

P0016/05A

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département du Génie Electrique

Spécialité Automatique

Projet de fin d'études

*Pour l'obtention du diplôme
D'Ingénieur d'Etat en Automatique*

THEME

Diagnostic de la machine asynchrone : Approche multimodèle

Etudié par :

Mr. HAIDOUR Mounir
Mr. HAZIANE Nassim

Proposé et dirigé par :

Mr. M.S. BOUCHERIT
Mr. M.O. MAHMOUDI

Juin 2005

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POLPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



الدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Département du Génie Electrique
Spécialité Automatique

Projet de fin d'études

*Pour l'obtention du diplôme
D'Ingénieur d'Etat en Automatique*

THEME

**Diagnostic de la machine
asynchrone : Approche multimodèle**

Etudié par :

Mr. HAIDOUR Mounir
Mr. HAZIANE Nassim

Proposé et dirigé par :

Mr. M.S. BOUCHERIT
Mr. M.O. MAHMOUDI

Juin 2005



DEDICACES

Je dédie ce travail à mes chers parents pour leur amour, leur encouragements, leur soutien indéfectible durant toutes mes années d'étude.

Je dédie également ce travail :

A mes frères : Chaker, Abdelnour, Nabil et ma sœur Nada, je leur souhaite toute la réussite dans leur études.

A toute ma famille et proches et tout particulièrement à ma tendre tante et son cher mari que je leur témoigne ma profonde gratitude et reconnaissance pour leur accueil et sympathie.

A la mémoire de mon regretté oncle Noureddine martyr de la décennie noire.

Je ne saurai oublier tout mes amis et compagnons de route : Bouziane, Abdellah, Nassim, Rafik, Adel, Amine, Ali, Merouane, Ourida, Nabila, Feriel pour leur ambiance chaleureuse et solidarité.

Mounir

Je dédie ce travail à toute ma famille et particulièrement à mes très chers parents qui m'ont beaucoup aidé, soutenu, sollicité et encouragé tout au long de mes années d'études.

Ce travail est également dédié à :

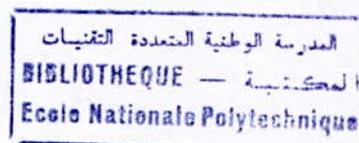
Mes sœurs Sabrina, Asma et mon frère Mohammed pour leur soutien et encouragements.

Mes amis et amies : Mounir, Rafik, Belaid, Amine Chwiha, Adel, Ali, Merouane, Mustapha, Moham Lassel, Saad Eddine, Mahfoudh, Salim, Abderrahmane, Iyad, Moh Attaba, Nadjjet, Feriel, Ourida, Nabila, avec lesquels je partage mes meilleurs souvenirs.

Je dédie aussi ce travail, à toute personne qui m'a aidé dans ce mémoire.

Nassim

REMERCIEMENTS



Le travail présenté dans ce mémoire de fin d'études a été effectué au sein de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

Nous tenons à remercier les membre du jury qui nous ont fait l'honneur de participer à l'examen de ce travail :

Nous remercions en particulier, Monsieur M.TADJINE, président et Monsieur BENZINEB, examinateur.

Nous remercions vivement nos encadreurs Monsieur M.S. BOUCHERIT ainsi que Monsieur M.O. MAHMOUDI pour l'aide précieuse qu'ils nous ont apportée, leur disponibilité et surtout leur grandes qualités humaines.

Nous remercions très sincèrement Monsieur DJ. KOUCHIH, sans lui ce travail ne serait jamais achevé, nous lui souhaitons du succès dans ses recherches ainsi que dans sa vie professionnelle.

Enfin, nos remerciements vont à tous ceux qui portent de l'estime pour nous et qui nous ont soutenu d'une manière ou d'une autre pour l'élaboration de ce travail.

Résumé :

Ce projet de fin d'études concerne la détection des défauts statoriques et rotoriques dans la machine asynchrone par approche multiobservateur. Après avoir présenter les différents défauts pouvant altérer le fonctionnement de la machine, nous avons introduit la théorie de conception des multiobservateurs. Cette structure nous a servi pour le diagnostic des défauts ainsi que la génération des résidus. Deux modèles de la machine ont été considérés : Un modèle de Park avec des variations paramétriques, et un autre modèle basé sur le calcul des inductances (WFT). Les simulations ont été faites dans le domaine temporel et fréquentiel pour montrer les signatures des défauts.

Mots clés : détection des défauts, multiobservateur, machine asynchrone, calcul des inductances, variation paramétrique, signatures.

Abstract :

This work deals with the detection of statoric and rotoric faults in asynchronous machine, by using the multiple observer. After introducing the different faults which can damage the function of induction machine. We have presented the theory of a multiple-observer conception. This structure is used for diagnosis of faults and residual generation. Two models of induction machine have been presented : The first is the Park model with parametric variation, and the second use the calculation of inductances (Winding Function Theory). The simulation results are done in the temporal and spectral domain, in order to show faults signature.

Key words : faults detection, multiple observer, induction machine, calculation of inductances, parametric variation, signature.

ملخص :

هذا العمل يخص كشف الأخطاء في المحركات الاتزامية باستعمال الطرق المعتمدة على الملاحظة المتعددة بعد عرض مختلف الأخطاء التي يمكن أن تخل عمل المحركات. قمنا بتقديم الجانب النظري حول تكوين الملاحظ المتعدد هذه البنية مكنتنا من تحديد الأخطاء وكذا تكوين مآشرات الأخطاء. إتخذنا تمثيلين : الأول هو تمثيل « بارك » باستعمال تغييرات في مقاومات المحرك الاتزامي، والثاني تمثيل يعتمد على حساب الوشائع. قمنا أيضا بتقديم نتائج تطبيقية في المجالين الزمني والتواتري و هذا لغرض تبين إمضاءات الأخطاء.

كلمات مفاتيح : كشف الأخطاء، الملاحظ المتعدد، المحركات الاتزامية، حساب الوشائع، إمضاءات الأخطاء.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE :	1
CHAPITRE I : DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE	5
INTRODUCTION :	5
I.1. CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :	6
I.1.1. Bobinage statorique :	7
I.1.2. Bobinage rotorique :	8
I.2. PRESENTATION DES DIFFERENTS DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE :	9
I.2.1. Pannes statoriques :	10
I.2.1.1. Les court-circuits internes :.....	10
I.2.1.2. Les isolations électriques :.....	11
I.2.1.3. Les charges partielles :.....	11
I.2.2. Pannes rotoriques :	11
I.2.2.1. Les cassures de barres et de portions d'anneaux des cages :.....	11
I.2.2.2. Vibration des enroulements à billes :.....	12
I.2.2.3. L'excentricité :.....	13
I.2.2.4. La dissymétrie du rotor :.....	13
I.3. SIGNATURES EN VUE DE SUIVI DES DEFAUTS :	13
I.3.1. Signature des paramètres représentatifs des défauts :	14
I.3.1.1. Défaut de court circuit :.....	16
I.3.1.2. Défaut d'excentricité :.....	17
I.3.1.3. Rupture de barres ou de portions d'anneaux :.....	17
I.3.2. Signatures des grandeurs mesurables :	18
I.3.2.1. Analyse du courant :.....	18
I.3.2.2. Analyse du flux électromagnétique :.....	20
I.3.2.3. Analyse du couple électromagnétique :.....	20
I.4. CONCLUSION :	21

CHAPITRE II : CONCEPTION DU MULTIOBSERVATEUR.....	22
INTRODUCTION :	22
II.1. PRINCIPE ET METHODOLOGIE :	22
II.2. CLASSIFICATION DES OBSERVATEURS :	24
II.2.1. Les observateurs déterministes :	24
II.2.2. Les observateurs stochastiques :	24
II.2.3. Les observateurs linéaires :	24
II.2.4. Les observateurs non linéaires :	25
II.3. STRUCTURES PARTICULIERES DES OBSERVATEURS :	25
II.4. PRESENTATION DES OBSERVATEURS POUR LES SYSTEMES LINEAIRES :	27
II.5. REPRESENTATION MULTIMODELES DES SYSTEMES NON LINEAIRES :	31
II.5.1. Obtention d'une structure multimodèle :	33
II.5.2. Structure multimodèle :	34
II.5.3. Recherche des modèles locaux :	35
II.5.4. Stabilité des multimodèles :	37
II.6. CONCEPTION DES MULTIOBSERVATEURS :	38
II.6.1. Méthode de conception d'un multiobservateur :	39
II.7. GENERATION DES RESIDUS ET STRATEGIE DE DECISION :..	42
II.8. CONCLUSION :	43

CHAPITRE III: MODELE DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE	45
INTRODUCTION :	45
III.1. TRANSFORMATION DE PARK :	46
III.1.1. Equations de transformations pour les enroulements statoriques :	46
III.1.2. Equations de transformations pour les enroulements rotoriques :	46
III.2. EQUATIONS DES TENSIONS DANS LES MACHINES ASYNCHRONES :	47
III.3. EQUATIONS DES TENSIONS DANS UN REFERENTIEL QUELCONQUE :	50
III.4. EQUATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE EXPRIME DANS UN REFERENTIEL QUELCONQUE :	56
III.5. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE : REPRESENTATION FLUX :	56
III.6. RESULTATS DE SIMULATION :	58
III.6.1. Simulation de la machine en régime sain :	58
III.6.2. Comparaison entre le multiobservateur et l'observateur de Luenberger linéaire :	62
III.6.3. Simulation de la machine en régime de défauts :	66
III.7. CONCLUSION :	70
 CHAPITRE IV: MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN REGIME DE DEFAUTS	 70
INTRODUCTION :	70

IV.1. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN REGIME DE DEFAUTS :	71
IV.1.1. Défaits de courts-circuits statoriques :	71
IV.1.1.1. Modélisation du circuit rotorique :	71
IV.1.1.2. Calcul des inductances :	71
IV.1.1.3. Mise sous forme d'état :	76
IV.1.1.4. Modélisation des défauts de courts – circuits statoriques :	78
IV.1.2. Défaits de cassures e barres rotoriques :	81
IV.1.2.1. Modélisation du circuit rotorique :	81
IV.1.2.2. Calcul des inductances.....	82
IV.2. RESULTATS DE SIMULATION :	87
IV.2.1. Simulation de la machine en régime sain :	87
IV.2.1.1. Analyse temporelle :	87
IV.2.1.2. Analyse fréquentielle :	89
IV.2.1.3. Multiobservateur de Luenberger :	90
IV.2.2. Simulation de la machine en régime de défauts :	92
IV.2.2.1. Défauts de courts – circuits statoriques :	92
Analyse temporelle :	92
Diagnostic à base d'un multiobservateur de Luenberger :	97
Analyse fréquentielle :	101
IV.2.2.2. Défauts de cassures de barres rotoriques :	104
Analyse temporelle :	104
Diagnostic à base d'un multiobservateur de Luenberger :	105
Analyse fréquentielle :	109
IV.3. CONCLUSION :	114
CONCLUSION GENERALE :	116
BIBLIOGRAPHIE :	118
ANNEXE :	123

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Notations

$i'_{qr}, i'_{dr}, i'_{or}$: Les courants rotoriques de Park

ω_r : La vitesse de la machine

ω_b : La vitesse angulaire (The base electrical angular velocity)

P : Le nombre de pôles de la machine asynchrone

X_{ss} : Réactance totale statorique

X_{rr} : Réactance totale rotorique

J : Le moment d'inertie de la machine

T_e : Le couple électromagnétique

T_L : Le couple résistant de la machine

SYMBOLES LIÉS A LA MODELISATION WFT

WFT : Winding Function Theory

g : L'épaisseur d'entrefer

l : La longueur utile de la machine

r : Le rayon moyen d'entrefer

μ_0 : La perméabilité d'entrefer

$N_k(\theta)$: La densité du bobinage statorique

L_{kk} : L'inductance propre de la $k^{\text{ème}}$ maille

L_{ki} : L'inductance mutuelle entre la $k^{\text{ème}}$ et la $i^{\text{ème}}$ maille

α_r : L'angle entre deux barres adjacentes (Le pas rotorique)

δ : Moitié du pas rotorique

L_{sk} : L'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

R_b : La résistance d'une barre rotorique

R_e : La résistance d'une portion d'anneau

λ_{rk} : Le flux total traversant la $k^{\text{ème}}$ maille

i_{rk} : Le courant traversant la $k^{\text{ème}}$ maille

i_e : Le courant d'anneau

i_{j} : Le courant traversant la $j^{\text{ème}}$ maille

λ_{re} : Le flux qui traverse le circuit d'anneau

λ_{rk} : Le flux qui traverse la $k^{\text{ème}}$ maille

L_b : L'inductance de fuite d'une barre rotorique.

L_e : L'inductance de fuite d'une portion d'anneau.

L_{kk} : L'inductance propre de la $k^{\text{ème}}$ maille.

L_{kj} : L'inductance mutuelle entre la $k^{\text{ème}}$ maille et la $j^{\text{ème}}$ maille

$\mathbf{0}$: Le vecteur nul du à la cage d'écureuil

r_r : La matrice des résistances rotoriques équivalente

N_{cc1} : Nombre de spires en court – circuit dans la première phase

k_{1cc} : Coefficient de court – circuit relatif à la 1^{ère} phase statorique

$L_{ms1}, L_{ms2}, L_{ms3}$: Les inductances de magnétisation

L_{12} : L'inductance mutuelle entre la 1^{ère} et la $i^{\text{ème}}$ maille

$L_{1sk}, L_{2sk}, L_{3sk}$: Les inductances mutuelles entre une phase statorique et une phase rotorique en situation de défauts de courts – circuits

n_b : Le nombre de barres adjacentes cassées

L_{a1} : L'inductance mutuelle entre la phase statorique α_s et la maille de défaut

L_{ak} : L'inductance mutuelle entre la phase statorique α_s et une maille k

L_{11} : L'inductance propre de la maille de défaut

L_{1j} : L'inductance mutuelle entre la maille de défaut et une maille saine



SYMBOLES LIES A LA THORIE DE CONCEPTION DU MULTIOBSERVATEUR

SOS : Simplified Observer Sheme

DOS : Dedicated Observer Sheme

GOS : Generalized Observer Sheme

LMI : Inégalités Linéaires matricielles

$x(t)$: Le vecteur d'état, $x(t) \in \mathbb{R}^n$

$\hat{x}(t)$: Le vecteur d'état estimé

$u(t)$: Le vecteur d'entrée, $u(t) \in \mathbb{R}^m$

$y(t)$: Le vecteur de sortie, $y(t) \in \mathbb{R}^p$

$\hat{y}(t)$: Le vecteur de sortie estimé

A, B et C : Les matrices du modèle du système

L : Matrice du gain de l'observateur

$e(t)$: L'erreur d'estimation

T : Matrice de transformation de l'observateur d'Utkin

$v_i(t)$: Le terme glissant de l'observateur d'Utkin

M : Le gain du terme glissant

(P, Q) : Les matrices de Lyapunov

$f_i(x(t))$: Modèles locaux

$\omega_i(x(t))$: Fonction de validité de chaque modèle local

$\xi(t)$: Le vecteur des variables de décision

$\mu_i(\xi(t))$: Les fonctions d'activation

$V(x(t))$: Fonction de Lyapunov

$J(r(t))$: La fonction de décision

$T(t)$: Le seuil de détection

SYMBOLES LIES A LA MODELISATION DE PARK

\mathbf{K}_s : Matrice de transformation pour les enroulements statoriques

\mathbf{K}_r : Matrice de transformation pour les enroulements rotoriques

v_{abcs} : Tensions de phases statoriques

v_{abcr} : Tensions de phases rotoriques

r_s : Matrice de résistance statorique

r_r : Matrice de résistance rotorique

i_{abcs} : Les courants de phases statoriques

i_{abcr} : Les courants de phases rotoriques

λ_{abcs} : Les flux statoriques

λ_{abcr} : Les flux rotoriques

p : Opérateur de dérivation

L_{ls} : Inductance de fuite statorique

L_{lr} : Inductance de fuite rotorique

L_{ms} : Inductance de magnétisation de l'enroulement statorique

L_{mr} : Inductance de magnétisation de l'enroulement rotorique

L_{sr} : Mutuelle inductance entre les deux enroulements statorique et rotorique

\mathbf{L}_s : Matrice d'inductance statorique

\mathbf{L}_r : Matrice d'inductance rotorique

\mathbf{L}_{sr} : Matrice d'inductance mutuelle stator – rotor

i'_{abcr} : Les courants de phases ramenés aux enroulements statoriques

N_r : Nombre équivalent de spires rotoriques

N_s : Nombre équivalent de spires statoriques

v_{qs}, v_{ds}, v_{os} : Les tensions statoriques de Park

$v'_{qr}, v'_{dr}, v'_{or}$: Les tensions rotoriques de Park

i_{qs}, i_{ds}, i_{os} : Les courants statoriques de Park

المدسة الوطنفة المفعفة الففنفاف
BIBLIOTHEQUE — المصفففة
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction générale

Il y'a quelques années, l'automatisation avait pour objectif principal d'augmenter la productivité en faisant appel à des techniques d'optimisation et en implantant des commandes performantes. Actuellement, en raison d'une modernisation incessante des outils de production, les systèmes industriels deviennent de plus en plus complexes et sophistiqués.

Ils peuvent être affectés par des défauts provenant de leurs composants internes (défaillance d'un moteur, défaillance ou dérive d'un capteur). Une défaillance d'une partie d'un processus peut s'aggraver et paralyser ou endommager tout le système de production ce qui peut entraîner des pertes en vies humaines et des dommages sur le plan écologique et économique, surtout s'il s'agit des systèmes se trouvant dans des usines de produits chimiques, les réacteurs nucléaires, les systèmes de transport à grande vitesse, les systèmes aéronautiques, ...

Il est alors indispensable de mettre en œuvre des techniques fiables de surveillance de ces systèmes afin de détecter de façon précise l'apparition de signes d'anomalies. Des systèmes de surveillance sont alors mis en œuvre dont le but est de fournir à tout instant l'état de fonctionnement des différents organes qui constituent le processus technologique.

Traditionnellement, on multiplie les éléments critiques de l'installation comme les actionneurs et les capteurs. Cette technique de surveillance est très pénalisante en matière de coût sans pour cela donner entière satisfaction, parce qu'il se peut que ces éléments eux mêmes soient défectueux, ce qui va engendrer des fausses alarmes ou bien pire si ces éléments n'arrivent pas à déceler un dysfonctionnement du système. Cette méthode est généralement connue sous le nom de « la redondance matérielle ».

Le diagnostic est alors apparu afin de palier aux lacunes de la redondance matérielle, et ainsi, pour remédier aux véritables enjeux des entreprises actuelles. Discipline de l'automatique à part entière, ce module de surveillance qu'est le diagnostic fait l'objet d'un engouement de plus en plus prononcé. En effet, la recherche dans ce domaine n'a fait que prendre de l'ampleur dans le monde entier, aussi bien de manière théorique que pratique.

Le gain d'intérêt manifesté par les différents secteurs industriels et par le monde de la recherche témoigne que le domaine de la détection de défauts et leur diagnostic est un créneau porteur.

Selon le domaine d'application, le mot diagnostic peut avoir plusieurs sens. Pour les automaticiens, le diagnostic s'intéresse essentiellement aux procédés industriels, son objectif

est de mettre en exergue la cause d'une défaillance ou d'un défaut ce qui nous ramène à donner la définition suivante du diagnostic :

Le diagnostic consiste à détecter, à localiser, et éventuellement à identifier les défaillances et/ou les défauts qui affectent le système et qui peuvent altérer son fonctionnement. Le diagnostic s'intègre dans le cadre plus général de la surveillance et de la supervision. Il permet d'améliorer la qualité et de réduire le coût en intervenant au cours de certaines phases du cycle de vie d'un système de production. Dans ce cadre, on peut également citer la définition du diagnostic adoptée par les instances internationales de normalisation (AFNOR, CEI) qu'est la suivante : 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 .

Le diagnostic regroupe un certain nombre d'opérations qui permettent la prise en compte et l'interprétation des mesures prélevées, en vue de détecter et de localiser les défauts pouvant altérer le fonctionnement d'un système. Si l'on dispose d'un modèle de fonctionnement normal du système, le diagnostic met en œuvre une étape de génération d'indicateurs de défauts puis une étape d'évaluation de ces indicateurs pour prendre une décision du bon ou mauvais fonctionnement.

La littérature propose une multitudes de méthodes pour aborder les problèmes de détection et d'isolation des défauts communément connus sous le nom de « Fault detection and isolation ». Ce problème a été traité par différentes approches, on pourra citer les travaux de (Wilskey 1976, Gertler 1988, Frank 1990, Iserman 1993, Patton et Al). Elles sont nombreuses et variées car elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés.

On peut les classer en deux catégories principales :

- Méthodes numériques dites méthodes quantitatives à base de modèle mathématique.
- Méthodes symboliques ou méthodes qualitatives à base de connaissance.

Ce sont les méthodes de détection et d'isolation de défauts à base de modèles qui retiendront notre attention, elles sont les plus familières aux automaticiens. Parmi les méthodes à base de modèles mathématiques, on peut citer les méthodes des équations de parités, l'estimation paramétrique, et les méthodes à base d'observateurs qui feront l'objet de notre travail.

Pour détecter la présence d'un défaut, le comportement d'un système est comparé à celui du modèle mathématique et tout écart significatif dénote une modification de comportement éventuellement explicable par la présence d'un défaut. La différence entre le comportement du système et celui du modèle est exprimée sous forme d'un résidu. Le résidu doit satisfaire un certain nombre de conditions relatives aux performances d'un système de diagnostic. Son objet principal est d'assurer la distinction entre un bon et un mauvais fonctionnement. En d'autres termes, il doit déceler la présence d'anomalies le plus rapidement possible. En outre, les résidus sont structurés de manière à être sensibles uniquement aux défauts mais découplés des perturbations. Le découplage étant défini comme l'opération qui consiste à rendre le résidu complètement insensible aux entrées perturbatrices.

Les entraînements électriques représentent actuellement une partie importante des actionneurs industriels. Leur gamme de puissance étendue et leur souplesse d'utilisation liées aux progrès de l'électronique de puissance ont contribué à leur succès. Ils se retrouvent ainsi dans plusieurs secteurs d'activité (robotique, machine outils, traction ferroviaire, ...). Bien que les machines n'appartiennent pas forcément à des ensembles où la sûreté est aussi cruciale que dans l'aéronautique ou le nucléaire, mais à des procédés dont la continuité de service est un argument commercial stratégique. Ils sont des systèmes dont la surveillance devient un enjeu majeur.

Le travail présenté dans ce mémoire comporte quatre chapitres :

Le premier chapitre présente les différents défauts pouvant altérer le fonctionnement des machines asynchrones. Nous exposons leurs natures, effets, répartitions sur les parties de la machine (stator, rotor), ainsi que leurs signatures.

Dans le deuxième chapitre, l'ensemble de la théorie de conception des multiobservateurs par approche multimodèle sera présenté. On recensera quelques observateurs dédiés au problème de détection des défauts.

Le troisième chapitre a pour objectif de modéliser la machine dans le repère de Park, la modélisation sera détaillée depuis les équations du modèle triphasé jusqu'à l'obtention des équations d'états. En premier lieu, nous allons évaluer les performances des multiobservateurs appliqués au modèle sain de la machine asynchrone. Ensuite, nous exposerons les différentes simulations concernant les grandeurs de la machine en régime sain et en régime de défauts.

Le quatrième et dernier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone en régime de défauts. Nous introduisons une nouvelle technique basée sur le calcul d'inductance

pour caractériser les défauts de courts – circuits et les cassures de barres au niveau du rotor. Les différents résultats et simulations cloront ce chapitre.

Une conclusion générale comportera une synthèse du travail effectué ainsi que les perspectives envisagées.

Chapitre I:

Défauts de la machine asynchrone

Introduction :

Les entraînements électriques utilisent de plus en plus souvent les machines asynchrones, car elles sont réputées pour leur robustesse, leur puissance massique, leur faible coût de construction et leur entretien minimum. Dans ce contexte, nous pouvons citer quelques extraits typiques de conversations classiquement tenus lors de réunions entre collègues, et amplement répandus dans la communauté électrotechnicienne [RAZ01].

« La machine asynchrone est la plus fiable des machines électriques, la plus robuste de sa génération, la moins coûteuse à la fabrication ... »

« Elle est la machine de l'avenir ... »

La machine est maintenant largement utilisée dans des applications nécessitant une vitesse variable, elle peut faire appel à des commandes de type scalaire ou vectoriel. Elle tend effectivement à remplacer la machine à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable. Toutes ces qualités expliquent le regain d'intérêt de l'industrie vis à vis de ce type de machine. De plus, le développement récent de l'électronique de puissance et de commande permettent aux machines asynchrones à cage d'écureuil de jouir des mêmes performances que celles des machines à courant continu. Cependant, malgré les qualités évoquées, il n'est pas rare que les machines asynchrones présentent quelques anomalies qui peuvent provenir d'un vieillissement prématuré ou autre.

S'intéresser au diagnostic de la machine asynchrone ne doit pas sembler paradoxal. Bien au contraire, le problème de son diagnostic fut d'ailleurs posé d'emblée lors des premières réunions de l'action initiative interdisciplinaire « commande et diagnostic des systèmes électriques » [SCH99].

C'est le problème des ruptures des barres dans les moteurs des stations de pompage qui a été à l'origine des premiers travaux de recherche sur le diagnostic proprement dit des machines asynchrones [SCH99], plusieurs travaux se sont succédés dans la même voie où ont été introduits les différents défauts de la machine asynchrone comme les courts circuits, les défauts d'excentricité ou encore l'usure des paliers.

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux différents défauts qui peuvent altérer le fonctionnement normal de la machine asynchrone, sans être exhaustif, nous présenterons les principales pannes et dysfonctionnements ainsi que leurs causes. En effet, les défauts de la machine asynchrone peuvent avoir des causes variées, ils peuvent être dus au vieillissement des différents constituants ou bien aux conditions d'utilisation ou encore tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service.

Nous aborderons par la suite les signatures des différents défauts sur les grandeurs et paramètres de la machine asynchrone, nous terminerons ce chapitre par des résultats qui serviront par la suite pour discriminer entre le cas de fonctionnement en régime sain et le cas de fonctionnement en régime de défauts.

I.1. Constitution de la machine asynchrone :

Dans ce paragraphe, nous allons présenter de manière générale les deux parties principales qui constituent la machine asynchrone.

La machine asynchrone est constituée d'un circuit magnétique et de bobinages parcourus par des courants. Elle comporte : un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

Dans des encoches réparties sur la face interne du stator, on trouve trois enroulements identiques logés, à p paires de pôles, distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$. Un empilement de tôles ferromagnétiques fines et découplées réalisent le circuit magnétique, ceci fait apparaître le stator, le rotor et les différentes encoches.

Le bobinage statorique se divise en deux parties :

- Les conducteurs d'encoches qui permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique.
- Les têtes de bobines qui organisent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. Pour limiter les ondulations du couple électromagnétique, on essaye d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant qui soit la plus proche du signal sinusoïdal.

Les trois phases statoriques sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

On trouve soit :

- Un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné).
- Une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage).

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. Cette réalisation ne nous permet pas d'obtenir une distribution sinusoïdale de courant à sa surface, mais par contre elle est très robuste et peu coûteuse.

I.1.1. Bobinage statorique :

Le bobinage statorique est réalisé par la mise en série et parallèle de spires élémentaires. L'organisation des spires est faite en fonction de la vitesse, du couple et des tensions d'alimentation désirés de la machine.

L'isolation est assurée par une protection dont les qualités d'isolation et de tenue à la chaleur détermine l'utilisation possible de la machine, en plus d'une isolation supplémentaire qui peut être rajoutée. Les vibrations des conducteurs et les frottements qui en résultent accélèrent l'usure des isolants, la chaleur est le facteur principal de détérioration des isolants.

Les machines disposent donc généralement d'un ventilateur pour limiter leur montée en température. Il force le passage de l'air entre les ailettes extérieures. La poussière et l'humidité qui se déposent au niveau des têtes de bobines affaiblissent l'isolation électrique.

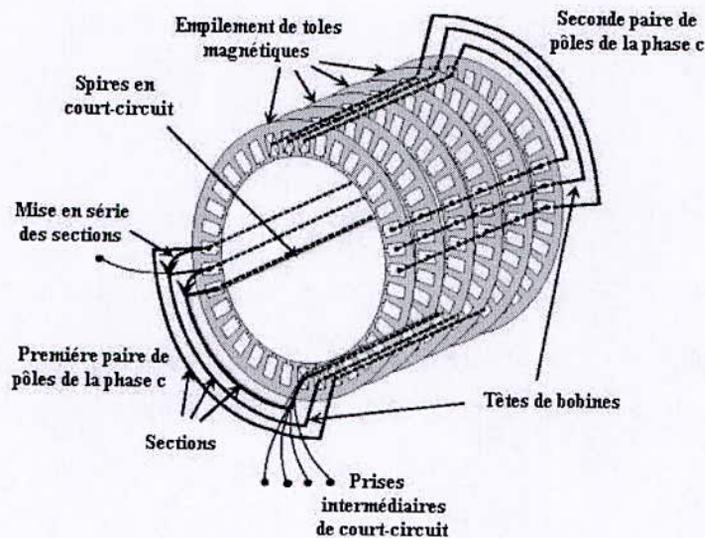


Figure I.1 : Représentation schématique du stator [SCH99]

I.1.2. Bobinage rotorique :

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre pré-formées dans les tôles du rotor.

En général, on ne trouve pas d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques. Mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas dans les tôles.

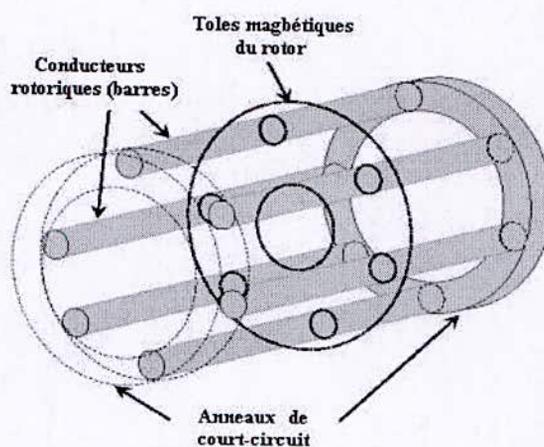


Figure I.2 : Représentation schématique du rotor [SCH99]

I.2. Présentation des différents défauts de la machine asynchrone :

Les principaux défauts qui peuvent altérer le bon fonctionnement de la machine asynchrone sont ceux qui se produisent dans la machine, et ceux qui se produisent dans la chaîne d'entraînement à l'extérieur de la machine.

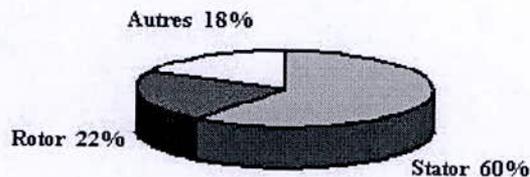
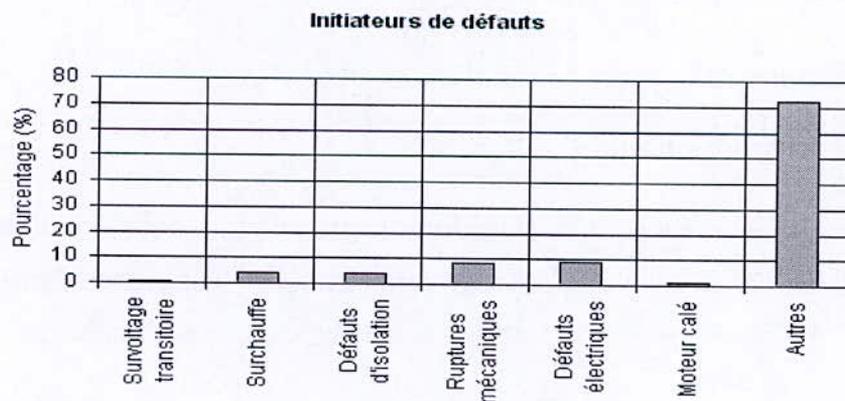


Figure I.3 : Proportion des défauts de la machine asynchrone [RAZ03]

Les causes principales des défauts affectant le bobinage statorique sont généralement dues à un problème thermique (surchauffe, échauffement permanent), électrique (alimentation perturbée, instabilité de la tension ou de la fréquence), mécanique (bobinage), ou environnemental (agression, humidité). Quand aux défauts rotoriques, les causes sont essentiellement dues à des problèmes : électromagnétique, résiduel (déformation), thermique, dynamique (arbre de transmission), mécanique (roulement, rupture de fixations), ou environnemental.

Le figure suivante nous permet de présenter les causes des pannes les plus courantes : les vibrations mécaniques et la surcharge sont les plus importantes.



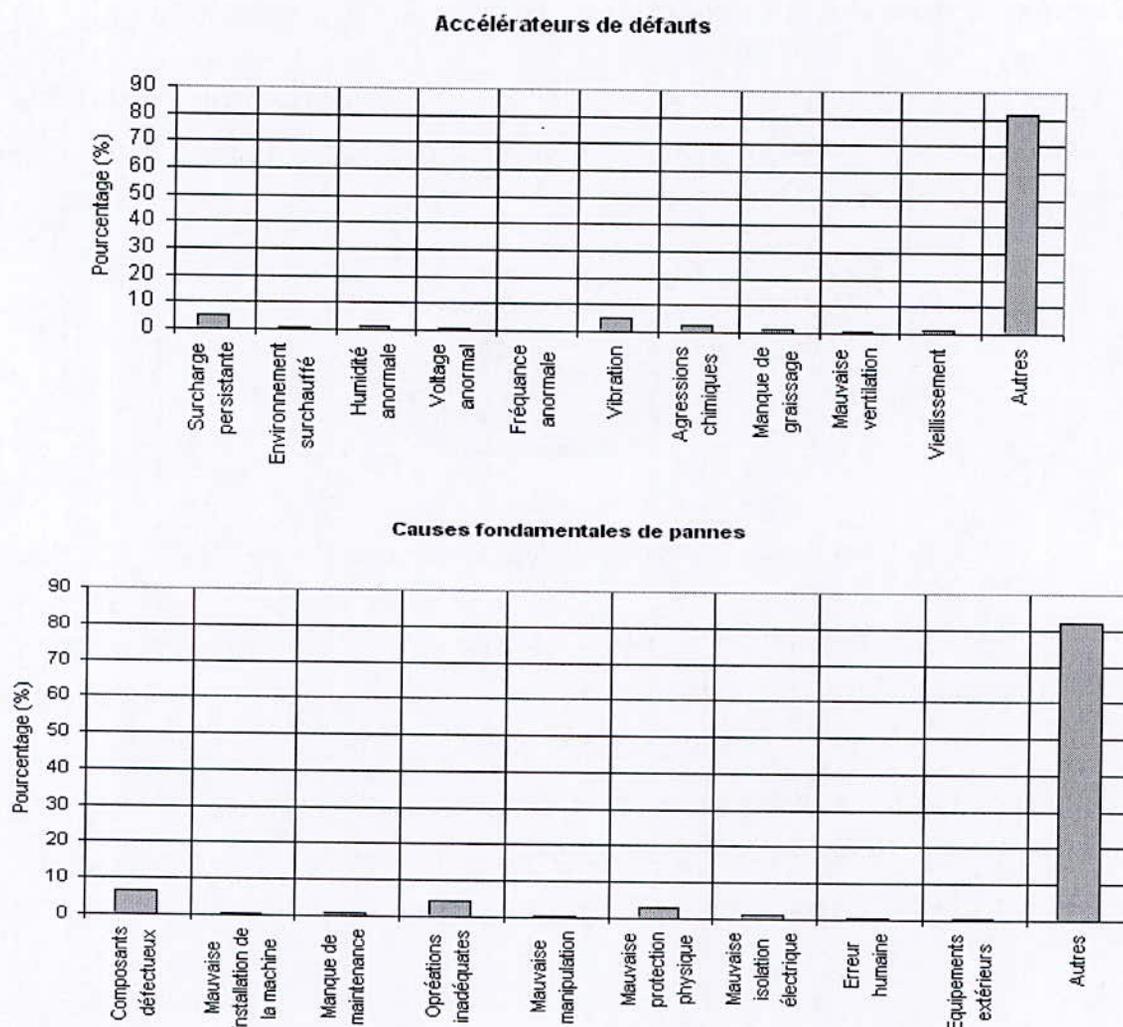


Figure I.4 : Etude statistique des causes des défauts

I.2.1. Pannes statoriques :

I.2.1.1. Les court-circuits internes :

Ce sont des pannes dues à un court-circuit dans une ou plusieurs phases statoriques.

Ce type de défaut provoque une détérioration de la machine. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui perturbe les commandes développées sur la base du modèle de Park considéré comme un modèle équilibré.

Un défaut de court-circuit est une connexion directe entre deux points du bobinage.

- Les courts-circuits apparaissent, en général, dans les enroulements de phases différentes et dans les têtes de bobines, parce que c'est dans celles ci que les conducteurs de phases différentes se côtoient.
- Les courts-circuits entre spires de la même phase apparaissent soit au niveau des têtes des bobines soit dans les encoches. Ce sont des défauts très fréquents. Ils peuvent se manifester soit entre des spires au milieu du bobinage ou bien entre une spire et le neutre.
- Les courts-circuits proches de l'alimentation entre phases, induisent des courants très forts qui conduisent à une fusion des conducteurs d'alimentation et à la disjonction par les protections.

I.2.1.2. Les isolations électriques :

Les défauts d'isolation électrique au niveau du bobinage du stator suite à un vieillissement du au milieu de fonctionnement hostile ou non, et à la façon dont est alimenté le moteur.

I.2.1.3. Les charges partielles :

Ce type de défaut est du aux décharges dans les isolants entre conducteurs ou entre conducteurs et la masse qui s'amplifie avec l'usure des isolants. Sa présence précède l'apparition de court-circuit entre phases ou entre phases et masse.

I.2.2. Pannes rotoriques :

I.2.2.1. Les cassures de barres et de portions d'anneaux des cages :

Ces défauts apparaissent au niveau du bobinage rotorique. Ce sont les défauts les plus fréquents. Ils se présentent par des ruptures totales ou partielles d'une barre au niveau de l'anneau de la cage d'écureuil, ou par des ruptures d'une portion d'anneau. Ils se traduisent par une augmentation de la résistance équivalente d'un enroulement rotorique. Ces pannes rotoriques engendrent malheureusement des ondulations dans le couple électromagnétique qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation de la machine .Ce qui génère des défauts mécaniques en plus dans la machine.

Suite à l'apparition de ce type de défauts, la machine continue à fonctionner, il est donc très difficile de détecter ces défaillances si la machine est en régime de défauts. Le courant que conduit une barre cassée se répartit sur les autres barres, ces dernières seront surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures, et par la suite la rupture d'un nombre plus important de barres, dans la machine.

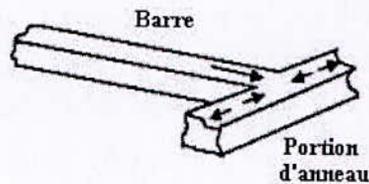


Figure I.5 : Schéma descriptif d'une barre et une portion d'anneaux [BOU99]

Les cassures de portions d'anneaux sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations entre les barres et les anneaux .

Les portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. Un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge du couple et donc de courant peuvent entraîner leur cassure.

La cassure d'une portion d'anneau engendre un comportement similaire à celui de la cassure de barres.

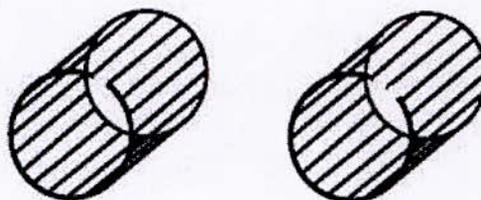


Figure I.6 : Rupture d'une et de deux portions d'anneaux [BOU99]

I.2.2.2. Vibration des enroulements à billes :

Un défaut de roulement à billes se manifeste par la répétition continuelle du contact défectueux avec la cage de roulement extérieure comme intérieure.

I.2.2.3. L'excentricité :

On peut distinguer l'excentricité statique qui se manifeste par le fait que le centre du rotor n'est pas égal à celui du stator, et l'excentricité dynamique qui fait que le centre du rotor tourne autour du centre du stator.

On peut présenter les deux cas d'excentricité sur la figure suivante :

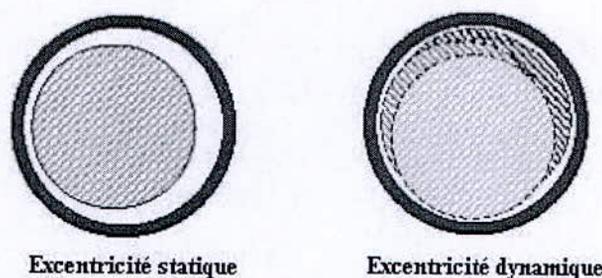


Figure I.7 : L'excentricité dynamique et statique [CAS03]

I.2.2.4. La dissymétrie du rotor :

Ce sont des défauts d'alignement. Ils sont dus à une irrégularité de l'entrefer qui induit des frottements et par conséquent, une dissymétrie qui va générer des défauts mécaniques (vibrations). Ce type de défauts provoque une répartition non homogène des courants dans le rotor ainsi qu'un déséquilibre des courants statoriques.

I.3. Signatures en vue de suivi des défauts :

Le diagnostic des défaillances de la machine asynchrone à base de modèle mathématique repose sur l'estimation de plusieurs grandeurs et paramètres, ainsi que la connaissance de l'évolution de ces derniers. En effet, un défaut peut se manifester sous forme de variation paramétrique, donc les paramètres choisis doivent être représentatifs des défauts considérés et par conséquent un choix judicieux des variables à suivre est indispensable.

Dans cette partie, nous allons développer les différentes signatures associées à chaque défaut de la machine asynchrone.

I.3.1. Signature des paramètres représentatifs des défauts :

Les paramètres caractéristiques de la machine asynchrone peuvent servir de très bons indicateurs de défauts. Nous présentons dans ce qui suit, à partir des informations recueillies dans la littérature, ceux qui sont représentatifs des défauts et rencontrés au niveau de la machine.

Dans son étude, [MOR99] utilise l'identification des paramètres issus du modèle de Park pour détecter l'apparition d'un défaut, suivi d'une analyse fréquentielle qui permettra par la suite de distinguer les défauts du stator, des défauts du rotor. Enfin l'estimation des paramètres à partir du modèle triphasé de la machine lui permet de reconnaître la phase statorique en défaut. Ces études portent sur les défauts tels que les barres cassées et la réduction de spires ou les courts-circuits dans les enroulements statoriques.

En terme de signature des défauts, [MOR99] note les enseignements suivants :

Un défaut au stator se manifeste par l'augmentation de la résistance statorique R_s et la diminution de la résistance rotorique R_r , quant au défaut dans au rotor entraîne l'effet inverse d'un défaut statorique. En d'autres termes, la diminution de la résistance statorique R_s et l'augmentation de la résistance rotorique R_r . Les résultats sont confirmés par l'analyse spectrale des résidus et de la comparaison entre les paramètres réels et estimés :

- L'apparition d'une raie à $f = n.f_s$ est causée par un défaut au stator .
- L'apparition d'une raie à $f \leq f_s$ est causée par un défaut au rotor .

Sachant que les fréquences fondamentales des courants statoriques et rotoriques sont respectivement égales à f_s et $g.f_s$ (où g est le glissement). L'inconvénient de cette méthode est qu'elle permet seulement la détection d'un défaut au rotor ou bien au stator sans plus de détails sur l'ampleur de ce défaut.

Pour détecter par exemple une réduction du nombre de spires dans l'une des phase de la machine (jusqu'à 0,7% du nombre de spires total), Schaeffer dans sa publication [SCH99] propose une approche qui met en relief le fait qu'un court-circuit se traduit non seulement par la création d'une bobine fictive supplémentaire mais aussi par la diminution du nombre de spires dans la phase concernée.

Une autre approche est proposée par Boumegoura sur la survenance d'un défaut rotorique [BOU01]. En effet, sur un modèle triphasé, un déséquilibre électrique implique systématiquement une variation des valeurs des résistances représentatives qui ne seront plus égales entre elles. Dans sa publication, [BOU01] considère que cette différence permet de diagnostiquer un défaut au rotor d'une part, mais aussi d'évaluer la gravité de la détérioration rotorique d'autre part. La figure suivante montre comment varient les résistances en présence de défauts :

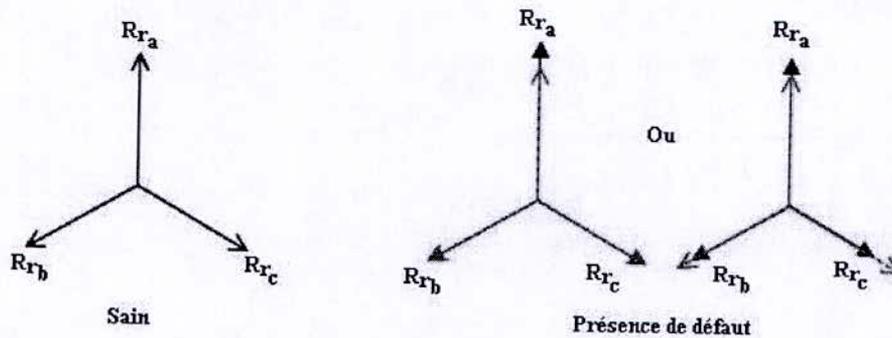


Figure I.8 : Evolution hypothétique des résistances rotoriques [BOU01]

Cette figure montre deux cas possibles de variation hypothétique des résistances rotoriques lors de la présence d'un défaut au rotor. Le premier cas montre $R_{rb} = R_{rc}$ et R_{ra} différent des deux autres. Le deuxième cas, montre $R_{rb} \neq R_{rc} \neq R_{ra}$. L'inconvénient majeur est la complexité du modèle qui suppose un volume de calcul important.

Quant à la représentation biphasée du modèle de Park n'est valide que si les alimentations sont équilibrées et si la machine est saine est équilibrée. Lors de l'apparition d'un défaut, un déséquilibre s'instaure dans la machine asynchrone. Nous citons comme exemples :

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

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

Figure I.9 : Evolution des paramètres en présences de défauts [BOU01]

Nous constatons que le suivi d'une paire de paramètres constituée d'une variable résistive et l'autre inductive est indispensable pour diagnostiquer la présence d'un défaut.

La résistance rotorique et l'inductance de magnétisation sont considérées comme des paramètres indicateurs de résidus et ne sont plus considérés comme les valeurs de résistances et inductances propre à la machine lors de la présence de défauts. Les paramètres fournissent une signature du défaut [RAZ03].

Nous allons compléter cette partie par l'énumération des différentes signatures fréquentielles associées à chaque défaut, nous présenterons la manière avec laquelle évoluent les différents paramètres.

I.3.1.1. Défaut de court circuit :

La signature fréquentielle de ce défaut se manifeste par l'apparition d'harmonique aux fréquences $f = n.f_s$ avec $n = \{1, 2, 3, \dots\}$ et f_s : la fréquence d'alimentation.

La variation des paramètres se fait comme suit :

- La résistance statorique augmente .
- La résistance rotorique diminue.
- L'inductance rotorique diminue.
- L'inductance de magnétisation diminue.

I.3.1.2. Défaut d'excentricité :

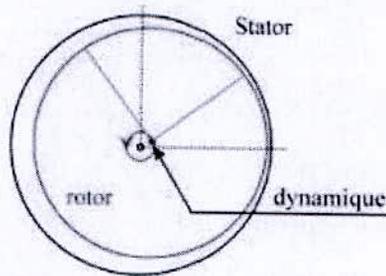


Figure I.10 : L'excentricité statique et dynamique

Les fréquences proches du fondamental sont données par la relation [RAZ03] :

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

Où :

- f_{exc} = fréquence d'excentricité
- $n = 1, 2, 3, \dots, n \in \mathbb{N}$
- g le glissement
- p = le nombre de paire de pôles
- f_s = fréquence d'alimentation

On peut observer une possible augmentation de la résistance rotorique car le défaut se situe au niveau du rotor.

I.3.1.3. Rupture de barres ou de portions d'anneaux :

L'évolution des paramètres issus du modèle de Park permet de détecter un défaut de rupture de barres ou de portions d'anneaux si :

- La résistance statorique R_s diminue.

- La résistance rotorique R_r augmente.
- L'inductance rotorique L_r diminue.
- L'inductance statorique L_s diminue.

Dans cette partie, nous avons vu comment réagissent les différents paramètres de la machine asynchrone aux différents défauts susceptibles de se produire. Ces résultats sont en réalité les signatures fréquentielles et "paramétriques" qui seraient caractéristiques des défauts étudiés.

Cette approche, nécessite la connaissance du comportement dynamique de la machine asynchrone. Toutefois nous avons remarqué que les modèles ne permettaient pas d'étudier tous les défauts de la machine.

I.3.2. Signatures des grandeurs mesurables :

Dans cette partie, nous nous intéresserons aux résultats obtenus à partir du suivi direct des grandeurs mesurables ou estimables (à l'aide d'observateur) telles que les courants, les flux ou bien encore le couple électromagnétique. Nous exposerons les principales caractéristiques fréquentielles des grandeurs mesurables (ou estimables) en régime de défaut.

I.3.2.1. Analyse du courant :

a) Cassures de barres :

La cassure de barre est l'un des défauts les plus fréquemment rencontrés au rotor [BOU01]. La simulation du courant permet d'identifier les signatures de ce défaut afin de prévoir les anomalies générées dans la machine.

Les courants des phases statoriques sont toujours déphasés d'un angle de 120° , cependant, la cassure de barres peut engendrer des ondulations de l'amplitude des courants. L'amplitude de cette oscillation est proportionnelle au nombre de barres cassées.

Notons aussi que lorsque une barre est cassée, il est bien connu qu'un traitement approprié des signaux du courant fait apparaître des composantes dans leurs spectres aux fréquences est [CAS03] :

$$f = f_s(1 \pm 2g) \quad (I.2)$$

En effet, lorsqu'une barre est cassée, des harmoniques du flux correspondant sont produits et induisent des harmoniques du courant dans l'enroulement statorique. De plus, les amplitudes des raies dans ces bandes latérales du fondamental augmentent avec le nombre de barres défectueuses [STE88].

Il est à signaler qu'une cassure de barres provoquerait une répartition non homogène des courants dans les portions d'anneaux. Ce qui cause une usure accélérée de ces éléments et induit une rupture des portions d'anneaux .

Il faut noter que la machine asynchrone devient fortement altérée à partir de la rupture de quatre barres consécutives au rotor. Ce défaut connaît un effet cumulatif, les barres saines adjacentes au défaut sont plus sollicitées et vieillissent prématurément .

b) Cassure d'anneaux :

Ce défaut apparaît autant de fois que la cassure de barres, la détection d'une cassure de portion d'anneaux est généralement délicate car ce défaut comporte des similitudes avec la cassure de barres. Dans beaucoup de situations ces deux défauts sont confondus.

En ce qui concerne les courants d'alimentation, la rupture d'anneaux a un effet identique à la cassure de barres. En effet, la cassure de portions d'anneaux fait apparaître des modulations d'amplitude : plus le nombre de portions d'anneaux augmente plus la modulation d'amplitude se manifeste de manière plus accentuée.

Les signatures associées à ce défaut peuvent être confondues avec les signatures associées à la cassure de barres, il sera donc difficile de distinguer cassure d'anneaux et cassure de barres sur les courants statoriques par cette seule analyse.

c) Défauts sur les enroulement du stator et du rotor :

Ce défaut est l'un des plus répandus, une partie ou la totalité des spires constituant les bobinages statoriques et rotoriques sont courts – circuités. Nous pouvons citer plusieurs cas possibles selon l'interconnexion des différents bobinages et la partie où ils se situent au niveau de la machine asynchrone.

Court circuit dans une phase :

- *Court circuit spire neutre :*

L'effet de ce défaut sur la machine asynchrone est que l'amplitude du courant dans la phase statorique détériorée est supérieure par rapport aux deux autres phases. Toutefois, les courants qui parcourent ces phases sont amplifiés par rapport au cas du moteur sain. Plus le nombre de spires augmente, plus l'amplitude du courant augmente.

- *Court circuit au milieu de la phase :*

De la même manière que le court-circuit entre phases et neutre, le court-circuit entre spires augmente les courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude apparaît pour les autres phases.

Nous terminerons cette partie qui a été consacrée aux défauts des enroulements, en remarquant que ce type de défauts engendre une augmentation des amplitudes des courants dans les phases affectées .

I.3.2.2. Analyse du flux électromagnétique :

La conversion électromécanique de l'énergie est localisée dans l'entrefer. Cette conversion est donc affectée par tout déséquilibre magnétique, mécanique, électrique ou électromagnétique au rotor ou au stator. Le flux d'entrefer et par-là même l'induction magnétique dans cet entrefer, le flux embrassé dans les enroulements statoriques ou encore le flux de fuite dans l'axe du rotor sont des paramètres qui, à cause de leur sensibilité à tout déséquilibre de la machine, méritent d'être analysés.

I.3.2.3. Analyse du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être reconstruit à partir de deux des trois courants statoriques et par ajout de spires de flux dans ces deux phases [CAS03]. Sa dépendance vis à vis de la présence de défauts sera présenté dans ce qui suit.

a) Cassures de barres :

Les cassures de barres réduisent sensiblement la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmentent l'amplitude des oscillations. Ces dernières augmentent avec le nombre de barres cassées induisant un effet d'avalanche de la défaillance.

b) Cassure de portion d'anneaux :

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

c) Défaut de court-circuit :

Lors de l'apparition d'un défaut de court-circuit, le couple électromagnétique a une valeur moyenne sensiblement égale au couple développé par la machine lorsqu'elle est saine. Seulement, celui-ci est d'autant plus bruité que le court-circuit est important .

I.4. Conclusion :

L'objectif de ce chapitre était de présenter de manière générale la constitution de la machine asynchrone en citant en premier lieu les différentes parties qui la composent : les deux bobinages statorique et rotorique, ensuite nous avons présenté les principaux défauts qui peuvent gêner le fonctionnement normal de la machine ainsi que les causes probables, nous avons distingué deux types de défauts : les défauts statoriques et les défauts rotoriques. Nous avons par la suite consacré une partie pour élaborer les signatures des différents défauts présentés au préalable.

Chapitre II :

Conception du multiobservateur

Introduction :

Les méthodes de diagnostic se répartissent en deux grandes classes : Dans la première classe, on utilise une redondance d'informations pour caractériser le mode de fonctionnement puis décider s'il est normal ou anormal. Dans la deuxième classe, c'est l'analyse des données fournies par le système qui permet de décider de son état, les méthodes utilisées font alors appel à des procédures d'apprentissage et de reconnaissance de forme ou à l'intelligence artificielle.

Les méthodes les plus familières aux automaticiens sont les méthodes basées sur l'utilisation de modèles mathématiques. Celles-ci s'appuient sur la redondance analytique qu'offre le modèle dynamique. La redondance analytique représente la possibilité de traduire à l'aide d'équations mathématiques le comportement du (ou d'une partie) système.

Le diagnostic à base d'observateurs fait partie des méthodes à base de modèles mathématiques. Il repose sur une connaissance approfondie d'un modèle représentatif du procédé qui fournit des grandeurs caractéristiques de ce dernier. Une procédure itérative est alors mise en œuvre, ces grandeurs sont constamment comparées aux grandeurs issues du procédé réel.

Dans ce présent chapitre, nous allons introduire la méthodologie générale de détection des défauts à base d'observateurs ainsi que la structure d'un reconstituteur d'état, nous avons regroupé ces derniers selon la nature du système (linéaire ou non linéaire), puis nous avons donné un rappel sur la théorie de conception des multimodèles afin de pouvoir synthétiser un multiobservateur pour des systèmes non linéaires. Enfin nous terminerons ce chapitre en présentant la méthode de génération de résidus.

II.1. Principe et méthodologie :

La connaissance de l'état d'un système est d'une grande importance que se soit pour la synthèse d'une loi de commande ou bien pour l'élaboration d'une stratégie de diagnostic et de détection de défauts. Cependant en pratique, il est parfois très difficile d'accéder aux états des procédés, parce que les mesures sont très difficiles à effectuer à cause de capteurs **excessivement chers** ou parfois **inexistants**. Nous pouvons citer plusieurs **cas de figures** : par exemple les flux des machines électriques ou certaines grandeurs en biotechnologie

Un observateur d'état est un algorithme basé sur la connaissance des modèles décrivant le comportement du procédé et utilisant des mesures acquises sur le procédé afin de reconstruire les mesures manquantes. Le but de l'observateur est de fournir à chaque instant la valeur du vecteur d'état ou une évaluation de celui-ci. Un signal appelé résidu, est ensuite généré, pour pouvoir décider de l'état de fonctionnement du système : s'il est normal ou défectueux. De façon générale, on considère que l'on dispose toujours des équations d'état du système. Le cas trivial consiste à réaliser une implantation en boucle ouverte comme il est illustré sur la figure suivante :

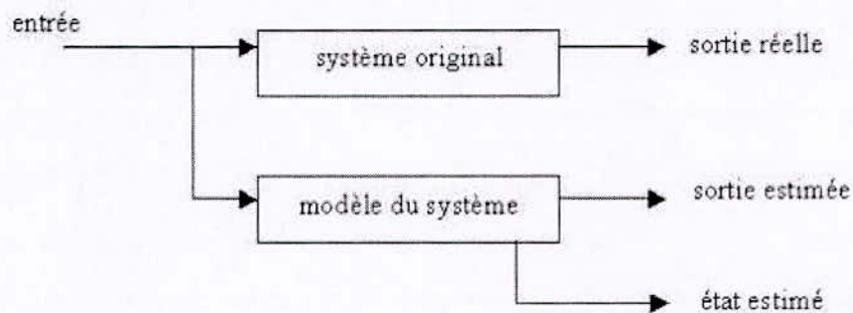


Figure II.1 : Reconstructeur d'état en boucle ouverte

Le schéma en boucle ouverte peut être valable à deux conditions : La première suppose que le système réel débute avec des conditions initiales connues, la seconde suppose l'absence de toute perturbation ou de bruit dans le système. Ces conditions n'étant jamais réunies, le schéma d'évaluation du vecteur d'état en boucle ouverte sur le système n'est pas envisageable. Quand un événement non prévisible survient dans le système, nous n'avons à notre disposition que sa répercussion sur la sortie mesurée. C'est pourquoi la conception d'un observateur doit prendre en considération la mesure du système, cette solution est illustrée sur la figure suivante :

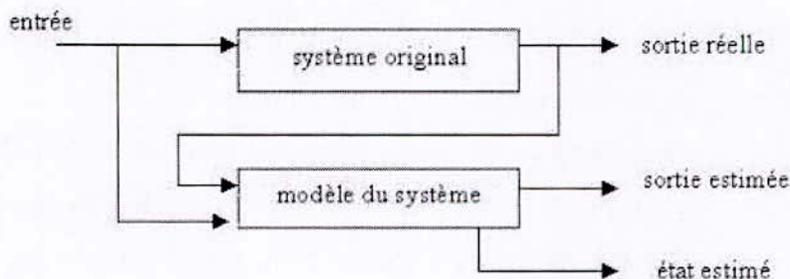


Figure II.2 : Reconstructeur d'état en boucle fermée

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 la soustraction entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain. Ce gain régit la dynamique et la robustesse de cet observateur, donc son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation de ses états .

A partir de ce schéma de principe des observateurs, nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leur différence se situant uniquement dans la synthèse de la matrice de gain. A présent, nous allons dénombrer les différents types d'observateurs selon qu'il soient déterministes ou stochastiques. On peut également les diviser en observateurs linéaires et non linéaires.

Nous allons présenter brièvement les différentes catégories des observateurs les plus utilisés :

II.2. Classification des observateurs :

II.2.1. Les observateurs déterministes :

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'états, l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs on peut citer l'observateur de Luenberger.

II.2.2. Les observateurs stochastiques :

Ces observateurs donnent une estimation optimale des variables d'état en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système ce qui est souvent le cas. Le filtre de Kalman illustre ce type d'observateur.

II.2.3. Les observateurs linéaires :

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

II.2.4. Les observateurs non linéaires :

Les systèmes peuvent être non linéaires (comme c'est le cas de la machine asynchrone). Dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier à cette difficulté. Ainsi, le problème de détection des défauts est relativement complexe.

Trois approches peuvent être distinguées :

- La première consiste à appliquer les méthodes développées pour le cas linéaire après linéarisation du système autour d'un point de fonctionnement. Cependant, ceci peut engendrer de fausses alarmes et des détections erronées dues aux erreurs de linéarisation.
- La deuxième approche consiste à utiliser des observateurs non linéaires. Néanmoins, ceci nécessite une connaissance exacte des paramètres et de la structure du modèle. Ainsi, de part la diversité du caractère non linéaire des processus, il n'est pas évident de déterminer un observateur applicable pour tout système.
- La troisième approche, qui est l'approche multimodèle. Son principe de base est de représenter un système non linéaire par un ensemble de modèles locaux (linéaires ou affines) caractérisant le fonctionnement du système dans différentes zones de fonctionnement, ces modèles locaux sont pondérés par des fonctions d'activation qui représentent le degré de confiance attribué à chaque modèle, cette méthode fera l'objet d'une étude plus détaillée.

II.3. Structures particulières des observateurs :

Ces structures particulières sont généralement employées pour le diagnostic des systèmes linéaires. Cependant, celles-ci peuvent s'étendre au diagnostic des systèmes non linéaires. Dans ce paragraphe, nous distinguons trois structures particulières :

- **Structure de l'observateur simplifié :**

La synthèse de cet observateur se fait de façon à ce qu'il ne soit sensible qu'à un groupe de défauts, lui seul constitue le banc d'observateur. Dans la littérature, cet observateur est connu sous le nom de SOS (Simplified Observer Seme). Il est illustré sur la figure suivante :

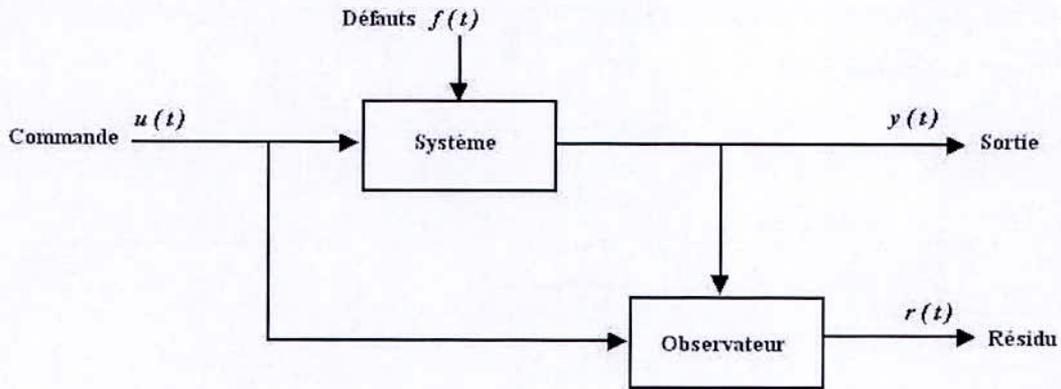


Figure II.3 : Structure de l'observateur simplifié (SOS) [JOI02]

- **Structure de l'observateur dédié :**

Cet observateur est connu sous le nom de DOS (Dedicated Observer Scheme). Le nombre d'observateurs synthétisés est égal au nombre de défauts considérés. Chaque observateur génère un résidu sensible à un seul défaut seulement et insensible aux autres défauts. Le schéma suivant illustre cette structure :

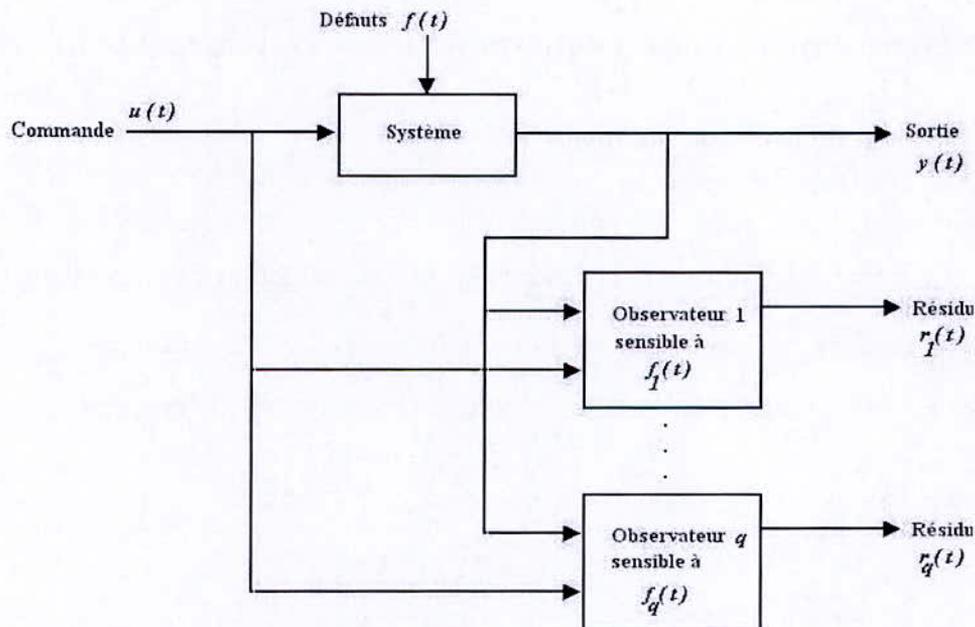


Figure II.4 : Structure de l'observateur dédié (DOS) [JOI02]

- **Structure de l'observateur généralisé :**

Cette structure est connue sous le nom de GOS (Generalized Observer Scheme). Ce cas consiste à synthétiser q observateurs, chacun d'entre eux étant insensible à un seul défaut. Si un défaut apparaît, l'estimation de l'ensemble du sous espace d'état sensible à ce défaut est

erronée, si elle ne provient pas de l'observateur insensible à ce seul défaut. La structure de cet observateur est la suivante :

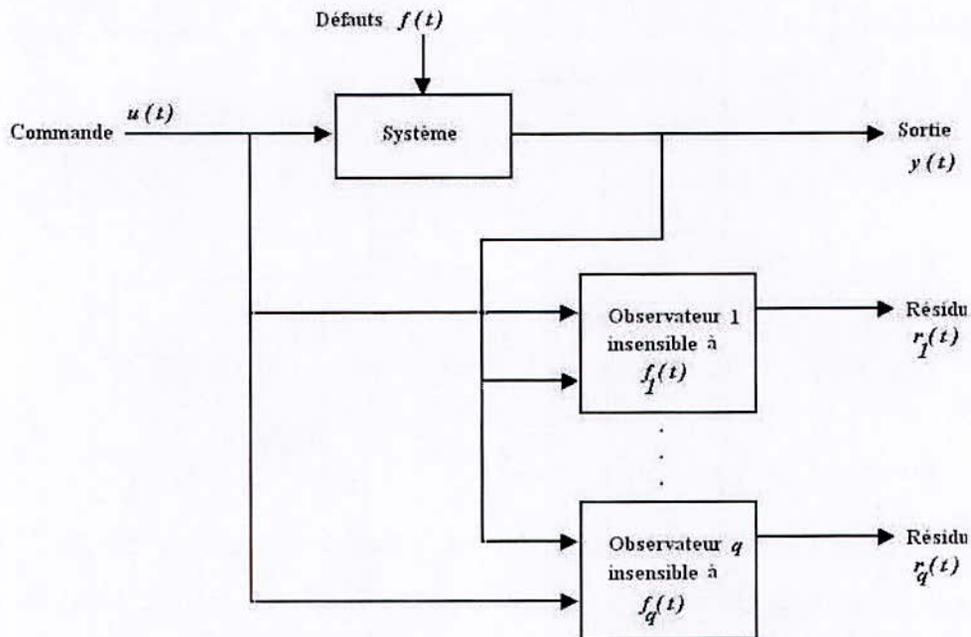


Figure II.5 : Structure de l'observateur généralisé (GOS) [JOI02]

II.4. Présentation des observateurs pour les systèmes linéaires :

- **Observateur de Luenberger d'ordre plein :**

Cette estimation d'état utilise les sorties mesurées du système, ses entrées et son modèle. Lorsqu'un système est complètement observable, la reconstruction d'état peut être effectuée.

Soit le système défini par les équations d'état suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Où $x(t)$ est le vecteur d'état, $u(t)$ le vecteur d'entrée, $y(t)$ le vecteur de sortie, et $x(t) \in \mathbb{R}^n, u(t) \in \mathbb{R}^m, y(t) \in \mathbb{R}^p$

A, B et C représentent les matrices du modèle du système, elles sont de dimensions appropriées.

L'idée de base du diagnostic de défaut à l'aide d'un observateur d'ordre plein est de calculer le vecteur de l'erreur d'estimation de la sortie pour le réinjecter à l'entrée de l'observateur.

Les équations dynamiques définissant l'observateur sont données par : [LAL03]

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L[y(t) - \hat{y}(t)] \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

La synthèse de l'observateur revient donc à calculer la matrice de gain L . L'erreur d'estimation de l'état est égale à :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (\text{II.3})$$

En dérivant on obtient :

$$\dot{e}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) \quad (\text{II.4})$$

En remplaçant \dot{x} et $\dot{\hat{x}}$ par leurs expressions, on obtient :

$$\dot{e}(t) = Ax(t) + Bu(t) - A\hat{x}(t) - L(y(t) - \hat{y}(t)) \quad (\text{II.5})$$

$$\dot{e}(t) = A[x(t) - \hat{x}(t)] - LC[x(t) - \hat{x}(t)] \quad (\text{II.6})$$

$$\dot{e}(t) = [A - LC][x(t) - \hat{x}(t)] \quad (\text{II.7})$$

$$\dot{e}(t) = [A - LC]e(t) \quad (\text{II.8})$$

On constate donc que la dynamique de l'erreur dépend de la matrice L . Pour que l'erreur tende asymptotiquement vers zéro, lorsque aucun défaut n'est appliqué au système, il faut choisir L de façon à ce que les valeurs propres de la matrice dynamique de l'erreur ($A - LC$) soient à partie réelle négative. En fait, la synthèse de ce type d'observateur revient à un placement de pôles.

- **Observateur par mode glissant :**

Dans cette partie, on cherche à construire un observateur à mode glissant. Cette partie fournit un rappel des approches de conception d'Utkin et de Walcott et Zak. Ces derniers sont dotés

de propriétés de robustesse particulièrement intéressantes. Le développement de la théorie des observateurs à structure variable et leur insensibilité par rapport aux incertitudes fait l'objet de plusieurs activités de recherche.

○ **Observateur d'Utkin :**

Considérons tout d'abord le système dynamique décrit par :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Supposant que la paire (A, C) soit observable. Puisque la reconstruction d'état s'appuie sur les sorties mesurées, il est naturel d'effectuer un changement de coordonnées pour que les sorties du système apparaissent directement comme des composantes du vecteur d'état.

La matrice de sortie peut être écrite comme suit :

$$C = [C_1 \quad C_2] \quad (\text{II.10})$$

Où $C_1 \in \mathbb{R}^{p \times (n-p)}$, $C_2 \in \mathbb{R}^{p \times p}$ et $\det(C_2) \neq 0$.

Alors la matrice de transformation :

$$T = \begin{bmatrix} I_{n-p} & 0 \\ C_1 & C_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

est non singulière.

Dans ce nouveau système de coordonnées, on peut facilement vérifier que la nouvelle matrice de sortie s'écrit comme suit :

$$CT^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & I_p \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Les nouvelles matrices d'état et de commande s'écrivent :

$$A = TAT^{-1} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad B = TB = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Le système nominal peut alors être écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = A_{11}x_1(t) + A_{12}y(t) + B_1u(t) \\ \dot{y}(t) = A_{21}x_1(t) + A_{22}y(t) + B_2u(t) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Où $\begin{bmatrix} x_1(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = Tx(t)$, et $x_1(t) \in \mathbb{R}^{n-p}$.

L'observateur proposé par Utkin a la forme suivante : [AKH04b]

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1(t) = A_{11}\hat{x}_1(t) + A_{12}\hat{y}(t) + B_1u(t) + Lv(t) \\ \dot{\hat{y}}(t) = A_{21}\hat{x}_1(t) + A_{22}\hat{y}(t) + B_2u(t) - v(t) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Où $(\hat{x}_1(t), \hat{y}(t))$ représentent les estimés de $(x_1(t), y(t))$.

$L \in \mathbb{R}^{(n-p) \times p}$ est le gain de l'observateur, et les composantes du vecteur discontinu $v(t)$ sont définies par l'équation :

$$v_i(t) = M \text{sign}(\hat{y}_i(t) - y_i(t)) \quad (\text{II.16})$$

Où $\hat{y}_i(t)$ et $y_i(t)$ sont respectivement les composantes du vecteur $\hat{y}(t)$ et $y(t)$.

Le gain L peut être choisi pour que les valeurs propres de la matrice $A_{11} + LA_{21}$ soient dans le demi-plan gauche du plan complexe. La difficulté principale de cette méthode réside dans le choix d'un gain adéquat M pour instaurer un mouvement glissant.

○ **Observateur de Walcott et Zak :**

Le problème considéré par Walcott et Zak est l'estimation d'état d'un système décrit par l'équation (II.17) ci-dessus de sorte que l'erreur tende vers zéro d'une façon exponentielle malgré la présence des incertitudes considérées. Dans cette partie on suppose que le modèle est représenté par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + f(x, u, t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Avec : $f(x, u, t) = R\xi(x, t)$

La fonction $\xi : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}_+ \rightarrow \mathbb{R}^q$ est une fonction bornée telle que :

$$\|\xi(x(t))\| \leq \rho, \forall x(t) \in \mathbb{R}^n, t \geq 0 \quad (\text{II.18})$$

On considère qu'il existe une matrice $G \in \mathbb{R}^{n \times p}$ telle que la matrice $A_0 = (A - GC)$ ait des valeurs propres stables.

Une paire de matrices de Lyapunov (P, Q) symétriques et définies positives ainsi qu'une matrice F doivent respecter la contrainte structurelle suivante :

$$\begin{aligned} (A - GC)^T P + P(A - GC) &= -Q \\ C^T F^T &= PR \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

L'observateur proposé par Walcott et Zak est de la forme : [AKH03]

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) - G(C\hat{x}(t) - y(t)) + v(t) \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$\begin{cases} v(t) = -\rho \frac{P^{-1}C^T F^T FC}{\|FCe(t)\|} e(t) & \text{si } FCe(t) \neq 0 \\ 0 & \text{si } e(t) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Pour garantir la convergence asymptotique de l'observateur, on doit vérifier que :

- La paire (A, C) soit observable.
- Il existe une paire de matrices de Lyapunov (P, Q) et une matrice F respectant les contraintes (II.19).

II.5. Représentation multimodèles des systèmes non linéaires :

La modélisation représente une étape préliminaire mais primordiale pour réaliser les objectifs de commande et de diagnostic des processus industriels. En effet, la notion de modèle est un point central dans le domaine de l'automatique, le choix de modèles appropriés s'avère capital. En outre, les caractéristiques des modèles utilisés doivent être combinées afin de profiter de leurs avantages respectifs.

Un modèle est une représentation formalisée des aspects importants qui caractérisent un phénomène physique. Il n'est qu'un reflet imparfait et simplifié de la réalité qu'il est censé représenter. Une bonne modélisation a pour but d'imiter d'une manière rigoureuse et fidèle le comportement d'un processus. Le choix d'un modèle peut être envisagé en fonction des connaissances a priori sur le système étudié. Dans cette partie, nous allons aborder la modélisation par approche multimodèle.

L'approche multimodèle a connu un engouement prononcé depuis la publication des travaux de Johansen et Foss [JOH92]. Le principe de base de l'approche multimodèle est de représenter un système non linéaire par un ensemble de modèles locaux (linéaires ou affines) caractérisant le fonctionnement du système dans différentes zones de fonctionnement [AKH04b].

L'avantage de cette approche découle du fait que, dans la plus part des cas, une conception d'un modèle qui englobe toute la complexité du système est souvent difficile à mettre en œuvre. En première étape, plusieurs auteurs ont tenté de reproduire des systèmes non linéaires sous forme de modèles linéaires par morceaux, le résultat n'était guère satisfaisant car il en résulte une approximation discontinue du système due aux commutations entre les différents modèles linéaires.

Malheureusement, ces discontinuités peuvent être embarrassantes dans la majorité des applications industrielles. Pour s'affranchir de cet obstacle, il est préférable d'assurer un passage progressif d'un modèle à un autre. On remplace les fonctions de commutation à front raide par des fonctions à pente douce, ce qui crée un chevauchement entre les zones de validité des modèles. Le problème de discontinuité, qui faisait défaut, est ainsi écarté, les fonctions de commutation deviennent des fonctions à dérivées continues dont la pente détermine la vitesse de passage d'un modèle à un autre [CHA02].

L'approche multimodèle s'inspire des travaux de Takagi – Sugeno [AKH04a] qui ont porté sur la commande floue. En effet, après avoir établi les règles "si prémisse alors conséquence", des degrés de confiance sont associés à chaque commande, la commande globale s'obtient en calculant le barycentre des commandes établies précédemment. On peut également citer les travaux de Jacob et Al qui ont présenté l'approche multi – experts, qui est la combinaison de différents experts (un expert est un modèle décrivant le comportement local d'un système). L'ensemble de toutes ces techniques conduit à un modèle global d'un système qui est une combinaison de modèles localement valables.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la manière d'obtenir une structure multimodèle, les motivations qui nous ont poussé à choisir cette méthode de modélisation sont multiples : La structure multimodèle permet de simplifier et d'étudier aisément la stabilité d'un système linéaire, la synthèse de multiobservateurs est un apport indéniable pour la synthèse des correcteurs (constitué par exemple d'un retour d'état pour chaque modèle local).

II.5.1. Obtention d'une structure multimodèle :

Les multimodèles représentent les systèmes non linéaires sous forme d'une interpolation entre des modèles linéaires locaux. Chaque modèle local est un système dynamique valide autour d'un point de fonctionnement. Selon l'information dont on dispose, deux méthodes distinctes peuvent être utilisées pour l'obtention d'un multimodèle. Si l'on ne dispose que des mesures des entrées et sorties du système, on procède par identification en cherchant ou en imposant la structure du multimodèle. Si, en revanche, on dispose d'un modèle non linéaire explicite du système étudié que l'on souhaite "simplifier" ou rendre plus manipulable, on pourra procéder par linéarisation autour de différents points de fonctionnement.

Illustrons la seconde approche en considérant un système statique non linéaire (II.22), pour lequel nous cherchons à déterminer une représentation multimodèle permettant de décrire le comportement de ce système.

$$y(t) = F(x(t)) \quad (\text{II.22})$$

Supposons qu'on dispose d'un ensemble de M modèles locaux $f_i(x(t))$ descriptifs du comportement du système dans différentes zones de fonctionnement. Ces modèles peuvent être construits par exemple à partir de connaissances physiques sur le fonctionnement du système dans ces zones. La validité locale de chaque modèle f_i est indiquée par une fonction de validité $\omega_i(x(t))$ pour $i \in \{1, \dots, M\}$.

Le modèle global s'obtient de la manière suivante :

$$y_m(t) = \frac{\sum_{i=1}^M \omega_i(x(t)) f_i(u(t))}{\sum_{j=1}^M \omega_j(x(t))} \quad (\text{II.23})$$

Posant :

$$\mu_i(x(t)) = \frac{\omega_i(x(t))}{\sum_{j=1}^M \omega_j(x(t))} \quad (\text{II.24})$$

En combinant les équations (II.23) et (II.24), on obtient l'expression générale d'une structure multimodèle [AKH04b] :

$$y_m(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(x(t)) f_i(x(t)) \quad (\text{II.25})$$

La fonction d'activation $\mu_i(x(t))$ détermine le degré d'activation du $i^{\text{ème}}$ modèle local associé. Selon la zone où évolue le système, cette fonction indique la contribution plus ou moins importante du modèle local correspondant dans le modèle global (multimodèle). Elle assure un passage progressif de ce modèle aux modèles locaux voisins. Ces fonctions sont généralement de forme triangulaire, sinusoïdale ou Gaussienne, et doivent satisfaire les propriétés suivantes (convexité) [AKH04a] :

$$\sum_{i=1}^M \mu_i(x(t)) = 1 \quad (\text{II.26})$$

$$0 \leq \mu_i(x(t)) \leq 1 \quad (\text{II.27})$$

II.5.2. Structure multimodèle :

On peut énumérer différentes formes de multimodèles selon que l'on fait la segmentation sur l'entrée ou sur la sortie (c'est à dire sur les variables d'état mesurables), et aussi selon la nature du couplage entre les modèles locaux associés aux zones de fonctionnement.

Cependant, on peut noter trois structures de multimodèles :

1. Structure couplée
2. Structure découplée
3. Structure hiérarchisée

La structure que nous avons employée dans notre travail est la structure couplée, où la représentation multimodèle est obtenue par interpolation de M modèles locaux linéaires :

$$\begin{cases} \dot{x}_m(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t))(A_i x_m(t) + B_i u(t) + D_i) \\ y_m(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t))(C_i x_m(t) + E_i u(t) + N_i) \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Où $\mu_i(\xi(t))$, $i = \{1, \dots, M\}$ représentent les fonctions d'activation, et $\xi(t)$ le vecteur des variables de décision dépendant des variables d'états mesurables et éventuellement de la commande $u(t)$. Cette structure est la plus utilisée en analyse bien qu'en synthèse des multimodèles.

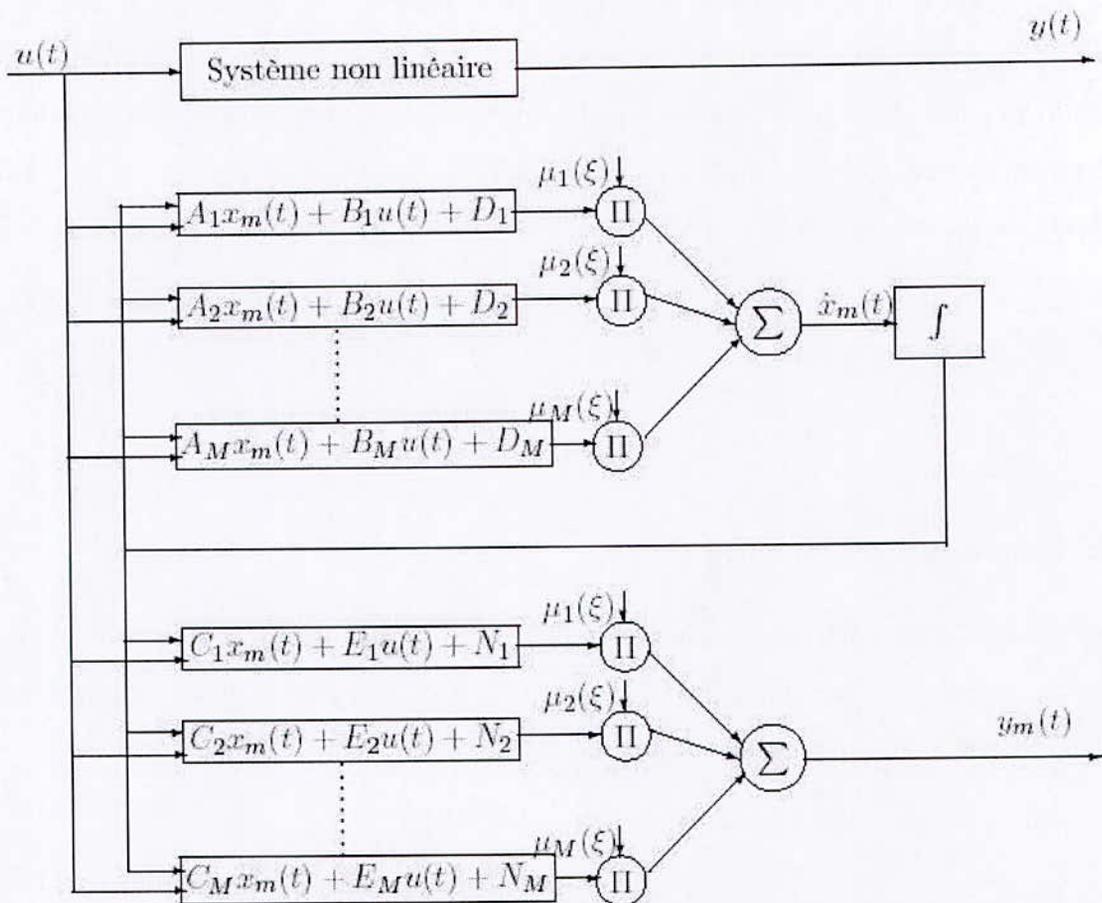


Fig. II.6 : Architecture d'un multimodèle à modèles locaux couplés [AKH04b]

II.5.3. Recherche des modèles locaux :

La recherche des modèles locaux se fait par linéarisation. Dans ce cas, on dispose de la forme analytique du modèle non linéaire du processus physique qu'on linéarise autour de différents

points de fonctionnement judicieusement choisis. Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = F(x(t), u(t)) \\ y(t) = G(x(t), u(t)) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Où $(F, G) \in \mathbb{R}^{2n}$ sont des fonctions non linéaires continues, $x(t) \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état et $u(t) \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur d'entrée.

Nous allons présenter le système non linéaire (II.29) par un multimodèle, composé de plusieurs modèles locaux linéaires ou affines, tel que chaque modèle local est obtenu en linéarisant le système non linéaire autour d'un point de fonctionnement arbitraire $(x_i, u_i) \in \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m$. Dans ce cas, on définit les modèles locaux comme le premier terme du développement en série de Taylor du système (II.29) [GAS00]. D'un point de vue mathématique, ceci correspond à approcher une fonction non linéaire par son plan tangent au point (x_i, u_i) .

On suppose que les différents modèles locaux sont issus d'une linéarisation autour de M points de fonctionnement $(x_i, u_i), i \in \{1, \dots, M\}$.

La formulation multimodèle est la suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_m(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t)) (A_i x_m(t) + B_i u(t) + D_i) \\ y_m(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t)) (C_i x_m(t) + E_i u(t) + N_i) \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$$\begin{cases} A_i = \left. \frac{\partial F(x, u)}{\partial x} \right|_{\substack{x=x_i \\ u=u_i}} \\ B_i = \left. \frac{\partial F(x, u)}{\partial u} \right|_{\substack{x=x_i \\ u=u_i}} \end{cases}, \text{ et } \begin{cases} C_i = \left. \frac{\partial G(x, u)}{\partial x} \right|_{\substack{x=x_i \\ u=u_i}} \\ E_i = \left. \frac{\partial G(x, u)}{\partial u} \right|_{\substack{x=x_i \\ u=u_i}} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

$$\begin{cases} D_i = F(x_i, u_i) - A_i x_i - B_i u_i \\ N_i = G(x_i, u_i) - C_i x_i - E_i u_i \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Notons que dans ce cas, le nombre de modèles locaux M dépendra de la précision de modélisation souhaitée, de la complexité du système non linéaire et du choix de la structure des fonctions d'activation, ces dernières doivent satisfaire les propriétés (II.26) et (II.27).

II.5.4. Stabilité des multimodèles :

La stabilité des multimodèles a beaucoup été étudiée. Tanaka et Sugeno ont présenté des conditions suffisantes de la stabilité en utilisant une fonction quadratique de Lyapunov. La stabilité dépend de l'existence d'une matrice commune, symétrique et définie positive, qui garantit la stabilité de tous les modèles locaux. Ces conditions de stabilité peuvent être exprimées en utilisant des inégalités linéaires matricielles (LMI) [AKH04b]. Dans cette section, nous présentons quelques conditions suffisantes de stabilité des multimodèles.

L'approche proposée repose sur les fonctions de Lyapunov quadratiques. Il s'agit de chercher une matrice symétrique définie positive, et sa fonction de Lyapunov associée telles que certaines conditions simples garantissent les propriétés de stabilité.

Considérons un système non linéaire en boucle ouverte et représenté sous forme multimodèle par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t)) A_i x(t) \quad (\text{II.33})$$

$$\sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t)) = 1 \quad \text{et} \quad \mu_i(\xi(t)) \leq 1 \quad (\text{II.34})$$

Selon Tanaka et Sugeno, la stabilité d'un système représenté par l'équation (II.33) peut être vérifiée en utilisant le théorème suivant :

Théorème 1 : Le multimodèle (II.33) et (II.34) est asymptotiquement stable s'il existe une matrice P symétrique et définie positive telle que les LMI suivantes seront vérifiées :

$$A_i^T P + P A_i < 0, \quad \forall i \in \{1, \dots, M\} \quad (\text{II.35})$$

Ce théorème offre une condition suffisante pour assurer la stabilité asymptotique du multimodèle (II.33). L'inégalité matricielle (II.35) peut être résolue en utilisant des outils numériques LMI.

Ce résultat est obtenu en dérivant, le long de la trajectoire du multimodèle (II.33), la fonction de Lyapunov $V(x(t)) = x^T(t)Px(t)$.

L'existence de la matrice de Lyapunov P dépend de deux conditions :

- La première est liée à la stabilité de tous les modèles locaux. Il est nécessaire que chaque matrice A_i pour $i \in \{1, \dots, M\}$ ait des valeurs propres dans le demi-plan gauche du plan complexe.
- La deuxième condition est relative à l'existence d'une fonction de Lyapunov commune aux M modèles locaux.

Dans cette partie, nous avons montré comment, à partir d'un modèle d'un système physique, on peut construire un multimodèle basé sur plusieurs modèles locaux linéaires.

Le nombre de modèles locaux augmente en fonction de la complexité de la dynamique du modèle à appréhender et de la précision souhaitée. L'augmentation du nombre de modèles locaux permet la prise en compte de la complexité plus ou moins grande du système et permet également d'atteindre la précision souhaitée du modèle global selon les objectifs poursuivis.

II.6. Conception des multiobservateurs :

Les techniques de détection et d'isolation de défauts à base de modèle ont été appliqués avec succès aux systèmes linéaires. L'idée principale est de générer des résidus qui reflètent des anomalies entre le comportement nominal du système et son comportement courant.

Cependant, la détection et l'isolation de défaut pour les systèmes non linéaires restent toujours difficiles à étudier. La plupart des études faites dans ce sens, ont été abordées en utilisant deux étapes :

- Linéarisation du modèle non linéaire autour d'un point de fonctionnement.
- Génération des résidus robustes par rapport aux petites variations de paramètres.

Cette stratégie fonctionne seulement lorsque la linéarisation ne cause pas une grande disparité entre le modèle linéaire et le modèle non linéaire, c'est-à-dire lorsque le système fonctionne

autour d'un point de fonctionnement. Par conséquent, ces techniques montrent leurs limites lorsque le système change de point de fonctionnement (modification de la dynamique ou de non linéarité).

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les techniques de reconstruction d'état des systèmes non linéaires représentés sous forme multimodèle. Nous présenterons également, les techniques de détermination des multiobservateurs.

Le comportement multiobservateur peut être donné par une combinaison des observateurs locaux, la contribution de chaque observateur local est décrite par sa fonction d'activation (ou poids).

II.6.1. Méthode de conception d'un multiobservateur :

Considérons un système dynamique non linéaire représenté par un multimodèle composé de M modèles locaux décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t))(A_i x(t) + B_i u(t) + D_i) \\ y(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t))(C_i x(t) + E_i u(t) + N_i) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Pour concevoir le multiobservateur, on associe à chaque modèle local un observateur local, le multiobservateur (observateur global) est alors une somme des observateurs locaux pondérés par des fonctions d'activation identiques à celles associées aux modèles locaux du multimodèle.

Les équations qui régissent le multiobservateur sont les suivantes : [AKH04b]

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t))(A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + D_i + G_i [y(t) - \hat{y}(t)]) \\ \hat{y}(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t))(C_i \hat{x}(t) + E_i u(t) + N_i) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

La dérivée de l'erreur d'estimation d'état est définie par l'équation suivante :

$$\dot{e}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) \quad (\text{II.38})$$

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \mu_i(\xi(t)) \mu_j(\xi(t)) (A_i - G_i C_j) \quad (\text{II.39})$$

Si l'erreur d'estimation d'état converge asymptotiquement vers zéro, l'estimation des vecteurs d'état et de sortie converge asymptotiquement vers les vecteurs d'état et de sortie du multimodèle respectivement.

Tanaka et Ma ont énoncé les conditions de convergence de l'erreur d'estimation d'état :

Théorème 2 : Le multiobservateur est asymptotiquement stable, s'il existe une matrice symétrique et définie positive P et des matrices de gain G_j vérifiant l'inégalité suivante :

$$(A_i - G_i C_i)^T P + P(A_i - G_i C_i) < 0 \quad (\text{II.40})$$

- **Multiobservateur du type Luenberger :**

La structure du multiobservateur du type Luenberger est la suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t)) (A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i [y(t) - \hat{y}(t)] + D_i) \\ \hat{y}(t) = C \hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Le multiobservateur décrit ci – dessus est basé sur la combinaison de plusieurs observateurs locaux de type Luenberger. Pour assurer la convergence rapide de l'erreur d'estimation d'état ou de sortie, une technique de placement de pôles est utilisée afin d'affecter les valeurs propres des observateurs locaux .

- **Multiobservateur du type Walcott-Zak :**

Dans ce paragraphe, nous proposons une démarche originale de conception d'un multiobservateur à structure variable (mode glissant), capable de reconstruire le vecteur d'état et le vecteur de sortie en présence d'entrées inconnues.

Chaque observateur local est un observateur de type Walkott-Zak étendu. C'est à dire que la technique est basée sur l'élimination partielle des entrées inconnues. Il s'agit en fait d'isoler les entrées inconnues dans une partie de l'équation d'état.

Considérons de nouveau un système non linéaire représenté par le multimodèle suivant :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t)) (A_i x(t) + B_i u(t) + R_i \bar{u}(t) + D_i) \quad (\text{II.42})$$

Nous considérons que les entrées inconnues soient bornées et non nulles :

$$\|\bar{u}(t)\| \leq \rho \quad (\text{II.43})$$

Où ρ est un scalaire positif.

Le multiobservateur , de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t)) (A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + G_i [y(t) - C\hat{x}(t)] + D_i + K_i v_i) \\ \hat{y}(t) = C \hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

est capable d'estimer le vecteur d'état du multimodèle, s'il existe des matrices de gain $G_i \in \mathbb{R}^{n \times p}$ telle que les $A_{0i} = (A_i - G_i C_i)$ soient stables et les paires de matrices de Lyapunov (P, Q_i) respectent des contraintes définies dans [AKH04b].

Afin d'isoler les entrées inconnues d'une partie des équations d'état, deux étapes sont indispensables :

1. Exprimer le vecteur de sortie comme une partie du vecteur d'état .
2. Isoler explicitement les entrées inconnues d'une partie du vecteur d'état.

L'expression du multiobservateur est donnée par l'équation (II.45) suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t)) (A_{11i} \hat{x}_1(t) + A_{12i} \hat{x}_2(t) + B_{1i} u(t) - A_{12i} e_y(t)) \\ \dot{\hat{y}}(t) = \sum_{i=1}^M \mu_i(\xi(t)) (A_{21i} \hat{x}_1(t) + A_{22i} \hat{y}(t) + B_{2i} u(t) - (A_{22} - A_{22}^S) e_y(t) + v(t)) \end{cases}$$

Avec :

$$y(t) = \hat{x}_2(t) \quad (\text{II.46})$$

$\begin{bmatrix} \hat{x}_1(t) \\ \hat{x}_2(t) \end{bmatrix}^T$: représente le vecteur d'état estimé.

A_{22}^S : est une matrice stable arbitraire et la variable $v(t)$ est définie comme suit :

$$v(t) = \begin{cases} -\rho \|R\| \frac{P e_y(t)}{\|P e_y(t)\|} & \text{si } e_y(t) \neq 0 \\ 0 & \text{si } e_y(t) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

A partir d'une représentation multimodèle, on a montré comment concevoir un multiobservateur en utilisant le principe de l'interpolation d'observateurs locaux. Le calcul des gains de l'observateur global est alors ramené à un calcul de gains des observateurs locaux.

La stabilité de l'ensemble nécessite la vérification de certaines contraintes de couplage entre ces observateurs locaux .

II.7. Génération des résidus et stratégie de décision :

La génération des résidus est l'étape la plus importante dans un système de diagnostic orienté à détecter des défauts. Un résidu fournit une information très utile dans la phase de surveillance d'un système. Il est exploité pour distinguer entre un fonctionnement normal du système ou bien un fonctionnement affecté de défaillances. Dans notre application, nous nous sommes focalisés sur la génération de résidus qui reflètent au mieux l'état du système. Pour le cas de la machine asynchrone, les résidus sont calculés à partir des grandeurs significatives qui sont directement influencées par l'apparition des défauts.

Pour un défaut statorique, les grandeurs qui sont affectées par l'apparition de ce défaut sont essentiellement les courants statoriques, et à un degré moindre les courants rotoriques. Le résidu est donc calculé en formant la différence entre les grandeurs estimées en régime sain et les grandeurs estimées en régime de défauts.

Le résidu est égal à :

$$r(t) = \hat{x}_{sain} - \hat{x}_{défaut} \quad (\text{II.48})$$

Pour un défaut rotorique, les grandeurs qui sont concernées par la présence de ce type de défauts sont les courants rotoriques. Le résidu est calculé de la même manière que précédemment. La stratégie de décision se fera en fonction de la valeur du résidu, une valeur sensiblement nulle correspond à une machine saine, par contre, une valeur différente de zéro du résidu nous renseigne sur la présence de défauts .

- **Technique d'évaluation des résidus :**

Le problème de détection et d'isolation des défauts par les méthodes à base de modèle mathématique revient à un problème de génération et d'évaluation des résidus. Le résidu est un signal indicateur de défauts qui est généré en formant la différence entre les sorties estimées et les sorties réelles. Le résidu doit contenir une information sur l'instant d'apparition du défaut mais aussi sur sa provenance. Dans le cas idéal, le résidu est parfaitement nul en absence de défauts et non nul en leur présence. Ce cas existe rarement car les systèmes physiques sont soumis à des entrées inconnues qui engendrent des fausses alarmes [LAL04].

On note $J(r(t))$ la fonction de décision et $T(t)$ le seuil de détection.

La détection de l'apparition d'un défaut s'effectue alors selon :

$$\begin{cases} J(r(t)) = 1 & \text{pour un défaut } f > T(t) \\ J(r(t)) = 0 & \text{pour un défaut } f < T(t) \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

Le résidu obtenu doit être sensible uniquement aux défauts. Or des perturbations sont susceptibles de transparaître dans le résidu ce qui peut entraver son utilisation pour détecter et isoler les défauts. Cela pose le problème de robustesse des résidus vis à vis des perturbations inconnues et des incertitudes de modélisation. Le découplage est défini comme étant l'opération qui consiste à rendre le résidu complètement insensible à une entrée perturbatrice.

II.8. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons pu exhiber la souplesse des multiobservateurs pour reconstruire les modèles des systèmes non linéaires. L'avantage réside dans la possibilité de combiner une structure d'observateurs linéaires avec une structure multimodèle pour synthétiser un multiobservateur. La stabilité et la convergence de ces multiobservateurs ont été détaillées

dans [AKH04b]. Cependant, le choix du nombre de multimodèles et les fonctions d'activations dépendra du degré de complexité du modèle non linéaire et reste l'objet de nombreuses études.

Chapitre III :

Modèle de Park de la machine asynchrone

Introduction :

L'objectif de ce chapitre est de montrer les principales hypothèses et étapes de raisonnement aboutissant aux représentations d'état associées au modèle de Park d'une machine asynchrone [KRA87]. La dernière partie de ce chapitre sera consacrée aux simulations de la machine asynchrone en régime sain puis en régime de défauts. Le recours aux machines asynchrones est lié à leur robustesse, leur puissance massique et à leur coût de fabrication.

Nous allons présenter des techniques classiques, qui sont utilisées pour établir les équations électriques et mécaniques de la machine.

La machine asynchrone est constituée de trois enroulements logés de manière symétrique dans les encoches du stator, et dans la cage conductrice intégrée au rotor. On schématise ces enroulements dans un plan a, b, c.

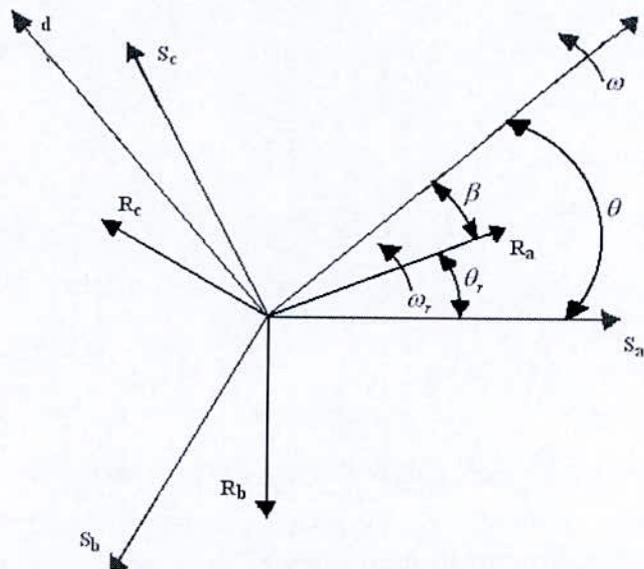


Figure III.1 : Schématisation de la machine dans le plan a, b, c (2 – pôles, 3 phases)

Quelques hypothèses simplificatrices seront posées afin de pouvoir modéliser la machine asynchrone en régime sans défauts :

- Le circuit magnétique de la machine asynchrone n'est pas saturé.
- Les pertes fer sont négligées.
- L'extrémité des têtes des bobines est négligée.
- L'effet des encoches est négligée.
- L'effet de peau est négligeable.
- Le champ magnétique dans l'entrefer est sinusoïdal.

III.1. Transformation de Park :

La transformation de Park est une transformation des enroulements de phases a, b, c de la machine originelle en des enroulements de dimension deux d et q.

III.1.1. Equations de transformations pour les enroulements statoriques :

La matrice de transformation pour les enroulements statoriques est donnée par :

$$\mathbf{K}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

Nous pouvons alors écrire :

$$\mathbf{f}_{qdos} = \mathbf{K}_s \mathbf{f}_{sabc} \quad (\text{III.2})$$

Où :

$$\left(\mathbf{f}_{qdos}\right)^T = \begin{bmatrix} f_{qs} & f_{ds} & f_{os} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

$$\left(\mathbf{f}_{sabc}\right)^T = \begin{bmatrix} f_{as} & f_{bs} & f_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

III.1.2. Equations de transformations pour les enroulements rotoriques :

La matrice de transformation pour les enroulements rotoriques est donnée par :

$$\mathbf{K}_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \beta & \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \beta & \sin\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad \beta = \theta - \theta_r \quad (\text{III.5})$$

Nous pouvons également écrire :

$$\mathbf{f}'_{qdor} = \mathbf{K}_r \mathbf{f}'_{abcr} \quad (\text{III.6})$$

Où :

$$\left(\mathbf{f}'_{qdor} \right)^T = \begin{bmatrix} f'_{qr} & f'_{dr} & f'_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

$$\left(\mathbf{f}'_{abcr} \right)^T = \begin{bmatrix} f'_{ar} & f'_{br} & f'_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

III.2. Equations des tensions dans les machines asynchrones :

Les équations de tensions d'une machine asynchrone sont données par [KRA87]:

$$\mathbf{v}_{abcs} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abcs} + p \lambda_{abcs} \quad (\text{III.9})$$

$$\mathbf{v}_{abcr} = \mathbf{r}_r \mathbf{i}_{abcr} + p \lambda_{abcr} \quad (\text{III.10})$$

Dans ces équations, l'indice s correspond aux variables et paramètres associés au stator, et l'indice r correspond également aux variables et paramètres associés au rotor, \mathbf{r}_s et \mathbf{r}_r sont les matrices « résistances » diagonales comportant des éléments égaux et non nuls.

Pour un système magnétiquement linéaire, l'expression du flux est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

L_{ls} : Inductance de fuite statorique

L_{lr} : Inductance de fuite rotorique

L_{ms} : Inductance de magnétisation de l'enroulement statorique

L_{mr} : Inductance de magnétisation de l'enroulement rotorique

L_{sr} : Mutuelle inductance entre les deux enroulements statorique et rotorique

Afin de pouvoir exprimer les équations de tensions des machines asynchrones, il est préférable de référer toutes les variables du rotor aux enroulements statoriques, en utilisant les relations suivantes [KRA87] :

$$i'_{abcr} = \frac{N_r}{N_s} i_{abcr} \quad (\text{III.15})$$

$$v'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} v_{abcr} \quad (\text{III.16})$$

$$\lambda'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} \lambda_{abcr} \quad (\text{III.17})$$

N_s et N_r : représentent respectivement le nombre équivalent de spires statoriques et rotoriques.

En particulier,

$$L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr} \quad (\text{III.18})$$

Ou bien ,

$$\mathbf{L}'_{sr} = \frac{N_s}{N_r} \mathbf{L}_{sr} \quad (\text{III.19})$$

$$\mathbf{L}'_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

Aussi, L_{mr} peut être exprimée de la manière suivante [KRA87] :

$$L_{mr} = \left(\frac{N_r}{N_s} \right)^2 L_{ms} \quad (\text{III.21})$$

Et,

$$\mathbf{L}'_r = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 \mathbf{L}_r \quad (\text{III.22})$$

A partir de l'équation (III.13), on aura :

$$\mathbf{L}'_r = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

Avec :

$$L'_{lr} = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 L_{lr} \quad (\text{III.24})$$

Les flux peuvent être donnés sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}'_{sr} \\ (\mathbf{L}'_{sr})^T & \mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

Les équations de tensions des machines asynchrones référées aux enroulement statoriques sont données par [KRA87] :

$$\begin{bmatrix} v_{abcs} \\ v'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_s + p\mathbf{L}_s & p\mathbf{L}'_{sr} \\ p(\mathbf{L}'_{sr})^T & \mathbf{r}'_r + p\mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Où :

$$\mathbf{r}'_r = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 \mathbf{r}_r \quad (\text{III.27})$$

III.3. Equations des tensions dans un référentiel quelconque :

En utilisant la transformation de Park citée précédemment dans (III.1), les expressions des tensions seront données par :

$$\mathbf{v}_{qdos} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{qdos} + \omega \lambda_{dqs} + p \lambda_{qos} \quad (\text{III.28})$$

$$\mathbf{v}'_{qdor} = \mathbf{r}'_r \mathbf{i}'_{qdor} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dqr} + p \lambda'_{qdor} \quad (\text{III.29})$$

$$\begin{cases} \omega = \frac{d\theta}{dt} \\ \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Avec :

$$(\lambda_{dqs})^T = [\lambda_{ds} \quad -\lambda_{ds} \quad 0] \quad (\text{III.31})$$

$$(\lambda'_{dqr})^T = [\lambda'_{dr} \quad -\lambda'_{qr} \quad 0] \quad (\text{III.32})$$

Afin de déterminer les expressions des flux électromagnétiques, on va remplacer les équations (III.2) et (III.6) dans les expressions des flux données par l'équation (III.25) :

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qdos} \\ \lambda'_{qdor} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_s \mathbf{L}_s (\mathbf{K}_s)^{-1} & \mathbf{K}_s \mathbf{L}'_{sr} (\mathbf{K}_r)^{-1} \\ \mathbf{K}_r (\mathbf{L}'_{sr})^T (\mathbf{K}_s)^{-1} & \mathbf{K}_r \mathbf{L}'_r (\mathbf{K}_r)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{qdos} \\ \mathbf{i}'_{qdor} \end{bmatrix} \quad (\text{III.33})$$

On sait que, pour \mathbf{L}_s donnée par l'équation (III.12), on a :

$$\mathbf{K}_s \mathbf{L}_s (\mathbf{K}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

Avec :

$$M = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (\text{III.35})$$

Puisque \mathbf{L}'_r est identique dans la forme à \mathbf{L}_s , alors :

$$\mathbf{K}_s \mathbf{L}'_r (\mathbf{K}_r)^{-1} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + M & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lr} + M & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

On peut montrer que :

$$\mathbf{K}_s \mathbf{L}'_{sr} (\mathbf{K}_r)^{-1} = \mathbf{K}_r (\mathbf{L}'_{sr})^T (\mathbf{K}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.37})$$

Les équations de tensions peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \quad (\text{III.38})$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \quad (\text{III.39})$$

$$v_{os} = r_s i_{os} + p \lambda_{os} \quad (\text{III.40})$$

$$v'_{qr} = r_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + p \lambda'_{qr} \quad (\text{III.41})$$

$$v'_{dr} = r_r i'_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + p \lambda'_{dr} \quad (\text{III.42})$$

$$v'_{or} = r_r i'_{or} + p \lambda'_{or} \quad (\text{III.43})$$

L'indice o désigne les composantes homopolaires. Ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré.

En remplaçant les équations (III.34), (III.36) et (III.37) dans l'équation (III.33), on aura les équations suivantes :

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (\text{III.44})$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (\text{III.45})$$

$$\lambda_{os} = L_{ls} i_{os} \quad (\text{III.46})$$

$$\lambda'_{qr} = L_{lr} i'_{qr} + M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (\text{III.47})$$

$$\lambda'_{dr} = L_{lr} i'_{dr} + M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (\text{III.48})$$

$$\lambda'_{or} = L_{lr} i'_{or} \quad (\text{III.49})$$

En général, on exprime les expressions des tensions et les flux avec des réactances, et non pas avec des inductances.

ω_b : représente la vitesse angulaire (the base electrical angular velocity)

Les équations (III.38) - (III.43) deviennent alors :

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{p}{\omega_b} \psi_{qs} \quad (\text{III.50})$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{p}{\omega_b} \psi_{ds} \quad (\text{III.51})$$

$$v_{os} = r_s i_{os} + \frac{p}{\omega_b} \psi_{os} \quad (\text{III.52})$$

$$v'_{qr} = r_r i'_{qr} + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{dr} + \frac{p}{\omega_b} \psi'_{qr} \quad (\text{III.53})$$

$$v'_{dr} = r_r i'_{dr} - \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{qr} + \frac{p}{\omega_b} \psi'_{dr} \quad (\text{III.54})$$

$$v'_{or} = r_r i'_{or} + \frac{p}{\omega_b} \psi'_{or} \quad (\text{III.55})$$

Où p désigne l'opérateur de dérivation par rapport au temps.

Les flux donnés par les équations (III.44) - (III.49), seront cette fois exprimés en Volts :

$$\psi_{qs} = X_{ls} i_{qs} + X_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (III.56)$$

$$\psi_{ds} = X_{ls} i_{ds} + X_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (III.57)$$

$$\psi_{os} = X_{ls} i_{os} \quad (III.58)$$

$$\psi'_{qr} = X'_{lr} i'_{qr} + X_M (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (III.59)$$

$$\psi'_{dr} = X'_{lr} i'_{dr} + X_M (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (III.60)$$

$$\psi'_{or} = X'_{lr} i'_{or} \quad (III.61)$$

Les équations de tensions (III.38) - (III.43) sont exprimées en fonction des courants et des flux. Il est alors clair que les courants et les flux sont liés et ne peuvent pas être indépendants.

Dans la simulation des machines asynchrones, il est toujours préférable d'exprimer les équations de tensions soit en fonction des courants soit en fonction des flux.

Si on choisit les courants comme des variables d'état, et on remplace les flux par leurs expressions en courants. Alors, les équations précédentes deviennent : (III.62)

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{os} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \\ v'_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \frac{p}{\omega_b} X_{ss} & \frac{\omega}{\omega_b} X_{ss} & 0 & \frac{p}{\omega_b} X_M & \frac{\omega}{\omega_b} X_M & 0 \\ -\frac{\omega}{\omega_b} X_{ss} & r_s + \frac{p}{\omega_b} X_{ss} & 0 & -\frac{\omega}{\omega_b} X_M & \frac{p}{\omega_b} X_M & 0 \\ 0 & 0 & r_s + \frac{p}{\omega_b} X_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{p}{\omega_b} X_M & \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} X_M & 0 & r'_r + \frac{p}{\omega_b} X'_{rr} & \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} X'_{rr} & 0 \\ -\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} X_M & \frac{p}{\omega_b} X_M & 0 & -\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} X'_{rr} & r'_r + \frac{p}{\omega_b} X'_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r'_r + \frac{p}{\omega_b} X'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{or} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$X_{ss} = X_{ls} + X_M \quad (\text{III.63})$$

$$X'_{rr} = X'_{lr} + X_M \quad (\text{III.64})$$

A partir des équations (III.56) - (III.61), on peut avoir la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{os} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \\ \psi'_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{ss} & 0 & 0 & X_M & 0 & 0 \\ 0 & X_{ss} & 0 & 0 & X_M & 0 \\ 0 & 0 & X_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ X_M & 0 & 0 & X'_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & X_M & 0 & 0 & X'_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & X'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{III.65})$$

Si on choisit les flux comme variables d'état, on aura :

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{or} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} X'_{rr} & 0 & 0 & -X_M & 0 & 0 \\ 0 & X'_{rr} & 0 & 0 & -X_M & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{X_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ -X_M & 0 & 0 & X_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & -X_M & 0 & 0 & X_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D}{X'_{lr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{os} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \\ \psi'_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{III.66})$$

Où :

$$D = X_{ss} X'_{rr} - X_M^2 \quad (\text{III.67})$$

En remplaçant l'équation (III.66) dans les équations (III.50) - (III.55), on trouve : (III.68)

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{os} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_s X'_{rr}}{D} + \frac{p}{\omega_b} & \frac{\omega}{\omega_b} & 0 & -\frac{r_s X_M}{D} & 0 & 0 \\ -\frac{\omega}{\omega_b} & \frac{r_s X'_{rr}}{D} + \frac{p}{\omega_b} & 0 & 0 & -\frac{r_s X_M}{D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_s}{X_{ls}} + \frac{p}{\omega_b} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{r'_s X_M}{D} & 0 & 0 & \frac{r'_r X_{ss}}{X'_{rr}} + \frac{p}{\omega_b} & \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} & 0 \\ 0 & -\frac{r'_r X_M}{D} & 0 & -\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} & \frac{r'_r X_{ss}}{X'_{rr}} + \frac{p}{\omega_b} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{r'_r}{X'_{lr}} + \frac{p}{\omega_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{os} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \\ \psi'_{or} \end{bmatrix}$$

Il est important de noter, que les équations des tensions (III.62) contiennent deux dérivées du courant, lorsque les courants sont choisis comme variables d'état. Alors que lorsqu'on choisit les flux comme variables d'état (III.68), on n'en retrouve qu'une seule dérivée du flux.

Dans la simulation des machines asynchrones, il est préférable d'utiliser la représentation avec les flux comme variables d'état.

III.4. Equation du couple électromagnétique exprimé dans un référentiel quelconque :

L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone exprimée avec les courants est donnée par :

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) M (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (III.69)$$

T_e : est positif pour une action motrice.

P : représente le nombre de pôles de la machine asynchrone.

D'autres expressions du couple électromagnétique de la machine asynchrone peuvent être données :

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda'_{qr} i'_{dr} - \lambda'_{dr} i'_{qr}) \quad (\text{III.70})$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (\text{III.71})$$

On peut également exprimer le couple électromagnétique en fonction des flux et des courants, ou bien seulement en fonction des flux :

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \left(\frac{1}{\omega_b}\right) (\psi'_{qr} i'_{dr} - \psi'_{dr} i'_{qr}) \quad (\text{III.72})$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \left(\frac{X_M}{D\omega_b}\right) (\psi_{qs} \psi'_{dr} - \psi'_{qr} \psi_{ds}) \quad (\text{III.73})$$

Où D est défini précédemment dans l'équation (III.67).

III.5. Modélisation de la machine asynchrone : Représentation flux :

On choisit comme vecteur d'état $x^T = [\psi_{qs} \quad \psi_{ds} \quad \psi'_{qr} \quad \psi'_{dr}]$, et comme vecteur de commande $u^T = [v_{qs} \quad v_{ds} \quad v'_{qr} \quad v'_{dr}]$.

Pour résumer, nous allons présenter les différentes équations de tensions, de courants et de flux de la machine asynchrone :

- **Equations des tensions :**

Les équations des tensions en fonction des flux sont données par l'équation (III.68).

- **Equations des courants :**

A partir de l'équation (III.67), on peut écrire :

$$i_{qs} = \frac{1}{D} [X_{rr'} \psi_{qs} - X_M \psi_{qr'}] \quad (\text{III.74})$$

$$i_{ds} = \frac{1}{D} [X_{rr'} \psi_{ds} - X_M \psi_{dr'}] \quad (\text{III.75})$$

$$i_{qr'} = \frac{1}{D} [-X_M \psi_{qs} + X_{ss} \psi_{qr'}] \quad (\text{III.76})$$

$$i_{dr'} = \frac{1}{D} [-X_M \psi_{ds} + X_{ss} \psi_{dr'}] \quad (\text{III.77})$$

• **Equations des flux :**

Les équations des flux électromagnétiques en fonction des courants statoriques et rotoriques sont données par les équations suivantes :

$$\psi_{qs} = X_{ss} i_{qs} + X_M i_{qr'} \quad (\text{III.78})$$

$$\psi_{ds} = X_{ss} i_{ds} + X_M i_{dr'} \quad (\text{III.79})$$

$$\psi_{qr'} = X_M i_{qs} + X_{rr'} i_{qr'} \quad (\text{III.80})$$

$$\psi_{dr'} = X_M i_{ds} + X_{rr'} i_{dr'} \quad (\text{III.81})$$

A partir de l'équation (III.68), on tire les équations des tensions suivantes :

$$v_{qs} = \left(\frac{r_s X_{rr'}}{D} \right) \psi_{qs} + \left(\frac{1}{\omega_b} \right) \dot{\psi}_{qs} + \left(\frac{\omega}{\omega_b} \right) \psi_{ds} - \left(\frac{r_s X_M}{D} \right) \psi_{qr'} \quad (\text{III.82})$$

$$v_{ds} = - \left(\frac{\omega}{\omega_b} \right) \psi_{qs} + \left(\frac{r_s X_{rr'}}{D} \right) \psi_{ds} + \left(\frac{1}{\omega_b} \right) \dot{\psi}_{ds} - \left(\frac{r_s X_M}{D} \right) \psi_{dr'} \quad (\text{III.83})$$

$$v_{qr'} = - \left(\frac{r_s X_M}{D} \right) \psi_{qs} + \left(\frac{r_r' X_{ss}}{D} \right) \psi_{qr'} + \left(\frac{1}{\omega_b} \right) \dot{\psi}_{qr'} - \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi_{dr'} \quad (\text{III.84})$$

$$v_{dr'} = - \left(\frac{r_s X_M}{D} \right) \psi_{ds} + \left(\frac{r_r' X_{ss}}{D} \right) \psi_{dr'} + \left(\frac{1}{\omega_b} \right) \dot{\psi}_{dr'} - \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi_{qr'} \quad (\text{III.85})$$

D'où :

$$\dot{\psi}_{qs} = -\omega_b \left(\frac{r_s X_{rr'}}{D} \right) \psi_{qs} - \omega \psi_{ds} + \omega_b \left(\frac{r_s X_M}{D} \right) \psi_{qr'} + \omega_b v_{qs} \quad (\text{III.86})$$

$$\dot{\psi}_{ds} = -\omega_b \left(\frac{r_s X_{rr'}}{D} \right) \psi_{ds} - \omega \psi_{qs} + \omega_b \left(\frac{r_s X_M}{D} \right) \psi_{dr'} + \omega_b v_{ds} \quad (\text{III.87})$$

$$\dot{\psi}_{qr'} = \omega_b \left(\frac{r_r' X_M}{D} \right) \psi_{qs} - \omega_b \left(\frac{r_r' X_{ss}}{D} \right) \psi_{qr'} - (\omega - \omega_r) \psi_{dr'} + \omega_b v_{qr'} \quad (\text{III.88})$$

$$\dot{\psi}_{dr'} = -\omega_b \left(\frac{r_r' X_{ss}}{D} \right) \psi_{dr'} + \omega_b \left(\frac{r_r' X_{ss}}{D} \right) \psi_{ds} + (\omega - \omega_r) \psi_{qr'} + \omega_b v_{dr'} \quad (\text{III.89})$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des flux est donnée par :

$$T_e = \left(\frac{3p}{4} \right) \left(\frac{X_M}{D\omega_b} \right) [\psi_{qs}\psi_{dr'} - \psi_{qr'}\psi_{ds}] \quad (\text{III.90})$$

Le couple électromagnétique et la vitesse sont liés par l'équation mécanique suivante :

$$\dot{\omega}_r = \left(\frac{p}{2J} \right) (T_e - T_L) \quad (\text{III.91})$$

J : représente le moment d'inertie de la machine.

p : représente le nombre de pôles de la machine.

T_L : représente le couple résistant de la machine.

III.6. Résultats de simulation :

III.6.1. Simulation de la machine en régime sain :

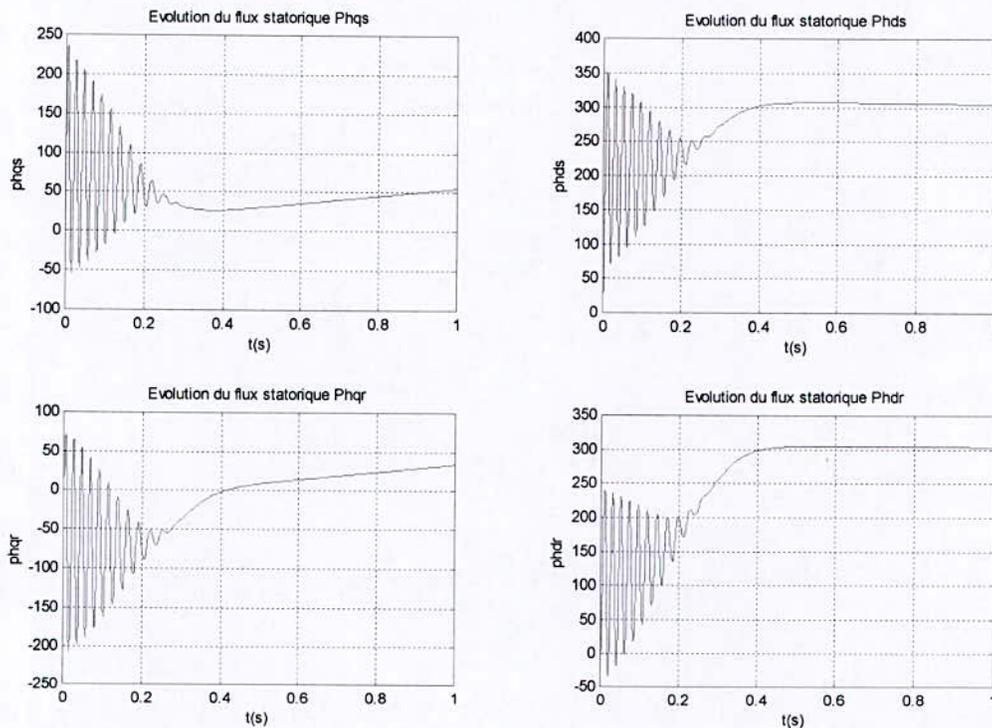


Figure III.2 : Evolution des flux statoriques et rotoriques

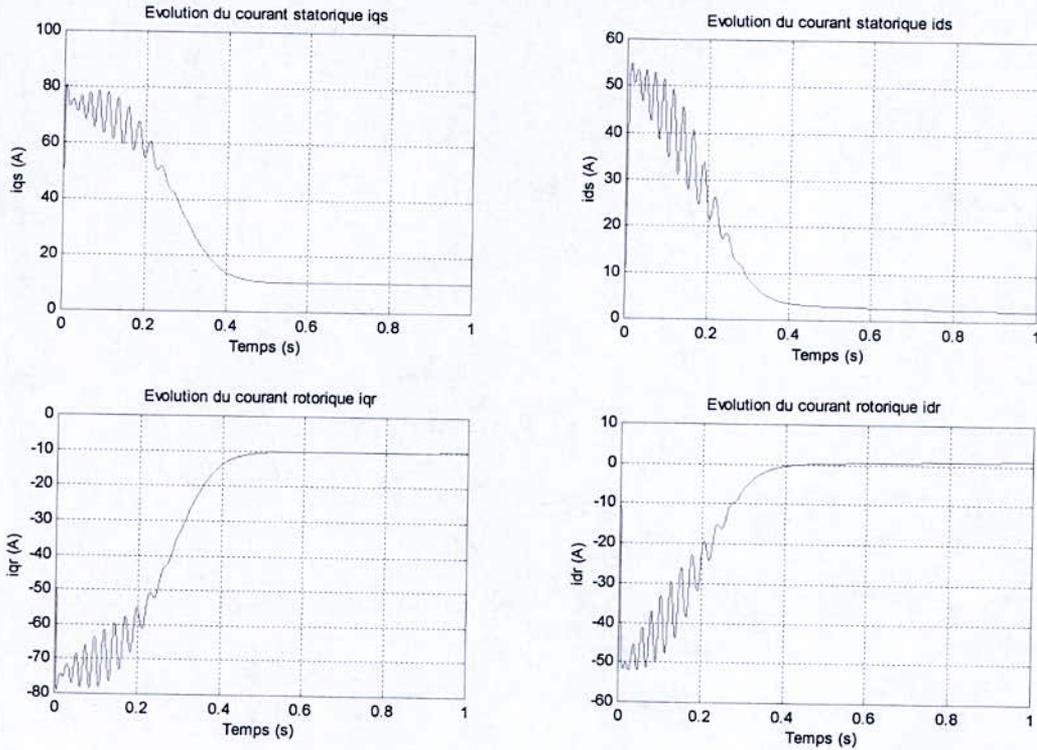


Figure III.3 : Evolution des courants statoriques et rotoriques

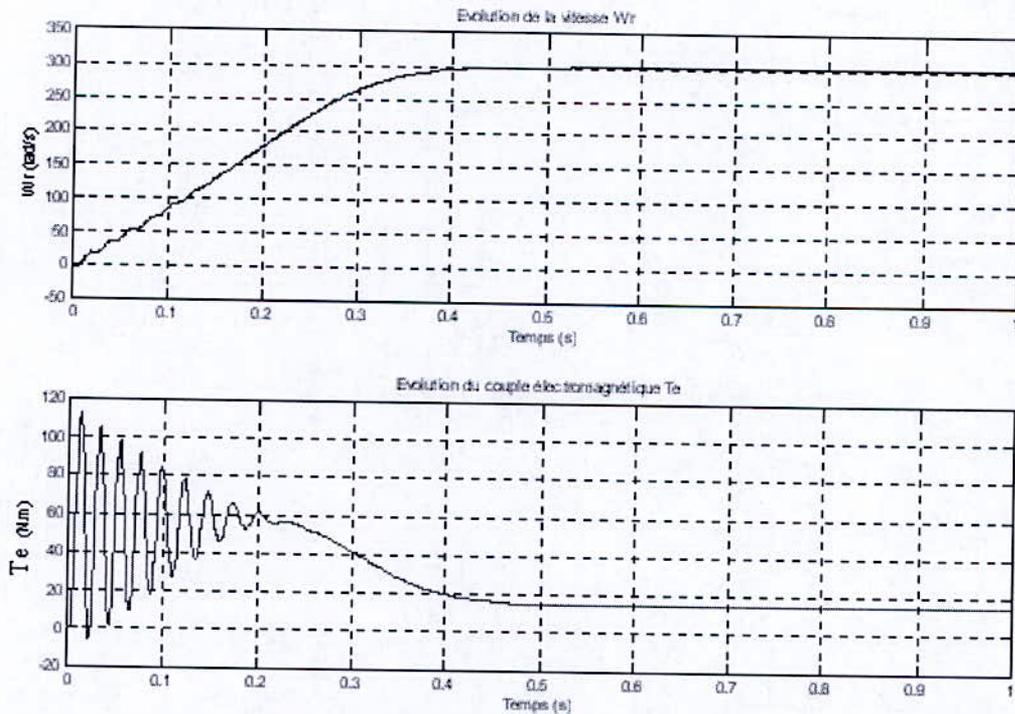


Figure III.4 : Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique

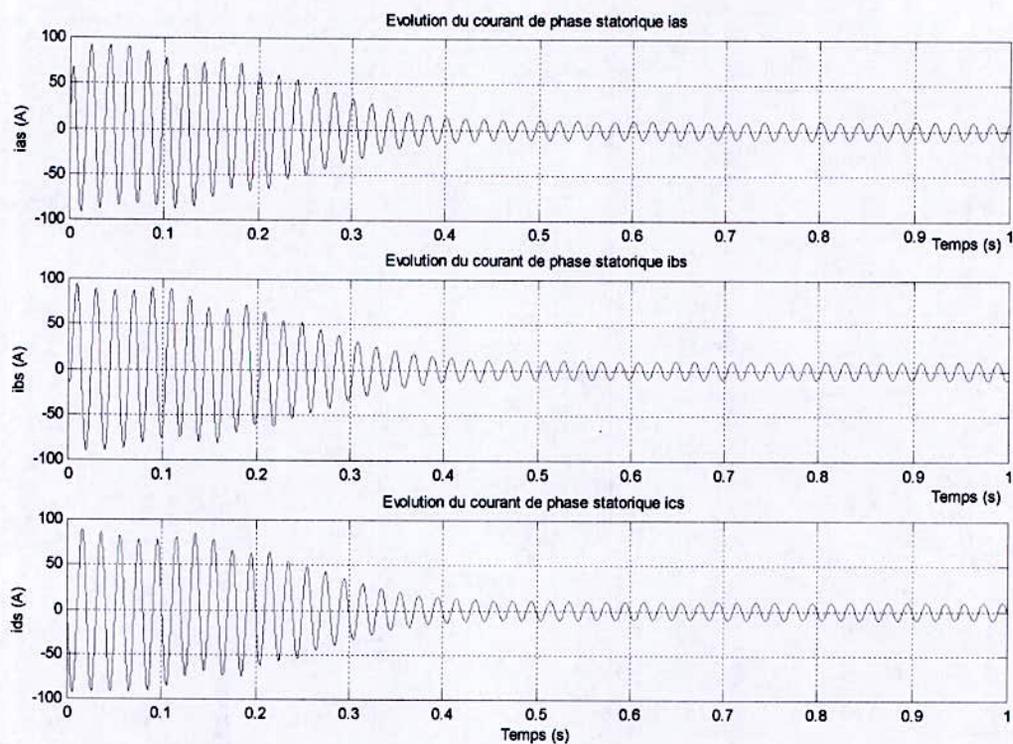


Figure III.5 : Evolution des courants de phases statoriques

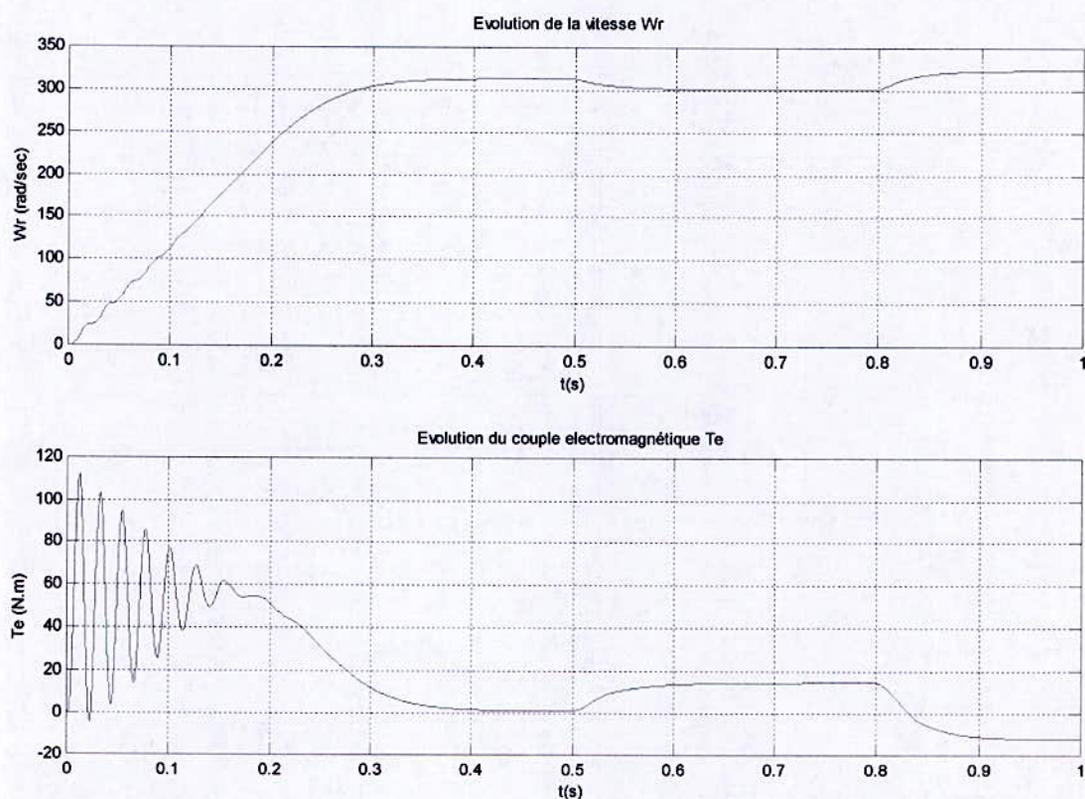


Figure III.6 : Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique :
Variation du couple résistant

Commentaires :

Dans les simulations effectuées, on a choisit un repère orthogonal (d, q) lié au champs tournant $(\omega = \omega_s)$:

- Les flux statoriques et rotoriques dans le repère de Park sont présentés dans la figure (III.2) : Après le régime transitoire de la machine asynchrone, les valeurs des flux se stabilisent, car le repère choisi est lié au champs tournant.
- La montée en vitesse (figure III.4), est quasi linéaire au début du démarrage. La durée de mise en vitesse est d'environ 0.4 sec, la machine étant chargée. La vitesse atteinte est proche de 300 rad /sec.
On note des oscillations du couple électromagnétique instantané lors la mise sous tension pendant une durée d'environ 0.4 sec. A la fin de la phase de démarrage, le couple électromagnétique ne s'annule pas parce que la machine est chargée avec un couple résistant de 13.45 N.m.
- A partir de la figure (III.5), on note le classique appel du courant lors de la mise sous tension de la machine asynchrone. Le courant atteint une valeur maximale d'environ 7 à 8 fois le courant nominal de la machine.
- Lorsque on applique un couple résistant de 13.45 N.m à l'instant $t = 0.5$ sec (figure III.6), on remarque une augmentation du couple électromagnétique qui sera sensiblement égal à la valeur du couple résistant, et par conséquent, une diminution de la vitesse angulaire. A l'instant $t = 0.8$ sec, on applique un couple résistant de $C_r = -13.45$ N.m, on constate l'effet inverse, c'est à dire une diminution du couple et une augmentation de la vitesse.

III.6.2. Comparaison entre le multiobservateur et l'observateur de Luenberger linéaire :

Dans cette partie, nous allons montrer les résultats de simulation d'une machine asynchrone saine associée aux observateurs linéaires puis à un multiobservateur de Luenberger. Nous allons mettre en évidence la capacité de ces observateurs à reproduire le modèle de Park de la machine asynchrone. Une étude comparative illustrera la différence entre les observateurs linéaires et les multiobservateurs.

- **Observateur de Luenberger linéaire d'ordre plein :**

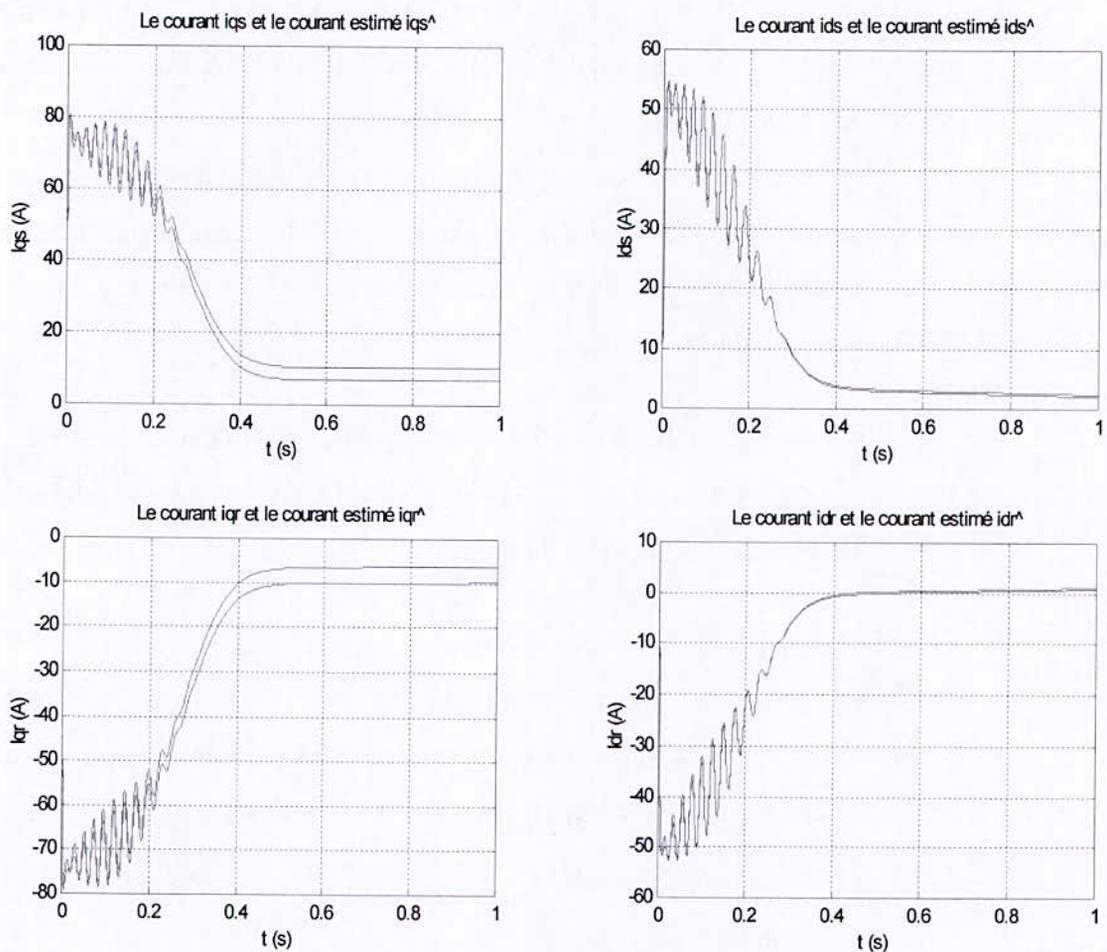


Figure III.7 : Evolution des courants de Park réels et estimés

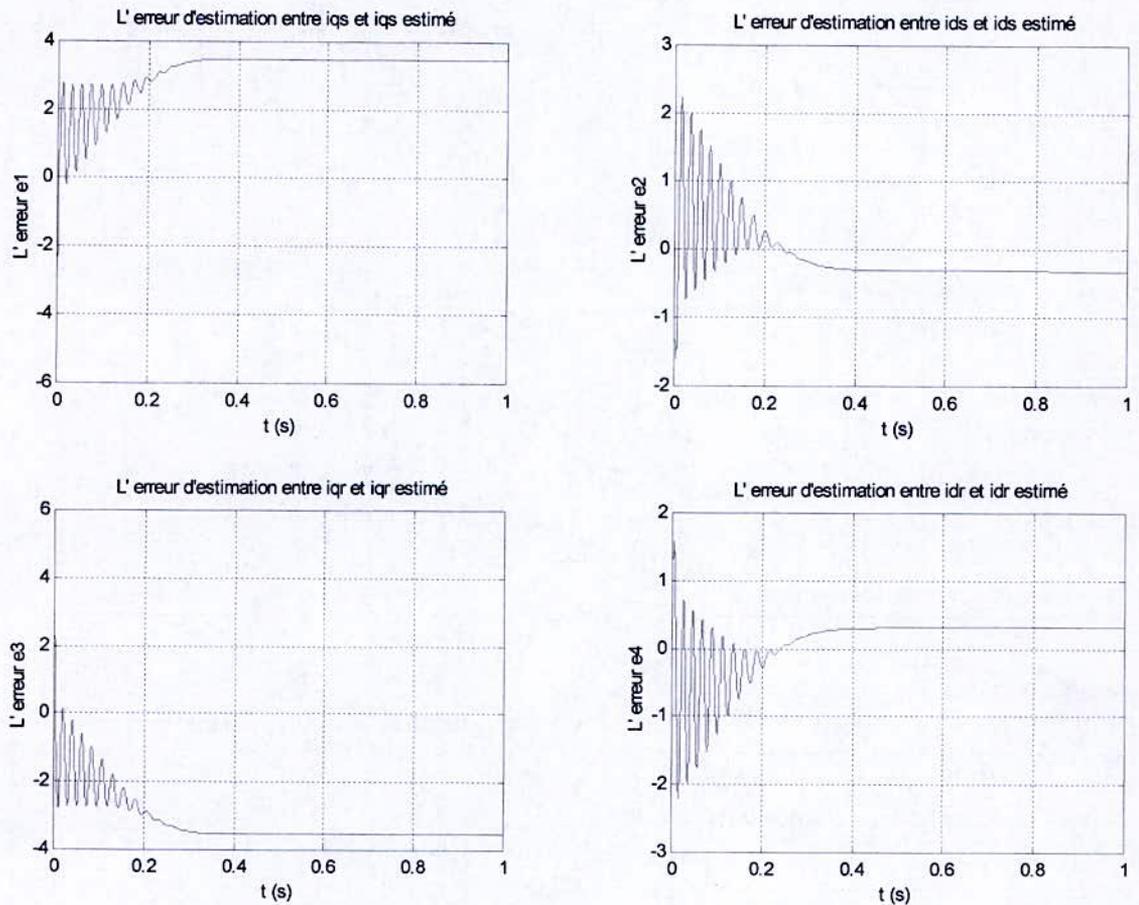


Figure III.8 : Evolution de l'erreur d'estimation sur les courants de Park

Commentaires :

La figure (III.7) nous donne l'évolution des courants de Park réels et estimés en régime sain. On remarque un décalage clair entre les grandeurs réelles et les grandeurs estimées. La figure (III.8) qui représente l'erreur d'estimation, illustre bien cette différence qui n'est pas nulle.

- **Multiobservateur de Luenberger :**

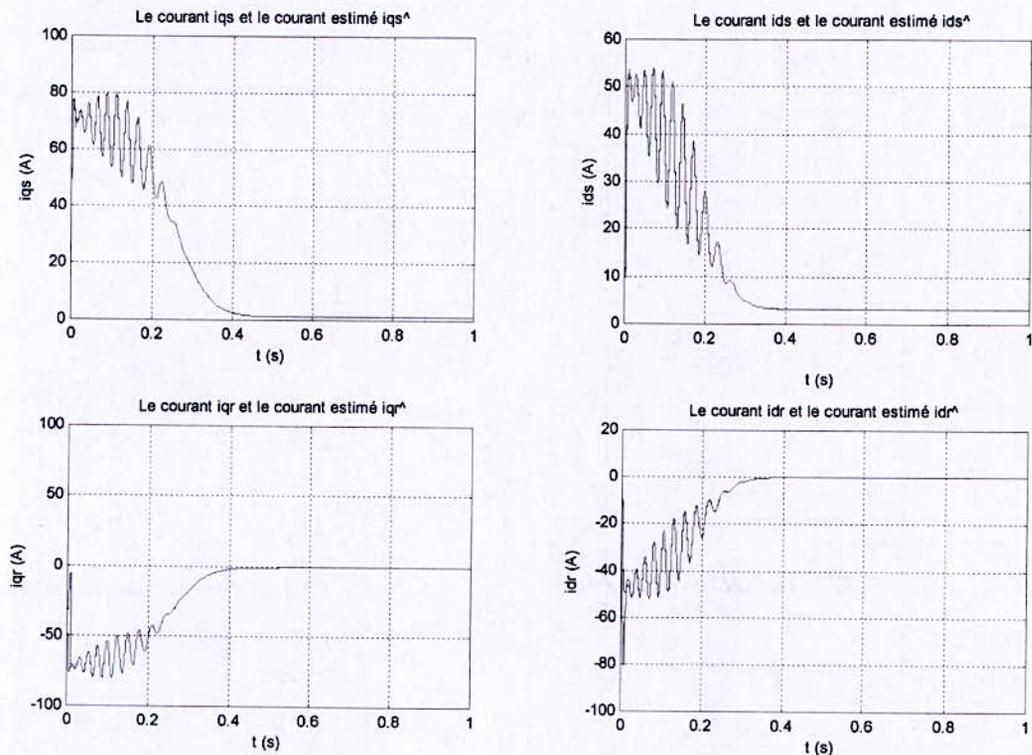


Figure III.9 : Evolution des courants de Park réels et estimés

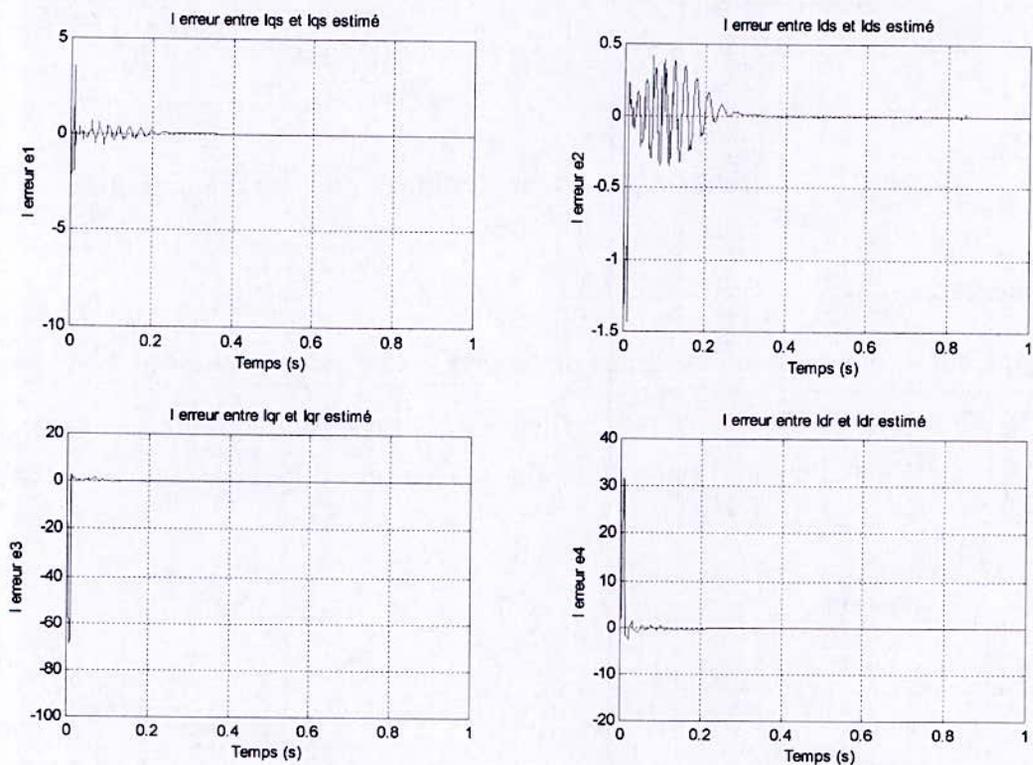


Figure III.10 : Evolution de l'erreur d'estimation sur les courants de Park

Commentaires :

- L'estimation des grandeurs caractéristiques de la machine asynchrone en régime sain, à base d'un multiobservateur de Luenberger nous a permis d'obtenir les résultats illustrés dans les figures ci – dessus. On remarque que les graphes des courants de Park sont superposés. La figure (III.9) montre cette superposition.
- La figure (III.10) illustre l'erreur d'estimation qui est de l'ordre de 0.01 %. L'avantage du multiobservateur apparaît clairement si on compare cette erreur d'estimation avec celle obtenue dans le cas linéaire. Nous constatons que cette approche d'observation donne entière satisfaction.

Comparaison :

Les performances du multiobservateur peuvent être appréciées à partir des simulations réalisées précédemment. En effet, pour un même placement de pôles, les résultats obtenus par un multiobservateur s'avère meilleurs à ceux obtenus en utilisant un observateur linéaire.

Dorénavant, on adoptera un multiobservateur de Luenberger lorsqu'il s'agit de reconstruire une partie ou l'ensemble des états de la machine.

III.6.3. Simulation de la machine en régime de défauts :

Dans cette partie, nous nous intéressons à la détection des défauts se traduisant par des variations des grandeurs statoriques et rotoriques. Le vecteur de défauts est représenté par les variations des grandeurs statoriques et rotoriques autour de leurs valeurs nominales :

$$f = \begin{bmatrix} \Delta R_s \\ \Delta L_s \\ \Delta R_r \\ \Delta L_r \end{bmatrix} \quad (III.92)$$

Le modèle défaillant de la machine asynchrone s'écrira alors sous la forme suivante :

$$\dot{x} = f(x,u) + E_f(x)f \quad (III.93)$$

Où $E_f(x)$ représente les distributions vectorielles déterminées en effectuant un développement de Taylor de $f(x,u)$ autour des valeurs nominales des paramètres considérés :

$$E_f(x) = \left. \frac{\partial A(x,u)}{\partial f} \right|_{R_{s0}, L_{s0}, R_{r0}, L_{r0}} \quad (\text{III.94})$$

$R_{s0}, L_{s0}, R_{r0}, L_{r0}$: représentent les valeurs nominales des paramètres de la machine asynchrone.

➤ **Variation de la résistance statorique :**

Un défaut au niveau du stator se manifeste par une augmentation de la résistance statorique et une diminution des autres paramètres, c'est à dire la résistance rotorique et les inductances de fuite statoriques et rotoriques. Pour illustrer ceci, on a provoqué une augmentation de la résistance statorique .

Les résultats de simulation sont présentés sur les graphes suivants :

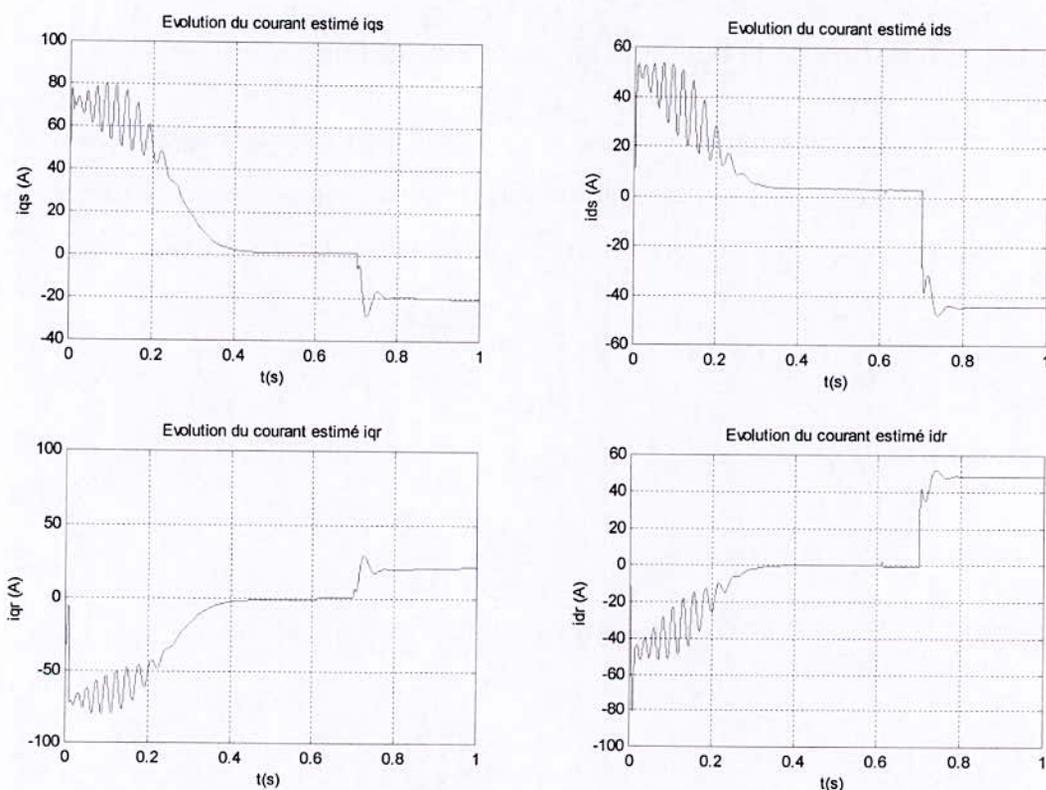


Figure III.11 : Evolution des courants statoriques et rotoriques de Park estimés :

Application du défaut à $t = 0.7$

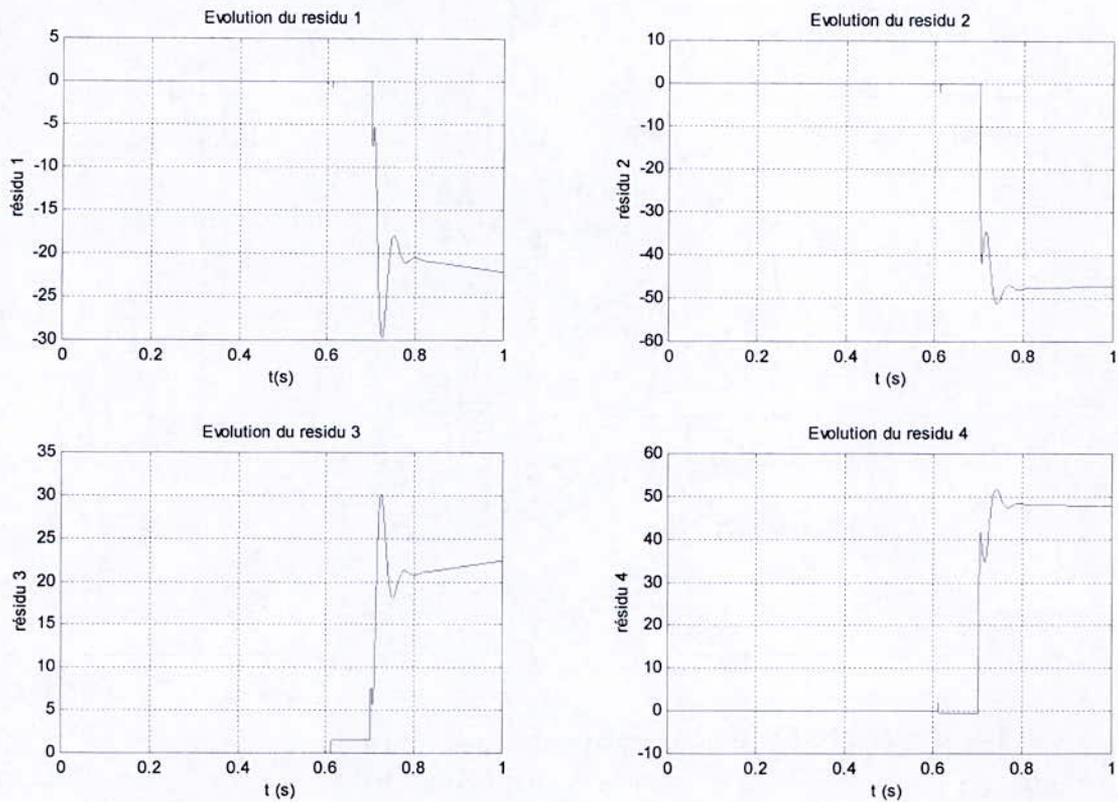


Figure III.12 : Evolution des résidus

Commentaires :

- L'augmentation de la résistance statorique provoque une diminution des courants statoriques. Les courants rotoriques augmentent car la résistance rotorique diminue.
- Les résidus restent nuls tant qu'il n'y a pas une variation des paramètres de la machine. La figure (III.12) présente le comportement des résidus dès qu'un défaut engendre une variation dans la résistance statorique qui apparaît à $t = 0.7$ sec. En effet, les résidus ne sont plus nuls, ce qui nous servira d'indicateurs de défauts.

➤ **Variation de la résistance rotorique :**

Un défaut au niveau du rotor se manifeste par une augmentation de la résistance rotorique et une diminution des autres paramètres. Pour illustrer ceci, on a provoqué une augmentation de la résistance rotorique.

Les résultats de simulation sont présentés sur les graphes suivants :

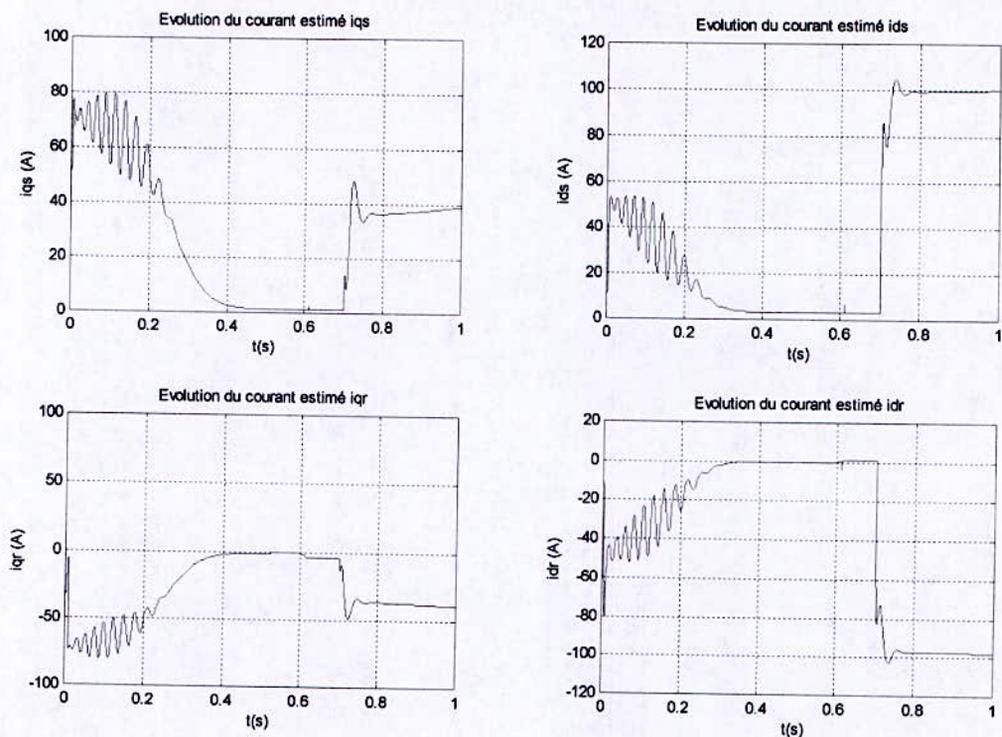


Figure III.13 : Evolution des courants statoriques et rotoriques de Park estimés: Application du défaut à $t = 0.7$

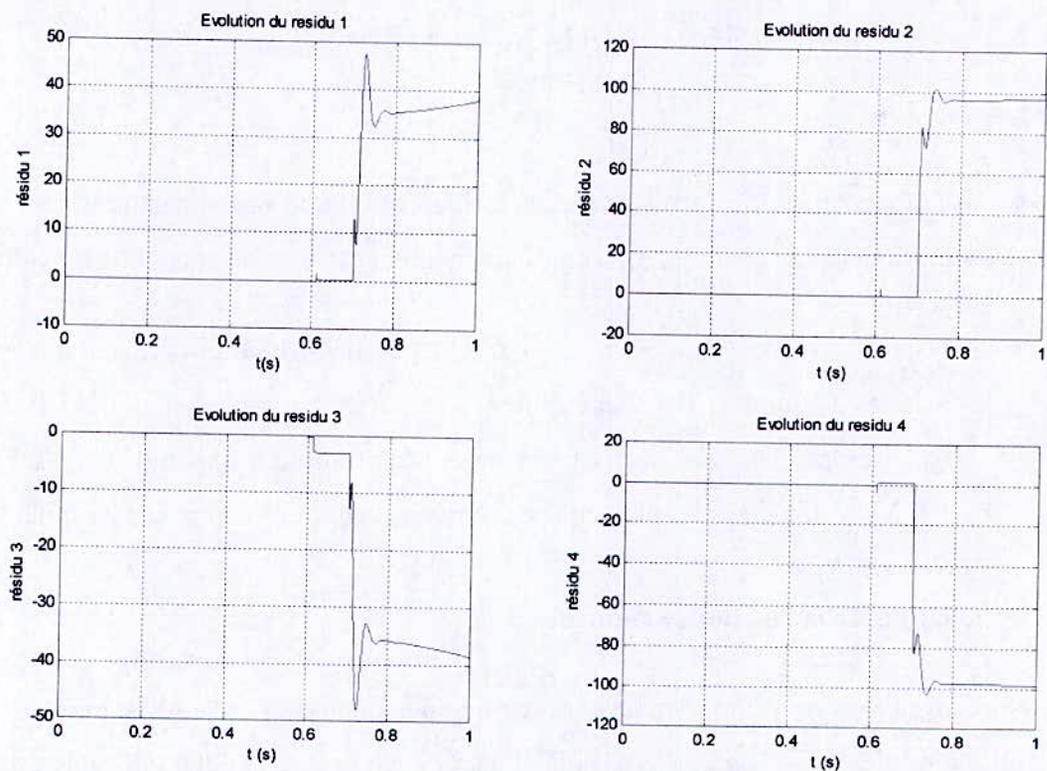


Figure III.14 : Evolution des résidus

Commentaires :

- L'augmentation de la résistance rotorique provoque une diminution des courants rotoriques. Les courants statoriques augmentent car la résistance statorique diminue.
- Les résidus restent nuls tant qu'il n'y a pas une variation des paramètres de la machine. La figure (III.14) présente le comportement des résidus dès qu'un défaut engendre une variation dans la résistance statorique qui apparaît à $t = 0.7$ sec.

III.7. Conclusion :

Les résultats de simulations présentés dans ce chapitre ont permis de mettre en évidence l'évolution des différentes grandeurs de la machine en régime sain et en régime de défauts. Pour la détection des défauts, on a utilisé un multiobservateur de Luenberger, car ces performances sont nettement plus meilleures que celles d'un observateur de Luenberger linéaire.

La modélisation de Park est une projection des trois phases de la machine asynchrone sur un repère biphasé orthogonal. Elle a été introduite comme approche pour l'analyse des machines électriques. Dans cette modélisation, la machine est supposée équilibrée : la composante homopolaire est donc nulle. Si le système n'était pas équilibré (défaut d'alimentation, défauts de bobinage ou encore défauts de circuit magnétique), cette représentation biphasé ne serait plus valide et ne permettrait pas d'obtenir un découplage aussi intéressant que celui offert par le modèle de Park.

On peut dire que le modèle de Park est simple, ce qui nous aide dans la synthèse des observateurs, mais cette représentation biphasé nous cache beaucoup d'information qui peuvent nous être utile dans le diagnostic des défauts de la machine asynchrone. Dès qu'un défaut s'instaure dans la machine (dissymétrie de l'alimentation), le modèle de Park n'est plus valide.

Il est donc intéressant de chercher à développer d'autres types de modélisations, qui permettent de présenter au mieux le comportement de la machine asynchrone en régime de défauts. Nous allons présenter dans le chapitre suivant une nouvelle approche de modélisation (Winding Function Theory) qui prend en considération les différents défauts de la machine asynchrone.

Chapitre IV :

Modélisation de la machine asynchrone en régime de défauts

Introduction :

Dans ce chapitre nous allons présenter une autre méthode de modélisation de la machine asynchrone, cette méthode prend en considération les défauts statoriques et rotoriques de la machine. Elle est basée sur la théorie du couplage électromagnétique des circuits électriques.

Un système d'équations différentielles décrivant la machine asynchrone en présence de défauts statoriques et rotoriques est également présenté.

Cette modélisation nécessite une étude précise et rigoureuse des signatures des défauts de la machine asynchrone.

Beaucoup de machines asynchrones sont utilisées dans des situations critiques en industrie. Une défaillance dans la machine peut causer des dégâts considérables dans l'unité de production. Cependant, de nombreux travaux ont été publiés sur les différents défauts de la machine asynchrone, ainsi que les principales tâches du diagnostic : la classification des défauts et l'évaluation de la sévérité des défauts (court-circuit statorique, cassure de barre rotorique, excentricité ...). Cette tâche peut être accomplie en utilisant une base de données contenant des informations liées aux différents défauts de la machine, et issues à partir de l'analyse spectrale des variables de la machine, comme par exemple les courants statoriques, puissance instantanée du stator, ou bien le couple électromagnétique. Actuellement, la disponibilité d'un modèle de simulation de la machine asynchrone en situation de défauts est devenu quelque chose de très intéressant. L'objectif de ce chapitre est de développer un modèle correcte qui sera capable de prédire les performances de la machine asynchrone en régime de défauts.

IV.1. Modélisation de la machine asynchrone en régime de défauts :

IV.1.1. Défauts de courts-circuits statoriques :

IV.1.1.1. Modélisation du circuit rotorique :

Dans ce type de modélisation, le rotor est constitué de n mailles rotoriques. On considère que chaque maille comporte deux barres rotoriques adjacentes, ainsi que deux portions d'anneaux entre les deux barres. Chaque barre rotorique et portion d'anneau, est remplacé par un circuit qui caractérise la nature résistive et inductive de la cage rotorique.

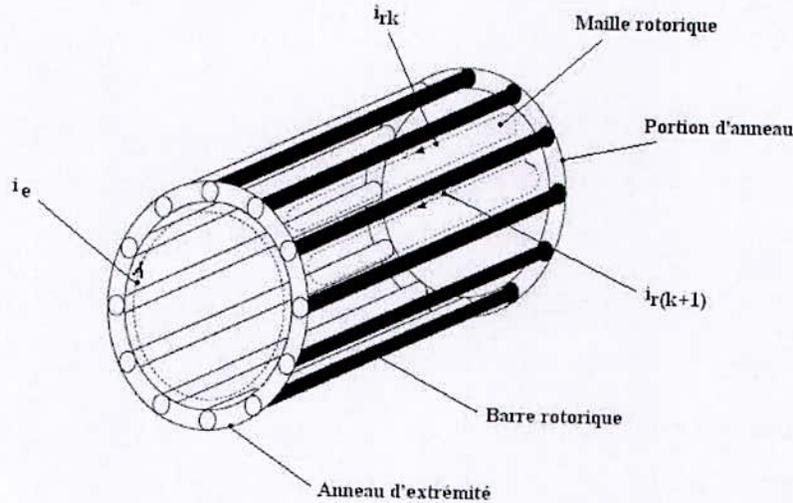


Figure IV.1 : Rotor à cage d'écurueil

IV.1.1.2. Calcul des inductances :

Les inductances de la machine sont calculées en utilisant la théorie du Winding Function Theory. Cette partie est très importante, elle nous permet de simuler le comportement de la machine asynchrone en régime sain, et en particulier en situation de défauts.

- **Inductances propres :**

L'inductance propre de la $k^{\text{ème}}$ maille est donnée par l'expression suivante [MUN99]:

$$L_{kk} = \frac{\mu_0 l r}{g} \int_0^{2\pi} N_k^2(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 l r}{g} \alpha_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (\text{IV.1})$$

$N_k(\theta)$: représente la densité du bobinage statorique.

Pour une machine équilibrée, l'inductance de magnétisation s'obtient en utilisant l'expression suivante [KRA87] :

$$L_{ms} = \frac{\mu_0 l r}{g} \int_0^{2\pi} \left(\frac{N_s}{2} \cos(\phi_s) \right)^2 d\phi_s = \frac{\mu_0 l r}{g} \alpha_r \left(\frac{N_s}{2} \right)^2 \quad (\text{IV.2})$$

• **Inductances mutuelles :**

L'inductance mutuelle entre la $k^{\text{ème}}$ et la $i^{\text{ème}}$ maille est donnée par [MUN99] :

$$L_{ki} = \frac{\mu_0 l r}{g} \int_0^{2\pi} N_k(\theta) N_i(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 l r}{g} \left(-\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (\text{IV.3})$$

L_{kk} et L_{ki} : sont des constantes qui dépendent seulement de la géométrie du rotor.

g : représente l'épaisseur d'entrefer.

l : représente la longueur utile de la machine.

r : représente le rayon moyen d'entrefer.

μ_0 : représente la perméabilité d'entrefer.

Pour une machine asynchrone équilibrée, un calcul mathématique nous permet de déterminer les inductances mutuelles, nous aurons ainsi :

$$L_{12} = L_{13} = L_{23} = -\frac{L_{ms}}{2} \quad (\text{IV.4})$$

• **Inductances mutuelles stator – rotor :**

L'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique est donnée de la même manière par l'expression suivante [MUN99]:

$$L_{xk} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} N_x(\theta) N_k(\theta) d\theta = N_s \frac{\mu_0 r l}{g} \sin(\delta) \sin(\theta_k + \delta + \gamma) \quad (\text{IV.5})$$

Si on remplace dans l'équation (IV.5) par :

$$\begin{cases} \delta = \frac{\alpha_r}{2} \\ \theta_k = \theta_r + (k-1)\alpha_r \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

On aura alors :

$$L_{xk} = L_m \sin(\theta_r + (k-1)\alpha_r + \delta + \gamma) \quad (\text{IV.7})$$

Avec :

$$L_m = N_s \frac{\mu_0 r l}{g} \sin(\delta) = \frac{4 \sin(\delta)}{\pi N_s} L_{ms} \quad (\text{IV.8})$$

L'équation de maille du $k^{\text{ème}}$ circuit rotorique est donné par :

$$2(R_b + R_e)i_{rk} - R_b i_{r(k-1)} - R_b i_{r(k+1)} + p\lambda_{rk} = 0 \quad (\text{IV.9})$$

R_b : représente la résistance d'une barre rotorique.

R_e : représente la résistance d'une portion d'anneau.

λ_{rk} : représente le flux total traversant la $k^{\text{ème}}$ maille.

i_{rk} : représente le courant traversant la $k^{\text{ème}}$ maille.

On définit la résistance et l'inductance de fuite équivalentes :

$$R_0 = 2(R_b + R_e) \quad (\text{IV.10})$$

$$L_0 = 2(L_b + L_e) \quad (\text{IV.11})$$

La structure des mailles rotoriques est représentée sur la figure suivante :

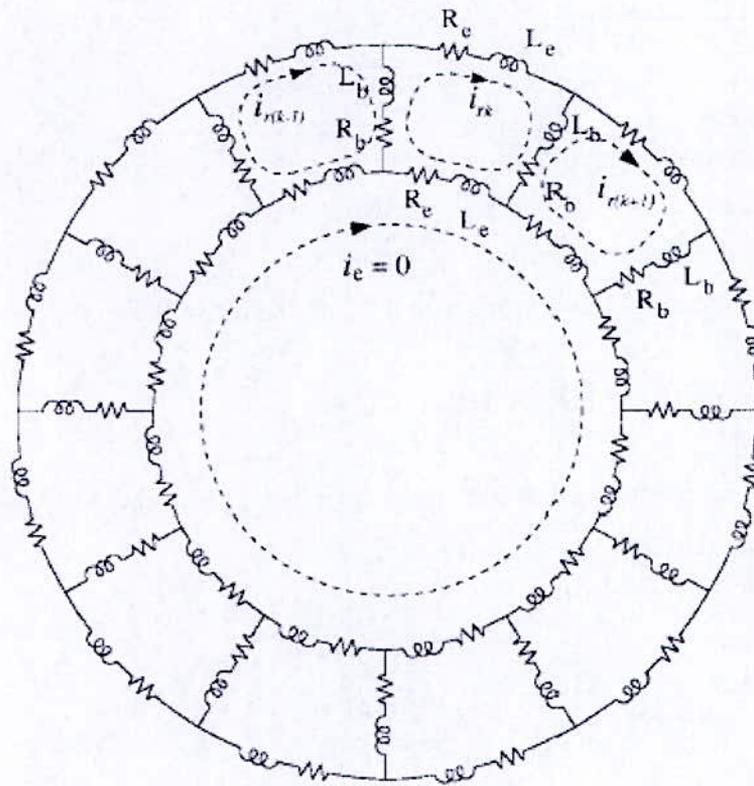


Figure IV.2 : Circuit équivalent de la cage rotorique [MUN99]

- **Le circuit d'anneau :**

L'équation du circuit d'anneau est donnée par l'expression suivante :

$$nR_e i_e - R_e \sum_1^n i_{rj} + p\lambda_{re} = 0 \quad (\text{IV.12})$$

i_e : représente le courant d'anneau.

i_{rj} : représente le courant traversant la $j^{\text{ème}}$ maille.

λ_{re} : représente le flux qui traverse le circuit d'anneau.

- **Les équations des flux :**

Le flux qui traverse la $k^{\text{ème}}$ maille est donné par l'équation suivante :

$$\lambda_{rk} = L_{kk} i_{rk} + \sum_{j=1, j \neq k}^n L_{kj} i_{rj} + L_0 i_{rk} - L_b (i_{r(k+1)} + i_{r(k-1)}) - L_e i_e \quad (\text{IV.13})$$

$$\lambda_{re} = nL_e i_e - \sum_{j=1}^n L_e i_{rj} \quad (IV.14)$$

L_b : représente l'inductance de fuite d'une barre rotorique.

L_e : représente l'inductance de fuite d'une portion d'anneau.

L_{kk} : représente l'inductance propre de la k^{ème} maille.

L_{kj} : représente l'inductance mutuelle entre la k^{ème} maille et la j^{ème} maille

• Calcul des matrices **RR** et **LR** :

En supposant que toutes les mailles sont identiques, on peut écrire les équations des tensions rotoriques sous la forme matricielle suivante :

$$\underline{0} = r_r \underline{i}_r + p \underline{\lambda}_r \quad (IV.15)$$

$$\underline{\lambda}_r = \mathbf{LR} + \mathbf{LSR} i_s \quad (IV.16)$$

Où :

$\underline{0}$: représente le vecteur nul du à la cage d'écureuil.

r_r : représente la matrice des résistances rotoriques équivalente.

La matrice **RR** est donnée par :

$$\mathbf{RR} = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & -R_b & -R_e \\ -R_b & R_0 & -R_b & 0 & 0 & \vdots & \vdots & 0 & -R_e \\ 0 & -R_b & R_0 & -R_b & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & -R_e \\ \vdots & 0 & -R_b & R_0 & -R_b & 0 & \vdots & \vdots & -R_e \\ \vdots & -R_e \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ -R_e & -nR_e \end{bmatrix} \quad (IV.17)$$

La matrice **LR** est donnée par :

$$\mathbf{LR} = \begin{bmatrix} L_0 & -L_b & 0 & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & -L_b & -L_e \\ -L_b & L_0 & -L_b & 0 & 0 & \vdots & \vdots & 0 & -L_e \\ 0 & -L_b & L_0 & -L_b & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & -L_e \\ \vdots & 0 & -L_b & L_0 & -L_b & 0 & \vdots & \vdots & -L_e \\ \vdots & -L_e \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ -L_e & -nL_e \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

Les inductances mutuelles stator – anneau et rotor – anneau sont nulles parce que le l’anneau est placé dans un plan parallèle avec les lignes de champ magnétique.

IV.1.1.3. Mise sous forme d’état :

On a les équations des flux statoriques et rotorique suivantes :

$$\lambda_s = \mathbf{LS} i_s + \mathbf{LSR} i_r \quad (\text{IV.19})$$

$$\lambda_r = \mathbf{LR} i_r + \mathbf{LRS} i_s \quad (\text{IV.20})$$

Suite à la structure symétrique de la machine asynchrone, on peut écrire :

$$\mathbf{LRS} = \mathbf{LSR}^T \quad (\text{IV.21})$$

Si on ramène tout les grandeurs rotoriques au stator, on peut alors écrire :

$$\begin{cases} i_r = N_s i_r' \\ \psi_r' = N_s \psi_r \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

Et :

$$\begin{cases} L_R' = (N_s)^2 L_R \\ R_R' = (N_s)^2 R_R \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

On aura finalement :

$$\begin{cases} p\psi_s = \omega_b (V_s - \mathbf{RS} i_s) \\ p\psi_r = -\omega_b \mathbf{RR}' i_r' \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

p : représente l'opérateur de dérivation

• **Expressions des courants :**

Les expressions des flux statoriques et rotoriques en fonction des courants sont données par :

$$\begin{cases} \psi_s = X_S i_s + X_{SR}' i_r' \\ \psi_r = X_{RS}' i_r' + X_{RS} i_s \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

Avec :

$$\begin{cases} X_{SR}' = N_S L_{SR} \\ X_{RS}' = N_S L_{RS} \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

On aura alors les expressions des courants suivantes :

$$\begin{cases} i_s = \left[X_S - X_{SR}' (X_R')^{-1} X_{RS}' \right]^{-1} \left[\psi_s - X_{SR}' (X_R')^{-1} i_r' \right] \\ i_r' = \left[X_R' - X_{RS}' (X_S')^{-1} X_{SR}' \right]^{-1} \left[\psi_r - X_{RS}' (X_S')^{-1} \psi_s \right] \end{cases} \quad (\text{IV.27})$$

L'expression du couple électromagnétique de la machine est fonction de l'inductance mutuelle stator – rotor , ainsi que des courants statoriques et rotoriques [MUN99] :

$$C_{em} = \frac{2}{p} i_s'^T \frac{\partial \mathbf{LSR}'}{\partial \theta_r} i_r' \quad (\text{IV.28})$$

L'expression qui relie la vitesse de la machine au couple électromagnétique est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$\left(\frac{2J}{p} \right) \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (\text{IV.29})$$

J : représente le moment d'inertie de la machine.

C_r : représente le couple résistant.

C_f : représente le couple de frottement.

IV.1.1.4. Modélisation des défauts de courts – circuits statoriques :

On suppose que le rotor est sain. Dans le modèle précédent, on doit tenir compte des paramètres évolutifs. Evidemment, la matrice des résistances statoriques \mathbf{RS} est variable , ainsi que la matrice des inductances statoriques \mathbf{LS} .

➤ **Calcul des inductances :**

Soit N_s le nombre de spires en régime sain de la machine asynchrone. Un court – circuit statorique conduira à une diminution dans le nombre de spires de chaque phase statorique.

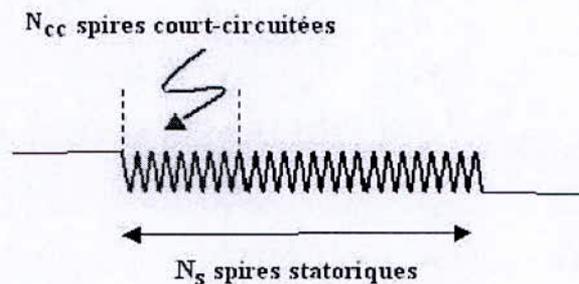


Figure IV.3 : Schématisation d'un court-circuit dans une phase statorique

On définit les coefficients de court – circuit suivants :

$$k_{1cc} = \frac{N_{cc1}}{N_s} : \text{Coefficient de court – circuit relatif à la 1}^{\text{ère}} \text{ phase statorique}$$

$$k_{2cc} = \frac{N_{cc2}}{N_s} : \text{Coefficient de court – circuit relatif à la 2}^{\text{ème}} \text{ phase statorique}$$

$$k_{3cc} = \frac{N_{cc3}}{N_s} : \text{Coefficient de court – circuit relatif à la 3}^{\text{ème}} \text{ phase statorique}$$

N_{cc} : représente le nombre de spires en court – circuit.

Le nombre de spires utiles pour les trois phases statoriques, est alors donné par :

$$N_1 = N_s - N_{cc1} = (1 - k_{1cc})N_s \quad (IV.30)$$

$$N_2 = N_s - N_{cc2} = (1 - k_{2cc})N_s \quad (IV.31)$$

$$N_3 = N_s - N_{cc3} = (1 - k_{3cc})N_s \quad (IV.32)$$

- **Inductances de magnétisation :**

Les inductances de magnétisation sont données par les expressions suivantes :

$$L_{ms1} = \frac{\mu_0 l r}{g} \int_0^{2\pi} (N_s(\phi_s))^2 d\phi_s = (1 - k_{1cc})^2 L_{ms} \quad (IV.33)$$

$$L_{ms2} = \frac{\mu_0 l r}{g} \int_0^{2\pi} (N_s(\phi_s))^2 d\phi_s = (1 - k_{2cc})^2 L_{ms} \quad (IV.34)$$

$$L_{ms3} = \frac{\mu_0 l r}{g} \int_0^{2\pi} (N_s(\phi_s))^2 d\phi_s = (1 - k_{3cc})^2 L_{ms} \quad (IV.35)$$

- **Inductances mutuelles statoriques :**

L'inductance mutuelle entre la 1^{ère} et la i^{ème} maille est donnée par :

$$L_{12} = -(1 - k_{1cc})(1 - k_{2cc}) \frac{L_{ms}}{2} \quad (IV.36)$$

On aura de la même manière les expressions des autres inductances :

$$L_{13} = -(1 - k_{1cc})(1 - k_{3cc}) \frac{L_{ms}}{2} \quad (IV.37)$$

$$L_{23} = -(1 - k_{2cc})(1 - k_{3cc}) \frac{L_{ms}}{2} \quad (IV.38)$$

Suite à la structure symétrique de la machine asynchrone, on peut également écrire :

$$L_{12} = L_{21} \quad (\text{IV.39})$$

$$L_{13} = L_{31} \quad (\text{IV.40})$$

$$L_{23} = L_{32} \quad (\text{IV.41})$$

• **Inductances mutuelles stator – rotor :**

Les inductances mutuelles entre une phase statorique et une phase rotorique en situation de défauts de courts – circuits sont données par les expressions suivantes :

$$L_{1sk} = (1 - k_{1cc}) L_m \sin(\theta_r + (k - 1)\alpha_r + \delta) \quad (\text{IV.42})$$

$$L_{2sk} = (1 - k_{2cc}) L_m \sin\left(\theta_r + (k - 1)\alpha_r + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{IV.43})$$

$$L_{3sk} = (1 - k_{3cc}) L_m \sin\left(\theta_r + (k - 1)\alpha_r + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{IV.44})$$

➤ **Calcul des matrices LR et LS :**

La résistance de chaque phase statorique est proportionnelle au nombre de spires utiles. On écrit alors :

$$r_{s1} = (1 - k_{1cc}) r_s \quad (\text{IV.45})$$

$$r_{s2} = (1 - k_{2cc}) r_s \quad (\text{IV.46})$$

$$r_{s3} = (1 - k_{3cc}) r_s \quad (\text{IV.47})$$

La matrice des résistances statoriques **RS** est donnée par :

$$\mathbf{RS} = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.48})$$

Les inductances de fuite de chaque phase statorique sont données par les expressions suivantes :

$$l_{ls1} = (1 - k_{1cc})^2 l_{ls} : \text{Inductance de fuite de la 1}^{\text{ère}} \text{ phase statorique}$$

$$l_{ls2} = (1 - k_{2cc})^2 l_{ls} : \text{Inductance de fuite de 2}^{\text{ème}} \text{ phase statorique}$$

$$l_{ls3} = (1 - k_{3cc})^2 l_{ls} : \text{Inductance de fuite de la 3}^{\text{ème}} \text{ phase statorique}$$

La matrice des inductances statoriques **LS** est donné par :

$$\mathbf{LS} = \begin{bmatrix} l_{ls1} + l_{ms1} & L_{12} & L_{13} \\ L_{12} & l_{ls2} + l_{ms2} & L_{23} \\ L_{13} & L_{23} & l_{ls3} + l_{ms3} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.49})$$

IV.1.2. Défauts de cassures e barres rotoriques :

IV.1.2.1. Modélisation du circuit rotorique :

Soit n_b le nombre de barres adjacentes cassées. La maille correspondante devient la première maille constituant le rotor.

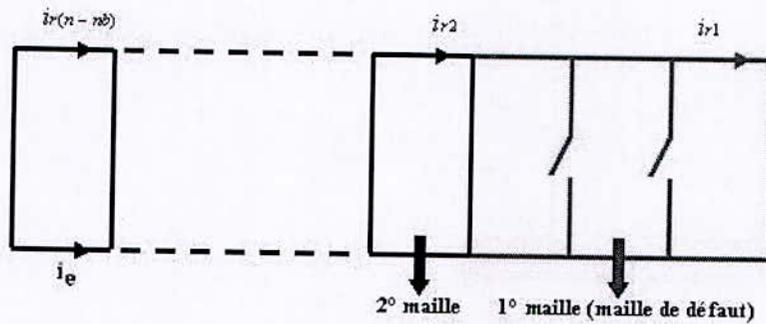


Figure IV.4 : Cassure de n_b barres rotoriques

Dans ce cas, le nombre de mailles élémentaires devient : $n' = n - n_b$

Pour pouvoir analyser l'effet de cassure de barres rotoriques seules, on suppose que le stator est sain. Par conséquent, les paramètres statoriques sont invariables. Ceux qui sont variables sont les paramètres rotoriques et les mutuelles Stator-Rotor.

IV.1.2.2. Calcul des inductances :

• **Inductances propres :**

Les inductances propres sont données par les expressions suivantes [MUN99] :

$$L_{ii} = \int_0^{2\pi} (w_i(\phi_s))^2 d\phi_s \quad (\text{IV.50})$$

• **Inductances mutuelles :**

L'inductance mutuelle entre deux circuits électriques est donné par l'expression suivante :

$$L_{ij} = \int_0^{2\pi} w_i(\phi_s)w_j(\phi_s)d\phi_s \quad (\text{IV.51})$$

• **Inductances mutuelles stator – rotor :**

L'inductance mutuelle entre la phase statorique α_s et la maille de défaut d'ouverture α_r est donné par :

$$L_{a1} = \int_0^{2\pi} \frac{\mu_0 r l}{g} \varepsilon_{as}(\phi_s) \varepsilon_{1r}(\phi_s) d\phi_s = \frac{\mu_0 r l}{g} N_s \sin(\delta') \cos(\theta_r + \delta') \quad (\text{IV.52})$$

Avec:

$$\delta' = \frac{\alpha_r}{2} = (n_b + 1) \frac{\alpha_r}{2} \quad (\text{IV.53})$$

$$L_{md} = \frac{\mu_0 r l}{g} N_s \sin(\delta') = \frac{4 \sin(\delta)}{\pi N_s} L_{ms} \quad (\text{IV.54})$$

On obtient alors :

$$L_{a1} = L_{md} \cos(\theta_r + (n_b + 1)\delta) \quad (\text{IV.55})$$

$$L_{b1} = L_{md} \cos\left(\theta_r + (n_b + 1)\delta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{IV.56})$$

$$L_{c1} = L_{md} \cos\left(\theta_r + (n_b + 1)\delta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{IV.57})$$

L'inductance mutuelle entre la phase statorique α_s et une maille k est donnée par :

$$L_{ak} = \int_0^{2\pi} \frac{\mu_0 r l}{g} \varepsilon_{as}(\phi_s) \varepsilon_{kr}(\phi_s) d\phi_s = \frac{\mu_0 r l}{g} N_s \sin(\delta) \cos(\theta_k + \delta) \quad (\text{IV.58})$$

D'où :

$$L_{ak} = L_m \cos(\theta_k + \delta) \quad (\text{IV.59})$$

Dans notre cas, l'angle θ_k est exprimé par :

$$\theta_k = \theta_r + (k + n_b - 1)\alpha_r \quad (\text{IV.60})$$

On peut démontrer de la même manière que précédemment que :

$$L_{ak} = L_m \cos(\theta_r + (k + n_b - 1)\alpha_r + \delta) \quad (\text{IV.61})$$

$$L_{bk} = L_m \cos\left(\theta_r + (k + n_b - 1)\alpha_r + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{IV.62})$$

$$L_{ck} = L_m \cos\left(\theta_r + (k + n_b - 1)\alpha_r + \delta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{IV.63})$$

• **Inductances rotoriques :**

A partir de l'expression de l'inductance propre d'une maille rotorique, on peut exprimer l'inductance propre de la maille de défaut par l'expression suivante :

$$L_{11} = \frac{\mu_0 r l}{g} \alpha_r' \left(1 - \frac{\alpha_r'}{2\pi}\right) \quad (\text{IV.64})$$

Avec :

$$\alpha_r' = (n_b + 1)\alpha_r \quad (\text{IV.65})$$

D'où :

$$L_{11} = \frac{\mu_0 r l}{g} (n_b + 1)\alpha_r \left(1 - (n_b + 1)\frac{\alpha_r}{2\pi}\right) \quad (\text{IV.66})$$

L'inductance propre d'une maille saine est toujours donnée par :

$$L_{kk} = \frac{\mu_0 r l}{g} \alpha_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right), \quad \text{pour } k \neq 1, k = 2, \dots, (n - n_b) \quad (\text{IV.67})$$

L'inductance mutuelle entre deux mailles saines est donnée par :

$$L_{kj} = \frac{\mu_0 r l}{g} \left(-\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right), \quad \text{pour } k \neq j, k = 2, \dots, (n - n_b), j = 2, \dots, (n - n_b) \quad (\text{IV.68})$$

L'inductance mutuelle entre la maille de défaut et une maille saine est donnée par l'équation (IV.69) suivante :

$$L_{1j} = \int_0^{2\pi} \frac{\mu_0 r l}{g} \varepsilon_{1r}(\phi_s) \varepsilon_{kr}(\phi_s) d\phi_s = \frac{\mu_0 r l}{g} (\alpha_r') \left(-\frac{\alpha_r}{2\pi} \right), \quad \text{pour } j = 2, \dots, (n - n_b)$$

Ou bien :

$$L_{1j} = \frac{\mu_0 r l}{g} (n_b + 1) (\alpha_r) \left(-\frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (\text{IV.70})$$

L'équation de la 1^{ère} maille rotorique est donnée par :

$$(R_0 + 2n_b R_e) i_{r1} - R_b (i_{r2} + i_{rn}) - (n_b + 1) R_e i_e + p \lambda_{r1} = 0 \quad (\text{IV.71})$$

L'équation de la k^{ème} maille rotorique est donnée par :

$$R_0 i_{rk} - R_b (i_r (k-1) + i_r (k+1)) - R_e i_e + p \lambda_{rk} = 0 \quad (\text{IV.72})$$

L'équation de l'anneau est donné par :

$$n R_e i_e - (n_b + 1) R_e i_e - \sum_{j=2}^{n-n_b} R_b i_{rj} + p \lambda_{re} = 0 \quad (\text{IV.73})$$

On peut calculer la matrice \mathbf{RR} , on trouve alors l'équation (IV.74) suivante :

$$\mathbf{RR} = \begin{bmatrix} R_0 + 2n_b R_e & -R_b & 0 & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & -R_b & -(n_b + 1)R_e \\ -R_b & R_0 & -R_b & 0 & 0 & \vdots & \vdots & 0 & -R_e \\ 0 & -R_b & R_0 & -R_b & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & -R_e \\ \vdots & 0 & -R_b & R_0 & -R_b & 0 & \vdots & \vdots & -R_e \\ \vdots & -R_e \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ -(n_b + 1)R_e & -R_e & -nR_e \end{bmatrix}$$

• Expressions des flux :

Le flux qui traverse la maille de défaut est donné par l'expression (IV.75) suivante :

$$\lambda_{rk} = L_{11} i_{r1} + \sum_{k=2}^{n-n_b} L_{1k} i_{rj} + (2L_b + 2(n_b + 1)L_e) i_{r1} - L_b (i_{r2} + i'_{rn}) - (n_b + 1)L_e i_e$$

Le flux qui traverse une maille saine est donné par l'expression (IV.76) suivante :

$$\lambda_{rk} = L_{k1} i_{r1} + \sum_{k=2}^{n-n_b} L_{kj} i_{rj} + 2(L_e + L_b) i_{rk} - L_b (i_{r(k+1)} + i_{r(k-1)}) - L_e i_e$$

Le flux qui traverse le circuit d'anneau est donné par l'expression suivante :

$$\lambda_{re} = nL_e i_e - (n_b + 1)L_e i_{r1} - \sum_{j=2}^{n-n_b} L_e i_{rj} \quad (\text{IV.77})$$

La matrice \mathbf{LR} est exprimée par l'équation (IV.78) suivante :

$$\mathbf{LR} = \begin{bmatrix}
 L_{11} + (L_0 + 2n_b L_e) & L_{kj} - L_b & L_{1j} & L_{1j} & \vdots & \vdots & \vdots & L_{1j} - L_b & -(n_b + 1)L_e \\
 L_{1j} - L_b & L_{kk} + L_0 & L_{kj} & L_{kj} & \vdots & \vdots & \vdots & L_{kj} & -L_e \\
 L_{1j} & L_{kj} - L_b & L_{kj} - L_b & L_{kj} - L_b & L_{kj} & \vdots & \vdots & L_{kj} & -L_e \\
 L_{1j} & L_{kj} & L_{kk} + L_0 & L_{kj} + L_0 & L_{kj} - L_b & \vdots & \vdots & L_{kj} & -L_e \\
 \vdots & -L_e \\
 \vdots & \vdots \\
 L_{1j} & \vdots \\
 L_{1j} - L_b & L_{kj} & \vdots & \vdots & \vdots & L_{kj} & L_{kj} - L_b & L_{kk} + L_0 & -L_e \\
 -(n_b + 1)L_e & -L_e & -nL_e
 \end{bmatrix}$$

IV.2. Résultats de simulation :

IV.2.1. Simulation de la machine en régime sain :

IV.2.1.1. Analyse temporelle :

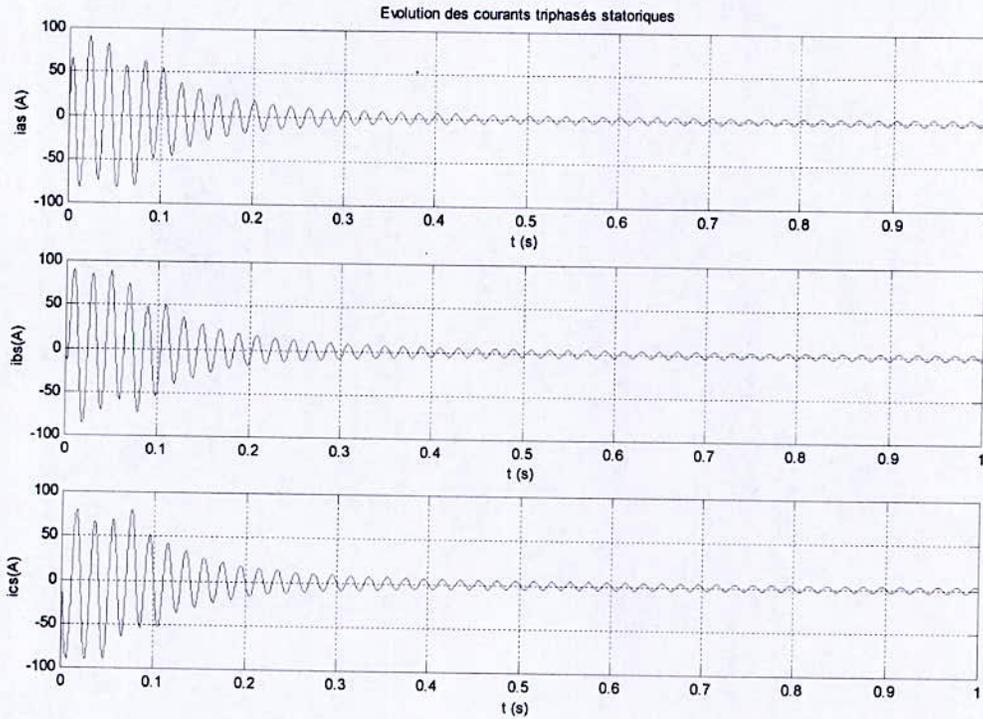


Figure IV.5 : Evolution des courants de phases statoriques : Machine en régime sain

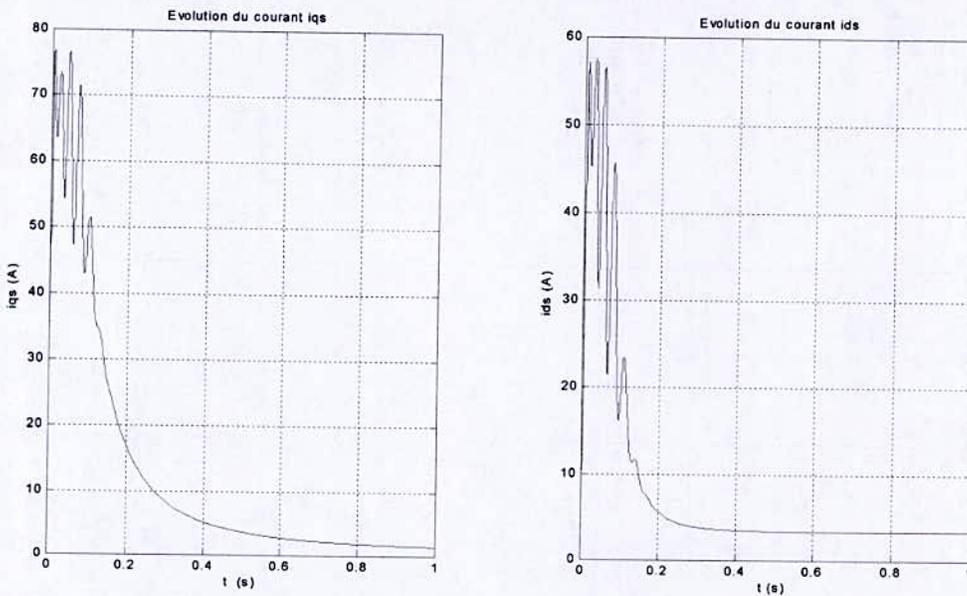


Figure IV.6 : Evolution des courants statoriques de Park : Machine en régime sain

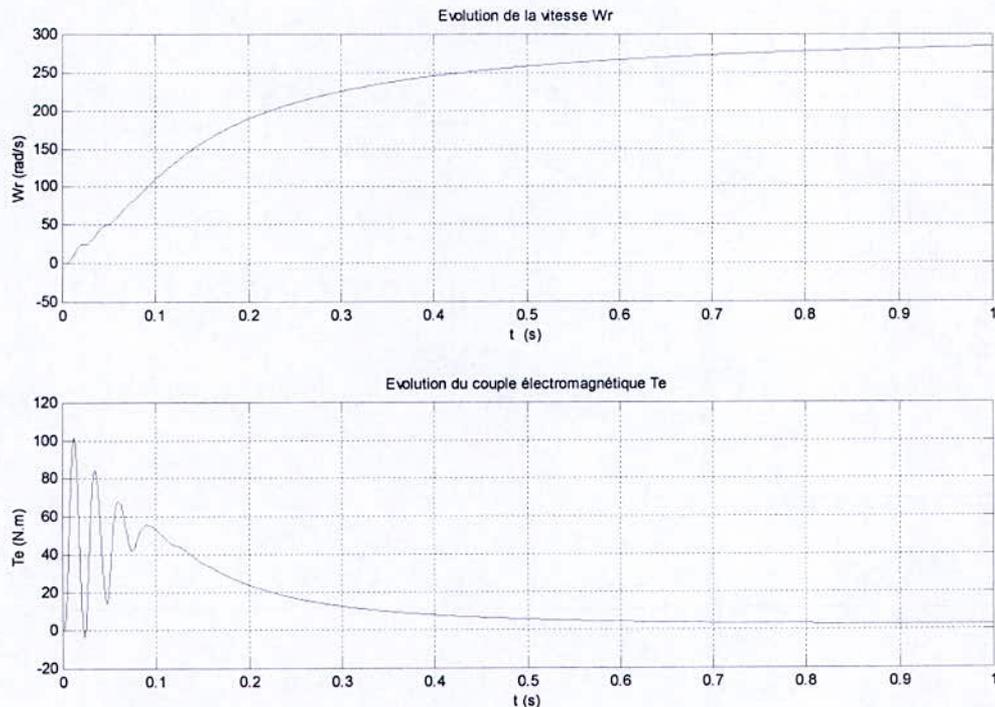


Figure IV.7 : Evolution de la vitesse et du couple : Machine en régime sain

Commentaires :

- D'après la figure (IV.5), on remarque que l'allure des courants de phases pour ce modèle est identique à celle du modèle de Park.
- De même pour les courants de Park (Figure IV.6): Après un régime transitoire où le courant atteint une valeur maximale d'environ 70 A, il se stabilise à environ 5 A.
- La machine est non chargée (Figure IV.7), la vitesse atteinte est proche de 295 rad/sec. On remarque des oscillations dans le régime transitoire du couple, ce dernier tend à s'annuler en régime permanent.
- On constate que ce modèle donne des résultats similaires à ceux de Park, mise à part quelques détails qui sont dus aux erreurs de modélisation, méthode de calcul, et le nombre d'équations différentielles à résoudre qui est plus important que celui de Park.

IV.2.1.2. Analyse fréquentielle :

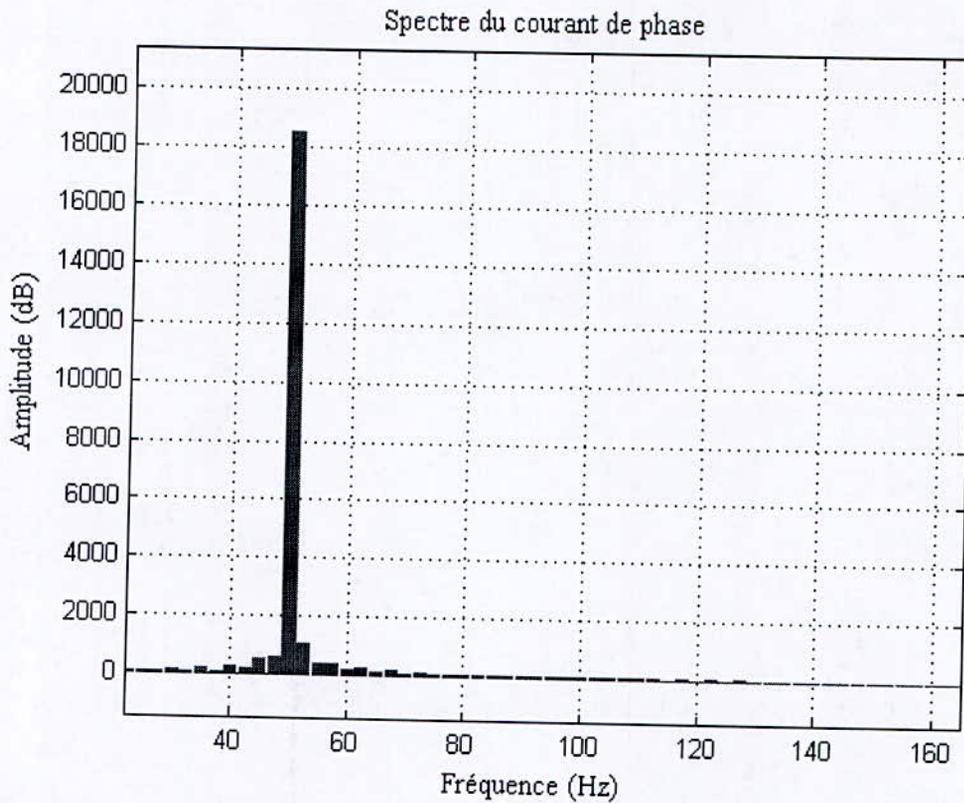


Figure IV.8 : Spectre du courant de phase ias : Machine en régime sain

Commentaires :

- La figure (IV.8) montre la FFT du courant statorique de phase dans le cas d'une machine en régime sain. On remarque l'harmonique fondamentale à $f = 50\text{Hz}$ qui correspond à la fréquence du réseau d'alimentation.
- Cette figure servira par la suite, pour pouvoir comparer entre l'analyse fréquentielle du courant en régime sain et en régime de défauts.

IV.2.1.3. Multiobservateur de Luenberger :

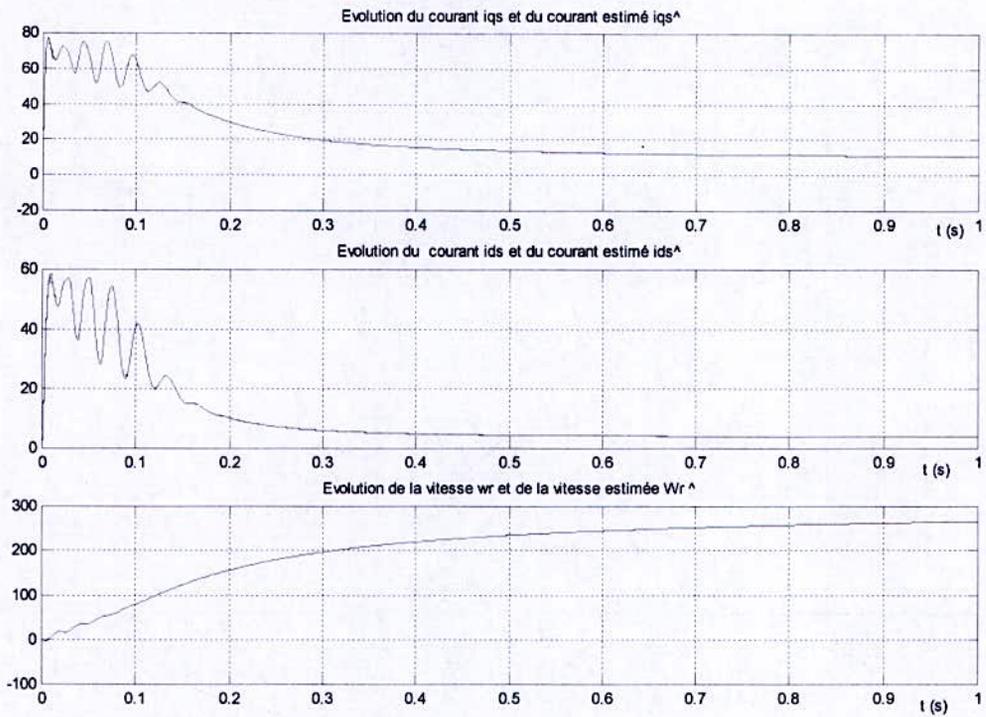


Figure IV.9: Evolution des courants statoriques de Park réels et estimés

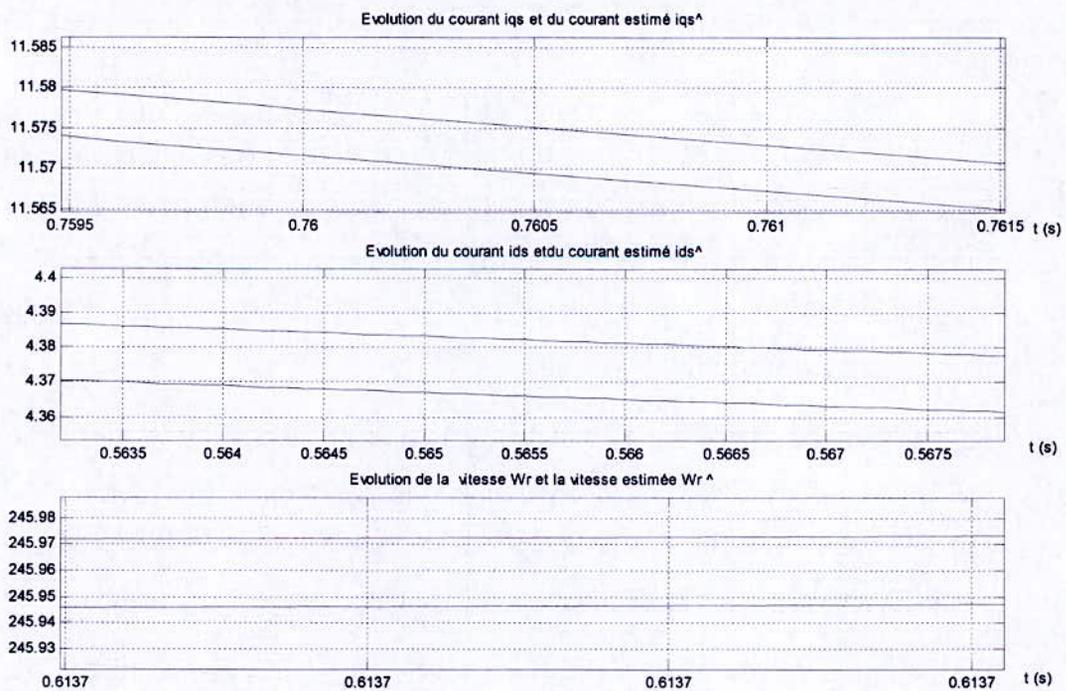


Figure IV.10 : Zoom sur l'évolution des courants statoriques de Park et de la vitesse, réels et estimés

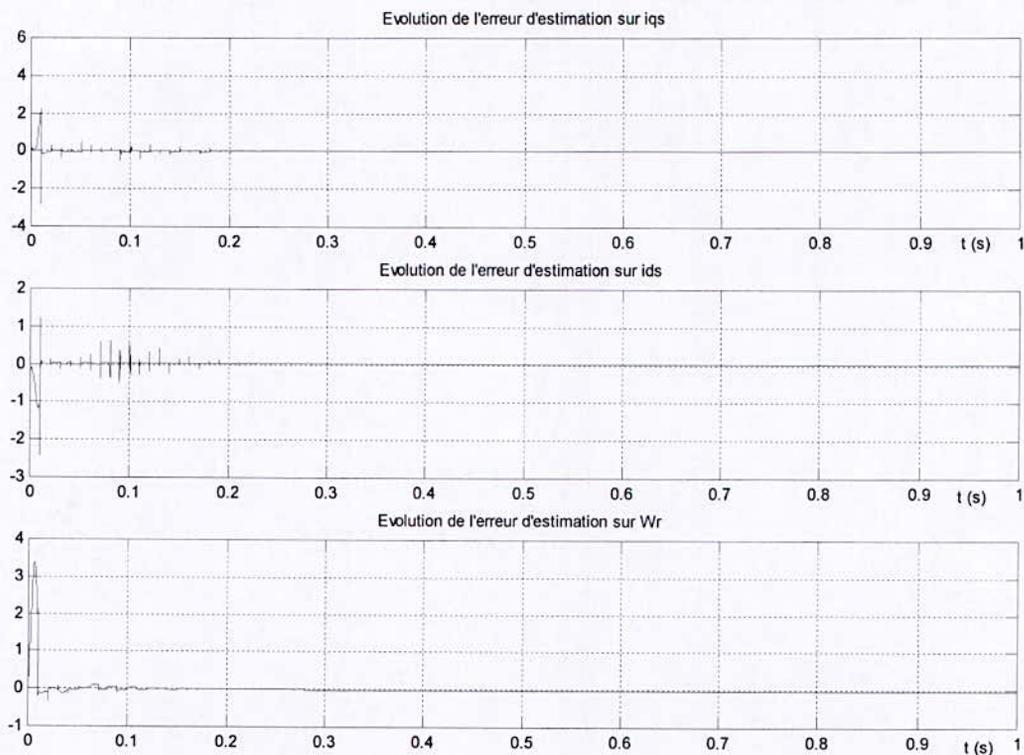


Figure IV.11 : Evolution de l'erreur d'estimation sur les courants statoriques de Park et la vitesse

Commentaires :

- L'estimation des grandeurs caractéristiques de la machine asynchrone en régime sain, à base d'un multiobservateurs de Luenberger nous a permis d'obtenir les résultats illustrés dans les figures ci – dessus. On remarque que les graphes des courants statoriques de Park ainsi que la vitesse réels et estimés sont superposés. La figure (IV.9) montre cette superposition.
- En effectuant un zoom sur l'évolution des courants statoriques et de la vitesse de la machine, on obtient les graphes représentés sur la figure (IV.10). L'erreur d'estimation est de l'ordre de 0.10 %. L'avantage du multiobservateur apparaît clairement si on compare cette erreur d'estimation avec celle obtenue dans le cas linéaire.
- Les performances du multiobservateur peuvent être appréciées au niveau de la figure (IV.11) qui représente l'erreur d'estimation. Nous constatons que cette approche d'observation donne entière satisfaction.

Dans ce qui suit, les grandeurs de la machine asynchrone en régime de défauts seront estimées par un multiobservateur de Luenberger :

IV.2.2. Simulation de la machine en régime de défauts :

IV.2.2.1. Défauts de courts – circuits statoriques :

➤ **Analyse temporelle :**

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

Premier cas :

$$k_{cc1} = 15\%, \quad k_{cc2} = 10\%, \quad k_{cc3} = 10\%$$

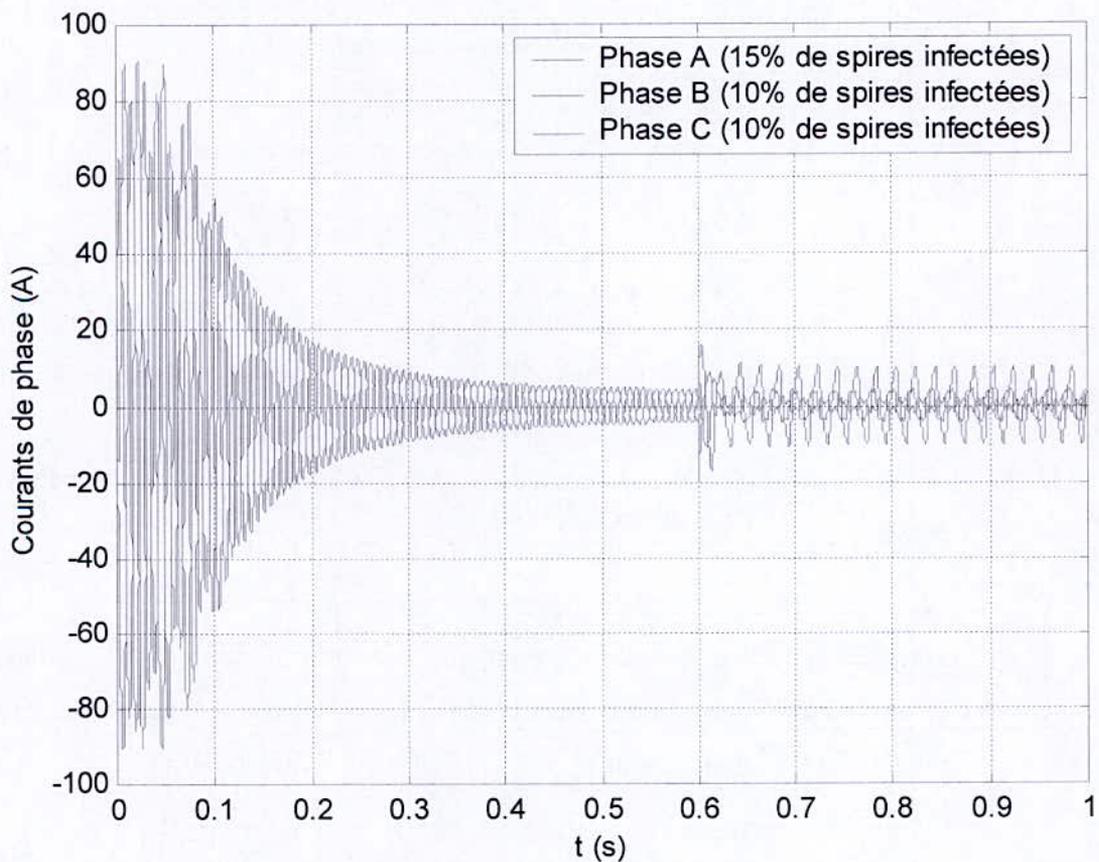


Figure IV.12 : Evolution des courants de phases statoriques pour un défaut de court – circuit à $t = 0.6$ sec

Commentaires :

On remarque l'apparition d'oscillations dès l'application d'un défaut de court – circuit à l'instant $t = 0.6$ sec. On constate également que l'amplitude du courant dans la phase la plus infectée est plus grande que celles des autres phases.

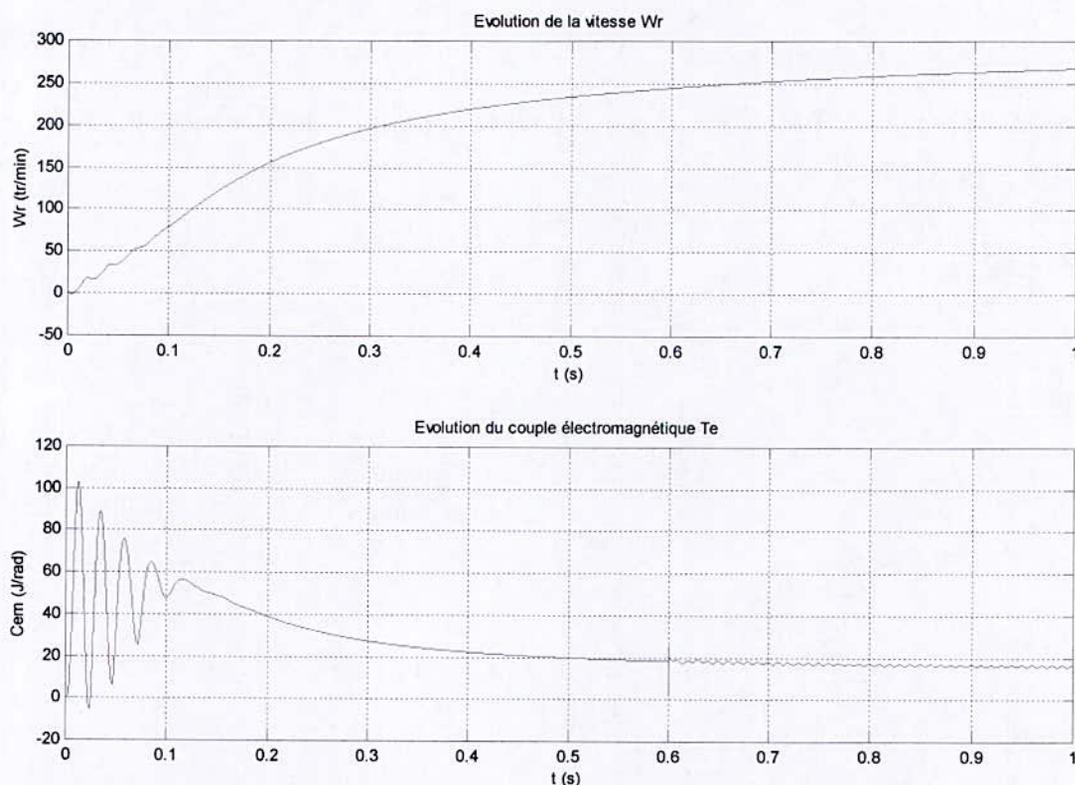


Figure IV.13 : Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour un défaut de court – circuit à $t = 0.6$ sec

Commentaires :

Le couple électromagnétique ainsi que la vitesse de la machine asynchrone en situation de défauts de court – circuit statoriques ont des valeurs sensiblement égales à celles en régime sain. Toutefois, on remarque que ces signaux sont bruités dès l'apparition du défaut.

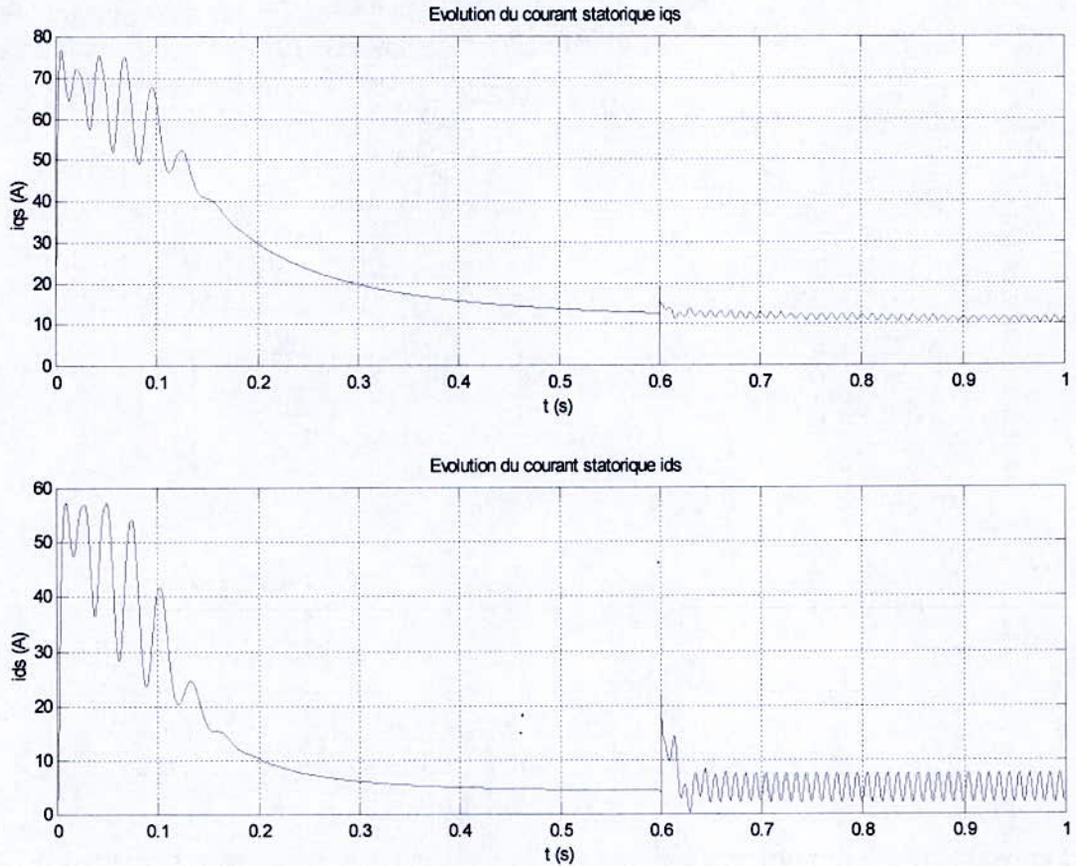


Figure IV.14 : Evolution des courants statoriques pour un défaut de court – circuit à $t = 0.6$ sec

Commentaires :

Les courants statoriques de Park i_{qs} et i_{ds} représentent les projections des courants de phases. Par conséquent, les mêmes remarques citées précédemment peuvent être tirées, c'est à dire : l'apparition des fluctuations dès l'application du défaut de court – circuit au stator.

Deuxième cas :

$$k_{cc1} = 30\%, \quad k_{cc2} = 10\%, \quad k_{cc3} = 10\%$$

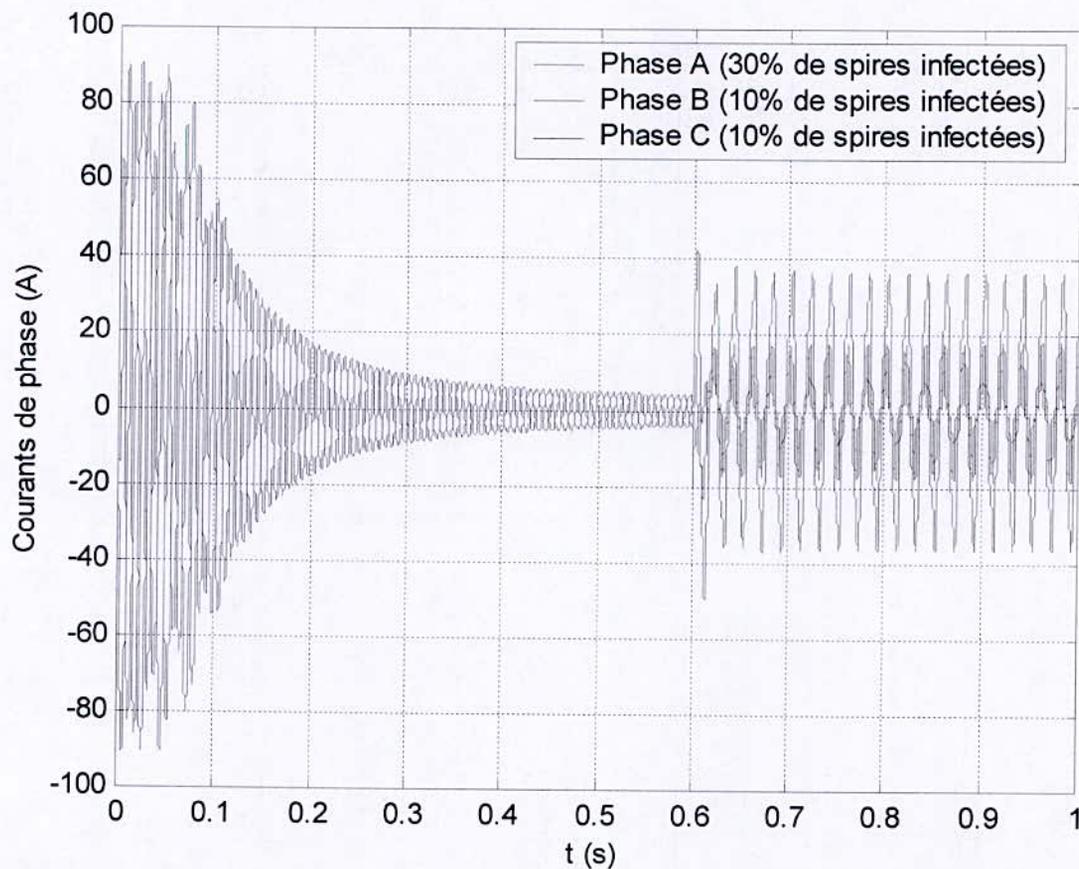


Figure IV.15 : Evolution des courants de phases statoriques pour un défaut de court – circuit à $t = 0.6$ sec

Commentaires :

Lorsque des spires sont en court-circuit, l'inductance propre d'une phase statorique infectée change, et par conséquent les autres courants de phases changent à cause du couplage magnétique. Plus le nombre de spires en court – circuit est important, plus l'augmentation du courant est plus significative.

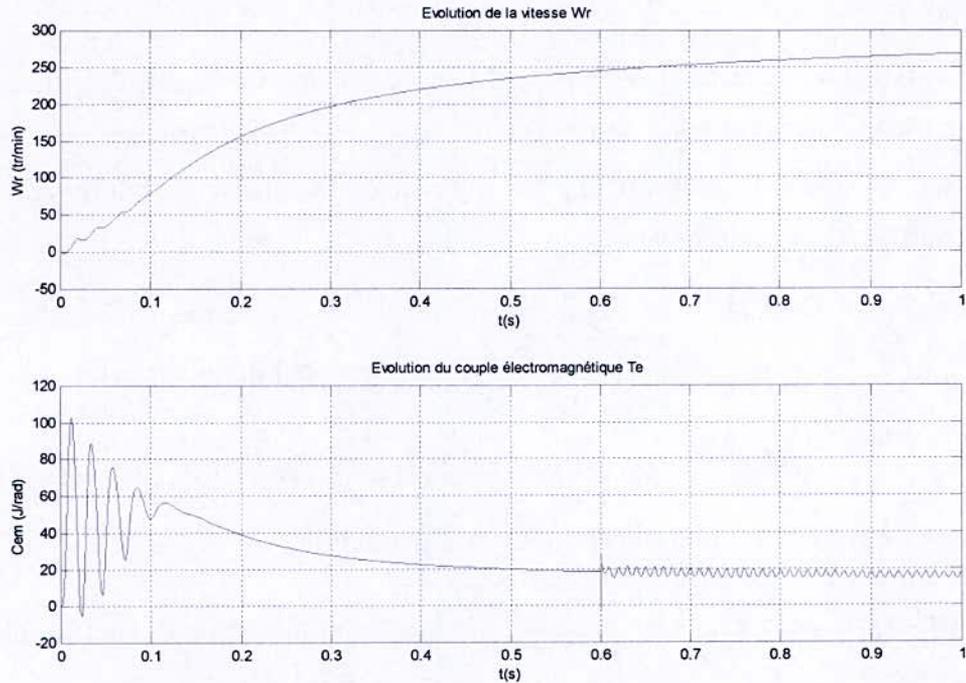


Figure IV.16 : Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique pour un défaut de court – circuit à $t = 0.6$ sec

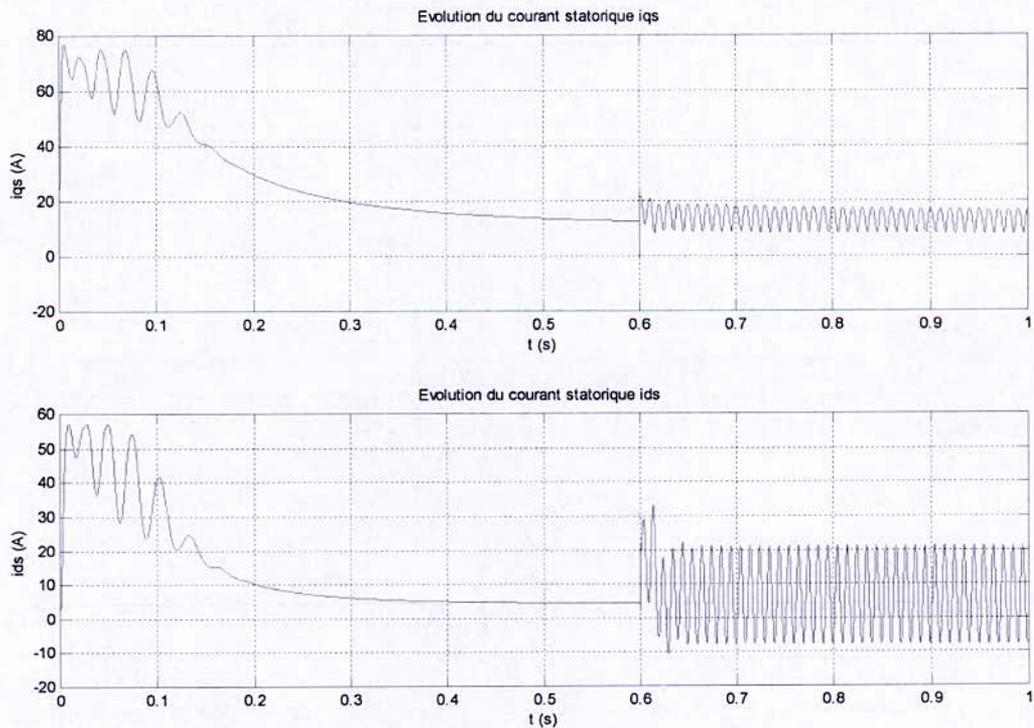


Figure IV.17 : Evolution des courants statoriques pour un défaut de court – circuit à $t = 0.6$ sec

Commentaires :

- On remarque d'après la figure (IV.16) que l'évolution du couple électromagnétique et la vitesse de la machine ne présente pas un grand changement par rapport au premier cas, seulement on peut dire que ces signaux sont d'autant plus bruités que le défaut de court – circuit est important.
- La figure (IV.17) nous montre que l'amplitude des courants statoriques de Park i_{qs} et i_{ds} est plus grande, car le nombre de spires statoriques en court – circuit est plus important.

➤ **Diagnostic à base d'un multiobservateur de Luenberger :**

Dans le premier cas, nous avons appliqué des défauts statoriques avec les coefficients de court – circuit suivants :

$$k_{cc1} = 20\%, \quad k_{cc2} = 0\%, \quad k_{cc3} = 0\%$$

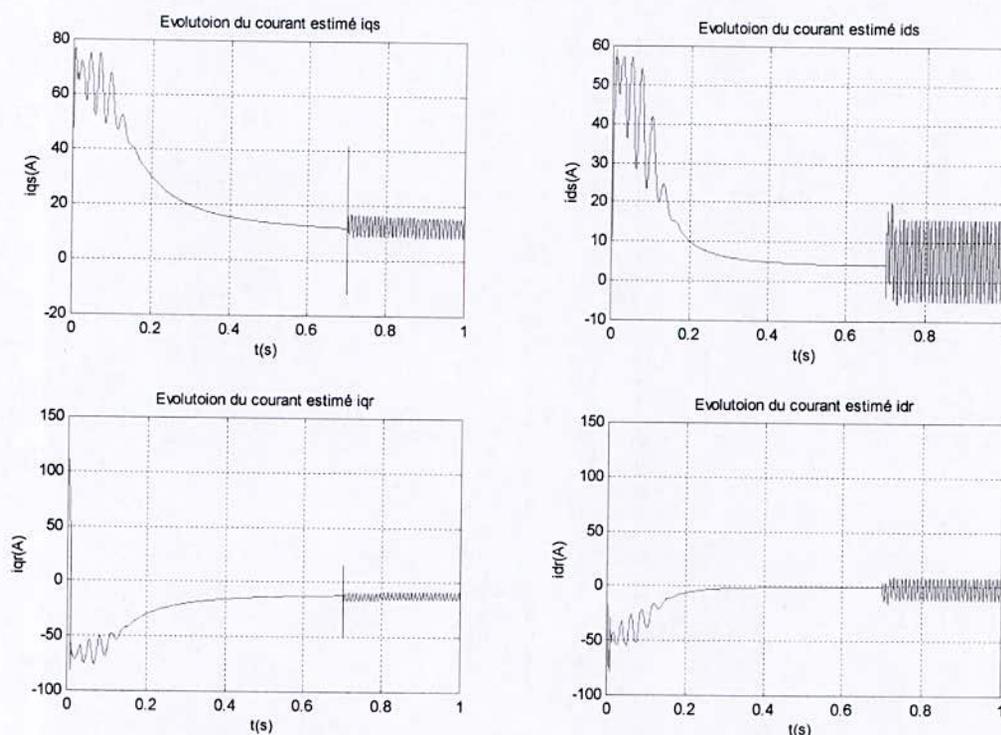


Figure IV.18 : Evolution des courants statoriques et rotoriques de Park : Apparition du défaut statorique à $t = 0.7$ sec

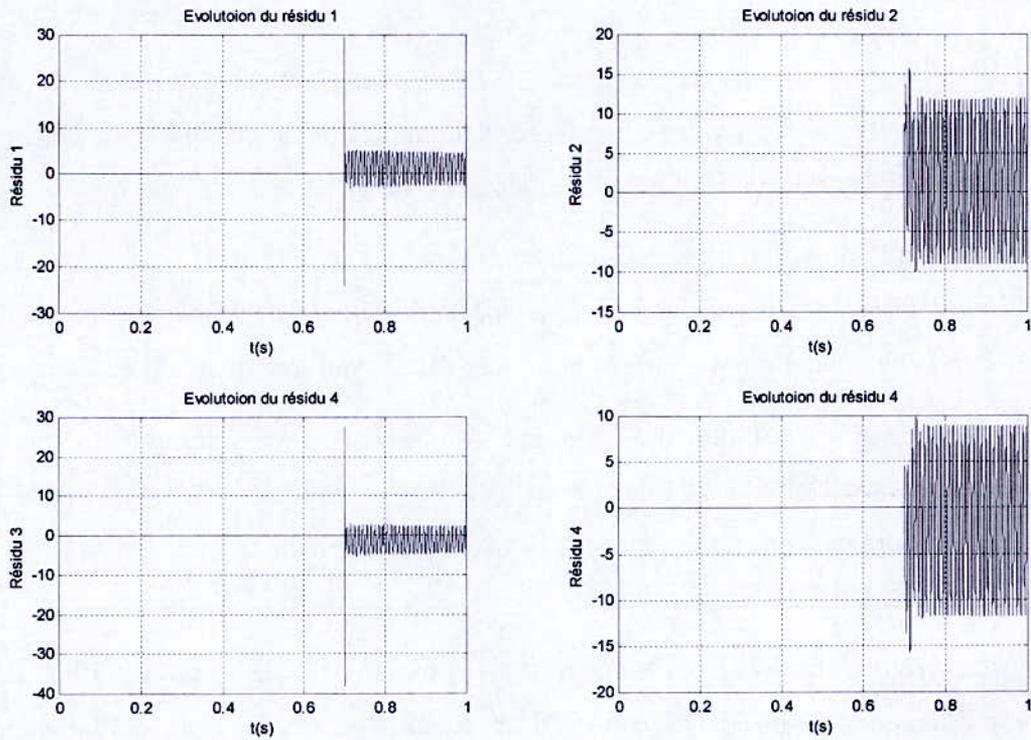


Figure IV.19 : Evolution des résidus : Apparition du défaut statorique à $t = 0.7$ sec

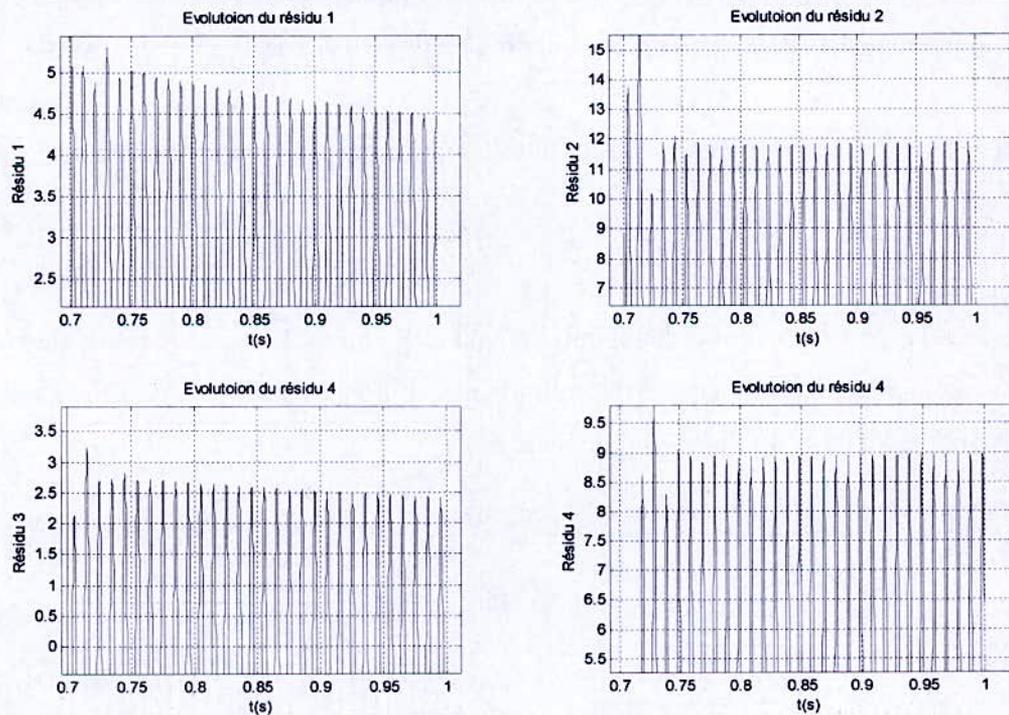


Figure IV.20 : Zoom sur l'évolution des résidus : Apparition du défaut statorique à $t = 0.7$ sec

Commentaires :

- Nous constatons à travers la figure (IV.18) que les courants statoriques de Park estimés sont identiques à ceux des courants réels du modèle de la machine en régime de défauts. Le multiobservateur nous permet en plus, d'estimer les courants rotoriques.
- Lors de l'apparition d'un défaut de court – circuit au niveau du stator, on enregistre que les courants statoriques et rotoriques de Park dévient de leurs valeurs nominales. En effet, des fluctuations apparaissent à cause du déséquilibre dû à la présence du défaut.
- Cependant, l'amplitude des courants statoriques est plus importante que celle des courants rotoriques, car le défaut est un court – circuit qui se situe au niveau du stator. Les courants rotoriques sont influencés par ce défaut, ceci est dû au couplage magnétique.
- Les résidus illustrés dans la figure (IV.19) montrent le degré de sensibilité du système de diagnostic lors de l'apparition d'un défaut. Les résidus sont parfaitement nuls en absence de défauts, et non nuls en présence de défauts. Nous constatons que la prise en compte des défauts s'effectue d'une manière rapide et efficace, les résidus s'éloignent notablement du zéro dès l'apparition du défaut ($t = 0.7$ sec).

Dans le deuxième cas, nous avons choisi les coefficients de court – circuit suivants :

$$k_{cc1} = 10\%, \quad k_{cc2} = 40\%, \quad k_{cc3} = 10\%$$

Les mêmes remarques citées précédemment peuvent être notées. Pour des coefficients de court – circuit différents, il est à indiquer que l'amplitude des courants statoriques et rotoriques ainsi que les résidus augmente dès l'application du défaut.

Les résultats sont donnés sur les figures ci – dessous :

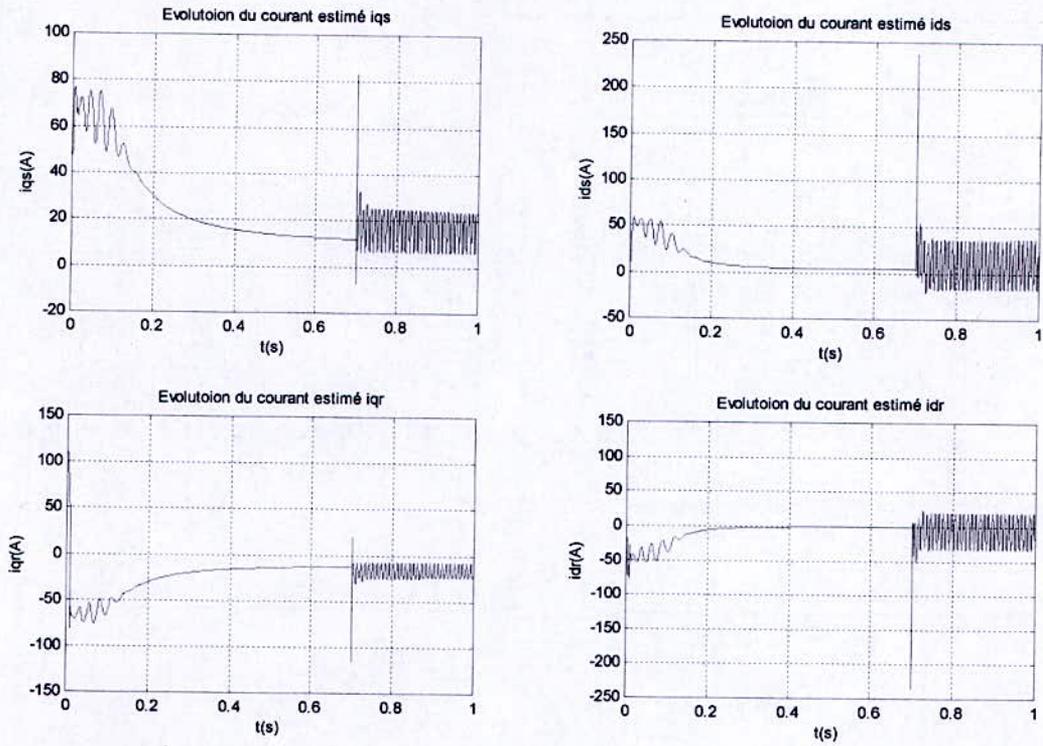


Figure IV.21 : Evolution des courants statoriques et rotoriques de Park : Apparition du défaut statorique à $t = 0.7$ sec

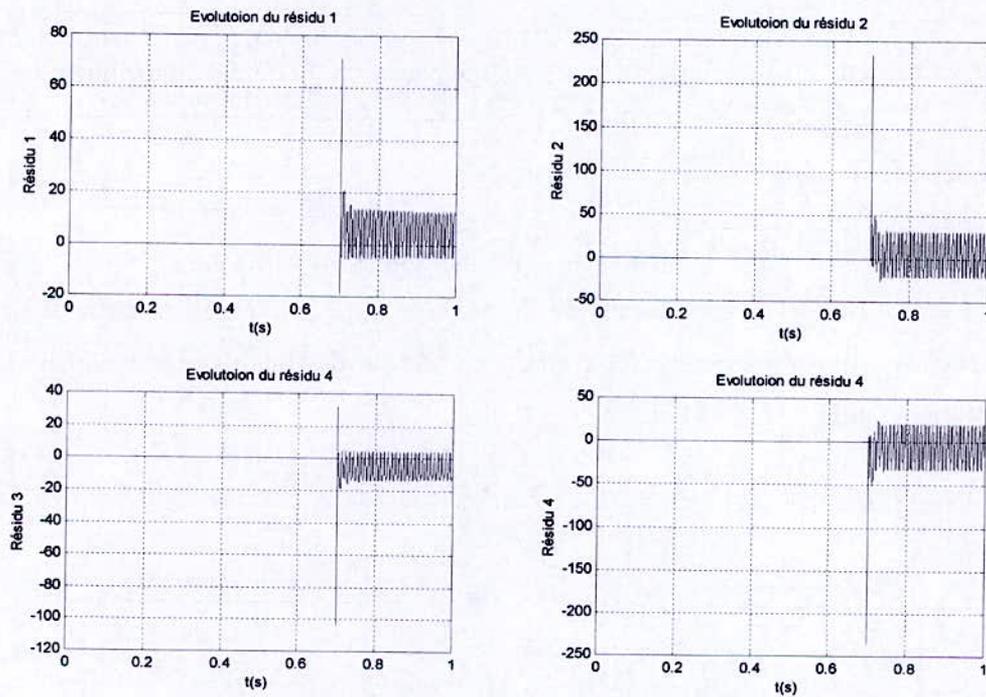


Figure IV.22 : Evolution des résidus : Apparition du défaut statorique à $t = 0.7$ sec

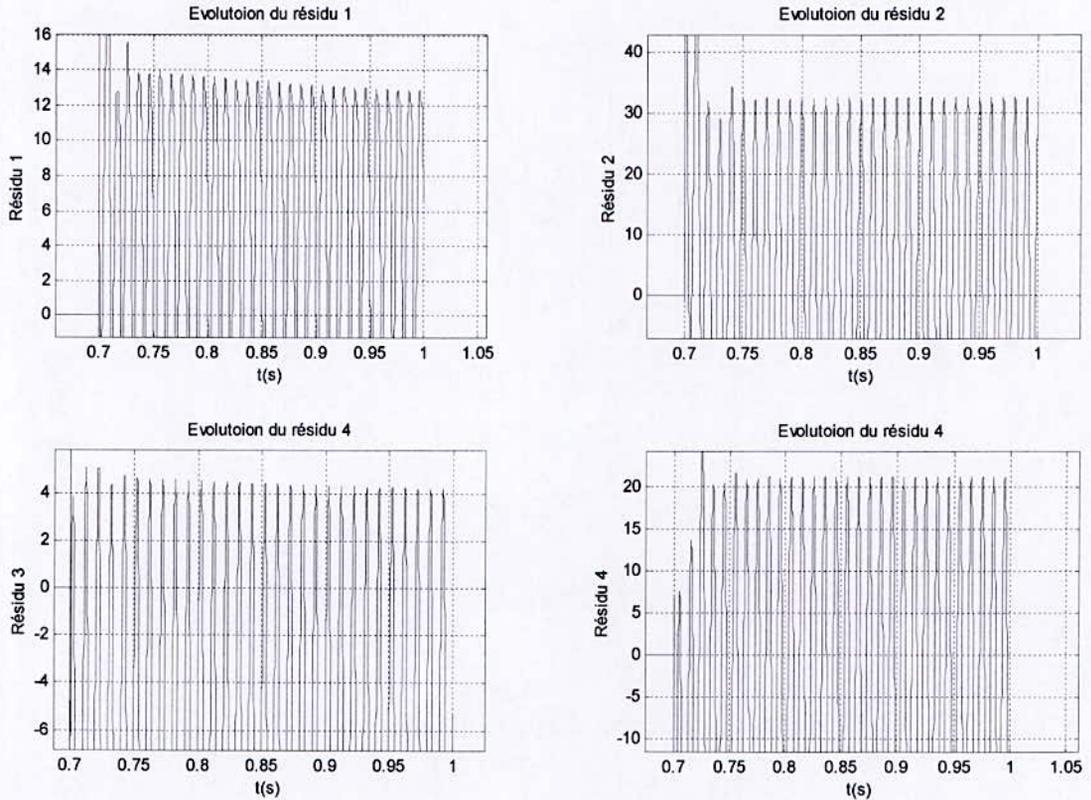


Figure IV.23 : Zoom sur l'évolution des résidus : Apparition du défaut statorique à $t = 0.7$ sec

➤ **Analyse fréquentielle :**

Nous effectuerons une analyse fréquentielle pour deux sévérités de court – circuit afin de voir l'effet de ce défaut sur le comportement de la machine. Une comparaison entre le spectre du courant en régime sain et le spectre du courant en régime de défauts mettra en évidence les signatures de ce défaut.

Premier cas :

$$k_{cc1} = 15\%, \quad k_{cc2} = 10\%, \quad k_{cc3} = 10\%$$

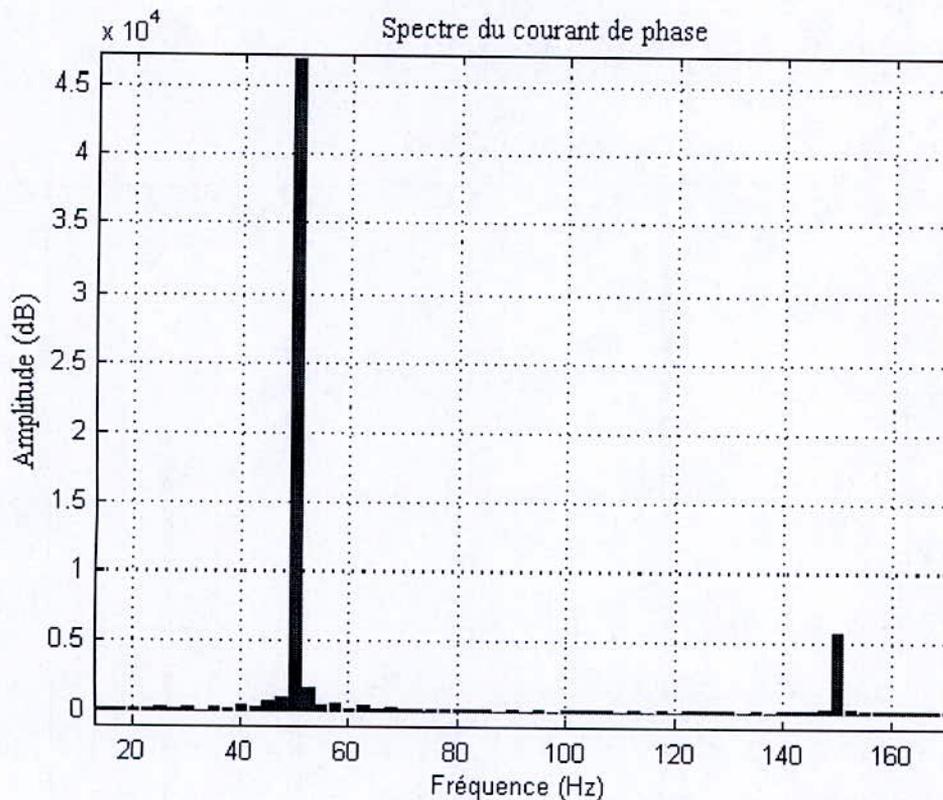


Figure IV.24 : Spectre du courant de phase ias : (15%, 10%, 10%)

Commentaires :

La figure (IV.24) représente le spectre du courant de phase lors d'un court – circuit au niveau du stator. On remarque l'apparition d'une raie à $f = 150 \text{ Hz}$ ($f = n f_s$) où f_s représente la fréquence fondamentale du courant statorique, ce qui est conforme à la théorie.

Deuxième cas :

$$k_{cc1} = 30\%, \quad k_{cc2} = 10\%, \quad k_{cc3} = 10\%$$

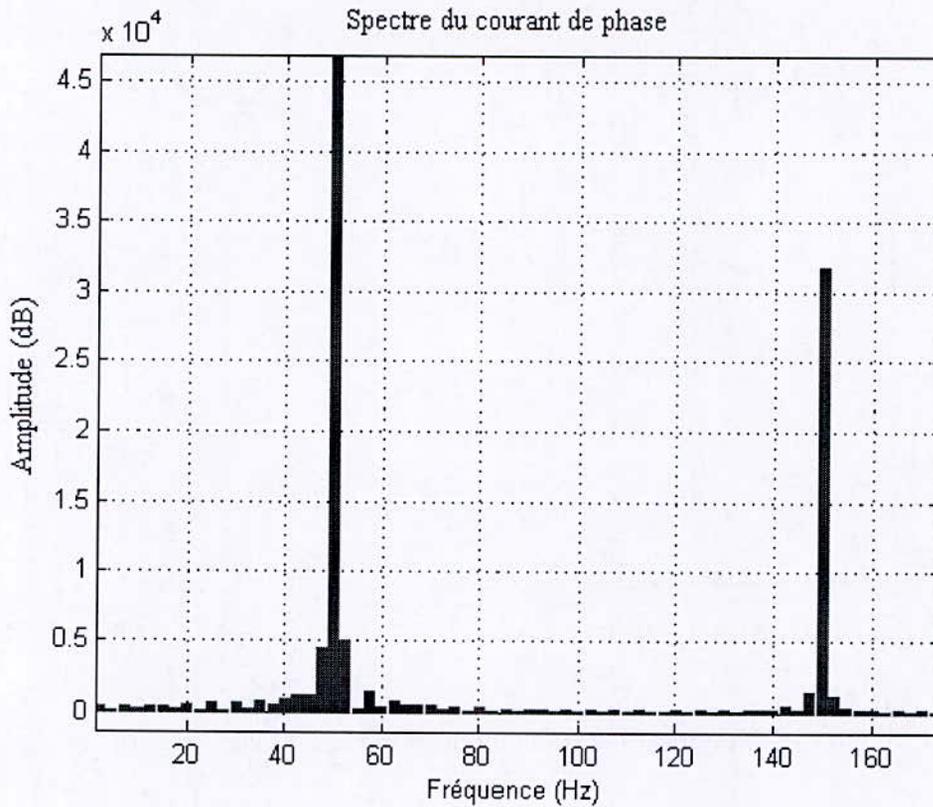


Figure IV.25 : Spectre du courant de phase ias : (30%, 10%, 10%)

Commentaires :

La figure (IV.25) nous permet de tirer les mêmes enseignements que précédemment, seulement pour ce cas de figure, l'amplitude de la raie située à 150 Hz est plus grande, car la sévérité du défaut est plus importante.

IV.2.2.2. Défauts de cassures de barres rotoriques :

➤ **Analyse temporelle :**

La simulation a été effectuée pour deux cas différents de cassures de barres :

Premier cas :

Nombre de barres cassées $n_b = 2$

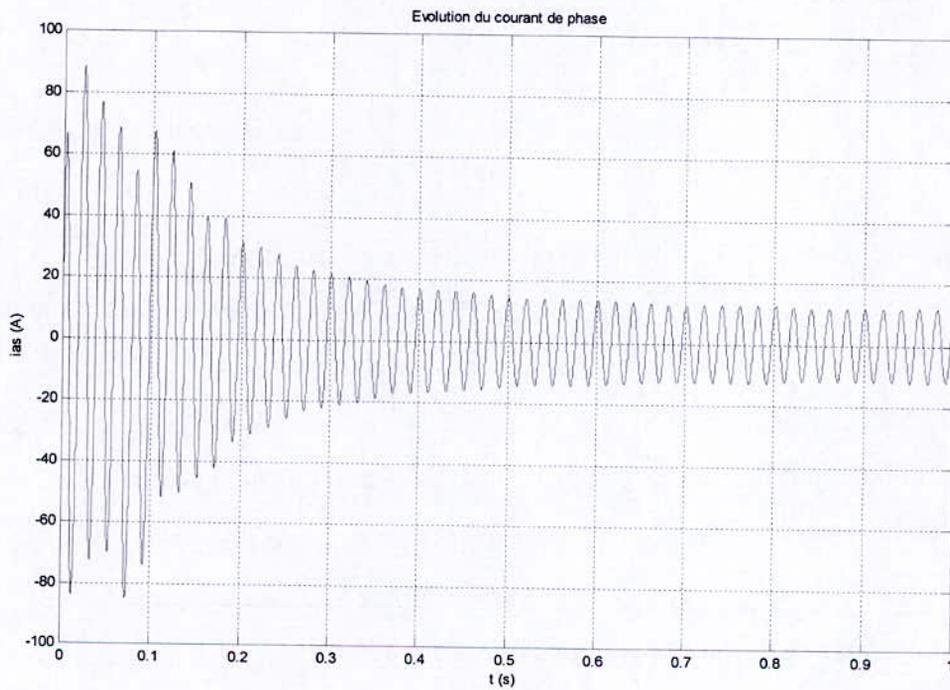


Figure IV.26 : Evolution du courant de phase : Deux barres cassées

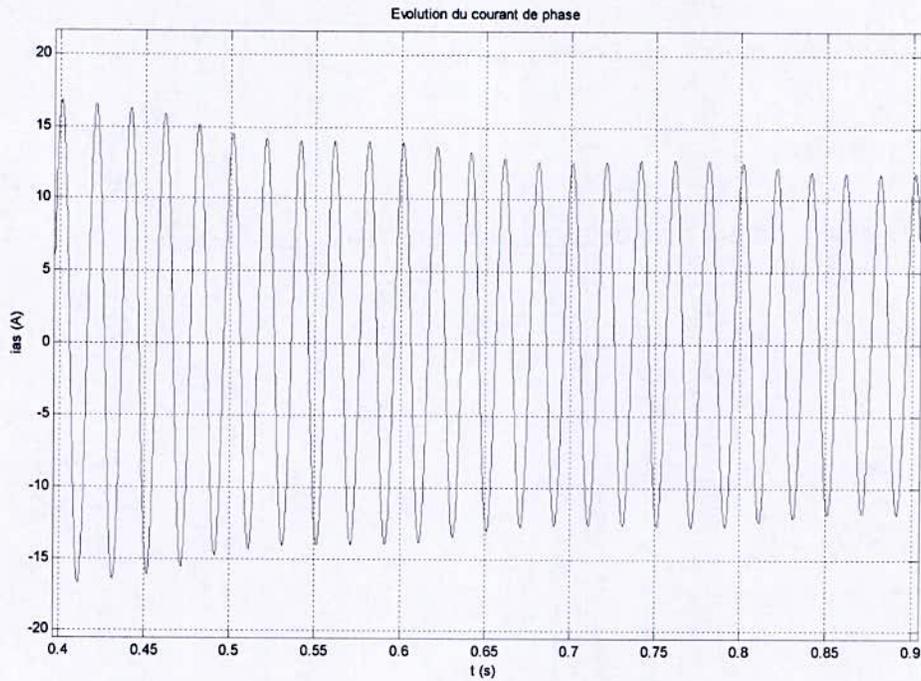


Figure IV.27 : Zoom du courant de phase : Deux barres cassées

Commentaires :

En comparant les deux figures (IV.5) et la figure (IV.26), on remarque que la cassure de barres engendre des ondulations de l'enveloppe du courant de phase. Le zoom présenté dans la figure (IV.27) illustre bien ces oscillations.

➤ **Diagnostic à base d'un multiobservateur de Luenberger :**

Dans le premier cas, nous avons considéré deux barres cassées ($n_b = 2$), les résultats de simulations sont présentés dans les figures suivantes :

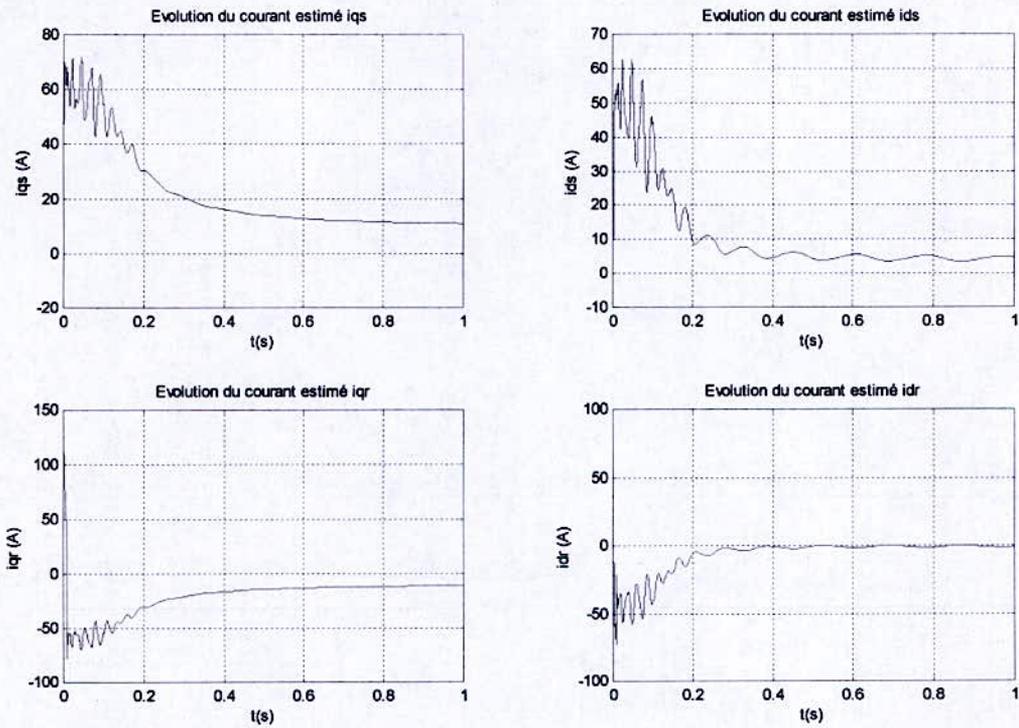


Figure IV.28 : Evolution des courants statoriques et rotoriques estimés de Park

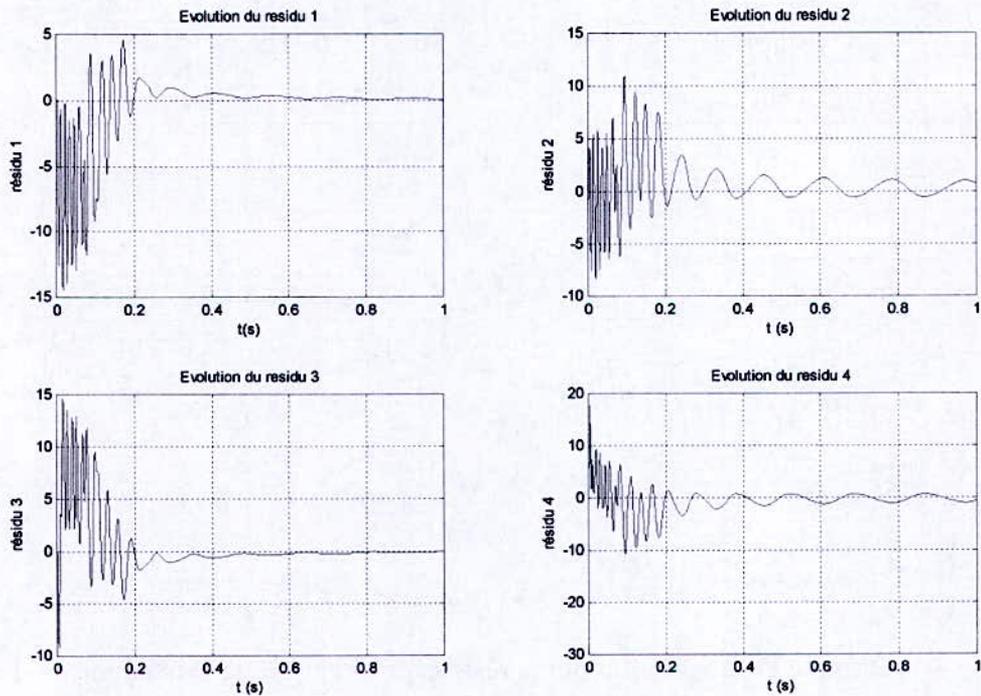


Figure IV.29 : Evolution des résidus : les courants de Park

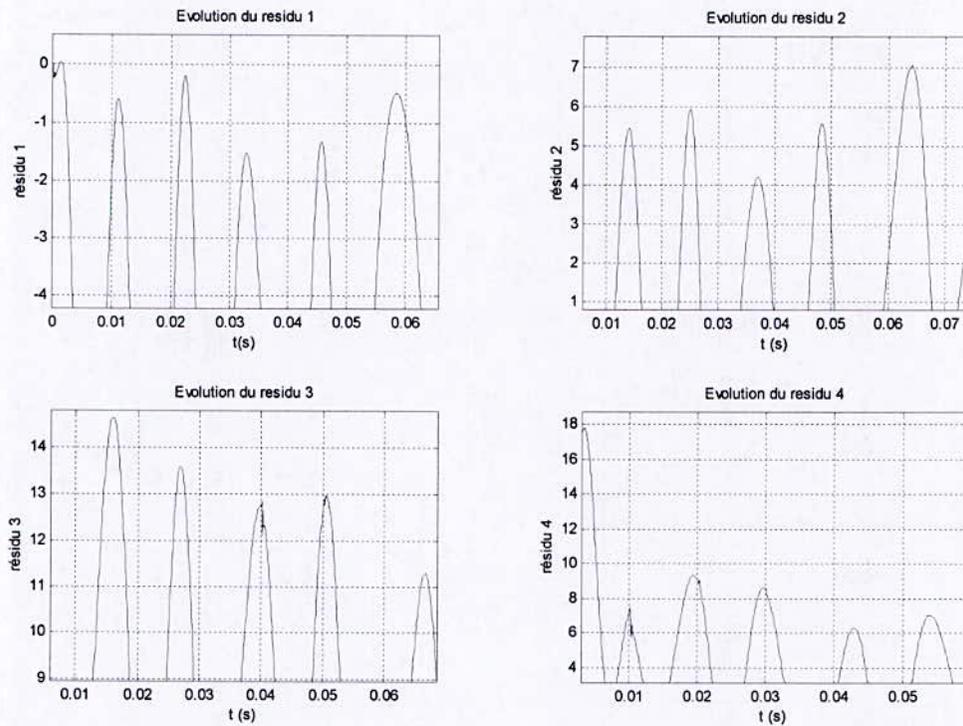


Figure IV.30 : Zoom sur l'évolution des résidus des courants de Park

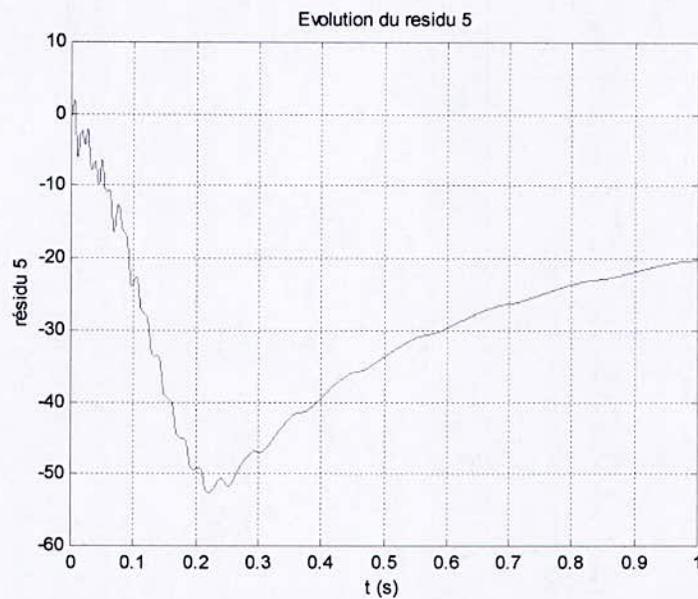


Figure IV.31 : Evolution du résidu de la vitesse de la machine

Commentaires :

- A travers la figure (IV.28), on constate que les courants statoriques et rotoriques estimés par le multiobservateur de Luenberger présentent des oscillations du à la présence du défaut. Les courants rotoriques sont plus influencés, car c'est un défaut qui se situe au niveau du rotor.
- Le comportement des résidus demeure différent de zéro. Ceci est dû au défaut de cassure de barres. Le résidu 5 (Figure IV.31) qui représente la différence entre la vitesse estimée en régime sain et la vitesse estimée en régime de défauts, est aussi différent de zéro. Car les défauts de cassures de barres entraînent une variation de l'inertie de la machine, ce qui se répercute directement sur la vitesse de la machine asynchrone.

Deuxième cas :

Nombre de barres cassées $n_b = 5$

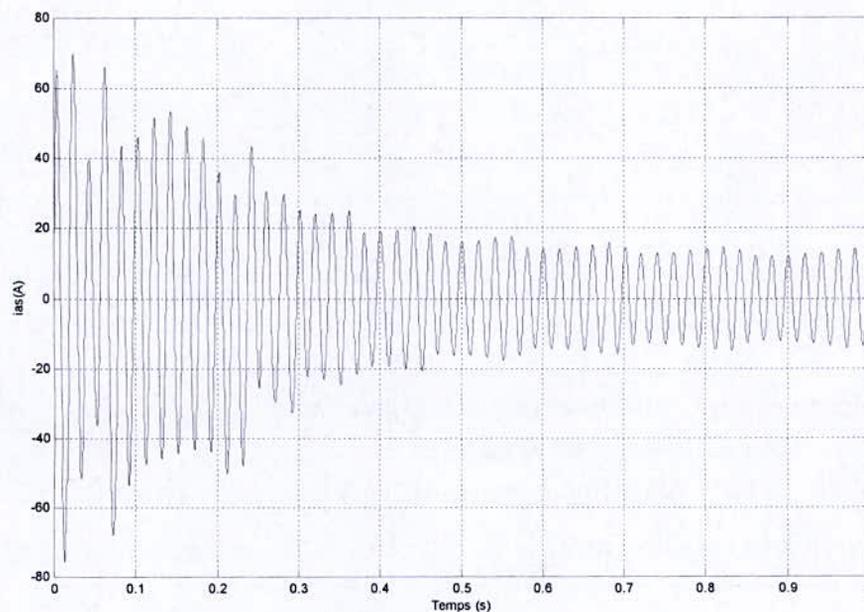


Figure IV.32 : Evolution du courant de phase : Cinq barres cassées

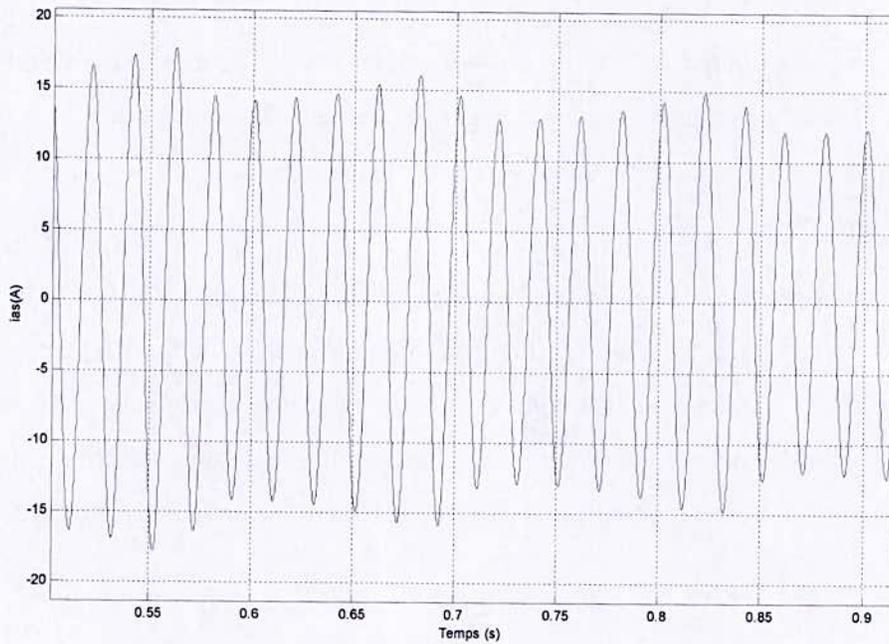


Figure IV.33 : Zoom du courant de phase : Cinq barres cassées

Commentaires :

En comparant les figures (IV.5), (IV.26) et (IV.32), on constate que les oscillations sont plus importantes si le nombre de barres cassées est plus important. On remarque aussi que l'amplitude du courant de phase dans la partie transitoire diminue avec l'augmentation du nombre de barres cassées.

➤ **Diagnostic à base d'un multiobservateur de Luenberger :**

Afin de visualiser l'impact du nombre de barres cassées sur le comportement de la machine asynchrone, nous avons considéré un deuxième cas avec cinq barres cassées ($n_b = 5$).

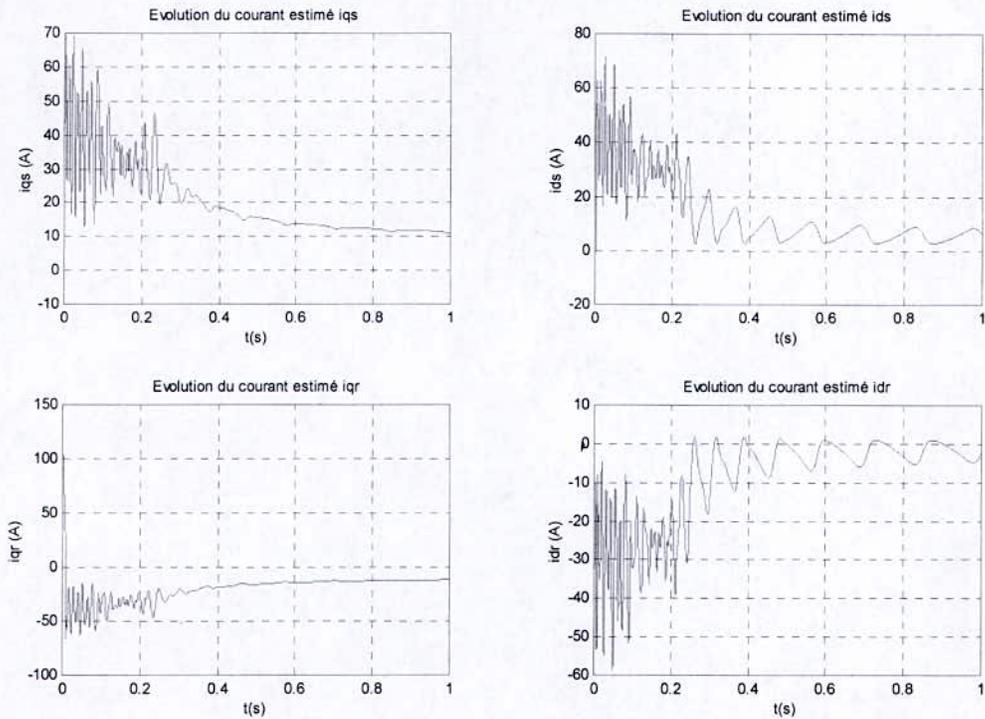


Figure IV.34 : Evolution des courants statoriques et rotoriques estimés de Park

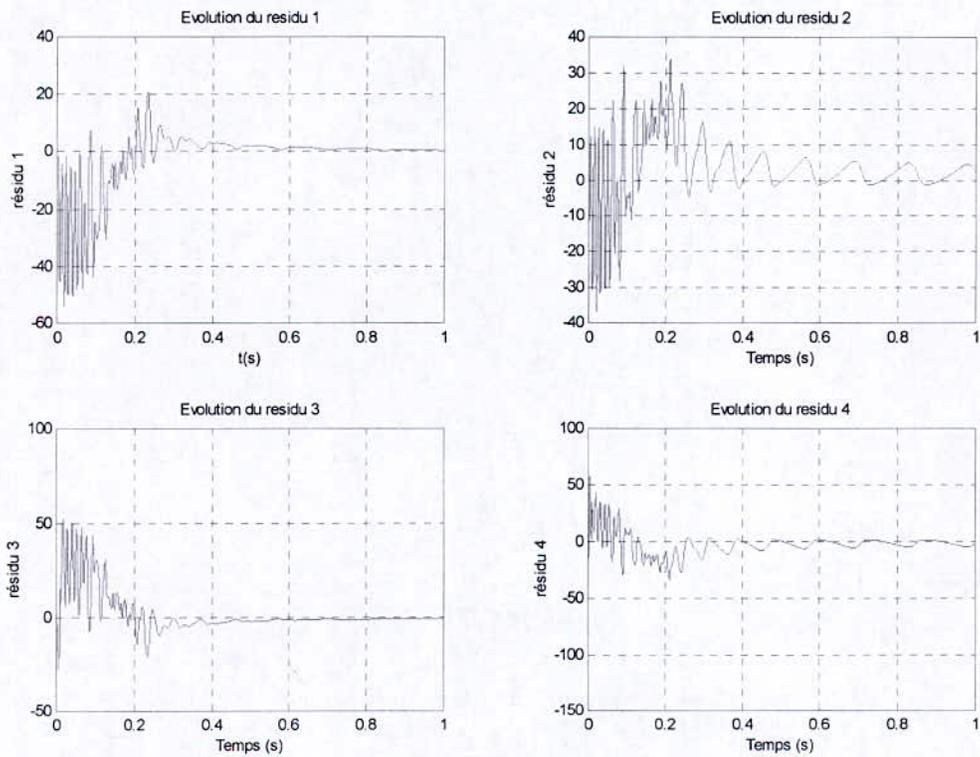


Figure IV.35 : Evolution des résidus : les courants de Park

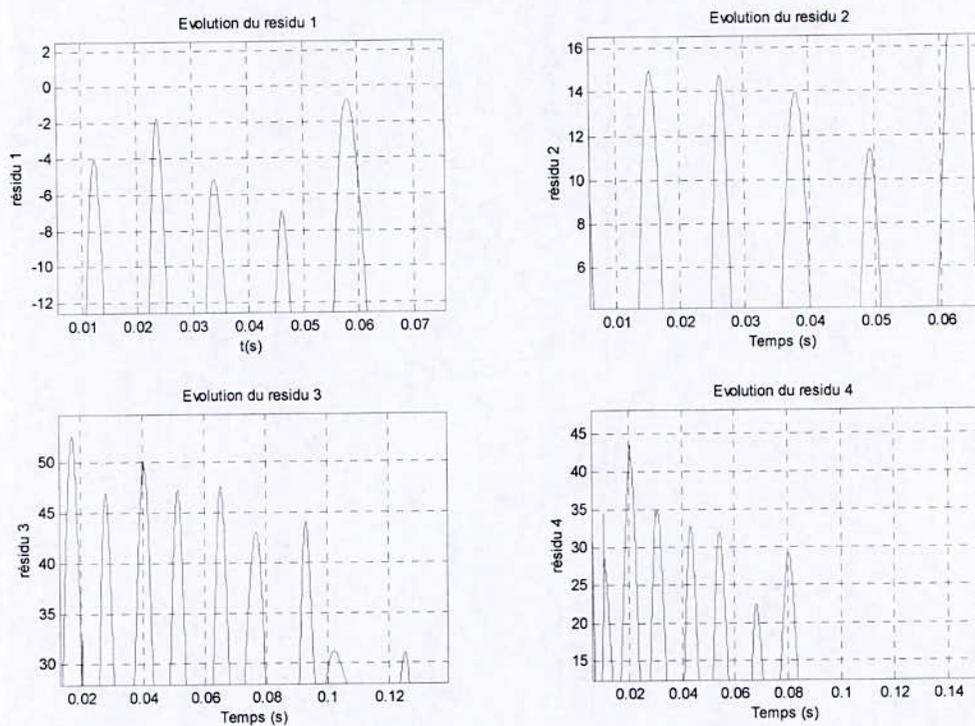


Figure IV.36 : Zoom sur l'évolution des résidus des courants de Park

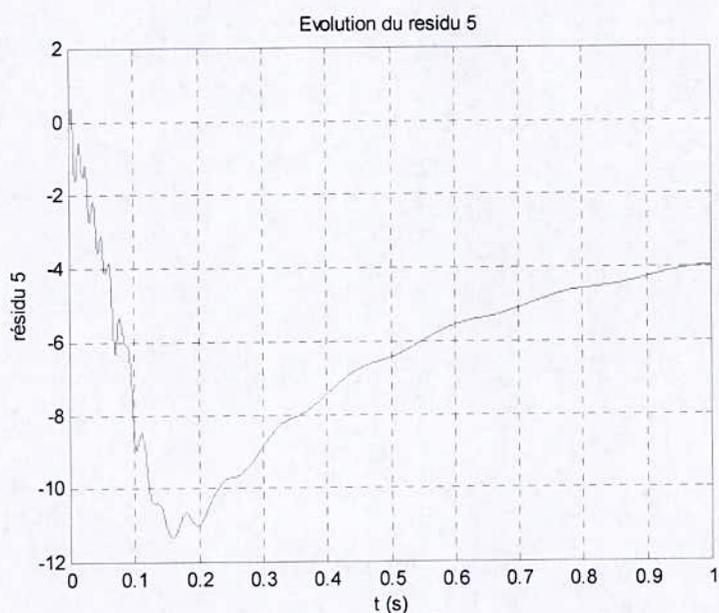


Figure IV.37 : Evolution du résidu de la vitesse de la machine

Commentaires :

Nous signalons à travers la figure (IV.34) que les oscillations des courants statoriques et rotoriques estimés sont plus importantes si le nombre de barres cassées est plus grand. De même, l'amplitude des résidus augmente (Figure(IV.35) et (IV.37)). Les courants rotoriques sont plus influencés que les courants statoriques (Figure (IV.36)).

➤ **Analyse fréquentielle :**

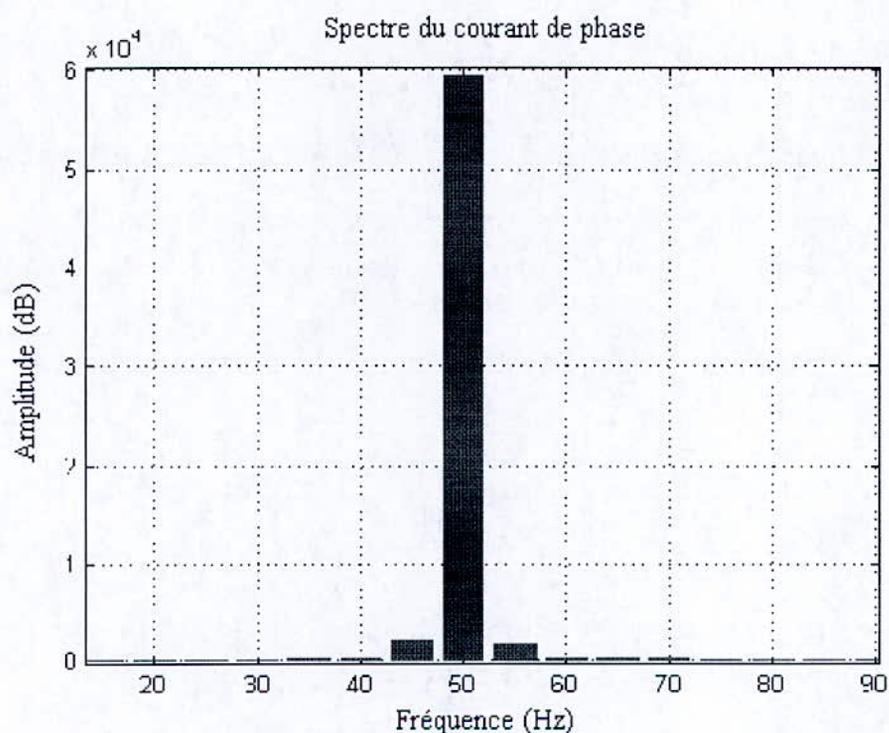


Figure IV.38 : Spectre du courant de phase : Deux barres cassées

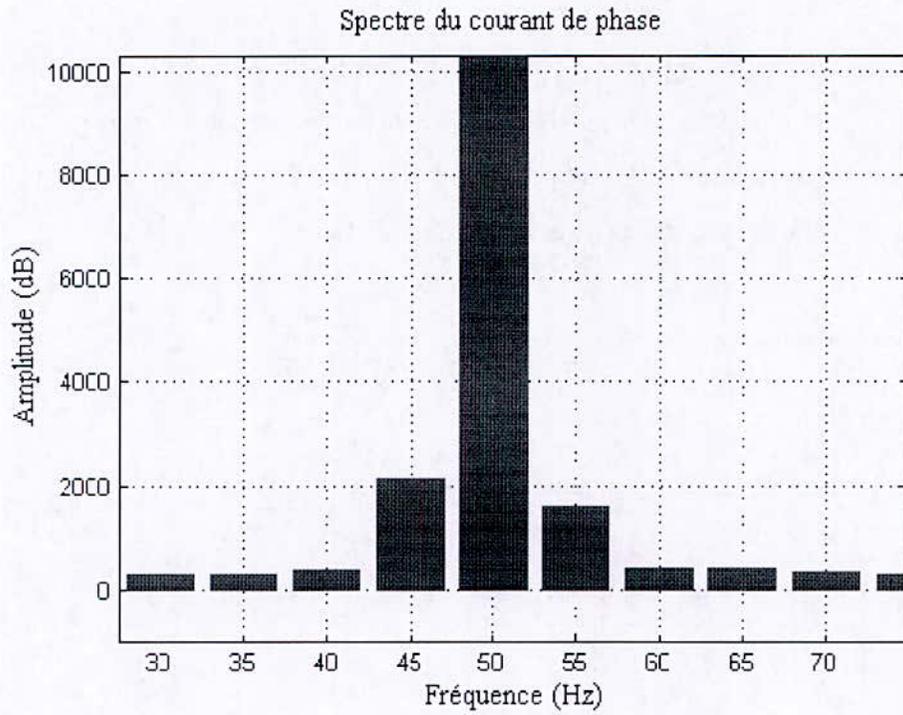


Figure IV.39 : Zoom du spectre du courant de phase : Deux barres cassées

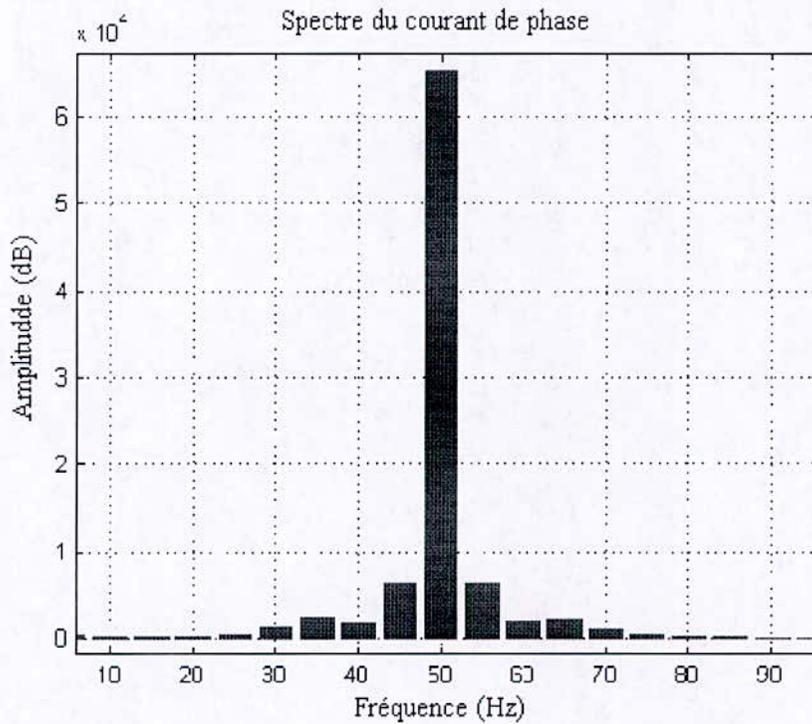


Figure IV.40 : Spectre du courant de phase : Cinq barres cassées

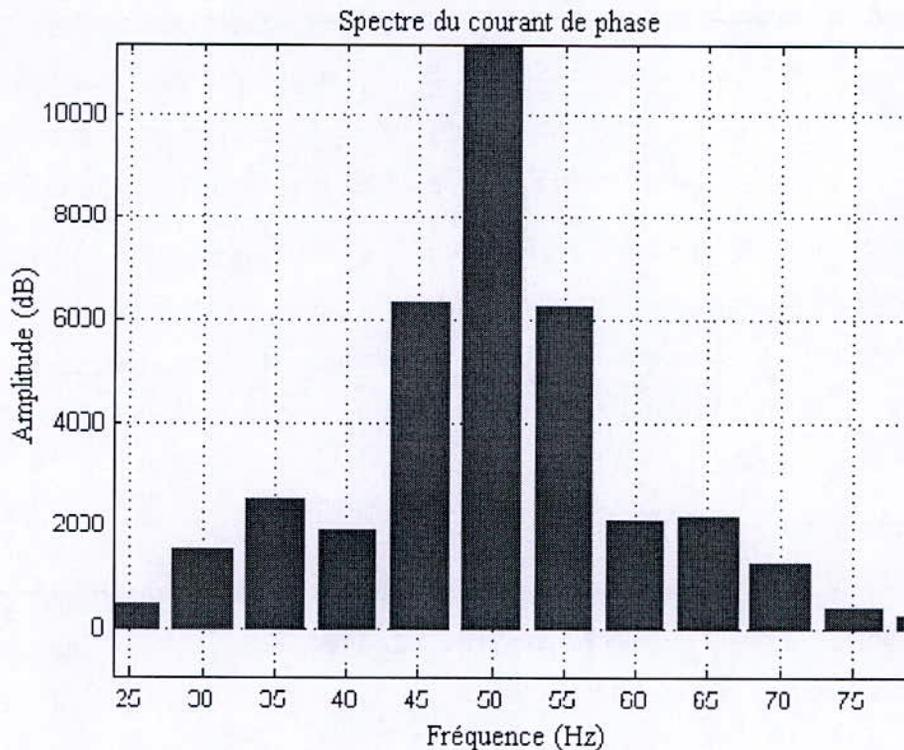


Figure IV.41 : Zoom du spectre du courant de phase : Cinq barres cassées

Commentaires :

A partir des figures (IV.38-41), l'analyse fréquentielle du courant montre une apparition de raies aux fréquences $(1 \pm 2g) f_s$ ($f = 45$ Hz et $f = 55$ Hz), ce qui correspond à la théorie. Il est à noter que plus le nombre de barres cassées augmente plus l'amplitude des raies autour de ces fréquences augmente.

IV.3. Conclusion :

Le but de ce chapitre était de présenter un système d'équations différentielles décrivant la machine asynchrone en présence de défauts statoriques et rotoriques, ce modèle a été présenté. Nous avons considéré deux cas : un défaut statorique (court-circuit), et un défaut rotorique (cassure de barre). Cette modélisation nous a permis de simuler de manière plus proche de la pratique, le comportement de la machine en régime de défauts. Elle nous a également permis de comparer les grandeurs de la machine avec les valeurs réelles qu'offre la plaque signalétique.

Cette modélisation nécessite une étude précise et rigoureuse des signatures des défauts de la machine, elle demande un temps de calcul très important suite aux nombres d'équations différentielles non linéaires qui représentent le modèle. Mais, elle permet de simuler la machine asynchrone en situation de défauts, ce qui n'était pas le cas en utilisant la modélisation de Park.

Toutes les simulations ont été effectuées en utilisant l'environnement MATLAB. Nous avons pu présenté les performances du multiobservateur de Luenberger utilisé pour le diagnostic de la machine asynchrone en situations de défauts statoriques et rotoriques. L'avantage de la conception des multiobservateurs par approche multimodèle par rapport aux observateurs linéaires est mis en exergue.

Il est important à noter que la méthode proposée dans le chapitre (III), qui concerne la modélisation de la machine asynchrone en utilisant la variation paramétrique présente un inconvénient majeur, qui réside dans la non prise en compte des variations dites normales des paramètres de la machine. (à cause d'une élévation de la température par exemple). En plus elle permet seulement la détection d'un défaut au stator ou bien au rotor, sans plus de détails sur l'ampleur de ce défaut. D'où l'intérêt grandissant de recourir au modèle WFT de la machine.

Conclusion générale

Notre travail consiste à synthétiser un multiobservateur à base de multimodèle qui permet le diagnostic des différents défauts de la machine asynchrone. La modélisation de Park s'avère insuffisante dans le cas d'une machine en situation de défauts. Alors une modélisation plus fine de la machine a été développée à base de la théorie du WFT, celle – ci nous a permis d'analyser de manière plus proche de la pratique, l'impact des défauts sur le comportement de la machine.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté de manière générale les différents défauts qui peuvent altérer le bon fonctionnement de la machine asynchrone. Nous avons cité des défauts qui se produisent au niveau du stator (courts – circuits statoriques), ainsi que des défauts rotoriques (cassures de barres rotoriques). Nous avons également présenté les signatures des défauts de la machine asynchrone. Ce qui nous a permis d'avoir une étude précise sur les signatures des défauts, afin de pouvoir élaborer un modèle qui présente au mieux notre machine asynchrone .

Dans le chapitre (II), nous avons présenté la méthodologie de détection des défauts à base de multiobservateurs, nous avons aussi consacré une partie pour rappeler la théorie de l'approche multimodèle pour pouvoir synthétiser un multiobservateur appliqué à la machine asynchrone.

Dans les deux chapitres (III) et (IV) qui suivent, nous avons introduit deux types de modélisation de la machine asynchrone; une représentation d'état associé au modèle de Park et une autre représentation qui prend en considération les différents défauts de la machine (courts – circuits statoriques et cassures de barre rotoriques). Nous avons élaboré, tout au long de ce chapitre, les techniques classiques qui permettent d'établir les équations électriques et mécaniques de la machine.

Les résultats de simulations sont donnés dans la fin de chaque chapitre. Nous avons proposé d'utiliser les multiobservateurs de Luenberger appliqué à la machine asynchrone. Une analyse temporelle et fréquentielle ont permis de mettre en évidence les signatures des défauts.

En conclusion, on peut dire que ce travail nous a permis de développer une autre méthode de conception d'observateurs à base de multimodèle. Nous avons pu appliquer cette méthode sur un modèle plus proche de la pratique. Nous avons pu aussi comparer les résultats de simulations du modèle de la machine en régime de défauts (WFT) avec les grandeurs réelles de la machine.

Comme perspectives, nous proposerons d'utiliser la théorie des multiobservateurs par mode de glissement sur le modèle de la machine asynchrone. Nous suggérerons également de prendre en considération d'autres types de défauts de la machine.

Une modélisation imparfaite de la machine asynchrone peut générer des perturbations qui peuvent gêner son fonctionnement. Alors une bonne modélisation, et surtout en situation de défauts est nécessaire pour éviter ce type de problème. Une perturbation est une grandeur qui agit sur le modèle de la machine, et que l'on connaît pas. Dans ce travail, nous n'avons pas pris en compte les perturbations lors de la phase de modélisation de la machine asynchrone, alors d'autres travaux complémentaires peuvent être menés dans ce sens, pour arriver à des résultats encore beaucoup plus proche de la réalité.

Nous suggérons également de synthétiser une loi de commande tolérante aux défauts, qui peut s'accommoder de l'effet des défauts tout en étant capable de maintenir la stabilité et les performances nominales de la machine asynchrone, car actuellement, la plupart des techniques de diagnostic, sont développés comme un outil de surveillance et non pas une partie intégrante de la commande. Le problème qui pourra être sujet de recherche est de savoir comment intégrer les méthodes de diagnostic au profit de la commande tolérante aux défauts.

Bibliographie

- [AKH03] A. Akhenak, « Sliding mode multiple observer for fault detection and isolation », *Proceeding of the 42nd IEEE, Conference on Decision and Control*, USA, Décembre 2003.
- [AKH04a] A. Akhenak, M. Chadli, J.Ragot, D. Maquin « Design of robust observer for uncertain Takagi – Sugeno Models », *IEEE transactions on Automatic Control*, July 2004.
- [AKH04b] A. Akhenak, « Conception d'observateurs non linéaires par approche multimodèles : application au diagnostic », *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine*, Décembre 2004.
- [AKH04c] A. Akhenak, M. Chadli, J.Ragot, D. Maquin « State estimation of uncertain multiple model with unknown inputs », *IEEE Conference on Decision and Control*, December 2004.
- [ALE99] A. Alessandri, T. Hawkinson, A. J. Healey, G. Veruggio, « Robust model – based fault diagnosis for unmanned underwater vehicles using sliding mode – observers », *11th International Symposium on Unmanned Untethered Submersible Technology*, August 1999.
- [B0N92] Austin H. Bonnett and George C. Soukup, « Cause and analysis of stator and rotor failures in three – phase squirrel – cage induction motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, NO. 4, August 1992.
- [B0N92] Austin H. Bonnett and Timothy Albers, « Motor bearing systems », *IEEE Industry Applications Magazine*, Sept – Oct 2002.
- [BAC02] Smail Bachir, Jean Claude Trigeassou, Slim Tnani, Sébastien Cauët, « Diagnostic des défauts statoriques et rotoriques par identification paramétrique sans capteur de vitesse », *Conférence Internationale Francophone d'Automatique*, Nantes, Juillet 2002.
- [BOU01] T. Boumegoura, « Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic », *Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon*, Mars 2001.

- [CAS03] R. Casimir, « Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes », *Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon*, Décembre 2003.
- [CHA02] Mohammed Chadli, Didier Maquin, José Ragot, « Output stabilisation in multiple model approach to modeling », *Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Control Applications*, Scotland, September 2002.
- [COM00] Christophe Combastel « Méthodes d'aide à la décision pour la détection et la localisation de défauts dans les entraînements électriques », *Thèse de Doctorat, Spécialité Automatique – Productique*, Institut National Polytechnique de Grenoble, Septembre 2002.
- [DIO00] J. M. Dion, C. Commault, O. Sename and R. Moteyian, « Observer – based fault diagnosis for structured systems », *Proceeding of the 39nd IEEE, Conference on Decision and Control*, Australia, December 2000.
- [FAI02] Jawad Faiz and Iman Tabatabaei « Extension of winding function theory for nonuniform air gap in electric machinery », *IEEE transactions on magnetics*, Vol. 38, NO. 6, November 2004.
- [GAR03] Gary G. Yen and Liang – Wei Ho, « Online multiple – model based fault diagnosis and accommodation », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, VOL. 50, NO. 2, April 2003.
- [HEN99] Henry David, « Diagnostic et contrôle de cohérence des systèmes multivariables incertains », *Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux 1*, Novembre 1999.
- [HOU03] G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, and E. Destobbeleer, « A winding function theory based global method for the simulation of faulty induction machines », *IEEE*, 1999.
- [JAM03] H. Jamouli « Génération de résidus directionnels pour le diagnostic des systèmes linéaires stochastiques et la commande tolérante aux défauts », *Thèse de Doctorat, Spécialité Automatique, Université Henri Poincaré, Nancy1*, Décembre 2003.

- [JAW03] Jawad Faiz and Iman Tabatabaei, « Extension of winding function theory for nonuniform air gap in electric machinery », *IEEE Transactions on magnetics*, VOL. 38, NO. 6, Novembre 2002.
- [JIA99] H. Jiang, R. Aggarwal, G. Weller, S. Ball, and L. Denning, « A new approach to synchronous generator internal fault simulation using combined winding function theory and direct phase quantities », *9th International Conference on Electrical Machines and Drives*, Conference Publication NO. 468, 1999.
- [JOH00] A. Johanson, Robert Shorten, and Roderick Murray – Smith « On the interpretation and identification of dynamic Takagi – Sugeno fuzzy models », *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, VOL. 8, NO. 3, June 2000.
- [JOI02] C. Join « Diagnostic des systèmes non linéaires : Contribution aux méthodes de découplage », *Thèse de Doctorat, Spécialité Automatique, Université Henri Poincaré, Nancy1*, Novembre 2002.
- [KOM04] Komi Midzodzi Pekpe, « Identification par les techniques des sous – espaces : Application au diagnostic », *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine*, Décembre 2004.
- [KRA87] Paul C. Krausse, « Analysis of electric machinery », *McGraw – Hill Book Company*, Singapore, 1987
- [LAL03] T.M Laleg, « Diagnostic des défauts dans les systèmes physiques : Application à la machine asynchrone », *Mini Projet , 4^{ème} année, Spécialité Automatique, Ecole Nationale Polytechnique*, Alger, 2003.
- [LAL04] T.M Laleg, « Contribution aux méthodes de diagnostic à base d'observateurs et commande tolérante aux défauts : Application à la machine asynchrone et au robot SCARA », *Projet de Fin d'Etudes, Spécialité Automatique, Ecole Nationale Polytechnique*, Alger, 2004.
- [MAQ00] D. Maquin et J. Ragot, « Diagnostic des systèmes linéaires », *Hermès Science Europe*, 2000.

- [MEZ00] A. Mezhoud, « Détection et localisation des pannes dans les systèmes de commande : Approche à base d'observateur », *Thèse de Magister, Ecole Militaire Polytechnique, Alger*, 2000.
- [MUN99] Alfredo R. Munoz and Thomas A. Lipo, « Complex vector model of the squirrel – cage induction machine including instantaneous rotor bar currents », *IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 35, NO. 6*, Nov – Dec 1999.
- [RAZ01] H. Razik et G. Didier , « Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrones », *IEEE Transactions on Automatic Control*, Décembre 2001.
- [RAZ03] H. Razik et G. Didier , « Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone », *Université Henry Poincaré, Nancy 1*, 7 Janvier 2003.
- [SCH99] E. Scheffer, « Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts », *Thèse de Doctorat, Université de Nantes*, Décembre 1999.
- [TOL96] James P. Johanson, Anandan Velayutham Rajarathnam, Hamid A. Tolyat, « Torque optimization for a SRM using winding function theory with a gap – dividing surface », *IEEE Transactions on magnetics*, 1999.
- [TOL99] Hamid A. Toliyat, Subhasis Nandi, « Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines : A review », *IEEE*, 1999.
- [XIO00a] Yi Xiong and Mehrdad Saif, « Sliding – mode observer for uncertain systems Part I : Linear systems case », *Proceeding of the 39nd IEEE, Conference on Decision and Control*, Australia, December 2000.
- [XIO00b] Yi Xiong and Mehrdad Saif, « Sliding – mode observer for uncertain systems Part I : Nonlinear systems case », *Proceeding of the 39nd IEEE, Conference on Decision and Control*, Australia, December 2000.
- [ZHA01] Qinghua Zhang and Aiping Xu , « Global adaptative observer for a class of non linear systems », *Publication interne n° 1414, Institut de Recherche en Informatique et Systèmes Aléatoires*, Septembre 2001.

- [ZHA04] Qinghua Zhang and Aiping Xu , « Residual generation for faults diagnosis in linear time – varying systems », *IEEE Transactions on Automatic and Control*, Vol. 49, NO. 5, Mai 2001.
- [ZHA99a] Qinghua Zhang « Identification et surveillance de systèmes dynamiques », *Habilitation à diriger des recherches, Université de Rennes 1, Institut de Formation Supérieure en Informatique et en Communication*, Janvier 1999.
- [ZHE05] Zhengang Han, Weihua Li, Sirish L. Shah, « Fault detection and isolation in the presence of process uncertainties », *Control Engineering Practice* 13, 2005.
- [ZHO00] Zhongming Ye and Bin Wu, « Induction motor mechanical fault simulation and stator current signature analysis », *IEEE*, 2000.
- [MOR99] Moreau S., Trigeassou J.C., Champenois G., Gaubert J.P, « Diagnosis of induction machines : A procedure of electrical fault detection and localization », *IEEE SDEMPED 99*, Spain, September 1999.
- [STE88] J. Stein, E.D. Endicott, « Noninvasive detection of broken bars in operating induction motors », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 3, NO. 4, December 1988.
- [JOH92] T.A. Johanson, A.B. Foss, « Non linear local model representation for adaptative systems », *IEEE Conference on Intelligent Control and Instrumentation*, Vol. 2, 1992.
- [GAS00] K. Gasso, « Identification des systèmes dynamiques non linéaires : Approche multimodèle », *Doctorat de l'Institut Polytechnique de Lorraine*, 2000.

Annexe

ANNEXE A. MACHINE ASYNCHRONE

A.1. Paramètre de la machine asynchrone :

Les paramètres de la machine utilisés dans les simulations sont :

Puissance nominale : $P = 4\text{kW}$

Tension nominale : $U = 220/380\text{ V}$

Fréquence nominale : $f = 50\text{ Hz}$

Vitesse nominale : $\omega_r = 2840\text{ tr/min}$

Résistance statorique : $R_s = 1.595\ \Omega$

Résistance rotorique : $R_r = 1.3053\ \Omega$

Inductance cyclique du stator : $L_s = 0.0033\text{ H}$

Inductance cyclique du rotor : $L_r = 0.0033\text{ H}$

Inductance mutuelle cyclique : $M = 0.3036\text{ H}$

Nombre de paires de pôles : $p = 2$

Moment d'inertie : $J = 0.045\text{ Kg.m}^2$

Couple résistant : $C_r = 13.4497$

Coefficient de frottement : $f = 0.0038\text{ Kg.m}^2/\text{s}$

Nombre de barres : $n = 30$

Nombre de spires par phase statorique : $N_s = 124$

Résistance d'une portion d'anneau : $r_e = 8.75 \cdot 10^{-7}\ \Omega$

Résistance d'une barre rotorique : $r_b = 3.04 \cdot 10^{-4}\ \Omega$

Inductance de fuite d'une barre : $l_b = 5.16 \cdot 10^{-7}\text{ H}$

Inductance de fuite d'une portion d'anneau : $l_e = 1.59 \cdot 10^{-9}\text{ H}$

Perméabilité du vide : $\mu_0 = 10^{-7} \times 4\pi$

Longueur utile de la machine : $l = 125 \cdot 10^{-3}$

Rayon moyen de la machine : $r = 37.35 \cdot 10^{-3}$

Épaisseur de l'entrefer : $g = 0.35 \cdot 10^{-3}$

Angle entre deux barres rotoriques adjacentes : $l_{ls} = 0.004$

A.2 Modèle de la machine asynchrone :

A partir de la modélisation de Park et après simplification des équations on trouve le système d'équations suivant : (Représentation flux)

$$A(x) = \begin{bmatrix} -\omega_b \left(\frac{r_s X_{rr'}}{D} \right) \psi_{qs} - \omega \psi_{ds} + \omega_b \left(\frac{r_s X_M}{D} \right) \psi_{qr'} \\ -\omega_b \left(\frac{r_s X_{rr'}}{D} \right) \psi_{ds} - \omega \psi_{qs} + \omega_b \left(\frac{r_s X_M}{D} \right) \psi_{dr'} \\ \omega_b \left(\frac{r_r' X_M}{D} \right) \psi_{qs} - \omega_b \left(\frac{r_r' X_{ss}}{D} \right) \psi_{qr'} - (\omega - \omega_r) \psi_{dr'} \\ -\omega_b \left(\frac{r_r' X_{ss}}{D} \right) \psi_{dr'} + \omega_b \left(\frac{r_r' X_{ss}}{D} \right) \psi_{ds} + (\omega - \omega_r) \psi_{qr'} \\ \left(\frac{P}{2J} \right) (T_e - T_L) \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Et :

$$B = \begin{bmatrix} \omega_b & 0 \\ 0 & \omega_b \\ \omega_b & 0 \\ 0 & \omega_b \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$C = \left(\frac{1}{D} \right) \begin{bmatrix} X_{rr} & 0 & -X_m & 0 & 0 \\ 0 & X_{rr} & 0 & -X_m & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

T_e est défini précédemment dans l'équation (II.91), et D dans l'équation (II.67).

On pose :

$$x_1 = \psi_{qs}, x_2 = \psi_{ds}, x_3 = \psi_{qr'}, x_4 = \psi_{dr'}, x_5 = \omega_r$$

$$u = \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad y = \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

On écrit le modèle de la machine sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(x, u) \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

Dans un repère lié au champ tournant , on peut écrire :

$$\omega = \omega_s \quad (\text{A.6})$$

A.3 Linéarisation du modèle de la machine autour d'un point de fonctionnement :

La linéarisation du modèle de la machine défini par l'équation (A.5) s'effectue en utilisant la série de Taylor. Nous avons utilisé le logiciel Matlab pour le calcul des dérivées partielles.

$$\begin{cases} \dot{x} = g(x, u, f) \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{A.7})$$

Les matrices A, B et C sont données par :

$$A = \left. \frac{\partial g(x, u, f)}{\partial x} \right|_{p_f} = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial x_1} & \frac{\partial g_1}{\partial x_2} & \frac{\partial g_1}{\partial x_3} & \frac{\partial g_1}{\partial x_4} & \frac{\partial g_1}{\partial x_5} \\ \frac{\partial g_2}{\partial x_1} & \frac{\partial g_2}{\partial x_2} & \frac{\partial g_2}{\partial x_3} & \frac{\partial g_2}{\partial x_4} & \frac{\partial g_2}{\partial x_5} \\ \frac{\partial g_3}{\partial x_1} & \frac{\partial g_3}{\partial x_2} & \frac{\partial g_3}{\partial x_3} & \frac{\partial g_3}{\partial x_4} & \frac{\partial g_3}{\partial x_5} \\ \frac{\partial g_4}{\partial x_1} & \frac{\partial g_4}{\partial x_2} & \frac{\partial g_4}{\partial x_3} & \frac{\partial g_4}{\partial x_4} & \frac{\partial g_4}{\partial x_5} \\ \frac{\partial g_5}{\partial x_1} & \frac{\partial g_5}{\partial x_2} & \frac{\partial g_5}{\partial x_3} & \frac{\partial g_5}{\partial x_4} & \frac{\partial g_5}{\partial x_5} \end{bmatrix}_{p_f} \quad (\text{A.8})$$

$$B = \frac{\partial g(x, u, f)}{\partial u} \Big|_{p_f} = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial u_1} & \frac{\partial g_1}{\partial u_2} \\ \frac{\partial g_2}{\partial u_1} & \frac{\partial g_2}{\partial u_2} \\ \frac{\partial g_3}{\partial u_1} & \frac{\partial g_3}{\partial u_2} \\ \frac{\partial g_4}{\partial u_1} & \frac{\partial g_4}{\partial u_2} \\ \frac{\partial g_5}{\partial u_1} & \frac{\partial g_5}{\partial u_2} \end{bmatrix}_{p_f} \quad (\text{A.9})$$

Avec :

$p_f = [x^* \quad u^* \quad f^*]$: le point de fonctionnement

Pour le diagnostic de la machine, nous allons définir le vecteur des défauts f suivant :

$$f = \begin{bmatrix} \Delta R_s \\ \Delta R_r \\ \Delta L_s \\ \Delta L_r \end{bmatrix}, \quad \text{avec} \begin{cases} \Delta R_s = R_s - R_{s0} \\ \Delta R_r = R_r - R_{r0} \\ \Delta L_s = L_s - L_{s0} \\ \Delta L_r = L_r - L_{r0} \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

La matrice E_f est obtenu par l'expression suivante :

$$E_f(x) = \frac{\partial A(x, u)}{\partial f} \Big|_{f=0} = \begin{bmatrix} \frac{\partial x_1}{\partial R_s} & \frac{\partial x_1}{\partial R_r} & \frac{\partial x_1}{\partial L_s} & \frac{\partial x_1}{\partial L_r} \\ \frac{\partial x_2}{\partial R_s} & \frac{\partial x_2}{\partial R_r} & \frac{\partial x_2}{\partial L_s} & \frac{\partial x_2}{\partial L_r} \\ \frac{\partial x_3}{\partial R_s} & \frac{\partial x_3}{\partial R_r} & \frac{\partial x_3}{\partial L_s} & \frac{\partial x_3}{\partial L_r} \\ \frac{\partial x_4}{\partial R_s} & \frac{\partial x_4}{\partial R_r} & \frac{\partial x_4}{\partial L_s} & \frac{\partial x_4}{\partial L_r} \\ \frac{\partial x_5}{\partial R_s} & \frac{\partial x_5}{\partial R_r} & \frac{\partial x_5}{\partial L_s} & \frac{\partial x_5}{\partial L_r} \end{bmatrix}_{f=0} \quad (\text{A.11})$$

La matrice A après linéarisation :

$$A = \begin{bmatrix} -\omega_b \left(\frac{r_s X_{rr'}}{D} \right) & -\omega & \omega_b \left(\frac{r_s X_M}{D} \right) & 0 & -\psi_{ds} \\ -\omega & -\omega_b \left(\frac{r_s X_{rr'}}{D} \right) & 0 & \omega_b \left(\frac{r_s X_M}{D} \right) & -\psi_{qs} \\ \omega_b \left(\frac{r_r X_M}{D} \right) & 0 & -\omega_b \left(\frac{r_r X_{ss}}{D} \right) & -(\omega - \omega_r) & \omega_r \psi_{dr'} \\ 0 & \omega_b \left(\frac{r_r X_{ss}}{D} \right) & (\omega - \omega_r) & -\omega_b \left(\frac{r_r X_{ss}}{D} \right) & \omega_r \psi_{qr'} \\ -\left(\frac{3p^2}{8J} \right) \left(\frac{X_m D}{\omega_b} \right) L_T \psi_{dr'} & \left(\frac{3p^2}{8J} \right) \left(\frac{X_m D}{\omega_b} \right) L_T \psi_{qr'} & \left(\frac{3p^2}{8J} \right) \left(\frac{X_m D}{\omega_b} \right) L_T \psi_{ds} & -\left(\frac{3p^2}{8J} \right) \left(\frac{X_m D}{\omega_b} \right) L_T \psi_{qs} & -\left(\frac{p}{2J} \right) L_T \end{bmatrix}$$

Les valeurs numériques de la matrice dynamique :

$$A = \begin{bmatrix} -242.9730 & -314.0000 & 242.3604 & 0 & 0 \\ 314.0000 & -242.9730 & 0 & 240.3604 & 0 \\ 196.7037 & 0 & -198.8418 & -314.0000 & 0 \\ 0 & 196.7037 & 314.0000 & -198.8418 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.0844 \end{bmatrix};$$