

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique d'Alger



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique
Laboratoire de recherche en Electrotechnique
Mémoire de Magister

Par M^{elle} ABDELLI Radia

(Ingénieur de l'Université de Bejaia)

Thème

**PERTURBATIONS SINGULIERES APPLIQUEES AU MODELE DE
MACHINE ASYNCHRONE AVEC DEFAUTS AU STATOR ET AU ROTOR**

Soutenu publiquement le 01 /07 /2007 devant le jury suivant :

Président :	IBTIOUEN R.	Professeur ENP
Directeur de thèse :	TOUHAMI O.	Professeur ENP
Examineurs :	MAHMOUDI M. O	Professeur ENP
	MEKHTOUB S.	Maitre de conférences ENP
	TAHMI R.	Maitre de conférences ENP

— Année 2007 —

ENP, 10 Avenue Hassen Badi, El-Harrach, Alger.

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur le Professeur TOUHAMI Omar pour tous les efforts constants et soutenus qu'il n'a cessé de consentir et ses précieuses orientations, conseils, et informations qu'il m'a généreusement fournis tout au long de ce parcours à l'ENP et ce, malgré son plan de charge que je sais très chargé.

Tout comme j'exprime mes meilleurs sentiments de gratitude aux honorables membres du Jury qui ont l'amabilité et la patience de supporter ma maladroite capacité à m'exprimer en public.

Le présent mémoire, je tiens à le noter, couronne un bref passage à l'Ecole Nationale Polytechnique riche en enseignements et expériences tant sur le strict plan du savoir que de celui de la vie au sein d'une communauté représentée par une élite : les éminents professeurs TOUHAMI, IBTIOUEN, TAHMI, MEKHALDI , MAHMOUDI, DJEMAA, MEKHTOUBetc.

Eminents professeurs disais-je, que je tiens très particulièrement à remercier, sincèrement, pour leur engagement total envers leurs étudiants.

Tous mes remerciements vont enfin à toutes les personnes qui ont eu à m'exprimer leur soutien sous toute forme.

Dédicaces

Je dédie humblement ce modeste travail à mes parents qui ont intensément vécu chaque moment de ce parcours à l'ENP avec dignité, générosité et esprit de sacrifice. Leur dévouement, dans une symbiose presque biologique avec mes préoccupations, m'a permis de doper ma volonté farouche d'aboutir à ce modeste résultat que j'espère honorable et satisfaisant.

Je le dédie aussi à mes deux chères frères Nabil et Athmane pour leur amour et soutien et à toute ma famille surtout mes grands parents et tous mes amis et collègues surtout Ahcene.

Tout comme je le dédie à toutes celles et à tous ceux qui m'ont aidée à concrétiser mes objectifs.

Radia



Nomenclature

Nomenclature des symboles

' s ', ' r ' : Deux indices accordés respectivement aux grandeurs statoriques et rotoriques.

s : Glissement.

p : Nombre de paires de pôles de la machine.

N_r : Nombre de barres rotoriques.

m : Nombre de phases statoriques.

μ_0 : Perméabilité magnétique de l'entrefer (H/m).

l : Longueur du rotor.

r : Rayon moyen de l'entrefer.

λ : Permittivité de l'entrefer.

N_s : Nombre de spires par phase statorique.

g : Epaisseur de l'entrefer.

J : Moment d'inertie de la machine.

f : Coefficient de frottement visqueux.

k_d : Coefficient de distribution.

R_s : Résistance d'un enroulement statorique.

R_b : Résistance d'une barre rotorique.

R_e : Résistance d'un anneau de court circuit au rotor.

r_r : Résistance équivalente rotorique.

R_r : Résistance rotorique équivalente (ramenée au stator).

$[R_s]$: Matrice des résistances statoriques.

$[R_r]$: Matrice des résistances rotoriques.

L_s : Inductance de fuite statorique.

L_{ms} : Inductance de magnétisation statorique.

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_m : Mutuelle inductance entre une phase statorique et une autre rotorique lorsque leurs axes coïncident.

-
- L_b : Inductance d'une barre rotorique.
 L_e : Inductance d'un anneau de court circuit au rotor.
 L_{kk} : Inductance propre de chaque maille rotorique.
 L_{ki} : Inductance mutuelle entre la $k^{\text{ème}}$ maille et la $i^{\text{ème}}$ maille du rotor.
 L_{ai} : Inductance mutuelle entre le phase statorique a et la $i^{\text{ème}}$ maille rotorique.
 ℓ_s : Inductance cyclique statorique.
 ℓ_r : Inductance cyclique rotorique.
- L_r : Inductance de fuite rotorique.
 L_{mr} : Inductance de magnétisation rotorique.
 L : Inductance propre d'une phase rotorique.
 m : Mutuelle cyclique stator rotor.
 $[L_{sr}]$: Matrice des mutuelles inductances stator rotor.
- σ : Coefficient de dispersion : $\sigma = 1 - (m^2 / \ell_s \ell_r)$.
 T_s : Constante de temps statorique : $T_s = \ell_s / R_s$.
 T_r : Constante de temps rotorique : $T_r = \ell_r / R_r$.
- f_s : Fréquence électrique des grandeurs statoriques (fréquence du réseau).
 f_r : Fréquence électrique des grandeurs rotoriques.
- θ : Position du rotor par rapport au stator.
 θ_s : Angle électrique statorique.
 θ_r : Angle électrique rotorique.
 φ : Position angulaire le long de la surface intérieure du stator.
 α_r : Angle entre deux phases rotoriques.
- ω : pulsation électrique des grandeurs statoriques.
 ω : Pulsation électrique des grandeurs rotoriques.

- Ω_s : Vitesse angulaire synchrone.
- Ω_m : Vitesse de rotation de l'arbre de la machine.
- Ω_r : Vitesse angulaire rotorique.
-
- $[V_s]$: Vecteur tension statorique.
- v_a, v_b, v_c : Tensions aux bornes des phases a,b,c respectivement.
- $[V_r]$: Vecteur tension rotorique.
- E : Valeur efficace de la tension d'alimentation.
-
- $[I_s]$: Vecteur courant statorique.
- i_a, i_b, i_c : Courants qui parcourent les enroulements a,b,c respectivement.
- $[I_r]$: Vecteur courant rotorique.
- $i_{r1..i_{rNr}}$: Courants traversants les mailles rotoriques.
- i_{bk} : Courant traversant la ($k^{\text{ème}}$) barre rotorique.
- i_{ek} : Courant traversant la ($k^{\text{ème}}$) portion d'anneau de court circuit.
- i_e : Courant circulant aux extrémités de la cage du rotor.
-
- $[\Phi_s]$: Vecteur flux total statorique.
- $[\Phi_{ss}]$: Vecteur des flux statoriques dus aux courants statoriques.
- $[\Phi_{sr}]$: Vecteur des flux statoriques dus aux courants rotoriques.
- $[\Phi_r]$: Vecteur flux rotorique.
- $[\Phi_{rr}]$: Vecteur des flux rotoriques dus aux courants rotoriques.
- $[\Phi_{rs}]$: Vecteur des flux rotoriques dus aux courants statoriques.
- $\phi_{r1..}\phi_{rNr}$: Flux rotoriques dans les mailles du rotor.
-
- g^{-1} : Fonction inverse de l'entrefer.
- N_i : Fonction de l'enroulement i.
- F : Force magnétomotrice de l'entrefer.

- W_{co} : Co-énergie magnétique.
 C_{em} : Couple électromagnétique.
 C_r : Couple de charge.

 $[G]$: Vecteur désignant une grandeur quelconque.
 $[]^T$: Matrice transposée de la matrice entre $[]$.
 $[]^{-1}$: Matrice inverse de la matrice entre $[]$.
 S : L'opérateur de Laplace.
 d : Axe direct de Park.
 q : Axe en quadrature de Park.
 G_d : Composante directe de la grandeur G .
 G_q : Composante en quadrature de la grandeur G .
 $[P()]$: Matrice de transformation de Park.
 $[P(\theta_s)]$: Matrice de transformation de Park au stator.
 $[P(\theta_r)]$: Matrice de transformation de Park au rotor.
 $[J_2]$: Matrice de rotation de 90° .

Grandeurs liés à l'application de la théorie des perturbations singulières :

- n : Dimension du vecteur d'état désignant les variables lentes.
 m : Dimension du vecteur d'état désignant les variables rapides.
 x : Vecteur d'état des variables lentes.
 z : Vecteur d'état des variables rapides.
 D_x : Domaine d'étude des variables lentes.
 D_z : Domaine d'étude des variables rapides.
 t : Variable désignant le temps.
 u : Vecteur d'entrée au système.
 r : Dimension du vecteur d'entrée.
 ε : Petit terme parasite positif.
 f et g : Fonctions continues et différentiables par rapport à leurs arguments.

- x_o : Vecteur d'état initial des variables lentes.
- z_o : Vecteur d'état initial des variables rapides.
- t_o : Temps d'étude initial.
- T : Temps d'étude final.
- ' s ' : Indice indiquant le mode lent (slow).
- ' f ' : Indice indiquant le mode rapide (fast).
- t_1 : Temps indiquant le début de l'intervalle où la grandeur z approche sa valeur lente.
- τ : Echelle du temps dilaté.
- H : Fonction de transfert.
- j : Nombre complexe tel que : $j^2 = -1$.
- $O(\)$: Fonction d'erreur.

Figures :

- [I.1] : Machine Asynchrone à cage d'écureuil. (page 3)
- [I.2] : Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil. (page 4)
- [I.3] : Taux de défaillance au niveau des parties de la machine selon les études. (page 10)
- [I.4] : Représentation schématique d'une excentricité dans l'entrefer. (page 13)
- [I.5] : Constitution et géométrie d'un enroulement à bille. (page 13)
- [I.6] : Quatre types de défauts dans les roulement à billes. (page 14)
- [I.7] : Schéma de fonctionnement du rotor avec et sans défauts au rotor. (page 17)
-
- [II.1] : La fonction définissant la ($i^{\text{ème}}$) maille rotorique. (page 24)
- [II.2] : Circuit équivalent d'un rotor à cage saint. (page 28)
- [II.3] : Circuit équivalent d'un rotor avec une seule barre cassée. (page 33)
- [II.4] : Circuit équivalent d'un rotor à cage ave deux barres cassées. (page 35)
- [II.5] : Circuit équivalent d'un rotor à cage avec k barres cassées adjacentes. (page 36)
- [II.6] : Circuit équivalent d'un rotor avec une portion d'anneau de court circuit cassée.(page 38)
-
- [IV.1] : Simulation sur un pas de calcul. (page 51)

- [IV.2] : Allures des courants statoriques des différentes machines (résultats de simulation). (page 53)
- [IV.3] : Allures des courants statoriques des différentes machines (résultats expérimentaux). (page 54)
- [IV.4] : Allures des vitesses pour les différentes machines (résultats de simulation). (page 55)
- [IV.5] : Allures des vitesses pour les différentes machines (résultats expérimentaux). (page 56)
- [IV.6] : Couple électromagnétique pour les différentes machines. (page 57)
- [IV.7] : Allures des courants dans les mailles rotoriques pour les différentes machines. (page 58)
- [IV.8] : Courant statorique avec ouverture d'une phase au stator. (page 59)
- [IV.9] : Allures des différents paramètres avec défaut d'ouverture de la phase a lors du fonctionnement à l'instant 0.5s. (page 60)
- [IV.10] : Application des PS sur le modèle de la MAS (courant statorique, fonctionnement à vide). (page 61)
- [IV.11] : Application des PS sur le modèle de la MAS (courant statorique, fonctionnement en charge). (page 62)
- [IV.12] : Application des PS sur le modèle de la MAS (courant rotorique de Park, fonctionnement à vide). (page 63)
- [IV.13] : Application des PS sur le modèle de la MAS (courant rotorique de Park, fonctionnement en charge). (page 63)
- [IV.14] : Comparaison des régimes rapides du courant statorique pour les différentes machines (modèle décomposé par PS, fonctionnement à vide). (page 64)
- [IV.15] : Comparaison des régimes rapides du courant statorique pour les différentes machines (modèle décomposé par PS, fonctionnement en charge). (page 65)
- [IV.16] : Comparaison des régimes lents du courant statorique pour les différentes machines (modèle décomposé par PS, fonctionnement à vide). (page 66)
- [IV.17] : Comparaison des régimes lents du courant statorique pour les différentes machines (modèle décomposé par PS, fonctionnement en charge). (page 67)
- [IV.18] : Régime lent du courant statorique avec ouverture d'une phase au stator à l'instant 0.52s environ (modèle décomposé par PS). (page 68)
- [IV.19] : Diagramme de Nyquist en régime transitoire pour les différentes machines. (page 69)
- [IV.20] : Diagramme de Nyquist en régime permanent pour les différentes machines. (page 70)

[IV.21] : Tracé de Nyquist des différentes machines en régime transitoire. (page 71)

[IV.22] : Tracé de Nyquist des différentes machines en régime permanent. (page 72)

[A.1] : Géométrie de l'encoche statorique. (page 75)

[A.2] : Géométrie de l'encoche rotorique. (page 76)

[A.3] : Section de l'anneau de court circuit. (page 76)

A decorative scroll graphic with a light gray fill and a black outline. The scroll is horizontal and has a slight curve at both ends, suggesting it is unrolled. The word "Sommaire" is written in a black serif font in the center of the scroll.

Sommaire

Introduction Générale.....	1
Chapitre I : Constitution et défauts de la machine asynchrone.	
Introduction.....	3
I.1 Constitution et fonctionnement de la machine asynchrone.....	3
I.1.1 Définition de la machine à induction.....	3
I.1.2 Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil.....	4
I.1.2.a Le stator.....	4
I.1.2.b Le rotor.....	5
I.1.3 Principe de fonctionnement.....	5
I.1.4 Avantages de la machine asynchrone.....	6
I.1.5. Inconvénients de la machine asynchrone.....	6
I.2 Présentation des différents défauts dans la machine asynchrone.....	6
I.2.1 Défauts au stator.....	7
I.2.1.a Causes des défauts au stator.....	7
I.2.1.b Présentation des défauts au stator.....	8
I.2.2 Défauts au rotor.....	8
I.2.2.a Causes des défauts au rotor.....	8
I.2.2.b Présentation des défauts au rotor.....	9
I.2.3 Etude statistique des défauts.....	10
I.2.4 Présentation des principaux défauts.....	11
I.2.4.A Excentricité statique et dynamique.....	11
I.2.4.B Défauts aux roulements à billes.....	13
I.2.4.C Courts-circuits statoriques.....	15
I.2.4.D Cassure des barres rotoriques et ouverture des anneaux.....	16
I.2.4.E Ouverture d'une phase au stator.....	17
I.3 Principales méthodes de diagnostic des défauts de la machine asynchrone.....	17
Conclusion.....	19

Chapitre II : Modélisation de la machine avec et sans défauts

Introduction.....	20
II.1 Principales méthodes de modélisation de la machine asynchrone en vue de son diagnostic.....	20
II.1.1 Théorie des circuits couplés magnétiques.....	20
II.1.2 Approche des multi circuits couplés magnétiquement.....	21
II.1.3 Modèle triphasé-triphasé.....	21
II.2 Machine asynchrone avec défauts au rotor.....	21
II.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	21
II.2.2 Modélisation de la machine asynchrone saine par l'approche des multi circuits Couplés.....	21
II.2.2.A Equations au stator.....	22
II.2.2.B Equations au rotor.....	26
II.2.2.C Le couple électromagnétique.....	28
II.2.2.D L'équation mécanique.....	29
II.2.3 Modèle de la machine dans le repère de Park.....	29
II.2.3.A Transformation de Park.....	29
II.2.3.B Equations électriques.....	30
II.2.3.C Equations magnétiques.....	30
II.2.3.D Différentes expressions du couple électromagnétique.....	31
II.2.4 Modélisation de la machine avec défauts au rotor.....	32
II.2.4.A Machine avec une seule barre cassée.....	32
II.2.4.B Machine avec deux barres cassées adjacentes.....	34
II.2.4.C Généralisation pour une machine avec (k) barres cassées.....	36
II.2.4.D Rupture d'une portion d'anneau de court circuit.....	37
II.3 Machine asynchrone avec défaut au stator.....	39
Conclusion.....	40

Chapitre III : Décomposition du modèle de la machine asynchrone par l'application de la Théorie des perturbations singulières.

Introduction.....	41
III.1 Théorie des perturbations singulières.....	41
III.1.1 Définition.....	41
III.1.2 Le système singulièrement perturbé.....	42
III.1.3 Principe de la théorie des perturbations singulières.....	43
III.1.4 Perturbations singulières dans le cas des systèmes linéaires.....	46
III.2 Application de la théorie des perturbations singulières sur le modèle de la machine Asynchrone.....	47
III.2.1 Modèle global de la machine asynchrone.....	48
III.2.2 Fonctions de transfert des deux modèles	49
Conclusion.....	50

Chapitre IV : Présentation des résultats pratiques et simulés.

Introduction.....	51
IV.1 La simulation numérique.....	51
Simulation sur un pas de calcul.....	51
IV.2 Etude Expérimentale.....	52
IV.2.1 Banc expérimental.....	52
IV.2.2 Expériences.....	52
IV.3 La machine asynchrone avec défaut au stator et au rotor.....	53
IV.3.1 Défauts au rotor.....	53
IV.3.2 Défaut au stator.....	58
IV.4 Utilisation de la théorie des perturbations singulières dans le modèle de La machine asynchrone.....	61
IV.4.1 Application de la théorie des perturbations singulières sur le modèle De la machine asynchrone.....	61
IV.4.2 Défauts au rotor.....	64
IV.4.3 Défaut au stator.....	68

IV.5 APPLICATION (Analyse du degré de stabilité dans le cas des défauts rotoriques).....	68
IV.5.1 Tracé de Nyquist.....	69
IV.5.1.A Analyse en régime transitoire.....	69
IV.5.1.B Analyse en régime permanent.....	70
IV.5.2 Application du critère de Rivers (plan de Nyquist).....	71
IV.5.2.A Analyse en régime transitoire.....	71
IV.5.2.B Analyse en régime permanent.....	72
Conclusion.....	73
 Conclusion Générale.....	 74

Annexes

A. Calcul paramétrique de la machine asynchrone.	
A.1 Géométrie et paramètres signalétiques de la machine.....	75
A.2 Calcul de l'inductance de fuite statorique.....	76
A.3 Calcul des résistances rotoriques.....	77
A.4 Calcul des inductances de fuite rotoriques.....	78
B. Paramètres équivalents rotoriques (méthode du vecteur d'espace complexe).	
B.1 Détermination du flux rotorique dû au courant rotorique.....	79
B.2 Détermination du flux rotorique dû au courant statorique.....	80
B.3 Détermination de la résistance équivalente rotorique.....	81
B.4 Circuit équivalent du vecteur complexe de la machine asynchrone.....	81



Introduction Générale

Le diagnostic des machines électriques s'est fortement développé dans le monde industriel car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient, pour certaines applications, indispensable. Les chaînes de production doivent être dotées de systèmes de protection fiables car une défaillance quelconque, même la plus anodine, peut mener à un dommage matériel ou corporel inévitable.

C'est pour éviter ces problèmes que la recherche, sur le plan mondial, s'emploie depuis plusieurs dizaines d'années à élaborer les méthodes de diagnostic [1]. Celles-ci ont pour premier objectif de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système.

Le travail proposé consiste en l'élaboration d'un modèle pour le diagnostic des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil. La croissance de ce type de machine électrique, essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et de fabrication, sa robustesse mécanique ou encore sa quasi-absence d'entretien, est telle que nous la trouvons maintenant dans tous les domaines industriels et en particulier dans les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie ou encore les transports ferroviaires. Il est clair que ces moteurs conduisent à porter une attention de plus en plus sérieuse quant à leur utilisation.

A ce jour, les modèles qui décrivent le fonctionnement de la machine asynchrone à cage d'écureuil peuvent être des modèles physiques (éléments finis, réseaux de perméance, multi-circuits couplés) ou des modèles comportementaux (reprennent les modèles physiques en y incluant des paramètres supplémentaires permettant la détection et la localisation des défauts observés).

Parmi tous les types de modèles existants, la méthode des multi-circuits couplés magnétiquement est la plus adéquate; ce type de modélisation permet de prendre en compte un certain nombre de défauts d'origine électromagnétique tels que les défauts de court-circuit entre spires statoriques, les défauts de type rupture de barre rotorique et / ou de portion d'anneau de court-circuit. On peut même intégrer à ce type de modèle les défauts d'excentricité statique et dynamique.

L'étude des problèmes de perturbations singulières occupe une place importante parmi les problèmes mathématiques étudiés. En effet, ce type de problème est caractérisé par la présence d'un petit paramètre dit de perturbation. Dans les études théoriques, ces problèmes lorsqu'ils apparaissent physiquement, le petit paramètre est une donnée du problème (coefficient de diffusion, coefficient de viscosité,...etc.) et, dans ce cas, on cherche à comparer la solution de ce problème à celle du problème limite qui correspond à la valeur nulle de ce paramètre.

L'application de la théorie des perturbations singulières sur le modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil qui représente un système physique singulièrement perturbé, permet de décomposer ce système en deux sous-systèmes différents régissant le mode rapide et le mode lent du fonctionnement de la machine.

Ce travail est composé de quatre parties :

La première partie est destinée à la présentation générale des types et défauts survenant sur les différentes parties de notre machine et à une étude bibliographique sur les différentes méthodes de diagnostic.

Le deuxième chapitre traite la modélisation du moteur par l'approche des multi-circuits couplés magnétiquement. Nous avons pu représenter mathématiquement la rupture des barres et les portions d'anneau au rotor d'un côté, et l'ouverture d'une phase lors du fonctionnement au stator d'un autre côté.

Dans la troisième partie, nous appliquerons la théorie des perturbations singulières pour le modèle de notre machine pour obtenir les deux modèles correspondants au régime transitoire et au régime permanent du fonctionnement du moteur pour les utiliser dans le chapitre suivant.

Le quatrième chapitre présente les résultats de simulation issus des tests expérimentaux et des simulations. Enfin, une conclusion générale est établie à l'issue du travail effectué.

Chapitre 1

Constitution et défauts de la machine asynchrone tournante

Introduction

L'objet de ce chapitre est d'effectuer quelques rappels élémentaires sur les notions de base du génie électrique. Des rappels sur les composants et le fonctionnement de la machine asynchrone à cage d'écureuil y sont effectués en mettant l'accent sur les possibilités d'apparition de défauts tant au stator qu'au rotor.

Cette présentation débute par un rappel sur la constitution des machines asynchrones, et plus particulièrement sur celles à cage d'écureuil. Nous évoquerons essentiellement les défauts qui peuvent survenir sur les différentes parties de la machine.

I.1 Constitution et fonctionnement de la machine asynchrone tournante

I.1.1 Définition de la machine à induction

On appelle machine asynchrone toute machine, qui, ayant $(2p)$ pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f_s , ne tourne pas exactement à la vitesse synchrone $\left(\frac{60f_s}{p}\right)$. On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique.

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types :

- ❖ Les machines d'induction.
- ❖ Les machines à collecteur.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence f_s (stator).



Figure I.1 : Machine Asynchrone à cage d'écureuil

I.1.2 Constitution de la machine asynchrone à cage

Le moteur asynchrone comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au Silicium et comportant des encoches dans lesquelles sont placés les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil.

Dans notre étude, nous allons considérer le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

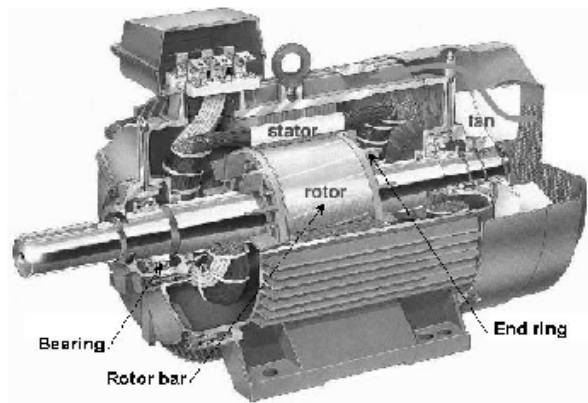


Figure I.2 : Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil [2]

I.1.2.a Le stator

Le circuit magnétique du stator est un empilement de tôles fines d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. On utilise des tôles minces dont l'épaisseur varie entre 0.35 et 0.50mm pour minimiser les pertes dans le circuit magnétique. De plus, afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on isole habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude.

Le bobinage statorique est constitué de deux parties : les conducteurs et les têtes de bobines. Les conducteurs permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer pour limiter les oscillations du couple électromagnétique.

Physiquement, on peut effectuer les bobinages statoriques de plusieurs façons, mais on utilise habituellement trois types d'enroulements :

- L'enroulement imbriqué.
- L'enroulement concentrique.
- L'enroulement ondulé.

Chaque type présente des avantages dans certaines applications.

Placé dans les encoches, le bobinage est ensuite englué dans un vernis qui le maintient collé, tout en améliorant l'isolation électrique. L'une des caractéristiques importantes des vernis utilisés pour couvrir les fils ronds réside dans le fait qu'ils doivent rester flexibles après séchage, ceci pour pouvoir absorber les différents mouvements vibratoires lors du fonctionnement [3].

I.1.2.b Le rotor

Le rotor est constitué comme le stator de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans de plus gros moteurs, chaque lamination est constituée de plusieurs sections montées sur un noyau.

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les encoches peuvent être semi-ouvertes ou fermées. Les enroulements sont constitués de barres court-circuitées par un anneau terminal placé à chaque extrémité du rotor. Les conducteurs sont généralement réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre ou, à l'occasion, en laiton préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques. Leur résistance est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas dans les tôles, sauf lorsqu'il y a une rupture de barres [3].

I.1.3 Principe de fonctionnement

Le moteur d'induction se comportant comme un transformateur à couplage par champ tournant et à secondaire en court-circuit.

Le primaire (stator) recevant des courants de pulsation (ω_s) crée un flux tournant à la vitesse angulaire synchrone $\left(\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}\right)$. Ce flux balayant les enroulements secondaires y induit des

forces électromotrices et donc des courants puisque ce bobinage est en court-circuit. Le couple est dû à l'action du flux primaire sur les courants secondaires induits.

Le moteur tourne à une vitesse Ω_m d'autant plus inférieure à Ω_s que le couple résistant sur son arbre est plus grand.

On appelle glissement l'écart des vitesses angulaires synchrones Ω_s et réels Ω_m rapporté à la

vitesse angulaire synchrone comme dans la relation : $s = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s}$ (I.1)

I.1.4 Avantages de la machine asynchrone

Parmi les avantages de la machine asynchrone et notamment en fonctionnement moteur, on peut citer :

- ❖ sa robustesse mécanique,
- ❖ son faible coût et sa très grande standardisation,
- ❖ l'absence d'entretien constant.

I.1.5 Inconvénients de la machine asynchrone

L'inconvénient majeur du moteur asynchrone est relié à l'absorption du réactif qu'il faut parfois compenser, à des pertes de glissement et surtout à la nécessité de fonctionner pratiquement au voisinage de la vitesse de synchronisme.

I.2 Présentation des différents défauts dans la machine asynchrone

Lorsqu'on parle des défaillances de la machine asynchrone, il est important de noter que cette machine ne constitue qu'un seul composant du système global et que plusieurs facteurs qui affectent le système affectent également le moteur et vice versa.

De ce fait, on peut classer les défauts dans les entraînements électriques en deux catégories : les défauts qui se produisent dans la chaîne d'entraînement à l'extérieur de la machine et les problèmes qui se développent dans la machine asynchrone à cage d'écureuil, notre étude sera restreinte à cette deuxième catégorie.

I.2.1 Défauts au stator

Les défauts les plus répandus dans la machine asynchrone sont ceux qui affectent le stator, les principales causes sont [4-5] :

I.2.1.a Causes des défauts au stator

- **Effets Thermiques**

Pour chaque augmentation de température de 10°C, la durée de vie du système d'isolation est diminuée de moitié. L'effet normal du vieillissement thermique est de rendre le système d'isolation vulnérable pour les autres facteurs et effets qui actuellement produisent des défaillances. Une fois que l'isolation perd ses performances physiques, elle ne pourra plus résister aux différents effets diélectriques, mécaniques et environnementaux.

Parmi les causes thermiques, on cite :

- ✓ *Les variations de la tension.*
- ✓ *Les déséquilibres dans les tensions de phase.*
- ✓ *Le grand appel de courant au démarrage.*
- ✓ *Les surcharges.*
- ✓ *La mauvaise ventilation.*

- **Effets électriques**

- ✓ *Effets diélectriques.*
- ✓ *Variation de la fréquence de commutation des interrupteurs.*
- ✓ *Variation de la fréquence d'alimentation.*

- **Effets mécaniques**

- ✓ *Mouvement des bobines (à cause de la force due aux courants statoriques).*
- ✓ *Contacts entre le stator et le rotor lors de la rotation (dus aux défauts d'excentricité et roulements).*

- **Effets environnementaux**

- ✓ *Humidité.*
- ✓ *Effets chimiques.*
- ✓ *Poussière ou particules étrangères généralement accédant par ventilation.*

I.2.1.b Présentation des défauts au stator

Parmi ceux-ci on cite les courts-circuits qui peuvent être de type :

- Phase-phase.
- Spire-spire.
- Phase-neutre.
- Bobine-bobine.

L'erreur d'ouverture d'une phase au stator lors du fonctionnement peut avoir des conséquences très graves sur la machine qui conduisent parfois à sa destruction complète à cause de l'échauffement excessif.

I.2.2 Défauts au rotor

I.2.2.a Causes des défauts au rotor [5]

- **Effets thermiques**
 - ✓ *Ventilation insuffisante.*
 - ✓ *Mauvaise installation de la machine et de sa charge.*
 - ✓ *Déséquilibre des tensions de phase.*
 - ✓ *Effet de peau qui cause des différentiels de température au niveau des barres rotoriques.*
 - ✓ *Mauvaise installation de l'arbre de la machine par rapport au noyau rotorique, ce qui cause des vibrations.*
 - ✓ *Variation de l'isolation des barres rotoriques.*
- **Effets électriques**
 - ✓ *Effets diélectriques.*
 - ✓ *Variation de la fréquence de commutation des interrupteurs.*
 - ✓ *Variation de la fréquence d'alimentation.*
- **Effets mécaniques**
 - ✓ *Mouvement des bobines.*
 - ✓ *Contacts entre stator et rotor lors de la rotation (dus aux défauts d'excentricité et des roulements).*

- **Effets magnétiques**
 - ✓ *Effets électromagnétiques dus aux forces électrodynamiques et vibrations des barres.*
 - ✓ *Déséquilibres magnétiques dus généralement aux excentricités.*
 - ✓ *Bruits et vibrations électromagnétiques.*
- **Effets résiduels**
 - ✓ *Mauvaises installations et manipulations.*
 - ✓ *Mauvais entretiens.*
- **Effets dynamiques**
 - ✓ *Forces centrifuges.*
 - ✓ *Effets cycliques.*
- **Effets environnementaux**
 - ✓ *Poussières.*
 - ✓ *Humidité.*
 - ✓ *Effets chimiques.*
- **Effets mécaniques**
 - ✓ *Fatigue ou cassure des éléments rotoriques.*
 - ✓ *Problèmes dans les dimensionnements géométriques.*
 - ✓ *Utilisation inadéquate des matériaux.*
 - ✓ *Inclinaison de l'arbre rotorique.*

I.2.2.b Présentation des défauts au rotor

Les défaillances au rotor peuvent être des [4] :

- Excentricités statiques ou dynamiques.
- Usures ou cassures au niveau de l'arbre de la machine.
- Défauts dans les roulements.
- Cassures au niveau des barres rotoriques et des anneaux de court-circuit.
- Cassures ou usures dans les systèmes de ventilation.
- Une barre résistive due à la présence de poches d'air dans les encoches rotoriques. Ce défaut se produit lors de la fabrication car la phase du coulage de l'aluminium dans les tôles empilées n'est pas parfaitement maîtrisée (absence d'étanchéité totale).

- Un mauvais alignement rotor-charge qui est à l'origine de mouvements vibratoires et d'oscillation de couple, ce qui n'est pas permis sur les moyens de transport maritimes et terrestres par exemple.

I.2.3 Etude statistique des défauts

Avant de présenter les principaux effets engendrant des cassures et des pannes au niveau de la machine asynchrone, on présente sur la Figure I.3 quelques numéros indiquant le taux de défaillances au niveau des différentes parties de la machine [2] :

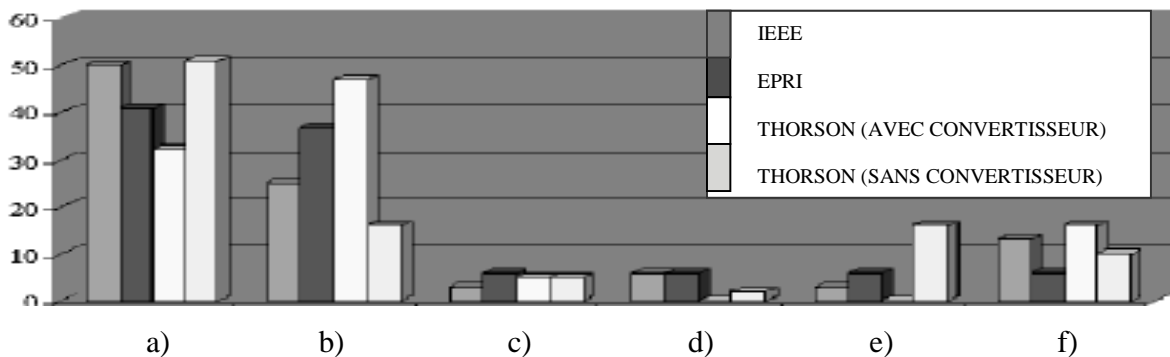


Figure I.3 : Taux de défaillance au niveau des parties de la machine selon les études

- a) Roulements, b) Enroulements statoriques, c) Barres rotoriques et anneaux, d) Arbre du rotor ou couplage, e) Périphériques externes, f) Autres**

Durant ces dernières années, le développement marqué dans le domaine de l'électronique et des semi-conducteurs a été bien exploité dans la maintenance des machines électriques. La machine asynchrone alimentée par un convertisseur est soumise à de sévères contraintes de tensions dues aux ouvertures et aux fermetures des interrupteurs semi-conducteurs, ceci a augmenté le taux de défaillances au niveau des enroulements statoriques [Figure I.3].

Le taux de défaillances au niveau du rotor à cage n'a pas subi un changement avec ce développement, il connaît souvent le plus haut pourcentage de défaillances surtout au niveau des roulements et des barres rotoriques.

I.2.4 Présentation des principaux défauts

Comme on a déjà vu, certaines pannes sont plus fréquentes que d'autres, ce qui amène à axer l'étude sur les types de défauts les plus courants : parmi les pannes majeures, on trouve :

I.2.4.a Excentricité statique et dynamique

L'excentricité de la machine asynchrone est le positionnement anormal dans l'entrefer du rotor par rapport au stator, cette dissymétrie relève des deux catégories suivantes :

- **EXCENTRICITE STATIQUE**

Ce défaut correspond au cas où le centre de rotation du rotor ne se confond pas avec le centre géométrique du stator.

- **EXCENTRICITE DYNAMIQUE**

Elle correspond au cas où le centre du rotor est différent et tourne autour de celui du stator.

Il existe le cas où ces deux catégories se rassemblent en un seul défaut qui est nommé généralement « excentricité mixte » [6].

Une asymétrie, quand elle existe dans une machine, induit une variation dans la densité de flux dans l'entrefer. Il a été montré que l'excentricité, tournante ou non, provoque des composantes supplémentaires dans le spectre de courant aux fréquences suivantes [7-9] :

$$f_{exc} = f_s \left[(n \cdot N_r \pm n_{exc}) \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm n_s \right] \quad (I.2)$$

Avec :

n : Nombre entier tel que : ($n = 1, 2, 3, \dots$).

N_r : Nombre de barres rotoriques.

n_{exc} : Le numéro d'ordre d'excentricité.

$n_{exc} = 0$: Dans le cas de l'excentricité statique.

$n_{exc} = 1, 2, 3$: Dans le cas de l'excentricité dynamique.

n_s : Le rang d'harmonique de la fréquence d'alimentation.

Dans le cas de l'excentricité dynamique qui varie avec la position du rotor, les oscillations dans l'entrefer causent des variations dans la densité du flux dans l'entrefer. Ceci, alternativement, affecte les inductances de la machine créant ainsi dans le courant statorique des harmoniques avec les fréquences données par [7-9] :

$$f_{exc} = f_s \left[k \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm 1 \right] \quad (I.3)$$

k : Entier ($k = 1, 2, 3, \dots$)

La perturbation due à la variation de la densité du flux va tourner selon la vitesse de l'axe de rotation, les fréquences engendrées sont présentées par [8][10] :

$$f_{exc} = f_s \left[k \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm s \right] \quad (I.4)$$

D'après les travaux présentés dans [11], les auteurs ont trouvé en analysant le spectre des courants statoriques que l'amplitude des composants de fréquence augmente avec le degré de l'excentricité (statique et dynamique).

L'excentricité dans l'entrefer de la machine asynchrone tend à réduire légèrement les pertes fer, ceci peut être attribué au fait que les excentricités dans l'entrefer résultent d'une augmentation considérable dans la longueur efficace de l'entrefer, cette augmentation tend à réduire les pulsations des dents, et par conséquent, réduit les pertes dans le noyau de fer qui incluent les pertes dues au courant de Foucault et aux pertes par hystérésis.

Il est intéressant de noter que la réduction des pulsations des dents due aux défauts d'excentricités dans l'entrefer peut par conséquent mener à une diminution des ondulations du couple. On a trouvé aussi que l'excentricité statique et dynamique n'influe pas trop sur les pertes Joules [12].

La figure suivante présente les deux types d'excentricités : statique et dynamique présentées par les deux points séparés par la distance (δ) qui représentent l'axe de rotation du rotor. Essentiellement dans l'excentricité statique, l'entrefer prend la forme d'un croissant stationnaire. Tandis que dans l'excentricité dynamique, l'entrefer prend la forme d'un croissant modulé continûment en rotation [13].

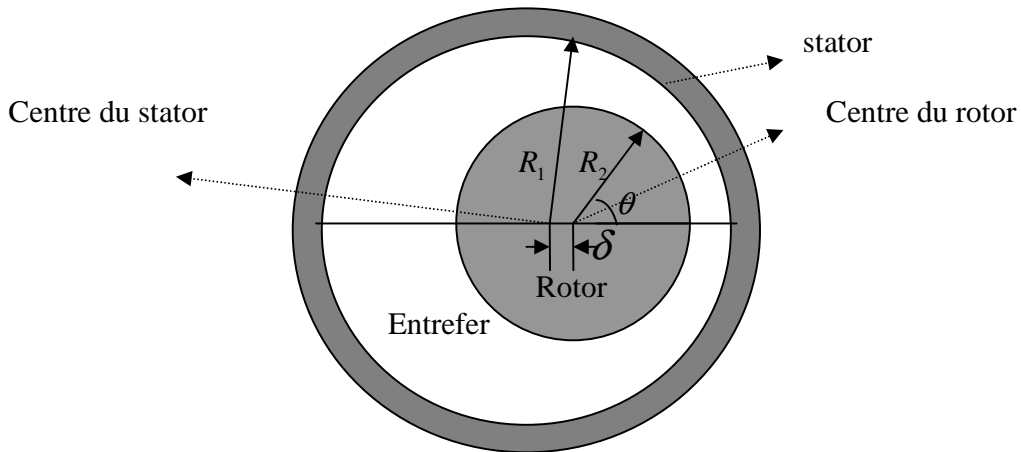


Figure I.4 : Représentation schématique d’une excentricité dans l’entrefer [14]

I.2.4.b Défauts aux roulements à billes

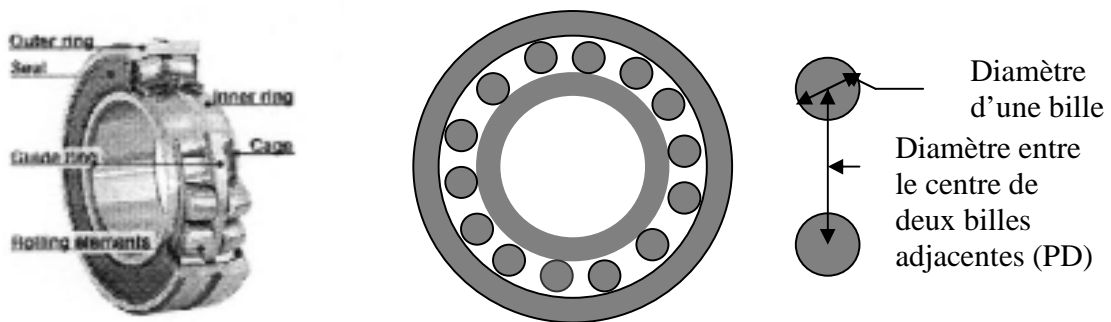


Figure I.5 : Constitution et géométrie d’un roulement à bille [15]

Les défauts dans les roulements sont souvent provoqués par le forçage incorrect vers l’axe de rotation ou vers l’extérieur, ceci produit des dommages physiques qui mènent à des pannes prématurées. Le désalignement dans les roulements peut être représenté par la figure suivante:

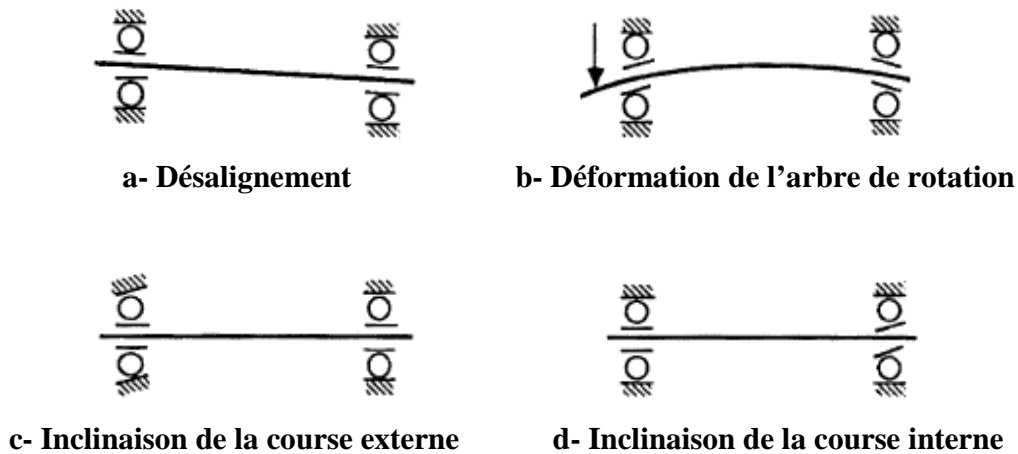


Figure I.6 : Quatre types de défauts dans les roulements à billes [8]

Le rapport entre les vibrations des roulements avec le spectre des courants statoriques résulte du fait que n'importe quelle excentricité dans l'entrefer produit des anomalies dans la densité du flux dans l'entrefer.

La caractéristique vibration fréquence due aux défauts dans les roulements peut être déterminée à partir de la vitesse du rotor et de la géométrie du roulement.

La fréquence correspondante au défaut dans la course externe (outer race) du roulement est donnée par [15-16] :

$$f_{bil} = \frac{n}{2} f_r \left(1 - \frac{BD}{PD} \cos \phi \right) \quad (I.5)$$

Avec :

ϕ : Angle de contact des billes (typiquement = 0°).

PD : Distance entre les centres de deux billes adjacentes (pitch diameter).

BD : Diamètre d'une bille (ball diameter).

n : Nombre de billes.

La fréquence correspondante au dépassement des billes dans le cas d'un défaut dans la course interne (inner race) est :

$$f_{bil} = \frac{n}{2} f_r \left(1 + \frac{BD}{PD} \cos \phi \right) \quad (I.6)$$

La fréquence de rotation des billes dans le cas d'un défaut dans la bille est :

$$f_{bil} = \frac{PD}{2BD} f_r \left(1 - \left(\frac{BD}{PD} \right)^2 \cos^2 \phi \right) \quad (I.7)$$

La fréquence correspondante au défaut causé par les roulements dans la cage est donnée par :

$$f_{bil} = \frac{1}{2} f_r \left(1 - \frac{BD}{PD} \cos \phi \right) \quad (I.8)$$

I.2.4.c Courts-circuits statoriques

Un court-circuit entre phases provoquerait un arrêt net de la machine. Cependant, un court-circuit au bobinage près du neutre ou entre spires n'a pas d'effet aussi radical. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui provoque une répercussion directe sur le couple et le courant statorique.

Les pannes statoriques peuvent être des ouvertures dans les phases ou bien des courts-circuits entre phases et surtout et ce qui est plus répandu sont les courts-circuits entre spires.

D'où proviennent les courts circuits dans les moteurs asynchrones ?

- **ORIGINES DES COURTS CIRCUITS AU STATOR**

Même si les vibrations des conducteurs d'encoches et les divers frottements qui en résultent, suite à de grandes sollicitations de la machine, accélèrent l'usure des isolants, il reste que le facteur principal de vieillissement est l'échauffement anormal des bobinages.

En effet, pour les machines fonctionnant en milieu hostile, poussière et humidité viennent se déposer : pour les machines fermées entre les ailettes extérieures, et pour les machines ouvertes au niveau des têtes de bobines, affaiblissant ainsi l'isolation électrique et court-circuitant du fait les conducteurs.

Le court-circuit de spires est donc le défaut le plus nuisible et le plus fréquemment rencontré au stator, même si les risques d'ouverture de phase (conducteur coupé) demeurent physiquement réalisables. En effet, le courant circulant dans les spires en court-circuit est dix fois plus important que le courant nominal [3].

L'augmentation de la température qui s'ensuit entraîne la destruction en cascade des isolants et par effet cumulatif, la destruction complète de la machine.

- **INFLUENCE DES COURTS-CIRCUITS SUR LE COMPORTEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

A la suite d'un court-circuit, apparaissent des vibrations et des oscillations de couple synonymes de présence de nouvelles composantes dans le couple électromagnétique, et par conséquent dans les courants statoriques. En effet, lorsqu'un court-circuit entre spires apparaît, l'application du théorème d'Ampère montre qu'il se crée en plus du champ principal, une excitation magnétique de pulsation Ω_s due au nouveau bobinage court-circuité parcouru par un courant de court-circuit. C'est l'interaction de ce champ avec celui issu du bobinage statorique qui crée les ondulations de couple et qui induit au stator des forces magnétomotrices de fréquence $2f_s$, d'où les courants statoriques comportent ces composantes, par conséquent, des courants de fréquences $3f_s$ selon le même processus. Ainsi, des composantes aux fréquences kf_s (k : entier positif) se retrouvent dans les courants statoriques [3].

I.2.4.d Cassure des barres rotoriques et ouverture des anneaux de court-circuit

Le problème des ruptures des barres dans les moteurs des stations de pompage a été à l'origine des premiers travaux de recherche sur le diagnostic des machines tournantes [17].

La destruction d'une barre au rotor ne conduit pas à l'arrêt définitif de la machine, elle peut engendrer de sérieux effets secondaires, ce défaut dans le mécanisme peut provoquer des défauts au niveau des anneaux de court-circuit. Cela peut causer de sérieux problèmes mécaniques et même économiques (prix de réparation et pertes dans la production).

Les pannes rotoriques sont souvent dues aux ondulations de couple électromagnétiques provoquant des oscillations de la vitesse de rotation. L'information rupture de barre se trouve donc véhiculée par le flux magnétique, et par conséquent dans le courant absorbé au réseau électrique. Il est donc nécessaire de connaître les fréquences résultantes d'une rupture de barres afin de pouvoir les détecter à travers une analyse spectrale des courants.

Suite à une rupture de barre, les circuits rotoriques créent en plus du champ rotorique direct un champ magnétique inverse de pulsation $-s.f_s$ dû au déséquilibre des enroulements rotoriques. Cela a pour effet d'induire des forces électromotrices dans les circuits statoriques de fréquences $(1-2s)f_s$ et donc des composantes de courant à ces fréquences selon la relation :

$$f_{\text{défaut}} = f_r - sf_s = (1-s)f_s - sf_s$$

$$\text{Donc : } f_{\text{défaut}} = (1-2s)f_s \quad (\text{I.9})$$

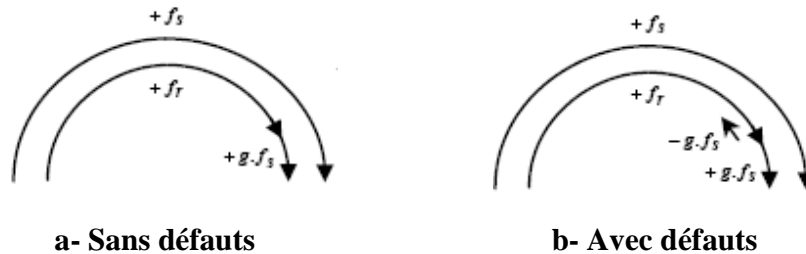


Figure I.7 : Schéma de fonctionnement du rotor avec et sans défauts au rotor

Les forces électromotrices dues au défaut sont alors de fréquences $(1\pm 2s)f_s$. Les champs créés par les courants vont induire, par conséquent, au rotor des courants directs et inverses de fréquences $\pm 3sf_s$. Ainsi, au stator, des courants de fréquences $(1\pm 4s)f_s$ sont générés selon le même processus. Par conséquent, des composantes de fréquences $(1\pm 2ks)f_s$, où k est un entier positif, se retrouvent dans les courants absorbés par la machine.

I.2.4.e Ouverture d'une phase au stator (Single Phasing)

Le « single phasing » [18-21] est l'un des défauts les plus nuisibles pour la machine asynchrone lors de son fonctionnement, il est essentiellement dû à l'ouverture d'une phase d'alimentation au stator. Ce problème apparaissant lors du fonctionnement du moteur en régime établi ne conduit généralement pas à son arrêt définitif mais mène dans la plupart des cas à un échauffement excessif dans les enroulements, ce qui nécessite une protection qui assure la déconnexion du moteur de son alimentation avant que la chaleur ne conduise à la destruction complète de l'appareil.

I.3 Principales méthodes de diagnostic des défauts de la machine asynchrone

La majeure partie des recherches récentes ont été orientées vers la surveillance électrique de la machine par l'analyse de la signature de courant au stator [7][8][15][22], et ceci par l'établissement de son spectre de fréquence. L'apparition d'une certaine composante de courant à une certaine fréquence dans le spectre indique l'existence d'un défaut bien précis.

Une méthode citée dans la référence [2] consiste à remplacer l'analyse du courant par celle de la puissance instantanée et cela par l'analyse de sa signature, cette puissance qui est le produit de la tension d'alimentation et du courant du moteur, contient plus d'informations par rapport au courant seulement.

Dans [23], Thomas, Vasudevan et Kumar proposent une méthode basée sur le spectre de fréquence du couple d'entrefer. Ce couple qui représente une combinaison de tous les flux et les courants statoriques et rotoriques, est très sensible à toutes les conditions asymétriques. Théoriquement et par rapport au courant rotorique qui est inaccessible, le couple d'entrefer est le paramètre de diagnostic le plus affecté par les défauts au rotor.

Dans la référence [11], les auteurs exploitent les pertes Joules et les pertes fer pour détecter les défauts au rotor, cette étude nécessite la modélisation de la machine par une méthode numérique (Espaces d'état des éléments finis couplés). Dans cette étude, les auteurs au cours du temps évaluent les pertes Joules et les pertes fer en fonction du degré de défaut, ce qui constitue un moyen de diagnostic important.

Hsu dans [24] utilise une méthode d'analyse du couple dans l'entrefer, cette grandeur représente l'effet combiné de tous les flux de fuite et les courants du stator et du rotor. Elle est sensible à tous les déséquilibres créés par les défauts. Le couple d'entrefer détermine séparément et distingue entre les déséquilibres causés par les cassures des barres et ceux dus aux déséquilibres statoriques causés par les défauts dans les enroulements et le déséquilibre des tensions d'alimentation.

Plusieurs méthodes de diagnostic utilisent les réseaux de neurones artificiels ANN (Artificial Neural Network) et la théorie de la logique floue pour l'identification et le diagnostic des défauts [25-29], une nouvelle méthode proposée par Nejari et Benbouzid [30] se base sur l'approche du vecteur de Park. En fait, le modèle du vecteur courant statorique de Park est assemblé avec la théorie des réseaux de neurones artificiels en vue de distinguer entre les machines saines et celles défectueuses.

Dans la référence [31], l'auteur propose une nouvelle méthode de détection basée sur l'utilisation du filtre de Kalman qui est connu comme un observateur d'état. Il est utilisé pour estimer la valeur de la résistance rotorique en vue de la détection des défauts au niveau des barres de la cage rotorique.

En général, une variété de capteurs peut être utilisée pour relever des mesures d'un moteur électrique pour un but de diagnostic.

Ces sondes pourraient mesurer des tensions et des courants du stator, l'entrefer et des densités magnétiques externes du flux, position et vitesse du rotor, couple et rendement, des températures internes et externes. Un système de diagnostic peut surveiller une variété de défauts du moteur. Cependant, il n'est pas évident de localiser des pannes physiques avec des capteurs surtout au niveau du rotor, à cause du mouvement, c'est pourquoi la détection par l'utilisation de l'identification paramétrique qui permet d'estimer les paramètres physiques de la machine [3][32-33].

Conclusion

Nous avons présenté dans ce premier chapitre quelques rappels sur la constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Nous nous sommes attardés sur les bobinages statoriques en détaillant les défauts fréquemment rencontrés. De même, au rotor, nous avons dénombré les principaux défauts qui peuvent survenir soit dans la phase de fabrication, soit dans celle d'utilisation.

Nous allons axer ce travail en choisissant les défauts sur la cage rotorique et l'ouverture des phases statoriques parmi tous les défauts déjà cités, pour cela, un modèle adéquat de la machine asynchrone étudiée doit être établi, et ceci sera le sujet du chapitre suivant.

Chapitre 2

Modélisation de la machine avec et sans défauts

Introduction

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone dans l'objectif de sa commande et du dimensionnement de l'entraînement électrique ont été et restent, l'objet de nombreux travaux. Dans le cadre du diagnostic de la machine, les objectifs d'un modèle de simulation sont cependant différents, ce qui a motivé la mise au point de nouveaux modèles, spécifiquement dédiés à la simulation des défauts.

Dans cette partie, on commencera par un petit passage bibliographique afin de présenter les principales méthodes de modélisation pour le diagnostic de la machine asynchrone, on passera ensuite au modèle de la machine asynchrone sans et avec défauts au stator et au rotor en utilisant la méthode des multi circuits couplés.

II.1 Principales méthodes de modélisation de la machine asynchrone en vue de son diagnostic

En général, le problème de diagnostic de défauts consiste dans la détermination du type de défaut avec le maximum d'information sur le temps, la taille et le lieu de la défaillance, pour cela, de nombreux modèles mathématiques pour la machine asynchrone ont été développés durant ces trente dernières années, cette variété de méthodes peut rassembler trois catégories importantes à savoir :

II.1.1 Théorie des circuits couplés magnétiques

Cette théorie [10-13][34-35] utilise la méthode des éléments finis associée avec les modèles d'espace d'état, elle est basée sur l'établissement des équations de Maxwell en tenant compte des propriétés géométriques de la machine et magnétiques des matériaux.

Cette méthode possède l'avantage de modéliser la saturation magnétique avec une grande précision qui est généralement négligée dans les autres modèles. Mais d'un autre coté, la méthode des éléments finis ne possède pas la possibilité de simuler les défauts au rotor, ce qui la rend de moins en moins utilisée sachant qu'elle nécessite un temps de simulation important et n'assure pas le diagnostic à temps réel.

II.1.2 Approche des multi circuits couplés magnétiquement

L'approche des multi-circuits couplés magnétiquement [36-43] est basée sur les lois de Kirchhoff, si dans cette méthode la saturation est négligée, il est donc possible d'observer les défauts au stator et au rotor à cause de la modélisation détaillée de la machine représentée par m circuits statoriques et N_r barres rotoriques.

II.1.3 Modèle triphasé-triphasé

Ce modèle [44-46] représente la machine par trois phases au stator et trois autres au rotor, il permet la détection de quelques types de défauts reliés surtout au stator tels que l'ouverture d'une phase statorique, le court circuit phase-phase ou le court circuit phase-neutre. Mais il n'est jamais possible avec ce modèle d'accéder aux problèmes liés aux barres rotoriques ou aux anneaux de courts circuits.

II.2 Machine asynchrone avec défauts au rotor

II.2.1 Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier l'étude, on admet les suppositions suivantes :

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault peuvent être négligés.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la variation de la température.
- La force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.

II.2.2 Modélisation de la machine asynchrone saine par l'approche des multi circuits couplés

La mise en équation de la machine asynchrone à cage d'écureuil à l'aide du modèle triphasé-triphasé ne permet pas de déterminer les courants réels instantanés circulant dans les barres de rotor et ne permet pas ainsi de détecter les défauts au rotor. C'est pourquoi le modèle des circuits couplés est développé.

On représentera dans ce qui suit, un modèle du rotor se composant d'autant de phases que de barres ; ce qui permet de considérer les courants circulant dans les mailles du rotor en tant que courants de phase du rotor.

II.2.2.A EQUATIONS AU STATOR

Au stator, l'équation électrique est :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$$[V_s] = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T, [I_s] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T.$$

La matrice des résistances R_s contient les résistances de chaque enroulement :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

Le flux total statorique est représenté par :

$$[\Phi_s] = [\Phi_{ss}] + [\Phi_{sr}] \quad (\text{II.2})$$

Avec :

Φ_{ss} : Le flux statorique dû au courant statorique.

Φ_{sr} : Le flux statorique dû au courant rotorique.

Pour une distribution sinusoïdale des enroulements, le flux Φ_{ss} est exprimé par :

$$[\Phi_{ss}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ass} \\ \Phi_{bss} \\ \Phi_{css} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

L_{ls}, L_{ms} : Sont respectivement l'inductance de fuite et de magnétisation des enroulements statoriques.

L'inductance de magnétisation pour un enroulement ayant N_s spires par phase est donnée par :

$$L_{ms} = \frac{\mu_0 \cdot l \cdot r}{g} \cdot N_s^2 \cdot \frac{\pi}{4} \quad (\text{II.4})$$

Chaque maille du rotor est composée de deux barres adjacentes et d'un anneau qui les relie et qui est par magnétisation couplé à toutes les autres mailles de rotor et aux trois phases statoriques.

Le flux statorique dû aux courants rotoriques est donné par :

$$[\Phi_{sr}] = \begin{bmatrix} \Phi_{asr} \\ \Phi_{bsr} \\ \Phi_{csr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{a2} & \dots & \dots & L_{aNr} \\ L_{b1} & L_{b2} & \dots & \dots & L_{bNr} \\ L_{c1} & L_{c2} & \dots & \dots & L_{cNr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{rNr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La mutuelle inductance entre deux bobines quelconques i, j de la machine est calculée en supposant que la permittivité du fer est infinie.

$$L_{ij}(\theta) = \mu_0 \cdot l \cdot r \cdot \int_0^{2\pi} g^{-1}(\varphi, \theta) \cdot N_i(\varphi, \theta) \cdot N_j(\varphi, \theta) \cdot d\varphi \quad (\text{II.6})$$

Avec :

θ : La position du rotor par rapport au stator.

φ : La position angulaire le long de la surface intérieure du stator.

$g^{-1}(\varphi, \theta)$: La fonction inverse de l'entrefer, dans le cas où l'entrefer est constant et petit par rapport au rayon du stator, la fonction est constante et égale à $(1/g)$.

$N_i(\varphi, \theta)$: La fonction de l'enroulement i , elle représente la distribution spatiale de la force magnétomotrice le long de l'entrefer pour un courant unitaire circulant dans l'enroulement i

DEMONSTRATION

On peut déterminer la force magnétomotrice de l'entrefer produite par la circulation d'un courant i_a le long de l'enroulement a par :

$$F_a = N_a(\theta) i_a \quad (\text{II.7})$$

Le flux dans l'entrefer est lié à la force magnétomotrice par la relation :

$$\phi = F_a \cdot \lambda \quad (\text{II.8})$$

Avec :

λ, F_a : Sont respectivement la permittivité et la force magnétomotrice de l'entrefer.

La différentielle du flux à travers l'entrefer du rotor au stator à travers la section $(r \cdot d\theta \cdot l)$ est :

$$d\phi = \frac{F_a(\theta) \cdot \mu_0 \cdot l \cdot r \cdot d\theta}{g} \quad (\text{II.9})$$

La différentielle du flux de fuite de la bobine (B) est :

$$d\phi_{ba} = \frac{N_a(\theta) N_b(\theta) i_a(\theta) \mu_0 \cdot l \cdot r \cdot d\theta}{g} \quad (\text{II.10})$$

D'où l'expression du flux de fuite total est :

$$\phi_{ba} = \frac{\mu_0 \cdot l \cdot r \cdot i_a}{g} \int_{\theta_{b1}}^{\theta_{b2}} N_a(\theta) N_b(\theta) d\theta \quad (\text{II.11})$$

De cette expression, on détermine l'inductance entre les deux bobines A et B par :

$$L_{ba} = \frac{\mu_0 \cdot l \cdot r}{g} \int_{\theta_{b1}}^{\theta_{b2}} N_a(\theta) N_b(\theta) d\theta \quad (\text{II.12})$$

Remarque

Les inductances mutuelles sont calculées en posant ($i = j$).

Les fonctions d'enroulements statoriques sont :

$$\begin{aligned} N_a &= \frac{N_s}{2} \cdot \cos \theta \\ N_b &= \frac{N_s}{2} \cdot \cos \left(\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \\ N_c &= \frac{N_s}{2} \cdot \cos \left(\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

La fonction définissant la $i^{\text{ème}}$ maille rotorique est :

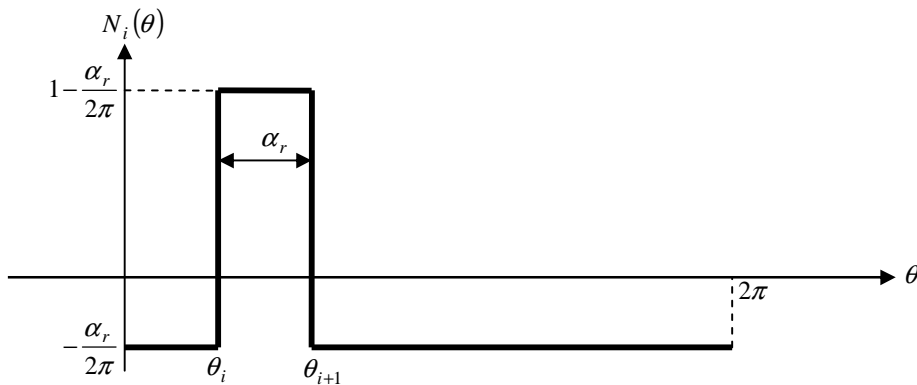


Figure II.1 : La fonction définissant la ($i^{\text{ème}}$) maille rotorique

$$N_i(\theta) = \begin{cases} -\frac{\alpha_r}{2\pi} & 0 < \theta \leq \theta_i \\ 1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} & \theta_i < \theta \leq \theta_{i+1} \\ -\frac{\alpha_r}{2\pi} & \theta_{i+1} < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Avec :

α_r : L'angle entre deux barres rotoriques adjacentes.

θ_i : L'angle correspondant à la $i^{\text{ème}}$ maille rotorique.

L'inductance mutuelle entre la phase a et la $i^{\text{ème}}$ maille rotorique est la suivante :

$$L_{ai} = \frac{\mu_0 \cdot l \cdot r}{g} \int_0^{2\pi} N_a(\theta) \cdot N_i(\theta) \cdot d\theta = \frac{\mu_0 \cdot l \cdot r}{g} \cdot \frac{N_s}{2} [\sin \alpha_r \cdot \cos \theta_i - (1 - \cos \alpha_r) \cdot \sin \theta_i] \quad (\text{II.15})$$

Puisque chaque maille rotorique est placée symétriquement le long de la périphérie du rotor, θ_i peut être exprimée en termes de l'angle arbitraire rotorique θ_r et l'angle α_r , comme suit :

$$\theta_i = \theta_r + (i-1) \cdot \alpha_r \quad (\text{II.16})$$

En utilisant les transformations trigonométriques, l'inductance mutuelle peut être écrite comme suit :

$$L_{ai} = L_m \cdot \cos(\theta_r + (i-1) \cdot \alpha_r + \delta) \quad (\text{II.17})$$

La matrice des inductances mutuelles stator- rotor devient :

$$[L_{sr}] = L_m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \delta) & \cos(\theta_r + \alpha_r + \delta) & \dots & \cos(\theta_r + (N_r - 1) \cdot \alpha_r + \delta) \\ \cos\left(\theta_r + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \alpha_r + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) & \dots & \cos\left(\theta_r + (N_r - 1) \cdot \alpha_r + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \alpha_r + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) & \dots & \cos\left(\theta_r + (N_r - 1) \cdot \alpha_r + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Avec :

$$L_m = \frac{4 \cdot L_{ms}}{\pi \cdot N_s} \sin \delta, \quad \alpha_r = \frac{2\pi}{N_r}, \quad \delta = \frac{N_r}{2} \quad (\text{II.18})$$

II.2.2.B EQUATIONS AU ROTOR

La cage rotorique de la machine asynchrone est modélisée par un circuit équivalent contenant (N_r) mailles.

Chaque maille est définie par deux barres rotoriques adjacentes reliées entre elles par un anneau de court circuit, chaque barre et chaque anneau sont remplacés par un circuit équivalent représenté par une résistance et une inductance.

De ces circuits équivalents, on peut tirer l'équation électrique rotorique suivante :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$V_r = \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ v_{rNr} \end{bmatrix}, \quad I_r = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{rNr} \end{bmatrix}, \quad \Phi_r = \begin{bmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \phi_{rNr} \end{bmatrix}.$$

Puisque les circuits rotoriques de la machine asynchrone sont court-circuités, $v_{rk} = 0$ pour ($k = 1, 2, \dots, N_r$), on aura donc :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & \cdot & -R_b \\ -R_b & R_0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -R_b & \cdot & \cdot & -R_b & R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{rNr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \phi_{rNr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Le flux total rotorique est défini par :

$$[\Phi_r] = [\Phi_{rr}] + [\Phi_{rs}] \quad (\text{II.21})$$

Avec :

Φ_{rr} : Le flux rotorique dû aux courants rotoriques.

Φ_{rs} : Le flux rotorique dû aux courants statoriques.

Le flux Φ_{rs} est donné par l'équation suivante :

$$[\Phi_{rs}] = [L_{sr}]^T \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$$[\Phi_{rr}] = \begin{bmatrix} L_0 & L_{12} - L_b & L_{13} & \cdot & L_{1(Nr-1)} & L_{1Nr} - L_b \\ L_{21} - L_b & L_0 & L_{23} - L_b & \cdot & \cdot & L_{2Nr} \\ L_{31} & L_{32} - L_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & L_{(Nr-1)Nr} - L_b \\ L_{Nr1} - L_b & \cdot & \cdot & \cdot & L_{Nr(Nr-1)} - L_b & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{rNr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Avec :

$$R_0 = 2.(R_b + R_e)$$

$$L_0 = L_{kk} + 2.(L_b + L_e)$$

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

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

$$L_{kk} = L_{ki} + \frac{\mu_0.l.r}{g} .\alpha_r$$

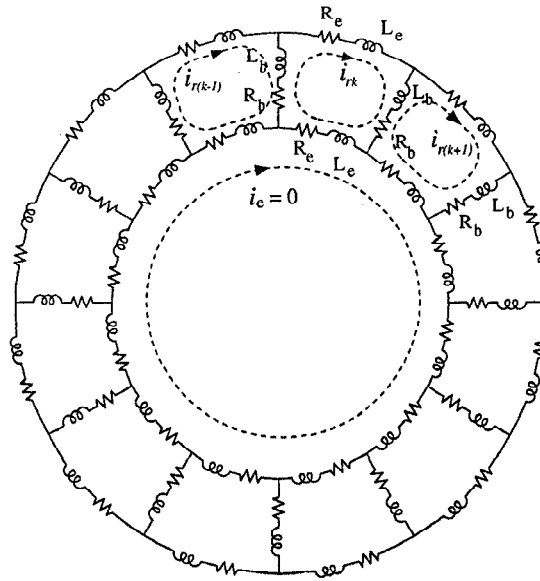


Figure II.2 : Circuit équivalent d'un rotor à cage sain

Les courants dans les barres sont exprimés en fonction des courants rotoriques par la relation (II.24) suivante déduite par l'application des lois de Kirchhoff :

$$i_{bk} = i_{rk} - i_{r(k+1)} \tag{II.24}$$

De la même façon, les courants circulant dans les sections d'anneau sont donnés par :

$$i_{ek} = i_{rk} - i_e = i_{rk} \text{ puisque } i_e = 0 \tag{II.25}$$

II.2.2.C LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

L'expression du couple électromagnétique peut être donnée par la co-énergie magnétique W_{co} par :

$$C_{em} = \left[\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta} \right], \text{ Avec : } I_s, I_r \text{ constants.} \tag{II.26}$$

Sachant que les éléments des deux matrices d'inductances $[L_{ss}]$ et $[L_{sr}]$ sont constants et que le couple électromagnétique est une quantité scalaire.

L'expression finale du couple sera réduite à :

$$C_{em} = \frac{p}{2} [I_s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_r} [I_r] \tag{II.27}$$

II.2.2.D L'EQUATION MECANIQUE

Un point indispensable de la modélisation du moteur asynchrone est l'établissement de l'équation mécanique qui en décrit le mouvement. Cette équation est :

$$J \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} + f \cdot \Omega_m = C_{em} - C_r \quad (\text{II.28})$$

II.2.3 Modèle de la machine dans le repère de Park

Pour pouvoir établir le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d- q), on doit d'abord définir la transformation de Park.

II.2.3.A Transformation de Park

La transformation de Park correspond à un changement de base qui permet de diagonaliser les matrices inductances, ce changement permet de remplacer généralement un bobinage n phasé par un bobinage biphasé.

$$\begin{cases} [G_{dq}] = [P(\theta)][G_{1,\dots,n}] \\ [G_{1,\dots,n}] = [P(\theta)]^T [G_{dq}] \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Avec :

$[G]$: Un vecteur désignant une grandeur quelconque.

$[P(\theta)]$: La matrice de transformation de Park.

La matrice $[P(\theta)]$ est donnée selon le nombre de phases du modèle initial. Pour le stator, nous avons une transformation de type : triphasé- biphasé, la matrice de transformation $[P(\theta)]$ est donnée par :

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Pour le rotor, nous avons un système de N_r phases correspondant au nombre de mailles rotoriques, la matrice de transformation généralisée s'écrit comme suit :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{N_r}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \alpha_r) & \dots & \cos(\theta_r - (N_r - 1)\alpha_r) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \alpha_r) & \dots & -\sin(\theta_r - (N_r - 1)\alpha_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

En appliquant cette transformation sur le modèle réel de la machine asynchrone, on obtient le nouveau modèle suivant :

II.2.3.B Equations électriques

En multipliant les deux équations (II.1), (II.19) par respectivement les deux matrices $[P(\theta_s)]$ et $[P(\theta_r)]$, on obtient les deux équations électriques suivantes :

$$\begin{cases} [V_{dq}]_s = [R_s][I_{dq}]_s + \frac{d[\Phi_{dq}]_s}{dt} + \omega_s [J_2][\Phi_{dq}]_s \\ [V_{dq}]_r = [R_r][I_{dq}]_r + \frac{d[\Phi_{dq}]_r}{dt} + (\omega_s - \omega) [J_2][\Phi_{dq}]_r \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Avec :

$[V_{dq}]_s$, $[I_{dq}]_s$, $[\Phi_{dq}]_s$: Les vecteurs statoriques dans la base de Park correspondant respectivement à la tension, au courant et au flux.

$[V_{dq}]_r$, $[I_{dq}]_r$, $[\Phi_{dq}]_r$: Les vecteurs rotoriques dans la base de Park correspondant respectivement à la tension, au courant et au flux.

$$\text{Avec : } [J_2] = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

II.2.3.C Equations magnétiques

Les équations magnétiques de la machine asynchrone dans le repère de phase s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_s][I_s] + [L_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_r][I_r] + [L_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

En multipliant la première et la deuxième équation de cet ensemble respectivement par $[P(\theta_s)]$ et $[P(\theta_r)]$, on obtient l'ensemble suivant dans le repère (d-q) :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = \ell_s \cdot i_{ds} + m \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = \ell_s \cdot i_{qs} + m \cdot i_{qr} \\ \phi_{dr} = \ell_r \cdot i_{dr} + m \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} = \ell_r \cdot i_{qr} + m \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Avec :

ℓ_s : Inductance cyclique statorique $= L_s - L_{ms}$.

ℓ_r : Inductance cyclique rotorique (voir annexes).

m : Mutuelle cyclique stator rotor (voir annexes).

II.2.3.D Différentes expressions du couple électromagnétique

$$C_{em} = p \cdot (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (\text{II.35})$$

$$C_{em} = p \cdot (\phi_{qr} \cdot i_{dr} - \phi_{dr} \cdot i_{qr}) \quad (\text{II.36})$$

$$C_{em} = p \cdot \frac{m}{\ell_s} \cdot (\phi_{qs} \cdot i_{dr} - \phi_{ds} \cdot i_{qr}) \quad (\text{II.37})$$

$$C_{em} = p \cdot m \cdot (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \quad (\text{II.38})$$

$$C_{em} = p \cdot \frac{m}{\ell_r} \cdot (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (\text{II.39})$$

$$C_{em} = p \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot m} \cdot (\phi_{dr} \cdot \phi_{qs} - \phi_{qr} \cdot \phi_{ds}) \quad (\text{II.40})$$

On obtient le système d'équations non linéaires régissant le mouvement de la machine sous la forme matricielle différentielle suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s \cdot \ell_s & 0 & -\omega_s \cdot m \\ \omega_s \cdot \ell_s & R_s & \omega_s \cdot m & 0 \\ 0 & -\omega_r \cdot m & R_r & -\omega_r \cdot \ell_r \\ \omega_r \cdot m & 0 & \omega_r \cdot \ell_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \ell_s & 0 & m & 0 \\ 0 & \ell_s & 0 & m \\ m & 0 & \ell_r & 0 \\ 0 & m & 0 & \ell_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \\ J \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega_m \end{array} \right. \quad (\text{II.41})$$

II.2.4 Modélisation de la machine avec défauts au rotor

Dans cette partie, on s'intéressera aux défauts intervenant sur les barres rotoriques (cassures) et sur les cassures des portions d'anneau de court circuit.

II.2.4.A Machine avec une seule barre cassée

La cassure d'une barre au rotor impose un changement au niveau des équations et surtout dans le calcul des inductances propres et mutuelles et la résistance.

Si c'est la barre traversée par les courants i_{rj} et i_{rj+1} qui est cassée, on a ($i_{rj} = i_{rj+1}$), ce qui veut dire que le courant i_{rj} traverse une maille deux fois plus large et que la maille ($j+1$) est éliminée comme indiqué sur la figure II.3 suivante :

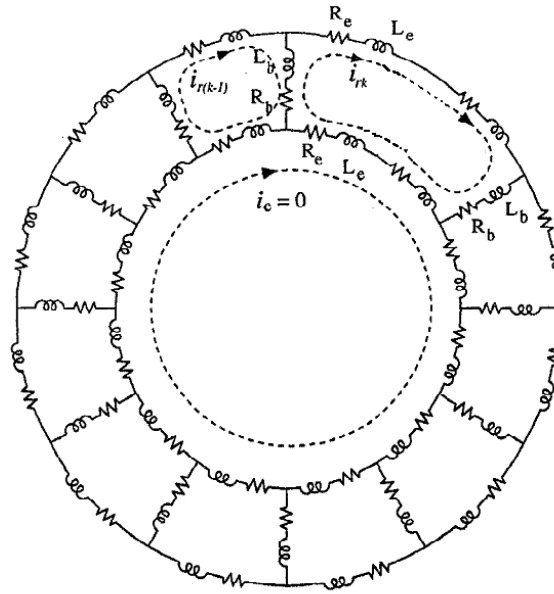


Figure II.3 : Circuit équivalent d'un rotor avec une seule barre cassée

Dans la matrice d'inductance, on élimine donc la ligne et la colonne $(j+1)$, et les termes relatifs à la colonne j sont calculés en utilisant l'équation (II.6) et en tenant compte de la nouvelle fonction de l'enroulement correspondante à la $j^{\text{ème}}$ maille du rotor.

$$N_j(\theta) = \begin{cases} -\frac{\alpha_r}{2\pi} & 0 < \theta \leq \theta_j \\ 1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} & \theta_j < \theta \leq \theta_{j+2} \\ -\frac{\alpha_r}{2\pi} & \theta_{j+2} < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

La nouvelle inductance propre correspondante à la maille j s'écrit sous la forme :

$$L_{0j} = L_{jj} + 2.(L_b + 2.L_e) \quad (\text{II.43})$$

Avec :

$$L_{jj} = \frac{\mu_0.l.r}{g} \int_0^{2\pi} N_j^2(\theta).d.\theta = 2.\frac{\mu_0.l.r}{g}.\alpha_r.\left(1 - \frac{3.\alpha_r}{4.\pi}\right) \quad (\text{II.44})$$

La mutuelle inductance rotor- rotor L_{rij} est dans ce cas :

$$L_{rij} = \frac{\mu_0.l.r}{g} \int_0^{2\pi} N_i(\theta).N_j(\theta).d.\theta = -2.\frac{\mu_0.l.r}{g}.\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \quad (\text{II.45})$$

Alors la matrice inductance rotorique devient :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_0 & L_{12} - L_b & \cdot & L_{1j} & L_{1(j+2)} & \cdot & L_{1Nr} - L_b \\ L_{12} - L_b & L_0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & L_{2Nr} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{j1} & L_{j2} & \cdot & L_{0j} & L_{j(j+2)} - L_b & \cdot & \cdot \\ L_{(j+2)1} & \cdot & \cdot & L_{(j+2)j} - L_b & L_0 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{(Nr-1)1} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{Nr1} - L_b & L_{Nr2} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & L_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

La mutuelle inductance L_{aj} entre l'enroulement statorique (a) et la maille j s'obtient à partir de :

$$L_{aj} = \frac{\mu_0 \cdot l \cdot r}{g} \int_0^{2\pi} N_a(\theta) \cdot N_j(\theta) \cdot d\theta = L_m \cdot \cos(\theta_r + 2 \cdot (j-1) \cdot \alpha_r + \delta) \quad (\text{II.47})$$

La matrice des résistances rotoriques est aussi affectée par la cassure d'une barre, elle est obtenue à partir de cette nouvelle représentation :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & \cdot & \cdot & 0 & 0 & \cdot & \cdot & 0 & -R_b \\ -R_b & R_0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & R_{0j} & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & R_0 & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -R_b & 0 & \cdot & \cdot & 0 & 0 & \cdot & \cdot & -R_b & R_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

Avec :

$$R_{0j} = 2 \cdot (R_b + 2 \cdot R_e) \quad (\text{II.49})$$

II.2.4.B Machine avec deux barres cassées adjacentes

Dans le cas de rupture de deux barres adjacentes, le nombre de mailles rotoriques diminue de deux, si la première barre est traversée par les courants i_{rj}, i_{rj+1} et la deuxième est traversée par

i_{rj+1}, i_{rj+2} , dans le cas de cassure, ces trois courants sont forcément égaux ($i_{rj} = i_{rj+1} = i_{rj+2}$), ce qui veut dire que le courant i_{rj} traverse une maille trois fois plus large comme mentionné sur la Figure II.4 :

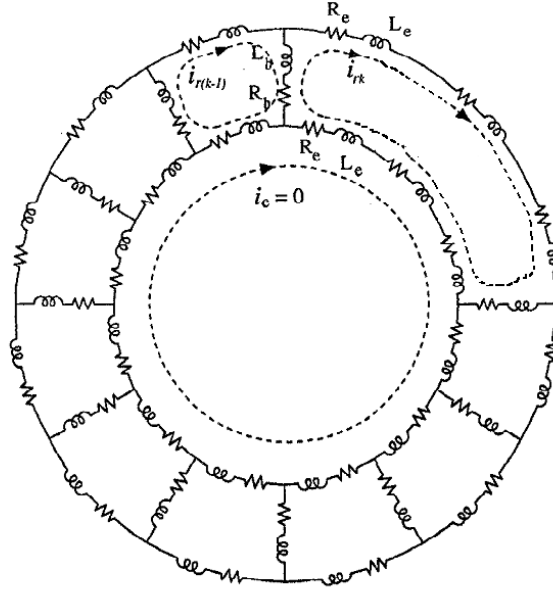


Figure II.4 : Circuit équivalent d'un rotor à cage avec deux barres cassées

La fonction de l'enroulement j dans ce cas est :

$$N_j(\theta) = \begin{cases} -\frac{\alpha_r}{2\pi} & 0 < \theta \leq \theta_j \\ 1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} & \theta_j < \theta \leq \theta_{j+3} \\ -\frac{\alpha_r}{2\pi} & \theta_{j+3} < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

Le même type de relations appliqué dans le cas d'une seule barre cassée est employé pour le calcul des nouvelles matrices d'inductance et de résistance dans ce cas :

$$L_{0j} = L_{jj} + 2.(L_b + 3.L_e) \quad (\text{II.51})$$

Avec :

$$L_{jj} = \frac{\mu_0.l.r}{g} \int_0^{2\pi} N_j^2(\theta).d.\theta = \frac{\mu_0.l.r}{g} .\alpha_r . \left(3 - \frac{5.\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (\text{II.52})$$

La mutuelle inductance rotor- rotor est :

$$L_{rij} = \frac{\mu_0 \cdot l \cdot r}{g} \int_0^{2\pi} N_i(\theta) N_j(\theta) d\theta = -3 \cdot \frac{\mu_0 \cdot l \cdot r}{g} \cdot \frac{\alpha_r^2}{2\pi} \quad (\text{II.53})$$

La mutuelle inductance stator- rotor est :

$$L_{aj} = \frac{\mu_0 \cdot l \cdot r}{g} \int_0^{2\pi} N_a(\theta) N_j(\theta) d\theta = L_m \cdot \cos(\theta_r + 3 \cdot (j-1) \alpha_r + \delta) \quad (\text{II.54})$$

La nouvelle résistance rotorique pour la maille j s'écrit dans ce cas :

$$R_{0j} = 2 \cdot (R_b + 3 \cdot R_e) \quad (\text{II.55})$$

II.2.4.C Généralisation pour une machine avec (K) barres cassées

Le même raisonnement que dans le cas d'une barre et de deux barres cassées est valide dans le cas où il y a plusieurs barres adjacentes cassées.

Par des récurrences mathématiques, nous déterminons le modèle généralisé pour k barres détruites.

Le nombre d'équations du rotor sera tombé selon le nombre de barres cassées, et les mailles concernées par la rupture sont éliminées, la maille j sera $(k+1)$ fois plus large.

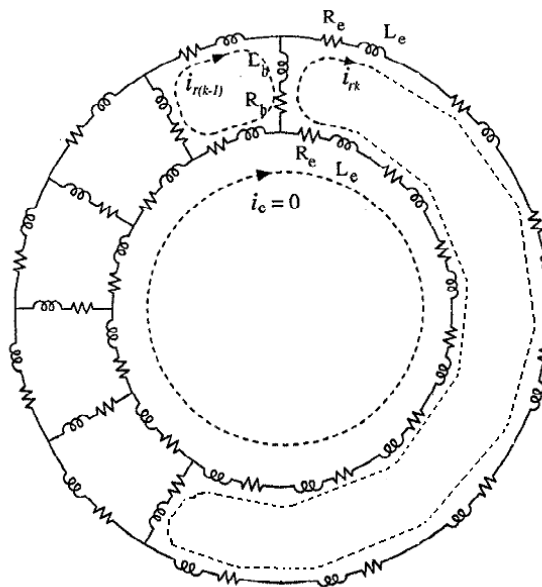


Figure II.5 : Circuit équivalent d'un rotor à cage avec k barres cassées adjacentes

$$N_j(\theta) = \begin{cases} -\frac{\alpha_r}{2\pi} & 0 < \theta \leq \theta_j \\ 1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} & \theta_j < \theta \leq \theta_{j+(k+1)} \\ -\frac{\alpha_r}{2\pi} & \theta_{j+(k+1)} < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

$$L_{0j} = L_{jj} + 2.(L_b + (k+1).L_e) \quad (\text{II.57})$$

Avec :

$$L_{jj} = \frac{\mu_0.l.r}{g} \int_0^{2\pi} N_j^2(\theta).d.\theta = \frac{\mu_0.l.r}{g} .\alpha_r . \left((k+1) \frac{(2k+1).\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (\text{II.58})$$

L_{rirj} sera défini par :

$$L_{rirj} = \frac{\mu_0.l.r}{g} \int_0^{2\pi} N_i(\theta).N_j(\theta).d.\theta = -(k+1) . \frac{\mu_0.l.r}{g} . \frac{\alpha_r^2}{2\pi} \quad (\text{II.59})$$

La mutuelle inductance stator rotor est déterminée par l'expression suivante :

$$L_{aj} = \frac{\mu_0.l.r}{g} \int_0^{2\pi} N_a(\theta).N_j(\theta).d.\theta = L_m . \cos(\theta_r + (k+1).(j-1).\alpha_r + \delta) \quad (\text{II.60})$$

La matrice des résistances du rotor devient :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & . & . & . & 0 & 0 & . & . & 0 & -R_b \\ -R_b & R_0 & . & . & . & . & . & . & . & . & 0 \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & -R_b & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & -R_b & 2.(R_b + (k+1).R_e) & -R_b & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & -R_b & R_0 & -R_b & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & -R_b & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . & . & . \\ -R_b & 0 & . & . & . & 0 & 0 & . & . & -R_b & R_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.61})$$

II.2.4.D Rupture d'une portion d'anneau de court circuit

La rupture d'une portion d'anneau de court circuit liée à une maille j indique que le modèle d'équations diminué par une seule équation. Alors il suffit d'annuler la $j^{\text{ème}}$ ligne avec la $j^{\text{ème}}$ colonne de la matrice des inductances rotoriques, de même pour la matrice des résistances rotoriques. Cependant les autres éléments de ces matrices restent les mêmes.

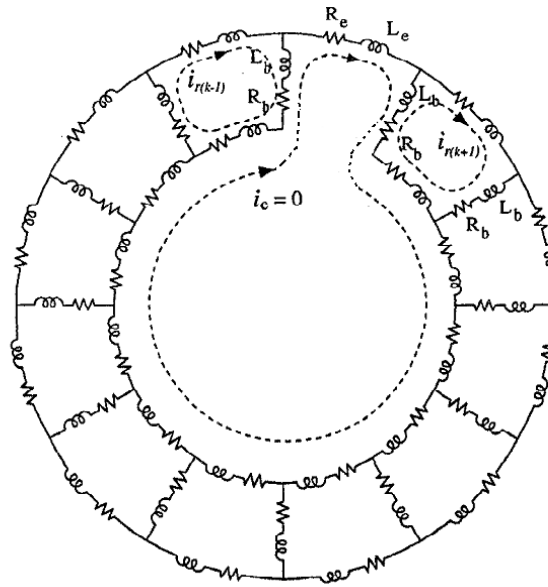


Figure II.6 : Circuit équivalent d'un rotor avec une portion d'anneau de court circuit cassé

Les matrices des inductances et des résistances sont représentées comme suit :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_0 & L_{12} - L_b & \dots & L_{1(j-1)} & 0 & L_{1(j+1)} & \dots & L_{1N_r} - L_b \\ L_{21} - L_b & L_0 & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ L_{(j-1)1} & \cdot & \dots & L_0 & 0 & L_{(j-1)(j+1)} & \dots & \cdot \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ L_{(j+1)1} & \cdot & \dots & L_{(j+1)(j-1)} & 0 & L_0 & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ L_{N_r,1} - L_b & \cdot & \dots & L_{N_r(j-1)} & 0 & L_{N_r(j+1)} & \dots & L_0 \end{bmatrix} \quad (II.62)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & \cdot & \cdot & 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & -R_b \\ -R_b & R_0 & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & R_0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & R_0 & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b \\ -R_b & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & 0 & \cdot & \cdot & 0 & -R_b & R_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.63})$$

Dans le cas général, si il y a un grand nombre de portions d'anneaux cassées (k), le modèle d'équations sera diminué de k équations, avec l'annulation des mailles liées à ces portions.

II.3 Machine asynchrone avec défaut au stator

Le défaut étudié dans cette partie est le problème du « single phasing », ce défaut est modélisé par l'annulation de la tension correspondante à la phase ouverte, soit la phase a, telle que le système de tension d'alimentation de la machine soit :

$$\begin{cases} v_{ab} = 220/\underline{0} \\ v_{bc} = 440/\underline{180} \\ v_{ca} = 220/\underline{0} \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

Ce système ainsi déséquilibré ne peut jamais faire tourner l'arbre de la machine, mais une fois alimentée, la machine continue à tourner lorsque une de ses trois phases statoriques se déconnecte du réseau.

Ce déséquilibre dans la tension d'alimentation cause de considérables problèmes pour la machine, citons les deux principaux :

- ✓ Vibrations de l'arbre de la machine à cause des ondulations du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation.

- ✓ Passage d'un considérable courant dans les barres rotoriques, ceci peut varier l'isolation des barres et aide à causer un échauffement excessif dangereux pour la machine.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un modèle détaillé de la machine asynchrone à cage d'écureuil basé sur les lois de Kirchhoff et qui contient un grand nombre d'équations correspondant au nombre de phases au stator et au nombre de barres au rotor.

Ce modèle a été modifié surtout au niveau des équations du rotor en vue de représenter mathématiquement les différents défauts rotoriques déjà étudiés, nous avons commencé par la représentation de la rupture d'une seule barre et de deux barres pour arriver à une généralisation de (k) barres cassées adjacentes ainsi que celui du modèle correspondant à la cassure d'une portion d'anneau de court circuit.

Dans cette partie aussi, nous avons donné la transformation de Park généralisée pour (N_r) phases au rotor en vue de trouver un modèle simplifié de la machine dans le repère diphasé (d-q) prêt à l'application de la théorie des perturbations singulières, sujet de notre prochain chapitre.

Enfin, le défaut statorique a été introduit par l'annulation de la tension correspondante à la phase ouverte de la machine pour finaliser, et donner un outil mathématique complet, exploitable et essentiel pour la suite de notre travail.

Chapitre 3

Décomposition du modèle de la machine asynchrone par la
théorie des perturbations singulières

Introduction

Le type de représentation mathématique des procédés physiques conduit généralement à des modèles complexes. La complexité est, d'une part, liée à la grande dimension du système à étudier. Les méthodes de réduction et d'approximation (agrégation, réduction optimale,...) fournissent un outil remarquable de simplification.

D'autre part, la complexité peut être due à la présence de petits paramètres dits de perturbation (moment d'inertie, faibles masses,...) intervenant dans les équations du modèle. Le fait d'ignorer ces paramètres conduit souvent à une représentation erronée du procédé avec perte de propriétés importantes telle que la stabilité, etc....par contre, leur prise en compte dans le modèle, non seulement augmente la dimension de celui-ci mais aussi, introduit de nouvelles difficultés numériques liées au mauvais conditionnement ; par suite, l'analyse de ces modèles devient très laborieuse.

Dans ce chapitre, nous allons présenter en premier lieu la théorie des perturbations singulières (PS) considérée comme solution aux problèmes précédemment cités, en passant par la définition du système singulièrement perturbé.

Cette théorie appliquée sur le modèle de notre machine asynchrone fera l'objet de la deuxième partie de ce chapitre en vue de montrer par la suite l'intérêt de son application dans l'effet des défauts étudiés.

III.1 Théorie des Perturbations Singulières

III.1.1 Définition

La théorie des perturbations singulières est un outil mathématique qui permet d'analyser les phénomènes physiques à échelles de temps multiples.

Dans le domaine de la commande des systèmes dynamiques [47-50], elle a été introduite par P. P. Kokotovic et Sannuti à la fin des années soixante [51-53]. Récemment, elle est plus utilisée dans la modélisation, l'identification et la commande des machines électriques [54-57].

Cette théorie conduit à la séparation des dynamiques lente et rapide d'un système d'équations singulièrement perturbées dont la solution est approchée par la solution de deux sous-systèmes de dimension réduite lente et rapide. Cette séparation permet de simplifier l'analyse des systèmes les plus complexes, ce qui l'a rendu très répandu et utilisée dans des domaines différentes (nucléaire [58], robotique [59-60], armement [61],...etc.).

Une principale particularité de cette théorie est que, la discontinuité de la solution causée par les perturbations singulières, peut être esquissée en faisant une analyse dans les différentes échelles de temps existant dans le comportement du système. De ce fait, l'approche multi échelles de temps est une caractéristique fondamentale de la théorie des perturbations singulières [62-65].

III.1.2 le système singulièrement perturbé

On considère les domaines d'étude :

$$\begin{cases} D_x & x \in D_x \subset \mathfrak{R}^n \\ D_z & z \in D_z \subset \mathfrak{R}^m \end{cases} \quad \text{Tel que} \quad \text{(III.1)}$$

Soit le système continu non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = f(x(t), z(t), u(t), \varepsilon, t) \\ \varepsilon \cdot \frac{dz(t)}{dt} = g(x(t), z(t), u(t), \varepsilon, t) \end{cases} \quad \text{(III.2)}$$

Avec :

$$x(t_0) = x_0 \quad \text{et} \quad z(t_0) = z_0$$

x : Vecteur d'état de dimension $(n \times 1)$ désignant les variables lentes.

z : Vecteur d'état de dimension $(m \times 1)$ désignant les variables rapides.

u : Vecteur d'entrée $(r \times 1)$.

ε : Terme parasite positif (exprimant la rapidité d'évolution de la dynamique de l'état z par rapport à celle de l'état x).

$f(\cdot)$ et $g(\cdot)$: Deux fonctions supposées continûment différentiables par rapport à leurs arguments.

On dit qu'un système est singulièrement perturbé si les caractéristiques suivantes sont réalisées [47] :

- ✓ Lorsque son ordre diminue en mettant $\varepsilon=0$ par rapport à $\varepsilon \neq 0$.
- ✓ Lorsqu'il existe une couche limite quand la solution change rapidement.

- ✓ Lorsque le système dégénéré, appelé aussi système non perturbé, correspondant à un ordre réduit ne peut pas satisfaire les conditions aux limites du problème original.
- ✓ Le système singulièrement perturbé possède deux racines caractéristiques donnant naissance à deux solutions distinctes, une correspondante au « *mode rapide* » et l'autre au « *mode lent* ». Ainsi, le problème singulièrement perturbé possède nécessairement la caractéristique de la *double échelle de temps*.

L'existence simultanée des phénomènes lents et rapides rend le système difficile « *Stiff* » du point de vue solution numérique.

III.1.3 Principe de la théorie des Perturbations Singulières

La forme standard du système (III.2) singulièrement perturbé peut être écrite sous la forme de ces deux équations :

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x(t), z(t), u(t), \varepsilon, t), \quad x(t_0) = x_0 \quad (\text{III.3})$$

$$\varepsilon \cdot \frac{dz(t)}{dt} = g(x(t), z(t), u(t), \varepsilon, t), \quad z(t_0) = z_0 \quad (\text{III.4})$$

Le problème majeur de la modélisation des systèmes dynamiques sous la forme singulièrement perturbée réside dans le choix, parfois ambiguë, du paramètre ε . Heureusement dans plusieurs applications, l'existence de petites et de grandes constantes de temps ou de phénomènes de hautes et basses fréquences, constituent un outil de diagnostic important.

En posant $\varepsilon = 0$ dans l'équation (III.4) ceci ramène cette dernière à un ensemble d'équations algébriques sous la forme suivante :

$$g(x_s(t), z_s(t), u_s(t), 0, t) = 0 \quad (\text{III.5})$$

La solution de cette équation est représentée par:

$$z_s(t) = \varphi(x_s(t), u_s(t), t) \quad (\text{III.6})$$

L'équation (III.3) devient dans ce cas :

$$\frac{dx_s(t)}{dt} = f(x_s(t), \varphi(x_s(t), u_s(t), t), u_s(t), 0, t) \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$$x_s(t_0) = x_0$$

Ce nouveau modèle constitué par les équations (III.6) et (III.7) représente le modèle lent car il donne l'évolution du système fondamental lorsque le transitoire rapide est disparu.

Si nous considérons l'équation (III.6) qui correspond à l'état d'équilibre de la variable z , il est alors clair que z_s ne commence pas à partir de la valeur initiale z_0 , mais d'une valeur représentée par l'équation (III.8) très différente de z_0 .

Soit :

$$z_s(t_0) = \varphi(x_s(t_0), u_s(t_0), t_0) \quad (\text{III.8})$$

Ceci indique que $z_s(t)$ n'est pas une approximation uniforme de $z(t)$ dans l'intervalle de temps $[t_0, T]$, et que l'écriture :

$$z(t) = z_s(t) + 0(\varepsilon) \quad (\text{III.9})$$

n'est valide que dans un intervalle $[t_1, T]$ excluant t_0 avec $(t_1 > t_0)$. Le petit intervalle initial de temps $[t_0, t_1]$ dans lequel $z(t)$ n'approche pas $z_s(t)$ est appelé « couche limite ».

D'autre part, nous pouvons considérer l'approximation :

$$x(t) = x_s(t) + 0(\varepsilon) \quad (\text{III.10})$$

valide sur tout l'intervalle $[t_0, T]$.

Dans la dégénération, notre grand intérêt est de trouver toutes les conditions sous lesquelles la solution du système global suit la solution correspondante à $\varepsilon=0$. Le théorème de Tikhonov concernant la dégénération est donné par :

Ecrire $\varepsilon = 0$, revient à considérer le transitoire de $z(t)$ instantané si $g \neq 0$.

Le terme $\varepsilon \frac{dz}{dt}$ doit être fini même si $\varepsilon \rightarrow 0$ et $\frac{dz}{dt} \rightarrow \infty$. Ainsi, nous posons $\varepsilon \frac{dz}{dt} = \frac{dz}{d\tau}$ avec :

$\tau = \frac{t-t_0}{\varepsilon}$: Représente l'échelle de temps dilaté durant lequel la variable z effectue une grande variation.

Afin de décrire l'évolution de z en fonction de τ , on utilise la correction de couche limite exprimée comme suit [55] :

$$z_f = z - z_s \quad (\text{III.11})$$

Cela donne :

$$\frac{dz_f(\tau)}{d\tau} = g(x_0, z_f(\tau), z_s(\tau), u(\tau), t_0) \quad (\text{III.12})$$

$$z_f(0) = z_0 - z_s(t_0) \quad (\text{III.13})$$

Le système original décrit par l'équation (III.4) peut être approché par l'expression suivante :

$$z(t) = z_s(t) + z_f\left(\frac{t-t_0}{\varepsilon}\right) + o(\varepsilon) \quad (\text{III.14})$$

En réalité, l'approximation donnée par la relation (III.14) n'est valide que si le sous système rapide vérifie l'hypothèse de stabilité suivante :

HYPOTHESE III.1 [47]

La solution $z_s(t)$ est un point d'équilibre asymptotiquement stable de l'équation de couche limite (III.15) suivante :

$$\frac{dz(\tau)}{d\tau} = g(x_s, z(\tau), 0, 0) \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{t-t_0}{\varepsilon} \quad (\text{III.15})$$

Ceci implique l'hypothèse III.2 suivante :

HYPOTHESE III.2

Les parties réelles des valeurs propres de $\frac{\partial g}{\partial z}$ pour $\varepsilon=0$ évaluées le long des trajectoires de $x_s(t)$, $z_s(t)$, $u_s(t)$, $\forall t \in [t_0, T]$ sont plus petites qu'un nombre négatif fixé

$$\operatorname{Re}\left\{\frac{\partial g}{\partial z}\right\} \leq -c < 0 \quad (\text{III.16})$$

Ces deux hypothèses permettent d'annoncer le théorème fondamental de Tikhonov sur lequel repose la validité des approximations déjà effectuées lors de l'application de la théorie des perturbations singulières.

THEOREME III.1 (DE TIKHONOV)

Si les hypothèses III.1 et III.2 sont satisfaites, alors les approximations (III.10) et (III.14) sont valables pour $\forall t \in [t_0, T]$ et il existe $t_1 \geq t_0$ tel que (III.9) soit valide pour $\forall t \in [t_1, T]$. Ce théorème appliqué dans le cas du modèle dégénéré implique :

Les solutions exactes $x(t, \varepsilon)$ et $z(t, \varepsilon)$ du problème original global (III.2) sont reliées aux solutions correspondantes au système dégénéré par les relations suivantes :

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} [x(t, \varepsilon)] = x_s(t) \quad , \quad 0 \leq t \leq T \quad (\text{III.17})$$

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} [z(t, \varepsilon)] = z_s(t) \quad , \quad 0 \leq t \leq T \quad (\text{III.18})$$

En conclusion, on note que l'application de la théorie des perturbations singulières possède quelques conditions [55] :

- Elle exige un bon choix des dynamiques ou des différentes échelles de temps existants dans le système.
- Elle exige la bonne connaissance a priori du petit paramètre ε .
- Elle est bien applicable lorsque le paramètre ε est suffisamment petit.

III.1.4 Perturbations Singulières dans le cas des systèmes linéaires

La forme standard d'un système linéaire singulièrement perturbé est donnée par :

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_{11}.x(t) + A_{12}.z(t) + B_1.u(t) \quad ; \quad x(t_0) = x_0 \quad (\text{III.19})$$

$$\varepsilon \cdot \frac{dz(t)}{dt} = A_{21}.x(t) + A_{22}.z(t) + B_2.u(t) \quad ; \quad z(t_0) = z_0 \quad (\text{III.20})$$

Les matrices A_{ij} , B_i ($i, j=1,2$) de dimensions appropriées sont indépendantes du temps et du paramètre ε , nous supposons toujours que $(A_{22})^{-1}$ existe.

Ce système peut être présenté sous une autre forme matricielle standard (III.22) en posant :

$$A_{21}^* = \frac{A_{21}}{\varepsilon}, \quad A_{22}^* = \frac{A_{22}}{\varepsilon}, \quad B_2^* = \frac{B_2}{\varepsilon} \quad (\text{III.21})$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x(t) \\ z(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21}^* & A_{22}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ z(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2^* \end{bmatrix} u(t) \quad (\text{III.22})$$

Pour trouver le système dégénéré, on pose $\varepsilon=0$:

$$\frac{dx_s(t)}{dt} = A_{11}x_s(t) + A_{12}z_s(t) + B_1u(t) \quad ; \quad x_s(t_0) = x_0 \quad (\text{III.23})$$

$$0 = A_{21}x_s(t) + A_{22}z_s(t) + B_2u(t) \quad ; \quad z_s(t_0) \neq z_0 \quad (\text{III.24})$$

De cette dernière équation, on tire l'expression algébrique de $z_s(t)$ en régime lent :

$$z_s(t) = -(A_{22})^{-1} \cdot A_{21}x_s(t) - (A_{22})^{-1} \cdot B_2u(t) \quad (\text{III.25})$$

La variable $z_s(t)$ représente la composante lente de la variable $z(t)$. La substitution de $z_s(t)$ dans (III.23) permet d'obtenir la composante lente de la variable $x(t)$

$$\frac{dx_s(t)}{dt} = (A_{11} - A_{12}(A_{22})^{-1}A_{21})x_s(t) + (B_1 - A_{21}(A_{22})^{-1}B_2)u(t) \quad (\text{III.26})$$

Soit $z_f(t)$ la composante rapide de $z(t)$, dans l'échelle de temps rapide τ (système de couche limite), on peut écrire :

$$z_f(\tau) = \varepsilon \cdot A_{22}^{-1} \cdot \frac{dz_s(t)}{dt} \quad , \quad z_f(0) = z_0 - z_s(t_0) \quad (\text{III.27})$$

Nous pouvons déduire la dynamique du système global linéaire (III.19) et (III.20) de celle des sous-systèmes décrits par les trois équations (III.25), (III.26) et (III.27).

III.2 Application de la théorie des Perturbations Singulières sur le modèle de la machine asynchrone

La machine asynchrone est conçue pour être décomposée en deux sub-systèmes à dynamiques distinctes :

- ✓ Courants ou flux statoriques considérés comme étant variables rapides.
- ✓ Courants ou flux rotoriques considérés comme étant variables lentes.

Les variables mécaniques sont à leur tour lentes, mais elles peuvent ne pas être prises en considération du moment que le fait de garder les variables lentes et rapides dans la modélisation de la machine n'influe pas sur l'équation mécanique lors de l'approximation par les perturbations singulières [56].

La classification des variables rotoriques comme étant des variables lentes est très difficile à justifier. Ceci car la fréquence des variables rotoriques est (s) fois la fréquence statorique même si son transitoire est considérablement rapide par rapport aux variables mécaniques [56].

III.2.1 Modèle global de la machine asynchrone

On considère que le moteur est alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées équilibrées. Le modèle complexe du moteur dans le repère ($d-q$) de Park exprimé par les équations différentielles des courants statoriques et des flux rotoriques dans un référentiel lié au stator est donné sous sa forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\phi_d}{dt} \\ \frac{d\phi_q}{dt} \\ \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_r} & -\omega & \frac{m}{T_r} & 0 \\ \omega & \frac{-1}{T_r} & 0 & \frac{m}{T_r} \\ \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega & -\frac{R_s'}{\sigma \ell_s} & 0 \\ -\frac{1-\sigma}{\sigma} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & 0 & -\frac{R_s'}{\sigma \ell_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma \ell_s} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

Avec :

$$R_s' = R_s + R_r \left(\frac{m}{\ell_r} \right)^2$$

$T_r = \frac{\ell_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

$T_s = \frac{\ell_s}{R_s}$: Constante de temps statorique.

$\sigma = 1 - \frac{m^2}{\ell_s \ell_r}$: Coefficient de dispersion.

Il est bien clair que l'évolution des états statoriques est plus rapide que l'évolution des variables rotoriques, le meilleur modèle pour les modes lents et rapides peut être obtenu en considérant que le régime transitoire rotorique ne commence qu'après la fin du régime transitoire statorique [63].

Le modèle de l'équation (III.28) est composé de deux sub-systèmes de dynamiques différentes selon des considérations physiques. Le courant statorique est une variable à dynamique rapide et le flux rotorique est une variable à dynamique lente.

En tenant compte de l'approximation considérée, le modèle de couche limite est donné par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sdf}}{dt} \\ \frac{di_{sqf}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s'}{\sigma \ell_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s'}{\sigma \ell_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdf} \\ i_{sqf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \ell_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \ell_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

Le modèle correspondant au régime lent est donné par :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \frac{d\phi_{rds}}{dt} \\ \frac{d\phi_{rqs}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rds} \\ \phi_{rqs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{m}{T_r R_s'} & 0 \\ 0 & \frac{m}{T_r R_s'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{sds} \\ i_{sqds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{m}{R_s' \ell_r T_r} & -\frac{m}{R_s' \ell_r} \omega_r \\ \frac{m}{R_s' \ell_r} \omega_r & -\frac{m}{R_s' \ell_r T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rds} \\ \phi_{rqs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R_s'} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_s'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

III.2.2 Fonctions de transfert des deux modèles

Les fonctions de transfert associées aux deux modèles (rapides et lents) en fonction du vecteur tension statorique comme entrée et le vecteur courant statorique comme sortie du système sont données par les équations (III.31) et (III.32) suivantes :

$$H_f(s) = \frac{I_s(s)}{U_s(s)} = \frac{1}{s + \frac{1}{T_s'}} = \frac{b_{of}}{s + a_{of}} \quad (\text{III.31})$$

$$H_s(s) = \frac{I_s(s)}{U_s(s)} = \frac{1}{R_s'} \cdot \frac{s + \left(\frac{1}{T_r} - j \cdot \omega\right)}{s + \frac{R_s'}{T_r} \left(\frac{1}{T_r} + j \cdot \omega\right)} = \frac{b_{s,s} s + b_{os}}{s + a_{os}} \quad (\text{III.32})$$

Avec :

$T_s' = \frac{\sigma \cdot \ell_s}{R_s'}$, par identification, on pose les constantes suivantes :

$$b_{of} = \frac{1}{\sigma \cdot \ell_s}, \quad a_{of} = \frac{1}{T_s'}, \quad b_{s,s} = \frac{1}{R_s'}, \quad b_{os} = \frac{1}{R_s'} \left(\frac{1}{T_r} - j \cdot \omega \right), \quad a_{os} = \frac{R_s'}{T_r} \left(\frac{1}{T_r} + j \cdot \omega \right).$$

Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre la possibilité par la théorie des perturbations singulières de décomposer le modèle mathématique de la machine à induction en deux modèles décrivant deux sous-systèmes de dynamiques différentes, ceci nous permet d'analyser son comportement séparément selon l'objectif désiré de l'analyse.

Dans ce travail, l'objectif de cette décomposition est d'observer l'effet des défauts étudiés sur le régime transitoire et le régime permanent de la machine asynchrone séparément.

Chapitre 4

Présentation des résultats pratiques et simulés

Introduction

Dans ce présent chapitre, nous allons donner en premier lieu les résultats de la simulation numérique effectuée, basée sur les modèles mathématiques déjà présentés correspondants aux différents défauts de la machine asynchrone. Ces résultats seront interprétés et comparés par rapport à ceux relevés expérimentalement par les essais effectués au sein du laboratoire de « Machines Electriques » sur les quatre machines disponibles.

La deuxième partie sera consacrée à l'application de la théorie des perturbations singulières sur le modèle de la machine et aux résultats correspondants.

En fin de ce dernier chapitre, nous allons essayer de donner quelques résultats déduits de l'étude de l'effet des défauts de notre machine sur son degré de stabilité en ses différents régimes de fonctionnement.

IV.1 La simulation numérique

L'étude théorique présentée doit être validée par une simulation numérique, exécutée en utilisant le logiciel SIMULINK dans l'environnement MATLAB [66-68] à l'aide de plusieurs programmes de données de la machine écrits dans le langage Matlab.

Le système physique à simuler est constitué d'une machine asynchrone alimentée directement à partir d'un réseau triphasé équilibré. Cette machine est modélisée suivant la théorie des multi circuits couplés sous cinq états :

- Machine saine.
- Machine avec une barre rotorique cassée.
- Machine avec deux barres rotoriques cassées.
- Machine avec anneau de court circuit cassé au rotor.
- Une phase ouverte dans le bloc alimentation de la machine.

Simulation sur un pas de calcul

La simulation numérique d'un système physique consiste à résoudre, à l'aide d'un ordinateur et sur un pas de calcul (Δt), les équations correspondantes au modèle du système.

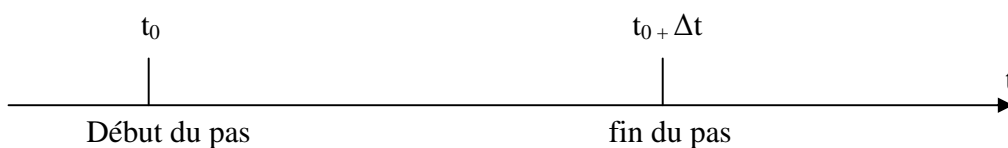


Figure IV.1 : simulation sur un pas de calcul

La résolution des équations régissant le fonctionnement du système se fait pas à pas suivant la procédure suivante : à l'instant (t_0) : supposé initial, on dispose :

- des équations d'état du modèle du système
- de la valeur du pas de calcul
- des variables d'état initiales et des paramètres internes du système
- d'un algorithme de résolution des variables d'état.

A l'instant ($t_0 + \Delta t$) à partir des variables d'état trouvées dans l'étape précédente, on obtient les nouvelles valeurs des variables d'état.

IV.2 Etude expérimentale

Au sein du laboratoire de « Machine Electriques », on a utilisé un banc d'essais composé de :

IV.2.1 Banc expérimental

Quatre machines asynchrones à cage d'écureuil de 4KW.

- ✓ Une machine saine.
- ✓ Une machine avec une barre cassée au rotor.
- ✓ Une machine avec deux barres cassées au rotor.
- ✓ Une machine avec une portion d'anneau de court circuit cassée au rotor.
- ✓ Une carte d'acquisition pour le relevé des différentes allures.
- ✓ Un PC relié à la carte pour l'acquisition des données.
- ✓ Ampèremètres, Wattmètres, transformateur d'intensité, shunts,...etc.).

IV.2.2 Expériences

On a commencé par un essai à vide de la machine asynchrone saine couplée en triangle par un système de tension équilibré de valeur efficace 220V et de fréquence 50Hz, on relève à l'aide de l'analyseur les signaux correspondants au courant statorique et à la vitesse de rotation. On a refait cet essai pour les trois autres machines défectueuses pour essayer de voir la différence et l'effet de ces défauts sur les signaux prélevés.

On a dans un second temps, utilisé le même essai précédent avec la machine asynchrone saine et à l'aide d'un interrupteur placé dans la phase a de l'alimentation du moteur, on a réalisé le défaut

statorique en ouvrant l'interrupteur à un instant donné et on relève l'allure du courant à partir de cet instant. Les différents résultats expérimentaux trouvés sont donnés au cours de cette présente partie.

IV.3 La machine asynchrone avec défaut au stator et au rotor

La méthode de modélisation par la méthode des multi circuits couplés a révélé les résultats suivants dans le cas des :

IV.3.1 Défauts au rotor

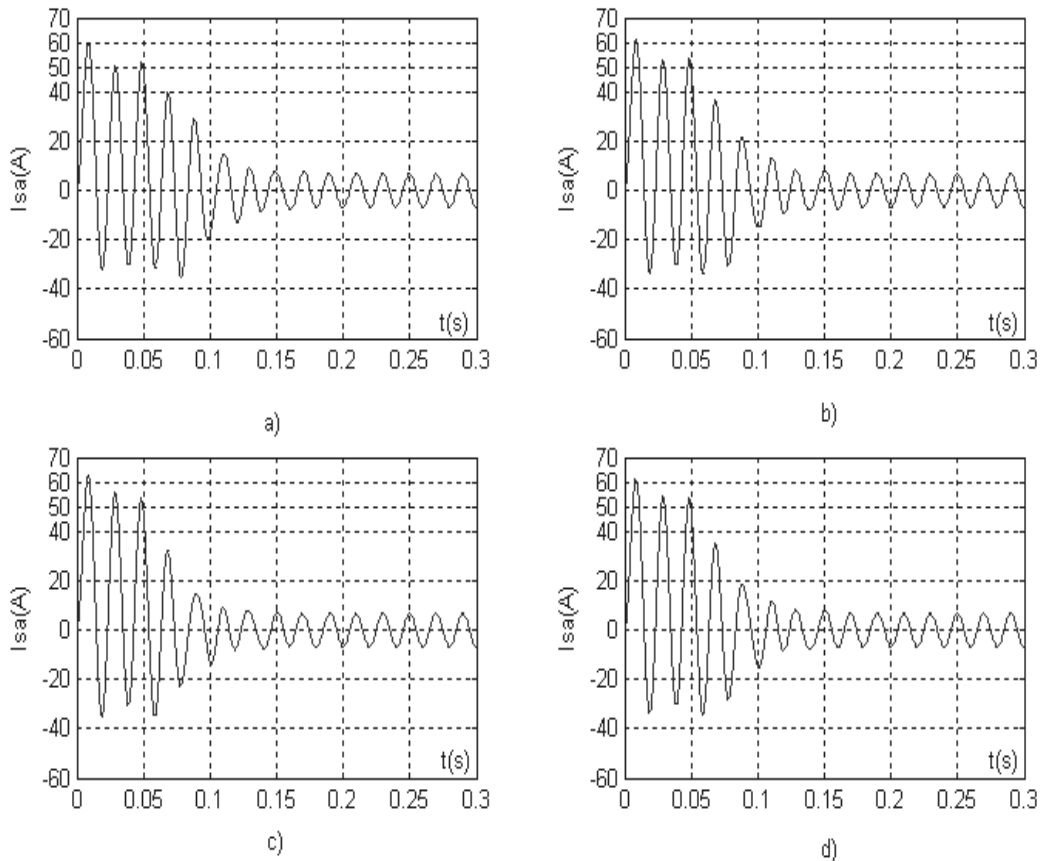
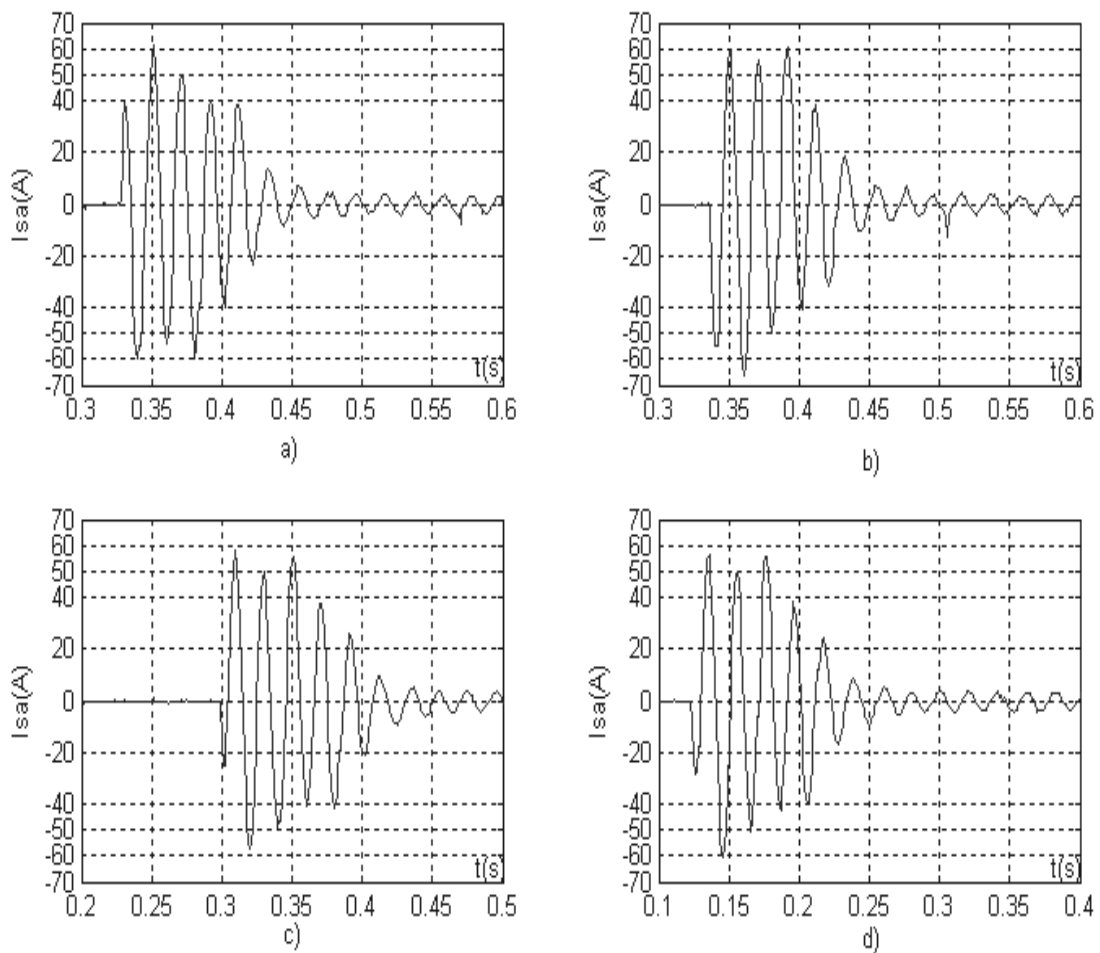


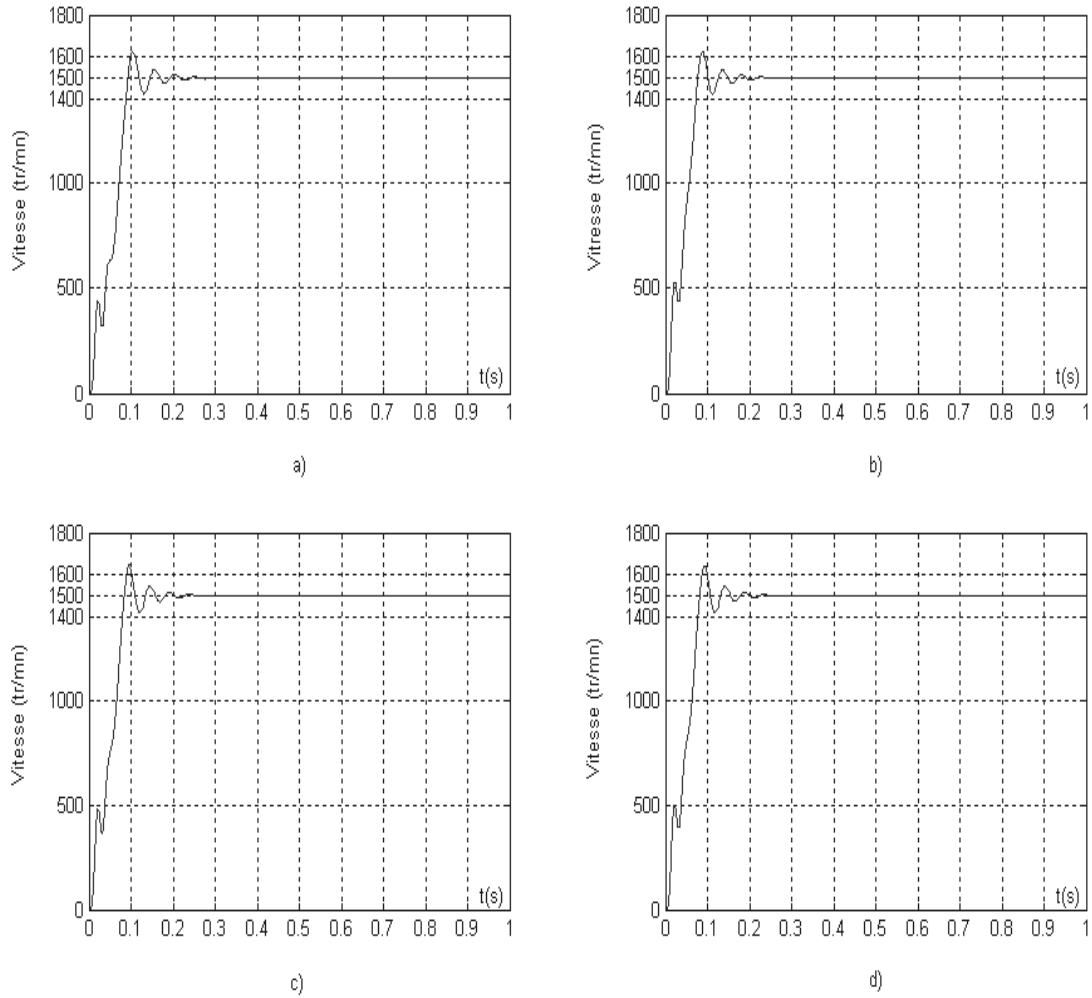
Figure IV.2 : Allures des courants statoriques des différentes machines (résultats de simulation)
a)Machine saine b)Une barre cassée
c)Deux barres cassées d)Une portion d’anneau cassée

On remarque que la différence existante entre les différentes allures du courant statorique réside dans le régime transitoire du fonctionnement. Plus une barre est cassée dans le rotor, l'appel du courant au démarrage est plus important, de même que pour la rupture d'un anneau de court circuit dont l'effet ressemble à celui d'une machine avec une seule barre cassée.

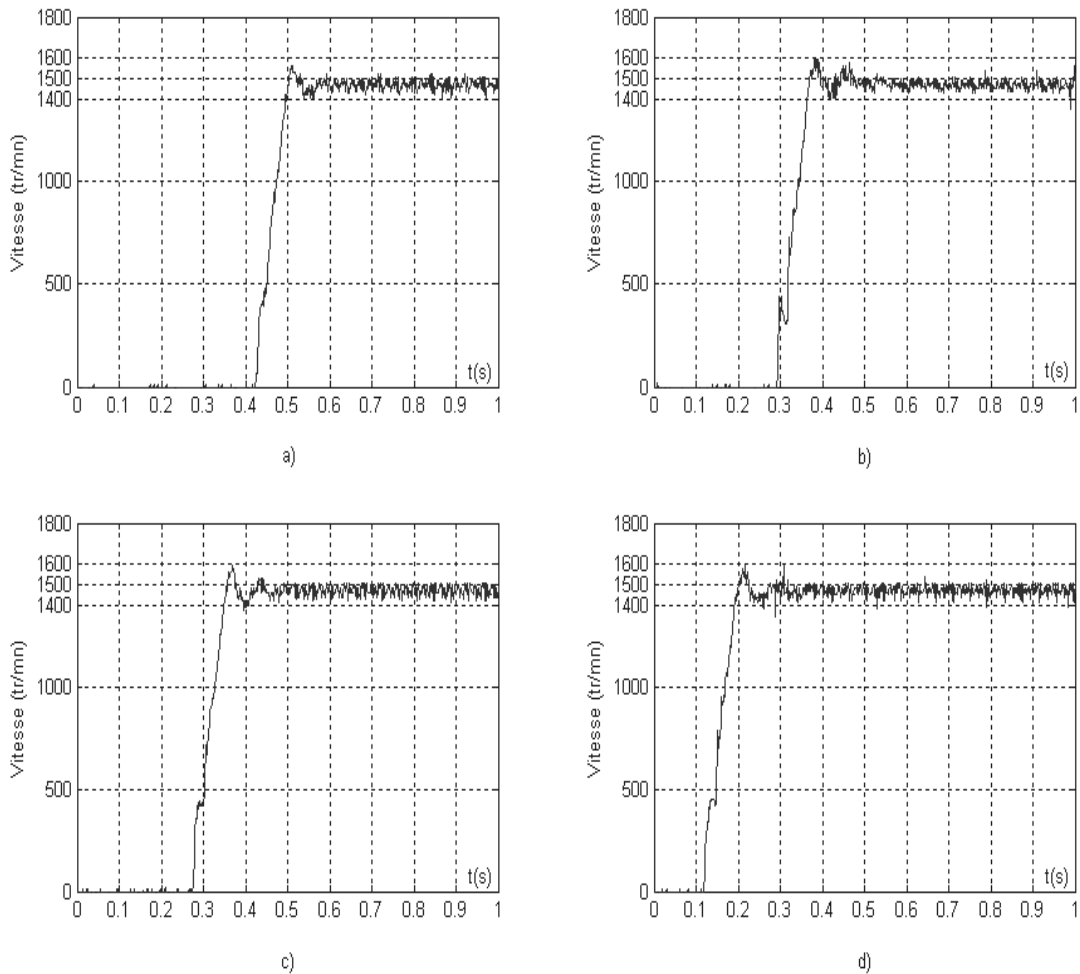
Les résultats expérimentaux de la figure IV.3 suivante révèlent et mènent aux mêmes remarques, ce qui confirme les résultats de la simulation effectuée.



**Figure IV.3 : Allures des courants statoriques des différentes machines
(résultats expérimentaux)**
a)Machine saine b)Une barre cassée
c)Deux barres cassées d)Une portion d'anneau cassée



**Figure IV.4 : Allures des vitesses pour les différentes machines
(Résultats de simulation)
a)Machine saine b)Une barre cassée
c)Deux barres cassées d)Une portion d’anneau cassée**



**Figure IV.5 : Allures des vitesses pour les différentes machines
(Résultats expérimentaux)
a)Machine saine b)Une barre cassée
c)Deux barres cassées d)Une portion d’anneau cassée**

Les figures IV.4 et IV.5 montrent les allures des vitesses des différentes machines, on remarque que soit pour les résultats de simulation ou expérimentaux, la vitesse de démarrage de la machine augmente avec un défaut au rotor, et cette augmentation est aussi importante que le degré de défaut.

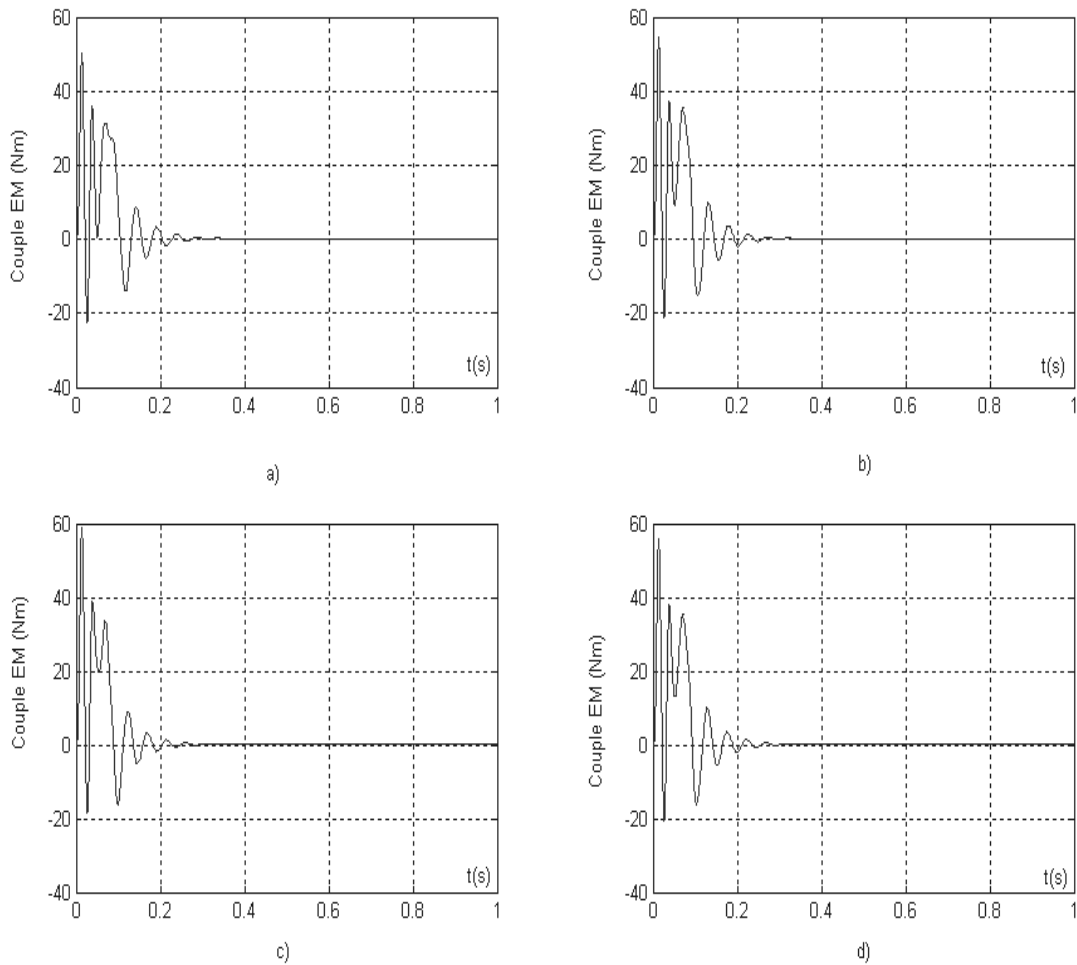


Figure IV.6 : Couple électromagnétique pour les différentes machines
a)Machine saine b)Une barre cassée
c)Deux barres cassées d)Une portion d’anneau cassée

On voit clairement d’après la figure IV.6 que le couple électromagnétique de démarrage est important lorsque la machine est défectueuse (figure IV.6.b et IV.6.d) et il est plus important pour un nombre plus élevé de barres ou de portions d’anneau cassées.

Les courants dans les mailles rotoriques (Figure IV.7) à leurs tours commencent avec un courant plus important dans le cas d’une barre ou d’une portion d’anneau cassée par rapport au cas normal de la machine, il est encore plus grand pour un nombre de barres cassées plus grand.

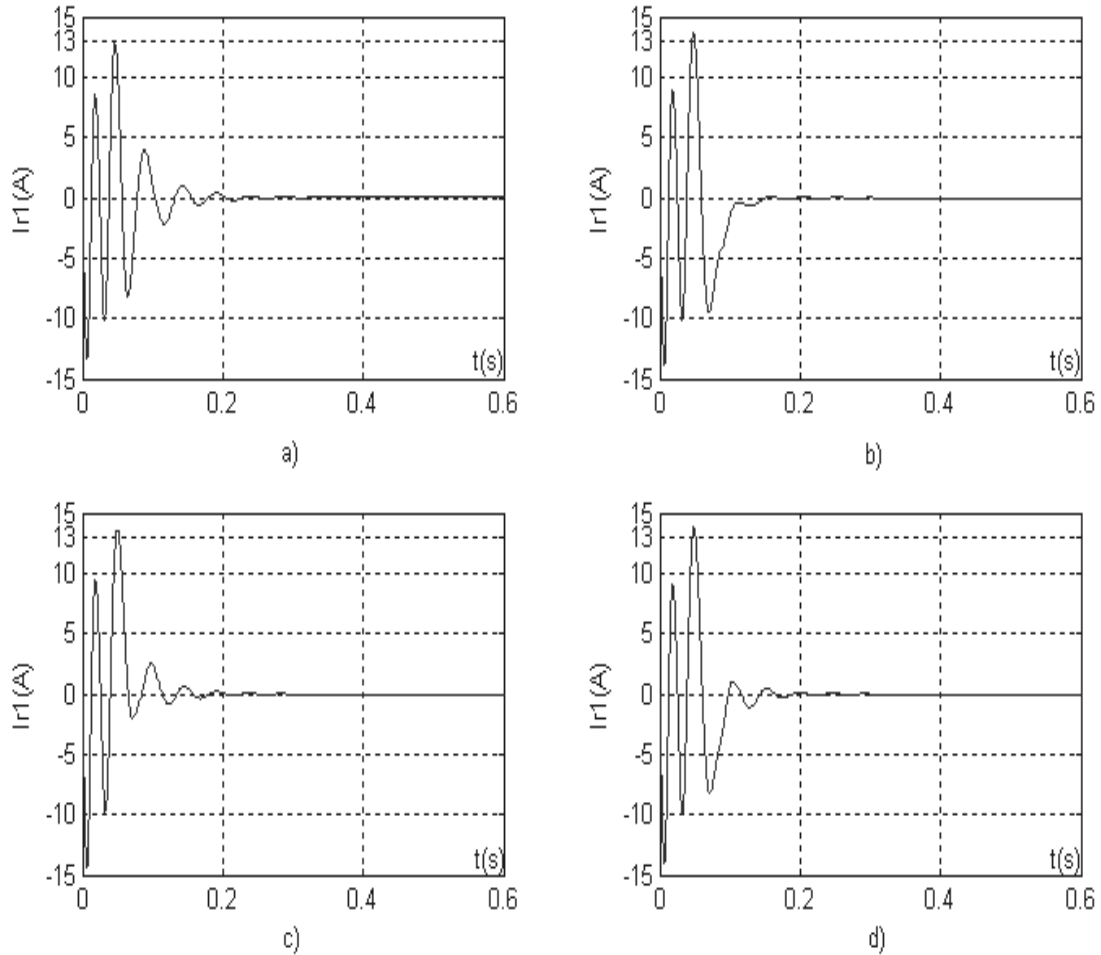
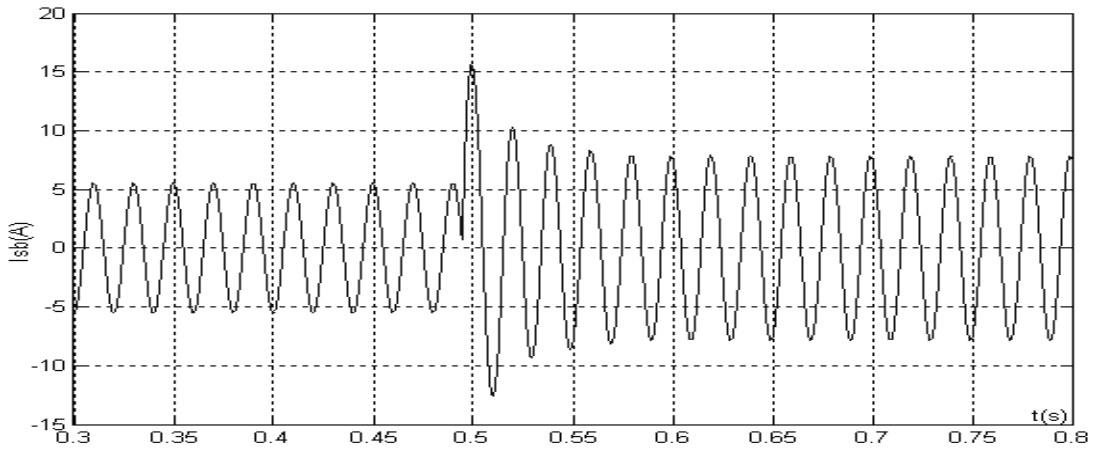


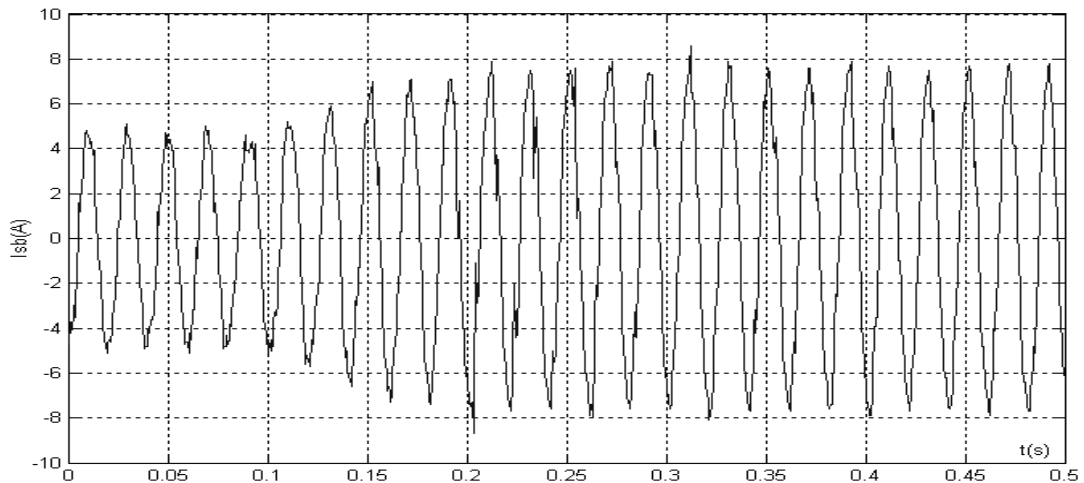
Figure IV.7 : Allures des courants circulants dans les mailles rotoriques des différentes machines
a) Machine saine b) Une barre cassée c) Deux barres cassées d) Une portion d'anneau cassée

IV.3.2 Défaut au stator

Le défaut d'ouverture d'une phase, soit pour la simulation numérique ou dans les essais expérimentaux, est appliqué en régime établi du fonctionnement de la machine afin de pouvoir remarquer clairement le comportement exact de cette dernière vis à vis du défaut appliqué.



a)



b)

Figure IV.8 : Courant statorique avec ouverture d'une phase au stator
 a) Courant statorique de simulation avec ouverture de la phase a à l'instant 0.5s
 b) Courant statorique expérimental (à vide) avec ouverture de la phase a

On remarque que l'ouverture d'une phase au stator de la machine lors de son fonctionnement mène à une importante augmentation du courant statorique. La figure IV.8 montre que le courant du fonctionnement à vide de la machine augmente de 5A environ à 8A avec défaut.

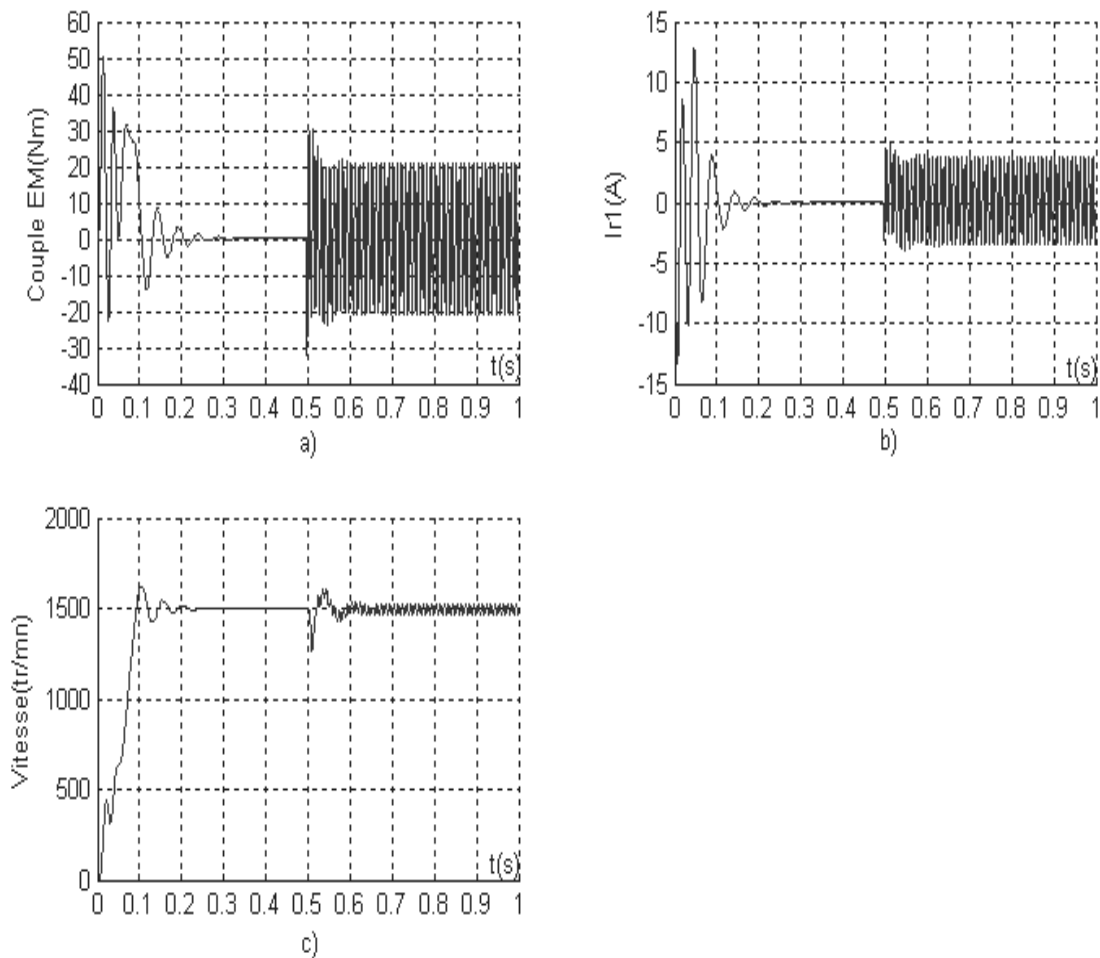


Figure IV.9 : Allures des différents paramètres avec défaut d'ouverture de la phase a lors du fonctionnement à l'instant 0.5s

- a) Couple électromagnétique
- b) Courant d'une maille rotorique
- c) Vitesse de rotation de la machine

La figure IV.9 montre l'allure des différents paramètres de la machine lorsque on applique le défaut statorique à l'instant 0.5s, à partir de cet instant, on remarque des ondulations dans l'allure du courant rotorique (figure IV.9.b), ceci interprète le passage d'un courant d'environ 4A dans les mailles rotoriques.

Les figures IV.9.a et IV.9.c montrent à leurs tours l'existence de grandes ondulations dans les allures de la vitesse (amplitude d'environ 40tr/mn) et du couple électromagnétique (amplitude d'environ 20Nm). Ceci sous-entend d'intenses vibrations mécaniques.

IV.4 Utilisation de la théorie des Perturbation Singulières dans le modèle de la machine asynchrone

En appliquant le théorème des perturbations singulières sur le modèle de la machine asynchrone, on trouve un nouveau modèle de la machine composé de deux sub-systèmes. Dans ce qui suit, on essaiera de montrer que cette décomposition ait un effet important dans le diagnostic de la machine lorsqu'on désire voir l'effet des différents défauts sur le comportement de la machine dans ses différents régimes.

IV.4.1 Application de la théorie des Perturbations Singulières sur le modèle de la machine asynchrone

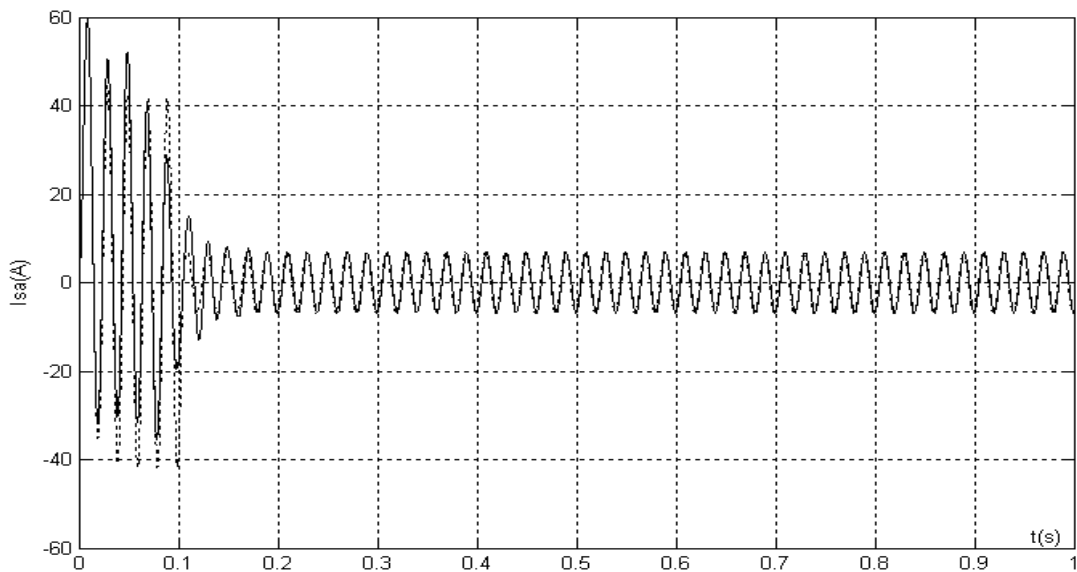
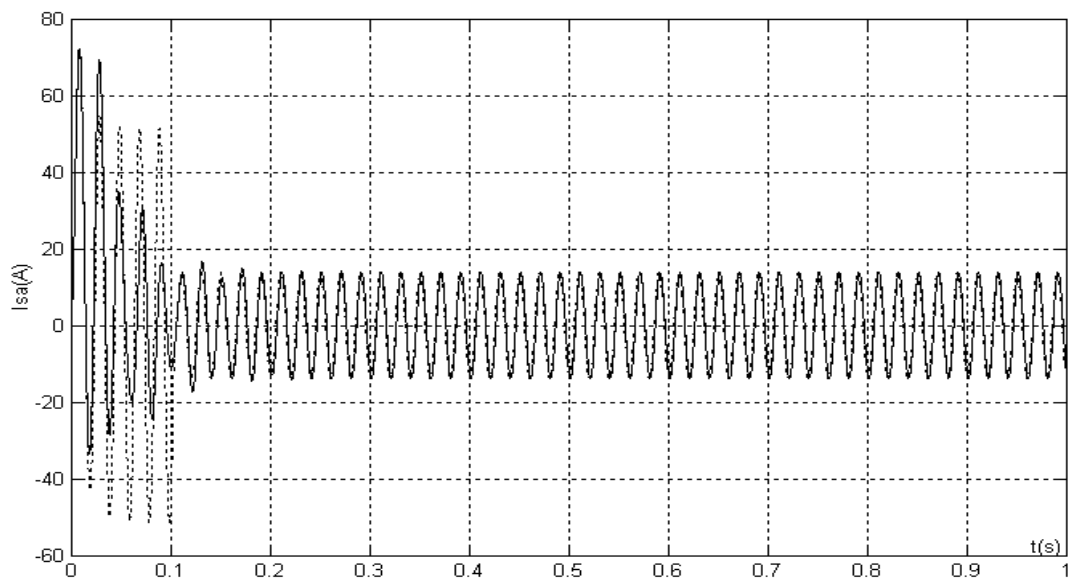


Figure IV.10 : Application des PS sur le modèle de la MAS (courant statorique) (Fonctionnement à vide)

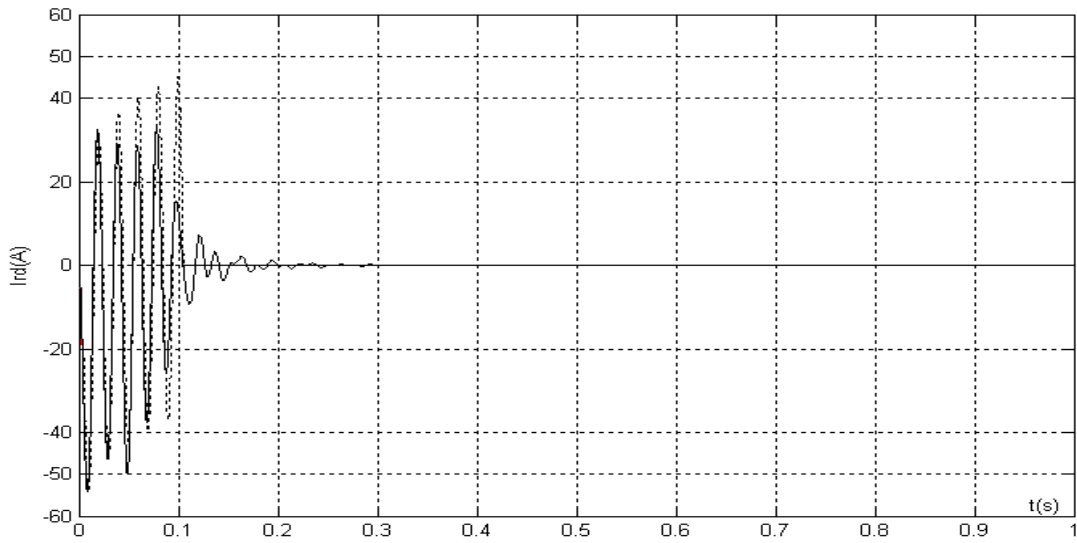
— : courant statorique (modèle global)
..... : courant statorique (modèle décomposé par PS)



**Figure IV.11 : Application des PS sur le modèle de la MAS (courant statorique)
(Fonctionnement en charge (20Nm))**
— : courant statorique (modèle global)
..... : courant statorique (modèle décomposé par PS)

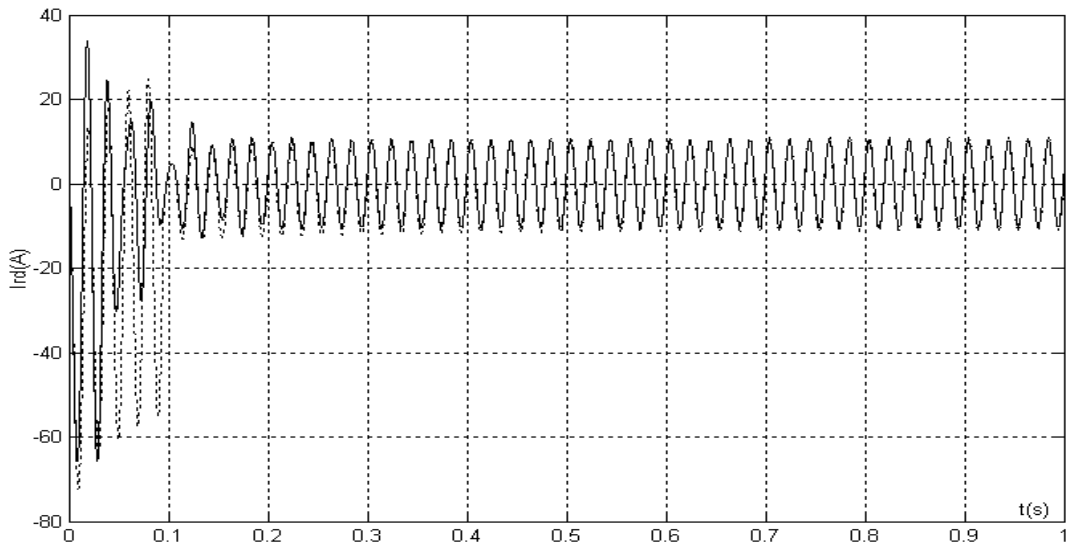
Les figures IV.10 et IV.11 montrent clairement que le courant statorique issu du modèle global et celui déduit après application de la théorie sont presque superposés, et ceci soit en fonctionnement à vide ou en charge du moteur. Ceci nous donne la possibilité d'utiliser le modèle de perturbations singulières dans ce qui suit de ce travail.

Les deux allures des courants rotoriques correspondants aux deux modèles (global et décomposé) sont à leurs tours (présenté sur les figures IV.12 et IV.13) presque superposées.



**Figure IV.12 : Application des PS sur le modèle de la MAS (Courant rotorique de Park)
(Fonctionnement à vide)**

— : Courant rotorique (modèle global)
 : Courant rotorique (modèle décomposé par PS)



**Figure IV.13 : Application des PS sur le modèle de la MAS (Courant rotorique de Park)
(Fonctionnement en charge (20Nm))**

— : Courant rotorique (modèle global)
 : Courant rotorique (modèle décomposé par PS)

Ce que nous pouvons conclure de la superposition des deux allures (modèle global et décomposé) est que le modèle décomposé se comporte de la même manière que le modèle global non décomposé, d'où, la validation du modèle et son utilisation dans l'étude du diagnostic et de la stabilité.

IV.4.2 Défauts au rotor

On essaiera dans cette partie de voir le comportement de la machine dans le cas d'un défaut au rotor relié aux cassures des barres et des portions d'anneau, et on prendra comme grandeur le courant de phase statorique.

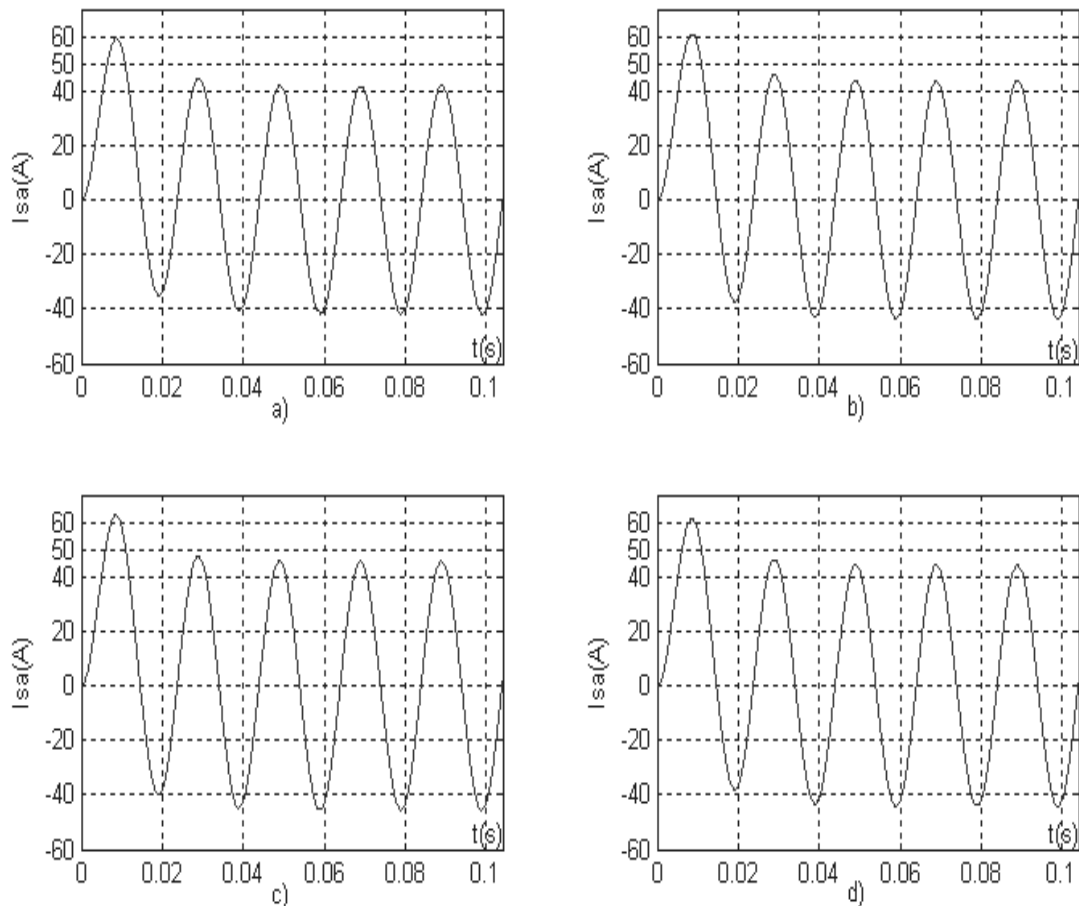


Figure IV.14 : Comparaison des régimes rapides du courant statorique pour les différentes machines (modèle décomposé par PS, fonctionnement à vide)

a) Machine saine b) Une barre cassée c) Deux barres cassées d) Une portion d'anneau cassée

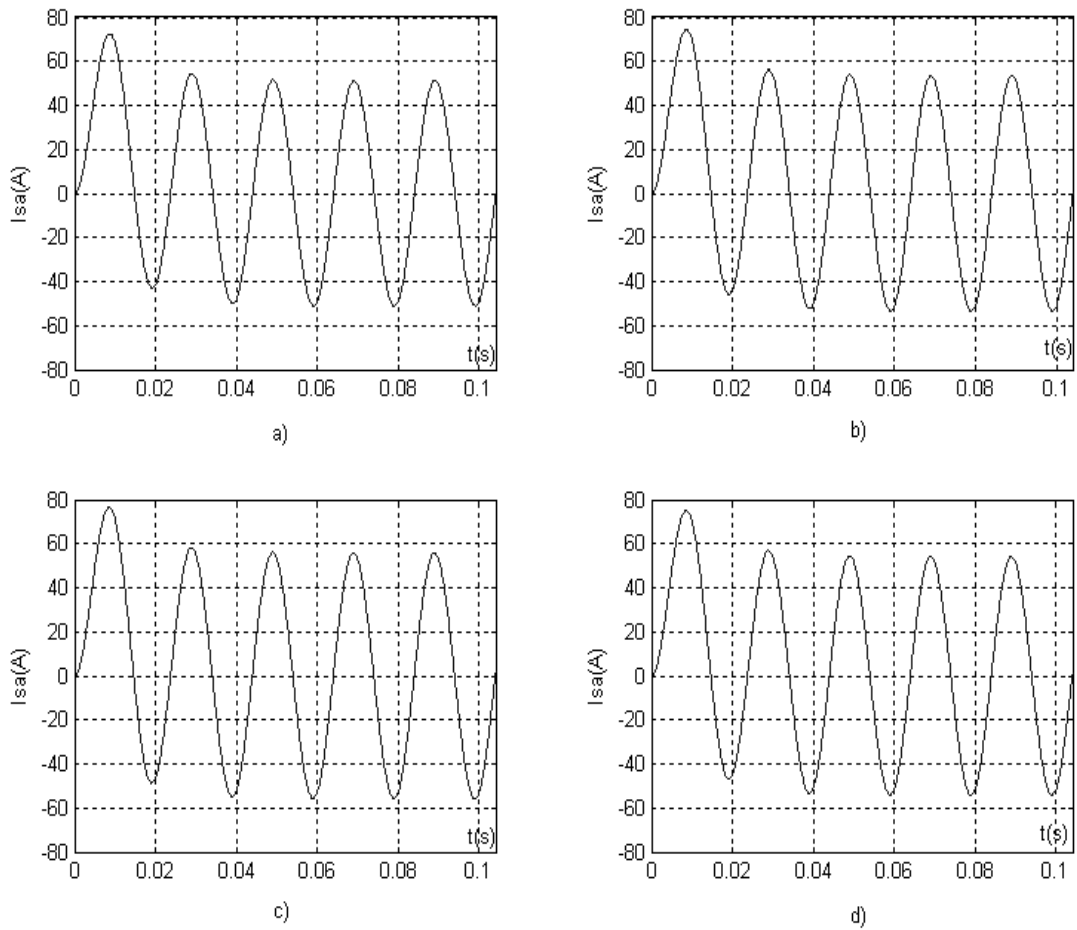


Figure IV.15 : Comparaison des régimes rapides du courant statorique pour les différentes machines (modèle décomposé par PS, fonctionnement en charge (20Nm))

a)Machine saine b)Une barre cassée c)Deux barres cassées d)Une portion d’anneau cassée

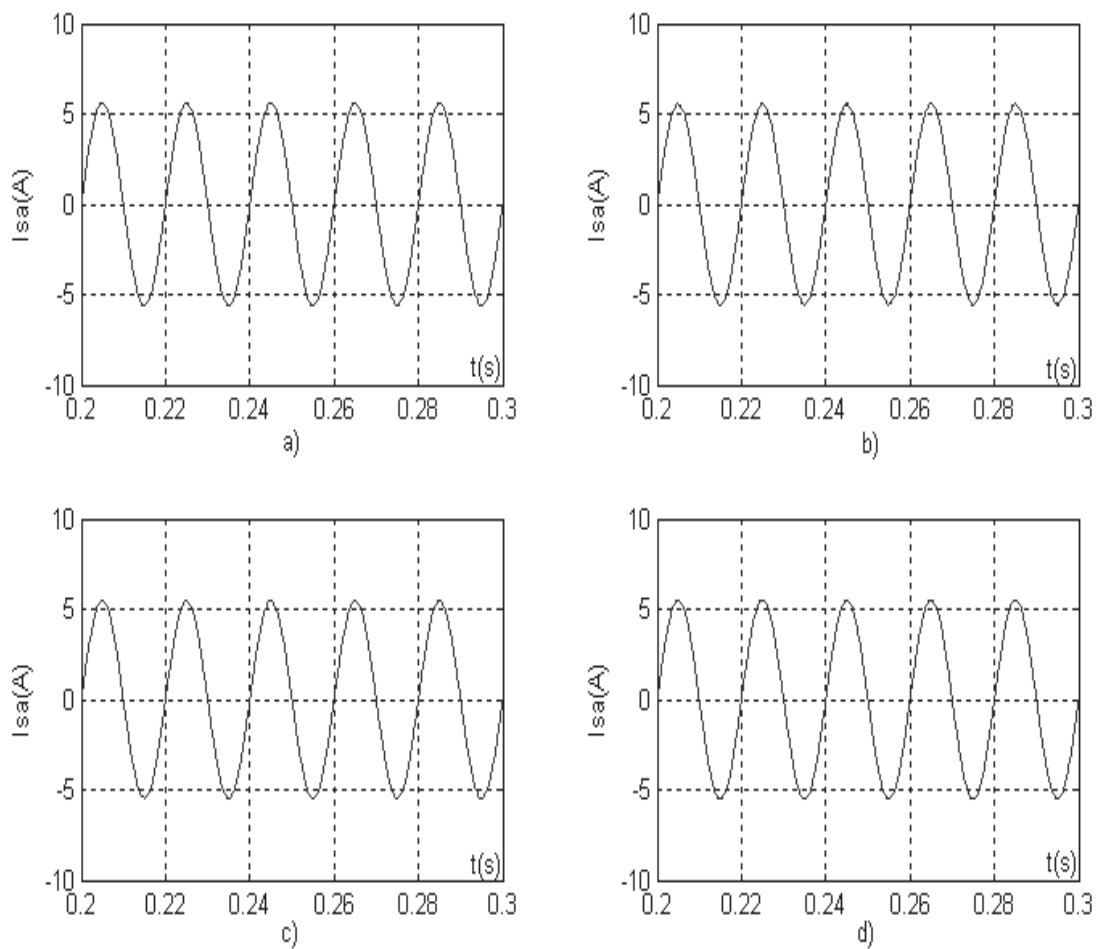


Figure IV.16 : Comparaison des régimes lents du courant statorique pour les différentes machines (modèle décomposé par PS, fonctionnement à vide)

- a) Machine saine
- b) Une barre cassée
- c) Deux barres cassées
- d) Une portion d'anneau cassée

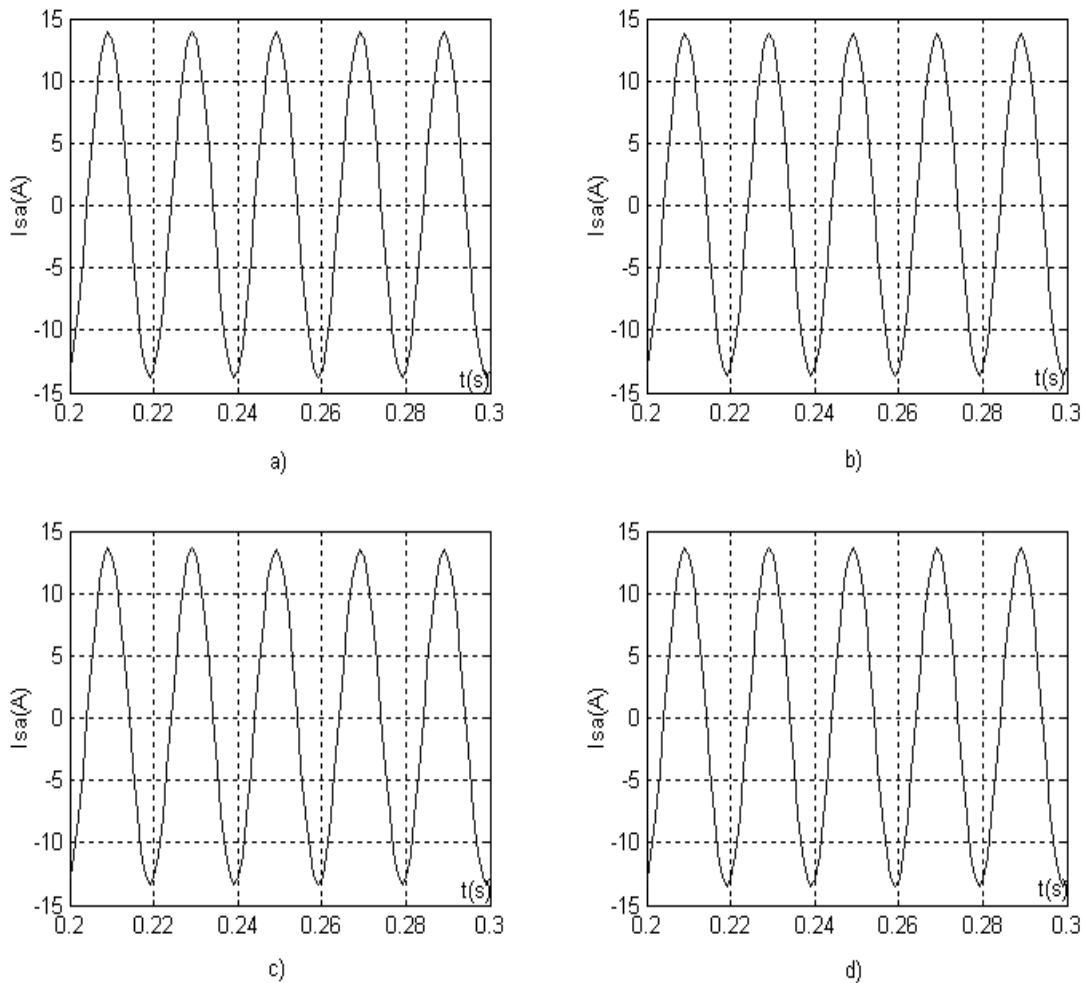


Figure IV.17 : Comparaison des régimes lents du courant statorique pour les différentes machines (modèle décomposé par PS, fonctionnement en charge (20Nm))

**a)Machine saine b)Une barre cassée
c)Deux barres cassées d)Une portion d'anneau cassée**

Comme on a déjà vu dans le paragraphe IV.3.1, la différence entre les différents courants (sans et avec défauts au rotor) réside en régime transitoire (rapide). Ceci est clair sur les figures IV.14 et IV.15 qui montre l'augmentation du courant avec le degré de défaillance alors qu'on voit clairement sur les figures IV.16 et IV.17 que les courants en régime permanent (lent) sont presque identiques.

IV.4.3 Défaut au stator

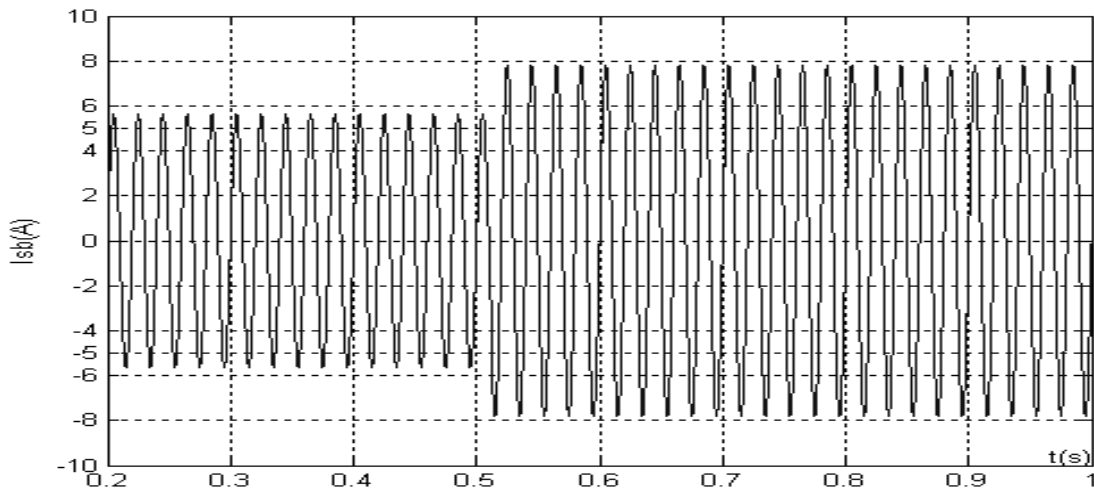


Figure IV.18 : Régime lent du courant statorique avec ouverture d'une phase au stator à l'instant 0.52s environ (modèle décomposé par PS)

On remarque bien en ouvrant l'interrupteur, que le courant statorique augmente et indique presque la même valeur indiquée en appliquant le modèle global et les résultats expérimentaux (figure IV.8). Ceci montre que le modèle décomposé par perturbations singulières agit de la même façon que le modèle global de notre machine.

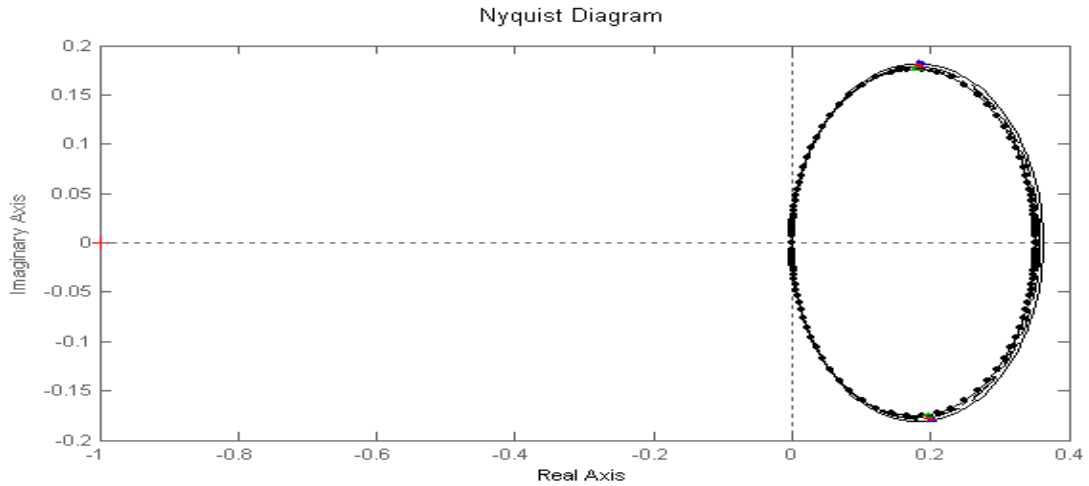
IV.5 APPLICATION (Analyse du degré de stabilité dans le cas des défauts rotoriques)

Dans cette partie, nous allons essayer de rassembler les critères de stabilité des systèmes avec la notion des perturbations singulières en vue de voir l'effet des défauts au rotor sur la stabilité de notre système.

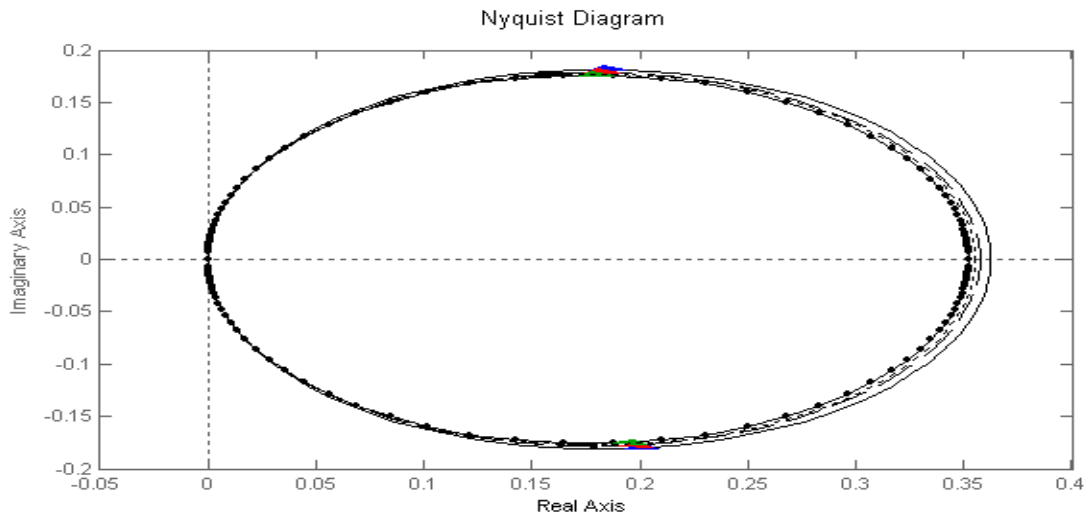
Certes, les défauts reliés à la rupture d'une barre ou d'un anneau ne conduisent jamais à l'instabilité directe, l'étude sera axée sur l'évaluation et l'analyse du degré de stabilité pour les différents défauts.

IV.5.1 Tracé de Nyquist

IV.5.1.A Analyse en régime transitoire



a) Diagramme des quatre machines



b) Zoom sur le diagramme de la figure a

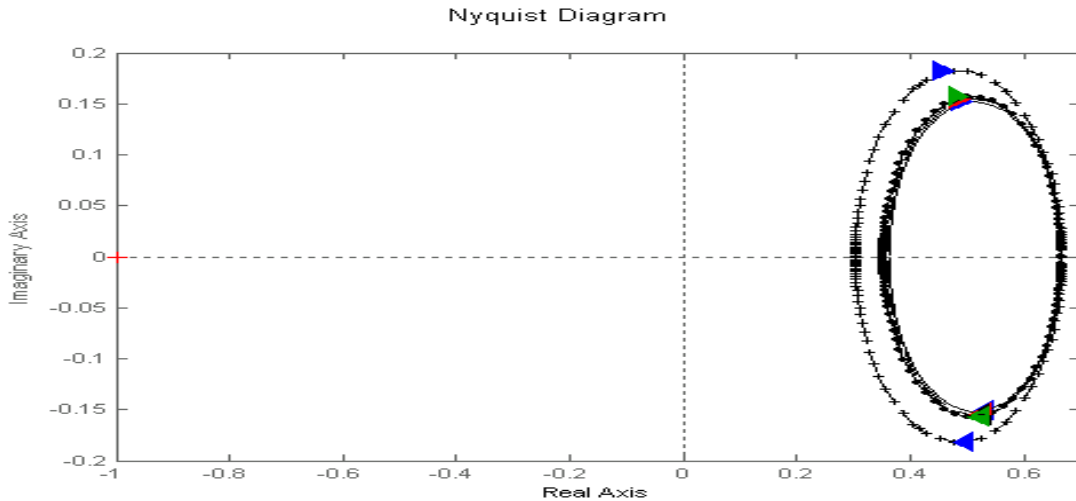
Figure IV.19 : Diagramme de Nyquist en régime transitoire pour les différentes machines

- : Machine saine
- - - : Machine avec une barre cassée
- : Machine avec deux barres cassées au rotor
- : Machine avec une portion d'anneau de court circuit cassée

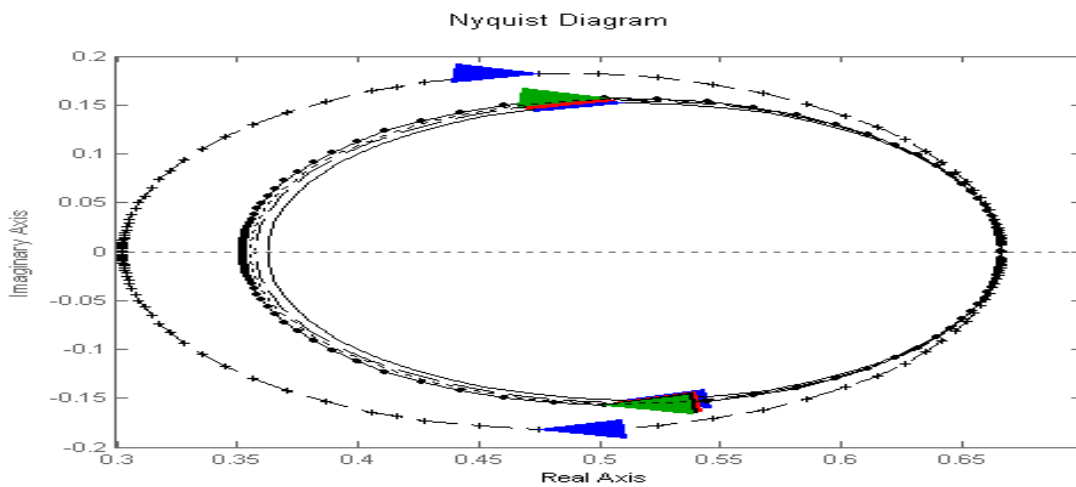
On remarque bien d'après le diagramme correspondant à l'application du théorème de Nyquist sur le modèle du régime transitoire de la machine que le degré de stabilité ne change

pratiquement pas avec la présence des défauts au rotor dans la phase initiale du fonctionnement de la machine.

IV.5.1.B Analyse en régime permanent



a) Diagramme des quatre machines



b) Zoom sur le diagramme de la figure a

Figure IV.20 : Diagrammes de Nyquist en régime permanent des différentes machines

- : Machine saine
- - - : Une barre cassée
- : Deux barres cassées
- : Une portion d’anneau cassée
- *- : Machine avec huit barres cassées au rotor

On voit bien que le degré de stabilité diminue avec le degré de défaillance au rotor, plus une barre ou un anneau est cassé plus le tracé avance vers le point critique (-1,0).

IV.5.2 Application du critère de Rivers (Plan de Nyquist)

IV.5.2.A Analyse en régime transitoire

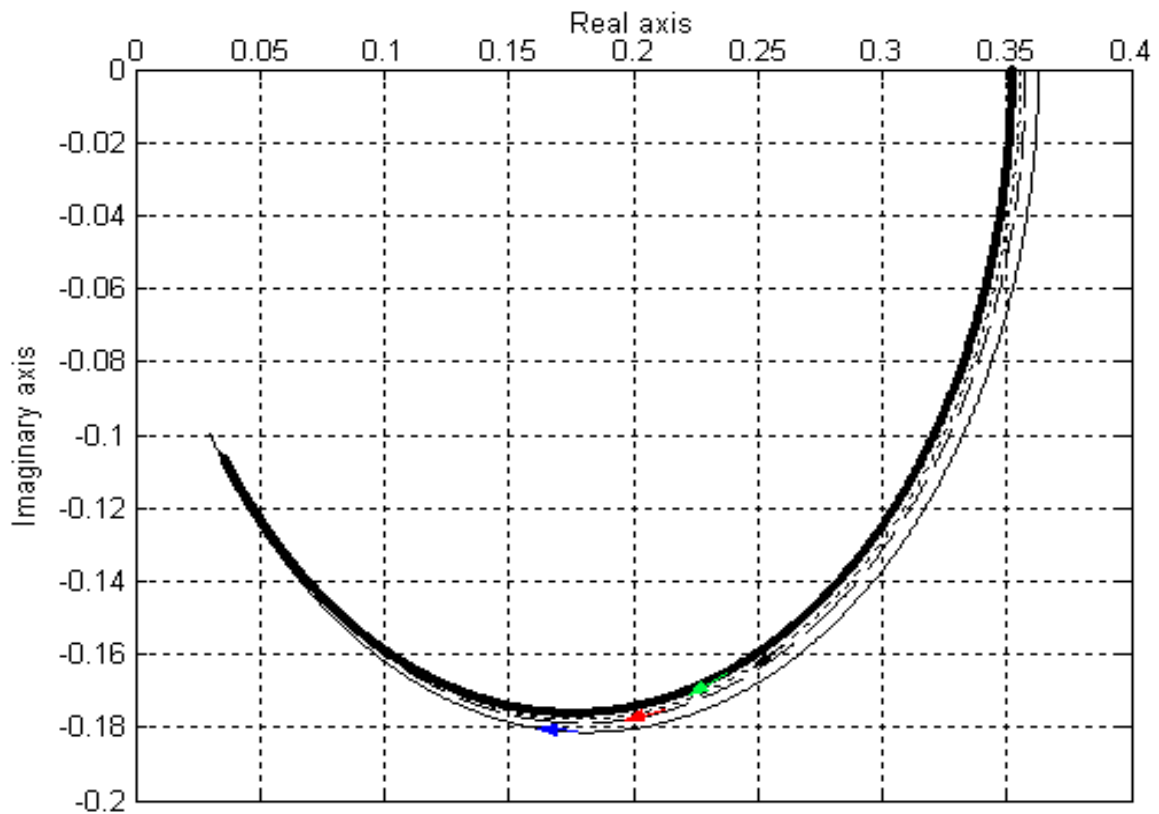


Figure IV.21 : Tracé de Nyquist des différentes machines en régime transitoire

— : Machine saine - - - : Une barre cassée
 -.-.- : Deux barres cassées : Une portion d'anneau cassée

IV.5.2.B Analyse en régime permanent

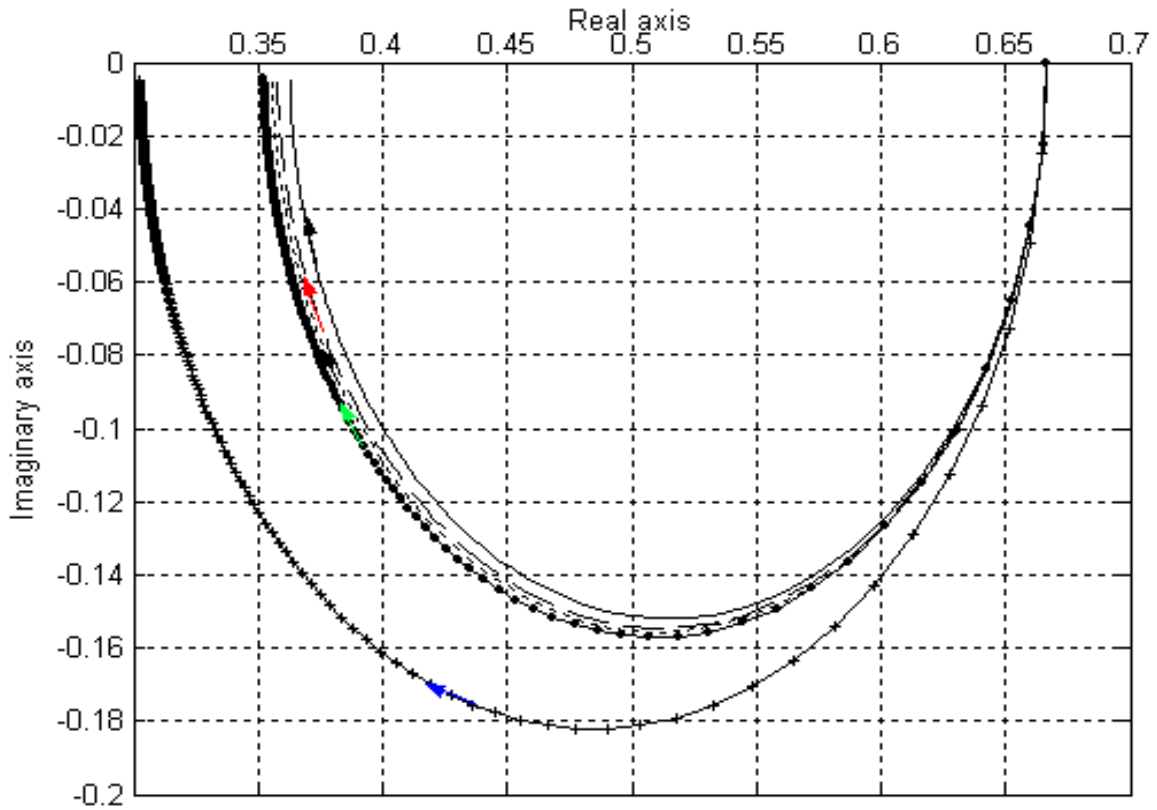


Figure IV.22 : Tracé de Nyquist des différentes machines en régime permanent
 — : Machine saine — : Une barre cassée
 — : Deux barres cassées — : Une portion d’anneau cassée
 - - - : Machine avec huit barres cassées

On confirme bien d’après la figure IV.21 que le degré de stabilité analysé en régime transitoire du fonctionnement de la machine n’est pas affecté par les défauts au rotor mais par contre, l’analyse effectuée en régime permanent (figure IV.22) montre que le degré de stabilité diminue avec le degré de défauts au rotor.

Conclusion

Dans cette dernière partie de ce travail, nous avons utilisé les représentations mathématiques déjà présentées dans les parties précédentes pour élaborer un modèle dont la simulation a révélé des résultats comparables à ceux relevés expérimentalement.

Nous avons vu que les défauts au rotor mènent à une augmentation au niveau du courant statorique, couple, vitesse, courant de maille rotoriques,...etc en régime rapide du fonctionnement de la machine, cette augmentation est aussi importante que le degré de défaut au rotor.

D'un autre côté, l'ouverture d'une phase d'alimentation de la machine lors de son fonctionnement en régime établi mène à un grand appel du courant et à des importantes oscillations au niveau des différentes grandeurs comme le couple électromagnétique, le courant rotorique et la vitesse de rotation, ce qui conduit à un échauffement excessif et à des vibrations considérables dangereuses pour la machine.

On a pu par l'application de la théorie des perturbations singulières décomposer le modèle de la machine asynchrone en deux modèles distincts régissant le régime transitoire et le régime permanent séparément, ceci nous a permis par la suite, d'effectuer des analyses sur le degré de stabilité selon les deux régimes et de voir l'effet des défauts au rotor sur lui.

Enfin, on voit bien que le degré de stabilité diminue avec le degré de défaut rotorique en régime permanent du fonctionnement de la machine.



Conclusion Générale

L'évolution croissante des machines asynchrones dans les secteurs industriels oblige certains utilisateurs à se prémunir contre l'apparition d'un défaut provoquant le plus souvent un arrêt intempestif de la machine. Le travail présenté donne le modèle complet de la machine avec et sans défauts, déduit à partir de l'application de l'approche des multi circuits couplés qui permet une modélisation détaillée des circuits rotoriques. Ce modèle est décomposé par l'application de la théorie des perturbations singulières en vue d'obtenir deux modèles dans deux échelles différents régissant le mode lent et le mode rapide du fonctionnement de la machine asynchrone.

Dans une première partie du travail, les différents défauts et leurs techniques de diagnostic ont été rappelés avant d'entamer la modélisation de la machine avec et sans défauts, les cassures des barres et d'anneaux de court circuits au niveau rotorique, et l'ouverture d'une phase d'alimentation lors du fonctionnement en régime établi au niveau statorique étaient les types de défauts choisis pour la mise en équation du fonctionnement de la machine défectueuse. Le modèle complet est également décomposé en deux sous modèles par la méthode mathématique des perturbations singulières.

La simulation effectuée dans la dernière partie du travail a révélé tous les effets de ces défauts sur les différents signaux de la machine. Ces résultats sont comparés à ceux relevés expérimentalement, les défauts au rotor causent des appels au niveau des signaux en régime transitoire (courant statorique, couple électromagnétique, vitesse de rotation, courant rotorique), ces résultats ont été confirmés par la simulation des deux sous modèles trouvés.

Une dernière étude concernant l'analyse de la stabilité a révélé la diminution du degré de stabilité avec le degré de défaut causé au rotor.

Enfin, le modèle décomposé de la machine asynchrone trouvé peut être utilisé pour un diagnostic détectant ainsi les effets des défauts en chaque régime de fonctionnement de la machine asynchrone.



Annexes

A. CALCUL PARAMETRIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE [69]

A.1 Géométrie et paramètres signalitiques de la machine :

Les machines asynchrones utilisées dans les expérimentations sont des machines asynchrones à rotor à cage d'écureuil de caractéristiques suivantes :

Puissance nominale	4	Kw
Tension nominale	220/380	V
Courant nominal	15.3/8.83	A
Vitesse nominale	1435	tr/mn
Facteur de puissance	0.83	
Nombre de paires de poles	2	
Nombre d'encoches statoriques	36	
Nombre de barres rotoriques	28	
Nombre de spires en série par phase	156	
Inertie du rotor	0.025	Kg.m ²
Coefficient de frottement	0.002	Kg.m ² /s
Résistance d'une phase statorique	1.2	Ω
Coefficient de distribution	0.958	

Tableau A.1 : Caractéristiques et paramètres de la machine.

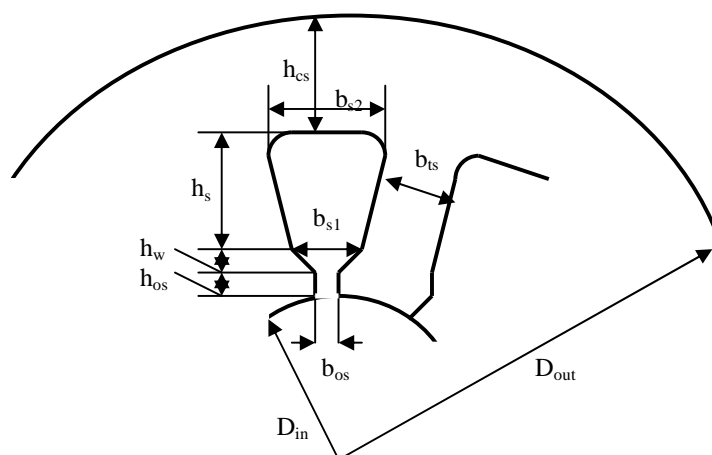


Figure A.1 : Géométrie de l'encoche statorique.

h_{cs} (mm)	h_s (mm)	h_w (mm)	h_{os} (mm)	b_{s1} (mm)	b_{s2} (mm)	b_{ts} (mm)	b_{os} (mm)
9.46	21.04	2.5	0.7	5.58	9.26	4.58	2.1

Tableau A.2 : Différents paramètres de construction de l'encoche statorique.

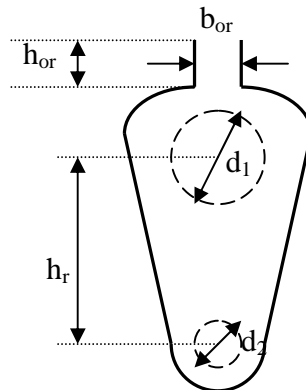


Figure A.2 : Géométrie de l'encoche rotorique.

h_{or} (mm)	h_r (mm)	d_1 (mm)	d_2 (mm)	b_{or} (mm)
0.5	12	5.84	1.33	1.5

Tableau A.3 : Différents paramètres de construction de l'encoche rotorique.

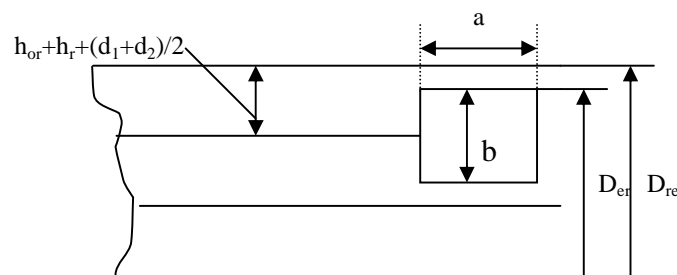


Figure A.3 : Section de l'anneau de court circuit.

D_{re} (mm)	D_{er} (mm)	a (mm)	b (mm)
109.5	106	10.5	26.5

Tableau A.4 : Paramètres de la section d'anneau.

A.2 Calcul de l'inductance de fuite statorique :

Le calcul de l'inductance de fuite nécessite le calcul de la réactance de fuite au niveau du stator :

$$X_s = 0.375 \cdot 10^{-6} \cdot \omega \cdot l \cdot N_s^2 (\lambda_s + \lambda_{ds} + \lambda_{ec}) \quad (\text{A.1})$$

$$\text{Avec : } \lambda_s = 0.833 \cdot \left[\frac{2}{3} \cdot \frac{h_s}{b_{s1} + b_{s2}} + \frac{2h_{bw}}{b_{os} + b_{s1}} + \frac{h_{os}}{b_{os}} \right] = 1.608. \quad (\text{A.2})$$

$$\lambda_{ds}=0.504.10^{-3}.\frac{k_d^2}{g}=1.596. \quad (\text{A.3})$$

$$\lambda_{ec}=\frac{0.0744}{l}=0.62. \quad (\text{A.4})$$

$$X_s=1.3156 \Omega \quad (\text{A.5})$$

l'inductance de fuite statorique est donc :

$$L_s=\frac{X_s}{\omega_s}=0.0042 \text{ H}. \quad (\text{A.6})$$

A.3 Calcul des résistances rotoriques :

La surface d'une barre rotorique est calculée selon la structure de l'encoche rotorique :

$$S_b=\frac{\pi}{2}\left(\frac{d_1}{2}\right)^2+\frac{\pi}{2}\left(\frac{d_2}{2}\right)^2+h_r\left(\frac{d_1+d_2}{2}\right)=57.1 \text{ mm}^2 \quad (\text{A.7})$$

La résistivité de l'aluminium à la température 20°C est $(\rho_{al})_{20^\circ\text{C}}=3.1. 10^{-8} \Omega \text{ m}$.

On calcule la résistivité de l'aluminium pour la température 80°C, elle est donnée par l'équation :

$$(\rho_{al})_{80^\circ\text{C}}=(\rho_{al})_{20^\circ\text{C}}\left(1+\frac{1}{273}(80-20)\right)=3.78. 10^{-8} \Omega \text{ m}. \quad (\text{A.8})$$

La résistance d'une barre rotorique est donnée par l'équation suivante :

$$R_b=(\rho_{al})_{80^\circ\text{C}}\frac{l}{S_b}=79.4 \mu\Omega. \quad (\text{A.9})$$

La section de l'anneau de court circuit est donné par :

$$S_{ann}=a.b=278.25 \text{ mm}^2 \quad (\text{A.10})$$

La résistance correspondante à une portion d'anneau de court circuit :

$$R_e=(\rho_{al})_{80^\circ\text{C}}\frac{\pi(D_{er}-b)}{N_r.S_{ann}}=1.21 \mu\Omega. \quad (\text{A.11})$$

La résistance équivalente d'une phase rotorique est donnée par l'équation :

$$R_r=R_b+\frac{R_e}{2\sin^2\left(\frac{\pi.p}{N_r}\right)}=91.61 \mu\Omega. \quad (\text{A.12})$$

La résistance rotorique ramenée au stator est :

$$R_r'=\frac{4m(N_sK_d)^2}{N_r}.R_r=0.87 \Omega. \quad (\text{A.13})$$

A.4 Calcul des inductances de fuite rotoriques :

La réactance de fuite au niveau d'une barre rotorique est :

$$X_b = 1.126 \cdot 10^{-6} \cdot \omega_s \cdot l \cdot (\lambda_r + \lambda_{dr}) \quad (\text{A.14})$$

Avec :

$$\lambda_r = 0.66 + \frac{2h_r}{3(d_1 + d_2)} + \frac{h_{or}}{b_{or}} = 2.11. \quad (\text{A.15})$$

$$\lambda_{dr} = \frac{0.152}{g} \left(\frac{N_r}{6p} \right)^2 = 2.85. \quad (\text{A.16})$$

$$X_b = 2.105 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (\text{A.17})$$

$$L_b = \frac{X_b}{\omega_s} = 0.67 \mu H \quad (\text{A.18})$$

La réactance de fuite pour une portion d'anneau de court circuit :

$$X_e = 1.126 \cdot 10^{-6} \cdot \omega_s \cdot \frac{2.3(D_{er} - b)}{2 \cdot N_r} \cdot \log \frac{4.7(D_{er} - b)}{b + 2a} = 0.0104 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (\text{A.19})$$

$$L_e = \frac{X_e}{\omega_s} = 0.0033 \mu H \quad (\text{A.20})$$

La réactance équivalente à une phase rotorique est définie comme pour la résistance comme suit :

$$X_r = X_b + \frac{X_e}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{N_r} \right)} = 2.21 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (\text{A.21})$$

L'inductance de fuite d'une phase rotorique :

$$L_r = \frac{X_r}{\omega_s} = 0.703 \mu H \quad (\text{A.22})$$

La réactance équivalente du rotor ramenée au stator est :

$$X_r' = \frac{4m(N_s \cdot k_d)^2}{N_r} X_r = 2.11 \Omega \quad (\text{A.23})$$

L'inductance équivalente est donc :

$$L_r' = \frac{X_r'}{\omega_s} = 0.0067 \text{ H}. \quad (\text{A.24})$$

B. PARAMETRES EQUIVALENTS ROTORIQUES (METHODE DU VECTEUR D'ESPACE COMPLEXE)

En vue d'obtenir les paramètres équivalents à un rotor triphasé en fonction des paramètres des barres et des anneaux et par suite les paramètres (inductances) cycliques, la représentation par vecteur d'espace complexe [70] était assemblée avec la théorie des multi circuits couplés, cette méthode qui se base essentiellement sur la symétrie du rotor, permet une grande simplification dans les calculs.

B.1 Détermination du flux rotorique dû au courant rotorique :

Le flux rotorique dû au courant rotorique écrit par l'équation (II.23) est :

$$[\Phi_{rr}] = \begin{bmatrix} L_0 & L_{12} - L_b & L_{13} & \cdot & L_{1(Nr-1)} & L_{1Nr} - L_b \\ L_{21} - L_b & L_0 & L_{23} - L_b & \cdot & \cdot & L_{2Nr} \\ L_{31} & L_{32} - L_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & L_{(Nr-1)Nr} - L_b \\ L_{Nr1} - L_b & \cdot & \cdot & \cdot & L_{Nr(Nr-1)} - L_b & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{rNr} \end{bmatrix} \quad (B.1)$$

L'écriture du courant et du flux rotorique sous la forme espace vecteur complexe est donnée par :

$$\underline{i}_r = \frac{2}{N_r} \begin{bmatrix} \underline{b} & \dots & -\underline{b}^{Nr-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \cdot \\ i_{rNr} \end{bmatrix}, \quad \underline{\phi}_r = \frac{2}{N_r} \begin{bmatrix} \underline{b} & \dots & -\underline{b}^{Nr-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \cdot \\ \phi_{Nr} \end{bmatrix} \quad (B.2)$$

En utilisant la notation complexe, l'identité $\underline{b}^{Nr+x} = \underline{b}^x$, et en multipliant chaque ligne de l'équation

(B.1) par $1, \underline{b}, \dots, \underline{b}^{n-1}$, cette dernière devient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{r1} \\ \underline{b}\phi_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{b}^{Nr-1}\phi_{rNr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 & \underline{b}^{Nr-1}(L_{12}-L_b) & \underline{b}(L_{1Nr}-L_b) \\ \underline{b}(L_{21}-L_b) & L_0 & \dots & \underline{b}^2 L_{2Nr} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \underline{b}^{Nr-1}(L_{Nr1}-L_b) & \underline{b}^{Nr-2} L_{Nr2} & \dots & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ \underline{b}i_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{b}^{Nr-1}i_{rNr} \end{bmatrix} \quad (B.3)$$

En additionnant toutes les lignes de l'équation (B.3), et en utilisant quelques réductions mathématiques, on obtient le flux rotorique dû au courant rotorique écrit sous la forme vectorielle complexe :

$$\underline{\Phi}_{rr} = \left(2(L_b + L_c) - 2L_b \cos \alpha_r + \frac{\mu_0 l r}{g} \alpha_r \right) \underline{i}_r = L_r \underline{i}_r \quad (B.4)$$

B.2 Détermination du flux rotorique dû au courant statorique :

Le flux rotorique dû au courant statorique est :

$$\begin{bmatrix} \phi_{rs1} \\ \phi_{rs2} \\ \vdots \\ \phi_{rsNr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1a} & L_{1b} & L_{1c} \\ L_{2a} & L_{2b} & L_{2c} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{Nra} & L_{Nrb} & L_{Nrc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (B.5)$$

En utilisant la relation d'Euler et en multipliant les lignes de cette dernière équation par $1, \underline{b}, \dots, \underline{b}^{n-1}$, l'équation (B.5) devient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{rs1} \\ \underline{b} \phi_{rs2} \\ \vdots \\ \underline{b}^{Nr-1} \phi_{rsNr} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{2} \left\{ e^{-j(\theta_r + \delta)} \begin{bmatrix} 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \end{bmatrix} + e^{j(\theta_r + \delta)} \begin{bmatrix} 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \\ \underline{b}^2 & \underline{a}^2 \underline{b}^2 & \underline{a} \underline{b}^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \underline{b}^{2(Nr-1)} & \underline{a}^2 \underline{b}^{2(Nr-1)} & \underline{a} \underline{b}^{2(Nr-1)} \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (B.6)$$

Le vecteur complexe $\underline{\Phi}_{rs}$ est obtenu par l'addition de toutes les lignes de l'équation (B.6) et la multiplication par $\frac{2}{N_r}$:

$$\underline{\Phi}_{rs} = \frac{L_m}{N_r} \left\{ N_r e^{-j(\theta_r + \delta)} \begin{bmatrix} 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \end{bmatrix} + e^{j(\theta_r + \delta)} (1 + \dots + \underline{b}^{2(Nr-1)}) \begin{bmatrix} 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \\ \underline{b}^2 & \underline{a}^2 \underline{b}^2 & \underline{a} \underline{b}^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \underline{b}^{2(Nr-1)} & \underline{a}^2 \underline{b}^{2(Nr-1)} & \underline{a} \underline{b}^{2(Nr-1)} \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (B.7)$$

Puisque $1 + \underline{b}^2 + \dots + \underline{b}^{2(Nr-1)} = 0$ et en utilisant la définition du vecteur d'espace du courant statorique, on trouve :

$$\underline{\Phi}_{rs} = \frac{3}{2} L_m e^{-j(\theta_r + \delta)} \underline{i}_s \quad (B.8)$$

B.3 Détermination de la résistance équivalente rotorique :

L'équation électrique au rotor (II.20) est :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \dot{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & \dots & -R_b \\ -R_b & R_0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -R_b & \dots & \dots & -R_b & R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{r1} \\ \dot{i}_{r2} \\ \vdots \\ \dot{i}_{rN_r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \\ \vdots \\ \phi_{rN_r} \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

La résistance rotorique équivalente est obtenue à partir du premier terme gauche de l'équation (B.9). La procédure utilisée est la même que pour obtenir le flux rotorique, on obtient :

$$r_r = R_0 - R_b \left(\frac{N_r - 1}{2} + \frac{1}{2} \right) = 2R_0 + 2R_b(1 - \cos \alpha_r) \quad (\text{B.10})$$

B.4 Circuit équivalent du vecteur complexe de la machine asynchrone :

Le modèle de la machine représenté par le vecteur complexe est traduit par les deux équations suivantes :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{i}_s + L_s s \underline{i}_s + \frac{N_r}{2} L_m e^{j(\theta_r + \delta)} (s + j\omega_r) \underline{i}_r \quad (\text{B.11})$$

$$0 = r_r \underline{i}_r + L_r s \underline{i}_r + \frac{3}{2} L_m e^{-j(\theta_r + \delta)} (s - j\omega_r) \underline{i}_s \quad (\text{B.12})$$

La transformation (d-q) est représentée vectoriellement par :

$$\underline{i}_{dqs} = \frac{2}{3} e^{-j\theta} \underline{i}_s \quad (\text{B.13})$$

$$\underline{i}_{dqr} = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{N_r}{3}} e^{-j(\theta_r - \theta_r - \delta)} \underline{i}_r \quad (\text{B.14})$$

Cette transformation appliquée aux deux équations (B.11), (B.12) implique les deux équations :

$$\underline{v}_{dqs} = R_s \underline{i}_{dqs} + L_s s \underline{i}_{dqs} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{N_r}{3}} L_m s \underline{i}_{dqr} + j\omega \underline{\Phi}_{dqs} \quad (\text{B.15})$$

$$0 = r_r \underline{i}_{dqr} + L_r s \underline{i}_{dqr} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{N_r}{3}} L_m s \underline{i}_{dqs} + j(\omega - \omega_r) \underline{\Phi}_{dqr} \quad (\text{B.16})$$

Avec :

$$\underline{\Phi}_{dqs} = L_s \underline{i}_{dqs} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{N_r}{3}} L_m \underline{i}_{dqr} \quad (\text{B.17})$$

$$\underline{\Phi}_{dqr} = L_r \underline{i}_{dqr} + \frac{3}{2} \sqrt{\frac{N_r}{3}} L_m \underline{i}_{dqs} \quad (\text{B.18})$$

La résistance et l'inductance équivalente sont ramenées au stator, on trouve enfin les grandeurs cycliques utilisées dans le chapitre II :

$$R_r = \left(\frac{4m(N_s k_d)^2}{N_r} \right) r_r \quad (\text{B.19})$$

$$\ell_r = \left(\frac{4m(N_s k_d)^2}{N_r} \right) L_r \quad (\text{B.20})$$

$$m = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{N_r}{3}} \cdot L_m \quad (\text{B.21})$$



Références Bibliographiques

- [1] M. E. H. Benbouzid. « Bibliography on Induction Motors Faults Detection and Diagnosis », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol 14 n°4, pp 1065-1074, Dec 1999.
- [2] M. E. H. Benbouzid, G. B. Kliman. « What Stator Current Processing Based Technique to Use for Induction Motor Rotor Faults Diagnosis? », *IEEE, Transaction on Energy Conversion*, VOL 18 n°2, pp 238-244, Jun 2003.
- [3] S. Bachir. « Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone par Estimation Paramétrique », *Thèse de Doctorat en Automatique, Ecole Doctorale des Sciences pour l'ingénieur*, 2002.
- [4] A. H. Bonnett. « Root Cause AC Motor Failure Analysis With a Focus on Shaft Failures », *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol 36, n°5, Sep/Oct 2000.
- [5] A. H. Bonnett, G. C. Soukup. « Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in Three Phase Squirrel Cage Induction Motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 28, n°4 Jul/Aug 1992.
- [6] J. Faiz, I. T. Ardekaneh, H. A. Toliyat. « An Evaluation of Inductances of a Squirrel-Cage Induction Motor under Mixed Eccentric Conditions », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol 18 n°2, pp 252-258, Jun 2003.
- [7] M. E. H. Benbouzid, M. Vieira, C. Theys. « Induction Motors Faults Detection and Localisation Using Stator Current Advanced Signal Processing Techniques », *IEEE, Transaction on Power Electronics*, Vol 14 n°1, pp 14-22, Jan 1999.
- [8] M. E. H. Benbouzid, H. Nejjari, R. Beguenane, M. Vieira. « Induction Motor Asymmetrical Faults Detection Using Advanced Signal Processing Techniques », *IEEE, Transaction on Energy Conversion*, VOL 14 n°2, pp 147-152, Jun 1999.

[9] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, P. Vas. « Recent Developments of Induction Motor Drives Fault Diagnosis Using AI Techniques », *IEEE, Transaction on Industry Elect*, VOL 47 n°5, pp 994-1004, Oct 2000.

[10] J. F. Bangura, N. A. Demerdash. « Improvement of Monitoring and Diagnosis of Broken Bars/End-Ring Connectors and Air Gap Eccentricities of Squirrel-Cage Induction Motors in ASD's Using a Time-Stepping Coupled Finite Element-State Space Technique », *Marquette University, Milwaukee, IEEE*, pp 336-338, 1999.

[11] J. F. Bangura, N. A. Demerdash. « Effects of Broken Bars/End-Ring Connectors and Air Gap Eccentricities on Ohmic and Core Losses of Induction Motors in ASD's Using a Coupled Finite Element-State Space Method », *IEEE, Transaction on Energy Conversion*, VOL 15 n°1, pp 40-47, Mar 2000.

[12] J. F. Bangura, R. J. Povinelli, N. A. O. Demerdash, R. H. Brown. « Diagnostics of Eccentricities and Bar/End-Ring Connector Breakages in Polyphase Induction Motors Through a Combination of Time-Series Data Mining and Time-Stepping Coupled FE-State Space Techniques », *IEEE, Transactions on Industry Applications*, Vol 39, n°4, pp 1005-1013, Jul/Aug 2003.

[13] J. F. Bangura, R. J. Povinelli, N. A. O. Demerdash, R. H. Brown. « Diagnostics of Eccentricities and Bar/End-Ring Connector Breakages in Polyphase Induction Motors Through a Combination of Time-Series Data Mining and Time-Stepping Coupled FE-State Space Techniques », *IEEE*, pp 1579-1586, 2001.

[14] L. Eren, M. J. Devaney. « Bearing Damage Detection via Wavelet Packet Decomposition of the Stator Current », *IEEE, Transaction on Instrumentation and Measurement*, VOL 53 n°2, pp 431-436, Apr 2004.

- [15] R. R. Obaid, T. G. Habetler, J. R. Stack. « Stator Current Analysis for Bearing Damage Detection in Induction Motors », *IEEE, Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, pp 182-187, Aug 2003.
- [16] K. Bacha, M. Gossa, G. A. Capolino. « Diagnosis of Induction Motor Rotor Broken Bars », *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp 979-984, 2004.
- [17] S. Williamson, Abdel-Magied. « Steady-State Analysis of Double-Cage-Induction Motors with Rotor Cage Faults », *IEE Proceedings*, Vol 134, n°4, pp 199-200, 1987.
- [18] W. H. Kersting. « Causes and Effects of Single-Phasing Induction Motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 41 n°6, pp 1499-1505, Nov/Dec 2005.
- [19] B. Liang, A. D. Ball, S. D. Iwnicki. « Simulation and Fault Detection of Three-Phase Induction Motors », *IEEE, Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering*, pp 1813-1817, TENCON'02.
- [20] W. H. Kersting, W. H. Phillips. « Phase Frame Analysis of the Effects of Voltage Unbalance on Induction Machines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 33 n°2, pp 415-420, Mar/Apr 1997.
- [21] W. H. Kersting. « Causes and Effects of Unbalanced Voltages Serving an Induction Motor », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 37 n°1, pp 165-170, Jan/Feb 2001.
- [22] O. Touhami, L. Noureddine, R. Ibtouen. « Spectral Analysis for the Rotor Defects Diagnosis of an Induction Machine », *IEEE-WISP, Portugal*, pp 183-187, Sep 2005.
- [23] V. V. Thomas, K. Vasudevan, V. J. Kumar. « Online Cage Rotor Fault Detection using Air-Gap Torque Spectra », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol 18 n°2, pp 256-270, Jun 2003.

- [24] J. S. Hsu. « Monitoring of Defects in Induction Motors through Air-Gap Torque Observation », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 31 n°5, pp 1016-1021, Sep/Oct 1995.
- [25] S. Altug, M. Y. Chow, H. J. Trussel. « Fuzzy Influence Systems Implemented on Neural Architectures for Motor Fault Detection and Diagnosis », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol 46, n°6, Dec 1999.
- [26] M. Nezzar, R. Abdessemed, M. E. H. Benbouzid, L. H. Mouss. « Automatic fault Diagnosis for an Asynchronous Machine Fed by a PWM Converter », *Journal of Electrical Engineering*, Vol 3, pp 23-27, 2003.
- [27] Arfat Siddique, G. S. Yadava, Bhim Singh. « Applications of Artificial Intelligence Techniques for Induction Machine Stator Fault Diagnostics », *Symposium on Diagnostics of Electric Machines, Power Electronics and Drives. Atlanta, GA*, pp 29-34, USA 24-26, Aug 2003.
- [28] H. Nejjari, M. E. H. Benbouzid. « Monitoring and Diagnosis of Induction Motors Electrical Faults using a Current Park's Vector Pattern Learning Approach », *IEEE*, pp 275-277, 1999.
- [29] M. E. H. Benbouzid, H. Nejjari. « A Simple Fuzzy Logic Approach for Induction Motors Stator Condition Monitoring », *IEEE Electric Machines and Drives*, pp 634-639, IEMDC 2001.
- [30] H. Nejjari, M. H. Benbouzid. « Monitoring and Diagnosis of Induction Motors Electrical Faults Using a Current Park's Vector Pattern Learning Approach », *IEEE Transactions of Industry Applications*, Vol 36 n°3, pp 275-277, May/June 2000.
- [31] M. S. Naït Saïd, M. H. Benbouzid, A. Benchaib. « Detection of Broken Bars in Induction Motors Using an Extended Kalman Filter for Rotor Resistance Sensorless Estimation », *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol 15, n°1, pp 66-70, Mar 2000.

- [32] H. Bouzida, O. Touhami, R. Ibtouen, M. Fadel, M. Benhaddad, G. Olivier. « Model Structures Used in Rotor Defect identification of a Squirrel Cage Induction Machine ». *IEEE, CCECE/CCGEI, Ottawa* ,pp 1671-1676, May 2006.
- [33] E. Schaeffer. « Diagnostic des Machines Asynchrones : Modèles et Outils Paramétriques dédiés à la Simulation et à la Détection des Défauts », *Thèse de Doctorat en Automatique et Informatique Appliquée, Ecole Centrale de Nantes, 1999.*
- [34] J. F. Bangura, N. A. Demerdash. « Diagnosis and Characterization of Effects of Broken Rotor Bars and Connectors in Squirrel-Cage Induction Motors by a Time-Stepping Coupled Finite Element-State Space Modeling Approach », *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 14, pp 1167-1175, 1999.*
- [35] R. J. Povinelli, J. F. Bangura, N. A. O. Demerdash, R. H. Brown. « Diagnostics of Bar and End-Ring Connector Breakage Faults in Polyphase Induction Motors through a Novel Dual Track of Time-Series Data Mining and Time-Stepping Coupled FE-state Space Modeling », *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 17, n°1, pp 39-46, Mar 2002.*
- [36] G. Didier. « Modélisation et Diagnostic de la Machine Asynchrone en présence de Défaillances », *Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy I. Oct 2004.*
- [37] L. Nouredine. « Diagnostic de Défauts au Rotor d'une Machine Asynchrone à Cage d'Ecureuil », *Mémoire de Magister, Département de Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, Mai 2005.*
- [38] X. Luo, Y. Liao, H. A. Toliyat, A. El-Antably, T. A. Lipo. « Multiple Coupled Circuit Modeling of Induction Machines », *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 31 n°2, pp 311-318, Mar/Apr 1995.*

- [39] H. A. Toliyat, T. A. Lipo. « Transient Analysis of cage Induction Machines under Stator, Rotor, Bar and End-Ring Faults », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol 10 n°2, pp 241-247, June 1995.
- [40] O. Touhami, L. Noureddine, R. Ibtouen, M. Fadel. « Diagnosis of Induction Machine Rotor Defects from an Approach of Magnetically Coupled Multiple Circuits », *IEEE Proceedings of the 38th Southeastern Symposium on System Theory*. pp 492-496. Tennessee Technological University, Cookeville, TN, USA, Mar 2006.
- [41] A. R. Munoz, T. A. Lipo. « Complex Vector Model of the Squirrel-Cage Induction Machine Including Instantaneous Rotor Bar Currents », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 35, n°6, pp 1332-1340, Nov/Dec 1999.
- [42] O. Touhami, L. Noureddine, R. Ibtouen, M. Fadel. « Modeling of the Induction Machine for the Diagnosis of Rotor Defects », IEEE, Industrial Electronics Society, Part I (pp 1580-1587), part II (pp 1621-1626), IECEN 2005.
- [43] G. Houdouin, G. Barakat, B. Dakyo, E. Destobbeleer. « A Winding Function Theory Based Global Method for the Simulation of Faulty Induction Machines », *IEEE, Electrical Machines and Drives*, pp 297-303, 2003.
- [44] R. M. Tallam, T. G. Habetler, R. G. Harley. « Transient Model for Induction Machines with Stator Winding Turn Faults », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 38 n°3, pp 632-637, May/Jun 2002.
- [45] R. Teodorescu, A. M. Tataru, F. Lungeanu, F. Iov, T. Dumitriu. « Portable Acquisition and Identification Tool for Induction Machine Diagnosis », *IEE Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication n°456*, pp 515-520, Sep 1998.

- [46] J. K. Seok, S. I. Moon, S. K. Sul. « Induction Machine Parameter Identification using PWM Inverter at Standstill », *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol 12 n°2, pp 127-132, Jun 1997.
- [47] D. S. Naidu. « Singular Perturbations and Time Scales in Control Theory and Applications : An Overview », *Dynamics of Continuous, Discrete and Impulsive Systems Series, Applications and Algorithms*, Watom Press, pp 233-278, 2002.
- [48] H. Mukaidani, T. Shemamura, H. Xu. « Near-Optimal Control of Linear Multi-parameter Singularly Perturbed Systems », *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol 47 n°12, pp 2051-2057, Dec 2002.
- [49] G. Peponides, P. V. Kokotovic, J. H. Chow. « Singular Perturbations and Time Scales in Nonlinear Models of Power Systems », *IEEE*, pp 758-759, 1982.
- [50] Y. Chen, Y. Liu. « Summary of Singular Perturbation Modeling of Multi-time Scale Power Systems », *IEEE/PES Transmission and Distribution, Conference and Exhibition*, pp 1-4, 2005.
- [51] P. V. Kokotovic, J. B. Cruz. « An Approximation Theorem for Linear Optimal Regulators », *Journal of Mathematic, Analysis and Applications*, Vol 27 n°2, pp 249-252, Aug 1969.
- [52] P. V. Kokotovic, R. A. Yakel. « Singular Perturbation of Linear Regulators : Basic Theorems », *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol AC-17 n°1, pp 29-37, Feb 1972.
- [53] P. V. Kokotovic. « A Riccati Equation for Block-Diagonalization of Ill-Conditioned Systems », *IEEE Transaction on Automatic Control*, Vol AC-20, pp 812-814, Dec 1975.
- [54] X. Xu, R. M. Mathur, J. Jiang, G. J. Rogers, P. Kundur. « Modeling Effects of System Frequency Variations in Induction Motor Dynamics Using Singular perturbations », *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol 15 n°2, pp 764-770, May 2000.

- [55] O. Touhami, A. E. K. Mezouar, R. Ibtouen, S. Mekhtoub. « Dynamics Separation of Induction Machine Models Using Gerschgorin's Circles and Perturbations », *IEEE, 1st International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, pp 549-556, 2004.
- [56] X. Xu, R. M. Mathur, J. Jiang, G. J. Rogers, P. Kundur. « Modeling of Generators and their Controls in power Systems Simulations Using Singular Perturbations », *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol 13 n°1, pp 109-114, Feb 1998.
- [57] O. Touhami, H. Guesbaoui, C. Iung. « Synchronous Machine Parameter Identification by a Multi-Time Scale Technique », *IEEE, Transactions on Industry Applications* , pp 178-184, 1992.
- [58] I. A. Gondal. « On the Application of Singular Perturbation Techniques to Nuclear Engineering Control Problems », *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol 35 n°5, pp 1080-1085, Oct 1988.
- [59] M. W. Vandegrift, F. L. Lewis. « Improved Reduced-Order Model for Control of Flexible-Link Robots », *Proceedings of the 32nd Conference on Decision and Control, San Antonio, Texas*, pp 621-626, Dec 1993.
- [60] A. Amjadi, S. E. Khadem, H. Khaloozadeh. « Position and Velocity Control of a Flexible Joint Robot manipulator via a Fuzzy Controller Based on Singular Perturbation Analysis », *IEEE International Fuzzy Systems Conference*, pp 348-351, 2001.
- [61] J. I. Lee, I. J. ha. « Autopilot Design for Highly Maneuvering STT Missiles via Singular Perturbation-Like Technique », *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol 7 n°5, pp 527-541, Sep 1999.
- [62] O. Touhami, H. Guesbaoui, C. Iung. « Synchronous Machine Parameter Identification by a Multi-time Scale Technique », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 30 n°6, pp 1600-1608, Nov/Dec 1994.

- [63] A. Onea, V. Horga, C. Botan, M. Albu. « Multi-time Scale Approach to Induction Motor Parameter Estimation », *IEEE*, pp 333-336, 2003.
- [64] H. Hofmann, S. R. Sanders. « Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two Time Scale Approach », *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 34 n°1, pp 169-177, Jan/Feb 1998.
- [65] H. Guesbaoui, C. Iung. « Multi-Time Scale Modeling in Electrical Machines », *IEEE, Systems Engineering in the Service of Humans*, pp 757-763. Oct 1993.
- [66] D. Chafai. « Petit manuel à l'usage des agrégatifs préparant l'oral de modélisation stochastique », *Département de Mathématique, Laboratoire de Statistique et Probabilités, Université Paul Sabatier, Toulouse II*, 2002.
- [67] S. Ibrir. « Introduction à Matlab et Simulink », *Département de Génie de la Production Automatisée, Ecole de Technologie Supérieure, Université du Québec*.
- [68] A. Casadevall. « Introduction à Matlab », *Deug de Génie Mathématique et Informatique, I. U. P. Génie Mathématique et Informatique, Université Paris Dauphine*, Oct 2002.
- [69] I. Boldea, S. A. Nasar. « The Induction Machine Handbook », *CRC Press LLC, Chapter 14 and 15*, 2002.
- [70] A. M. Garcia, T. A. Lipo. « Complex Vector Model of the Squirrel Cage Induction Machine Including Instantaneous Rotor Bar Currents », *IEEE, Industry Applications Conference*, pp 57-64, 1998.

Résumé

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone dans l'objectif de sa commande et de son dimensionnement dans les entraînements électriques à vitesse variable sont, l'objet de nombreux travaux. Dans le cadre du diagnostic de la machine, les objectifs d'un modèle de simulation sont cependant différents, ce qui motivé la mise au point de nouveaux modèles, spécifiquement dédiés à la simulation des défauts.

Nous présentons dans ce mémoire la décomposition du modèle de la machine asynchrone sans et avec défauts au stator et au rotor par l'application de la théorie des perturbations singulières qui permet de découpler le modèle et d'obtenir deux modèles distincts régissant le mode lent et le mode rapide du fonctionnement de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Cette décomposition permet d'analyser le comportement de la machine séparément selon l'objectif désiré de l'analyse (diagnostic, analyse de la stabilité, ...etc.). Les résultats de la simulation numérique effectuée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK du modèle complet de la machine ou des modèles décomposés sont comparés, l'analyse de la stabilité montre la diminution du degré de stabilité avec le degré de défaut au rotor de la machine en régime permanent, ce qui traduit la dégradation des performances de la machine en cas de défauts.

Mots clés: Perturbations singulières, défauts de la machine asynchrone, Modélisation de la machine asynchrone à cage, Simulation numérique.

ملخص:

وضع نموذج للآلة اللامتزامنة بهدف التحكم بها أو لتحليل خصائص تشغيلها كان ولا يزال هدف العديد من الأعمال. في إطار تشخيص الآلة، الأهداف من نموذج المحاكاة تبقى مختلفة عن سابقتها، هذا ما حفز وضع العديد من النماذج الخاصة لتحليل و تشخيص آثار الخلل على الآلة.

في هذه المذكرة، نطرح طريقة تجزئة نموذج الآلة اللامتزامنة في حالة وجود وعدم وجود خلل في جزئها الساكن و المتحرك عن طريق استعمال نظرية الاضطرابات الأحادية التي تسمح بتجزئة النموذج والحصول على نموذجين مختلفين يمثلان الحالة البطيئة والحالة السريعة لتشغيل الآلة اللامتزامنة ذات القفص السنجابي. هذه التجزئة تسمح بتحليل استجابات الآلة في الطورين السريع و البطيء كل على حدا حسب الهدف المراد من التحليل (تشخيص، تحليل الاستقرار، ...الخ). النتائج المتحصل عليها عن طريق المحاكاة الرقمية المنجزة بمساعدة البرنامج MATLAB\SIMULINK للنموذج الكامل أو للنموذج المجزأ للآلة أظهرت توافقاً جيداً. تحليل الاستقرارية أظهر أن درجة الاستقرارية تنقص حسب درجة الخلل الموجود في الجزء المتحرك من الآلة في طورها الدائم. هذا يترجم و يؤكد تدهور خصائص الآلة في حالة حدوث خلل بها.

الكلمات المفتاحية: الإضطرابات الأحادية، خلل الآلة اللامتزامنة، وضع نموذج للآلة اللامتزامنة ذات القفص السنجابي، المحاكاة العددية.

Abstract

The modeling and the simulation of the induction machine in the main goal of its control and of the dimensioning of the variable speed drive are, the object of many work. Within the framework of the diagnosis of the machine defects, the objectives of a model of simulation are however different, that justified the development of new models, specifically dedicated to the simulation of the defects.

We present in this work the induction machine model decomposition without and with defects in the stator and the rotor by the application of the singular perturbation theory that makes it possible to decouple the model getting thus two models distinct giving the slow mode and the fast mode from the operation of the squirrel cage induction machine

This decomposition permits to separately analyze the behavior of the machine according to the desired objective of the analysis (diagnosis, analyzes stability, etc...). The results as of the simulation carried out using software MATLAB/SIMULINK of the complete model of the machine or broken up models are almost superimposed, the analysis of the stability shows the reduction in the stability degree with the rotor defect degree of the machine in steady state, which confirms the degradation of the machine performances in the event of defects.

Key words: Singular perturbations, asynchronous machine faults, squirrel cage induction machine modelisation, numerical simulation.