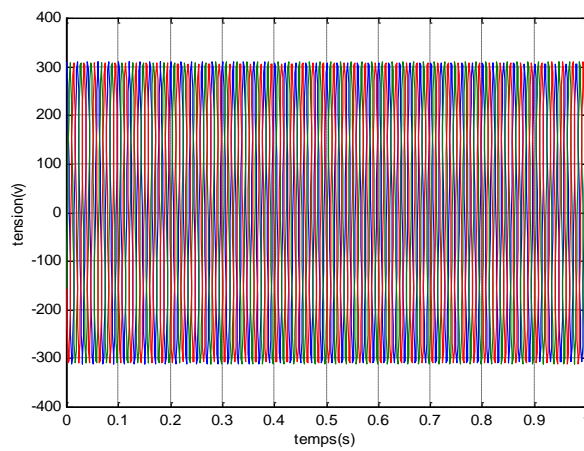
La figure (2.4) présente le comportement des grandeurs liées au repère du rotor. Elles sont quasi continues avec une pulsation de $g\omega$ qui est faible dans les conditions de fonctionnement de la machine.

La figure (2.5) illustre la vitesse et le couple de la machine, ce dernier est fortement pulsatoire au démarrage. La vitesse ne tarde pas à atteindre son régime permanent pratiquement la vitesse du synchronisme, ce qui prouve que le glissement est très faible.



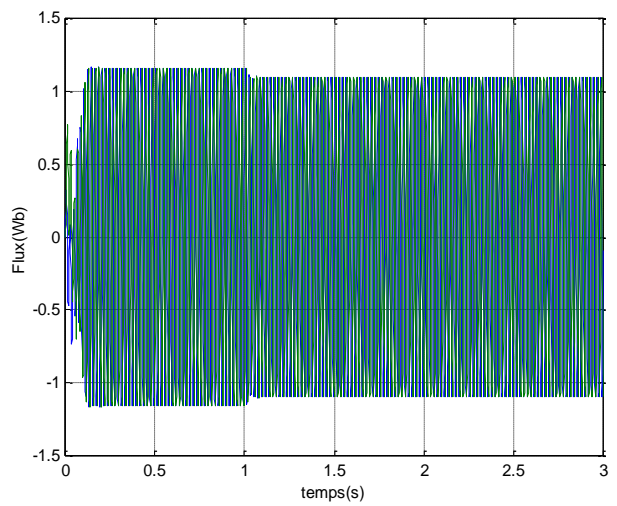
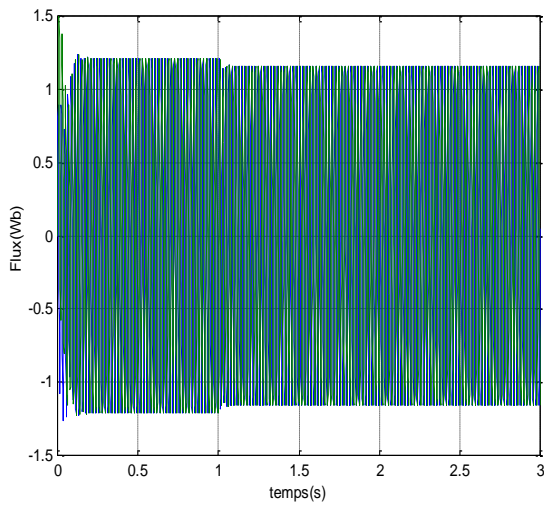
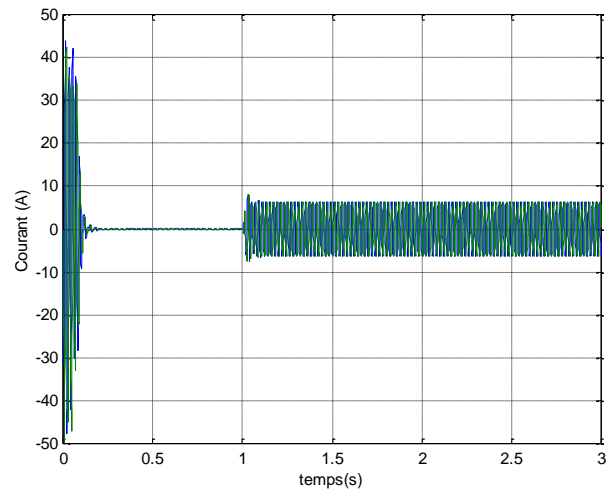
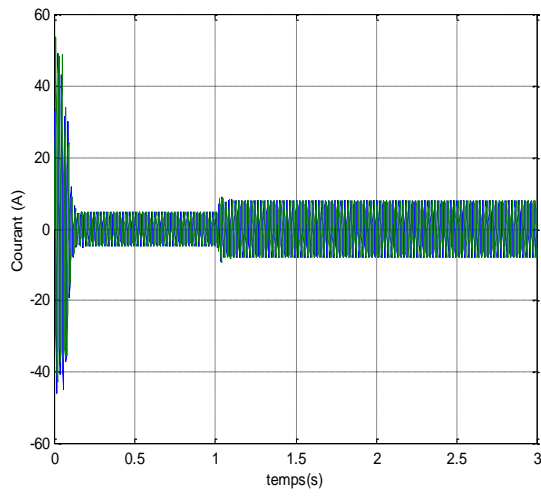
a) grandeurs statoriques

b) grandeurs rotoriques



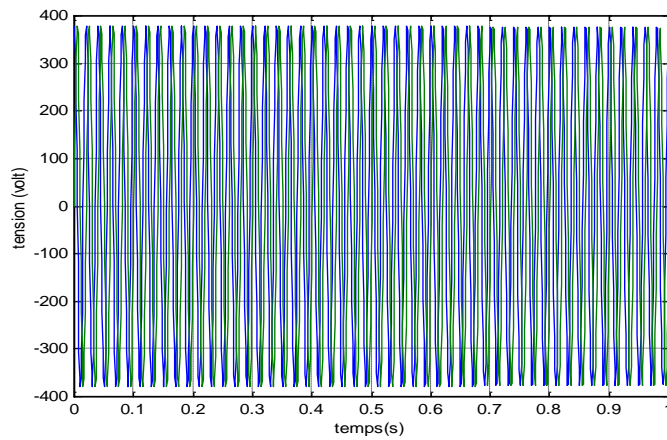
Tension d'alimentation

Fig (2.1) Les grandeurs statoriques et rotoriques de la machine asynchrone exprimées dans le repère triphasé



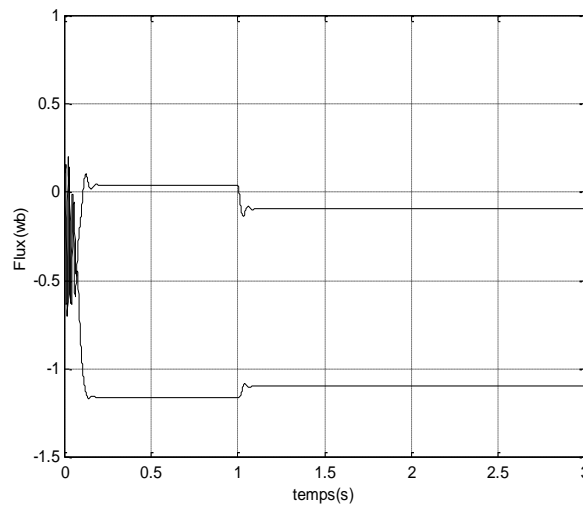
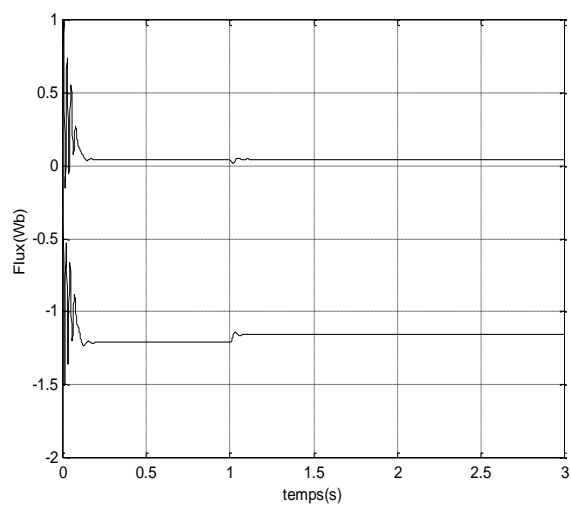
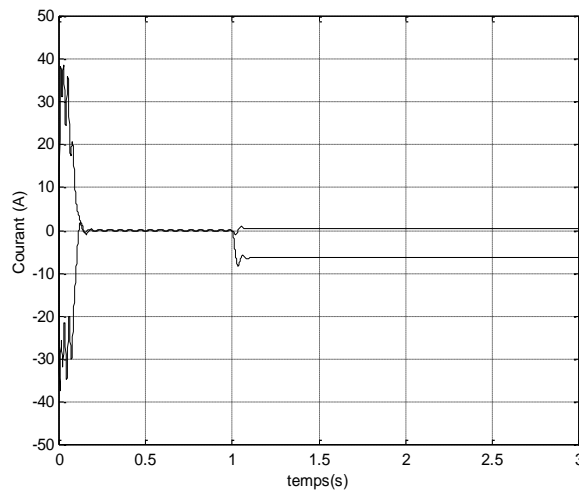
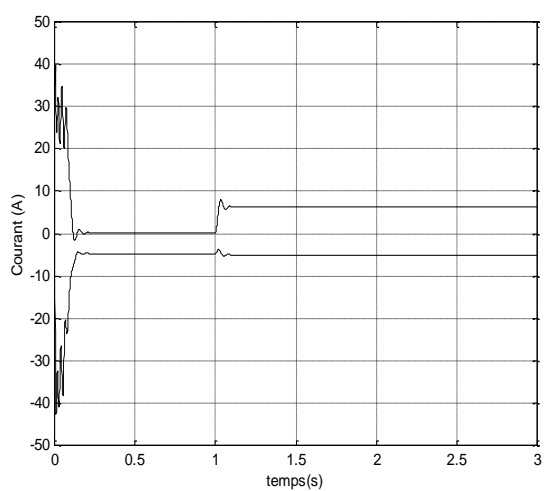
a) grandeurs statoriques

b) grandeurs rotoriques



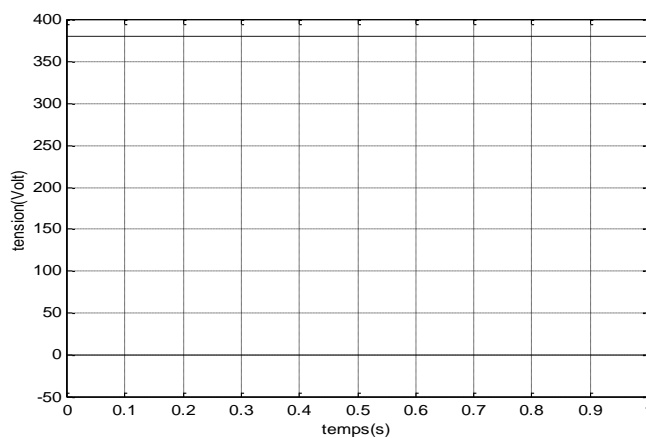
Tension d'alimentation

Fig (2.2) Les grandeurs statoriques et rotoriques de la machine asynchrone exprimées dans le repère du stator



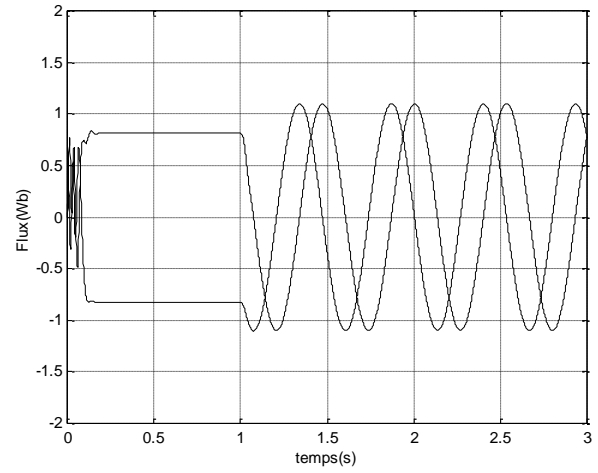
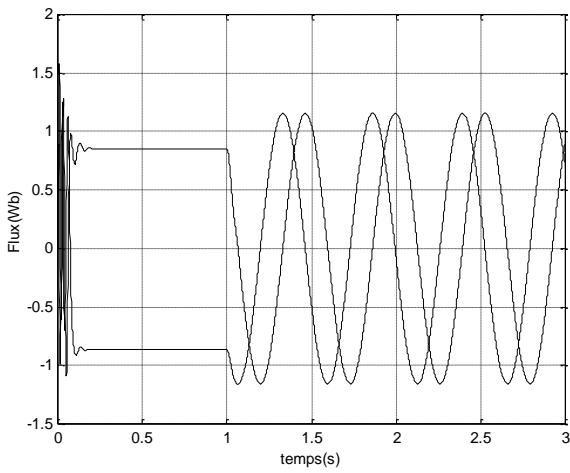
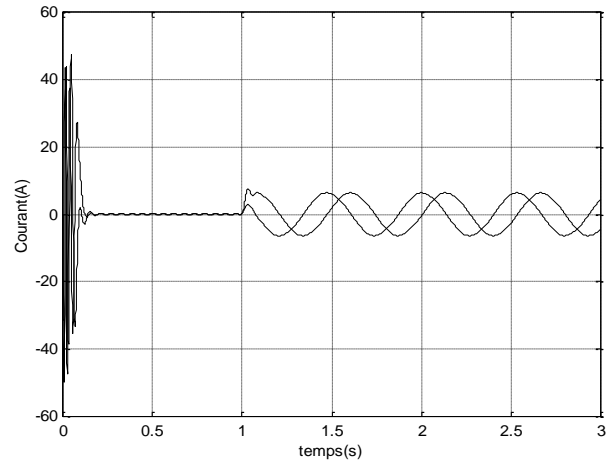
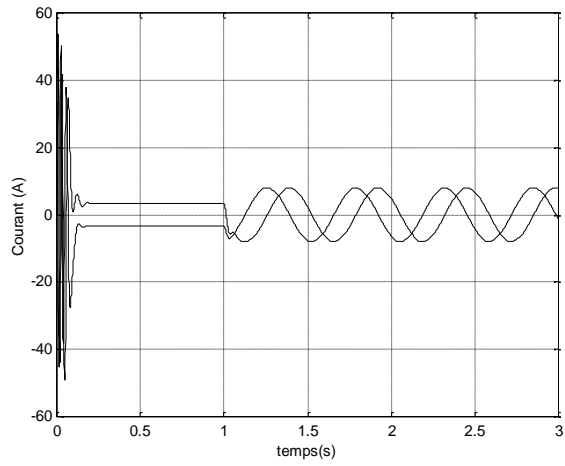
a) grandeurs statorique

b) grandeurs rotoriques



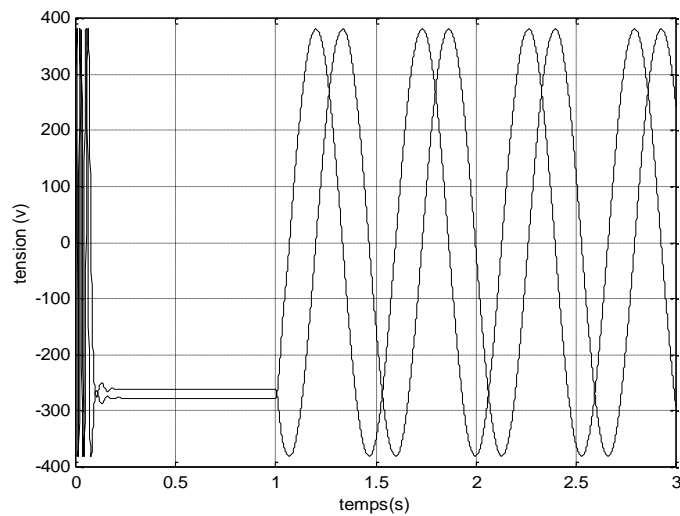
Tension d'alimentation

Fig (2.3) Les grandeurs statoriques et rotoriques de la machine asynchrone exprimées dans le repère du champ tournant



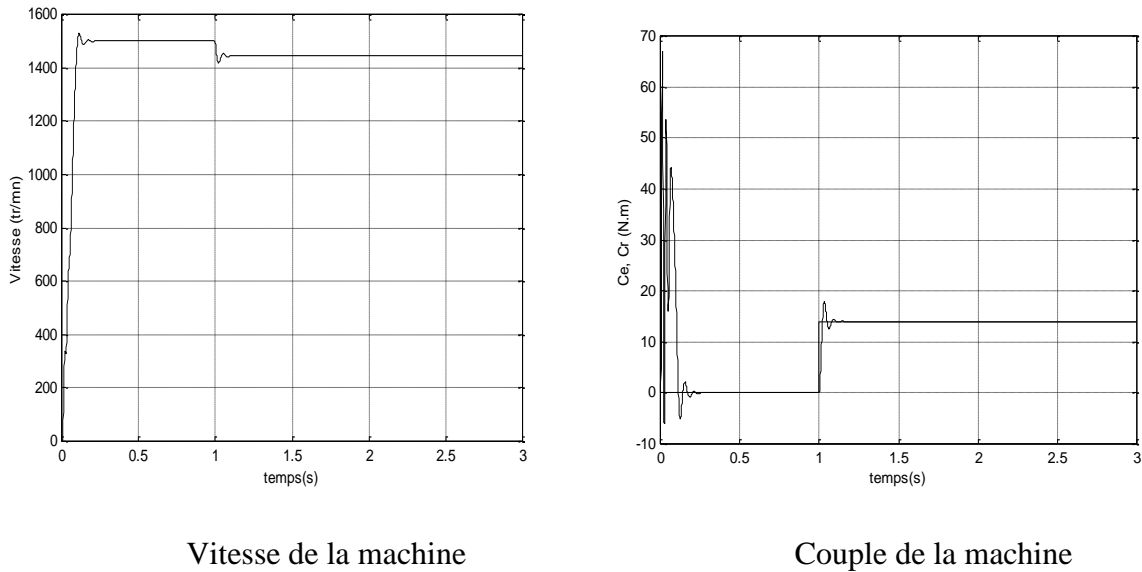
a) grandeurs statoriques

b) grandeurs rotoriques



Tension d'alimentation

Fig (2.4) Les grandeurs statoriques et rotoriques de la machine asynchrone exprimées dans le repère lié au rotor



Fig(2.5) : Evolution de la vitesse et du couple de la machine asynchrone

II-b Identification de la machine asynchrone :

II-b-1 Identification des paramètres par les essais conventionnels :

Le modèle de la machine asynchrone sera exprimé en régime permanent dans le repère diphasé lié au stator tout en tenant compte que les pertes sont totalisées au stator. $\omega_{rep} = 0$ et $\frac{d}{dt} = j\omega_s$ alors les équations [2.18-2.19] deviennent :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_s \bar{\phi}_s \tag{2.25}$$

$$0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_r + j(-\omega) \bar{\phi}_r \tag{2.26}$$

Le schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent

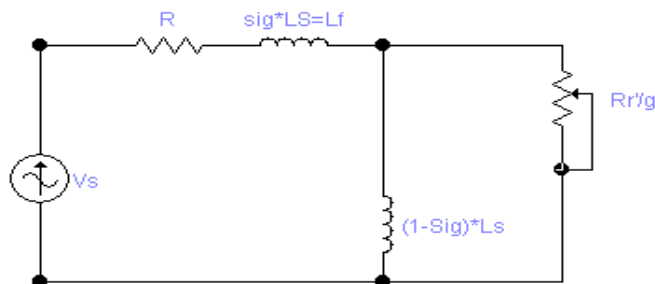


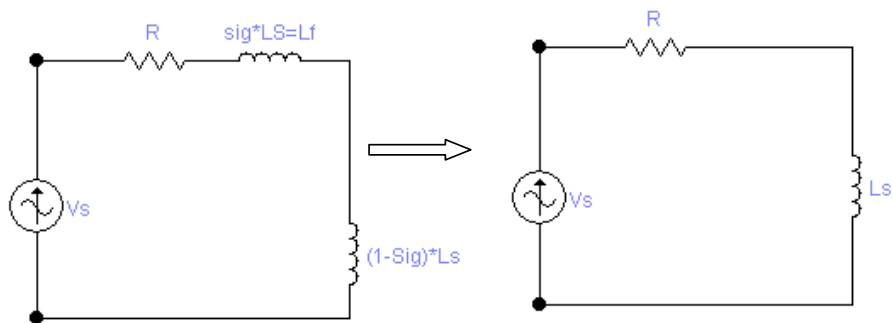
Fig (2.6) Schéma équivalent de la machine asynchrone avec les pertes totalisées au stator

Les essais classiques appliqués à la machine asynchrone tout en utilisant la méthode des deux wattmètres se décomposent:

- Essai à vide (V_{10} I_{10} P_{10} Q_{10} W_{10} W_{20})
- Essai à rotor calé (V_{1c} I_{1c} P_{1c} Q_{1c} W_{1c} W_{2c})

a) Essai à vide :

En prenant la tension à vide est la tension nominale, et on laisse la vitesse approcher de la vitesse du synchronisme



$$W_{10} = 630 \text{ W} ; W_{20} = -490 \text{ W} ; I_{s0} = 2.8 \text{ A} ; V_{10} = 225 \text{ V}$$

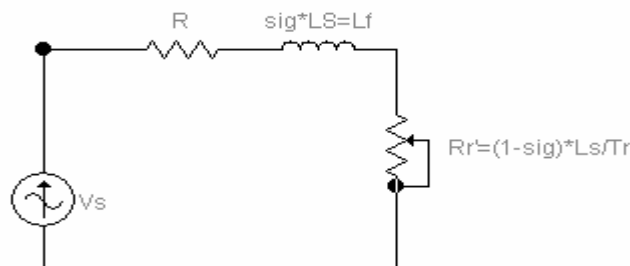
$$P_{10} = W_{10} + W_{20} = 630 + (-490) = 140 \text{ W}$$

$$Q_{10} = \sqrt{3}(W_{10} - W_{20}) = \sqrt{3}(630 - (-490)) = 1939.9 \text{ Var}$$

En utilisant la tension mesurée :

$$R_s = \frac{P_{10}}{P_{10}^2 + Q_{10}^2} V_{10}^2 = 2.8 \Omega \text{ et } L_s = \frac{Q_{10}}{P_{10}^2 + Q_{10}^2} \frac{V_{10}^2}{\omega_s} = 256 \text{ mH}$$

b) Essai rotor calé:



$$W_{1c} = 485 \text{ W} ; W_{2c} = -50 \text{ W} ; I_{1c} = 5.4 \text{ A} ; V_{1c} = 65 \text{ V}$$

$$P_{1c} = W_{1c} + W_{2c} = 485 + (-50) = 385 \text{ W}$$

$$Q_{1c} = \sqrt{3}(W_{10} - W_{20}) = \sqrt{3}(485 - (-50)) = 926.64 \text{ Var}$$

En utilisant toujours les tensions mesurées :

$$R'_r = \frac{P_{1c} V_{1c}^2}{P_{1c}^2 + Q_{1c}^2} - R_s = 1.87 \Omega \text{ (ramenée au stator)}$$

$$\sigma = \left(\frac{Q_{scc}}{Q_{s0}} \right) \cdot \frac{P_{10}^2 + Q_{10}^2}{P_{1c}^2 + Q_{1c}^2} \left(\frac{V_{1c}}{V_{10}} \right)^2 = 0.0826$$

$$T_r = \frac{(1 - \sigma) \cdot L_s}{R'_r} = 0.1249$$

$$L_s = L_r \Rightarrow R_r = \frac{L_r}{T_r} = \frac{0.256}{0.1248} = 2.05 \Omega$$

$$L_m = \sqrt{L_s^2 (1 - \sigma)} = 245.2 \text{ mH}$$

Moment d'inertie :

$$C - C_{st} = J \frac{d\omega}{dt}$$

$$\text{A vide : } C = 0 ; C_{st} = C_{pertes} \Rightarrow -C_{pertes} = J \frac{d\omega}{dt}$$

$$\text{On a : } \frac{d\omega}{dt} \approx \frac{\Delta\omega}{\Delta t} \Rightarrow -C_{pertes} = J \frac{\Delta\omega}{\Delta t} \Rightarrow J = -\frac{C_{pertes} \cdot \Delta t}{\Delta\omega}$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi \cdot N_0}{60} = 154.6711 \text{ rd/s}$$

$$C_{pertes} = \frac{P_{10} - 3 \cdot R_s \cdot I_{s0}^2}{\omega_0} = \frac{140 - 3(2.8)(2.8)^2}{154.6711} = 0.4474 \text{ N.m}$$

$$\Delta\omega = \omega_f - \omega_0 = 0 - \omega_0 = -154.6711$$

$$\Delta t = t_f - t(0) = 7.2 - 0 = 7.2 \text{ s}$$

$$J = -\frac{C_{pertes} \cdot \Delta t}{\Delta\omega} = -\frac{(0.4474)(7.2)}{-154.6711} = 0.0208 \text{ Kg.m}^2$$

II-b-2 Etude de la réponse en courant du moteur à un échelon de tension :

On alimente la machine, connectée en étoile, avec une source de tension continue égale à $10V$, comme le montre le schéma ci-dessous.

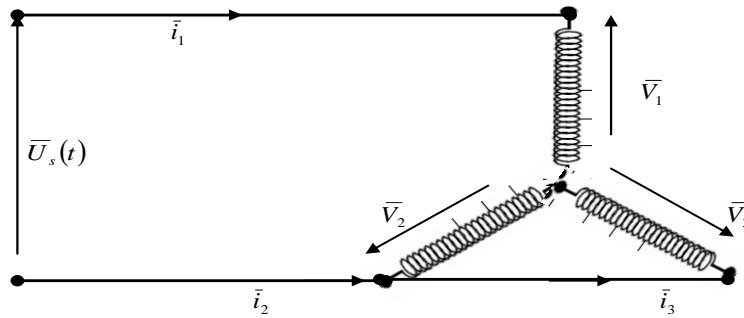


Fig (2.7) Schéma de la machine connectée en étoile

La machine asynchrone exprimée en repère diphasé lié au stator $\theta_{rep} = 0$; $\omega_{rep} = 0$; $\omega_r = \omega$ et cette machine est à l'arrêt $\omega = p\Omega = 0$. Après l'application de la transformée de Laplace

Alors le modèle sera exprimé de cette manière :

$$\begin{pmatrix} \bar{U}_s \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + PL_s & PL_m \\ sL_m & R_r + PL_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + PL_s & PL_m \\ PL_m & R_r + PL_r \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \bar{U}_s \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

$$\text{Alors } \frac{\bar{i}_s}{\bar{U}_s} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1 + T_r P}{1 + (T_r + T_s)P + \sigma T_s T_r P^2} \quad (2.28)$$

$$\text{D'après le schéma on a : } \begin{cases} \bar{i}_2 = \bar{i}_3 = -\frac{\bar{i}_1}{2} \\ \bar{V}_2 = \bar{V}_3 \end{cases} \quad (2.29)$$

(condition d'équilibre de la machine triphasée est respectée)

$$\bar{i}_s = i_{\alpha s} + j i_{\beta s} = \sqrt{\frac{2}{3}}(\bar{i}_1 + a\bar{i}_2 + a^2\bar{i}_3) = \sqrt{\frac{2}{3}}(\bar{i}_1 + (a + a^2)\bar{i}_2) = \sqrt{\frac{2}{3}}(\bar{i}_1 - \bar{i}_2) \quad (2.30)$$

$$\bar{U}_s = U_{\alpha s} + j U_{\beta s} = \sqrt{\frac{2}{3}}(\bar{V}_1 + a\bar{V}_2 + a^2\bar{V}_3) = \sqrt{\frac{2}{3}}(\bar{V}_1 + (a + a^2)\bar{V}_2) = \sqrt{\frac{2}{3}}(\bar{V}_1 - \bar{V}_2) = \sqrt{\frac{2}{3}}.E \quad (2.31)$$

Finalement on a :

$$\begin{cases} U_{\alpha s}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E & ; U_{\beta s}(t) = 0 \\ i_{\alpha s}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot i_1 & ; i_{\beta s}(t) = 0 \end{cases}$$

$$\text{Donc : } \frac{i_{\alpha s}}{U_{\alpha s}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1 + T_r P}{1 + (T_r + T_s)P + \sigma T_s T_r P^2} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1 + AP}{(1 + BP)(1 + CP)} \quad (2.32)$$

avec :

$$\begin{cases} A = T_r = \frac{L_r}{R_r} \\ B + C = T_r + T_s & ; T_s = \frac{L_s}{R_s} \\ B * C = T_r T_s \sigma \\ U_{\alpha s} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{E}{P} \\ i_{\alpha s} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot i_1 \end{cases}$$

$$i_1 = \frac{2}{3} \frac{E}{R_s} \frac{1 + AP}{P(1 + BP)(1 + CP)} \quad (2.33)$$

$$I_0 = \lim_{t \rightarrow \infty} (P \cdot i_1) = \frac{2}{3} \frac{E}{R_s} \quad (2.34)$$

Le passage à l'original (transformée inverse de Laplace) nous donne :

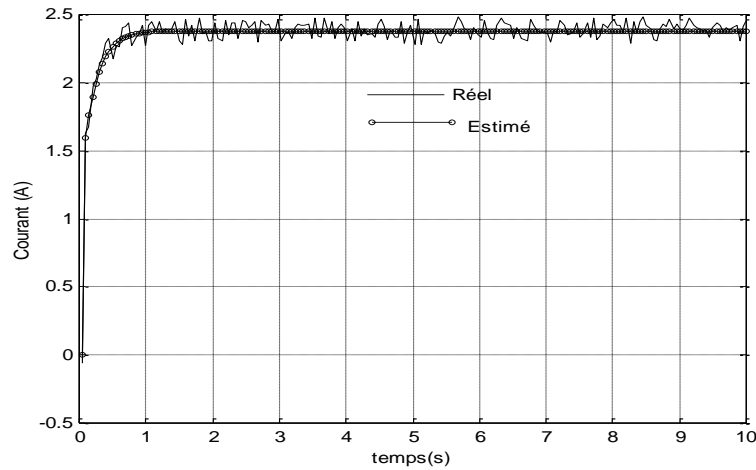
$$i_1(t) = I_0 \left(1 - \alpha e^{-\frac{t}{\tau_1}} - \beta e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right) \quad (2.35)$$

$$\text{avec } \tau_1 = B ; \tau_2 = C ; \alpha = \frac{A - B}{C - B} ; \beta = \frac{C - A}{C - B}$$

Connaissant la réponse mesurée indicielle en continu de la machine asynchrone à l'arrêt, quelle est la meilleure fonction interpolant les points expérimentaux pour pouvoir déterminer $I_0, \alpha, \beta, \tau_1, \tau_2$ et

donc A, B, C et finalement $R_s, T_s = \frac{L_s}{R_s}, T_r = \frac{L_r}{R_r}, \sigma, L_f = \sigma \cdot L_s$.

En utilisant la méthode itérative des moindres carrée (Annexe B) et en partant d'un vecteur d'état initial (essais conventionnels)



Réponse en continu de la machine asynchrone

	Valeurs essais classiques	Valeurs essai en tension continue
T_s (s)	0.0914	0.0923
T_r (s)	0.1249	0.1257
σ	0.0826	0.1051
R_s	2.8	2.8011
R_r	2.05	2.0562
L_s (H)	0.2560	0.2585
L_r (H)	0.2560	0.2585
L_m (H)	0.2452	0.2445

Tableau comparatif entre les essais conventionnels et l'essai en échelon

La différence est très petite entre les deux essais, donc nous pouvons prendre soit : les paramètres issus des essais classiques ou de les paramètres issus de la réponse en tension.

Résistance Statorique

$$R_s = 2.8 \Omega$$

Résistance Rotorique

$$R_r = 2.05 \Omega$$

Inductance Cyclique Statorique

$$L_s = 0.256 H$$

Inductance Cyclique Rotorique

$$L_r = 0.256 H$$

Inductance Mutuelle Cyclique

$$L_m = 0.2452 H$$

Moment d'Inertie

$J=0.02 \text{ SI}$

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons opté pour la modélisation de la machine asynchrone saine (sans défaut) dans le repère triphasé, puis dans le repère diphasé, en tenant compte de plusieurs hypothèses simplificatrices.

La représentation de l'évolution des paramètres de la machine asynchrone sous différents repères, nous a permis de connaître quel repère choisir pour le diagnostic et la surveillance. Dans cette optique le choix du repère lié au rotor était nécessaire.

L'identification de la machine asynchrone a été abordée par deux méthodes (les essais conventionnels) et l'essai à un échelon de tension lissé par la méthode itérative des moindres carrées, où on remarque la non différence entre les deux méthodes.

Chapitre III

**Modélisation de la machine Asynchrone
avec défauts**

Afin d'étudier les phénomènes relatifs aux défauts, il est nécessaire d'avoir un modèle de la machine qui permet de les simuler. Plusieurs approches sont possibles, la première s'appuie sur la distribution des champs et des courants en tout point de la machine appelée fréquemment **la méthode des éléments finis** « **MEF** » utilisant des outils de calcul complexes, citant le cas de la résolution des équations de MAXMWELL, la deuxième approche permet de modéliser la machine par des mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement appelé communément **Modèle multi – enroulements**. En fin la dernière approche consiste à utiliser un modèle plus compact (réduit) de Park en vue de l'estimation paramétrique de la machine Asynchrone qui débutera par l'étude du modèle tenant compte des défauts statoriques type court circuit entre spires, puis le modèle prenant en considération les défauts rotoriques type cassure de barres, en terminant par la modélisation des défauts simultanés statoriques et rotoriques, tout en essayant de les comparer avec des résultats expérimentés en niveau du laboratoire.

L'élaboration de modèles de défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil doit obéir à certaines règles qui permettent la détection et la localisation des défauts (court circuit de spires dans les phases statoriques et rupture de barre au rotor). Ces règles sont les suivantes :

- Les modèles obtenus doivent être simples et pratiques pour pouvoir les identifier.
- La représentation du défaut doit être fine et réaliste.

III.1 Méthode des éléments finis [3] :

Une détermination précise de grandeurs telles que couple, pertes ou énergie nécessite la résolution des équations du champ à l'intérieur de la machine en tenant compte surtout des phénomènes (saturation, courants de Foucault : induits dans les conducteurs massifs, thermiques : influence de la résistivité, effet de peau etc...). Alors cette résolution fait appel à la simulation numérique par la méthode des éléments finis avec défauts.

Dans ce cadre les équations de Maxwell conduisent à :

$$\frac{\partial}{\partial} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial y} \right) - j \cdot g \cdot \omega \cdot \sigma \cdot A + J = 0 \quad (3.1)$$

A : Potentiel du vecteur magnétique.

ν : Réductance des matériaux magnétique.

σ : Conductivité des conducteurs.

g : glissement (Slip en anglais) du rotor par rapport au champ tournant.

J : densité de courant.

La résolution de l'équation (3.1) nécessite de connaître ses conditions aux limites.

III.1.1 Principe de la méthode des éléments finis :

Cette méthode est utilisée depuis fort bien longtemps par les mécaniciens avant d'être appliquée vers les années soixante dix au domaine de l'Electromagnétisme, nous rappelons son principe comme suit :

- **Discrétiser** : découper le domaine (D) en éléments (triangles ou quadrilatères, rectilignes ou curvilignes) reliés entre eux par un nombre finis de points où les potentiels nodaux A_k sont les inconnues du problèmes.
- **Approximer** : par interpolation polynomiale de l'inconnu sur chaque élément (e) $A^e = \sum N_k A_K$ où les $N_k(x_k, y_k)$ représentent les fonctions de formes.
- **Ecrire** : sous forme matricielle les équations de potentiel.
- **Assembler** : les intégrales élémentaires pour obtenir la fonctionnelle totale au nœuds

$$\iint_s \rightarrow \iint_e$$

- **Résoudre** : le système d'équations algébriques écrit sous la forme matricielle en prenant compte les conditions aux limites.

III.1.2 Logiciel de résolution :

III.1.2.1 Bref aperçu :

Les logiciels à éléments finis passe par différentes étapes séquentiellement exécutées :

- Introduction des données géométriques et des physiques de la machine.
- Maillage.
- Résolution.
- Exploitation des résultats.

Les différentes étapes sont implantées dans le logiciel **Flux-2D** comportant des modules spécialisés (acquisition, visualisation, exploitation etc.....), qui permettent de calculer et de visualiser les grandeurs bidimensionnelles utiles par des dispositifs comportant des matériaux à caractère linéaire et non linéaire. Il permet aussi le couplage avec les équations de circuits et d'ajouter aussi des régions surfaciques particulières pour l'étude des machines tournantes.

III.1.2.2 Mise en œuvre du logiciel :

Au départ il faut modéliser la machine asynchrone à l'aide du logiciel qui sera implantée dans un module descriptif de la géométrie et du maillage appelé **[Perflu]**, puis en introduisant les propriétés physiques de la machine dans un module appelé **[Prophy]**, en plus on fait intervenir toutes les contraintes nécessaires pour ce modèle (barre cassée, courant d'interbar, etc....) dans un module appelé **[Cirflu]**.

La résolution se fait avec un module **[Resgen]** en tenant compte de nombre de ligne résolu par minute. En fin l'exploitation et la synthèse des résultats se traite à partir du module **[Expgen]**.

Pour simuler la rupture de barre ou d'anneaux sur ce logiciel , il suffit de lui affecter soit un matériau de résistivité quasi infini , soit la propriété à vide , en modifiant en conséquence le nombre de barre ou d'anneaux de la cage associée.

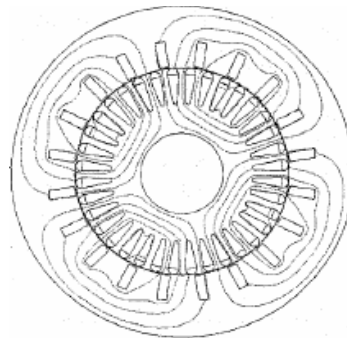


Fig (3.1.1) : Modèle de la machine asynchrone (Vue générale avec répartition du flux) [3]

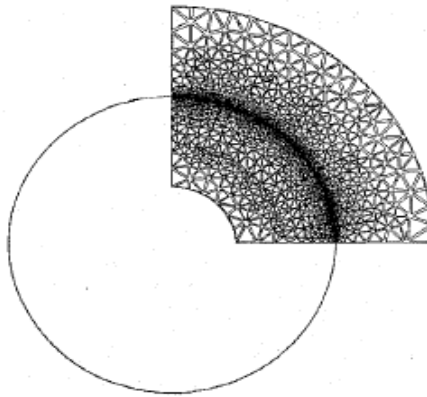


Fig (3.1.2) : Discretisation du quart de la machine asynchrone [3]

III.1.3 Critique de la méthode des Eléments finis :

Les erreurs numériques relatives à la méthode des éléments finis et les résultats numériques obtenus avec cette méthode dépendent pour beaucoup du choix du maillage de la structure. Sa détermination nécessite un certain « savoir-faire », car si la précision des résultats augmente théoriquement avec la finesse du maillage, les erreurs numériques font qu'il existe un compromis entre le nombre de noeuds, le temps de calcul et les erreurs numériques.

Les erreurs dues au calcul de la carte des $\mu(x, y)$: la symétrie « introduit » à l'instant t de la simulation une saturation dans des régions où il n'en existe pas. Ceci dit, l'énergie est principalement localisée dans les zones où le champ magnétique est important. Il est donc primordial d'avoir une bonne estimation de $\mu(x, y)$ pour ces zones [16].

III.2. Modèle Multi enroulement de la machine asynchrone [15]:

III.2.1 Modèle complet :

Le modèle multi enroulement renseigne sur le comportement de la machine lors de rupture totale ou partielle de barre(s) rotorique(s) avec ou sans rupture d'anneau. Afin de valider ce modèle, on essaiera d'introduire les paramètres de la machine identifiée et voir les résultats de simulations.

Pour cela, il faut introduire une structure à mailles figure (3.2.1), qui est à la base de l'estimation des différents paramètres électromagnétiques.

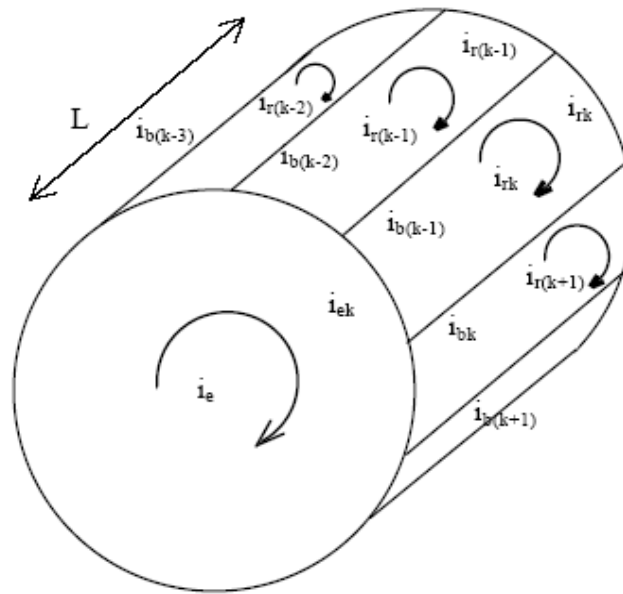


Fig (3.2.1) : Représentation du rotor [15]

Le champ dû à un bobinage statorique est :

$$B_{sm}(\theta) = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{e.p} i_{sm} \cos\left(p\theta_{méc} - m\frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.2)$$

avec $m=0,1,2$ le nombre de phases statoriques.

Par conséquent, le flux principal et l'inductance cyclique sont donnés par :

$$\phi_{psm} = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2} R.L.i_{sm} \quad (3.3)$$

$$L_{sc} = \frac{3}{2} L_{sp} + l_f = \frac{6}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2} R.L \quad (3.4)$$

Le courant de la barre k est tiré de la maille :

$$i_{bk} = i_{rk} - i_{r(k-1)} \quad (3.5)$$

La distribution du champ due à la k ième boucle de courant rotorique est considérée comme étant rectangulaire. De ce fait, inductance propre et inductance mutuelle rotorique sont données par :

$$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2.\pi.L.R \quad (3.6)$$

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2.\pi.L.R \quad (3.7)$$

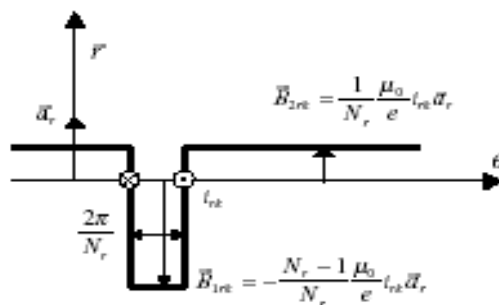


Fig.(3.2.2) Répartition du flux en fonction de la position [15]

Pour l'interaction entre le stator et le rotor, le flux induit par la $k^{\text{ième}}$ boucle rotorique donne :

$$\phi_{smk} = \oint_{S_{rk}} \vec{B}_{sm} \cdot d\vec{S}_{rk} = - \int_{\frac{\theta_r + k \frac{2\pi}{N_r} - \frac{\pi}{N_r}}{\frac{\theta_r + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}}} B_{sm}(\theta_{méc}) R.L.d\theta_{méc} \quad (3.8)$$

$$\phi_{smk} = -\frac{2}{\pi} \frac{\mu_0}{e p} N_s L.R. \frac{1}{p} \left[\sin \left(p\theta_{méc} - m \frac{2\pi}{3} \right) \right]_{\frac{\theta_r + k \frac{2\pi}{N_r} - \frac{\pi}{N_r}}{\frac{\theta_r + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}}} \quad (3.9)$$

La mutuelle inductance entre la phase m du stator et $k^{\text{ième}}$ boucle du rotor donne :

$$M_{smk} = -M_{sr} \cos \left(\theta_r - m \frac{2\pi}{3} + ka \right) \quad (3.10)$$

$$\text{Avec } M_{sr} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{e p^2} N_s L.R. \sin p \frac{\pi}{N_r} \quad (3.11)$$

Où $a = p \frac{2\pi}{N_r}$ angle électrique entre deux mailles rotoriques.

Les équations donnant les tensions du stator utilisent la matrice de Clarke, laquelle nous ramène à un système en $\alpha\beta$. L'utilisation de la matrice de rotation permet d'obtenir finalement un système sur le repère de Park dq . Donc les équations relatives à la machine deviennent :

$$v_{sdq} = R_s i_{sdq} + \omega_r P \left(\frac{\pi}{2} \right) \cdot \phi_{sdq} + \frac{d\phi_{sdq}}{dt} \quad (3.12)$$

$$\text{avec } \phi_{sdq} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} - M_{sr} \begin{bmatrix} \dots \cos ja \dots \\ \dots \sin ja \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r0} \\ \vdots \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Pour les anneaux de court circuit, on peut écrire :

$$L_e \frac{di_e}{dt} - \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{di_{rk}}{dt} = - \left(R_e i_e - \frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \right) \quad (3.14)$$

Dans la $k^{\text{ième}}$ boucle rotorique on a :

$$0 = \frac{R_e}{N_r} i_{rk} - R_{b(k-1)} i_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} (i_{rk} - i_e) + R_{bk} i_{bk} + \frac{d\phi_{rk}}{dt} \quad (3.15)$$

Le flux de boucle rotorique est :

$$\phi_{rk} = \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b \right) i_{rk} + M_{rr} \sum_{j=0, j \neq k}^{N_r-1} i_{rj} + L_b (i_{r(k-1)} + i_{r(k+1)}) - \frac{3}{2} M_{sr} (i_{ds} \cos ka + i_{qs} \sin ka) - \frac{L_e}{N_r} i_e \quad (3.16)$$

Par conséquent, le modèle global de la machine asynchrone est :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & \dots & \dots & M_{sr} \cos ja & \dots & \dots & 0 \\ 0 & L_{sc} & \dots & \dots & M_{sr} \sin ja & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & & & & & -\frac{L_e}{N_r} & \vdots \\ -\frac{3}{2} M_{sr} \cos ka & -\frac{3}{2} M_{sr} \sin ka & & [L_r] & & & \vdots & \vdots \\ \dots & \dots & & & & & -\frac{L_e}{N_r} & \vdots \\ 0 & 0 & -\frac{L_e}{N_r} & \dots & -\frac{L_e}{N_r} & & L_e & i_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{r0} \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \\ i_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & \dots & \dots & M_{sr} \omega \sin ja & \dots & \dots & 0 \\ \omega L_{sc} & R_s & \dots & \dots & -M_{sr} \omega \cos ja & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & & & & & -\frac{R_e}{N_r} & i_{r0} \\ \dots & \dots & & [R_r] & & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & & & & & -\frac{R_e}{N_r} & \vdots \\ 0 & 0 & -\frac{R_e}{N_r} & \dots & -\frac{R_e}{N_r} & & R_e & i_{r(N_r-1)} \\ 0 & 0 & & & & & & i_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{r0} \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \\ i_e \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\text{Avec } [L_r] = \begin{bmatrix} L_{\sigma} + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \cdots & M_{rr} - L_b \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ M_{rr} - L_b & M_{rr} & \cdots & M_{rr} - L_b & L_{\sigma} + 2\frac{L_e}{N_r} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} \frac{2R_e}{N_r} + R_{b0} + R_{b(N_r+1)} & -R_{b0} & 0 & \cdots & -R_{b(N_r-1)} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ -R_{b(N_r-1)} & 0 & \cdots & R_{b(N_r-1)} & \frac{2R_e}{N_r} + R_{b0} + R_{b(N_r-1)} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Ainsi ce modèle sera représenté par la forme canonique suivante :

$$\frac{d[I]}{dt} = [L]^{-1} ([V] - [R][I]) \quad (3.20)$$

Où $[L]^{-1}$ est calculée une seule fois.

Le couple électromagnétique est obtenu par dérivation de la co-énergie :

$$C_e = \frac{3}{2} [i_{s\alpha\beta}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} \cdots & -M_{sr} \cos(\theta_r + ka) & \cdots \\ & -M_{sr} \sin(\theta_r + ka) & \cdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$\text{D'où } C_e = \frac{3}{2} p M_{sr} \left\{ i_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \sin(ka) - i_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \cos(ka) \right\} \quad (3.22)$$

Pour la simulation des barres cassées, il faut modifier les résistances en les augmentant. Cette augmentation aura pour effet de diminuer le courant y circulant. Une simple augmentation de 10 fois peut permettre de voir les phénomènes relatifs à ce défaut. Mais utilisant le modèle tel qu'il est aura un prix excessif vis-à-vis du temps de calcul [4], alors il est préférable d'utiliser le modèle réduit

III.2.2 Modèle équivalent (d,q) réduit :

La représentation d'état fait apparaître un système d'ordre très élevé car il est constitué du nombre de phases statoriques, du nombre de barres rotoriques (autant d'équations que de barres) et de l'équation du couple électromagnétique. Il est judicieux de réduire l'ordre du système afin de faire une économie du temps. En utilisant la transformée de Clarke ou Concordia étendue, permettant de transformer un système de rang supérieur en système diphasé.

Ce passage est réalisé en utilisant la matrice de transformation suivante :

$$T(\theta_r) = \frac{2}{N_r} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots \\ \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - ka) & \dots \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - ka) & \dots \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

La transformée inverse est :

$$[T(\theta_r)]_{inv} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ 1 & \cos(\theta_r - ka) & -\sin(\theta_r - ka) \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

La transformation est appliquée directement sur le modèle du système décrit par l'équation (2.17) où les grandeurs sont déjà exprimées dans le repère de Park lié au rotor ($\theta_r = 0$), en éliminant la composante homopolaire inutile

$$\begin{bmatrix} I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \xrightarrow{[T]} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \text{ avec } [T] = \frac{2}{N_r} \begin{bmatrix} 1 & \cos(ka) & \dots \\ 0 & -\sin(ka) & \dots \end{bmatrix}$$

La simplification des équations aboutit à la représentation suivante :

$$[L]_{eq} \frac{d}{dt} [I]_{eq} = [V]_{eq} - [R]_{eq} [I]_{eq} \quad (3.25)$$

$[L]_{eq}$: Matrice d'inductance du modèle d, q équivalent.

$[R]_{eq}$: Matrice de résistance équivalent d,q équivalent.

$$[L]_{eq} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & \frac{N_r}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & \frac{N_r}{2} M_{sr} & 0 \\ \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$[R]_{eq} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_s & 0 & \frac{N_r}{2} \omega M_{sr} & 0 \\ \omega L_s & R_s & \frac{N_r}{2} \omega M_{sr} & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_a \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Avec :

$$L_{rc} = L_p - M_{rr} + 2L_a + 2L_b(1 - \cos(a)) \quad \text{et} \quad R_r = 2 \frac{R_e}{Nr} + 2R_b(1 - \cos a) \quad (3.28)$$

III.2.3 Critique de la méthode des multi -enroulements :

Le modèle multi enroulement permet d'observer les courants dans la cage rotorique et leurs évolutions, ce modèle devient très rapide s'il est exprimé dans un repère biphasé lié rotor, mais n'est au moins il n'est pas adapté pour l'étude des défauts statoriques que si on l'utilise sous forme de modèle triphasé qui sera pénalisé par un temps trop lent.

La connaissance des paramètres additionnels de la machine (relativement difficile à identifier) tel que les inductances et les résistances de barre et d'anneaux laisse le modèle ouvert à une critique sévère.

III.3. Modèle de la machine avec défauts en vue de l'estimation paramétrique:

III.3.1 Modèle de la machine asynchrone avec défauts statoriques de type court circuit [2],[16]:

Le modèle de la machine est constitué de trois phases identiques au stator parcourues par des courants triphasés et trois phases au rotor court-circuitées entre elles. Pour prendre en compte le défaut dans les spires (court circuit de spires) au stator de la machine asynchrone, alors on introduit une bobine supplémentaire court-circuitée dont le nombre de spires n_{cc} est égal au nombre de spires en défaut.

Ainsi en plus des bobinages triphasés statoriques d'axes a_s, b_s, c_s la machine comporte un bobinage court-circuité qui est à l'origine d'un champ additionnel par rapport au stator en cas de défauts (figure 3.3.1)

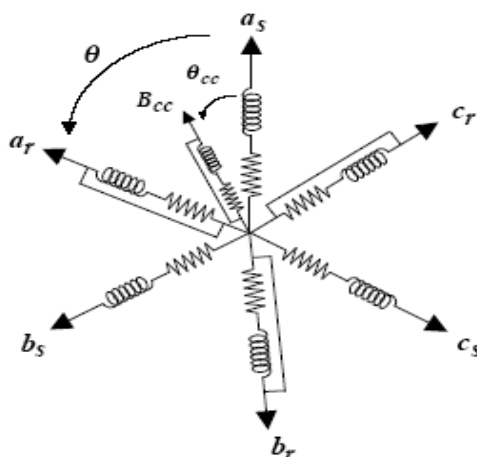


Fig.3.3.1 : Enroulements triphasés avec court circuit [2]

Donc le défaut fait apparaître un nouveau bobinage B_{cc} , dont le nombre de spires est égal au nombre de spires court-circuitées et sa direction et la même que la direction de la phase où il y'a lieu le court circuit.

Pour définir le défaut, il est important d'introduire deux paramètres :

- L'angle électrique noté θ_{cc} , repérant le bobinage en court circuit par rapport à l'axe de référence a_s . Ce paramètre permet la localisation du bobinage en défaut et prend seulement les trois valeurs $0; \frac{2\pi}{3}; \frac{4\pi}{3}$ correspondant respectivement à un court-circuit sur la phase a_s, b_s, c_s
- Le rapport de court- circuit notée η_{cc} , égal au rapport du nombre de spire en court circuit sur le nombre total de spires dans une phase statorique réelle.

III.3.1.1 Modélisation de la machine avec défaut statorique dans le repère triphasé [16],[17] :

On définit les vecteurs de tensions et courants statoriques par \bar{u}_s et \bar{i}_s ainsi que le vecteur des courants rotoriques par \bar{i}_r sur les trois bobinages triphasés au stator et au rotor.

$$\bar{u}_s = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \quad \bar{i}_s = \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} \quad \bar{i}_r = \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix}$$

A la suite d'un court-circuit, il s'ensuit des vibrations et des oscillations de couple synonyme de présence de nouvelles composantes dans le couple et par conséquent dans le courant statorique. Il en résulte un champ additionnel dans la machine asynchrone car lors du court-circuit de spires apparaît en plus du champ tournant, une excitation magnétique du nouveau bobinage court-circuité B_{cc} parcouru par

un courant de court-circuit i_{cc} . En ajoutant les équations relatives au défaut aux équations de la machine asynchrone [1.1-1.4], le tout s'écrit :

$$\bar{u}_s = [R_s] \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_s \quad (3.29)$$

$$0 = [R_r] \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_r \quad (3.30)$$

$$0 = R_{cc} \bar{i}_{cc} + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_{cc} \quad (3.31)$$

$$\bar{\phi}_s = [L_s] \bar{i}_s + [M_{sr}] \bar{i}_r + [M_{sc}] i_{cc} \quad (3.32)$$

$$\bar{\phi}_r = [M_{rs}] \bar{i}_s + [L_r] \bar{i}_r + [M_{rc}] i_{cc} \quad (3.33)$$

$$\bar{\phi}_{cc} = [M_{ccs}] \bar{i}_s + [M_{ccr}] \bar{i}_r + L_{cc} i_{cc} \quad (3.34)$$

- M_{sc} (respectivement M_{rc}): mutuelle inductance statorique (respectivement rotorique) et le bobinage en court circuit, qui sera exprimé ultérieurement.

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citée au départ on peut écrire :

$$L_{ps} = L_{pr} = M_s = M_r = M_{sr} = L_p$$

Les résistances sont proportionnelles au nombre de spires, la résistance R_{cc} relative à la bobine de court-circuit B_{cc} s'écrit simplement en fonction de la résistance R_s des trois phases statoriques sans défaut : $R_{cc} = \eta_{cc} R_s$ (3.35)

$$\text{Avec : } \eta_{cc} = \frac{n_{cc}}{n_s} = \frac{\text{nombre de spires en court - circuit}}{\text{nombre de spires sur une phase saine}} \quad (3.36)$$

Les lignes de champ coupant la bobine B_{cc} en court-circuit et les lignes de champ coupant la phase statorique en défaut empruntent le même circuit magnétique. Ainsi, on peut écrire les différentes inductances et mutuelles inductances de la bobine B_{cc} par rapport aux phases du stator et du rotor.

$$\begin{aligned}
 L_{cc} &= \eta_{cc}^2 (L_p + L_f) \\
 [M_{ccs}] &= \eta_{cc} L_p \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) & \cos\left(\theta_{cc} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{cc} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \\
 [M_{ccr}] &= \eta_{cc} L_p \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc} - \theta) & \cos\left(\theta_{cc} - \theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{cc} - \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \\
 [M_{rcc}] &= [M_{ccr}]^T \\
 [M_{scs}] &= [M_{ccs}]^T
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

III.3.1.2 Modélisation de la machine avec défaut statorique dans le repère diphasé lié au stator [2], [16]:

L'enroulement équivalent aux trois phases du stator est formé de deux bobinages, d'axes direct α_s confondu avec l'axe de la première phase a_s statorique et en quadrature β_s . De même, au rotor, on substitue deux bobinages α_r et β_r aux enroulements triphasés équivalents. On définit les transformations suivantes :

- grandeurs statoriques : $[X_{\alpha\beta_s}] = [T_{23}] [X_s]$
- grandeurs rotoriques : $[X_{\alpha\beta_r}] = P(\theta) [T_{23}] [X_r]$

$$[T_{23}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix}$$

$$P(\theta) = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \end{pmatrix} : \text{matrice de rotation d'angle } \theta .$$

$$\text{Si } \theta = \frac{\pi}{2} \text{ alors } P\left(\frac{\pi}{2}\right) = \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) & \sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\right) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} = j \text{ appelée matrice anti-symétrique}$$

Alors les paramètres précédents deviennent :

$$\begin{aligned}
 L_{cc} &= \eta_{cc}^2 (L_p + L_f) \\
 [M_{ccs}] &= \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_{cc} L_p [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] [T_{23}] \\
 [M_{ccr}] &= \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_{cc} L_p [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] P(\theta) [T_{23}] \\
 [M_{rcc}] &= [M_{ccr}]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_{cc} L_p [T_{32}] P(-\theta) [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})]^T \\
 [M_{scs}] &= [M_{ccs}]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_{cc} L_p [T_{32}] [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})]^T
 \end{aligned} \tag{8.38}$$

Les grandeurs du court-circuit étant localisées sur une direction fixe au stator, leurs projections sur les axes α_s et β_s permettent de leur associer des vecteurs par rapport au stator :

$$\bar{i}_{\alpha\beta_{cc}} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} i_{cc} \quad \bar{\phi}_{\alpha\beta_{cc}} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \phi_{cc} \quad (3.39)$$

En posant $L_m = \frac{3}{2} L_p$: inductance magnétisante et $Q(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc})^2 & \cos(\theta_{cc})\sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc})\sin(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc})^2 \end{bmatrix}$

Ainsi les équations [3.29-3.34] deviennent :

$$\bar{U}_{\alpha\beta_s} = [R_s] \bar{i}_{\alpha\beta_s} + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_{\alpha\beta_s} \quad (3.40)$$

$$0 = [R_r] \bar{i}_{\alpha\beta_r} + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_{\alpha\beta_r} - \omega P \left(\frac{\pi}{2} \right) \bar{\phi}_{\alpha\beta_r} \quad (3.41)$$

$$0 = \eta_{cc} \cdot R_s \cdot \bar{i}_{\alpha\beta_{cc}} + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_{\alpha\beta_{cc}} \quad (3.42)$$

$$\bar{\phi}_{\alpha\beta_s} = (L_m + L_f) \bar{i}_{\alpha\beta_s} + L_m \cdot \bar{i}_{\alpha\beta_r} + \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_{cc} \cdot L_m \bar{i}_{\alpha\beta_{cc}} \quad (3.43)$$

$$\bar{\phi}_{\alpha\beta_r} = L_m (\bar{i}_{\alpha\beta_s} + \bar{i}_{\alpha\beta_r}) + \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_{cc} \cdot L_m \bar{i}_{\alpha\beta_{cc}} \quad (3.44)$$

$$\bar{\phi}_{\alpha\beta_{cc}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_{cc} L_m Q(\theta_{cc}) (\bar{i}_{\alpha\beta_s} + \bar{i}_{\alpha\beta_r}) + \left(\frac{2}{3} L_m + L_f \right) \eta_{cc}^2 Q(\theta_{cc}) \bar{i}_{\alpha\beta_{cc}} \quad (3.45)$$

En négligeant l'inductance de fuites ramenées au stator devant l'inductance magnétisante et par analogie avec un schéma équivalent ramené au primaire des transformateurs les équations de flux (3.43-3.45) deviennent :

$$\bar{\phi}_{\alpha\beta_r} = \bar{\phi}_{\alpha\beta_m} = L_m (\bar{i}_{\alpha\beta_s} + \bar{i}_{\alpha\beta_r} - \tilde{i}_{\alpha\beta_{cc}}) \quad (3.46)$$

$$\bar{\phi}_{\alpha\beta_s} = \bar{\phi}_{\alpha\beta_f} + \bar{\phi}_{\alpha\beta_m} = L_f \cdot \bar{i}_{\alpha\beta_s} + L_m (\bar{i}_{\alpha\beta_r} + \bar{i}_{\alpha\beta_s} - \tilde{i}_{\alpha\beta_{cc}}) \quad (3.47)$$

$$\tilde{\phi}_{\alpha\beta_{cc}} = \eta_{cc} Q(\theta_{cc}) \bar{\phi}_{\alpha\beta_m} \quad (3.48)$$

Avec : $\tilde{i}_{\alpha\beta_{cc}} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \eta_{cc} \bar{i}_{\alpha\beta_{cc}} \quad \tilde{\phi}_{\alpha\beta_{cc}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \bar{\phi}_{\alpha\beta_{cc}} \quad (3.49)$

$\bar{\phi}_{\alpha\beta_m}$; $\bar{\phi}_{\alpha\beta_f}$: flux magnétisant commun et flux de fuite statorique.

Alors l'équation du bobinage en défaut ramenée au primaire s'écrit :

$$\tilde{i}_{\alpha\beta_{cc}} = \frac{2}{3} \frac{\eta_{cc}}{R_s} Q(\theta_{cc}) \frac{d}{dt} \bar{\phi}_{\alpha\beta_m} \tag{3.50}$$

D'après cette équation, la bobine en défaut se ramène à un simple quadripôle résistif mis en parallèle avec l'inductance magnétisante (Fig.3.3.2) L'existence de la matrice $Q(\theta_{cc})$ fait que la représentation d'état dans le repère de Concordia (repère lié au stator) reste complexe.

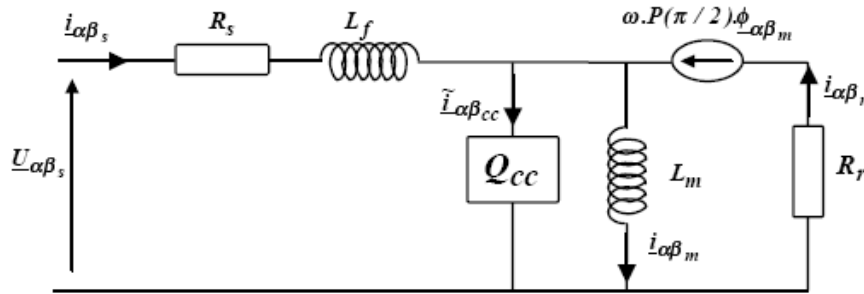


Fig : 3.3.2 Premier modèle de court-circuit dans le repère lié au stator [17]

En négligeant les chutes de tension dues à R_s et L_f devant les tensions d'entrée $\bar{U}_{\alpha\beta_s}$. On peut approcher les tensions aux bornes du quadripôle de court-circuit par les tensions d'entrées statoriques. Les courants de ligne sont alors la somme des courants dus au court-circuit et des courants consommés par le modèle classique de Concordia. Ainsi, il devient possible d'exprimer simplement l'équation du bobinage en défaut dans le repère statorique :

$$\tilde{i}_{\alpha\beta_{cc}} = \frac{2}{3} \frac{\eta_{cc}}{R_s} \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot \bar{U}_{\alpha\beta_s} \tag{3.51}$$

La figure (3.3.3) donne le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone en régime dynamique, en tenant compte d'un éventuel défaut de court-circuit et avec les fuites totalisées au stator.

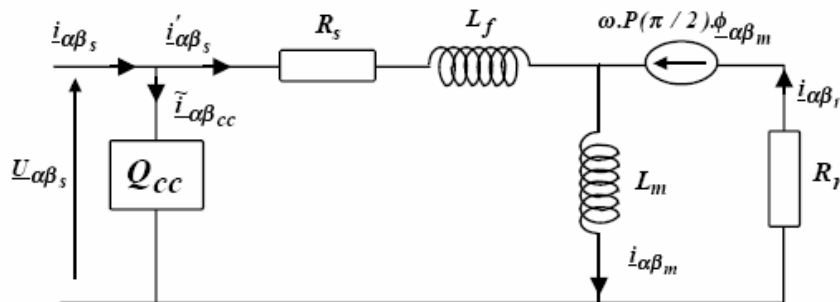


Fig : 3.3.3 : Modèle de court circuit dans le repère lié au stator [17]

III.3.1.3 Modélisation de la machine avec défaut statorique dans un repère quelconque

Le changement de référentiel est une opération courante dans l'étude des machines tournantes. Elle permet de translater le spectre des signaux électriques sans altérer l'information véhiculée par ces derniers [7]. Il est donc intéressant de pouvoir changer de repère selon les besoins de l'utilisateur. Ainsi, pour un référentiel quelconque tournant à une vitesse ω_{rep} par rapport au stator de la machine asynchrone, l'ensemble des équations électriques de la machine asynchrone en défaut de court-circuit statorique s'écrit [17] :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{i}'_s + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_s + \omega_{rep} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \bar{\phi}_s \quad (3.52)$$

$$0 = R_r \bar{i}'_r + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_r + (\omega_{rep} - \omega) P\left(\frac{\pi}{2}\right) \bar{\phi}_r \quad (3.53)$$

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_f + \bar{\phi}_m = L_f \bar{i}'_s + (L_m + L_f) \bar{i}'_r \quad (3.54)$$

$$\bar{\phi}_r = \bar{\phi}_{\alpha\beta_m} = L_m (\bar{i}'_r + \bar{i}'_s) \quad (3.55)$$

$$\bar{i}'_s = (\bar{i}'_s + \bar{i}'_r) \quad (3.56)$$

$$\tilde{i}'_{cc} = \frac{2}{3} \frac{\eta_{cc}}{R_s} P(-\theta_{rep}) Q(\theta_{cc}) P(\theta_{rep}) \bar{U}_s \quad (3.57)$$

Dans un souci de faire une bonne identification paramétrique, notre choix s'est porté sur le référentiel de Park lié au rotor $\omega_{rep} = \omega$, le modèle de défaut statorique sera donc exprimé par $(\theta_{rep} = \theta)$. Alors les équations [3.40-3.51] liées au stator vont être transformées par :

$$[X_{dq}] = P(-\theta) [X_{\alpha\beta}] \quad (3.58)$$

ainsi l'équation (3.57) du court circuit devient :

$$\tilde{i}'_{dqcc} = \frac{2}{3} \frac{\eta_{cc}}{R_s} P(-\theta) Q(\theta_{cc}) P(\theta) \bar{U}_{dqS} \quad (3.59)$$

Où $Q(\theta_{cc})$ est une matrice situant l'angle du bobinage en court-circuit (si le court circuit se produit sur la phase a (respectivement b et c) alors l'angle θ_{cc} est égal à 0 rad (respectivement $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$)).

En cas de circuit sur la première phase statorique repéré par l'angle $\theta_{cc} = 0$, la matrice $Q(\theta_{cc})$

$$\text{devient : } Q(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

$$\text{Le courant de court circuit devient donc : } \tilde{i}_{dqcc} = R(\theta) \bar{U}_{dq_s} \quad (3.61)$$

Avec :

$$R(\theta) = \frac{2}{3} \frac{\eta_{cc}}{R_s} P(-\theta) Q(\theta_{cc}) P(\theta) = \frac{\eta_{cc}}{3R_s} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) + 1 & -\sin(2\theta) \\ -\sin(2\theta) & 1 - \cos(2\theta) \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

Donc ce modèle de défaut statorique permet d'implanter un quadripôle résistif dédié au bobinage en défaut. Donc le défaut peut être exprimé par les deux paramètres η_{cc} et θ_{cc} .

Pour généraliser ce modèle, on a dédié à chaque phase du stator un quadripôle $Q(\theta_{cck})$ qui prend en charge le défauts sur la phase concernée.

Ainsi, en présence de plusieurs court circuits, chaque quadripôle permet le diagnostic d'une phase en surveillant la valeur du paramètre η_{cck} .

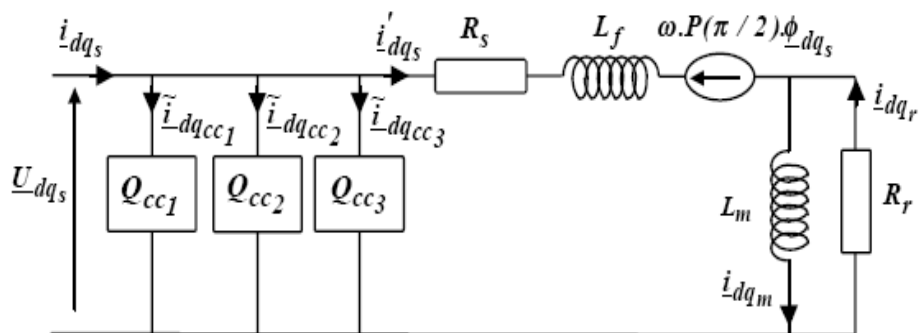


Fig. 3.3.4 : Modèle général de court circuit dans le repère de Park [17]

Ce schéma électrique équivalent présente un modèle de la machine asynchrone avec les fuites totalisées au stator en tenant compte d'éventuels défaut de court circuit sur une ou plusieurs phases.

III.3.1.4 Modèle d'état continu :

En considérant les flux rotoriques $\bar{\phi}_{dqr}$ et les courants statoriques \bar{i}_{dq_s} aux dynamiques électromécanique (ω, θ) , le système peut alors être décrit par le système d'équations :

$$\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}) + g.\bar{u} \quad (3.63)$$

$$\bar{y} = h(\bar{x}) + H(\bar{x})\bar{u} \quad (3.64)$$

$$\bar{x} = [i'_{ds} \quad i'_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr} \quad \omega \quad \theta]^T; \bar{u} = [U_{ds} \quad U_{qs} \quad C_r]^T; \bar{y} = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \omega]^T$$

$$f(\bar{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_r}{L_f} i'_{ds} + \omega i'_{qs} + \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} \phi_{dr} + \frac{\omega}{L_f} \phi_{qr} \\ -\omega i'_{ds} - \frac{R_s + R_r}{L_f} i'_{qs} - \frac{\omega}{L_f} \phi_{dr} + \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} \phi_{qr} \\ R_r i'_{ds} - \frac{R_r}{L_m} \phi_{dr} \\ R_r i'_{qs} - \frac{R_r}{L_m} \phi_{qr} \\ \frac{p^2}{J} (i'_{qs} \phi_{dr} - i'_{ds} \phi_{qr}) - \frac{f_v}{J} \omega \\ \omega \end{bmatrix}, \quad g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{p}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$h(\bar{x}) = \begin{bmatrix} i'_{ds} \\ i'_{qs} \\ \omega \end{bmatrix}; H(\bar{x}) = \begin{bmatrix} \frac{2}{3 \cdot R_s} \sum_{k=1}^3 \eta_{cck} P(-\theta) Q_{cck}(\theta_{cck}) P(\theta) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

III.3.1.5 suivi des grandeurs de la machine :

Le suivi et surveillance des grandeurs externes de la machine ont été élaborés expérimentalement au laboratoire [Annexe C], puis par simulation.

a)- suivi du courant statorique expérimental et simulé :

Pour chaque résultat de simulation, on présente son homologue en expérimentation. Les figures (3.3.5) et (3.3.6) montrent la juxtaposition entre le courant expérimental et le courant simulé en régime sain à vide et en charge ce qui nous encourage à utiliser le modèle compact en diagnostic. Les figures (3.3.7) et (3.3.8) présentent la comparaison entre les courants de court-circuit (court-circuit de spires) en simulation et les courants de court circuit en expérimentation, et leurs influences sur les courants statoriques pour des court circuit de 4% et 7% sur la phase a , appliqués respectivement à l'instant $t=0.75$ s et $t= 0.60$ s , on remarque une augmentation du courant dans la phase statorique et autant que le nombre de spires en court circuit augmente autant l'amplitude de courant augmente. La forme des courants statoriques lors de l'apparition d'un court-circuit reste inchangée. Afin de protéger la machine de détérioration, nous étions contraint de limiter les courants de court circuit à des valeurs inférieures à la valeur de courant nominal, pour cela on s'est contenté de faire des court circuits de l'ordre de 4% à 7%.

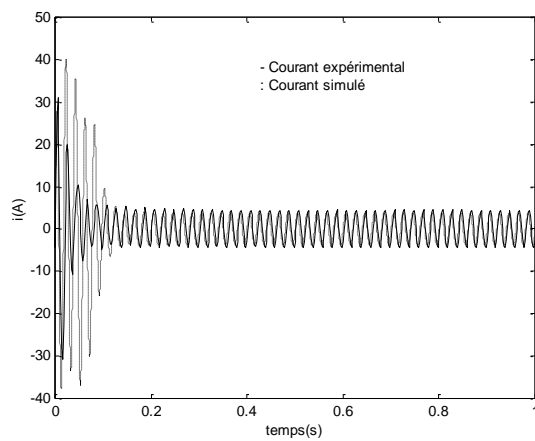


Fig 3.3.5: Courant expérimental et simulé de la machine asynchrone saine à vide

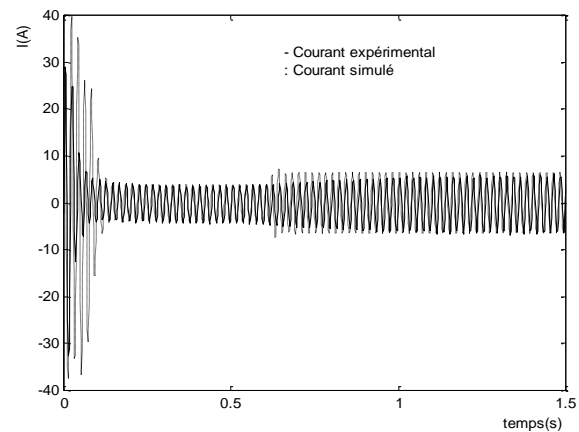


Fig.3.3.6 : Courant expérimental et simulé de la machine asynchrone saine en charge nominale

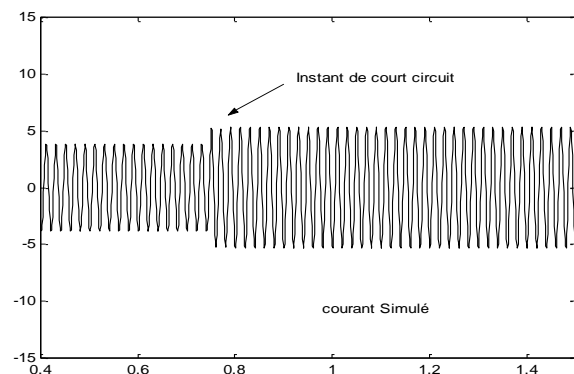
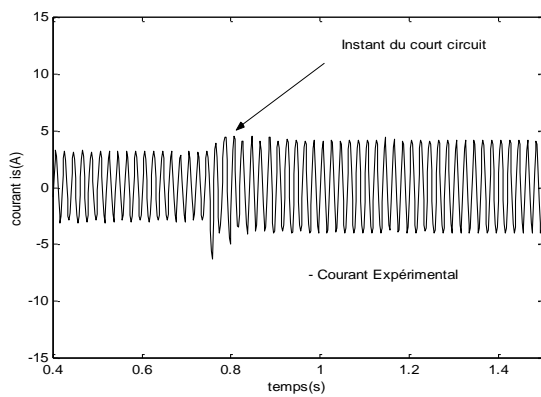


Fig.3.3.7 : Courant statorique expérimental et simulé lors d'un CC de 4 % de spires sur la phase a.

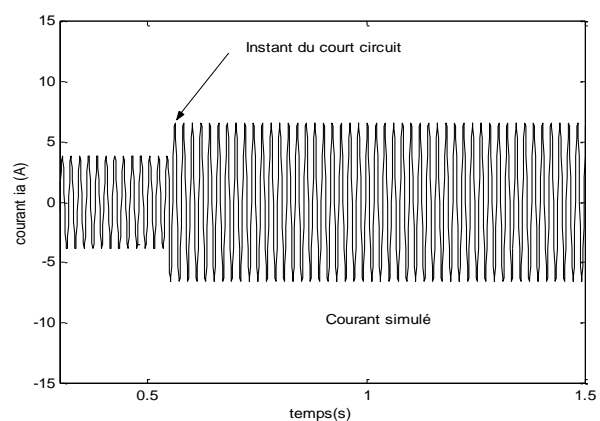
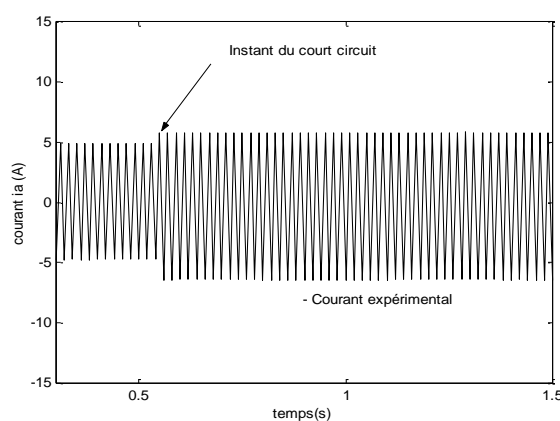


Fig.3.3.8 : Courant statorique expérimental et simulé lors d'un CC de 7 % de spires sur la phase a.

b)- Analyse spectrale du courant statorique expérimental et simulé:

Les figures (3.3.9) et (3.3.10) présentent l'analyse spectrale du fonctionnement sain à vide et en charge de la machine en simulation et en expérimental dont elle nous montre l'harmonique fondamentale à la fréquence $f_s = 50$ H. On peut remarquer que l'amplitude de courant augmente lorsque

la machine est chargée, comme on peut constater aussi une certaine différence entre les allures qui est du principalement à l'utilisation d'une entrée idéale de tension coté simulation alors que la machine réelle est alimentée directement sur le réseau et qui aura un impact sur toute l'étude qu'on entamera sur le diagnostic.

Les figures (3.3.11) et (3.3.12) traduisent l'analyse spectrale du modèle simulé et expérimental du court circuit de spires de 4% et de 7% dans la phase a de la machine. Ce que on remarquer c'est l'apparition de nouvelles raies (harmoniques) aux fréquences multiples de la fréquence de la première harmonique f_s (100, 150,200,...) signature du défaut statorique. On remarque aussi l'augmentation des amplitudes aux raies autant que le nombre de spires augmente qui s'accompagne par l'apparition de nouvelles autres raies.

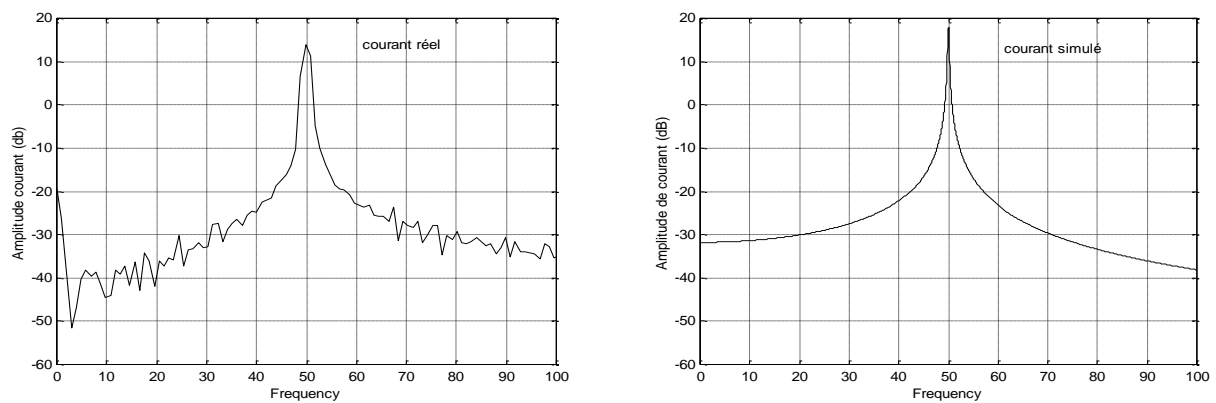


Fig. 3.3.9 : Analyse spectrale du courant de ligne expérimental et simulé en fonctionnement sain à vide.

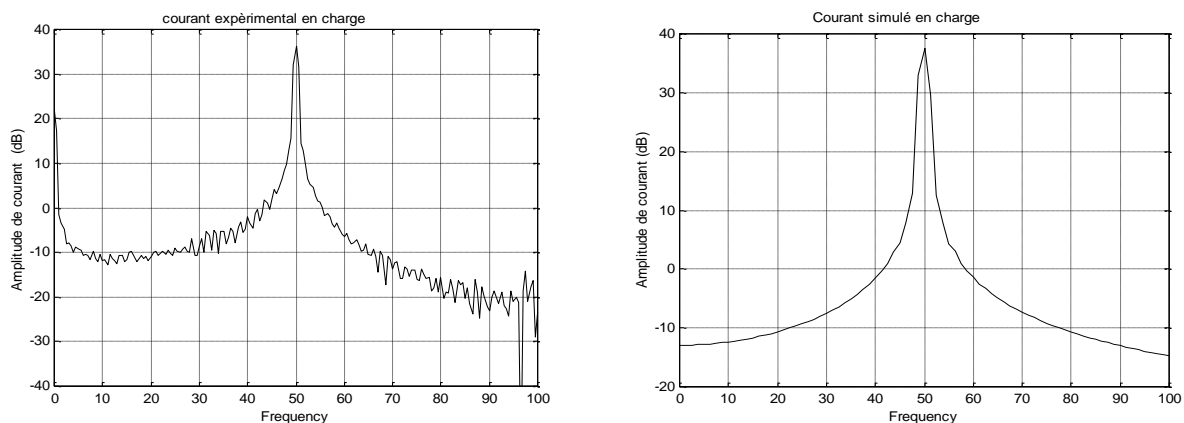


Fig.3.3.10 : Analyse spectrale du courant expérimental et simulé de ligne en fonctionnement sain en charge.

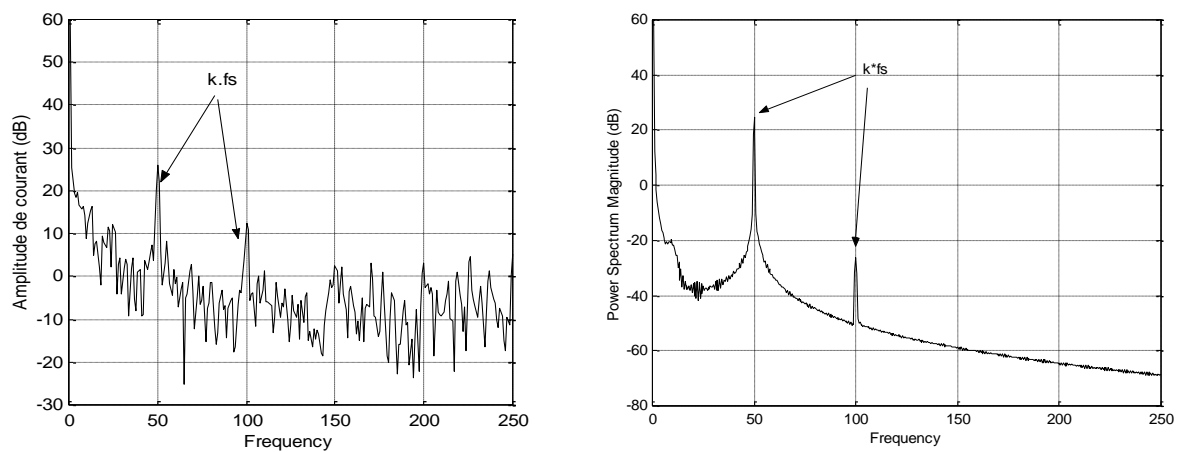


Fig.3.3.11 : Analyse spectrale de courant expérimental et simulé de phase lors d'un CC de 4 %

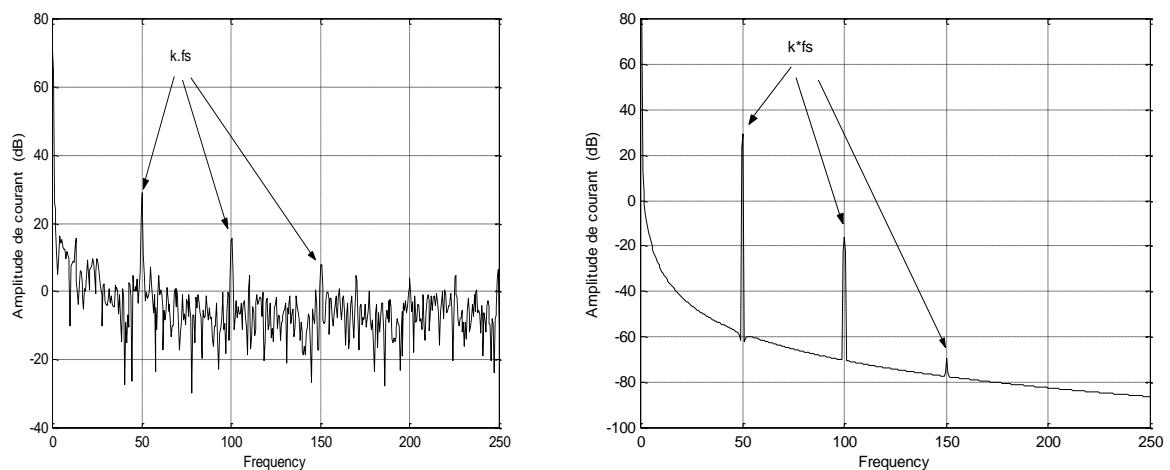


Fig.3.3.12 : Analyse spectrale de courant expérimental et simulé de phase lors d'un CC de 7%

c)- suivi de la vitesse expérimentale et simulée et du couple :

La figure (3.3.13) et (3.3.14) l'allure de la vitesse du modèle simulé et expérimental. Ce qu'on peut remarquer la présence de petites oscillations dues à l'acquisition de cette donnée (capteur mécanique).

En plus la vitesse de la machine atteint son régime permanent à l'instant $t= 80$ ms, ce qui traduit que la vitesse de la machine asynchrone est rapide.

On peut observer l'influence de la charge sur la vitesse, et qu'en expérimental l'application du couple met un certain moment pour atteindre la valeur requise, par contre en simulation dès l'application du couple de charge on remarque aussitôt son influence sur la vitesse.

La figure (3.3.15) présente la vitesse simulée de la machine avec les CC de 4% et de 7% de spire sur la phase a ; pour pouvoir observer l'influence des faibles CC sur la vitesse, on est contraint à appliquer à la machine un couple de charge de 0.1 du couple nominal. Autant que le nombre de spires augmente les

oscillations aperçues sont plus visibles. La figure (3.3.17) et (3.3.18) présentent le couple de la machine simulé, on remarque l'effet de la charge sur le couple lors son application.

Comme au pavant pour étudier l'influence des faibles courts circuits sur le couple qui s'agrandie avec le nombre de spire en court circuit. On charge la machine avec un couple de 0.1 du couple nominal.

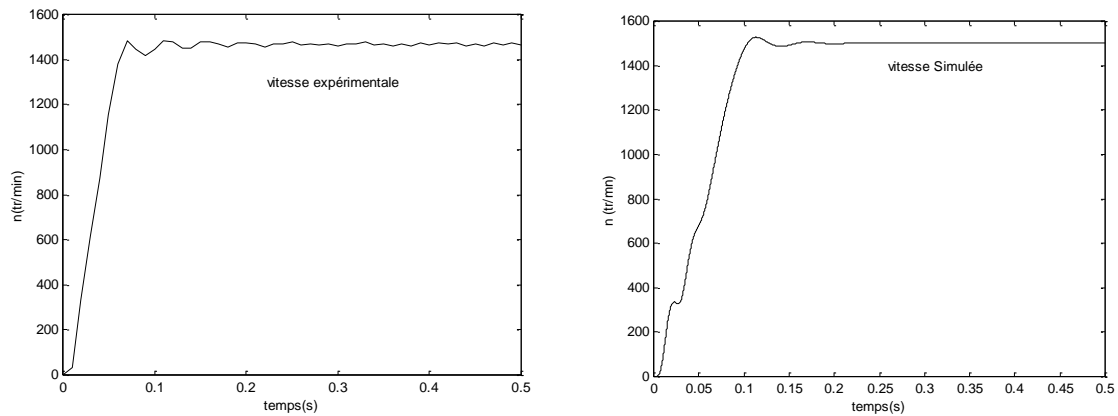


Fig. 3.3.13 : Vitesse expérimentale et simulée de la machine saine à vide

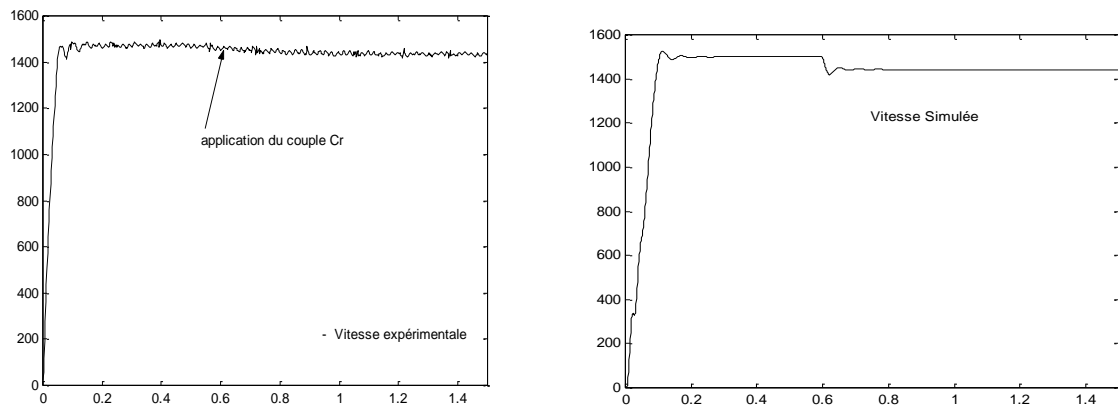


Fig.3.3.14 : Vitesse expérimentale et simulée de la machine en charge nominale.

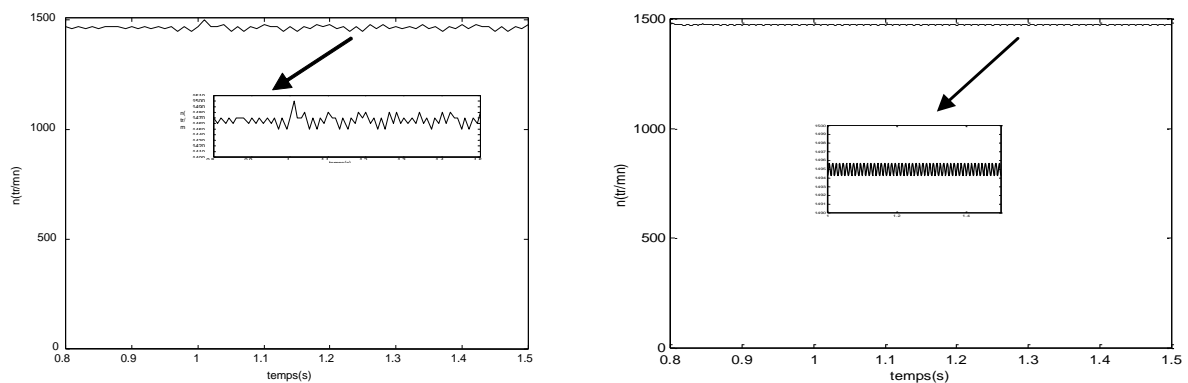


Fig.3.3.15 : Vitesse expérimentale et simulée de la machine avec un CC de 4% a

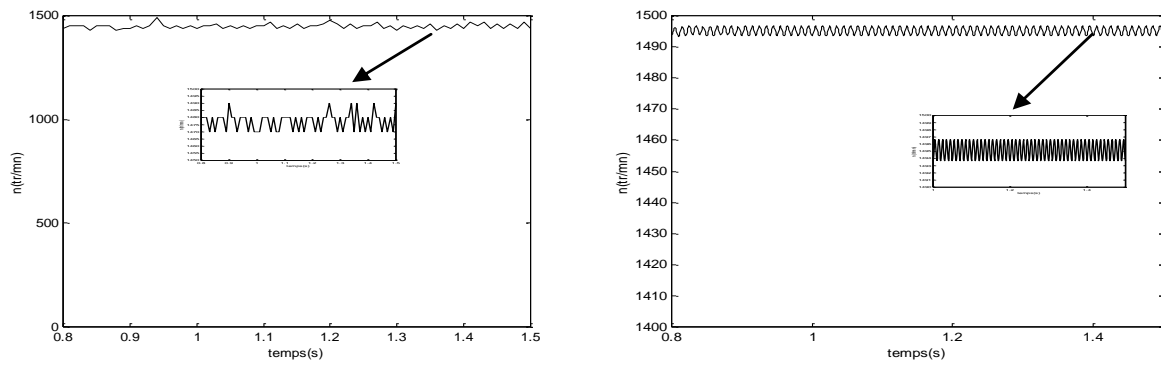


Fig.3.3.16 : Vitesse expérimentale et simulée de la machine avec un CC de 7% sur la phase a

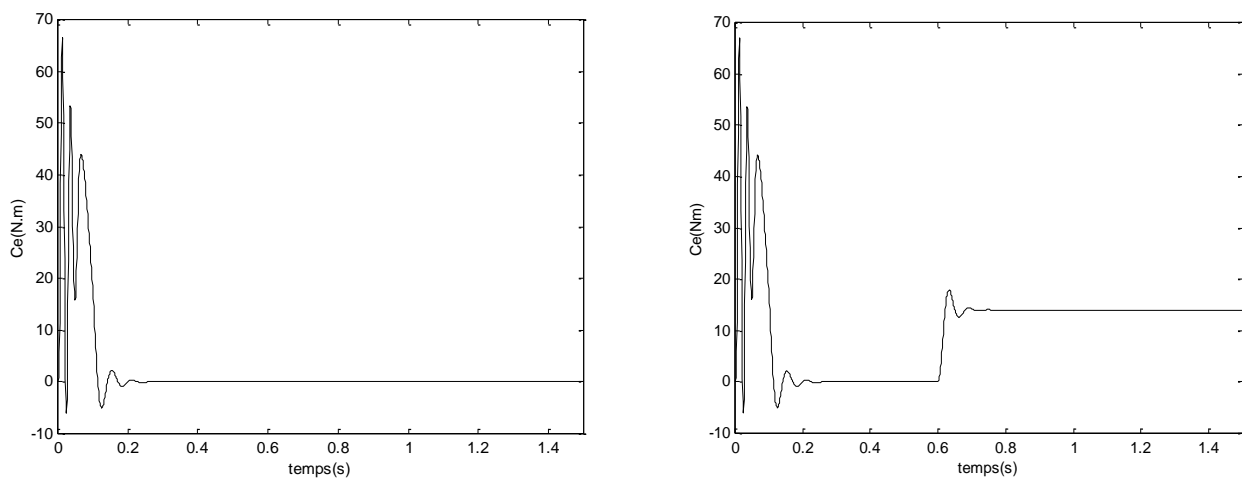


Fig.3.3.17: Couple Electromagnétique simulé de la machine saine à vide et en charge

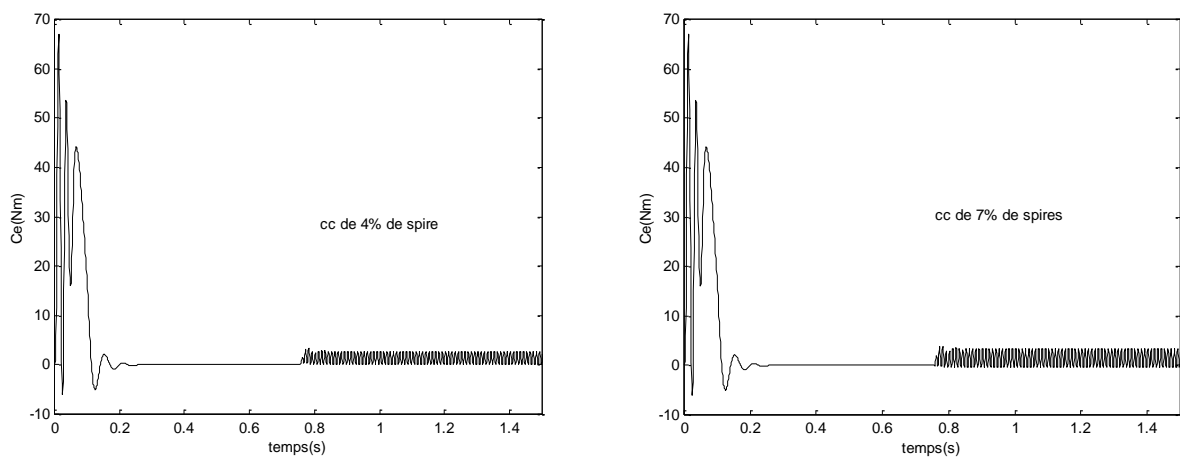


Fig.3.3.18 : Couple Electromagnétique simulé de la machine avec des cc de 4% et de 7% sur la phase a

III.3.1.6 Interprétation :

Les courants qui parcourent les phases sont amplifiés par rapport au cas du moteur sain, plus important est le nombre de spires en court-circuit, plus forte est l'augmentation des courants. Cette augmentation s'explique par la modification du bobinage, qui implique une variation de l'inductance

propre de la phase affectée par le défaut et affecte les autres phases par couplage magnétique. Mais le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste presque identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases [3].

III.3.2 Modélisation de la machine asynchrone avec défaut rotorique [17] :

Comme le cas des défauts statoriques, il est nécessaire d'établir un modèle engendrant tout les défauts rotoriques, dans ce but l'approche suivante a été établie en fonction des défauts majeurs dans le rotor. La figure (3.4.1) présente la modélisation conventionnellement réalisée avec une rupture de barre par des dipôles élémentaires. Le principe est de considérer que le rotor en défaut est équivalent à un rotor sain auquel est ajouté un bobinage supplémentaire B_0 parcouru par un courant i_0 de défaut.

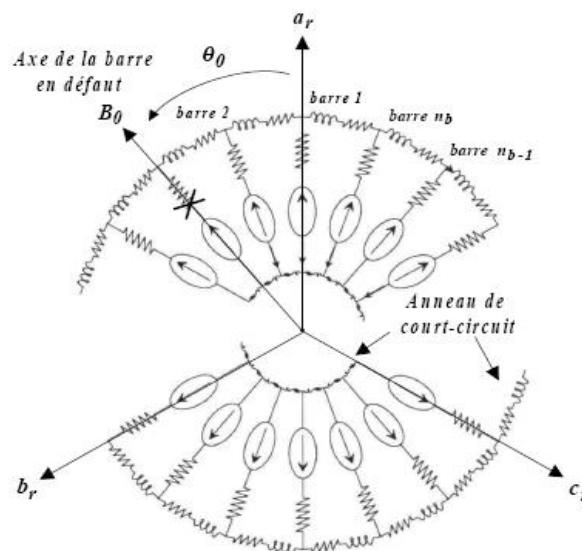


Fig (3.4.1) : Modélisation du rotor en défaut par dipôles élémentaires [17]

Donc une panne au rotor est équivalente à un déséquilibre de champ traduit par un bobinage en court-circuit, dont le nombre de spires fictives dans la cage d'écureuil est proportionnel au défaut.

On considère une spire fictive au rotor comme étant une maille constituée de deux barres court-circuitées par deux portions d'anneaux, alors le nombre de spires fictives est égal au nombre de barres au rotor n_b . Pour traiter la détection et la localisation des défauts dans le rotor par cette technique il faut considérer les paramètres suivants :

- L'angle électrique θ_0 repérant le bobinage en défaut par rapport à l'axe de l'encoche rotorique dont le courant la traversant est en phase avec la première phase statorique.
- Le rapport de défaut η_0 égal au rapport du nombre de spires en défaut sur le nombre total de spires fictives dans une phase triphasée rotorique sans défaut. Alors une phase fictive rotorique

est constituée de $\frac{n_b}{3}$ barres, pour n_{bc} barres cassées sur une phase, le rapport η_0 est donné par :

$$\eta_0 = \frac{3n_{bc}}{n_b} \quad (3.65)$$

III.3.2.1 Modélisation de rupture de barre :

Les équations de tension et de flux du bobinage de défaut B_0 exprimées dans le repère de biphase lié au rotor sont les suivantes :

$$0 = \eta_0 R_r i_0 + \frac{d\phi_0}{dt} \quad (3.66)$$

$$\phi_0 = \frac{2}{3} \eta_0^2 L_m i_0 + \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_0 L_m [\cos(\theta_0) \quad \sin(\theta_0)] (\bar{i}_{dqs} + \bar{i}_{dqr}) \quad (3.67)$$

Avec :

$$\eta_0 = \frac{\text{Nombre de spires fictives en défaut}}{\text{Nombre total de spires fictives par phase}}$$

$\theta_0 = \text{angle repérant le défaut}$

En projetant i_0 et ϕ_0 sur les axes d et q de Park, on leur associe les vecteurs suivants :

$$\bar{i}_{dq_0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0) \\ \sin(\theta_0) \end{bmatrix} i_0, \quad \bar{\phi}_{dq_0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0) \\ \sin(\theta_0) \end{bmatrix} \phi_0$$

Ainsi les relations (3.38) et (2.39) deviennent des vecteurs stationnaires par rapport au rotor. Alors l'ensemble des équations de la machine au stator au rotor et au bobinage B_0 est donné par :

$$\bar{U}_{dqs} = R_s \bar{i}_{dqs} + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_{dqs} + \omega P \left(\frac{\pi}{2} \right) \bar{\phi}_{dqs} \quad (3.68)$$

$$\bar{\phi}_{dqs} = L_s \bar{i}_{dqs} + L_m \left(\bar{i}_{dqs} + \bar{i}_{dqr} + \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_0 \bar{i}_{dq_0} \right) \quad (3.69)$$

$$\bar{0} = R_r \bar{i}_{dqr} + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_{dqr} \quad (3.70)$$

$$\bar{\phi}_{dqr} = L_m (\bar{i}_{dqs} + \bar{i}_{dqr}) + \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_0 L_m \bar{i}_{dq_0} \quad (3.71)$$

$$0 = \eta_0 R_r \bar{i}_{dq_0} + \frac{d\bar{\phi}_{dq_0}}{dt} \quad (3.72)$$

$$\bar{\phi}_{dq_0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_0 L_m Q(\theta_0) \left(\bar{i}_{dq_s} + \bar{i}_{dqr} + \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_0 \bar{i}_{dq_0} \right) \quad (3.73)$$

$$\text{Avec : } Q(\theta_0) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0)^2 & \cos(\theta_0) \sin(\theta_0) \\ \cos(\theta_0) \sin(\theta_0) & \sin(\theta_0)^2 \end{bmatrix}$$

Par analogie avec l'étude du schéma équivalent ramené au primaire des transformateurs ; les deux flux de la machine asynchrone en défaut rotorique deviennent :

$$\bar{\phi}_{dq_s} = \bar{\phi}_{dqf} + \bar{\phi}_{dqm} = L_f \bar{i}_{dq_s} + L_m (\bar{i}_{dq_s} + \bar{i}_{dqr} - \tilde{i}_{dq_0}) \quad (3.74)$$

$$\bar{\phi}_{dqr} = \bar{\phi}_{dqm} = L_m (\bar{i}_{dq_s} + \bar{i}_{dqr} - \tilde{i}_{dq_0}) \quad (3.75)$$

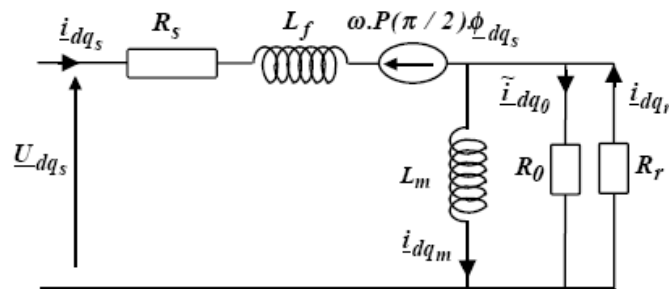
$$\tilde{\phi}_{dq_0} = \eta_0 Q(\theta_0) \bar{\phi}_{dqm} \quad (3.76)$$

$$\text{Avec : } \tilde{i}_{dq_0} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \eta_0 \bar{i}_{dq_0} \quad \tilde{\phi}_{dq_0} = \sqrt{\frac{3}{2}} \bar{\phi}_{dq_0},$$

De même l'équation de tension du bobinage en défaut ramenée au primaire s'écrit :

$$\tilde{i}_{dq_0} = \frac{2}{3} \frac{\eta_0}{R_r} Q(\theta_0) \frac{d\bar{\phi}_{dqm}}{dt} = R_0^{-1} \frac{d\bar{\phi}_{dqm}}{dt} \quad (3.77)$$

D'après l'équation (3.49), la bobine B_0 représentant le défaut se ramène à un simple quadripôle résistif, non équilibré, mis en parallèle avec l'inductance magnétisante et la résistance rotorique.



Fig(3.4.2) : Premier modèle avec défaut rotorique [17]

Il serait judicieux d'établir un schéma équivalent de la machine avec résistance rotorique et résistance de défaut totalisées au rotor. Ainsi on peut mettre une résistance équivalente qui correspond à la mise en parallèle de la résistance rotorique R_r et de la résistance de défaut R_0 . Alors l'expression de la résistance équivalente au rotor sera :

$$R_{eq}^{-1} = R_r^{-1} + R_0^{-1} = R_r^{-1} + \frac{2}{3} \eta_0 R_r^{-1} Q(\theta_0) \quad (3.78)$$

En inversant la relation (3.46), on obtient la résistance équivalente :

$$R_{eq} = R_r + R_{défaut} = R_r - \frac{\alpha}{1 + \alpha} Q(\theta_0) R_r \quad (3.79)$$

avec $\alpha = \frac{2}{3} \eta_0$. Ainsi, la résistance équivalente au rotor est la mise en série de la résistance saine R_r et d'une matrice de défaut $R_{défaut}$. La figure suivante présente le schéma équivalent de la machine asynchrone avec fuite ramenée au stator.

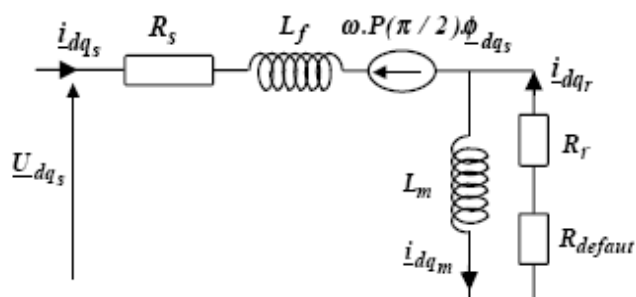


Fig (2.4.3) : Modèle de la machine avec défaut rotorique [17]

En effet, vu le caractère purement résistif de ce quadripôle $R_{défaut}$, il pourrait être légitime de le confondre avec la résistance rotorique R_r . En fait, il suffit tout simplement d'écrire les expressions respectives de la résistance saine R_r et de la résistance de défaut $R_{défaut}$ pour pouvoir distinguer leur rôle respectif :

$$R_r = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$R_{défaut} = -\frac{\alpha}{1 + \alpha} R_r \begin{bmatrix} \cos(\theta_0)^2 & \cos(\theta_0)\sin(\theta_0) \\ \cos(\theta_0)\sin(\theta_0) & \sin(\theta_0)^2 \end{bmatrix}$$

En cas d'une marche saine sans défaut de la machine (facteur $\alpha = 0$), la résistance $R_{défaut}$ devient nulle. Lorsque le facteur α est non nul, la résistance $R_{défaut}$ introduit un déséquilibre dans les grandeurs rotoriques ainsi que des termes de couplage sur les deux axes d et q du rotor.

III.3.2.2 Représentation du modèle d'Etat :

En ajoutant l'équation électromagnétique de la machine au modèle de défaut rotorique, on peut représenter le modèle d'état continu :

$$\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}) + g.\bar{u} \quad (3.80)$$

$$\bar{y} = h(\bar{x}) \quad (3.81)$$

$$\text{Avec : } \bar{x} = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \omega \ \theta]^T ; \bar{u} = [U_{ds} \ U_{qs} \ C_r]^T ; \bar{y} = [i_{ds} \ i_{qs} \ \omega]^T$$

$$f(\bar{x}) = \begin{bmatrix} -\left((R_s I + R_{eq}) L_f^{-1} + \omega P \left(\frac{\pi}{2} \right) \right) \bar{i}_{dqs} + \left(R_{eq} L_m^{-1} - \omega P \left(\frac{\pi}{2} \right) \right) L_f^{-1} \bar{\phi}_{dqr} \\ R_{eq} \bar{i}_{dqs} - R_{eq} L_m^{-1} \bar{\phi}_{dqr} \\ \frac{p^2}{J} (i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr}) - \frac{f_v}{J} \omega \\ \omega \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{p}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad h(x) = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \omega \end{bmatrix}; \quad R_{eq} = R_r \left(I - \frac{\alpha}{1 + \alpha} Q(\theta_o) \right)$$

III.3.2.3 suivi des grandeurs de la machine

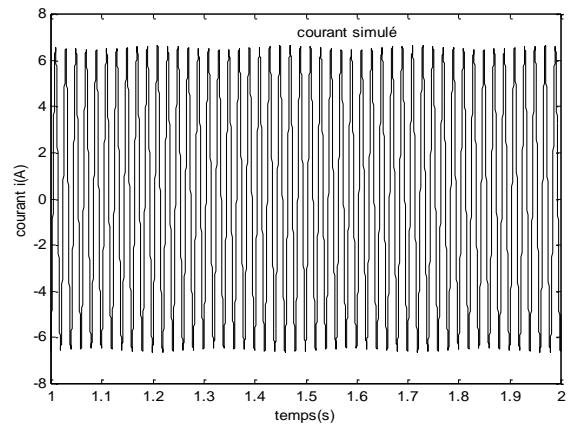
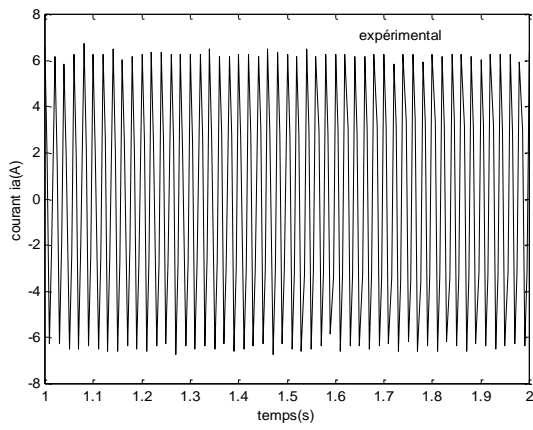
Le suivi des grandeurs de la machine se fait en régime permanent afin d'illustrer les majeurs défauts de la machine sans tenir du régime transitoire où le suivi devient de plus en plus difficile.

a)- suivi du courant statorique expérimental et simulé:

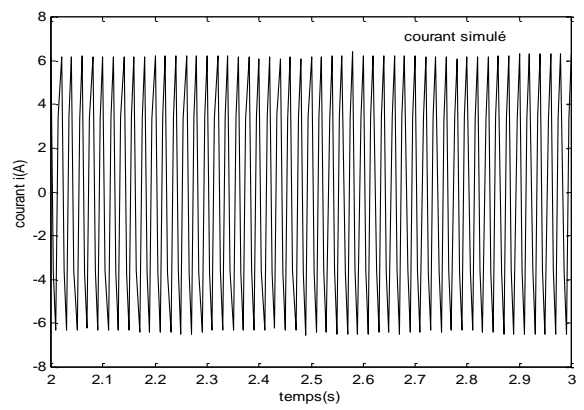
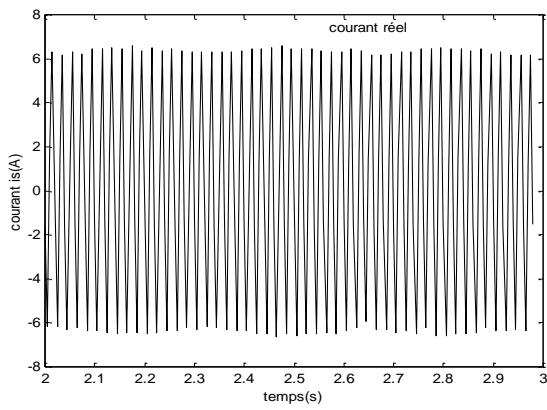
Les figures (3.4.4.a) et (3.4.4.b) présentent les courants statoriques en modèle expérimental et simulé où on observe qu'il n'y a pas une grande différence entre les deux modèles, on observe aussi une oscillation c'est-à-dire une ondulation de l'amplitude qui apparaît avec la cassure de barre.

L'amplitude de cette oscillation est proportionnelle au nombre de barres cassées autant ce nombre augmente autant les ondulations augmentent. L'apparition de cette modulation n'est visible que c'est en applique un couple de charge dont on peut le choisir dans l'intervalle $[0 \text{ à } C_n]$.

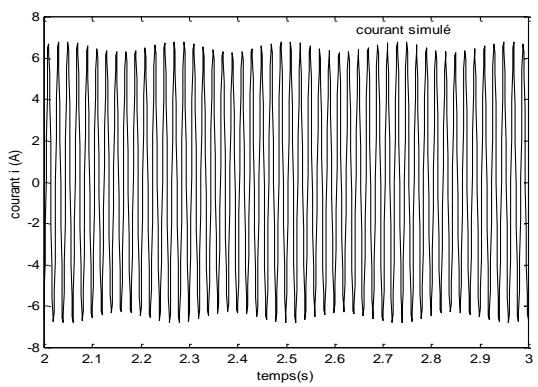
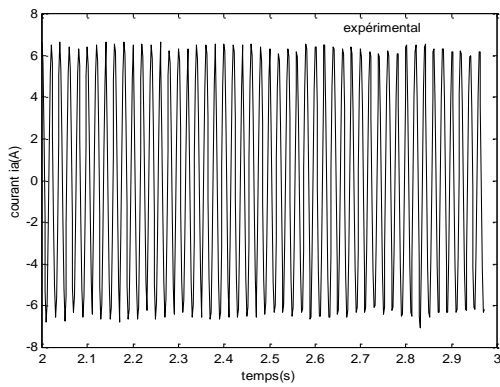
Néanmoins les petites différences trouvées au niveau des amplitudes surtout les courants statoriques décèlent la difficulté de détecter le défaut dans la cage à partir de la mesure des courants statoriques.



a) Une barre cassé

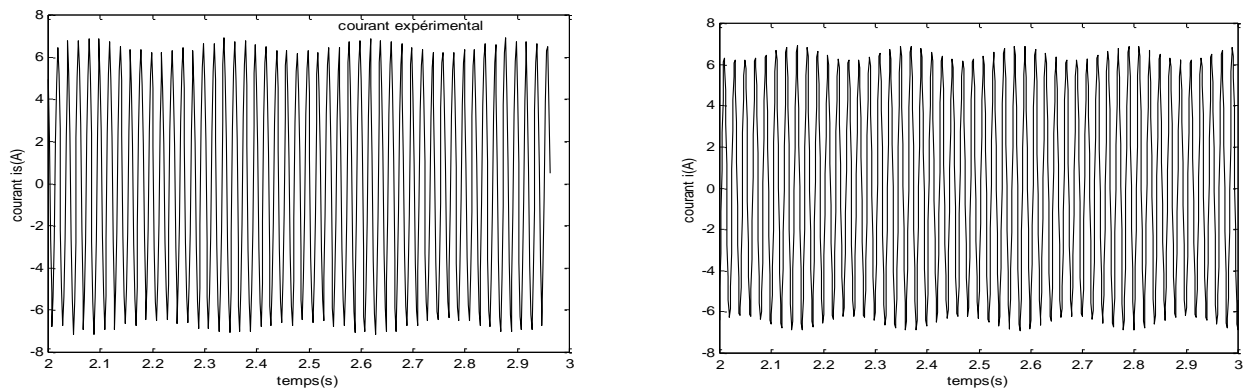


b) deux barres cassées



c) Trois barres cassés

Fig 3.4.4 a: Allure de courant expérimental et simulé lors de cassure de barres.



d) Quatre barres cassées

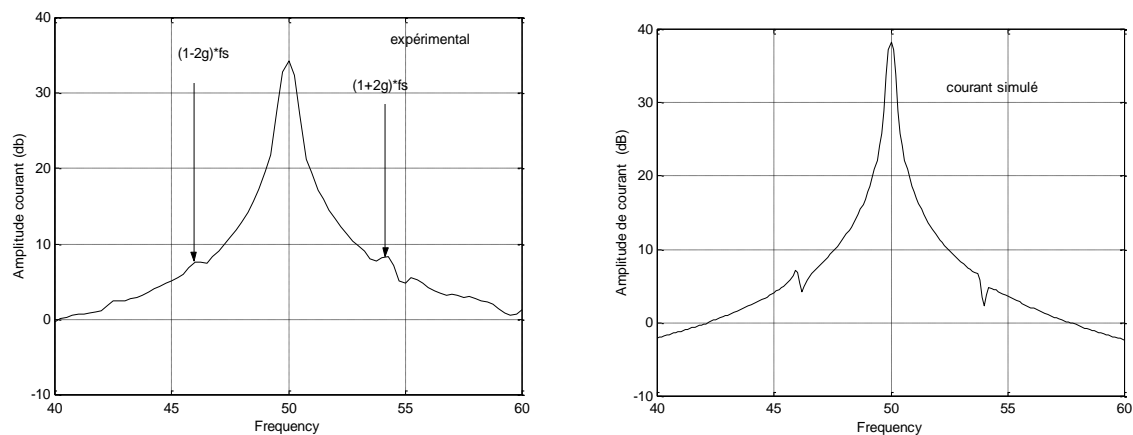
Fig 3.4.4 b: Allure de courant expérimental et simulé lors de cassure de barres.

b) Analyse spectrale du courant statorique expérimental et simulé :

Les figures (3.4.5a), (3.4.5b) présentent l’analyse spectrale sur le courant statorique, en appliquant la commande psd (Power Spectrum Density) du Matlab.

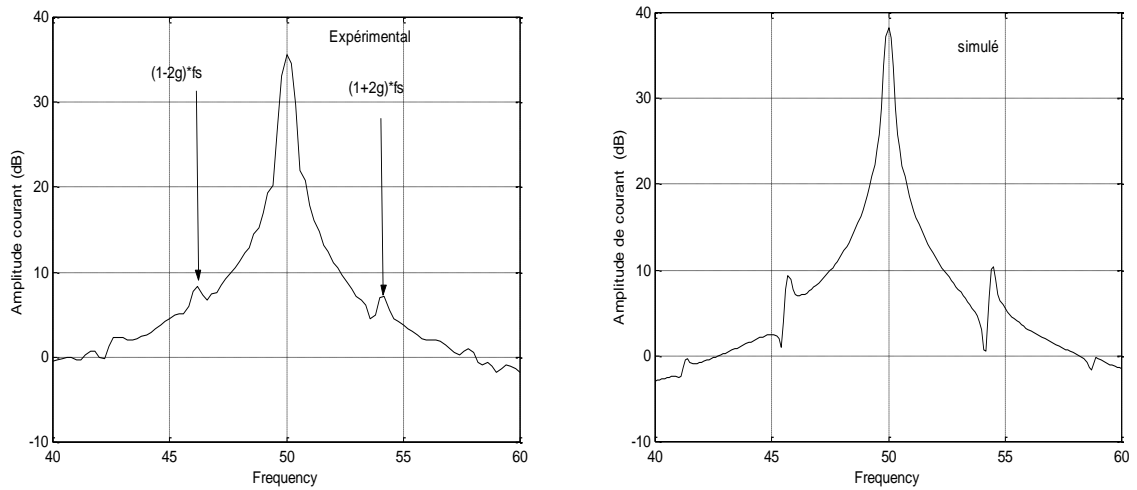
Comme énoncé au paragraphe précédent lors de défaut rotorique (cassure de barre) une ondulation apparaît dans le courant statorique, qui est due à l’apparition des harmoniques dont leurs fréquences est $(1 \pm 2kg)f_s$. Ces raies ou harmoniques apparaissent aux alentours de la fréquence du fondamentale f_s .dont deux sont à la fréquence $(1 + 2kg)f_s$ et $(1 - 2kg)f_s$ et traduisent le cas le moins grave de défaut (1 barre cassée) et augmentent au fur et à mesure que le défaut s’aggrave qui s’accompagnent par l’apparition de nouvelles harmoniques.

Donc la décision de faire continuer le fonctionnement de la machine ou de son arrêt repose sur l’information extraite à partir de l’analyse spectrale du courant.

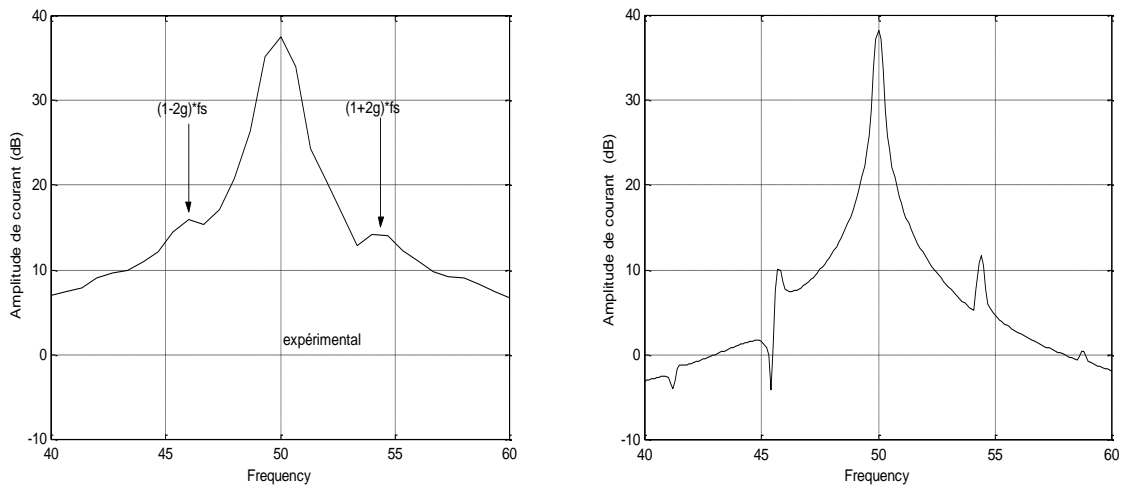


a) une barre cassée

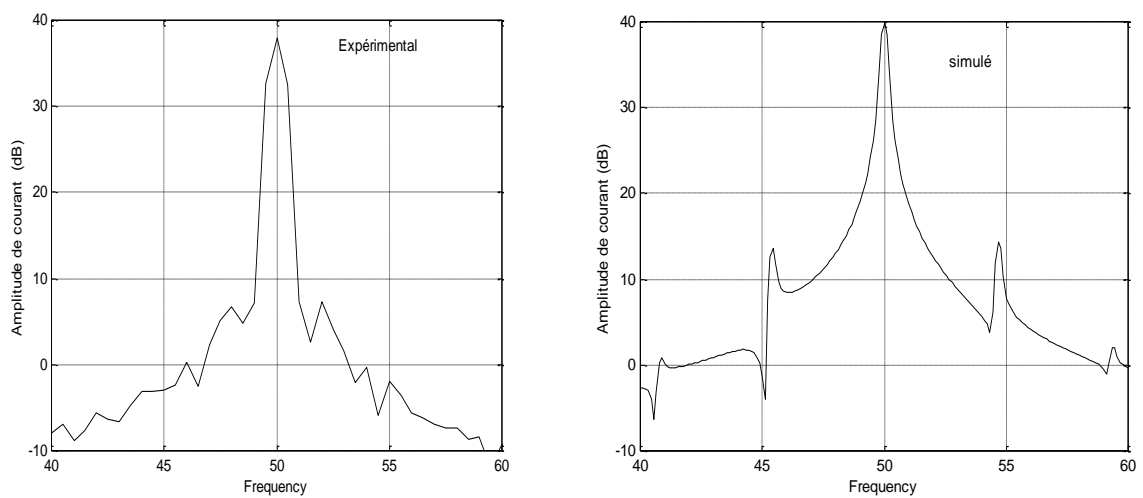
Fig 3.4.5 a :Analyse spectrale du courant expérimental et simulé lors de cassure de barres



b) deux barres cassées



c) trois barres cassées



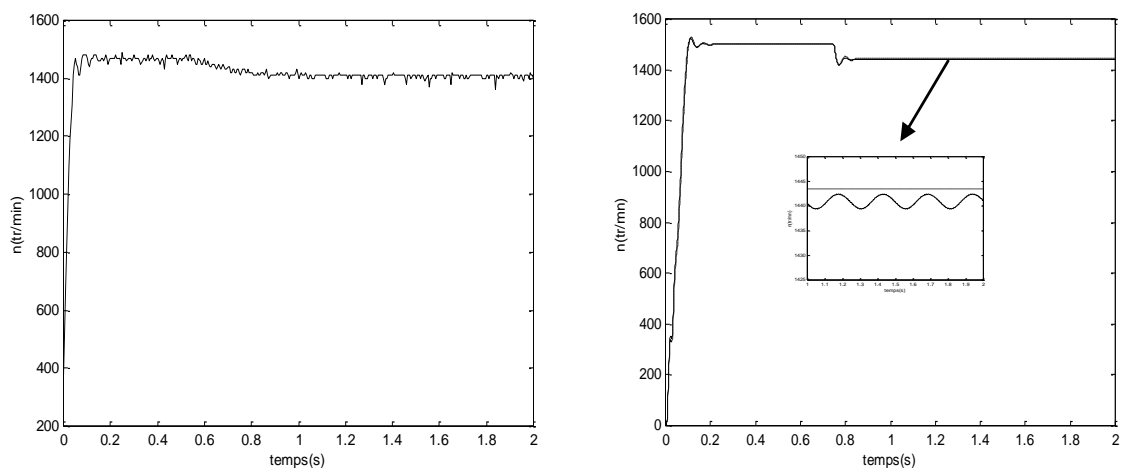
d) Quatre barres cassées

Fig 3.4.5 b : Analyse spectrale du courant expérimental et simulé lors de cassure de barres

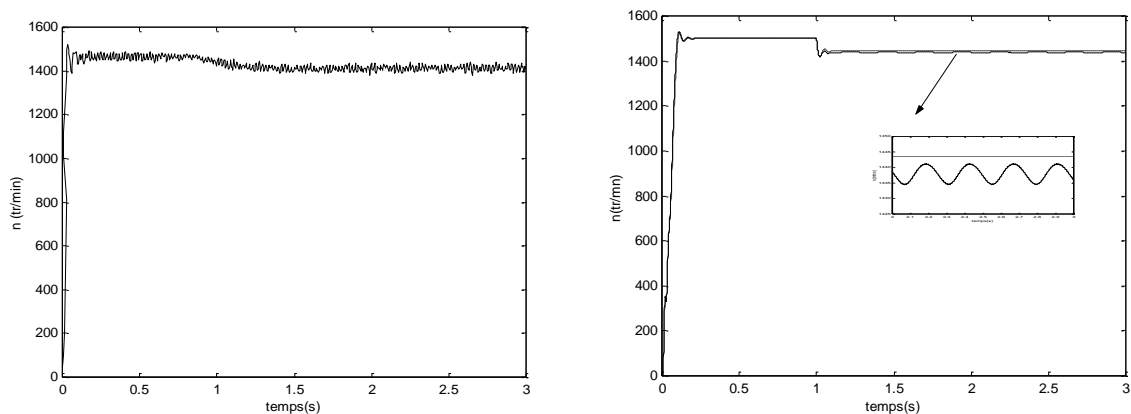
c) Suivi de la vitesse expérimentale et simulée et du couple :

Les figures (3.4.6a), (3.4.6b) et (3.4.7a), (3.4.7b) évoquent l'effet des cassures de barres sur la vitesse et le couple expérimental et simulé. Pour différents cas de cassures on remarque des oscillations sur le couple et la vitesse. La détérioration des barres démunie la valeur moyenne de la vitesse et augmente l'amplitude des oscillations, contrairement au couple qui conserve sa valeur moyenne intacte. Le temps pour arriver à la vitesse nominale augmente avec le nombre de rupture de barres.

On observe aussi que la gravité de défaut augmente avec la valeur du couple ou de la charge imposée à la machine (relativement faible si la machine n'était pas chargée).

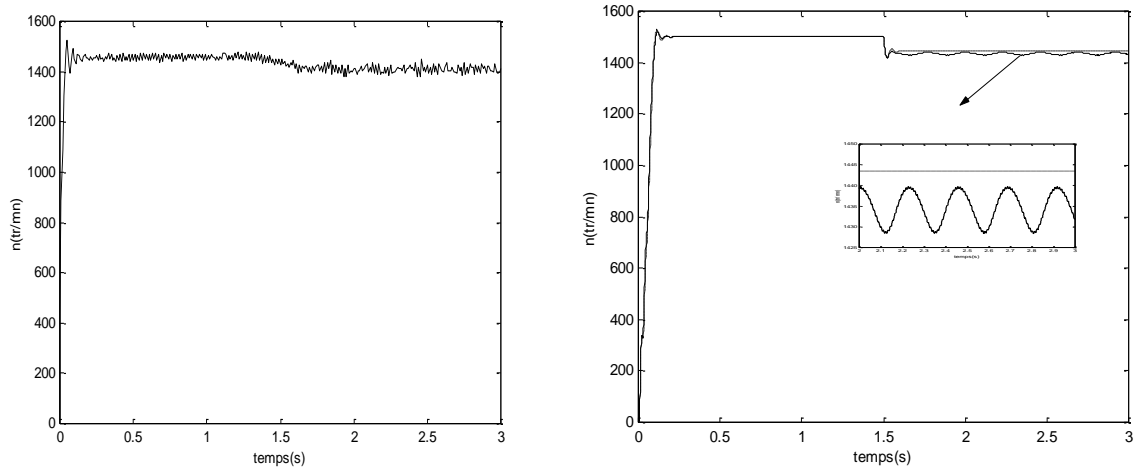


a) Une barre cassée

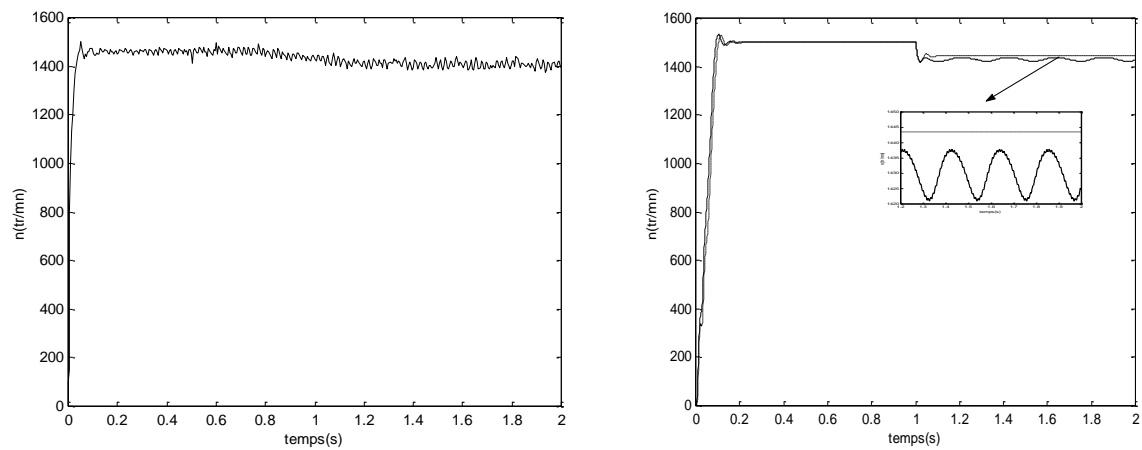


b) Deux barres cassées

Fig.3.4.6 a : l'allure de la vitesse expérimentale et simulée lors de la rupture de barre

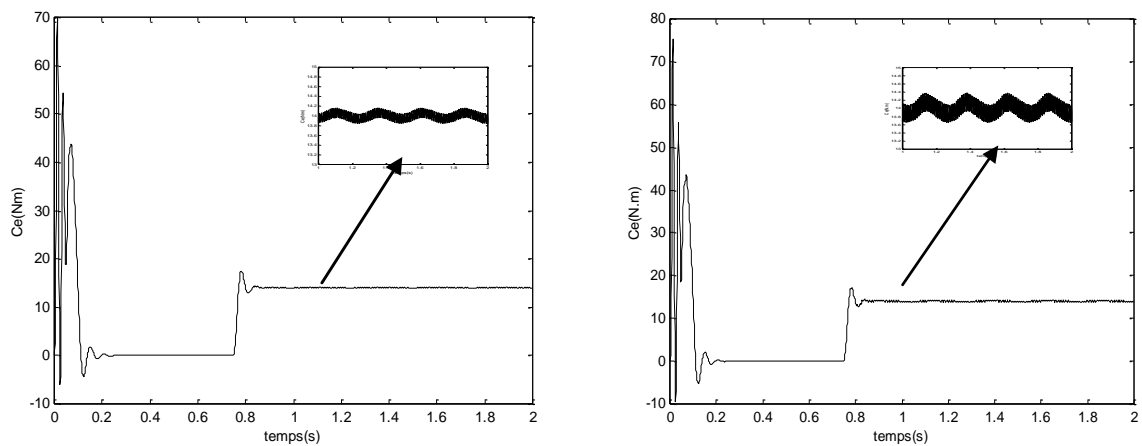


c) Trois barres cassées



d) Quatre barres cassées

Fig.3.4.6 b: l'allure de la vitesse expérimentale et simulée lors de la rupture de barre



a) une barre cassée

b) deux barres cassées

Fig. 3.4.7a Allure du couple électromagnétique simulé lors de la cassure de barre

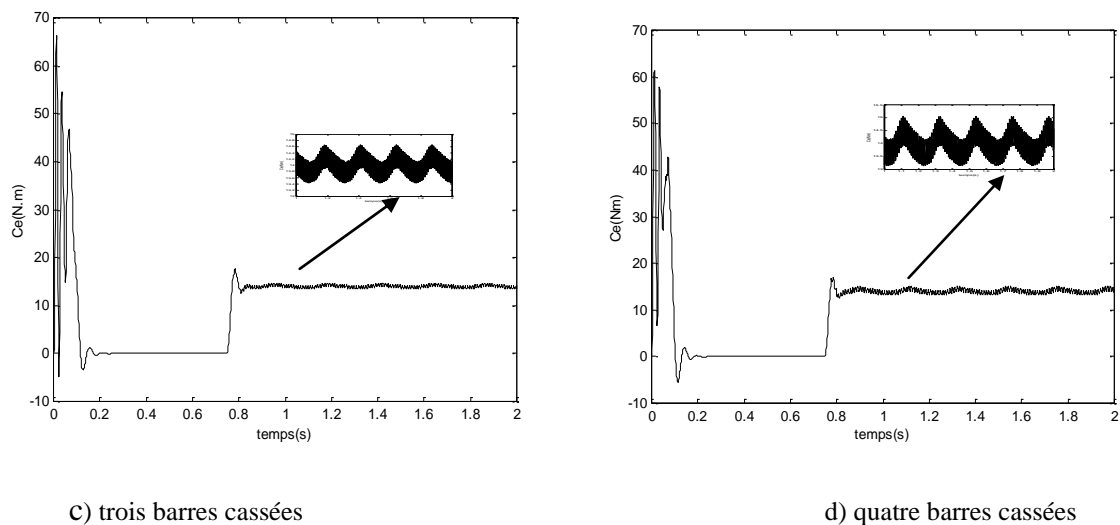


Fig. 3.4.7b Allure du couple électromagnétique simulé lors de la cassure de barre

III.3.2.4 Interprétations :

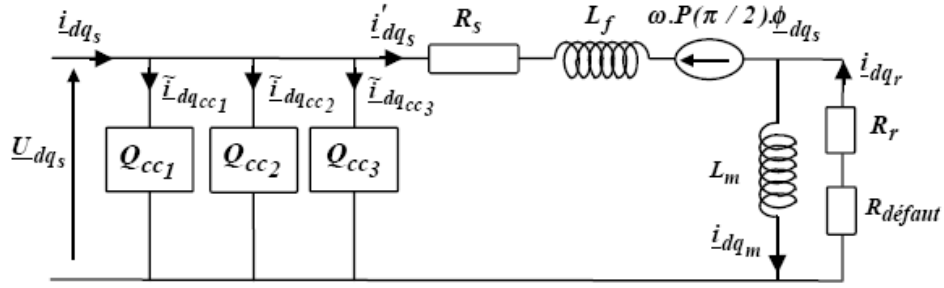
Les oscillations résultantes du défaut expliquent la création d'un champ supplémentaire tournant à $-g\omega_s$ inverse au champ rotorique qui tourne à $g\omega_s$ dans le repère rotorique. Ce défaut causera des oscillations sur la vitesse et sur le couple électromagnétique. Les champs créés vont aussi induire des composantes de courants statoriques avec des fréquences de $(1 \pm kg)f_s$ [4].

III.3.3 Modèle de défauts simultanés stator et rotor :

Dans une optique de surveillance généralisée de la machine, il faut envisager un diagnostic de défaut stator/rotor. Car un défaut statorique de la machine (échauffement des enroulements du stator) peut engendrer une rupture de soudure, et par conséquent un défaut rotorique. Et un défaut rotorique peut être à l'origine des mouvements vibratoires qui affectent directement les conducteurs statoriques [3].

III.3.3.1 Modèle général de défauts stator et rotor :

Etant donné que les deux principaux défauts de la machine asynchrone peuvent découplés, on propose un modèle global de défaut stator- rotor qui fait intervenir le fonctionnement sain de la machine (modèles de Park), les court circuits de spires au stator (quadripôle de court-circuit) et la rupture de barres au rotor à travers la résistance de défaut.



Fig(3.4.8) : Modèle de défauts stator – rotor [17]

III.3.3.2 Représentation du modèle d'état stator et rotor :

Le modèle de la machine asynchrone avec défaut stator/rotor peut être écrit :

$$\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}) + g.\bar{u} \quad (3.82)$$

$$\bar{y} = h(\bar{x}) + H(\bar{x}).\bar{u} \quad (3.83)$$

avec :

$$\bar{x} = [i'_{ds} \quad i'_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr} \quad \omega \quad \theta]^T; \quad \bar{u} = [U_{ds} \quad U_{qs} \quad C_r]^T; \quad \bar{y} = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \omega]^T$$

$$f(\bar{x}) = \begin{bmatrix} -\left((R_s.I + [R_{eq}])L_f^{-1} + \omega P\left(\frac{\pi}{2}\right) \right) \bar{i}'_{dqs} + \left([R_{eq}]L_m^{-1} - \omega P\left(\frac{\pi}{2}\right) \right) L_f^{-1} \bar{\phi}_{dqr} \\ [R_{eq}]i'_{dqs} - [R_{eq}]L_m^{-1} \bar{\phi}_{dqr} \\ \frac{P^2}{J} (i'_{qs}\phi_{dr} - i'_{ds}) - \frac{f_v}{J} \\ \omega \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{P}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad h(x) = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \omega \end{bmatrix}; \quad H(\bar{x}) = \begin{bmatrix} \frac{2}{3R_s} \sum_{k=1}^3 \eta_{cck} P(-\theta) Q_{cck} P(\theta) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$R_{eq} = R_r \left(I - \frac{\alpha}{1+\alpha} Q(\theta_0) \right); \quad \alpha = \frac{2}{3} \eta_0$$

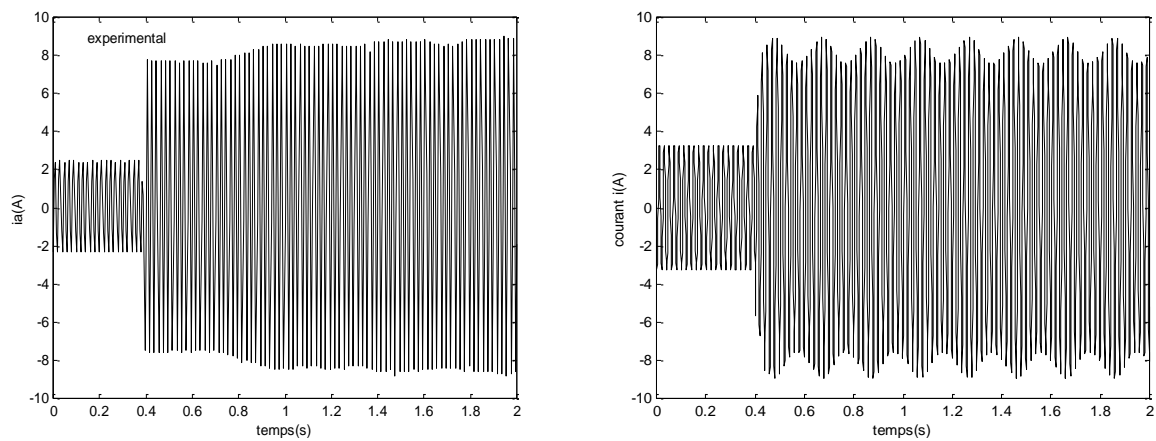


Fig 3.4.9 Allure de court statorique expérimental et simulé de quatre barres cassées et de 8% du court circuit de spire

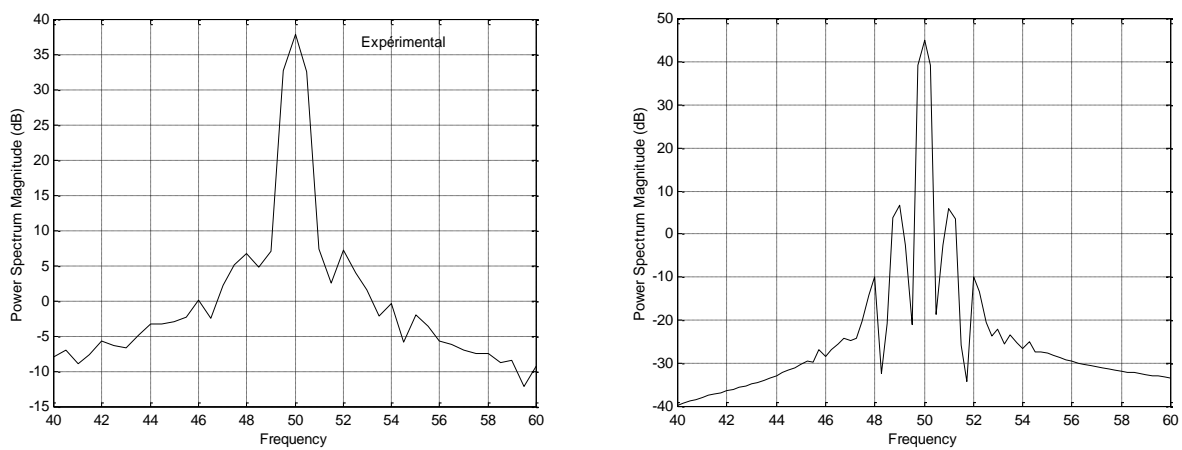


Fig 3.4.10 Analyse spectrale et simulée de quatre barres cassées et de 8% du court circuit de spire

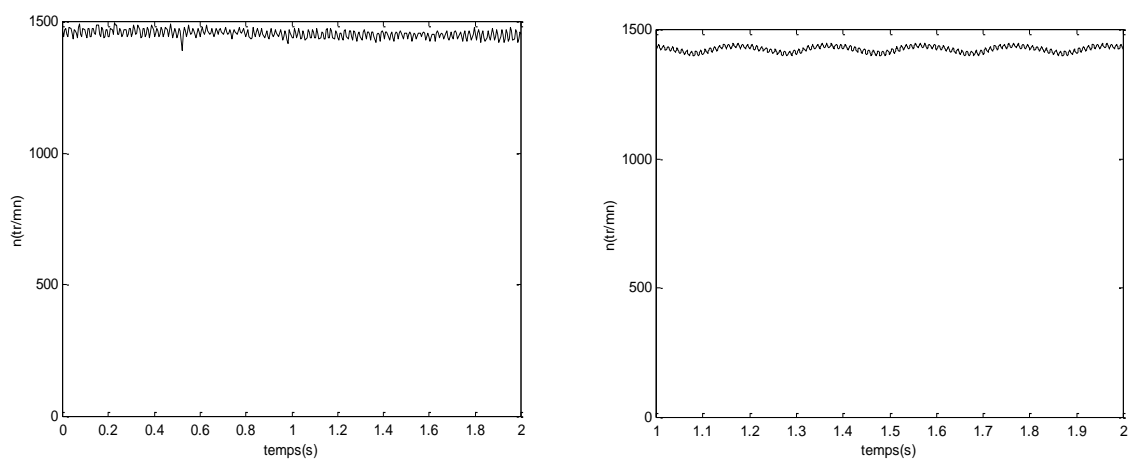


Fig 3.4.11 Allure de la vitesse expérimentale et simulée de quatre barres cassées et de 8% du court circuit de spire

Pour simuler un défaut simultané stator/rotor, on introduit en régime établi un court circuit de 8% sur un moteur avec quatre barres cassées. En expérimentation, on introduit le même taux de court-circuit et de défaut sur une machine. On peut remarquer qu'à partir de l'introduction de court circuit, de

nouvelles composantes dues aux barres cassées apparaissent dans le courant et fait augmenter le courant dans chaque phase au stator.

Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à l'élaboration de modèles dédiés à la simulation et à la détection de défauts sur la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Au début de ce chapitre on a commence par présenter la méthode des éléments finis qui est un modèle très précis si on veut prendre compte les défauts et les phénomènes dans la machine (effet de peau, de saturation etc...) simulé par un logiciel nommé Flux 2D. Mais son seule désavantage c'est l'exorbité du temps de calcul et la nécessité d'un maillage judicieux.

Puis on a prit en considération le modèle multi enroulement où on a étalé son modèle triphasé et après on l'a transformé dans un modèle réduit. Ce type de modèle permet de prendre en charge les défauts type cassure de barre ou d'anneau ou les deux ensembles. Son seul inconvénient reste l'identification de ses paramètres (résistance et inductance de barre, résistance et inductance d'anneau) qui sont relativement difficile à identifier.

A la fin nous avons opté pour le modèle compact dit « modèle en vue de l'estimation paramétrique ». Ce modèle semble bien adapté à la simulation du défaut envisagé, même si le modèle compact n'est pas exclu des contraintes surtout d'hypothèses simplificatrices, néanmoins il ne demande pas tant de paramètres, il suffit de faire des essais conventionnels est c'est parti pour son exploitation. En plus il permet de simuler à la fois les défauts statoriques (court circuit de spires) et les défauts rotoriques (cassure de barre) qui est une chose difficile dans les autres modèles. Une analyse spectrale du courant a permis de constater une certaine similitude entre sa signature et celle du défaut.

Des comparaisons en régime permanent montrent la similitude des résultats obtenus par simulation avec les essais expérimentaux. On constate que les courants statoriques produisent des oscillations de couple, donc des mouvements vibratoires perceptibles sur la vitesse de rotation.

En conclusion, on admet que lorsque la machine est alimentée par le réseau les défauts statoriques (court-circuit entre spires) introduisent un déséquilibre important, ce qui n'affecte pas la détection du défaut lors de la marche de cette dernière en boucle ouverte. Par contre la détection devient difficile lors des défauts rotoriques surtout leurs natures, et cela se traduit sur l'analyse spectrale des courants statoriques. Cette difficulté augmente selon la qualité de l'acquisition dont elle aura un impact très négatif lors de l'estimation des grandeurs et paramètres par observateurs.

Chapitre IV

**Observateurs et suivi des paramètres
de la machine**

Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test . Alors les recherches se sont axées sur la surveillance et le diagnostic des machines. Car la mauvaise connaissance et les variations peuvent nuire à la réalisation de la commande, ou à la surveillance des performances par conséquent le rendement de la machine d'où la nécessité d'estimer en temps réel les paramètres. Deux tâches sont essentielles en diagnostic ; la première consiste à observer les symptômes de défaillances, et la deuxième à identifier la cause à l'aide d'un raisonnement basés sur l'observation

Dans le chapitre précédent nous avons présenté une méthode de diagnostic tenant compte des défauts statoriques et rotoriques dans la machine asynchrone. Mais les modèles utilisés sont souvent non linéaire puisque les matrices d'état dépendent d'une façon ou d'une autre de la pulsation rotorique.

De plus si on cherche à suivre les paramètres significatifs de ces défauts cela augmentera aussi cette non linéarité, et dans le souci de surveiller le moteur, il est judicieux d'utiliser les observateurs étendus qui se montrent bien adapté pour cela.

Ce chapitre présente l'application du filtre de Kalman étendu EKF aux paramètres de la machine tout en exerçant des défauts rotoriques et statoriques sur la machine.

Le filtre de Kalman est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, citant entre autre les bruits. Il suppose que les bruits qui affectent les modèles sont des bruits centrés blancs et les bruits de mesures doivent être décorrélés des bruits d'état. Le principe du filtre de Kalman repose sur la minimisation de la variance de l'erreur d'estimation.

Vu l'utilisation directe du réseau en ce qui concerne l'alimentation de la machine, ainsi que les outils d'acquisition qui sont de qualité moyenne, on se contentera de la simulation du modèle et de ses grandeurs pour l'utilisation des observateurs.

IV-1 Modèles de la machine à induction:

Pour établir un bon compromis entre la simplicité et la robustesse de l'observateur, il est préférable d'utiliser un repère lié au stator.

Alors la position rotorique est calculée directement à partir des paramètres liés au repère statorique et évite sa détermination en utilisant l'intégration de ω_s [7].

IV-1.1 Modèle continu

En considérant les tensions d'alimentations comme des entrées et les courants statoriques comme sortie, on aura un vecteur d'état constitué des composantes diphasées du courant statorique $\bar{i}_{\alpha\beta s}$ et du flux rotorique $\bar{\phi}_{\alpha\beta r}$ dans le repère d'axes (α, β) lié au stator.

On suppose comme précédemment que la machine est équilibrée à entrefer uniforme, que la distribution du champ est sinusoïdale et que les effets de la saturation magnétique ainsi que les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables. Les fuites sont totalisées au stator. Le modèle sera :

$$\dot{\bar{x}}(t) = A(\omega)\bar{x}(t) + Bu(t) \quad (4.1)$$

$$\bar{y}(t) = C\bar{x}(t) \quad (4.2)$$

avec

$$\bar{x} = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ \phi_{\alpha r} \ \phi_{\beta r}]^T : \text{vecteur d'état}$$

$$u = \begin{bmatrix} U_{\alpha s} \\ U_{\beta s} \end{bmatrix}, \bar{y} = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} : \text{entrées et sorties de la machine}$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_r}{L_f} & 0 & \frac{R_r}{L_m L_f} & \frac{\omega}{L_f} \\ 0 & -\frac{R_s + R_r}{L_f} & -\frac{\omega}{L_f} & \frac{R_r}{L_m L_f} \\ R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_m} & -\omega \\ 0 & R_r & \omega & -\frac{R_r}{L_m} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

Toutes les variables du vecteur d'état sont définies en utilisant la transformation de Concordia liée au référentiel statorique.

IV-1-2 Modèle Discret :

Ce modèle sera déduit du modèle d'état continu par la méthode de l'exponentielle de matrice. Ce modèle sera de la forme suivante :

$$\begin{cases} \bar{x}_{k+1} = \phi_k + B_{d_k} \bar{u}_k \\ \bar{y}_k = C\bar{x}_k \end{cases} \tag{4.3}$$

Les matrices ϕ_k et B_{d_k} sont chaque fois réactualisées à chaque instant d'échantillonnage par :

$$\begin{cases} \phi_k = e^{AT_e} = I + A \frac{T_e}{1!} + A^2 \frac{T_e^2}{2!} \\ B_{d_k} = \left(I.T_e + A \frac{T_e^2}{2.1!} \right) B \end{cases} \tag{4.4}$$

IV-2 Observateurs d'état :

Un observateur est un système qui fournit une estimation d'une grandeur physique x interne d'un système, en se basant seulement sur les données accessibles telles que les entrées imposées et les sorties mesurables du système physique. Son but est de reconstruire la grandeur inaccessible du système notée \hat{x} , à partir de la connaissance des entrées $U(t)$ et des sorties $y(t)$.

L'observation se fait en deux phases ; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain K . Le choix de ce gain est important et doit être approprié aux caractéristiques du système dont on veut observer ses états [5]. La figure (3.1) montre le schéma d'un observateur d'état.

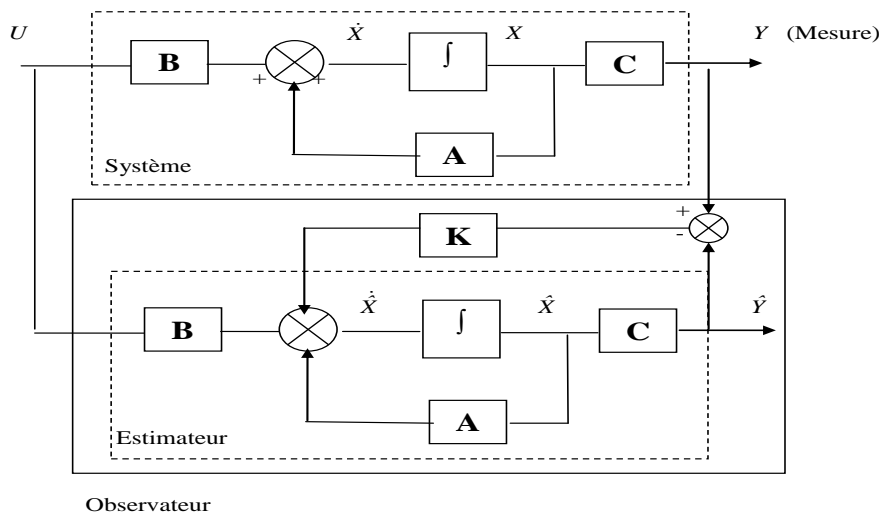


Fig. 4.1 Schéma d'un Observateur

IV-2-1 Classification des observateurs :

Un observateur peut être linéaire dont la construction du gain est basée sur la matrice A du système qui est linéaire et invariant dans le temps, les observateurs de Luenberger et en mode glissant se basent sur cette approche. Il peut être aussi non linéaire (machine asynchrone) dont les observateurs sont développés par plusieurs approches par exemple linéarisation autour d'un point qui implique la réactualisation de la matrice gain ou la construction du gain en prenant compte la modélisation non linéaire. Comme les observateurs peuvent être déterministe ou stochastique.

- **Observateurs déterministes :** Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur Luenberger dans le cas de modèles linéaires ou l'observateur de mode glissant dans le cas du modèle non linéaire.
- **Observateurs stochastiques :** Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur les critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système. Parmi ces observateurs on peut citer l'observateur stochastique de filtre de Kalman.

IV-3 Observateur de Filtre de Kalman Standard (stochastique) :

On présentera dans ce paragraphe le principe général du filtre de Kalman Standard et au paragraphe suivant l'extension du filtre aux paramètres de la machine bien entendu le filtre de Kalman étendu.

Dans notre cas, le filtre de Kalman du modèle discret, est utilisé pour l'estimation du vecteur \bar{x}_k constitué des courants statoriques $\bar{i}_{\alpha\beta}$ et du flux rotoriques $\bar{\phi}_{\alpha\beta}$ sur les axes $\alpha\beta$ de Concordia. Il est représenté par les équations récurrentes suivantes :

$$\begin{cases} \bar{x}_{k+1} = A_k \bar{x}_k + B_k \bar{u}_k + \bar{w}_k \\ \bar{y}_k = C \bar{x}_k + \bar{v}_k \end{cases} \quad (4.5)$$

Où

$$\begin{aligned} \bar{x}_k &= \bar{x}(t_k) : \text{État du système.} & \bar{u}_k &= \bar{u}(t_k) : \text{entrées} \\ \bar{y}_k &= \bar{y}(t_k) : \text{sorties mesurées.} & t_k &= k.T_e \quad \text{Où } T_e \text{ est la période d'échantillonnage.} \\ \bar{w}_k &= \bar{w}(t_k) : \text{Bruits d'entrées.} & \bar{v}_k &= \bar{v}(t_k) : \text{Bruits de sorties.} \end{aligned}$$

Les bruits discrets doivent vérifier les mêmes hypothèses suivantes : ils doivent être centrés, blancs, gaussiens et décorrélés des états estimés. De plus, nous les supposons stationnaires [19] :

$$\begin{cases} E[\bar{w}_i] = 0, & E[\bar{v}_i] = 0 \\ E[\bar{w}_i \bar{w}_j^T] = Q_i \delta_{ij}, & E[\bar{v}_i \bar{v}_j^T] = R_i \delta_{ij}, & E[\bar{w}_i \bar{v}_j^T] = 0 \end{cases} \quad (4.6)$$

où :

$$P_{0/0} > 0, \quad Q_i > 0, \quad R_i > 0$$

δ_{ij} est le symbole de Kronecker tel que $\delta_{ij} = 1$ si $i = j$. Q_i et R_i sont respectivement, les matrices de covariances des bruits \bar{w}_i et \bar{v}_i . Le souci consiste à évaluer ou estimer l'état \bar{x}_k en fonction des données ou informations existantes à cet instant. A l'instant k , on note $\hat{\bar{x}}_{k/k}$ l'estimation de l'état exact \bar{x}_k , on définit alors l'erreur d'estimation au même instant par :

$$\bar{e}_k = \bar{x}_k - \hat{\bar{x}}_k \quad (4.7)$$

et la variance de l'erreur d'estimation par

$$P_{k/k} = E[\bar{e}_k \bar{e}_k^T] \quad (4.8)$$

Alors la procédure d'estimation se décompose donc en deux étapes :

- Etape de **prédiction** :

$$\hat{\bar{x}}_{k+1/k} = A_k \hat{\bar{x}}_{k/k} + B_k \bar{u}_k \quad (4.9)$$

Cette étape permet de construire une première évaluation du vecteur d'état à l'instant $k+1$, on cherche l'erreur de prédiction est alors :

$$P_{k+1/k} = A_k P_{k/k} A_k^T + Q_k \quad (4.10)$$

Ainsi, grâce à $\hat{\bar{x}}_{k+1/k}$ ça permet de prédire la sortie :

$$\hat{y}_{k+1/k} = C_{k+1} \hat{\bar{x}}_{k+1/k} \quad (4.11)$$

- Etape de **correction** :

L'étape de prédiction permet d'avoir un écart entre l'estimation $\hat{y}_{k+1/k}$ et la mesure disponible notée \bar{y}_{k+1} . Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de l'écart $\bar{y}_{k+1} - \hat{y}_{k+1/k}$ et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre K_{k+1} , objet de la phase de correction. Pour cela on insère un terme de correction sur la prédiction :

$$\hat{\bar{x}}_{k+1/k+1} = \hat{\bar{x}}_{k+1/k} + K_{k+1} (\bar{y}_{k+1} - \hat{y}_{k+1/k}) \quad (4.12)$$

Le gain de Kalman K_{k+1} est déterminé à partir la matrice de covariance $P_{k+1/k+1}$ et de la matrice de covariance des bruits de mesure R_{k+1} :

$$K_{k+1} = P_{k+1/k+1} C_k^T (C_k P_{k+1/k} C_k^T + R_{k+1})^{-1} \quad (4.13)$$

On actualise l'estimée de la covariance :

$$P_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1} C) P_{k+1/k} \quad (4.14)$$

IV-4 Observateur de Filtre de Kalman Étendu :

Le choix du filtre de Kalman étendu (Extended Kalman filter) est important, car il donne la possibilité d'estimer à la fois les états de la machine asynchrone et les paramètres de la machine (extension du vecteur d'état aux paramètres où il devient dans ce cas un système non linéaire).

Le vecteur d'état sera exprimé par :

$$\bar{x}_e = \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{\theta} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

En considérant la linéarisation du modèle, les équations deviennent :

$$\begin{cases} \bar{x}_{K+1}^e = f_x(\bar{x}_k^e, \bar{u}_k) + \bar{w}_k = A_k^e \bar{x}_k^e + B_k \bar{u}_k + \bar{w}_k \\ \bar{y}_k^e = h_x(\bar{x}_k^e) + \bar{v}_k = C_k^e \bar{x}_k^e + \bar{v}_k \end{cases} \quad (4.16)$$

$$\text{Tel que } A_k^e = \left. \frac{\partial f_x(\bar{x}^e, \bar{u})}{\partial \bar{x}} \right|_{\hat{\bar{x}}_k, \bar{u}_k}, C_k^e = \left. \frac{\partial h_x(\bar{x}^e, \bar{u})}{\partial \bar{x}} \right|_{\hat{\bar{x}}_k} \quad (4.17)$$

Les bruits discrets étendus sont blancs, gaussien et de moyenne nulle. Ces bruits sont définis par leurs matrices de covariance (Q_k^e, R_k^e). La prédiction de l'état ainsi que la matrice de covariance du filtre sont données par les deux équations suivantes :

$$\hat{\bar{x}}_{k+1/k}^e = A_{k/k}^e \hat{\bar{x}}_k^e + B_k \bar{u}_k^e \quad (4.18)$$

$$P_{k+1/k} = A_{k/k}^e P_{k/k} A_{k/k}^{eT} + Q_k^e \quad (4.19)$$

avec :

Q_k^e : Matrice de covariance discrète étendue des bruits d'état.

Le gain de Kalman K_{k+1} est calculé par la relation suivante

$$K_{k+1} = P_{k+1/k} C_k^{eT} (C_k^e P_{k+1/k} C_k^{eT} + R_k)^{-1} \quad (4.20)$$

R_k : Matrice de covariance discrète des bruits de mesure.

La réactualisation de la matrice de covariance est donnée par :

$$P_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1} C_k^e) P_{k+1/k} \quad (4.21)$$

Finalement, l'estimation de l'état est donnée par :

$$\hat{\bar{x}}_{k+1/k+1}^e = \hat{\bar{x}}_{k+1/k}^e + K_{k+1} \left(\bar{y} - C_k^e \hat{\bar{x}}_{k+1/k}^e \right) \quad (4.22)$$

IV-4-1 Application à la machine asynchrone :

La machine asynchrone peut être décrite par 04 équations différentielles non linéaires avec 04 variables d'états (Courants et flux) et les résistances rotoriques et statoriques qu'on considère que leurs variations sont lente ($\dot{R}_r = \frac{dR_r}{dt} = 0$; $\dot{R}_s = \frac{dR_s}{dt} = 0$). Le tout sera exprimé dans le repère statorique (α, β) .

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{i}_{\alpha s} = \frac{-(R_s + R_r)i_{\alpha s} + \frac{R_r}{L_m}\phi_{\alpha r} + \phi_{\beta r}\omega + U_{\alpha s}}{L_f} \\ \dot{i}_{\beta s} = \frac{-(R_s + R_r)i_{\beta s} + \phi_{\alpha r}\omega + \frac{R_r}{L_m}\phi_{\beta r} + U_{\beta s}}{L_f} \\ \dot{\phi}_{\alpha r} = R_r i_{\alpha s} - \frac{R_r}{L_m}\phi_{\alpha r} - \omega\phi_{\beta r} \\ \dot{\phi}_{\beta r} = R_r i_{\beta s} + \omega\phi_{\alpha r} - \frac{R_r}{L_m}\phi_{\beta r} \\ \dot{\omega} = p \frac{L_m}{J.L_r} (i_{\beta s}\phi_{\alpha r} - i_{\alpha s}\phi_{\beta r}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_v}{J} \\ \dot{R}_r = 0 \\ \dot{R}_s = 0 \end{array} \right.$$

Les états du système $x^T = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad \phi_{\alpha r} \quad \phi_{\beta r} \quad \omega \quad R_r \quad R_s] = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5 \quad x_6 \quad x_7]$

On peut donc considérer un système non linéaire par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x} = f(x, u) \\ y = C(x) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = \frac{-(x_7 + x_6)x_1 + \frac{x_6}{L_m}x_3 + x_5x_4 + U_{\alpha s}}{L_f} \\ \dot{x}_2 = \frac{-(x_7 + x_6)x_2 - x_5x_3 + \frac{x_6}{L_m}x_4 + U_{\beta s}}{L_f} \\ \dot{x}_3 = x_6x_1 - \frac{x_6x_3}{L_m} - x_5x_4 \\ \dot{x}_4 = x_6x_2 - x_5x_3 - \frac{x_6}{L_r}x_4 \\ \dot{x}_5 = p \frac{L_m}{J.L_r}(x_2x_3 - x_1x_4) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_v}{J} \\ \dot{x}_6 = 0 \\ \dot{x}_7 = 0 \end{array} \right.$$

IV-4-2 Surveillance des grandeurs et paramètres de la machine asynchrone :

Pour discuter les performances de l'estimation par le filtre de Kalman, nous avons simulé les différentes situations pour une charge nominale (cas des cassures de barres) et la machine à vide (cas des court circuits entre spires) avec l'injection d'un bruit de mesure sur les courants qui ne dépasse pas 5%. Notons que le choix du pas d'échantillonnage T_e et les matrices de covariance a été établi sur plusieurs essais pour avoir une bonne stabilité et convergence.

a) Surveillance des grandeurs et paramètres en cas de défauts rotoriques:

On procède à l'observation des paramètres tout en créant des défauts type rotoriques passant de la machine saine à une barre cassée, puis deux barres cassées etc..... avec l'application de la charge nominale.

Pour le cas de défaut, le pas d'échantillonnage $T_e = 10 \mu s$ et les matrices de covariance sont diagonales égales à :

$$Q = \begin{bmatrix} 10^3 & & & & & & \\ & 10^3 & & & & & \\ & & 5.10^2 & & & & \\ & & & 5.10^2 & & & \\ & & & & 10 & & \\ & & & & & 5.10^{-1} & \\ & & & & & & 5.10^{-1} \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} 10^{-1} & & \\ & & 10^{-1} \end{bmatrix}$$

Les résultats obtenus sont présentés dans les figures ci après.

a-1 Observation du courant statorique :

Dans les figures (4.2) et (4.3) qui représentent respectivement l'amplitude du courant statorique dans le repère (α, β) lié au stator et l'erreur entre l'amplitude de courant réel et estimé. On observe que la variation de la grandeur du courant est présente due bien sur au cassures de barres avec un pic de courant du à l'algorithme d'estimation, mais notons aussi que l'écart entre le courant réel et estimé est très petit et ne dépasse pas 0.1A malgré l'augmentation des barres cassées. Notons que l'influence des bruits de mesures est nettement présente sur le courant réel mais d'une façon moindre dans les courants estimés du filtre de Kalman, donc la robustesse du filtre est préservée.

a-2 Observation du Flux rotorique :

Les figures (4.4) et (4.5) représentent respectivement l'amplitude du flux rotorique et l'écart entre le flux réel et estimé. Ce qu'on peut constater que le flux est sensible au défaut rotorique donc à la variation paramétrique de la résistance rotorique, mais rejetant plus au moins le bruit de mesure ; autant le nombre de barre augmente autant que les oscillations augmentent dans le module du flux avec l'apparition de pic du toujours à l'algorithme d'estimation. L'erreur très petite de l'ordre de 0.025 entre le flux réel de la machine et le flux estimé traduit la convergence et la robustesse du filtre.

a-3 Observation de la vitesse :

La figure (4.6) représente l'évolution de la vitesse mécanique pour différents cas de cassures de barres, on remarque que la vitesse estimée suit bien la vitesse réelle. La vitesse estimée, elle aussi est influencer par le défaut rotorique on trouve des oscillations autant que le nombre de cassure augmente.

a-4 Observation de la résistance rotorique :

La figure (4.7) représente la résistance rotorique estimée pour différents cas de rupture de barre avec l'application de la charge nominale. La résistance augmente de 1% ($R_r = 2.068\Omega$) le cas de rupture d'une seule barre cassée, puis de 1.7%, 2.82%, 3.51% respectivement pour deux, trois et

quatre barres cassées. Donc l'augmentation des cassures de barre influe sur l'accroissement de la résistance rotorique. On remarque que le bruit de mesure n'a aucun impact majeur sur la résistance.

a-5 Observation de la résistance statorique :

La figure (4.8) traduit l'influence des cassures de barres sur la résistance statorique estimée de la machine asynchrone. On remarque un fond continu d'oscillations lors de l'apparition des défauts, l'application de la charge fait un pic sur la résistance. Ce qui peut être expliqué par l'interaction entre les phénomènes qui sont régis au niveau du rotor et leur impact sur les éléments qui se trouvent au stator.

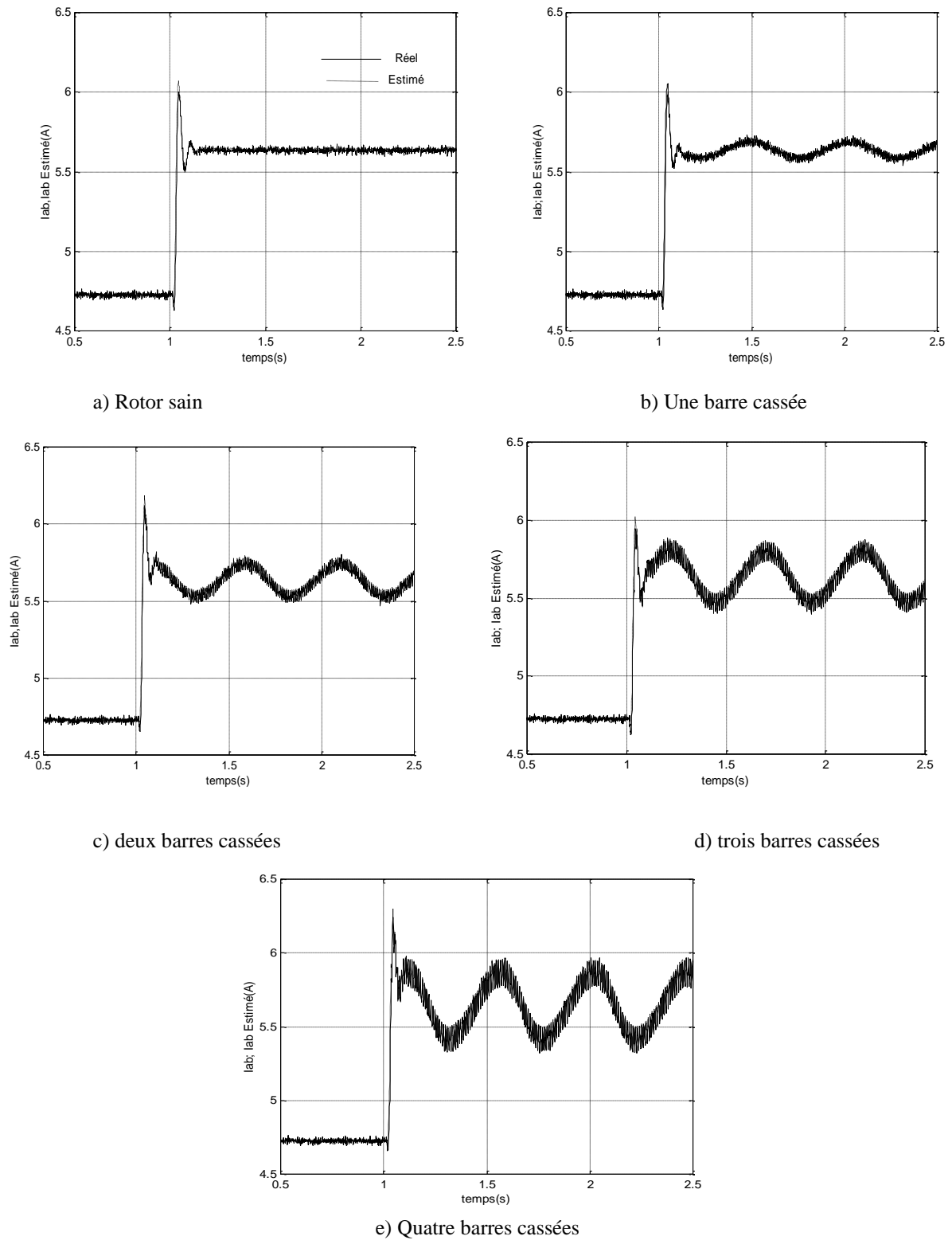
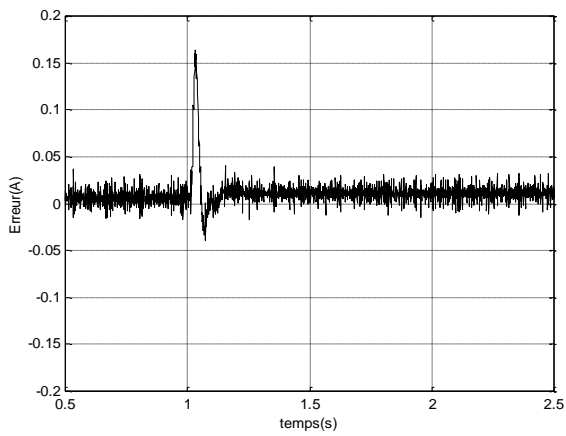
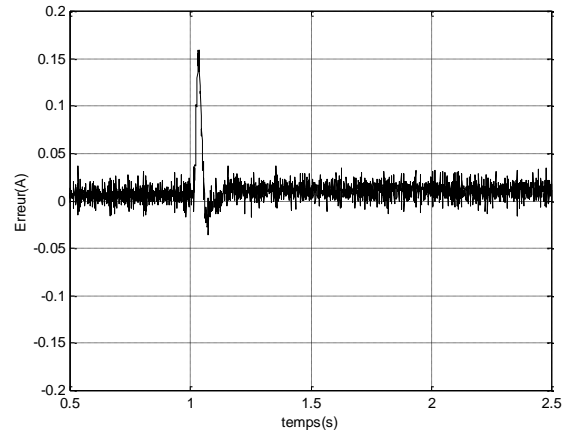


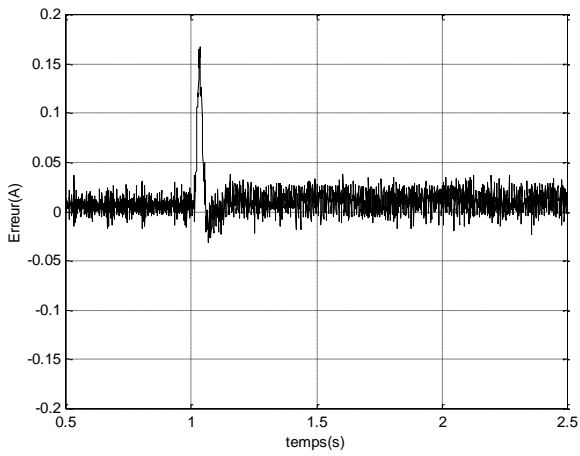
Fig 4.2: Courant Réel et Courant Estimé dans le repère statorique pour différents cas de cassures de barres en régime permanent



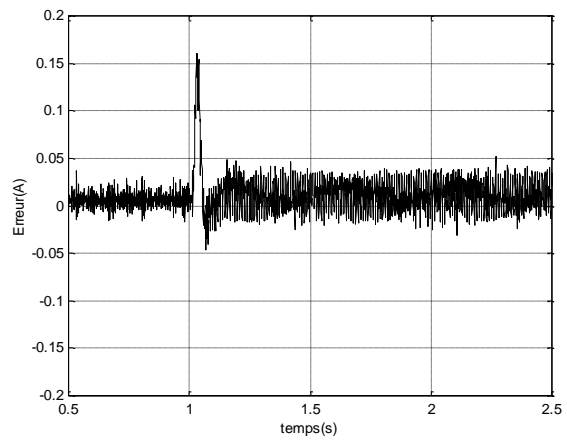
a) Rotor sain



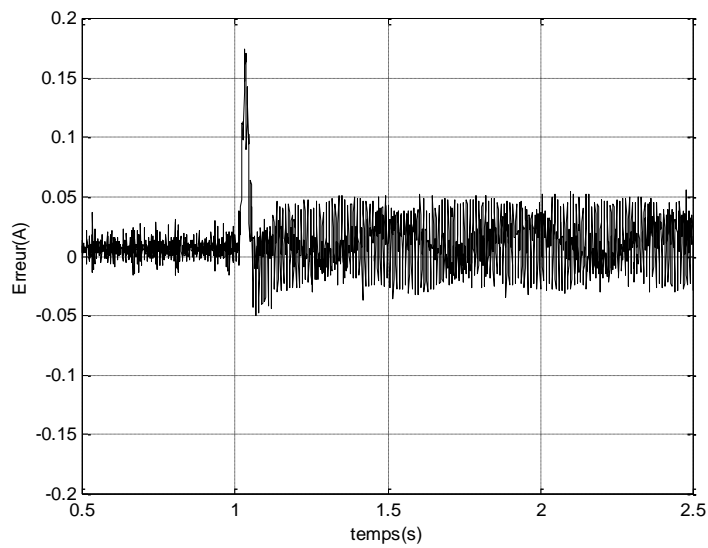
b) Une barre cassée



c) Deux barres cassées

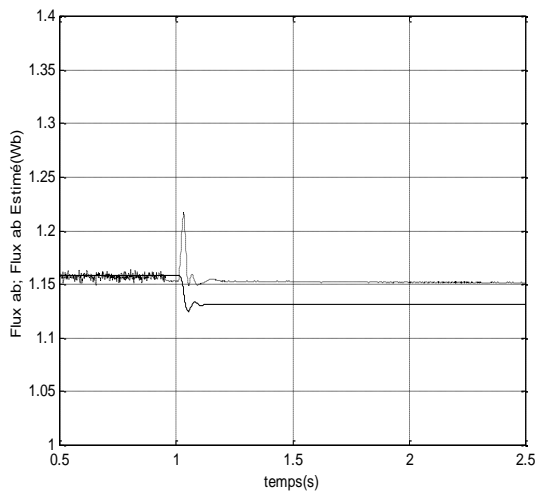


d) trois barres cassées

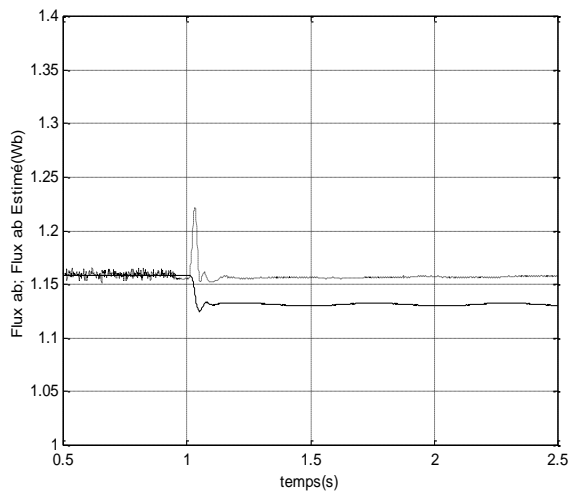


e) Quatre barres cassées

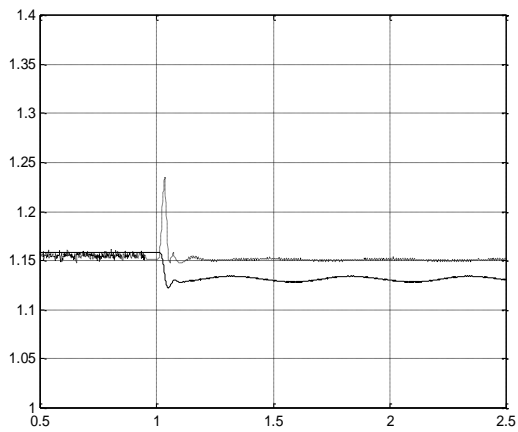
Fig 4.3 : Erreur du Courant Réel et Courant Estimé dans le repère statorique pour différents cas de cassures de barres en régime permanent



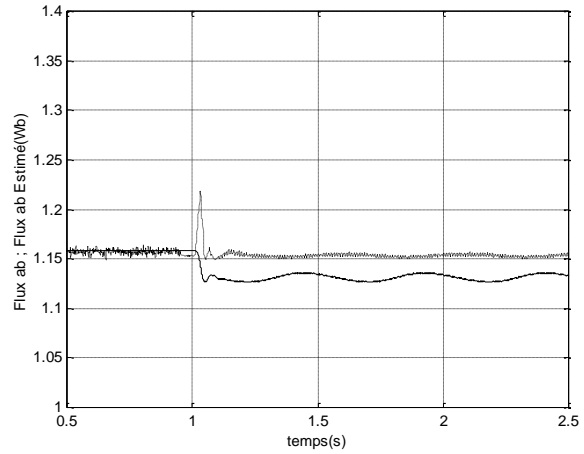
a) Rotor sain



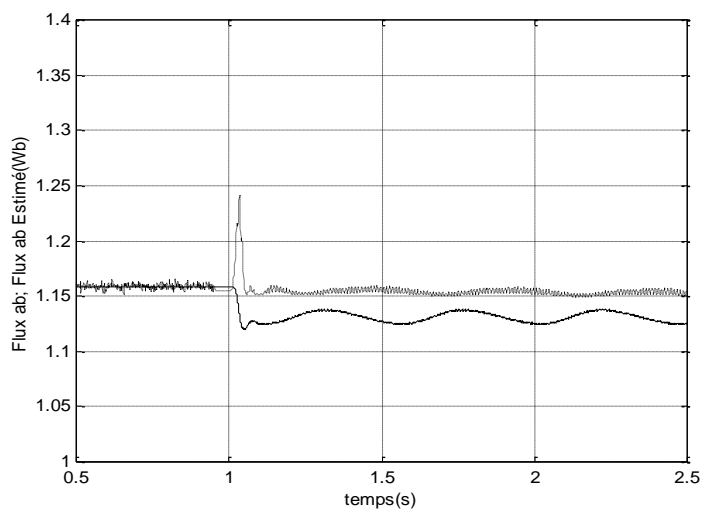
b) Une barre cassée



c) Deux barres cassées

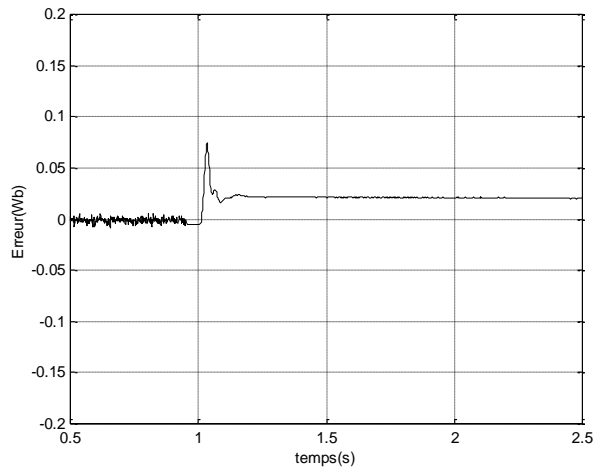


d) Trois barres cassées

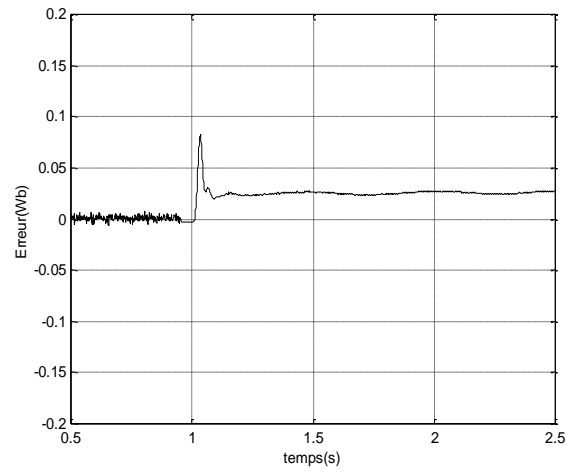


e) Quatre barres cassées

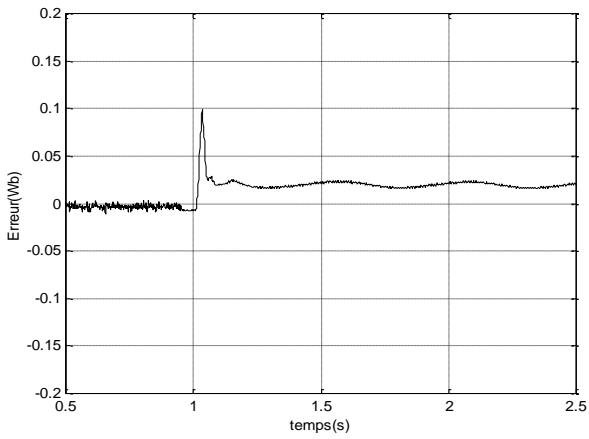
Fig 4.4 : Flux Réel :—— Flux Estimé :----- dans le repère statorique pour différents cas de cassures de barre en régime permanent



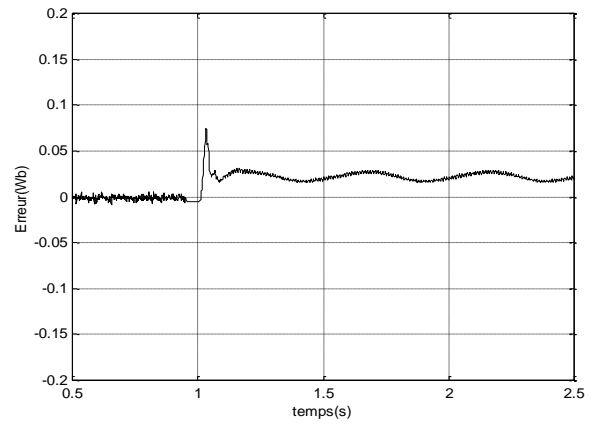
a) Rotor sain



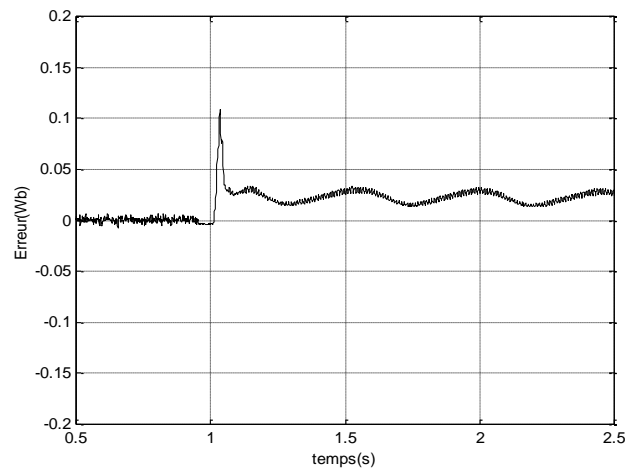
b) Une barre cassée



c) Deux barres cassées

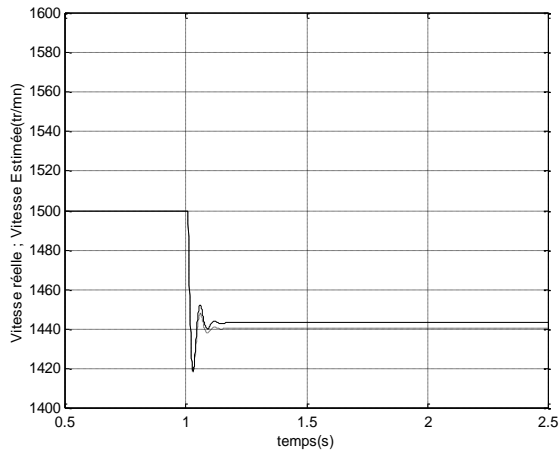


d) Trois barres cassées

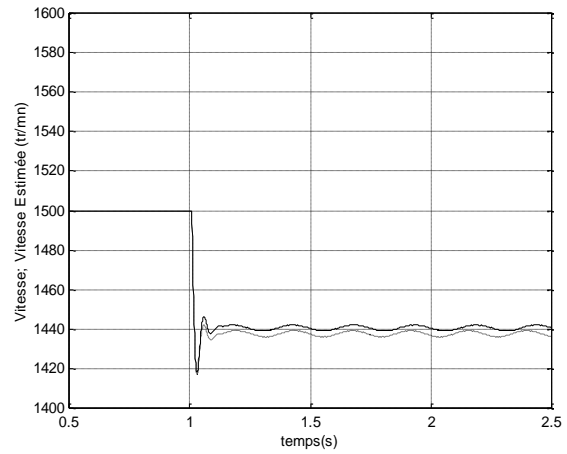


e) Quatre barres cassées

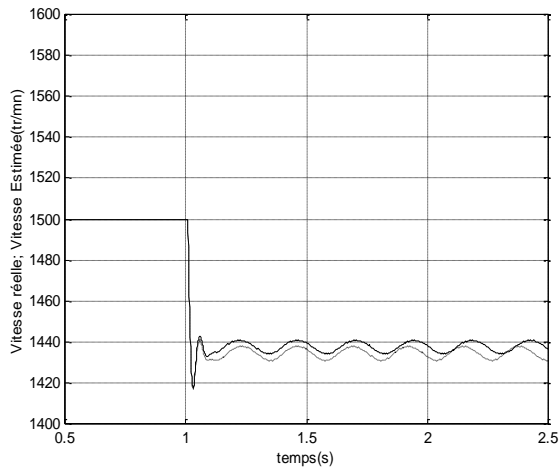
Fig 4.5 : Erreur du Flux réel et estimé pour différents cas de cassure de barre en régime permanent



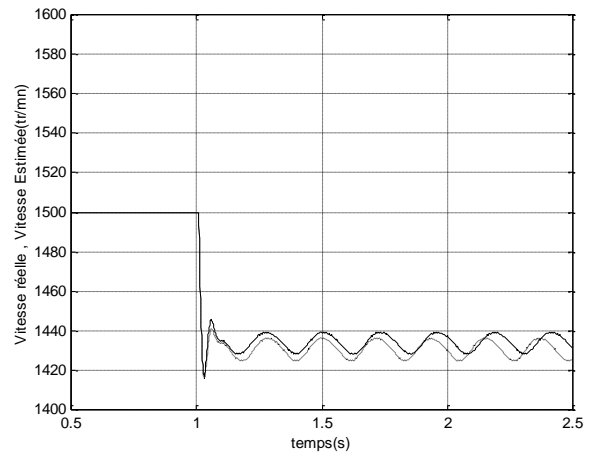
a) rotor sain



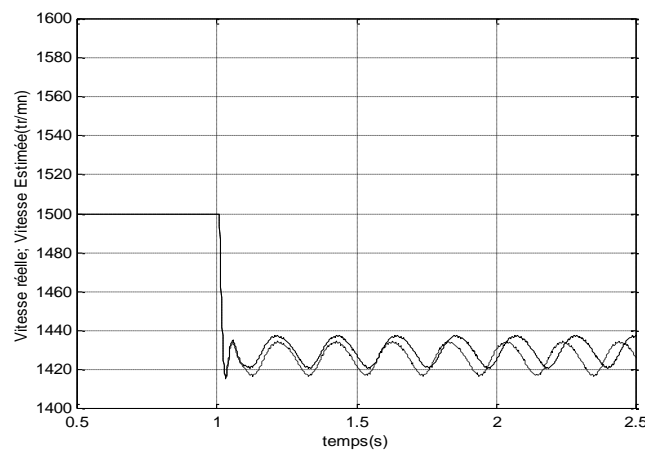
b) une barre cassée



c) deux barres cassées

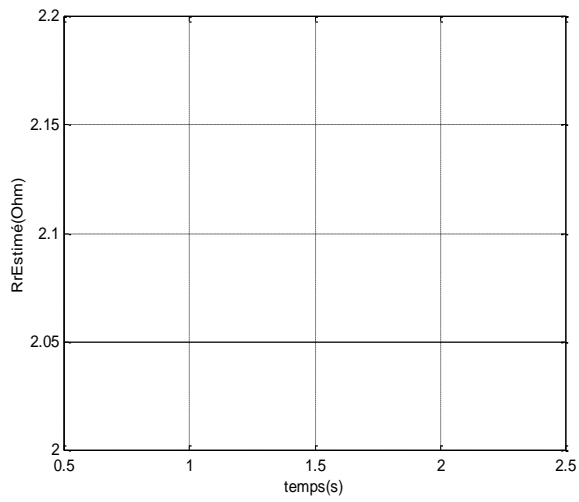


d) trois barres cassées

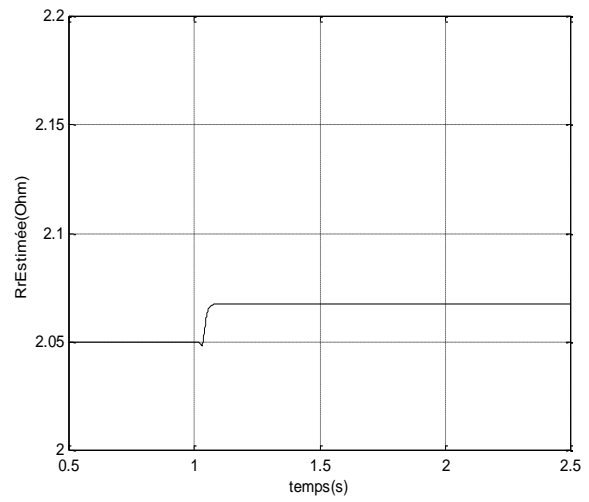


d) Quatre barres cassées

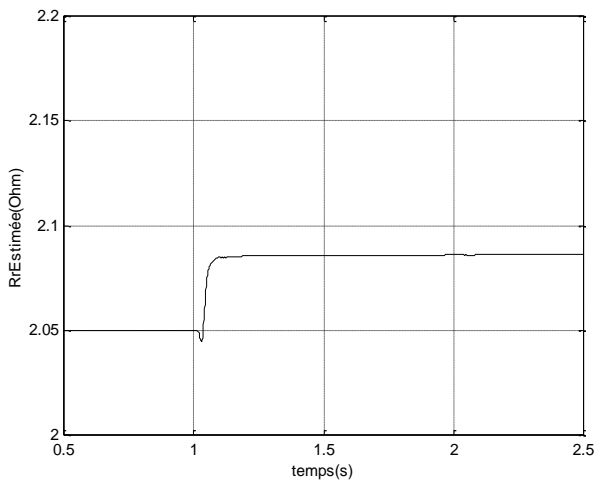
Fig 4.6 : Vitesse réelle et Estimée dans le repère statorique pour différents cas de cassures de barre en régime permanent



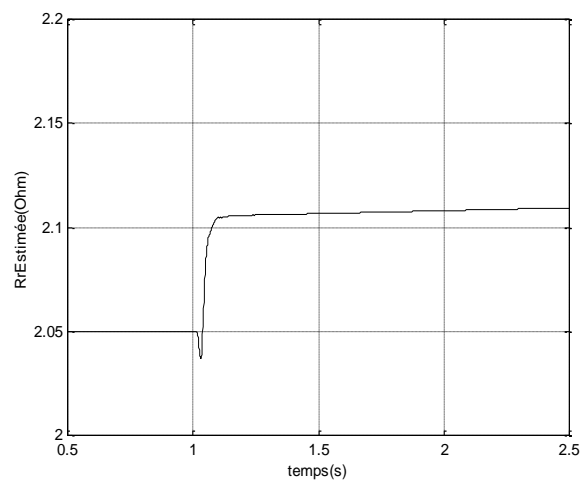
a) Rotor sain



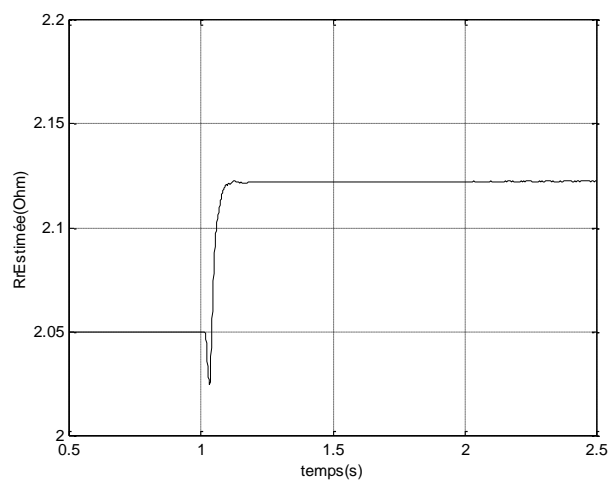
b) Une barre cassée



c) Deux barres cassées

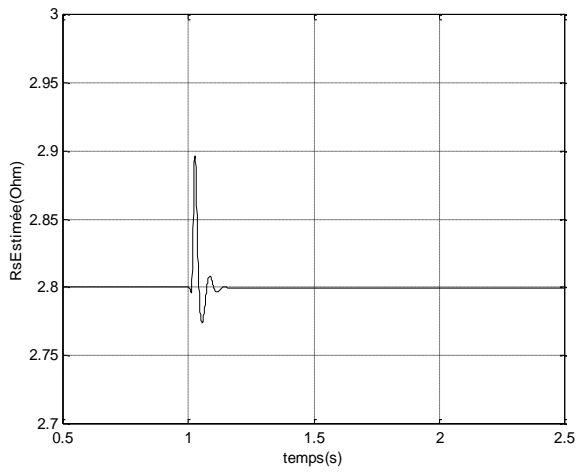


d) Trois barres cassées

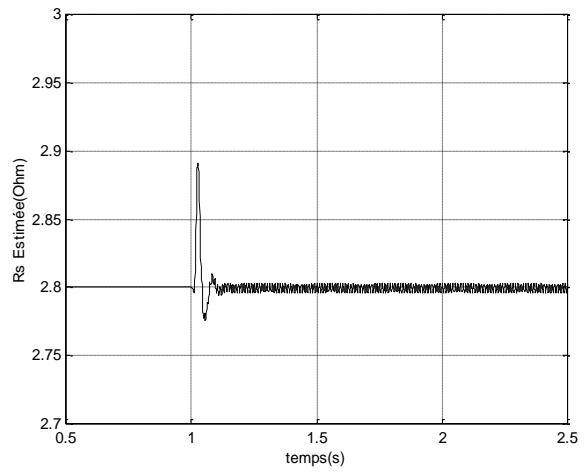


d) Quatre barres cassées

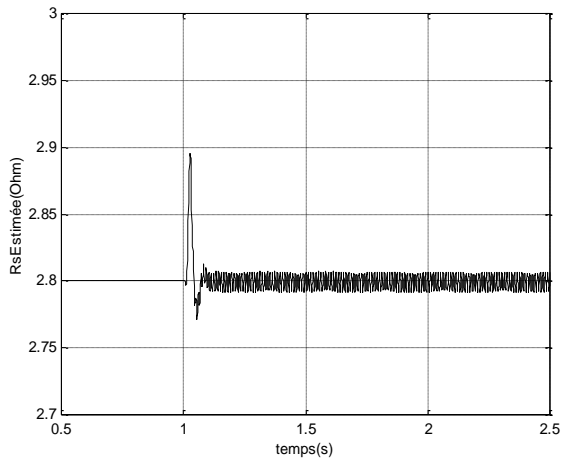
Fig. 4.7 : Résistance rotorique Estimée pour différents cas de cassure de barre en régime permanent



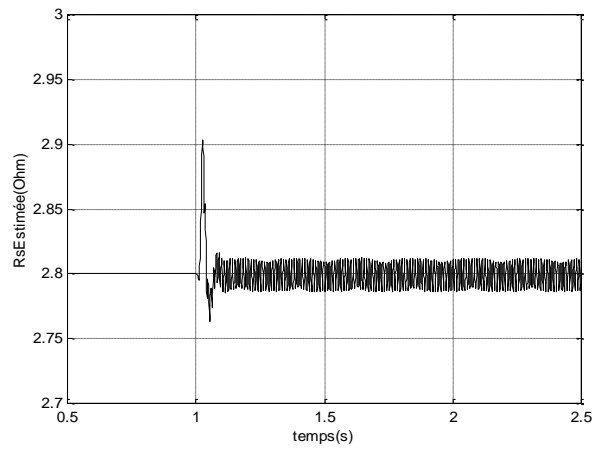
a) rotor sain



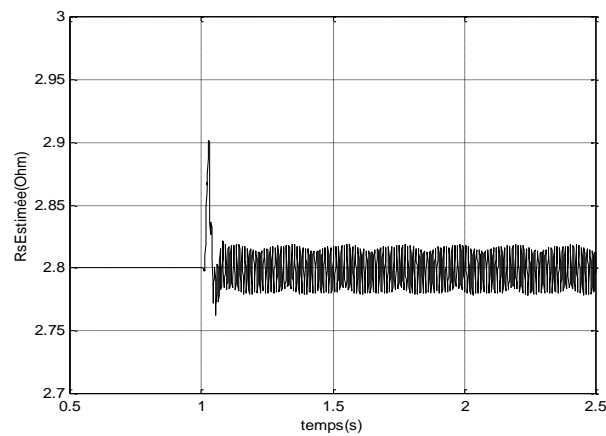
b) une barre cassée



c) deux barres cassées



d) trois barres cassées



e) quatre barres cassées

Fig 4.8: Résistance statorique Estimée pour différents cas de cassure de barre en régime permanent

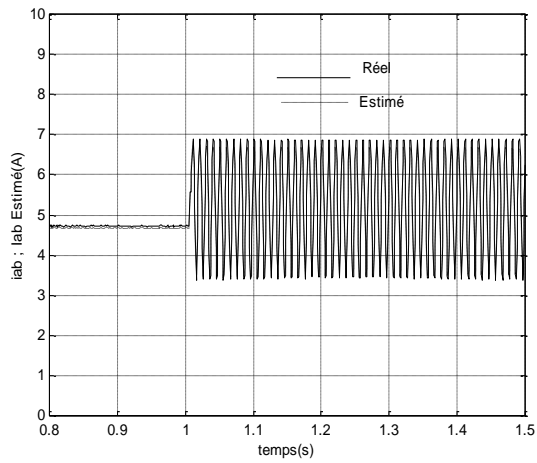
fait apparaître des oscillations sur le paramètre. On constate aussi que les bruits de mesure n'ont aucune influence sur la grandeur estimée.

b-5 Observation de la résistance rotorique :

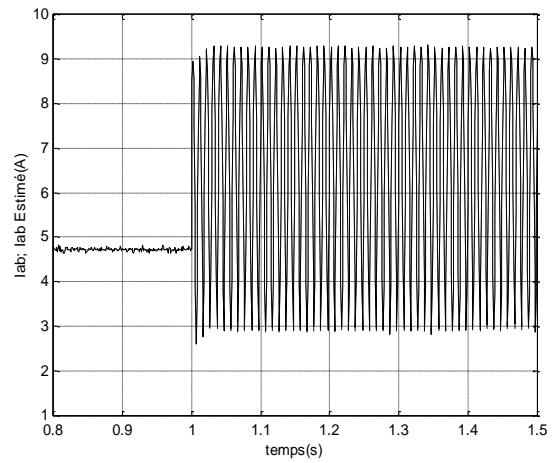
La figure (4.16) traduit l'influence du défaut statorique sur la résistance estimée, on remarque une augmentation de celle-ci autant que les courts circuits de spires augmentent. Donc l'interaction entre les deux armatures statorique et rotorique est belle et bien présente. Le bruit n'a aucun impact sur les grandeurs estimées.

Remarques :

- La validation expérimentale n'a pas pu être utilisée, car les capteurs de courants n'étaient pas identiques ce qui a entraîné une erreur sur l'exactitude de mesure surtout l'amplitude des courants statoriques ce qui a influencé négativement sur la symétrie du courant.
- L'utilisation du filtre de Kalman étendu aux paramètres de la machine $[i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ \phi_{\alpha r} \ \phi_{\beta r} \ \omega \ R_r \ R_s]$ sera sanctionné par un temps de calcul assez grand, mais son utilisation hors ligne explique plus au moins ce choix. Et dans le souci de réduire le temps d'exécution lors du suivi des paramètres en temps réel, soit il faut utiliser un ordinateur puissant, soit il faut réduire l'ordre de l'observateur de Kalman, ainsi l'observation sera basée dans ce cas sur la différence des flux calculés (à partir des mesures) et ceux estimés.

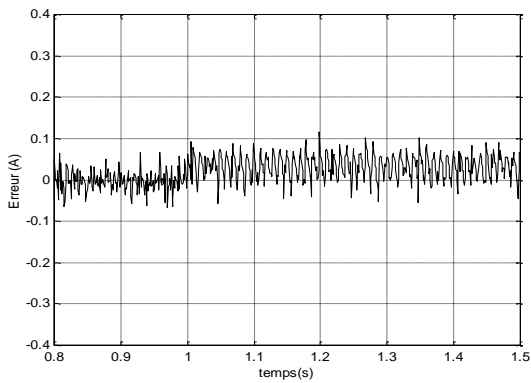


a) Court circuit 4%

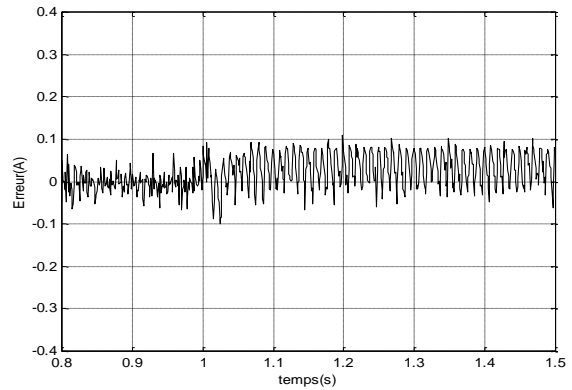


b) Court circuit 7%

Fig (4.9) Courant Réel et Estimé lors d'un défaut statorique type court circuit

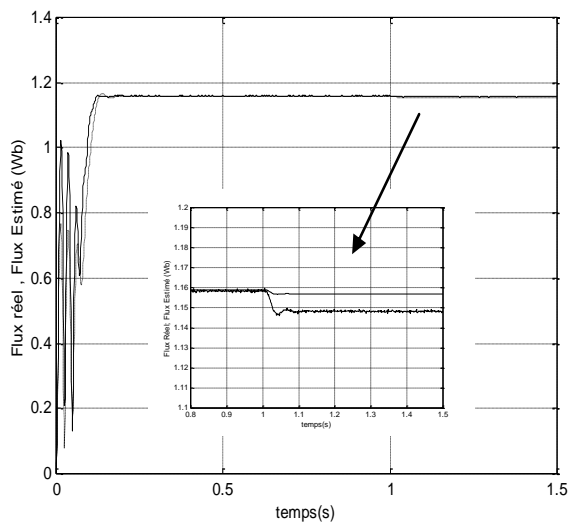


a) Court circuit 4%

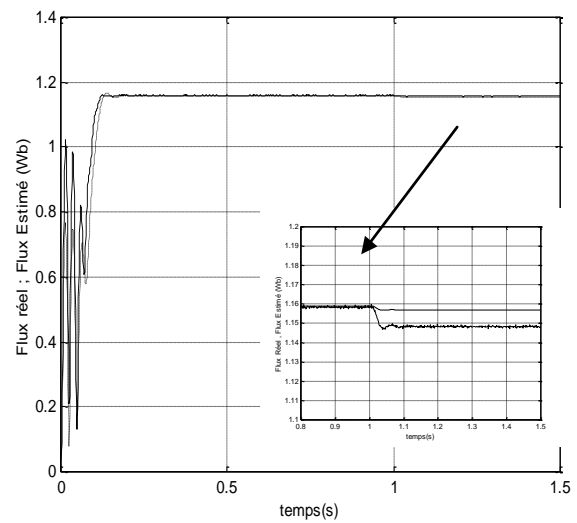


b) Court circuit 7%

Fig (4.10) Erreur entre le Courant Réel et Estimé lors d'un défaut statorique type court circuit

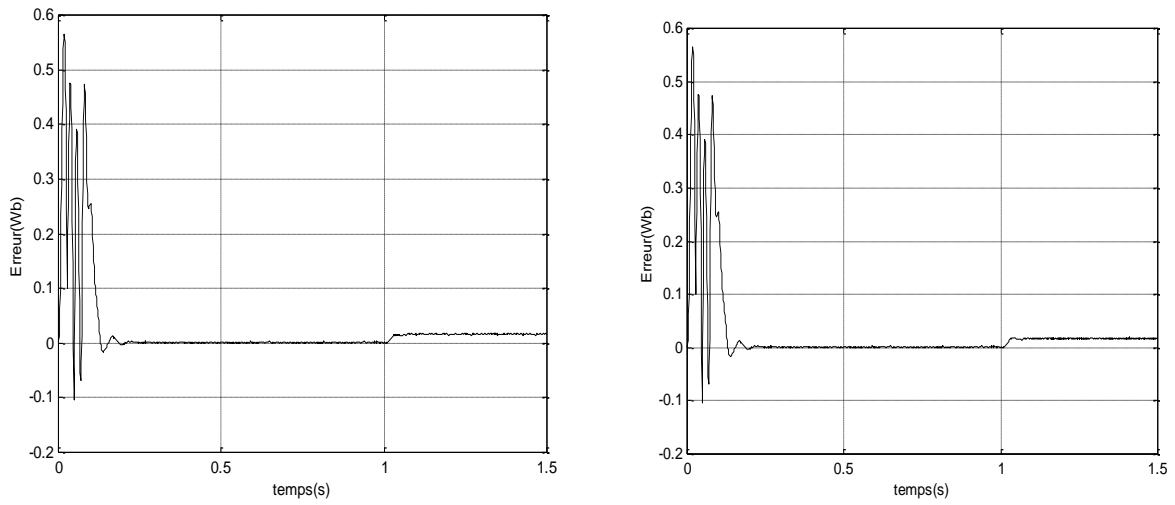


a) Court circuit 4%



b) Court circuit 7%

Fig (4.11) Flux Réel et Estimé lors d'un défaut statorique type court circuit



a) Court circuit 4%

b) Court circuit 7%

Fig(4.12) Erreur du Flux Réel et Estimé lors d'un défaut statorique type court circuit

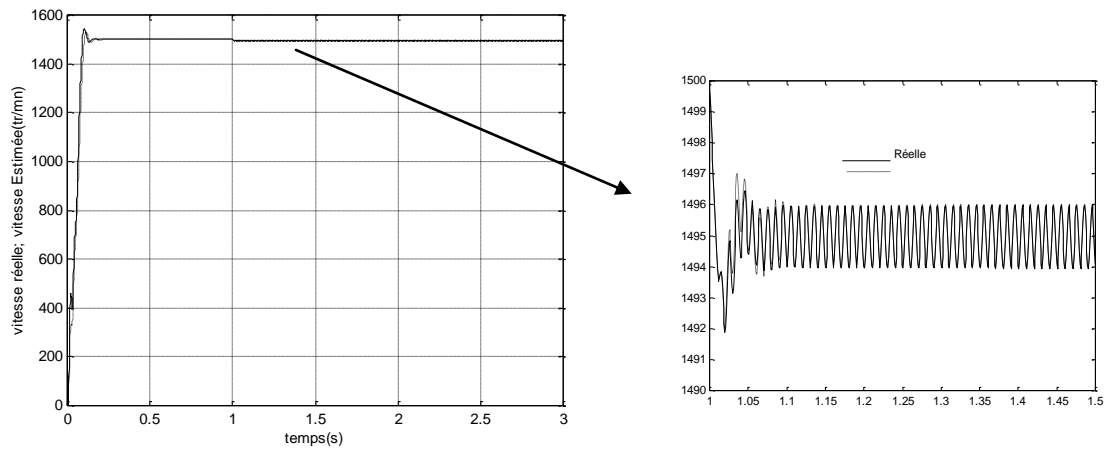


Fig (4.13) Vitesse réelle et estimée de la machine asynchrone pour un court circuit de 4% sur une phase

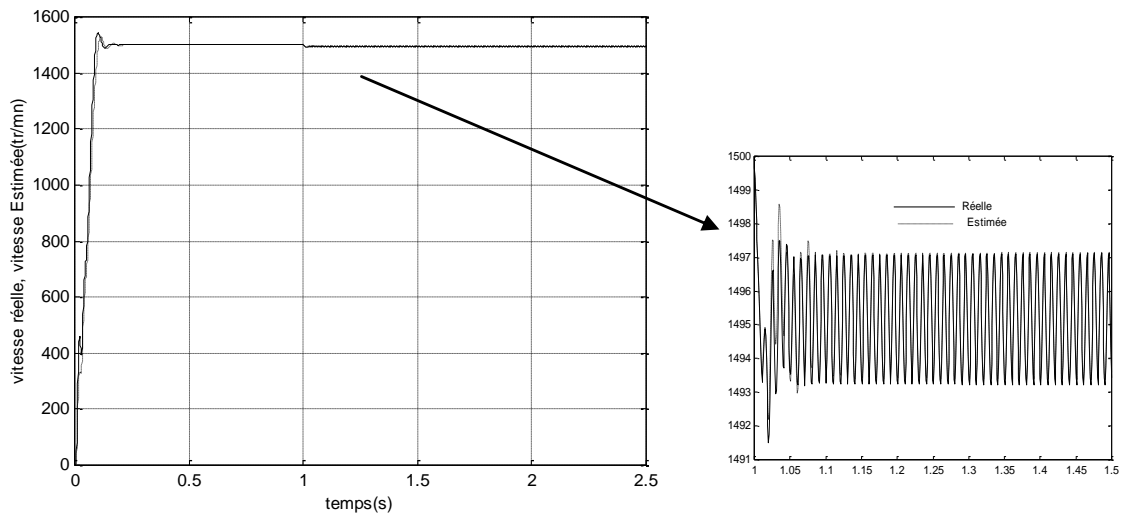
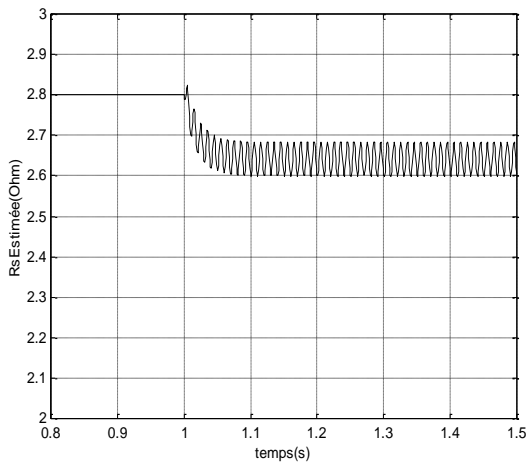
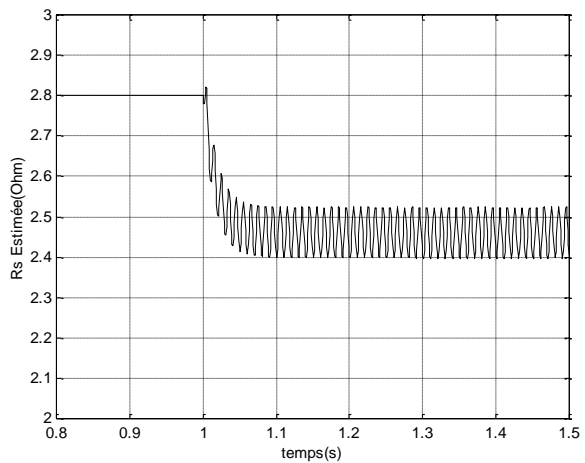


Fig (4.14) Vitesse réelle et estimée de la machine asynchrone pour un court circuit de 7% sur une phase

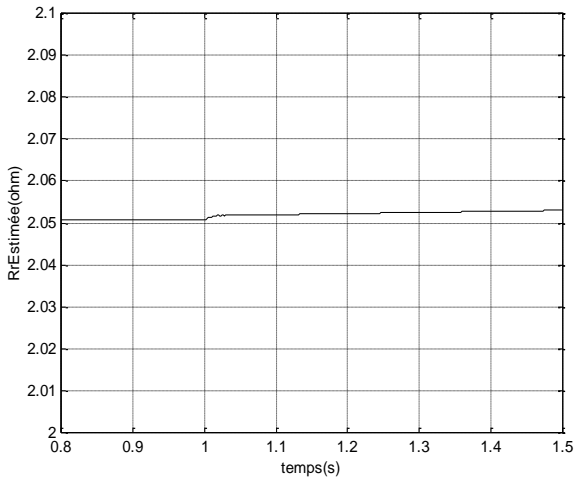


a) Court circuit 4%

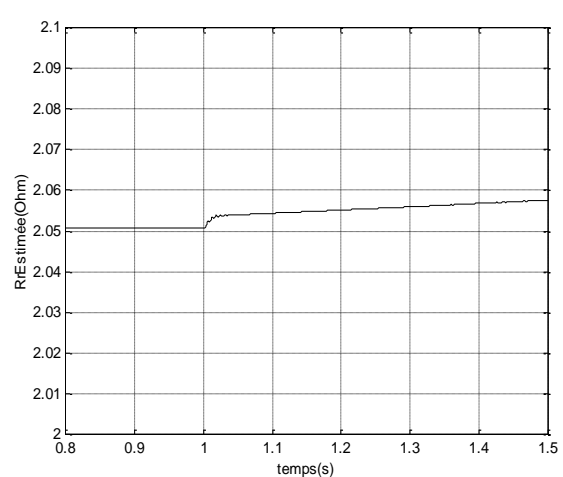


b) Court Circuit 7%

Fig (4.15) Résistance statorique pour différents cas de court circuit



a) Court circuit 4%



b) Court Circuit 7%

Fig (4.16) Résistance rotorique pour différents cas de court circuit

Conclusion :

L'analyse de l'estimation par le filtre de kalman que se soit du courant ou du flux est étudiée en tenant compte des défauts rotoriques ou statoriques de la machine asynchrone. Cette étude repose sur le choix matrices de covariances et du pas d'échantillonnage qui s'est avéré difficile pour préserver la convergence et la robustesse de l'observateur.

Nous constatons que les défauts rotoriques ou statoriques influent sur le comportement de l'observateur, c'est-à-dire sur les grandeurs de la machine et ses paramètres dans notre cas sur la résistance statorique et la résistance rotorique.

L'interaction entre les deux armatures de la machine asynchrone est fortement présente, où nous remarquons que les défauts relatifs à une armature à un impact sur les grandeurs et les paramètres de

l'autre. Nous constatons aussi que l'influence du court circuit sur la résistance rotorique est plus importante si on la compare avec celle exercée par les cassures de barre sur la résistance statorique.

En résumé on constate que l'observation des paramètres et grandeurs de la machine peuvent conclure sur l'état de cette dernière et par conséquent c'est un atout primordial pour le diagnostic et la surveillance.

Malgré que le filtre de Kalman est approprié pour l'estimation des systèmes non linéaire (grandeurs et paramètres), mais il reste très difficile à implanter pour l'estimation en temps réel, en pratique, des précautions doivent être prises afin d'éviter l'inexactitude des paramètres estimés. En effet, les procédures de mesures doivent être optimisées dans le but de réduire les erreurs éventuelles et ainsi que sur les bruits de mesures.

Conclusion Générale et Perspectives de Recherche

Les objectifs exposés dans ce mémoire étaient en premier point de résumer les travaux déjà effectués dans le domaine du diagnostic et de la surveillance, surtout les modes et méthodes de modélisation et cela en vue de faire une bonne étude comportementale des phénomènes liés aux anomalies qui peuvent surgir dans la machine asynchrone. Et en deuxième point essayer de choisir parmi les modèles disponibles le plus facile à utiliser et le moins lent à exécuter afin d'étudier l'influence des défauts statoriques et rotoriques sur le comportement de la machine. En dernier point tenter de surveiller et de suivre les grandeurs et les paramètres de la machine en cas d'irrégularité de fonctionnement. Ainsi l'étude entamée dans cette thèse peut être résumé comme suit :

Le premier chapitre a été consacré à une vue globale ou générale sur le diagnostic, partant des définitions préliminaires relatives au sujet, passant à la classification des défauts selon leurs localisations et l'influence de la charge (couple) etc.... Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés beaucoup à la répartition des modes et méthodes de surveillance ; méthodes externes, méthodes internes et à la modélisation en classifiant les modèles en modèles physiques et modèles de comportement.

Dans le deuxième chapitre nous avons exposé la représentation des modèles classiques triphasés et biphasés. Ces types de modèles sont très utiles pour le diagnostic et la surveillance, en utilisant le repère biphasé lié au rotor cela nous permet de d'analyser les grandeurs statoriques surtout le courant car il est considéré comme l'un des atouts de supervision et de suivi. Puis on a entamé une identification de la machine asynchrone par deux méthodes ; l'une c'est les essais conventionnels et l'autre c'est l'essai en tension continue.

Dans le troisième chapitre, nous avons abordé l'étude par trois modèles, commençant par le modèle des éléments finis qui paraît de loin le modèle idéal pour la modélisation de la machine asynchrone car il tient compte de plusieurs paramètres non considérés dans les autres modèles, mais néanmoins le temps de calcul important l'affecte d'une manière négative. La présentation du deuxième modèle dit modèle multi enroulement permet de connaître les courants de barres ou d'anneaux lors d'un défaut rotorique, mais reste lui aussi conditionné par la connaissance très approfondie des paramètres de la machine au moins difficiles à identifier.

L'élaboration du troisième modèle dit modèle compact en vue de l'estimation paramétrique malgré les hypothèses ménagées, il est de loin le plus facile à utiliser, il traite l'évolution des grandeurs de la machine asynchrone lors d'anomalies au stator type court circuit à travers trois

quadripôles de défauts ou d'anomalies coté rotor type cassure de barres à travers la matrice de résistance rotorique ou encor l'association des deux défauts stator/rotor à travers un modèle global de surveillance. En cas de défaut statorique cela engendre une augmentation d'amplitude du courant et l'apparition de nouvelles raies proportionnelles à la fréquence du réseau, en cas d'un défaut rotorique cela sera traduit par une oscillation de la vitesse et du couple. La prise en compte des défauts statoriques surtout les courts circuits et le temps de calcul très petit, lui laisse l'avantage d'être le mieux approprié pour le diagnostic car 60% des pannes du moteur sont localisés au niveau du stator. Ce chapitre a été validé à partir d'essais expérimentaux au sein des laboratoires de ces modèles de défauts.

Le quatrième chapitre a été consacré à la surveillance des grandeurs et paramètres de la machine à l'aide d'observateurs surtout l'utilisation du filtre de Kalman étendu, on conclut que les deux armatures stator et rotor chacune a un impact sur l'autre lors d'un défaut. Et d'après les grandeurs et les paramètres estimés, on peut conclure que l'algorithme envisagé est bien adapté pour le suivi et la surveillance de la machine asynchrone.

A la fin nous estimons que se travail sera enrichi par plus de recherches et investigations notamment sur :

- L'amélioration du modèle pour la prise en compte des pertes de fer et de la saturation.
- L'amélioration du modèle pour la prise en compte des cassures d'anneaux.
- Le Développement du modèle compact pour pouvoir prendre en considération les cassures d'anneaux.
- L'utilisation de ce modèle pour l'étude l'influence des défauts sur la commande des machines (Commande Vectorielle, DTC,).
- L'utilisation de ce modèle pour le diagnostic en temps réel.

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques:

- [1] **A.Abed**, “Contribution à l’étude et au diagnostic de la machine asynchrone”, Thèse de Doctorat, Université Poincaré, Nancy-I, France 2002.
- [2] **S.Bachir** “ Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique”, Thèse de Doctorat, Ecole doctorale des sciences pour l’ingénieur, Poitiers, Décembre, 2002.
- [3] **A. Bentounsi**, “On Line Diagnosis of Defaults on Squirrel Cage Motors Using FEM”, IEEE Transactions On Magnetics, Vol 34, N° 5, September1998.
- [4] **L.Baghli**, “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux neurones et des algorithmes génétiques”, Thèse de Doctorat Henry Poincaré, Nancy-I, France 1999.
- [5] **T. Boumegoura**, “Recherche de signature Electromagnétique des défauts de cage de Machine Asynchrone et synthèse d’observations en vue du diagnostic”, Thèse de Doctorat, Ecole doctorale, lyon, Mars 2001.
- [6] **R.Casimir, E.Bouteleaux, H.Yahoui and Al** “ Comparison of modelling methods and of diagnostic of asynchronous motor in case of defects ”,Proc.IEEE CIEP 2004 .
- [7] **J.P Caron,J.P Hautier** “Modélisation et commande de la machine asynchrone ”, Editions Technip. Paris, France 1995.
- [8] **R.Casimir** “ Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes”, Thèse de Doctorat, Ecole doctorale,lyon, Décembre 2003.
- [9] **C. Combastel**, “Méthodes d’Aide à la décision pour et la Localisation de Défauts dans les Entraînements Electriques”, Thèse de Doctorat, Institut National polytechnique de Grenoble, septembre 2000.

- [10] **A. Bentounsi**, “Diagnostic en ligne de défauts de cage de Machines Asynchrone”, Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 1999.
- [11] **G.Didier** “Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances”, Thèse de Doctorat, Université Henry Poincaré, Nancy I, octobre 2004.
- [12] **S. Gael**, “Méthodes d’Aide à la décision pour et la Location de Défauts dans les Entraînements Electriques”, Thèse de Doctorat, Université Bernard –Lyon, France 1997.
- [13] **R.C. Kryter**, “Condition Monitoring of Machinery Using Motor Current Signature Analysis”, Journal Sound and vibration, September 1989, p14-p18.
- [14] **C.F Landy , R.F.Walliser**, “Determination of Interbar Current Effects in the Detection of Broken Rotor Bars in squirrel Cage Induction Motors ”,IEEE, Transactions on Energy Conversion, Vol.9, N°1, March 1994.
- [15] **H.Razik** “La machine à induction : commande et défaillance”, Thèse de Doctorat, Université Henry Poincaré, Nancy I, Décembre 2000.
- [16] **E.Scheaffer** “Diagnostic des machines asynchrones : modèles dédiés à la simulation et la détection de défauts ”, Thèse de Doctorat, Ecole doctorale des sciences pour l’ingénieur, Poitiers, Décembre, 1999.
- [17] **H.René** “ Méthodes de commande des machines électriques”, Edition hermès, traité EGEM, série Génie Electrique, chapitre 8,pp 253-279.Paris 2003.
- [18] **G.Soto Guillermo** “ Etude et mise en œuvre d’Estimation et d’Observateurs Robuste de Flux et de Vitesse pour une machine à Induction à cage Commandée Vectoriellement ‘’, Thèse de Doctorat de l’Université de paris XI, France 1998.
- [19] **E.Sedda** “ Estimation en ligne de l’état et des paramètres d’une machine asynchrone par filtrage à erreur borné et par filtrage de Kalman”, Thèse de Doctorat de l’Université de Paris 6, France 1998.

- [20] **M.Hilaret,F.Auger,C.Darengosse**, “Two efficient Kalman filters for flux and velocity estimation of induction motors”, Proc IEEE PESC 2000,pp 891-896, 2000.
- [21] **M.Barut, O.Bogosyan, and M.Gokasan**, “An Extended Kalman Filter Based Sensorless Direct Vector Control of Induction Motors”, IEEE Transpower Electron, 2003.
- [22] **M.S.Nait-Said ,M.E.H Benbouzid, A.Benchaib**, “Detection of broken Bars in Induction Motors Using an Extended Kalman Filter for Rotor Resistance Sensorless Estimation ”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 15, NO 1, March 2000.
- [23] **Scott Wade, Matthew W. Dunnigan, and Barry W. Williams**, “Modelling and Simulation of Induction Machine Vector Control with Rotor Resistance Identification”, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 12, N°. 3, May 1997
- [24] **F.-J. Lin**, “Robust speed-controlled induction-motor drive using EKF and RLS estimators”, *IEEE Proceedings* online no. 19960287, 1996.
- [25] **L.Ljung** , “Asymptotic behaviour of the extended Kalman filters a parameter estimator for linear systems”, IEEE Transactions On Automatic control, pp 539-551, 1977.

Annexes

Annexe A

Les Paramètres de la Machine Asynchrone

Pour nos expérimentations, nous avons utilisé une machine type MT 1000 LA 28-4 fabriquée au Danemark de 2.2 Kw , conçue par le constructeur ASEA , ses caractéristiques détaillées sont données comme suit :

Constructeur	Moteurs ASEA (Danemark)		
Puissance		2.2	kW
Tension nominale :	Y	380/ 420	V
	Δ	220/ 240	V
Courant nominale :	Y	5.4	A
	Δ	9.4	A
$\cos(\varphi)$		0.8	
Vitesse nominale		1430	tr/min
Nombre de paires de pôle		2	

Paramètres Géométriques :

Diamètre du rotor D	105	mm
Longueur efficace du rotor L	150	mm
Epaisseur de l'entrefer e	1	mm
Nombre de barres au rotor Nr	8	
Nombre de spires par phase statorique Ns	470	
Nombre d'encoches dans le stator Ne	36	

Après identification :

Résistance Statorique	$R_s=2.8 \Omega$
Résistance Rotorique	$R_r=2.05\Omega$
Inductance Cyclique Statorique	$L_s=0.256 H$
Inductance Cyclique Rotorique	$L_r= 0.256 H$
Inductance Mutuelle Cyclique	$L_m=.2452 H$
Moment d'Inertie	$J=0.02 SI$

Annexe B

(Voir les méthodes numériques appliquées. M Boumahrat)

Les mesures effectuées sur des grandeurs soumises à des perturbations (bruits) sont difficiles à synthétiser et l'information qu'elles contiennent est difficilement utilisable sans une technique de représentation algébrique de ces données.

On propose la courbe de la fonction connue aux instants et points de mesures $(t_i, y_i); i = 1 \div m$, avec entre autre le vecteur de paramètres $\theta = [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_n]^t$ inconnus.

On cherche le meilleur estimateur possible $\hat{\theta}$ (au sens des moindres carré), qui approche la courbe de mesures y_i , par la fonction approximée $\hat{y} = f(t, \hat{\theta})$ dont il minimise l'écart entre les points de mesures et la fonction approximée $e_i = y_i - \hat{y}_i$.

L'erreur entre le vecteur des résidus est défini par : $R_i = \hat{\theta}_i - \theta_i$

La fonction approximée peut être en série de Taylor par :

$$\hat{y} = f(t, \hat{\theta}) = f(t, \theta) + \frac{\partial y}{\partial \theta_1} (\hat{\theta} - \theta_1) + \frac{\partial y}{\partial \theta_2} (\hat{\theta} - \theta_2) + \dots + \frac{\partial y}{\partial \theta_n} (\hat{\theta} - \theta_n)$$

On pose l'écart $R_i = \hat{\theta}_i - \theta_i$, on aura

$$\hat{y} = f(t, \hat{\theta}) = f(t, \theta) + \begin{bmatrix} \frac{\partial y}{\partial \theta_1} & \frac{\partial y}{\partial \theta_2} & \dots & \frac{\partial y}{\partial \theta_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ \vdots \\ R_n \end{bmatrix}$$

$$\hat{y} = f(t, \hat{\theta}) = f(t, \theta) + \nabla_y [R]$$

Pour chaque point de mesure on aura :

$$\begin{bmatrix} \hat{y}(t_1, \hat{\theta}) \\ \vdots \\ \hat{y}(t_m, \hat{\theta}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(t_1, \theta) \\ \vdots \\ y(t_m, \theta) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\partial y}{\partial \theta_1} \Big|_{t_1} & \frac{\partial y}{\partial \theta_2} \Big|_{t_1} & \dots & \dots & \frac{\partial y}{\partial \theta_n} \Big|_{t_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial y}{\partial \theta_1} \Big|_{t_m} & \frac{\partial y}{\partial \theta_2} \Big|_{t_m} & \dots & \dots & \frac{\partial y}{\partial \theta_n} \Big|_{t_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ R_n \end{bmatrix}$$

$$[\hat{Y}]_{m \times 1} = [F(t, \theta)]_{m \times 1} + [\nabla Y]_{m \times n} \cdot [R]_{n \times 1} \text{ avec } \nabla Y = \begin{bmatrix} \frac{\partial y}{\partial \theta_1} \Big|_{t_1} & \frac{\partial y}{\partial \theta_2} \Big|_{t_1} & \cdots & \cdots & \frac{\partial y}{\partial \theta_n} \Big|_{t_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial y}{\partial \theta_1} \Big|_{t_m} & \frac{\partial y}{\partial \theta_2} \Big|_{t_m} & \cdots & \cdots & \frac{\partial y}{\partial \theta_n} \Big|_{t_m} \end{bmatrix} \text{ Jacobienne}$$

On introduit la notion de l'écart :

$$e_i = y_i - \hat{y}_i \text{ on aura :}$$

$$[Y]_{m \times 1} - ([F(t, \theta)]_{m \times 1} + [\nabla Y]_{m \times n} \cdot [R]_{n \times 1}) = e$$

$$[Y]_{m \times 1} - [F(t, \theta)]_{m \times 1} = [\nabla Y]_{m \times n} \cdot [R]_{n \times 1}$$

$$[\nabla Y]_{m \times n}^T ([Y]_{m \times 1} - [F(t, \theta)]_{m \times 1}) = [\nabla Y]_{m \times n}^T [\nabla Y]_{m \times n} \cdot [R]_{n \times 1}$$

$$([\nabla Y]_{m \times n}^T [\nabla Y]_{m \times n})^{-1} [\nabla Y]_{m \times n}^T ([Y]_{m \times 1} - [F(t, \theta)]_{m \times 1}) = [R]_{n \times 1}$$

$$[R]_{n \times 1} = \text{pseudoinverse}([\nabla Y]_{m \times n}) ([Y]_{m \times 1} - [F(t, \theta)]_{m \times 1})$$

Pour k : nombre d'itérations :

$$\theta_k = \theta_{k-1} + R$$

L'erreur à l'itération $e^k = y^k - \hat{y}^k$; donc il revient à minimiser le carré de l'erreur e^2

$$z^k = [e^k]^t [e^k]$$

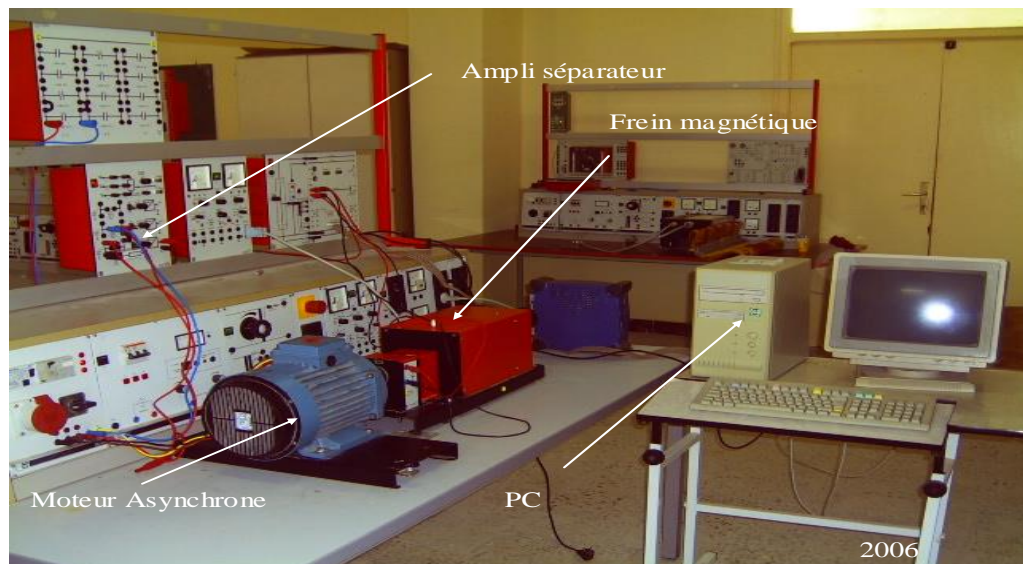
La tolérance sera : $\frac{z^k - z^{k-1}}{z^k} \leq \text{Tolérance}$

Annexe C

Description du banc d'essai

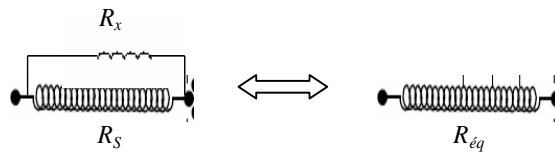
La machine asynchrone à cage d'écureuil utilisée pour les différents essais, est présentée dans l'annexe A, elle est accouplée un frein magnétique permettant l'application de la charge. L'alimentation de la machine se fait par une connexion directe au réseau.

La machine est reliée au dispositif d'acquisition par un ampli séparateur dont le rôle est de protéger les éléments de mesure (cartes) des grandeurs réelles de la machine. L'acquisition des signaux est faite par l'intermédiaire de deux cartes d'interface, la première appelée **CASSY P** (Computer Assisted Science Systems) utilisée dans les mesures et les enregistrements des quantités et valeurs physiques de 12 Bits de résolution et la deuxième **MS-DOS Connector L** est destinée à connecter l'interface CASSY au micro-ordinateur insérée dans un port de 8 bits.



Photographie du Banc d'essai



Essai de court circuit entre spires :

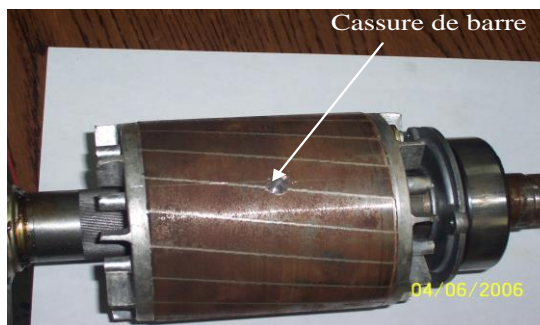
Si α présente le pourcentage de court circuit entre spires, la résistance équivalente sera $R_{\acute{e}q} = R_s(1 - \alpha)$.

Afin de créer un court circuit entre spires, il faut tout simplement trouver une résistance R_x en parallèle avec la résistance statorique R_s de telle manière à ce que le tout donne une résistance équivalente de la phase statorique en court circuit.

$$\frac{1}{R_{\acute{e}q}} = \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_x} \Rightarrow R_{\acute{e}q} = \frac{R_s + R_x}{R_s R_x}$$

$$\text{D'où : } R_x = \frac{R_{\acute{e}q} R_s}{R_s - R_{\acute{e}q}}$$

En introduisant le facteur α on obtient $R_x = \frac{(1 - \alpha)}{\alpha} R_s$

Cassure de barre :

Resumés

Résumés

Résumés

Résumé :

Répondant à la continuité de service et à des cahiers de charge très exigeants, cela a engendré des conditions de travail extrêmes, et a laissé surgir des défauts dans les moteurs asynchrones classés selon l'ordre de gravité : défauts statoriques, défauts rotoriques, rupture de tôle, corrosion etc. Conscient de cette gravité plusieurs méthodes de détection de défauts ont été instaurées afin d'éviter les arrêts forcés en plein régime de travail. Passant de l'analyse vibratoire et spectrale à la méthode des ondelettes à d'autres méthodes, le diagnostic et la surveillance ont parcouru un long chemin.

Le diagnostic consiste à détecter, à localiser et éventuellement à identifier avec précautions les défaillances et / ou les défauts qui affectent un système. Le diagnostic s'intègre dans le cadre le plus général de la surveillance et de la supervision. Il permet d'améliorer la qualité et de réduire les coûts en intervenant au cours de certaines phases du cycle de travail de la machine. Donc il engendre une certaine maîtrise de disponibilité, fiabilité, maintenance et sûreté indispensable à la production.

Afin d'étudier les phénomènes relatifs aux défauts, il est nécessaire d'avoir un modèle de la machine qui permet de les simuler. Plusieurs approches sont possibles, dans notre cas nous avons choisi une approche consiste à utiliser un modèle plus compact (réduit) de Park en vue de l'estimation paramétrique de la machine Asynchrone qui débutera par l'étude du modèle tenant compte des défauts statoriques type court circuit entre spires, puis le modèle prenant en considération les défauts rotoriques type cassure de barres, en terminant par la modélisation des défauts simultanés statoriques et rotoriques, tout en essayant de les comparer avec des résultats expérimentés en niveau du laboratoire.

Mots clés : Machine asynchrone, défauts statoriques, court circuits entre spires, défauts rotoriques, cassures de barres, Analyse fréquentielle de la signature de courant MCSA , Filtre de Kalman

Summary:

Responding to continuity of service and very demanding specifications, this has generated extreme working conditions, and has given rise to faults in the asynchronous motors classified according to the order of seriousness: stator faults, rotor faults, rupture of sheet metal, corrosion etc. Aware of this seriousness, several fault detection methods have been introduced in order to avoid forced stoppages in full working order. Moving from vibration and spectral analysis to the wavelet method to other methods, diagnostics and monitoring have come a long way.

The diagnosis consists in detecting, locating and possibly identifying with precautions the failures and/or the defects which affect a system. The diagnosis is part of the most general framework of monitoring and supervision. It improves quality and reduces costs by intervening during certain phases of the machine's work cycle. So it generates a certain control of availability, reliability, maintenance and safety essential to production.

In order to study the phenomena relating to the defects, it is necessary to have a model of the machine which makes it possible to simulate them. Several approaches are possible, in our case we have chosen an approach consisting in using a more compact (reduced) Park model for the parametric estimation of the Asynchronous machine which will begin with the study of the model taking into account the typical stator defects short circuit between turns, then the model taking into consideration rotor faults such as bar breaks, ending with the modeling of simultaneous stator and rotor faults, while trying to compare them with experimental results at laboratory level.

Keywords: Asynchronous machine, stator faults, short circuits between turns, rotor faults, broken bars, frequency analysis of the MCSA current signature, Kalman filter