

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Machines électriques

Réf:.....

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

**IDENTIFICATION DES PARAMETRES D'UN
MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE**

Présenté par :
BERREHAIL Belkacem
Soutenu le : 02 Juin 2013

Devant le jury composé de :

Mr.CHERIET Ahmed

MCA

Président

Mr.GUEDID Salim

MAA

Encadreur

Mr. ZIR Hakim Saber

MAA

Examinateur

Année universitaire : 2012 / 2013

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Machines électriques

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

**IDENTIFICATION DES PARAMETRES D'UN
MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE**

Présenté par :

BERREHAIL Belkacem

Avis favorable de l'encadreur

Nom Prénom

GUEDIDI Salim

Signature

Avis favorable du Président du Jury

Nom Prénom

CHERIET Ahmed

Signature

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Machines électriques

Thème :

IDENTIFICATION DES PARAMETRES D'UN MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE

Proposé par : GUEDIDI Salim
Dirigé par : GUEDIDI Salim

Dédicace

*Je dédie ce modeste travail à tout ceux qui ont contribué de près ou de loin
à la réalisation de mon projet ainsi je le dédie à :*

*Celle qui m'a élevé, m'a nourrit, m'a bien éduqué, ma Mère, celui qui m'a
toujours soutenu et aidé dans toute ma vie mon Père.*

Je le dédie également à mes sœurs et mes frères.

Et à nos précieux et tendres poussins NAZIM, RAMI, KHALILÉ

Et à la petite NADINE.

*Et mes chers frères KARAMO, MOUHAMED, TAKI EDDINE, ATEF,
Omar, ABD EL DJEBAR, Amine*

Et une dédicace spéciale à mon amie LOUBNA KRIBAA.

A tous mes amis sans exceptions.

*A tous ceux qui ont une bonne impression dans mon cœur, Comme signes
d'amour et respect.*

Remerciements

Plus qu'il en faut ; qu'il me soit permis de remercier ici énormément et sincèrement tout d'abord :

- ❖ DIEU imprévisible pour m'avoir permis de réaliser ce travail.
- ❖ Ceux de près comme de loin, qui sont intéressés à ce modeste travail et qui m'ont aidé à sa réalisation et en particulier :

- Mes chers parents,

- Mon encadreur, Mr. GUEDIDI. Salim, qui a bien réussi à suivre et diriger mon travail, ses spéciaux conseils et ses critiques qui ont été pour moi un encouragement permanent sur tout le long de mon chemin.

- Je voudrais aussi souligner mon extrême gratitude à l'égard de mes enseignants qui m'ont soutenu tout au long de mon cursus.

-un remerciement spécial à mon frère ZINE EDDINE.

- Je voudrais enfin exprimer mes reconnaissances à tous mes amis, ma famille pour m'avoir pu au long de ces ans être compréhensible et dévoués même dans les moments les plus difficiles.

Liste des figures

Chapitre 1

Figure 1.1 schéma multi enroulement du rotor	02
--	----

Chapitre 2

Figure 2.1 Schéma équivalent par phase ramené au stator	14
Figure 2.2 Schéma équivalent par phase ramené a stator.....	15
Figure 2.3 Montage électrique.....	15
Figure 2.4 schéma équivalent en essai à rotor bloqué.....	16
Figure 2.5 Montage électrique.....	18
Figure 2.6 Schéma équivalent à vide.....	19
Figure 2.7 Méthode de séparation des pertes ferromagnétiques et mécaniques.....	21
Figure 2.8 essai de ralentissement.....	22
Figure 2.9 Encoche rotoriques.....	24

Chapitre 3

Figure 3.1 Différents court circuits au stator	28
Figure 3.2 Représentation de l'excentricité statique, dynamique et mixte	29
Figure 3.3 Dimensions du roulement à bille	30

Chapitre 4

Figure 4.1 schéma de simulation du modèle réduit de la machine asynchrone à cage	34
Figure 4.2 le couple électromagnétique, état sain	35
Figure 4.3 la vitesse de rotation, état sain	35
Figure 4.4 courant statoriques i_{ds} et i_{qs} , état sain	36
Figure 4.5 courant rotoriques i_{dr} et i_{qr} , état sain.....	36

Figure 4.6 courant statoriques i_{as} , état sain.....	37
Figure 4.7 courant rotoriques i_{ar} , état sain	37
Figure 4.8 zoom du courant statorique i_{as} , état sain	38
Figure 4.9 la vitesse de rotation ω_m , lors de la rupture d'une barre.....	39
Figure 4.10 le couple électromagnétique C_{em} , lors de la rupture d'une barre.....	40
Figure 4.11 courant statoriques i_{ds} et i_{qs} , lors de la rupture d'une barre.....	40
Figure 4.12 courant statoriques i_{dr} et i_{qr} , lors de la rupture d'une barre	41
Figure 4.13 courant statorique i_{as} , lors de la rupture d'une barre.....	41
Figure 4.14 courant rotorique i_{ar} , lors de la rupture d'une barre.....	42
Figure 4.15 zoom du courant statorique i_{as} , lors de la rupture d'une barre	42
Figure 4.16 la vitesse de rotation ω_m , lors de la rupture de deux barres.....	43
Figure 4.17 le couple électromagnétique C_{em} , lors de la rupture de deux barres.....	43
Figure 4.18 courant statoriques i_{ds} et i_{qs} , lors de la rupture de deux barres.....	44
Figure 4.19 courant statoriques i_{dr} et i_{qr} , lors de la rupture de deux barres	44
Figure 4.20 courant statorique i_{as} , lors de la rupture de deux barres.....	45
Figure 4.21 courant rotorique i_{ar} , lors de la rupture de deux barres.....	45
Figure 4.22 zoom du courant statorique i_{as} , lors de la rupture de deux barres.....	46
Figure 4.23 FFT pour l'état sain	47
Figure 4.24 FFT pour une barre cassée	47
Figure 4.25 FFT pour 2 barres cassées.....	48

Chapitre 5

Figure 5.1 schéma de principe d'un observateur	49
Figure 5.2 schéma fonctionnel d'un observateur d'état	51
Figure 5.3 modèle d'estimation d'état.....	56
Figure 5.4 le courant i_{ds} réel	57
Figure 5.5 le courant i_{ds} estimé.....	57

Figure 5.6 le courant i_{dr} réel	58
Figure 5.7 le courant i_{dr} estimé.....	58
Figure 5.8 erreur d'estimation du courant i_{ds}	59
Figure 5.9 erreur d'estimation du courant i_{dr}	59
Figure 5.10 la vitesse de rotation en tr/min	60
Figure 5.11 le couple électromagnétique en N.m.....	60
Figure 5.12 le courant i_{ds} réel, lors d'une rupture de deux barres.....	61
Figure 5.13 le courant i_{ds} estimé, lors d'une rupture de deux barres	61
Figure 5.14 le courant i_{dr} réel, lors d'une rupture de deux barres	62
Figure 5.15 le courant i_{dr} estimé, lors d'une rupture de deux barres	62
Figure 5.16 erreur d'estimation du courant i_{ds} , lors d'une rupture de deux barres	63
Figure 5.17 erreur d'estimation du courant i_{dr} , lors d'une rupture de deux barres.....	63

Liste des tableaux

Chapitre 1

Tableau (1.1) : Les expressions d'inductances de la machine asynchrone à cage.....03

Chapitre 2

Tableau (2.1) : Coefficient empiriques de distribution des réactances de fuite asynchrones.....17

Tableau (2.2) : Résultats de l'essai à vide.....19

Tableau (2.3) : Résultats des paramètres de la machine asynchrone.....26

Symboles et notation

a	l'angle électrique entre deux barres rotoriques
a_s, b_s, c_s	Indices des phases statoriques
d, q	indices pour les composantes de Park directe et en quadrature respectivement
P	matrice de Park normalisée
t	temps (s)
v	tension (v)
i	courant (A)
i_{rk}	courant dans la maille k (A)
i_{bk}	courant dans la barre k (A)
i_e	courant dans l'anneau de court-circuit (A)
i_{ek}	courant dans une portion de l'anneau de court-circuit (A)
i_a, i_b, i_c	courants statoriques (A)
v_a, v, v_c	tensions statoriques (v)
i_{ds}, i_{qs}	composantes biphasées du courant statorique (A)
Ω	vitesse de rotation mécanique (rad/s)
ω	pulsation statorique
ω_r	vitesse électrique de rotation
C_{em}	couple électromagnétique (N.m)
C_r	couple mécanique résistant (N.m)
L_{as}	inductance propre d'une phase du stator (H)
L_b	inductance d'une barre rotorique (H)
M_s	mutuelle inductance entre phases statoriques (H)
M_{sr}	mutuelle inductance entre le stator et le rotor (H)
L_{sf}	inductance de fuite rotorique (H)
L_e	inductance totale de l'anneau de court-circuit (H)
L_{sc}	inductance cyclique (H)
R_s	résistance de l'enroulement statorique (Ω)
R_e	résistance totale de l'anneau de court-circuit (Ω)
R_r	résistance de l'enroulement rotorique (Ω)
R_r'	résistance du rotor ramenée au stator (Ω)
R_μ	résistance de fer (Ω)

R_b	résistance d'une barre rotorique (Ω)
R	rayon moyen de l'entrefer
f	coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad)
J	moment d'inertie de l'entraînement (Kg.m ²)
e	épaisseur de l'entrefer (m)
p	nombre de paires de pôles
T_e	période d'échantillonnage (s)
N_s	nombre de spire statorique par phase
N_r	nombre de barres rotoriques
s, r	indices stator et rotor respectivement
θ_r	position du rotor
G	glissement
$[R_{tr}] [L_{tr}]$	matrices globales de résistances et inductances après le modèle réduit
$[R][L]$	matrices globales de résistances et inductances après le modèle multi-enroulement
μ_0	perméabilité magnétique à vide (de l'air)
$f_{b.int}$	la fréquence caractéristique d'un défaut au niveau de la bague intérieure du roulement
$f_{b.ext}$	la fréquence caractéristique d'un défaut au niveau de la bague extérieure du roulement
f_b	la fréquence caractéristique d'un défaut au niveau d'une bille roulement
f_s	fréquence d'alimentation
l	longueur active du circuit magnétique
Q	matrice de covariance de bruit d'état
R	matrice de covariance de bruit de mesure
ω_k	bruit d'état
v_k	bruit de mesure
x	vecteur d'état
y	vecteur d'observation

Sommaire

Remerciement	
Dédicace	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Symboles et notations	
Introduction générale	1
Chapitre 1 : modélisation de la machine asynchrone à cage	
1-1 Introduction	2
1-2 Modèle multi-enroulement de la machine asynchrone à cage	2
1-2.1 Hypothèses simplificatrices	3
1-2.2 Les expressions d'inductances de la machine asynchrone à cage	3
1-2.3 Equation globale des tensions	4
1-2.4 Expression du couple électromagnétique	4
1-3 Modèle réduit issu du modèle multi enroulement de la machine asynchrone à cage	5
1-3.1 Transformation de Clarcke généralisée	5
1-3.2 Equations des tensions de la machine diphasée	5
1-3.3 Formule du couple du modèle réduit	7
1-3.4 Simulation des défauts	9
Conclusion.....	10
Chapitre 2 : identification paramétrique de machine asynchrone à cage	
2-1 Introduction	11
2-2 Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent	12
2-3 Mesure des résistances statoriques	15
2-4 Méthode des essais classiques.....	15
2-4.1 Essai à rotor bloqué.....	15
2-4.1.1 Calcul de R_r'	16
2-4.1.2 Calcul de $X_{\sigma s}$ et $X'_{\sigma r}$	17
2-4.2 Essai à vide.....	18

2.4.2.1 Calcul de la résistance R_{μ} et la réactance X_{μ}	19
2-4.3 Méthode de séparation des pertes.....	21
2-5.Détermination des paramètres mécaniques	22
2-5.1 Détermination du moment d'inertie J	22
2.5.1.1 Essai de ralentissement.....	22
2-5.2 Détermination du coefficient de frottement f_r	23
2-6 Calcul des paramètres du rotor.....	24
2-6.1 Calcul de la résistance d'une barre rotorique.....	24
2-6.2 Calcul de la résistance de l'anneau.....	25
2-6.3 Calcul de l'inductance de la barre et de l'anneau.....	25
2-7 Conclusion.....	26

Chapitre 3 : Diagnostic des défauts de la machine asynchrone à cage

3-1 Introduction	27
3-2 Causes des défauts	27
3-3 Différents défauts dans la machine asynchrone à cage.....	27
3-3.1 Défauts statoriques.....	27
3-3.2 Défauts rotorique	28
3-3.2.1 Défaut de cassure de barre	28
3-3.2.2 Défaut d'excentricité.....	29
3-3.2.3 Défaut dû au palier	30
3-4 Conséquences des défauts.....	31
3-5 Méthodes de diagnostic.....	31
3-5.1 Méthodes externes.....	31
3-5.2 Méthodes internes	32
3-5.3 Méthodes inductives.....	32
3-5.4 Méthodes déductives	32
3-6 Modélisation de la machine asynchrone à cage	32
3-6.1 Approche analytique.....	32
3-6.2 Approche numérique	33
3-7 Conclusion	33

Chapitre 4 : Simulation du modèle réduit issu du modèle multi-enroulement de la machine asynchrone à cage

4-1 Introduction	34
4-2 Simulation du modèle à l'état sain	34
4-2-1 schéma de simulation.....	34
4-3 Simulation de rupture de barres au rotor.....	38
4-3-1 Simulation de la rupture d'une barre	38
4-3-2 Simulation de la rupture de deux barres	43
4-4 Analyse spectrale de la signature du courant en présence des défauts rotoriques	46
4-5 Conclusion	48

Chapitre 5 : Estimation d'état de la machine asynchrone à cage par le filtre de Kalman standard

5-1 Introduction	49
5-2 Principe d'un observateur	49
5-2-1 Généralités	49
5-2-2 Estimateurs utilisés en boucle ouverte.....	50
5-2-3 Estimateurs en boucle fermée ou observateur	50
5-3 Présentation de filtre de Kalman standard	51
5-4 Application du filtre de Kalman standard à l'estimation d'état	54
5-4-1 Simulation.....	56
5-4-2 Résultats simulation du modèle d'estimation d'état	56
5-4-3 Interprétation des résultats de simulation	56
5-5 Simulation du modèle avec défauts	61
5-6 Conclusion	64
Conclusion générale	65
Annexes	66
Références bibliographiques	67

Introduction générale

Introduction générale

Jusqu'aux dernières décennies, les applications industrielles ou la traction électrique nécessitant la vitesse variable, utilisant des machines à courant continu, car elles sont les plus flexibles à commander. Mais elles exigent une maintenance périodique coûteuse, de plus leur prix est relativement plus cher.

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

Dans ce mémoire nous somme intéressés à l'identification des paramètres d'un moteur asynchrone à cage en vue de diagnostic des défauts au niveau du rotor.

Comme premier chapitre, le modèle multi-enroulement de la machine asynchrone à cage a été présenté d'une manière brève. Ensuite le réduit issu du modèle multi enroulement, ainsi que les équations d'état qui lui sont dédiées sont présentés.

Au deuxième chapitre, ceci est la partie principale de notre travail on a fait identifier les paramètres du moteur asynchrone à cage utilisant les essais classiques.

Tandis qu'au troisième chapitre, nous avons présenté les différents défauts de la machine asynchrone à cage et leur signature.

Au quatrième chapitre, la simulation du modèle réduit issu du modèle multi-enroulement dans différents états, soit en état sain soit dans l'état de défaut rotorique (cassure de barre), pour des différents régimes de fonctionnement, à vide est en charge.

En fin et au cinquième chapitre, le filtre de Kalman standard a été passé en revue d'une manière suffisante et sans trop insister sur les calculs mathématiques. Ensuite on effectivement appliqué le filtre de Kalman standard pour estimer l'état de la machine.

Le tout a été achevé par une conclusion qui résume et explicite les résultats obtenus.

CHAPITRE 1

**Modélisation de la machine
asynchrone à cage**

1-1 Introduction

En présentation classique on suppose la machine on suppose la machine avec un enroulement triphasé au stator et un autre au rotor. Mais des nouvelles études ont développée un modèle avec un rotor à cage correspond a n-phases, ce qui permet de modéliser les différents défauts de la machine. Dans ce chapitre nous aurons une Présentation brève du modèle multi-enroulement de la machine asynchrone à cage. En suite présentation du modèle réduit sain et avec défauts, issu du modèle multi-enroulement.

1-2 Modèle multi-enroulement d'une machine asynchrone

L'objectif est de procéder à un développement d'un modèle de la machine asynchrone à cage qui met en évidence des défauts étudiés sur les grandeurs mesurables de la machine, principalement les courants, Deux approches sont possibles, la première s'appuie sur la distribution des champs et des courants en tout point de la machine est permet de simuler son fonctionnement en régime des défauts.

La seconde approche retenue ici consiste à interpréter la machine du point de vue de la théorie des circuits. Un simple modèle de circuit pourrait être utilisé pour représenter chaque enroulement du stator ou chaque barre du rotor ainsi que le champ magnétique qui les lie [VAS 94] [MAN 96]. Partant de ce concept et pour pouvoir nous concentrer sur la simulation des ruptures de barres rotoriques, nous avons modélisés le rotor par des mailles reliées entres elles électriquement et couplées magnétiquement, où une maille est constituées de deux barres et de deux portions d'anneaux qui les relie comme représenté à la figure (1.1).

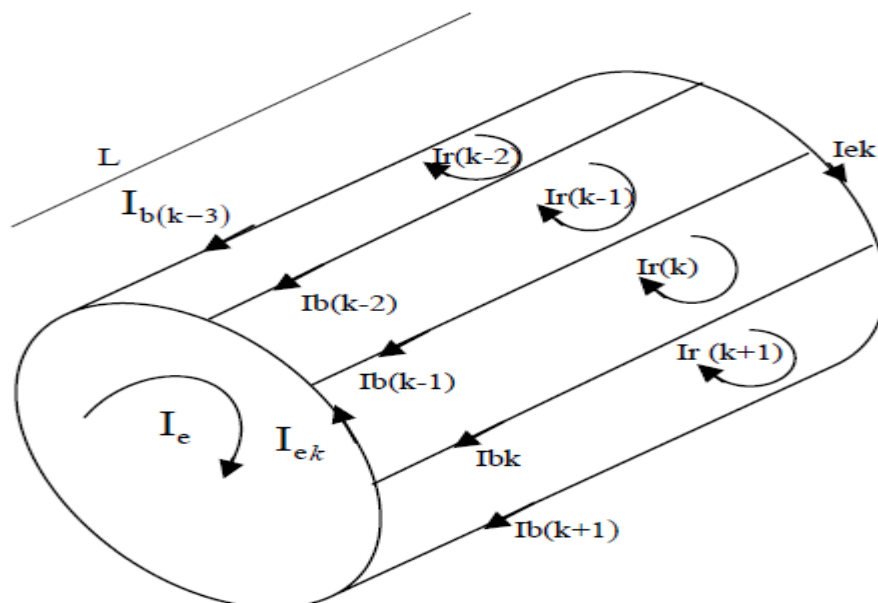


Figure 1.1 schéma multi enroulement du rotor

1-2-1 Hypothèses simplificatrices

Mais il est évident qu'un système électromagnétique nécessite des compétences tant dans l'approche des phénomènes physiques pour leur modélisation que dans le calcul numérique. D'où l'importance du choix des hypothèses d'étude et des objectifs du modèle, car ils conditionnent la complexité du travail à réaliser et l'utilisation d'outils appropriés. Pour cette raison nous avons été amenés à faire quelques hypothèses simplificatrices fortes mais généralement admises :

- Perméabilité relative du fer très grandes.
- Entrefer lisse et constant, effet d'excentricité négligeable, camp radial.
- Distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice statorique.
- Pas de saturation, effets pelliculaires nuls, courants de Foucault négligeables hors des barres rotoriques.

Avec ces hypothèses, et en supposant un stator sain de constitution symétrique, nous avons calculés, les différents paramètres du modèle [A 02].

Enfin les résultats des inductances sont réunis dans le tableau suivant.

1-2-2 Les expressions d'inductances de la machine asynchrone à cage

INDUCTANCES	EXPRESSIONS
L'inductance principale d'une phase statorique.	$L_{sp} = L_{ms} = \frac{4\mu_0 N_s^2 R \ell}{ep^2\pi}$
L'inductance mutuelle entre phases statoriques.	$M_s = -\frac{L_{sp}}{2}$
L'inductance totale d'une phase statorique.	$L_{as}=L_{bs} = L_{cs} = L_s = L_{sp} + L_{fs}$
L'inductance principale d'une maille rotorique.	$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi}{e} R \ell$
L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques non adjacentes.	$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{2\pi\mu_0}{e} R \ell$
L'inductance mutuelle entre mailles rotoriques adjacentes.	$M_{rk(k-1)} = M_{rk(k+1)} = M_{rr} - L_b$
L'inductance mutuelle entre une maille rotorique et une phase statorique "a".	$M_{snrk} = -M_{sr} \cos\left(p\theta_r - n\frac{2\pi}{3} + ka\right)$ <p>Avec : $M_{sr} = \frac{4\mu_0 N_s R \ell}{ep^2\pi} \sin\left(\frac{a}{2}\right)$</p> <p>Avec : $a = \frac{2\pi}{N_r}$ le déphasage entre deux barres rotoriques</p>

Tableau (1.1) : Les expressions d'inductances de la machine asynchrone à cage

1-2-3 Equation globale des tensions

La mise en équation du modèle de la machine, conduit à un système complet de dimension N_r+3 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = [L_{tr}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \vdots \\ i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \\ \vdots \\ i_e \end{bmatrix} + [R_{tr}] \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \vdots \\ i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \\ \vdots \\ i_e \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$[R_{tr}]$ et $[L_{tr}]$ sont les matrices augmentées des résistances et des inductances obtenues après la transformation de Park.

La matrice $[R_{tr}]$ est donnée par [S03] :

$$\begin{bmatrix} R_s & \omega_r(M_s - L_s) & \vdots & 0 & -\omega_r M_{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(a) & \dots & \dots & -\omega_r M_{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} \sin((N_r - 1)a) & \vdots & 0 \\ \omega_r(M_s - L_s) & R_s & \vdots & \omega_r M_{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} & \omega_r M_{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} \cos(a) & \dots & \dots & \omega_r M_{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} \cos((N_r - 1)a) & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & R_{b0} + R_{b(N_r-1)} + \frac{2R_e}{N_r} & -R_{b0} & 0 & \dots & -R_{b(N_r-1)} & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 & -R_{b(k-1)} & R_{bk} + R_{b(k-1)} + \frac{2R_e}{N_r} & -R_{bk} & 0 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \vdots & -R_{b(N_r-1)} & 0 & \dots & -R_{b(N_r-2)} & R_{b(N_r-1)} + R_{b(N_r-2)} + \frac{2R_e}{N_r} & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} \\ \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & -\frac{R_e}{N_r} & \vdots & R_e \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

La matrice $[L_{tr}]$ est donnée par [S03] :

$$\begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & \vdots & \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} & \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \cos(a) & \dots & \dots & \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \cos((N_r - 1)a) & \vdots & 0 \\ 0 & L_s - M_s & \vdots & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \sin(a) & \dots & \dots & \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \sin((N_r - 1)a) & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} & 0 & \vdots & L_{rrp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & 0 & \dots & M_{rr} - L_b & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \cos(a) & M_{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(a) & \vdots & M_{rr} - L_b & L_{rrp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \cos((N_r - 1)a) & \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \sin((N_r - 1)a) & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} - L_b & L_{rrp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} \\ \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & -\frac{L_e}{N_r} & \vdots & L_e \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

A ces équations, on ajoute les équations mécaniques afin d'avoir la vitesse électrique de rotation et la position θ_r du rotor.

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{J} (C_e - C_r - K_0 \omega_m) \quad (1.4)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (1.5)$$

1-2-4 Expression du couple électromagnétique

$$C_e = \sqrt{\frac{3}{2}} p M_{sr} \left\{ -i_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \sin(ka) + i_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \cos(ka) \right\} \quad (1.6)$$

CHAPITRE 2

**Identification paramétrique
de la machine
asynchrone à cage**

2-1 Introduction

Les deux modèles que nous avons proposés sont difficilement identifiables du fait du nombre important de paramètres est du peu de méthodes expérimentales qui existent dans ce domaine. En général, les méthodes retenues par les auteurs consistent à identifier le modèle classique diphasé de la machine dans le référentiel de Park, où le vecteur de paramètres est.

$\left[R_s \ R_r \ L_{sc} \ L_{\sigma r} \ L_{\mu} \right]^T$ avec R_r , $L_{\sigma r}$ et L_{μ} qui seront définis ultérieurement.

Si de nombreuses études et modèles ont été réalisés dans la littérature, le passage à la partie expérimentale est loin d'être évident. Pour la validation de ce vecteur de paramètres, nous avons testé et comparé avec les résultats obtenus par quelques essais classiques.

Comme nous l'avons vu précédemment, le modèle dq équivalent est un modèle issu du modèle complet. Cette équivalence nous a permis d'obtenir un modèle réduit dont les paramètres sont liés à ceux du modèle multi-enroulements. De plus comme on retrouve la représentation d'état classique dépendant des cinq paramètres usuels $\left[R_s \ R_r \ L_{sc} \ L_{\sigma r} \ L_{\mu} \right]^T$, il nous a semblé intéressant d'identifier ces derniers et de voir si on les retrouve avec le modèle dq équivalent [A 02].

Les méthodes d'identification paramétriques utilisées et appliquées pour le moteur asynchrone, sont:

- Méthode des essais classiques.
- Méthode des moindres carrés.
- Méthode plaque.
- Méthode du diagramme HG.
- Méthode géométrique.

La méthode classique est plus électrotechnicienne c'est à dire plus physique, et se rapportant au modèle mathématique de Park défini avec des paramètres inductifs et résistifs que l'on doit identifier au préalable par des essais expérimentaux. Ces paramètres à identifier peuvent être classés en deux catégories ceux directement accessibles par la mesure et ceux qui sont obtenus indirectement, d'où la nécessité de certaines approximations ou d'hypothèses simplificatrices conduisant à des modèles approximatifs acceptables pour certaines applications.

Parmi les méthodes de détermination des paramètres de la machine asynchrone à cage nous citons la méthode des essais classiques, autrement dit, les essais à vide et les essais à rotor bloqué que nous exposons dans ce chapitre après avoir rappelé le schéma équivalent de la machine asynchrone à cage.

2-2 Schéma équivalent de la machine asynchrone en régime permanent [J.CHA]

L'alimentation statorique triphasée est équilibrée. L'enroulement rotorique est court-circuité et le rotor tourne à vitesse constante ω_r .

Les courants statoriques sont :

$$\begin{aligned} i_a &= \sqrt{2} I_s \cos(\omega t + \alpha) \\ i_b &= \sqrt{2} I_s \cos(\omega t + \alpha - 2\pi/3) \\ i_c &= \sqrt{2} I_s \cos(\omega t + \alpha - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (2.1)$$

En appliquant la transformation de park et en choisissant un repère lié au champ tournant, on a

$\theta_{dq} = \theta_s$; tel que $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega$; en rappelant que ω est la vitesse de synchronisme.

$$\begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{dq}) & \cos(\theta_{dq} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{dq}) & -\sin(\theta_{dq} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{dq} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

après calcul, on obtient :

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \sqrt{2} I_s \cos \alpha \\ i_{qs} &= \sqrt{2} I_s \sin \alpha \end{aligned} \quad (2.2)$$

De la même façon, on obtient pour les tensions statoriques et les grandeurs rotoriques, des grandeurs constantes du fait du choix du référentiel. Il en résulte que les flux totalisés sont constants, ceci a pour conséquence l'annulation des tensions induites en régime permanent.

Les équations de tensions seront :

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega \psi_{qs} \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega \psi_{ds} \\ u_{dr} &= 0 = R_r i_{dr} - g \omega \psi_{qr} \\ u_{qr} &= 0 = R_r i_{qr} + g \omega \psi_{dr} \end{aligned} \quad (2.3)$$

ou, en remplaçant les flux par leurs valeurs, on obtient :

$$u_{ds} = R_s i_{ds} - \omega L_{sc} i_{qs} - \omega M_{sr} i_{qr}$$

$$\begin{aligned}
u_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega L_{sc} i_{ds} + \omega M_{sr} i_{dr} \\
u_{dr} &= 0 = R_r i_{dr} - g \omega L_r i_{qr} - g \omega M_{sr} i_{qs} \\
u_{qr} &= 0 = R_r i_{qr} + g \omega L_r i_{dr} + g \omega M_{sr} i_{ds}
\end{aligned} \tag{2.4}$$

Avec ses simplifications, la transformation inverse fournit, en supposant qu'à l'instant $t = 0$ l'axe d coïncide avec l'axe de la phase a :

$$i_a = i_s = i_{ds} \cos \omega t - i_{qs} \sin \omega t = i_{ds} \cos \omega t + i_{qs} \cos(\omega t + \pi/2)$$

Cette expression possède deux composantes en quadrature. Elle peut être écrite sous forme complexe comme :

$$\bar{I}_s = I_{ds} + jI_{qs}$$

avec :

$$I_{ds} = \frac{i_{ds}}{\sqrt{2}}, \quad I_{qs} = \frac{i_{qs}}{\sqrt{2}}$$

de même pour :

$$\bar{U}_s = U_{ds} + jU_{qs}, \quad \bar{I}_r = I_{dr} + jI_{qr}, \quad \bar{U}_r = U_{dr} + jU_{qr} = 0$$

ses relations deviennent :

$$\begin{aligned}
U_{ds} + jU_{qs} &= R_s (I_{ds} + jI_{qs}) + j\omega L_{sc} (I_{ds} + jI_{qs}) + j\omega M_{sr} (I_{dr} + jI_{qr}) \\
0 &= \frac{R_r}{g} (I_{dr} + jI_{qr}) + j\omega L_r (I_{dr} + jI_{qr}) + j\omega M_{sr} (I_{ds} + jI_{qs})
\end{aligned} \tag{2.5}$$

après remplacement des courants par leurs valeurs on trouve :

$$\begin{aligned}
\bar{U}_s &= R_s \bar{I}_s + j\omega L_{sc} \bar{I}_s + j\omega M_{sr} \bar{I}_r \\
0 &= \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega L_r \bar{I}_r + j\omega M_{sr} \bar{I}_s
\end{aligned} \tag{2.6}$$

on ajoute les deux termes $\pm j m \omega M_{sr} \bar{I}_s$ et $\pm j \omega \frac{M_{sr}}{m} \bar{I}_r$ aux équations respectives du (2.6), où

$m = \frac{N_s}{N_r}$, les nouvelles relations sont :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega (L_{sc} - m M_{sr}) \bar{I}_s + j\omega m M_{sr} \left(\bar{I}_s + \frac{\bar{I}_r}{m} \right) \tag{2.7}$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega \left(L_r - \frac{M_{sr}}{m} \right) \bar{I}_r + j\omega \frac{M_{sr}}{m} (\bar{I}_r + m \bar{I}_s) \tag{2.8}$$

On multiplie (4.8) par (m) et on définit :

$$L_{\sigma s} = L_{sc} - m M_{sr} \quad \text{l'inductance de fuite statorique}$$

$$L'_{\sigma r} = L'_r - \frac{M_{sr}}{m} \quad \text{l'inductance de fuite rotorique}$$

$$L_{\mu} = m M_{sr} \quad \text{l'inductance de magnétisation}$$

$$R'_r = m^2 R \quad \text{la résistance rotorique ramenée au stator}$$

$$L'_{\sigma r} = m^2 L_{\sigma r} \quad \text{l'inductance de fuite rotorique ramenée au stator}$$

$$\bar{I}'_r = \frac{\bar{I}_r}{m} \quad \text{le courant rotorique ramenée au stator}$$

$$\bar{I}_{\mu} = \bar{I}_s + \bar{I}'_r \quad \text{le courant de magnétisation}$$

Les équations précédentes deviennent :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j \omega L_{\sigma s} \bar{I}_s + j \omega L_{\mu} \bar{I}_{\mu} \tag{2.9}$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + j \omega L'_{\sigma r} \bar{I}'_r + j \omega L_{\mu} \bar{I}_{\mu} \tag{2.10}$$

En introduisant les réactances, les équations finales fournissant le schéma équivalent sont :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + jX_{\sigma s} \bar{I}_s + jX_{\mu} \bar{I}_{\mu} \tag{2.11}$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + jX'_{\sigma r} \bar{I}'_r + jX_{\mu} \bar{I}_{\mu} \tag{2.12}$$

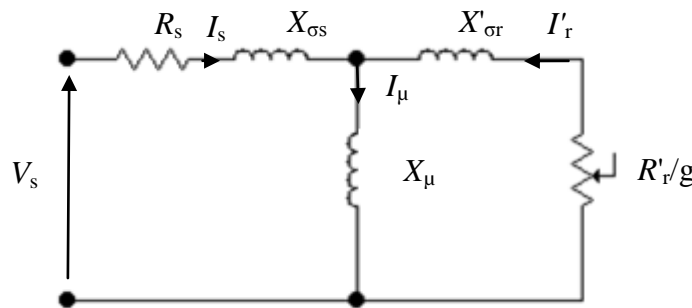


Figure 2.1 Schéma équivalent par phase ramené au stator

tel que :

$$X_{sc} = X_{\sigma s} + X_{\mu} \quad \text{la réactance cyclique statorique}$$

$$X'_r = X'_{\sigma r} + X_{\mu} \quad \text{la réactance cyclique rotorique ramenée au stator}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_{sc} L_r} \quad \text{coefficient de dispersion total de Blondel}$$

De plus les pertes fer peuvent être introduites, comme dans le schéma suivant :

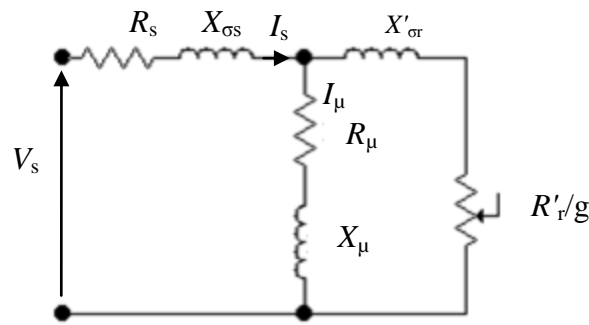


Figure 2.2 Schéma équivalent par phase ramené a stator avec

Ayant rappelé le schéma équivalent, on va procéder aux tests classiques pour l'obtention des paramètres du moteur asynchrone de 3Kw du Laboratoire De Génie Electrique Biskra(LGEB). Cependant notre modèle réduit provient du modèle multi-enroulement, donc contient des paramètres qui doivent être obtenus par certaines données géométriques de la machine.

2-3 Mesure des résistances statoriques

La résistance statorique R_s est mesurée en connectant un ohmmètre aux bornes d'un enroulement statorique. La mesure doit être effectuée à chaud. La valeur indiquée à la suite de la lecture est :

$$R_s = 3 \Omega .$$

2-4 Méthode des essais classiques [ELT08], [IDE09]

Les essais envisagés permettent de déterminer tous les paramètres du schéma équivalent lorsque les paramètres du rotor sont ramenés au stator connecté en étoile (figure 2.2),

à savoir : $[R_s R_r L_{sc} L'_{\sigma r} L_\mu]^T$

2-4-1 Essai à rotor bloqué

- **Montage électrique**

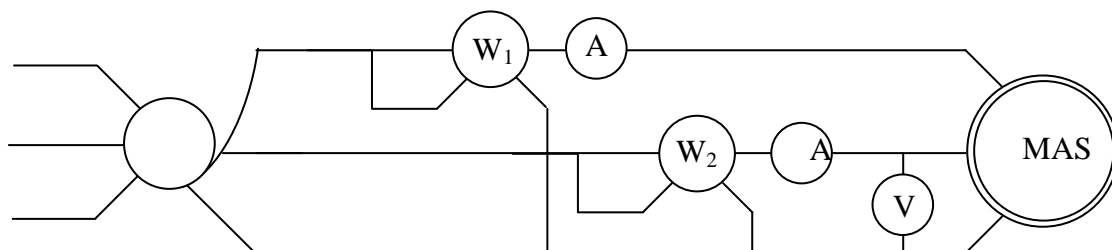


Figure 2.3 Montage électrique

Pour le cas des machines de puissance ne dépassant pas 18.4 Kw, nous pouvons effectuer cet essai à tension réduite et fréquence nominale.

Avec le rotor bloqué (vitesse nulle), on alimente le moteur progressivement (à partir d'une tension initiale nulle) jusqu'à $I \leq I_n$. et on relève les grandeurs mesurées : la tension U_{cc} , le courant absorbé I_{cc} , la puissance active P_{cc} ainsi que la puissance réactive Q_{cc} .

Dans cet essai, où les courants rotoriques sont importants, la branche d'excitation est négligée figure (2.4)

- Le courant de l'inductance magnétisante est négligeable donc $I_s = I_r'$.
- le glissement vaut 1.

Ce qui nous permet de déterminer R_r' et $X_{\sigma r}'$. En négligeant les pertes fer, le schéma sera :

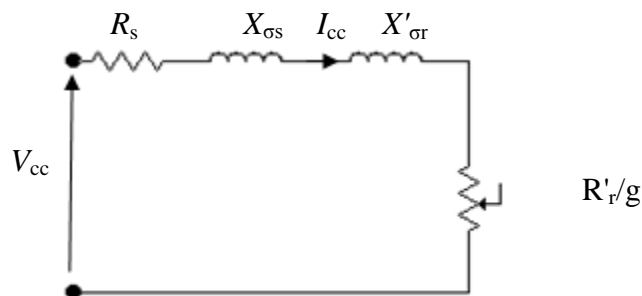


Figure 2.4 schéma équivalent en essai à rotor bloqué

Les valeurs mesurées sont :

$$\begin{array}{lll} V_{cc} = 83.7v & W_1 = 500w & P_{cc} = 530w \\ I_{cc} = 6.3A & W_2 = 30w & Q_{cc} = 814.06w \end{array}$$

2-4 -1-1 Calcul de R_r' :

on a : $V_{cc} = Z_{cc} \cdot I_{cc}$

donc $|Z_{cc}| = \frac{|V_{cc}|}{|I_{cc}|} \Rightarrow |Z_{cc}| = \frac{|U_{cc}|}{\sqrt{3}|I_{cc}|} = \frac{83.7}{\sqrt{3}(6.3)} = 7.67\Omega$

d'autre part

$$P_{cc} = 3R_s I_{cc}^2 + 3R_r' I_{cc}^2 \quad (2.13)$$

$$\Rightarrow R_r' = \left(\frac{P_{cc}}{3I_{cc}^2} \right) - R_s$$

$$\Rightarrow R_r' = \left(\frac{530}{3(6.3)^2} \right) - 3 \quad \text{d'où} \quad R_r' = 1.45\Omega$$

2-4.1.2 Calcul de $X_{\sigma s}$ et $X'_{\sigma r}$

A l'aide du tableau qui présente les coefficients empiriques de distribution des réactances de la machine asynchrone, nous déterminons les valeurs des réactances

Distribution empirique des réactances de fuite entre le stator et le rotor des machines asynchrones			
Classe	Caractéristiques	Fraction de $(X_{\sigma s} + X'_{\sigma r})$	
		$X_{\sigma s}$	$X'_{\sigma r}$
A	Couple de démarrage normal Courant de démarrage normal	0.5	0.5
B	Couple de démarrage normal Bas courant de démarrage	0.4	0.6
C	Couple de démarrage élevé Bas courant de démarrage	0.3	0.7
D	Couple de démarrage élevé Glissement élevé	0.5	0.5
Rotor bobiné		0.5	0.5

Tableau (2.1) : coefficient empiriques de distribution des réactances de fuite asynchrones
(selon AIEE test code)

La machine que nous utilisons est de classe A, par conséquent, on considère comme égales, les réactances de fuites statorique et rotorique ramenée au stator, soit : $X_{\sigma s} = X'_{\sigma r}$.

$$\begin{aligned}
 X_{\sigma s} &= \frac{1}{2} \sqrt{Z_{cc}^2 - (R_s + R'_r)^2} \\
 &= \frac{1}{2} \sqrt{(7.67)^2 - (3 + 1.45)^2}
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

Donc on obtient

$$X_{\sigma s} = X'_{\sigma r} = 3.12 \, \Omega$$

Ce qui permet de déterminer les inductances de fuite :

$$L_{\sigma s} = L'_{\sigma r} = X_{\sigma s} / \omega = 3.12 / 100\pi = 9.93 \cdot 10^{-3} \, H$$

2-4-2 Essai à vide

- Montage électrique

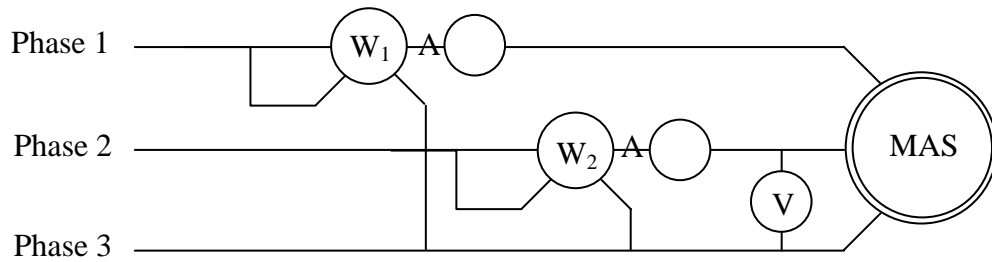


Figure 2.5 Montage électrique.

La machine à vide est alimentée à tension nominale, dans ce cas, $g \cong 0$, la résistance R_r' devient très grande, ceci entraîne un courant presque nul dans la branche rotorique.

Les mesures ont été faites selon la méthode des deux wattmètres comme montré au schéma précédent. Le bilan de puissance de l'essai à vide sous tension nominale puis à tension décroissante permet de déterminer :

- Les pertes joule à vide (R_s a été mesurée précédemment)
- Les pertes fer
- Les pertes mécaniques

On relève P_1 , P_2 , V_{10} et I_{10} , on procède à certains calculs qui utilisent $P_{10} = (P_1 + P_2)$, $V_s = 380$ v et les pertes par effets joules $P_J = 3R_s I_{10}^2$.

Les résultats obtenus sont classés dans le tableau ci-dessous :

Nb essai	U_{10}	I_{10}	P_1	P_2	P_{10}	P_J	$P_{10}-P_J$	$U_{10}^2/100$
1	120.30	0.785	55	-28	27	5.54	21.45	144.7
2	140.55	0.894	64	-40	24	7.19	16.80	197.5
3	160.20	1.01	82	-57	25	9.18	15.81	256.6
4	180.1	1.13	102	72.5	29.5	11.49	18	324.4
5	200.11	1.25	125	-90	35	14.28	20.71	400.4
6	220.2	1.39	155	-115	40	17.38	22.61	484.9
7	240	1.51	202	-135	67	20.52	46.47	576.0
8	260.2	1.65	240	-165	75	24.50	50.49	677.0
9	280.1	1.80	275	-195	80	29.16	50.84	784.6
10	300.4	1.95	325	-225	100	43.83	65.77	902.4
11	320.6	2.13	375	-265	110	40.83	69.16	1027.5
12	340.5	2.30	435	-305	130	47.61	82.39	1159.4
13	360	2.53	505	-355	150	57.60	92.39	1296
14	380.1	2.83	605	-435	170	72.08	97.91	1444.8
15	390.3	3	650	-465	185	81.00	104	1523.3

Tableau (2.2) résultats de l'essai à vide

2-4-2-1 Calcul de la résistance R_μ et la réactance X_μ

Le schéma ci-dessous permet de calculer les différentes réactances. Ce calcul nécessite au préalable l'utilisation de la méthode de séparation des pertes.

D'après la relation (2.14) et la figure (2.6), on peut déduire la réactance de magnétisation X_μ .

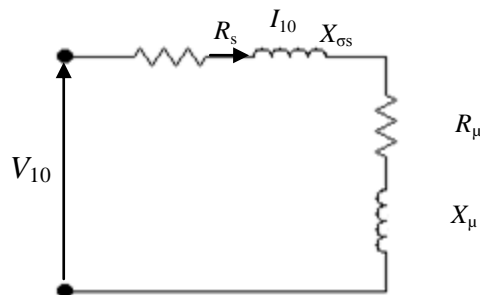


Figure 2.6 Schéma équivalent à vide

on a :

$$V_{10} = Z_{10} I_{10} \quad (2.15)$$

d'où

$$|Z_{10}| = \frac{|V_{10}|}{|I_{10}|} = \frac{380/\sqrt{3}}{2.83} = 77.73 \Omega$$

où

$$Z_{10} = (R_s + R_\mu) + j (X_\mu + X_{\sigma s}) \quad (2.16)$$

$$Z_{10}^2 = (R_s + R_\mu)^2 + (X_\mu + X_{\sigma s})^2$$

$$X_\mu = \sqrt{(Z_{10}^2 - (R_s + R_\mu)^2)} - X_{\sigma s} \quad (2.17)$$

alors on calcule R_μ

on a d'autre part

$$P_{10} = 3(R_s + R_\mu) I_{10}^2 + P_{méc} \quad (2.18)$$

$$\Rightarrow R_\mu = [(P_{10} - P_{méc}) / 3 I_{10}^2] - R_s$$

d'après la courbe de la méthode de séparation des pertes on trouve :

$$P_{méc} = 8.63 \text{ w} \Rightarrow P_{fer} = 89.29 \text{ w}, \quad P_{10} = 170 \text{ w}.$$

d'où :

$$R_\mu = \sqrt{(170 - 8.63) / (3 \times 2.83^2)} - 3 \Rightarrow R_\mu = 3.71 \Omega$$

$$X_\mu = \sqrt{(Z_{10}^2 - (R_s + R_\mu)^2)} - X_{\sigma s} \Rightarrow X_\mu = \sqrt{(77.73)^2 - (3 + 3.71)^2} - 3.12 \Omega$$

$$\Rightarrow X_\mu = 74.31 \Omega.$$

$$X_\mu = L_\mu \omega \Rightarrow L_\mu = X_\mu / \omega$$

$$\Rightarrow L_\mu = 74.31 / 2\pi 50 \Rightarrow L_\mu = 0.23 \text{ H}$$

Sachant que la réactance cyclique statorique X_{sc} vaut :

$$X_{sc} = X_{\sigma s} + X_\mu \quad (2.19)$$

$$X_{sc} = 3.12 + 74.31 = 77.43 \Omega$$

Et l'on peut tirer :

$$L_{sc} = \frac{X_{sc}}{\omega} = \frac{77.43}{100\pi} \simeq 0.25H$$

2-4-3 Méthode de séparation des pertes [J.CHA]

la méthode de séparation des pertes repose sur les propriétés des pertes fer et des pertes mécaniques.

-Les pertes fer sont proportionnelles au carré de la tension.

-La vitesse à vide de la machine ne décroît pratiquement pas, c'est-à-dire, elle est considérée comme constante lors des variations de la tension de la valeur nominale à 20% de cette dernière par suite les pertes mécaniques le seront également.

On construit une courbe dont l'axe des ordonnées aura pour grandeur $P_{10} - P_j$ et pour abscisse $V^2/100$. Le carré de la tension à l'abscisse permet d'avoir une courbe linéaire des pertes fer. Le prolongement de cette caractéristique coupe l'axe des ordonnées au point qui détermine les pertes mécaniques. Les pertes fer sont tirées du graphe au point de la tension nominale.

Ceci est montré sur la figure suivante :

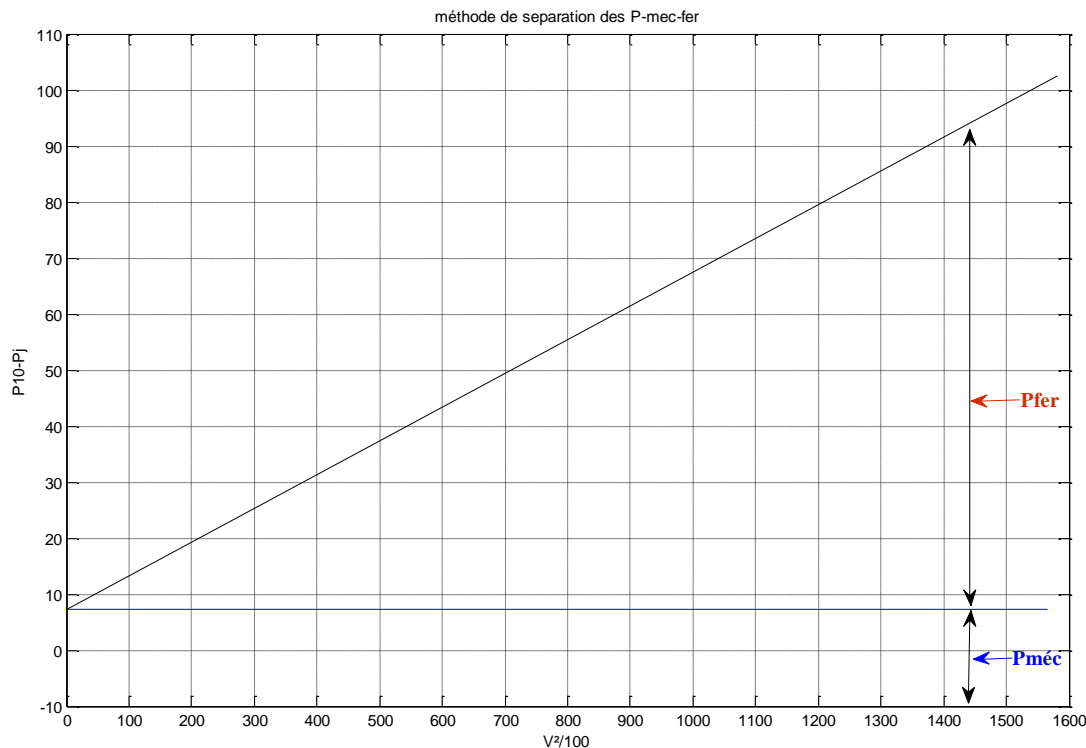


Figure 2.7 Méthode de séparation des pertes ferromagnétiques et mécaniques

De la courbe de la méthode de séparation des pertes, on tire à partir des valeurs nominales, les pertes mécaniques et les pertes fer.

$$P_{mec} = 8.63 \text{ w} \quad \text{et} \quad P_{fer} = 89.29 \text{ w}$$

On rappelle que les pertes fer sont assez supérieures devant les pertes mécaniques pour des machines de faibles puissances, ce qui est notre cas

2-5. Détermination des paramètres mécaniques

Les équations électriques sont liées à l'équation mécanique par la position angulaire du rotor qui intervient dans l'expression des inductances mutuelles stator-rotor.

$$J \cdot (d\Omega/dt) = C_{mot} - C_{res} \quad (2.20)$$

2-5.1 Détermination du moment d'inertie J ; (méthode de Routin)

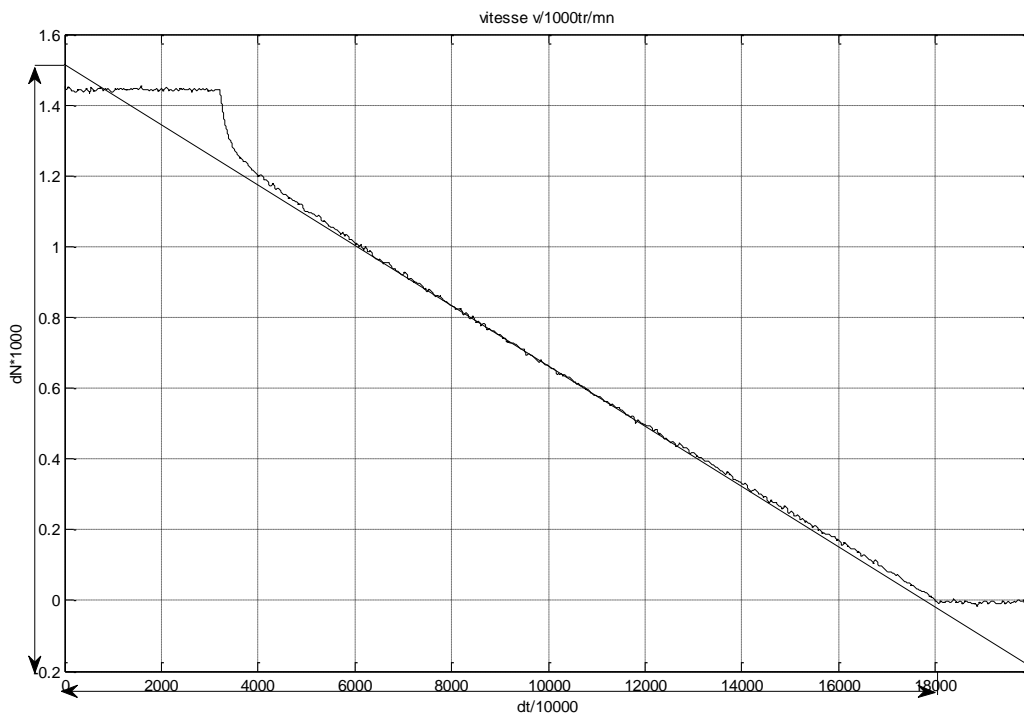


Figure 2.8 essai de ralentissement

2-5-1-1 Essai de ralentissement

Le principe de la méthode de ralentissement utilisée consiste à lancer la machine à sa valeur nominale w_n puis à couper l'alimentation et à laisser la machine ralentir sous l'effet des frottements.

La vitesse diminue progressivement sous l'effet des pertes mécaniques $(-f_r \Omega^2)$.

on a donc :

$$P_{méc} = -f_r \Omega^2 = J \Omega (d\Omega/dt) \quad (2.21)$$

Le terme $\Delta\Omega_r/\Delta t$ représente la pente de la tangente à la courbe de ralentissement au point A. Ce point A est généralement le point où la vitesse est la moitié de la vitesse nominale, car c'est à cette vitesse que les pertes sont connues.

avec : $P_{méc} = 8.63W$

Ω_r : est la vitesse angulaire du rotor en (rad/s).

d'après l'expression du couple résistant, l'inertie peut être calculée par :

$$J = \frac{P_{méc}}{\Omega_{r0} \frac{d\Omega_r}{dt}} \quad (2.22)$$

A partir de la figure (4.8), on trouve

$$\Omega_{r0} = 149.7 \text{ rad / s}$$

$$\Delta\Omega_r = 153.91 \text{ rad / s}$$

$$\Delta t = 18.256 \text{ s}$$

donc
$$J = \frac{8.63}{149.7 \frac{153.9}{18.256}}$$

on obtient $J = 0.00684 \text{ kg.m}^2$.

2-5.2 Détermination du coefficient de frottement fr

on a
$$\Delta t = \frac{J}{fr} \quad (2.23)$$

on peut écrire :
$$fr = \frac{J}{\Delta t} = \frac{0.13}{18.256} = 3.746 \cdot 10^{-4} \text{ Nm.s / rad} .$$

on obtient alors :
$$fr = 3.746 \cdot 10^{-4} \text{ Nm.s / rad} .$$

Comme on a besoin des valeurs des résistances et des inductances des barres et de l'anneau de court circuit, on démonte alors la machine pour effectuer des mesures géométriques comme la longueur active, le rayon ainsi que l'entrefer. Ces derniers nous ont été utiles pour le calcul de l'inductance cyclique statorique L_{sc} , ainsi que les inductances principales et mutuelles des circuits élémentaires du rotor données par les expressions établies précédemment dans le chapitre 1.

Pour le calcul de la surface des barres du rotor, nous nous sommes inspirés par celle du rotor se trouvant dans le labo. Ce rotor est coupé transversalement montrant ainsi le circuit magnétique, la répartition des barres et leur forme. Le calcul de la section a été établie selon le schéma suivant :

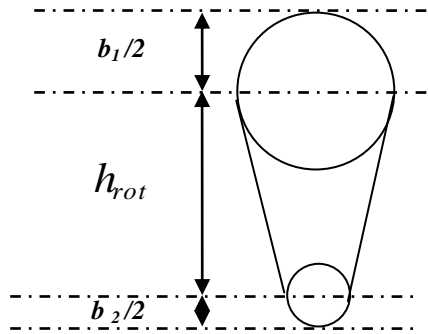


Figure 2.9 : Encoche rotoriques

Matériaux aluminium injecté

Les valeurs mesurées est :

$$b_1 = 0.005015 \text{ m} ; \quad b_2 = 0.004488 \text{ m} ; \quad h_{rot} = 0.001 \text{ m}$$

on calculer la section d'une barre par la formule suivante :

$$S_b = \frac{\pi}{8} (b_1^2 + b_2^2) + \frac{1}{2} (b_1 + b_2) h_{rot} \quad (2.24)$$

d'où : $S_b = 65.3012 \text{ mm}^2$

Et pour l'anneau on trouve les valeurs suivante :

e_{an} : épaisseur d'anneau = 0.0155 m

L_{an} : largeur d'anneau = 0.01714 m

On suppose la section d'anneaux en forme rectangulaire, alors que la section d'anneau s'écrit comme suite :

$$S_{an} = e_{an} \cdot L_{an} = 2.6567 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

2-6 Calcul des paramètres du rotor

2-6-1 Calcul de la résistance d'une barre rotorique

La résistance de la barre rotorique est donnée par :

$$R_b = \frac{\rho_{Al} l_b}{S_b} \quad (2.25)$$

tel que :

ρ_{Al} : La résistivité de l'aluminium = $2.9 \times 10^{-8} \text{ m}$

l_b : La longueur de la barre = $142.5 \times 10^{-3} \text{ m}$

S_b : La section de la barre = $65.3012 \times 10^{-6} \text{ m}^2$

Alors que : $R_b = 6.55 \times 10^{-6} \Omega$

2-6-2 Calcul de la résistance de l'anneau

La résistance de l'anneau est donnée par :

$$R_{an} = \frac{\rho_{Al} l_{an}}{S_{an}} \quad (4.26)$$

l_{an} : Longueur de l'anneau $= \pi \cdot D_{moy} = \pi \cdot 79,95 \cdot 10^{-3} = 251,17 \cdot 10^{-3} m$

S_{an} : Section de l'anneau $= 2.6567 \times 10^{-4} m^2$

d'où $R_{an} = 2.74 \times 10^{-5} \Omega$.

2-6-3 Calcul de l'inductance de la barre et de l'anneau

D'après quelques ouvrages [A02] on suppose que $L_{an} = L_b$, et d'après la Formule de Liwshitz-

$$\text{Garik : } L_{an} = \frac{\mu_0}{3p} \left[\frac{l}{3} (2 \times e_{an}) + k\tau \right] \quad (2.27)$$

p : Nombre de paire de pôles $= 2$

e_{an} : Épaisseur de l'anneau $= 1.55 \times 10^{-2} m$

τ : Pas polaire $= \pi \frac{D_{moy}}{2p} = 62.72 \times 10^{-3}$

$k = 0.18$ pour $p=1$ et $k = 0.36$ pour $p > 1$

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide (de l'air). $= 4\pi \cdot 10^{-7} H \cdot m^{-1}$

on obtient :

$$L_b = L_{an} = 6.893 \times 10^{-7} H$$

Le tableau suivant donne les principaux paramètres de la machine asynchrone :

Résistance du stator R_s	3	Ω
Résistance du rotor ramenée au stator R_r'	1.45	Ω
Résistance de fer R_μ	3.71	Ω
Inductance cyclique du stator L_{sc}	0.25	H
Inductance de fuite du rotor ramenée au stator $L'_{\sigma r}$	9.93	mH
Inductance de fuite du stator $L_{\sigma s}$	9.93	mH
le moment d'inertie J	0.00684	Kg.m ²
coefficient de frottement f_r	3.746×10^{-4}	N.m.s/rad
Résistance d'une barre rotorique R_b	6.55×10^{-5}	Ω
Résistance de l'anneau R_{an}	2.74×10^{-5}	Ω
Inductance de la barre L_b	6.893×10^{-7}	H
Inductance de l'anneau L_{an}	6.893×10^{-7}	H

Tableau 2.3 : résultats des paramètres de la machine asynchrone

2-7 Conclusion

La méthode a permis d'élaborer un modèle mathématique de la machine composé par un système d'équations intégro-différentielles qui régissent le fonctionnement de celles-ci. Ce système contient un certain nombre de coefficients ou de paramètres qu'il faut impérativement connaître avant d'envisager tout projet (commande, diagnostique, etc...).

La plaque signalétique ou les données fournies par le constructeur ne sont pas assez suffisants pour connaître directement ces paramètres. L'identification est une opération qui intervient pour les déterminer. Il s'agit évidemment de déterminer aussi bien les paramètres électriques que mécanique.

Nous avons également montré que le modèle diphasé équivalent que nous avons adopté est utile pour valider les paramètres après identification expérimentale par les méthodes classiques de mesure. Ainsi, nous pouvons dire que les deux modèles présentés ne doivent pas apparaître comme concurrents mais plutôt complémentaires.

CHAPITRE 3

**Diagnostic des défauts
de la machine asynchrone
de la machine
asynchrone à cage**

3-1 Introduction

La sécurité des systèmes présente une importance majeure dans les processus industriels, toute défaillance de l'instrumentation conduit à la génération d'information fausses, la machine asynchrone est très répandue dans le milieu industriel grâce à sa robustesse, malgré ses qualités la machine asynchrone à cage d'écurieil peut présenter des défauts structurels, parmi lesquels la rupture totale ou partielle de barre rotorique et portion d'anneau. Dans ce chapitre on va présenter les différents défauts au niveau de la machine asynchrone.

3-2 Causes des défauts

Les origines des défauts sont souvent de nature différentes, mais sont généralement fortement liées les uns aux autres, on cite comme causes majeures [B 05] :

- a) Causes thermiques : balourds thermique, points chauds, températures ambiantes élevées.
- b) Entourage du moteur (tension transitoire d'alimentation, inverseurs, air de refroidissement, mauvais courant de charge, sur charge, corrosion humidité...)
- c) Causes mécaniques et mauvais emploi du moteur (résonance avec la commande de la vitesse, chocs en service, vibrations, jeu excessifs, balourds mécaniques....)
- d) Les vices de fabrication.
- e) Erreurs pendant la réparation (taille et type impropriété d'enroulement, roulement inadéquat).
- f) dépassement de la durée de vie du moteur.

3-3 Différents défauts dans la machine asynchrone à cage

3-3-1 Défauts statoriques

A partir des études théoriques, il a été montré que le courant statorique avait un spectre enrichi par la création d'un court-circuit au stator, les fréquences additionnelles sont données par la relation suivante [B 05] :

$$f_{cc} = \left\{ \frac{n}{p}(1 - g) \pm k \right\} f_s \quad (3.1)$$

Où : f_{cc} : fréquence de court-circuit

n : entier naturel

$k=1, 3, 5, \dots$

Les différents courts-circuits sont représentés dans la figure ci-dessous :

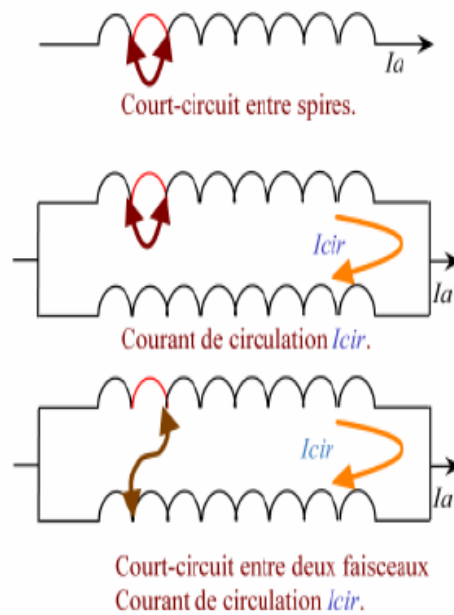


Figure 3.1 Différents court circuits au stator

Dans ces deux dernières cas, il peut y avoir existence d'un courant de circulation (I_{cir}) dans ces deux faisceaux car la différence de potentiel est différente entre les extrémités de ceux-ci, il y'a aussi autres défauts statorique :

- coupure d'une phase,
- défaut d'isolation,
- défauts du circuit magnétique (rupture de tôle).

3-3-2 Défauts rotorique [H 02]

L'analyse du spectre du courant statorique en régime permanent fournit des indications sur les défaillances rotorique telles que les ruptures de barres, d'anneaux de court-circuit ou l'excentricité d'entrefer [B 05] [H 02].

3-3-2-1 Défaut de cassure de barre

La cassure de barre rotorique provoque une dissymétrie du rotor. Le résultat de la dissymétrie réside dans la création d'un champ tournant de sens opposé a celui génère par le stator, et cela à la fréquence de glissement par conséquent, il y'aura création d'un courant supplémentaire dans le bobinage statorique, la relation de la fréquence est donnée sous la forme :

$$f_{bc} = (1 \pm 2kg)f_s \quad (3.2)$$

f_{bc} : fréquence de barre cassée.

3-3-2-2 Défaut d'excentricité

La géométrie du rotor peut présenter des dissymétries qui sont naturelles celles ci relèvent de trois catégories qui sont pour l'essentiel :

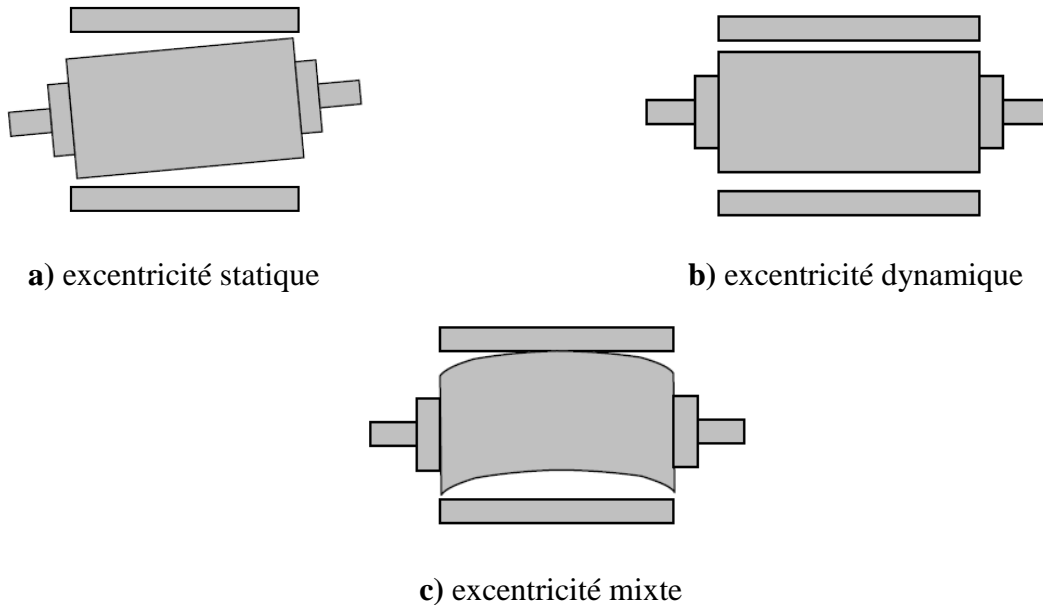


Figure 3.2 Représentation de l'excentricité statique, dynamique et mixte

a) L'excentricité statique correspond au cas le centre de rotation du rotor n'est pas celui du centre géométrique du stator.

b) L'excentricité dynamique correspond, elle a un centre de rotation du rotor différent du centre géométrique du stator mais, de plus le centre de rotor tourne autour du centre géométrique de ce stator.

c) L'excentricité mixte est la somme des deux cas présentés ci-avant

Les fréquences induites proche, du fondamental, sont données par [B 02] :

$$f_{exe} = \left[1 \pm n \left(\frac{1-g}{p} \right) \right] f_s \quad (3.3)$$

f_{exe} : Fréquence d'excentricité

Une seconde approche consiste à utiliser une expression liant le défaut de barre casée à celle de l'excentricité et des encoches au rotor. C'est ainsi qu'une équation sous forme compacte, fait apparaître les harmoniques de fréquences relatives à ces défauts et qui dépendent pour beaucoup du nombre de pair de pôles.

Les causes de l'excentricité peuvent être dues au positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à l'usure des paliers ou à la torsion de l'arbre.

3-3-2-3 Défaut dû au palier [S 03]

La relation entre les vibrations des roulements à billes et le spectre du courant statorique est basée sur le fait que toutes les excentricités interfèrent sur le champ dans l'entrefer de la machine asynchrone, pour cela les harmoniques contenus dans le spectre du courant statorique peuvent être d'écrits par l'expression [S 03] :

$$f_{roul} = f_s \pm k f_v \quad (3.4)$$

D'où $k=1, 2, 3 \dots$, et f_v est l'une des fréquences caractéristiques des vibrations ($f_b, f_{b.int}$ ou $f_{b.ext}$).

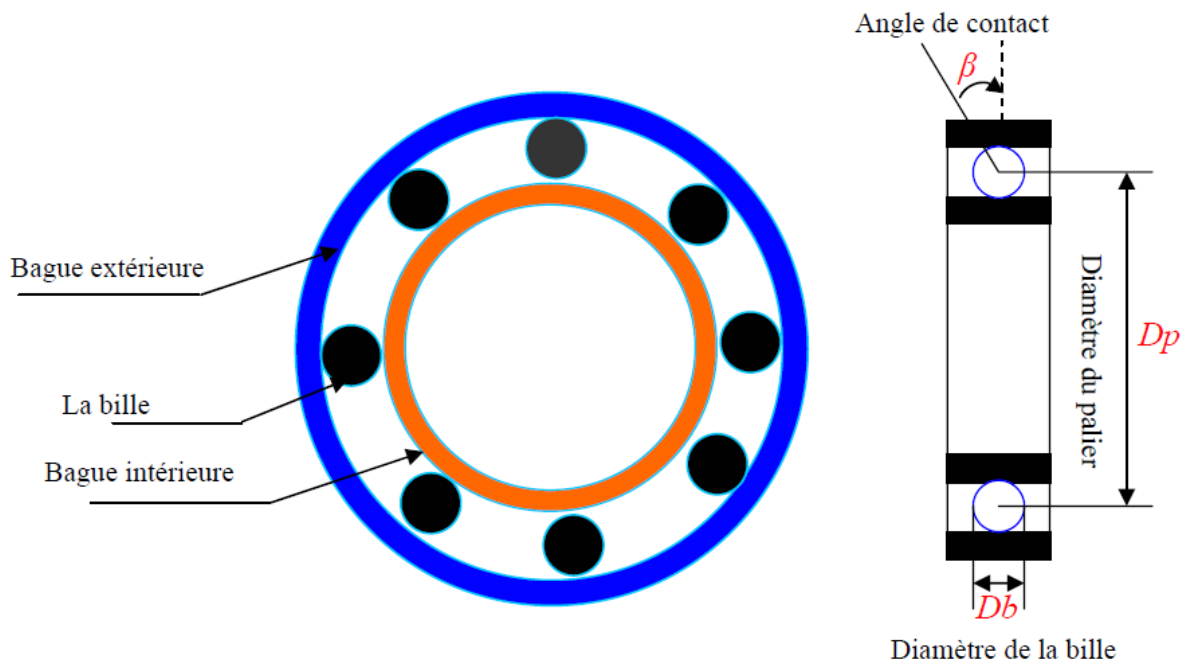


Figure 3-3 Dimensions du roulement à bille

Les fréquences caractéristiques des vibrations dépendent de l'élément du roulement affecté par un défaut et sont liées aux paramètres physiques du roulement.

Selon [S 03], les fréquences de vibration qui caractérisent les défauts des roulements à bille sont :

- Défaut au niveau d'une bille :

$$f_b = \frac{D_p}{D_b} f_{rot} \left[1 - \left(\frac{D_b}{D_p} \cos(\beta) \right)^2 \right] \quad (3.5)$$

- Défaut sur la bague intérieure :

$$f_{b.int} = \frac{n_p}{2} f_{rot} \left[1 + \left(\frac{D_b}{D_p} \cos(\beta) \right) \right] \quad (3.6)$$

- Défaut sur la bague extérieure :

$$f_{b.ext} = \frac{n_p}{2} f_{rot} \left[1 - \left(\frac{D_b}{D_p} \cos(\beta) \right) \right] \quad (3.7)$$

Où : n_b est le nombre d'éléments roulants, D_b le diamètre d'un élément roulant, D_p la distance entre les centres des billes diamétralement opposées β l'angle du contact des billes avec les bagues du roulement et f_{rot} est la fréquence de rotation du rotor.

Pour des dimensions courantes où le nombre de billes comprises entre 6 et 12, pour cela, il est usuel d'appliquer les deux relations suivantes :

$$f_{b.int} = 0.6n_b f_{rot}$$

$$f_{b.ext} = 0.4n_b f_{rot}$$

3-4 Conséquences des défauts

Les défauts qui surviennent sur les machines asynchrones conduisent à de multiples problèmes qui affectent la rentabilité de l'installation globale, et qui peuvent aller jusqu'à l'arrêt total. On cite parmi les conséquences des défauts :

- Effectuassions au niveau du couple et de la vitesse
- Appel supplémentaire de courant
- Déséquilibre au niveau de la tension et de courant de ligne
- Augmentation des arrêts non programmés, des pertes de production et par conséquent le rendement global.

3-5- Méthodes de diagnostic [B 05] [A 02]

Le raisonnement et la connaissance sont deux éléments clés dans la solution d'un problème. Le diagnostic est au niveau conceptuel une distribution systématique des symptômes en diverses catégories de défauts. Par rapport à la connaissance et au raisonnement deux grandes classes des méthodes de diagnostic existant :

- les méthodes internes et externes.
- les méthodes inductives et déductives

3-5-1 Méthodes externes

Les méthodes externes de diagnostic supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine acquise par apprentissage, ces méthodes se basent sur l'analyse des signaux que fournit la machine lors de son fonctionnement, les signaux utilisables peuvent être :

Flux d'entrefer, puissance instantanée, courant statorique et vibration acoustique.

3-5-2 Méthodes internes

La connaissance du modèle permet de décrire les relations de cause à effet, ces méthodes requièrent une connaissance approfondie du fonctionnement sous la forme de modèle mathématique, ces méthodes utilisent un modèle pour reproduire le comportement du système.

On distingue ces méthodes suivant le modèle utilisé.

- **Modèle de simulation** : les modèles analytiques utilisés dans ce mode sont représentés par des équations d'état ou des fonctions de transfert.
- **Observateur (estimateur)** : ce modèle est décrit sous une représentation de variable d'état.
- **Estimation paramétrique** : c'est la détermination des vecteurs des paramètres qui gouvernent le comportement dynamique du système.
- **Modélisation des signaux** : dans cette méthode, le contenu spectral, l'évolution temporelle des variables mesurées sont exploitées pour détecter et localiser les défauts, l'analyse spectrale est très utilisée pour détecter des défaillances dans les machines électriques.

3-5-3 Méthodes inductives

Elles correspondent à une approche montante ou recherche en avant, il s'agit de trouver le défaut à partir de ses effets sur le système, ces méthodes utilisent un mécanisme de raisonnement en avant qui a pour objectif d'interpréter les symptômes ainsi que leur combinaison afin de trouver le défaut.

3-5-4 Méthodes déductives

Le raisonnement en arrière est la principale caractéristique de ces méthodes, la méthode déductive doit trouver quels sont les effets dans le système

Une vérification des effets trouvés par rapport aux effets possibles permet de confirmer l'existence d'un défaut.

Le diagnostic peut utiliser soit un seul type de raisonnement (avant ou arrière) soit une combinaison de raisonnement (avant et arrière) dans ce dernier cas le raisonnement appelé mixte ou avant arrière.

3-6- Modélisation de la machine asynchrone à cage

La modélisation et la simulation des machines constituent une étape primordiale en matière de diagnostic. Elles permettent la compréhension du fonctionnement defectueux, la vérification sur prototype virtuel de l'efficacité des algorithmes de détection de défaut et elles apportent également la possibilité de construire des bases de données sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts. Parmi les approches de modélisations existantes, on cite [B05] [A 02].

3-6-1 Approche analytique

Les modélisations analytiques reposent sur le concept d'inductance, notion qui caractérise par une relation linéaire entre le flux et le courant. Cette approche globale des phénomènes

électromagnétiques permet d'établir un schéma électrique équivalent de la machine, la théorie des circuits permet de trouver les équations différentielles caractérisant le fonctionnement de la machine [B 05].

3-6-2 Approche numérique

On cite deux méthodes :

- **La méthode des réseaux de perméance**

Elle consiste à découper la machine en plusieurs tubes du flux caractérisés par des perméance. Le mouvement de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméance d'entrefer variable selon la position du rotor. Cette tient en compte aussi la saturation. [S 03].

- **La méthode des éléments finis**

Il s'agit de découper la machine en éléments de tailles suffisamment petites, pour que le matériau magnétique puisse être considéré comme linéaire sur les surfaces correspondantes, et à partir des équations de MAXWELL, il est possible d'exprimer le problème à résoudre.

La méthode des éléments finis permet de reproduire fidèlement le comportement électromagnétique de la machine, et de simuler les défauts d'une manière plus proche de la réalité. Cependant, les moyens et le temps de calcul freinent l'utilisation de telles méthodes en simulation des algorithmes de détection des défauts.

3-7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présentés des notions très importantes en diagnostic, tels que les défauts pouvant affecter la machine asynchrone, leurs causes et leurs conséquences, ainsi que les méthodes utilisées en diagnostic. Notre travail est consacré à l'étude et à la détection des cassures de barres la cage rotorique d'un moteur asynchrone. Pour cela, il faut disposer d'un bon modèle mathématique, décrivant le comportement dans l'état sain et avec défaut. Ceci fait l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE 4

**Simulation du modèle réduit
issu du modèle
multi-enroulement
de la machine
asynchrone à cage**

4-1 Introduction

Dans les chapitres 1 et 2, on a étudié et identifié le modèle réduit issu du modèle multi-enroulement de la machine asynchrone à cage, dans celui-ci on va présenter les résultats de simulation réalisés sous (Matlab/Simulink). On va présenter les courbes des courants, statoriques, rotoriques ainsi que le couple et la vitesse pendant les différentes conditions de fonctionnement, à l'état sain et avec défaut.

4-2 Simulation du modèle à l'état sain

Les **paramètres** du moteur utilisés pour la simulation sont ceux **identifiés** au chapitre 2. Les figures 4.2 à 4.8, montrent respectivement l'évolution du couple électromagnétique, de la vitesse de rotation, des courants statoriques ainsi que les courants rotoriques lors d'un démarrage à vide sous une tension nominale avec une alimentation sinusoïdale équilibrée. A l'instant $t=0.8$ sec nous appliquons un couple résistant de 20 N.m comme c'est illustré aux figures, le couple électromagnétique vient équilibrer le couple résistant, la vitesse diminue et les courants augmentent à leurs valeurs convenables.

4-2.1 Schéma de simulation

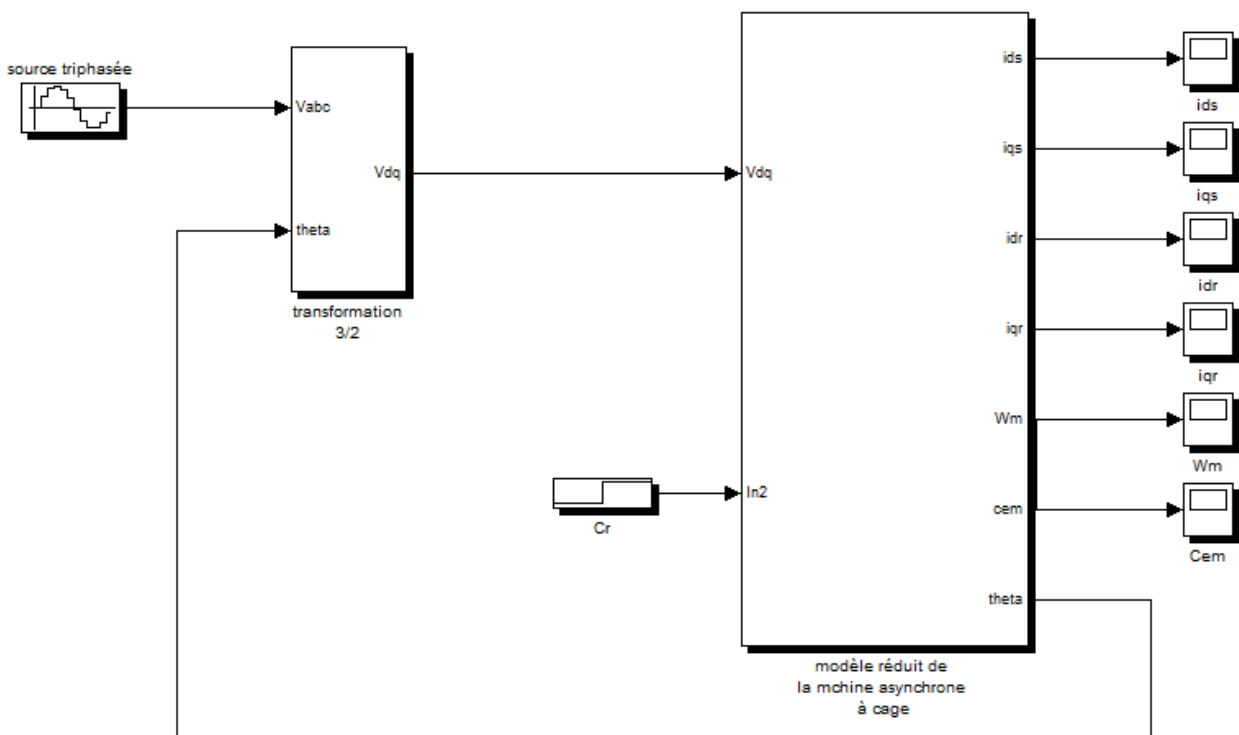


Figure 4.1 schéma de simulation du modèle réduit de la machine asynchrone à cage

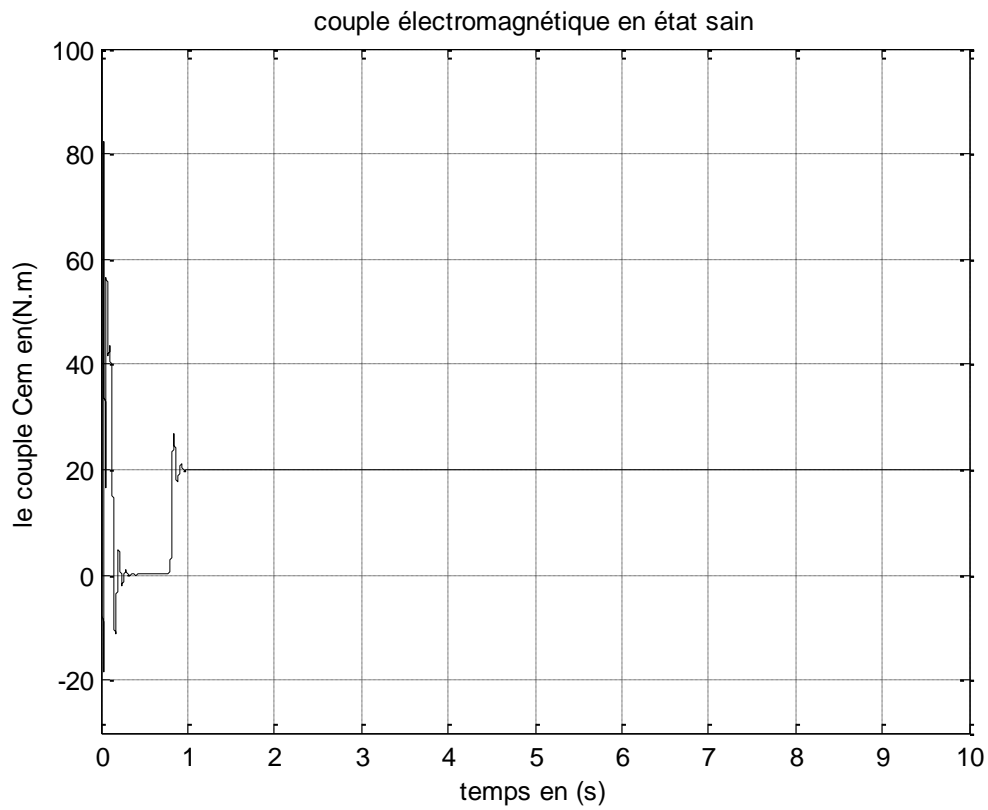


Figure 4.2 le couple électromagnétique, état sain

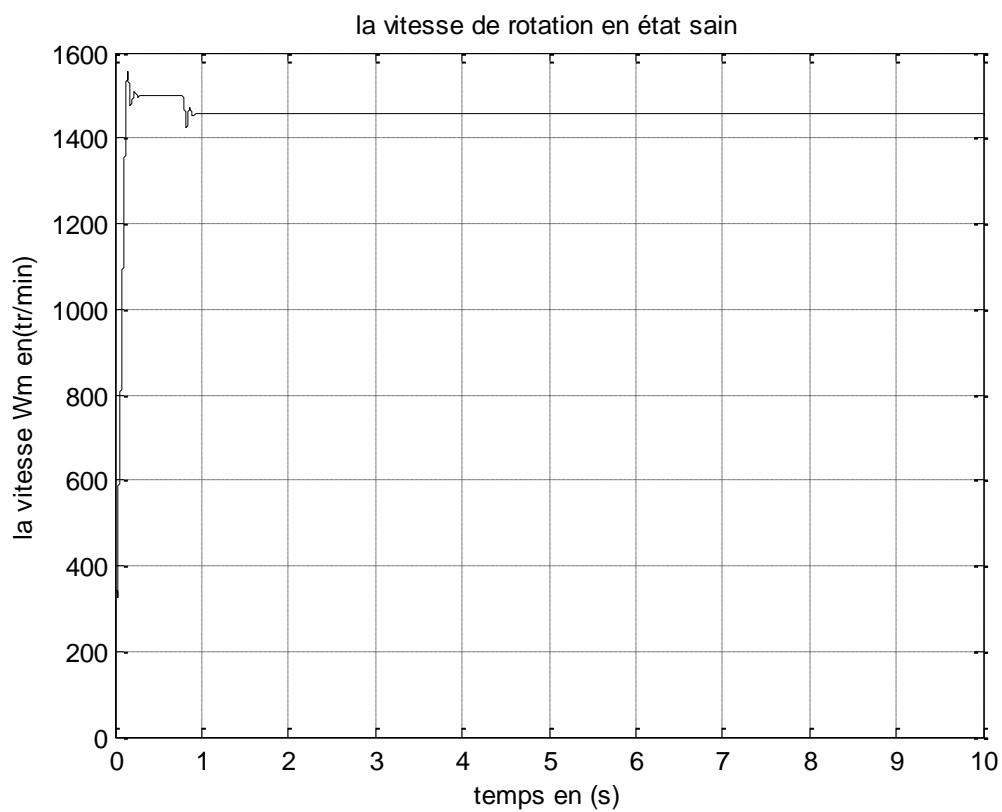
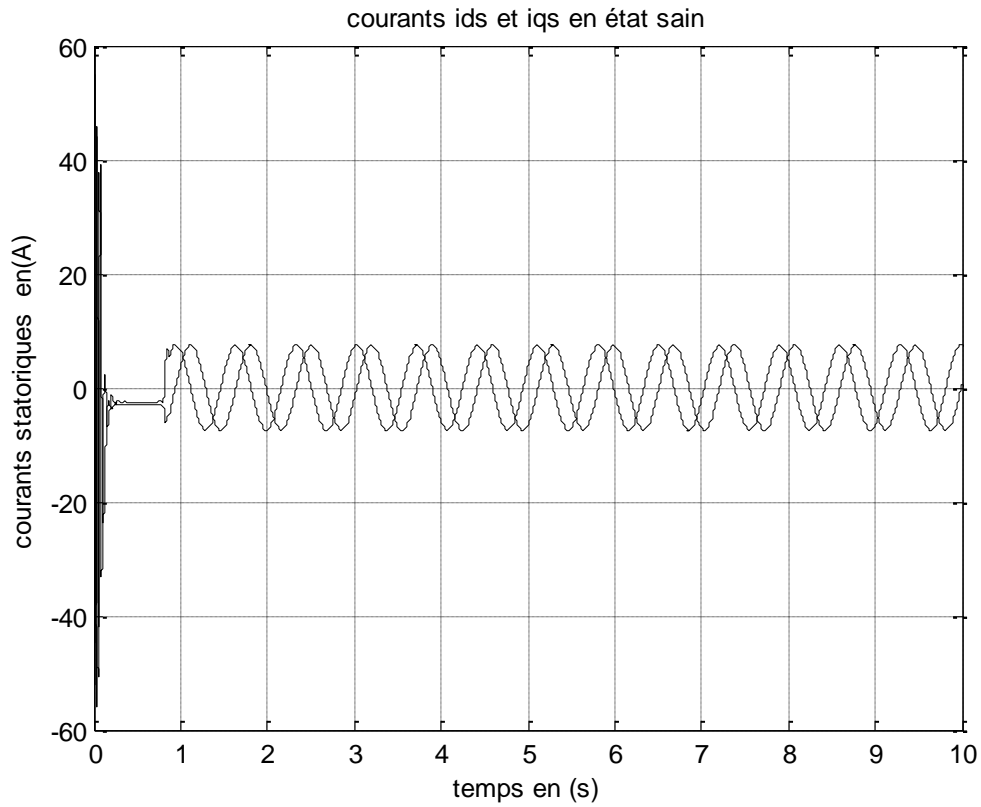
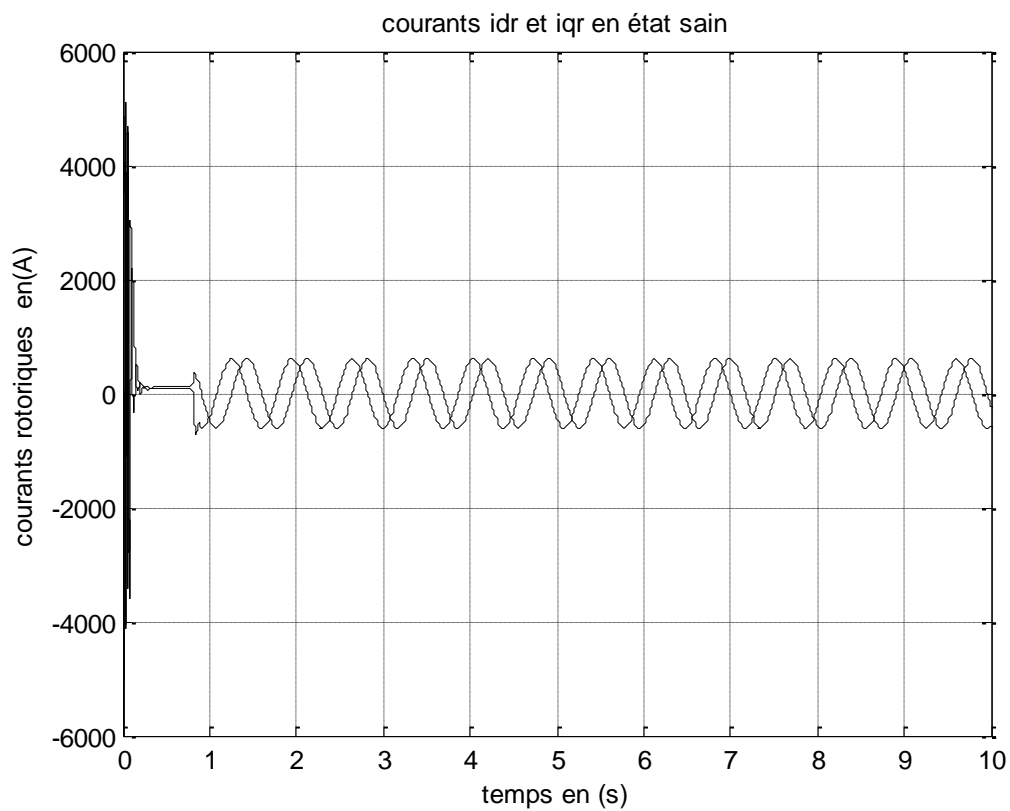
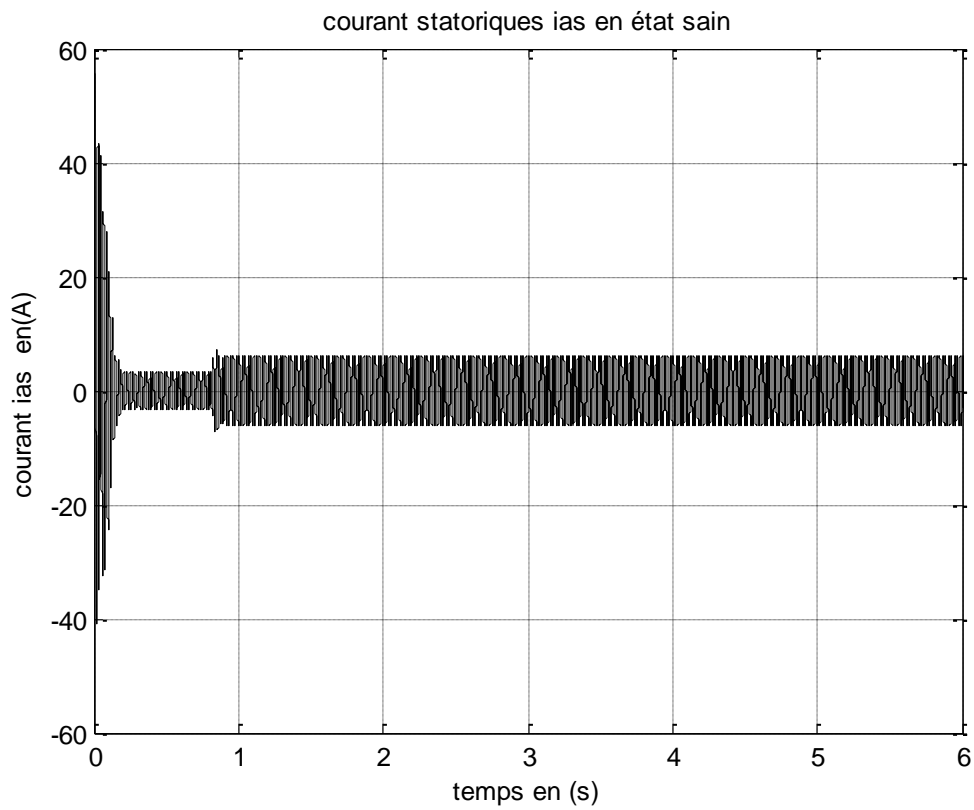
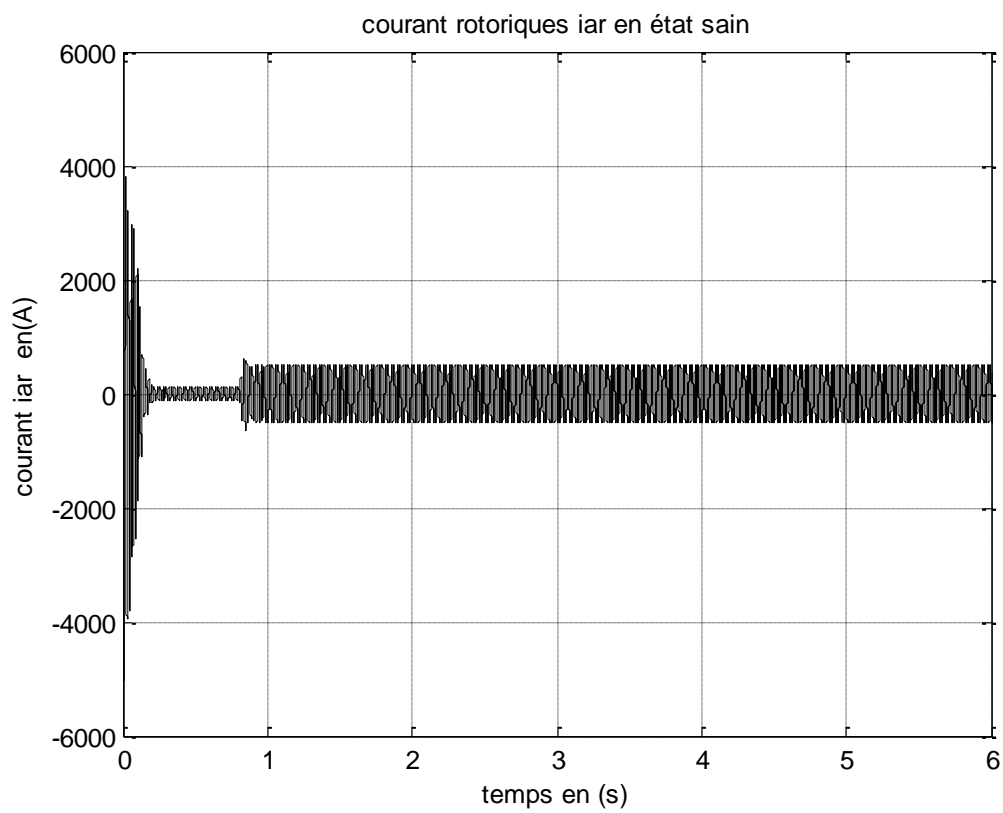


Figure 4.3 la vitesse de rotation, état sain

Figure 4.4 courant statoriques i_{ds} et i_{qs} , état sainFigure 4.5 courant rotoriques i_{dr} et i_{qr} , état sain

Figure 4.6 courant statoriques i_{as} , état sainFigure 4.7 courant rotoriques i_{ar} , état sain

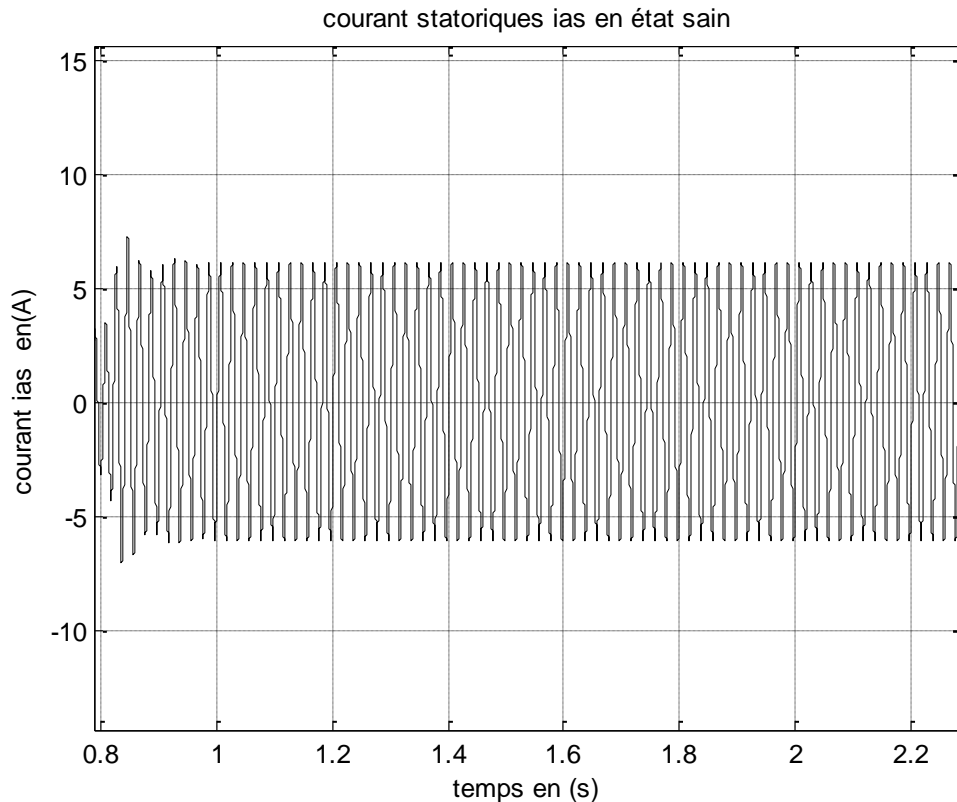


Figure 4.8 zoom du courant statorique i_{as} , état sain

4-3 Simulation de rupture de barres au rotor

4-3-1 Simulation de la rupture d'une barre

En réalité, le courant dans la barre rompue n'est jamais nul. Les barres ne sont pas isolées du circuit magnétique du rotor, il existe toujours un courant qui passe par les tôles du rotor. Une augmentation de 6 fois de la résistance initiale de la barre rompue a permis d'aboutir à des résultats en concordance avec ceux trouvés dans la littérature.

A $t = 2.5$ sec, nous simulons la rupture d'une barre, le courant dans cette barre se répartit dans les barres voisines. Ceci se traduira donc par des pertes par effet Joules plus importantes sur certaines barres du rotor, les contraintes thermiques dans ces barres pourraient alors accélérer leur vieillissement jusqu'à la rupture.

Le rotor avec barre cassée crée en plus du champ rotorique direct qui tourne à $g\omega_s$ par rapport au rotor, un champ rotorique inverse qui lui tourne, à $-g\omega_s$ dans le repère rotorique. L'interaction de ces champs avec celui issu du bobinage statorique donne naissance à un couple électromagnétique qui est la somme d'une composante directe constante et d'une composante inverse sinusoïdale de pulsation $2g\omega_s$ (fig 4.9)[ABED 99]

Cette dernière sera la cause d'oscillation de la vitesse qui peut contribuer à une fatigue supplémentaire de l'arbre (fig 4.9).

Le zoom de la figure (4.15) permet de vérifier la modulation de l'enveloppe du courant statorique après la rupture de la barre. La pulsation de cette modulation est de $2g\omega_s$.

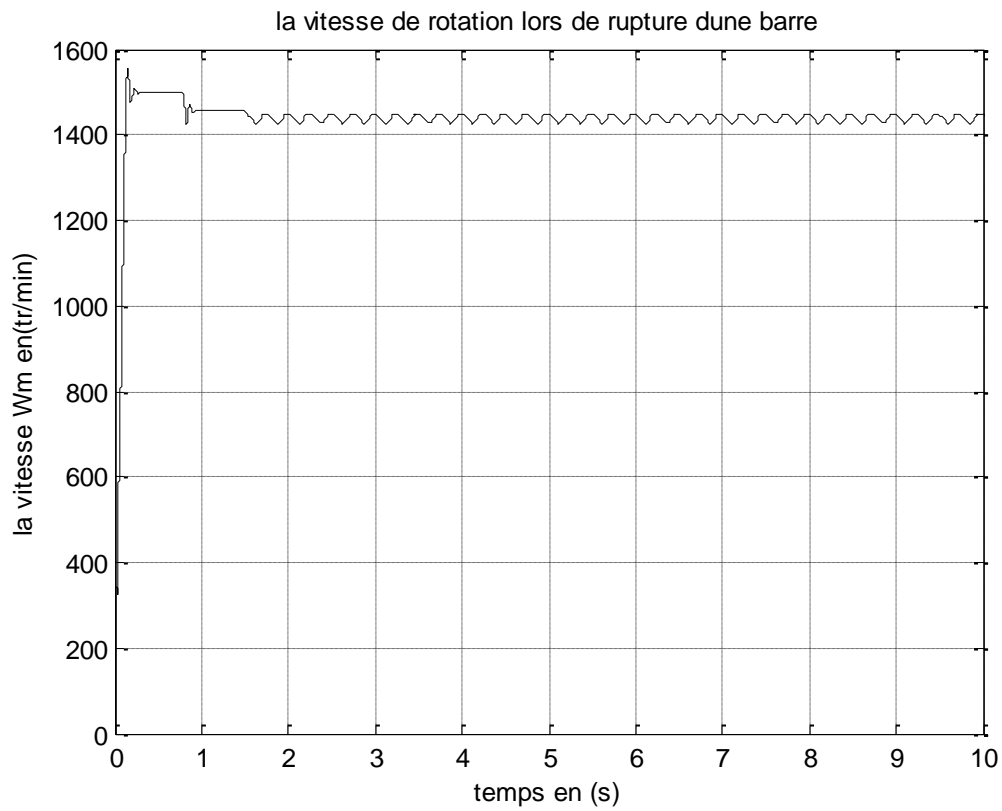
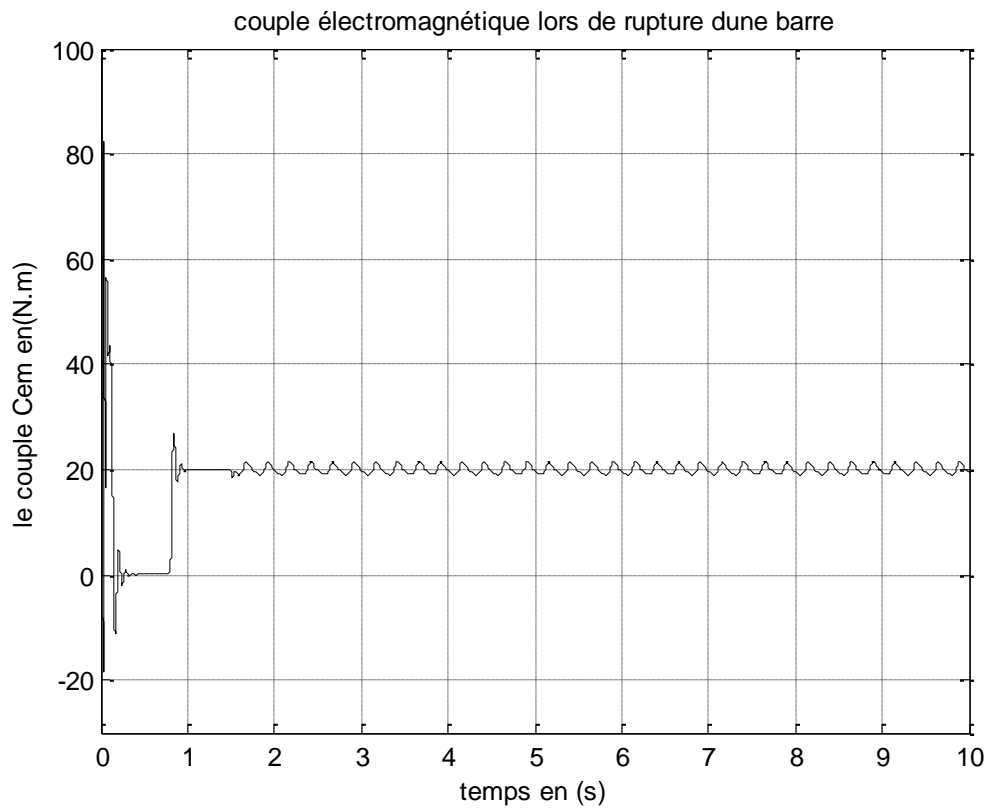
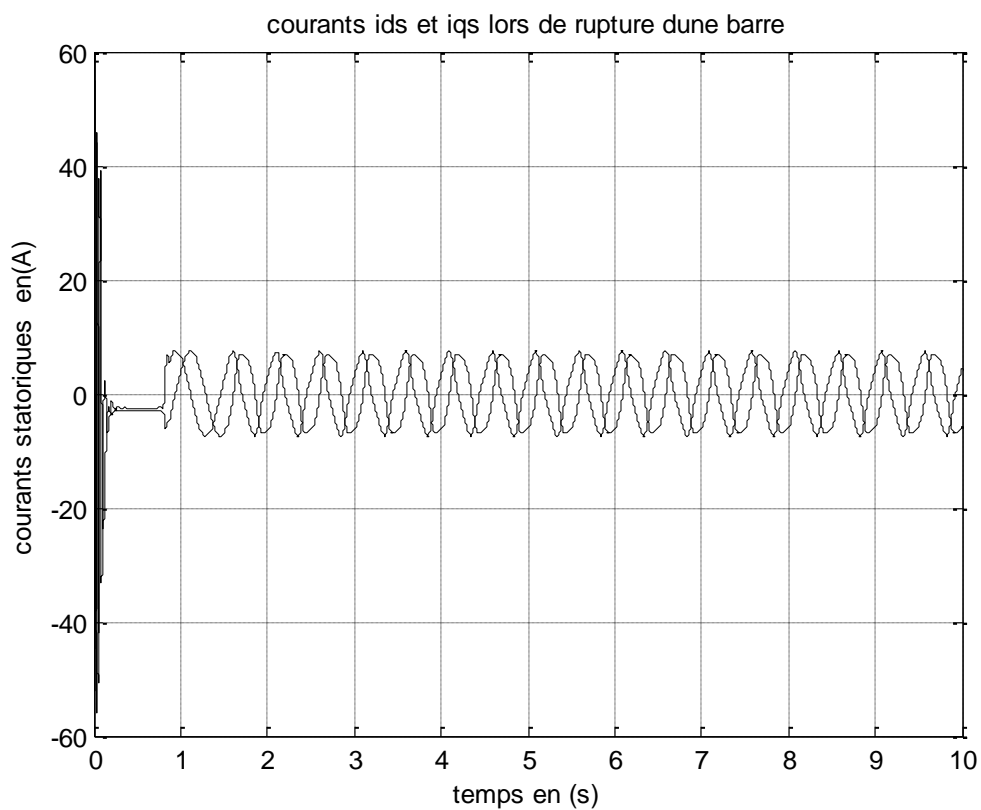


Figure 4.9 la vitesse de rotation ω_m , lors de la rupture d'une barre

Figure 4.10 le couple électromagnétique C_{em} , lors de la rupture d'une barreFigure 4.11 courant statoriques i_{ds} et i_{qs} , lors de la rupture d'une barre

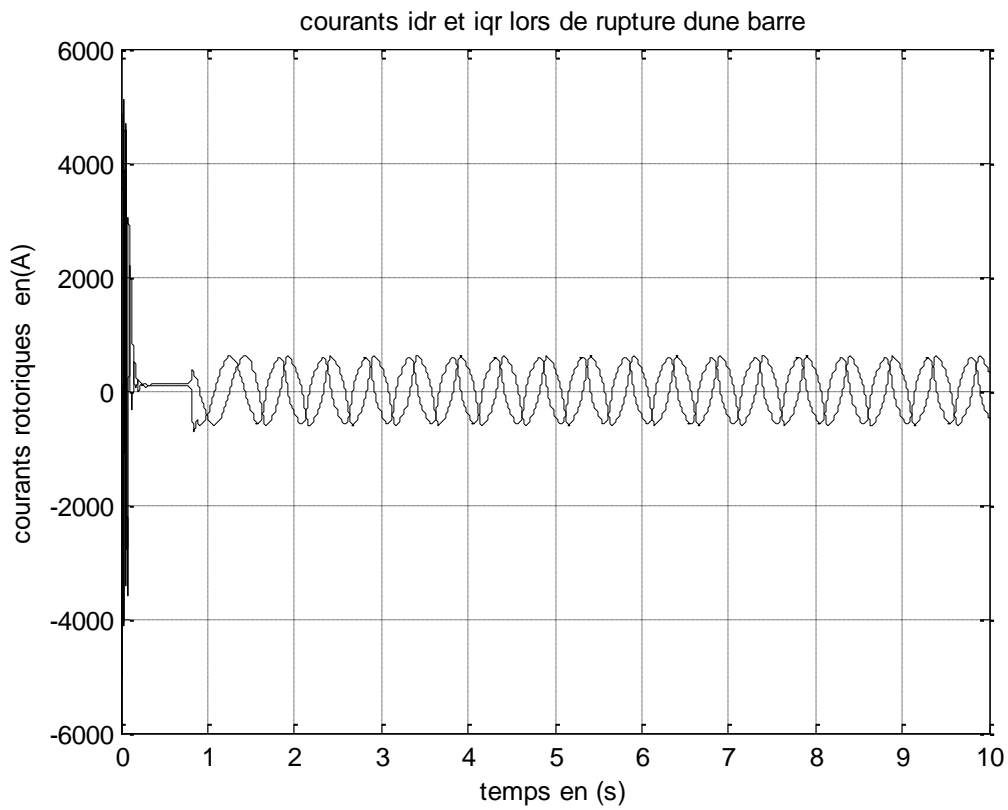


Figure 4.12 courant statoriques i_{dr} et i_{qr} , lors de la rupture d'une barre

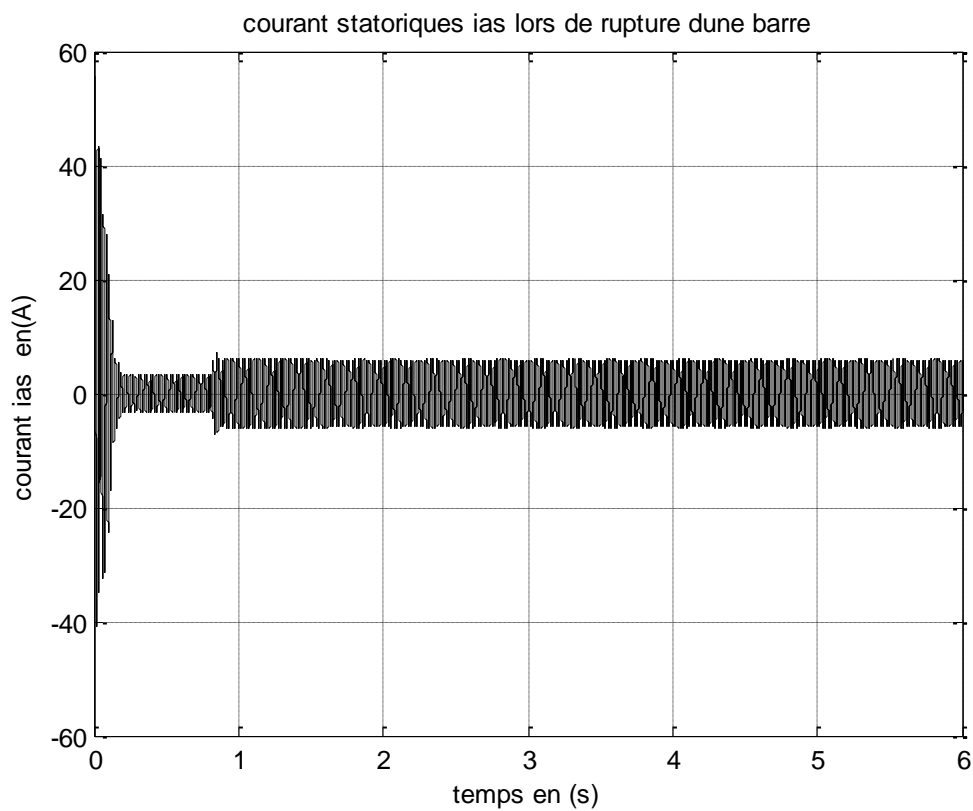
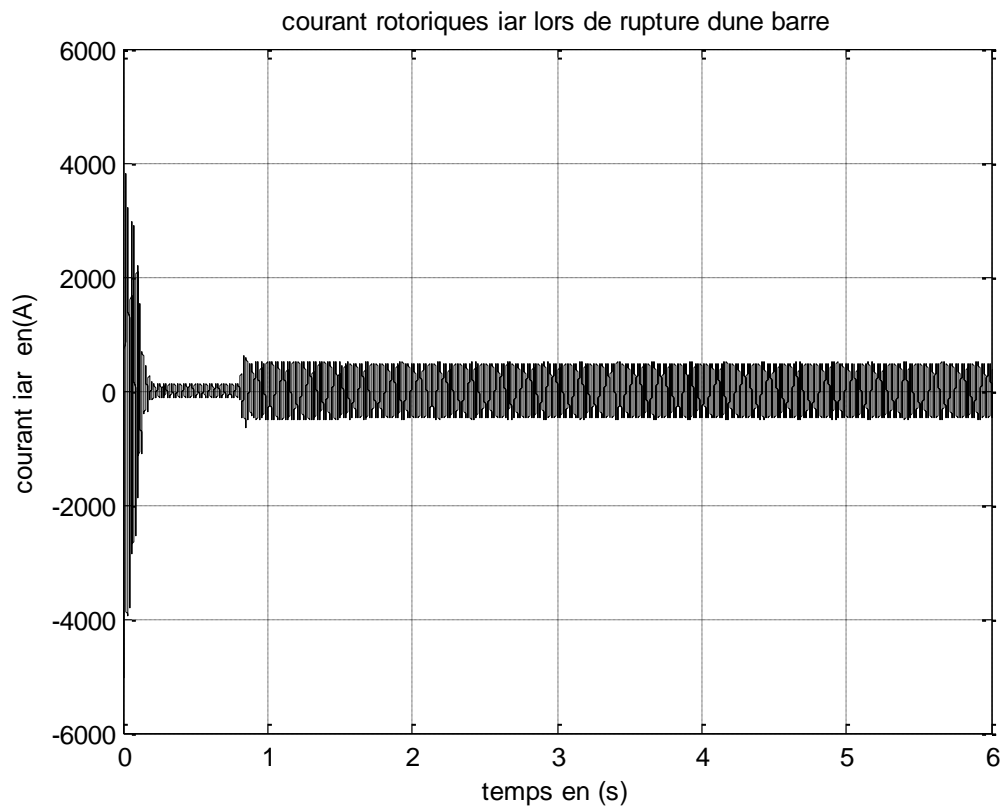
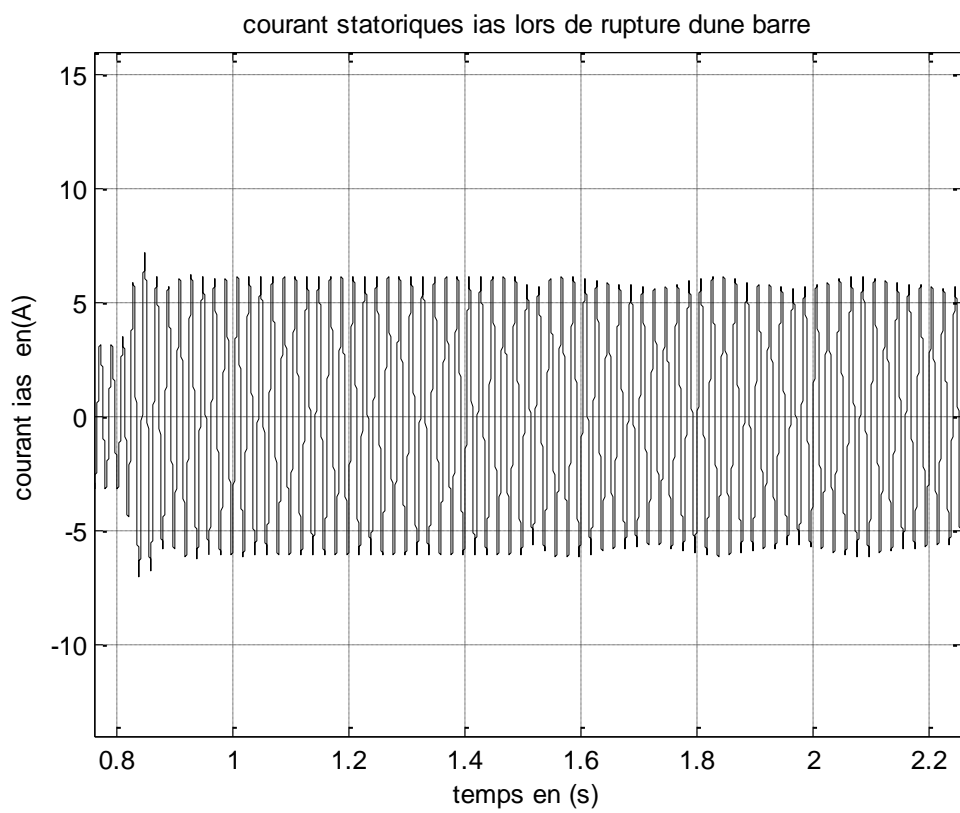


Figure 4.13 courant statorique i_{as} , lors de la rupture d'une barre

Figure 4.14 courant rotorique i_{ar} , lors de la rupture d'une barreFigure 4.15 zoom du courant statorique i_{as} , lors de la rupture d'une barre

4-3-2 Simulation de la rupture de deux barres

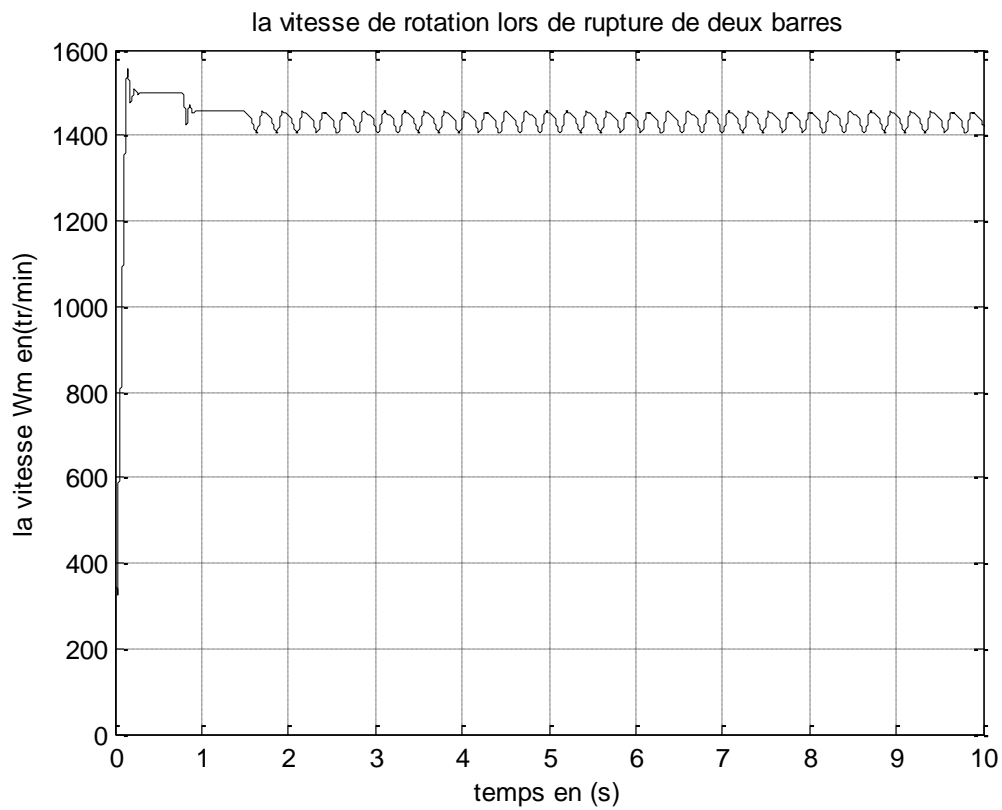


Figure 4.16 la vitesse de rotation ω_m , lors de la rupture de deux barres

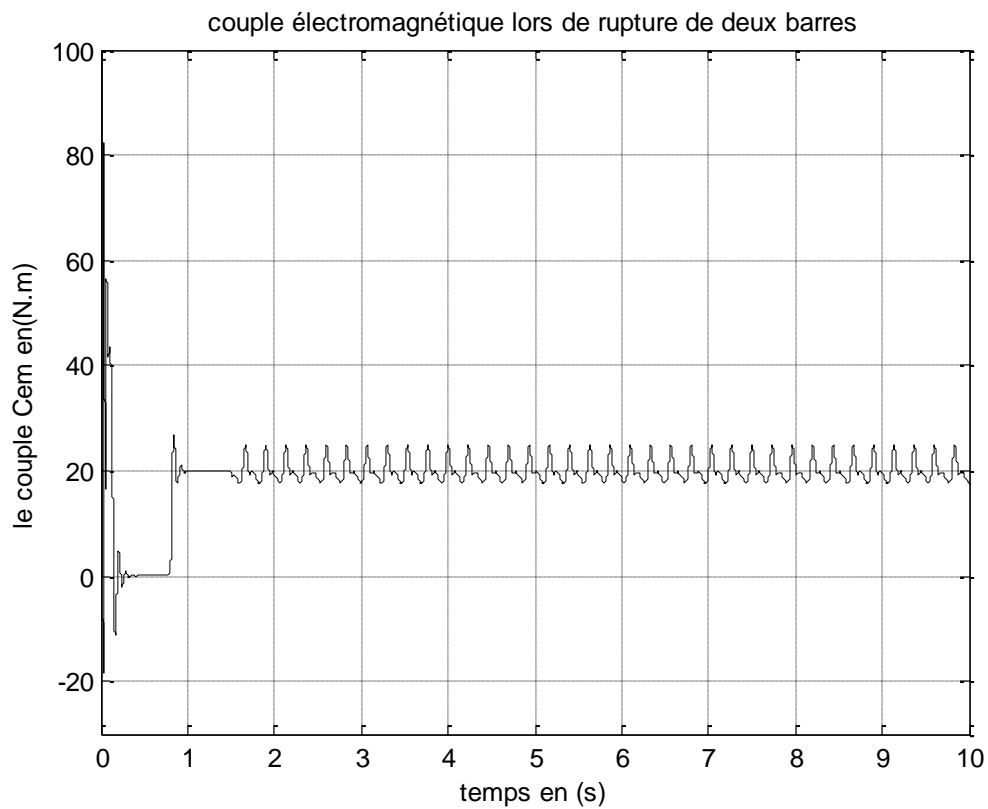


Figure 4.17 le couple électromagnétique C_{em} , lors de la rupture de deux barres

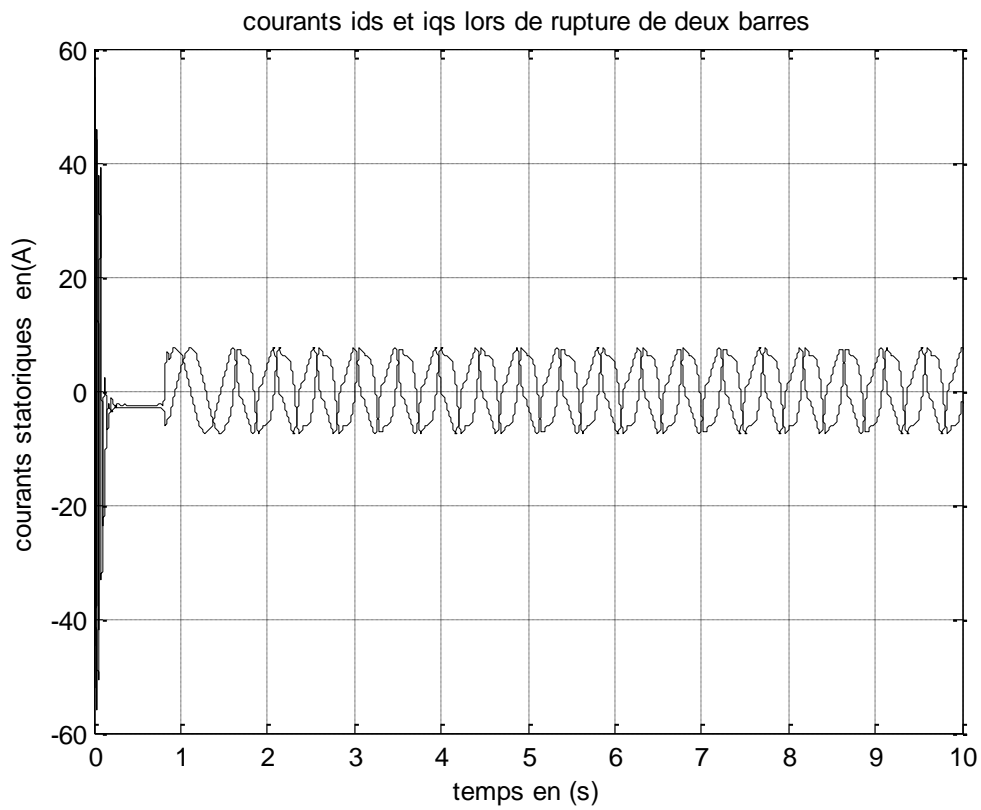


Figure 4.18 courant statoriques i_{ds} et i_{qs} , lors de la rupture de deux barres

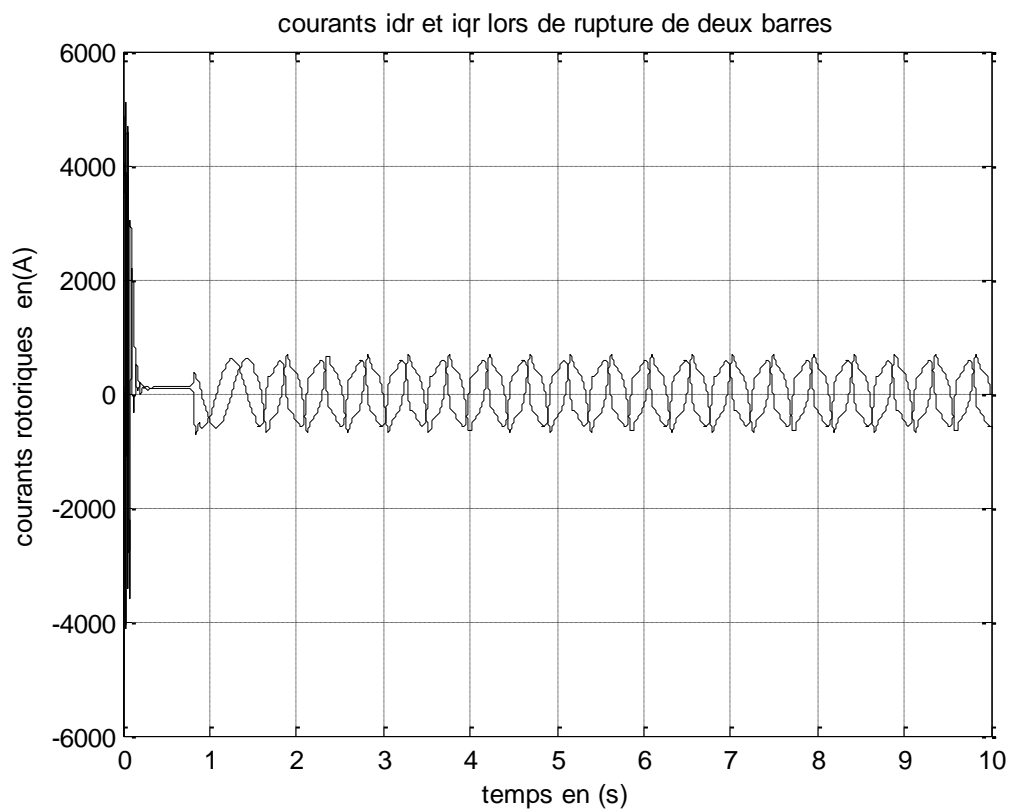
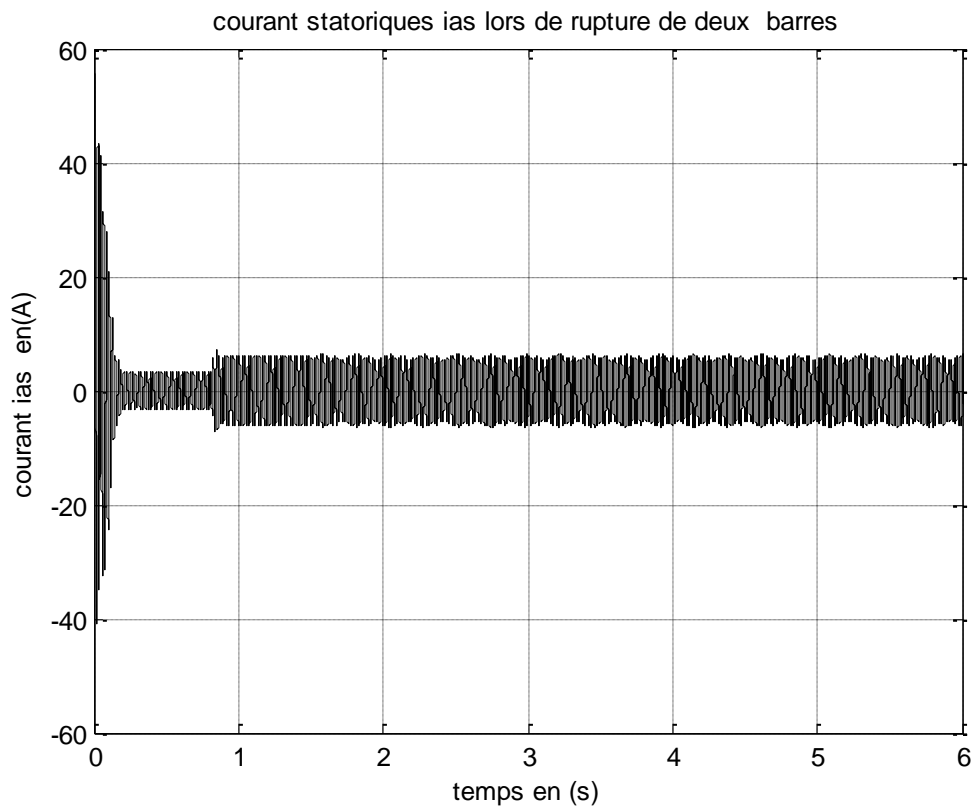
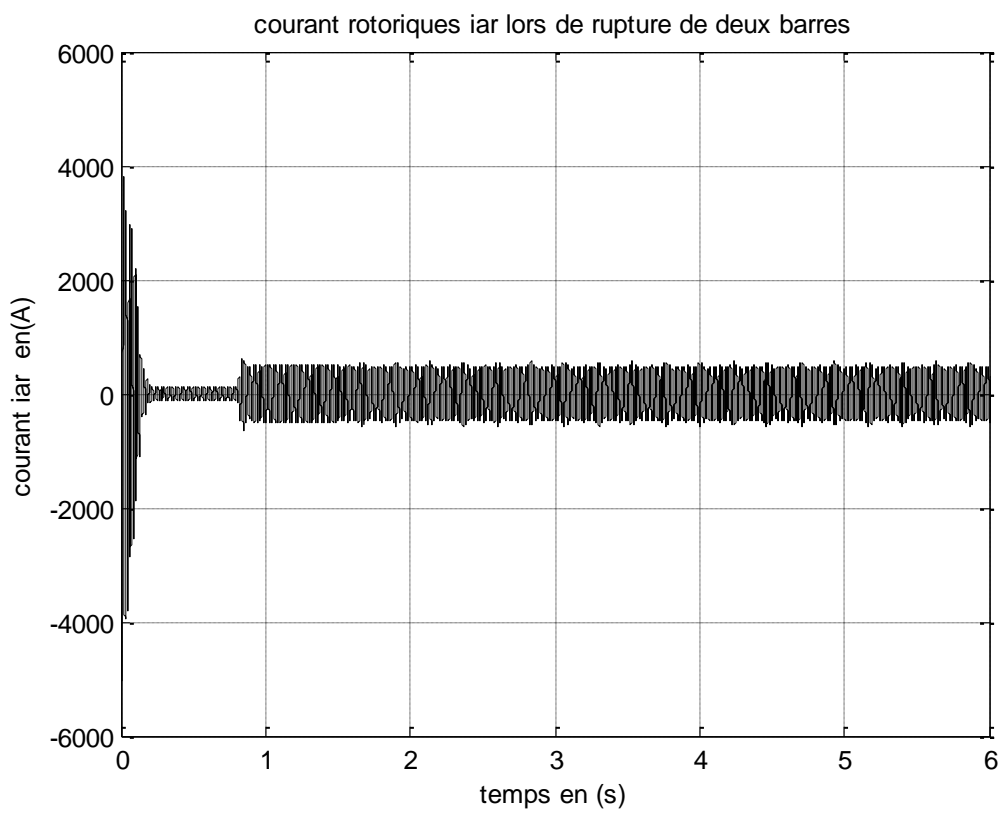


Figure 4.19 courant statoriques i_{dr} et i_{qr} , lors de la rupture de deux barres

Figure 4.20 courant statorique i_{as} , lors de la rupture de deux barresFigure 4.21 courant rotorique i_{ar} , lors de la rupture de deux barres

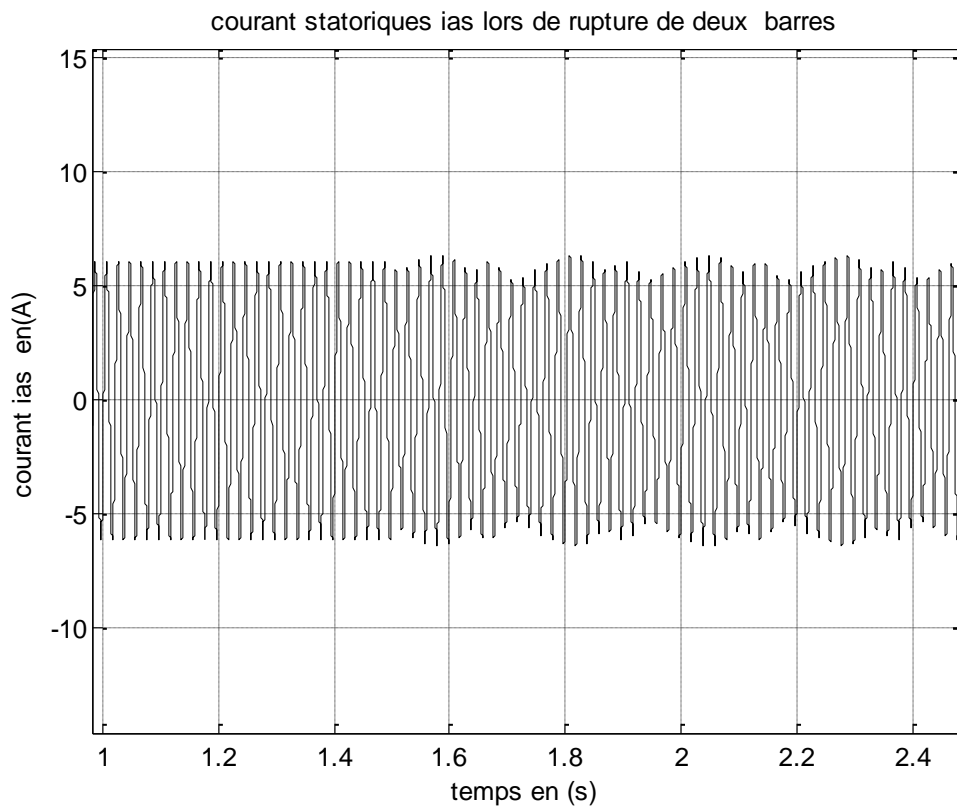


Figure 4.22 zoom du courant statorique i_{as} , lors de la rupture de deux barres

4-4 Analyse spectrale de la signature du courant en présence des défauts rotoriques

Lors de la rupture d'une barre, il est difficile d'analyser le courant statorique. Ce dernier ne présente en effet qu'une modulation (fig4.15 Et fig 4.22).

L'analyse par FFT permet de mettre en évidence les raies présentes dans le spectre du signal. Nous présentons les résultats de simulation relative à l'analyse par FFT en régime permanent à charge nominale pour la machine à l'état sain et en présence de défauts dans les figures suivantes :

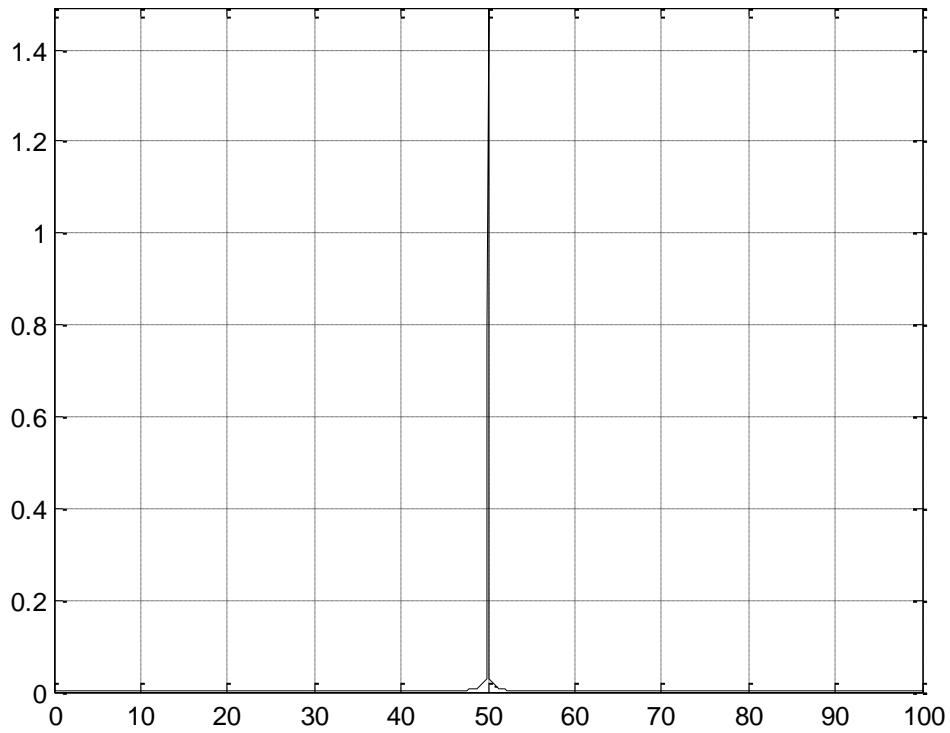


Figure 4.23 FFT pour l'état sain

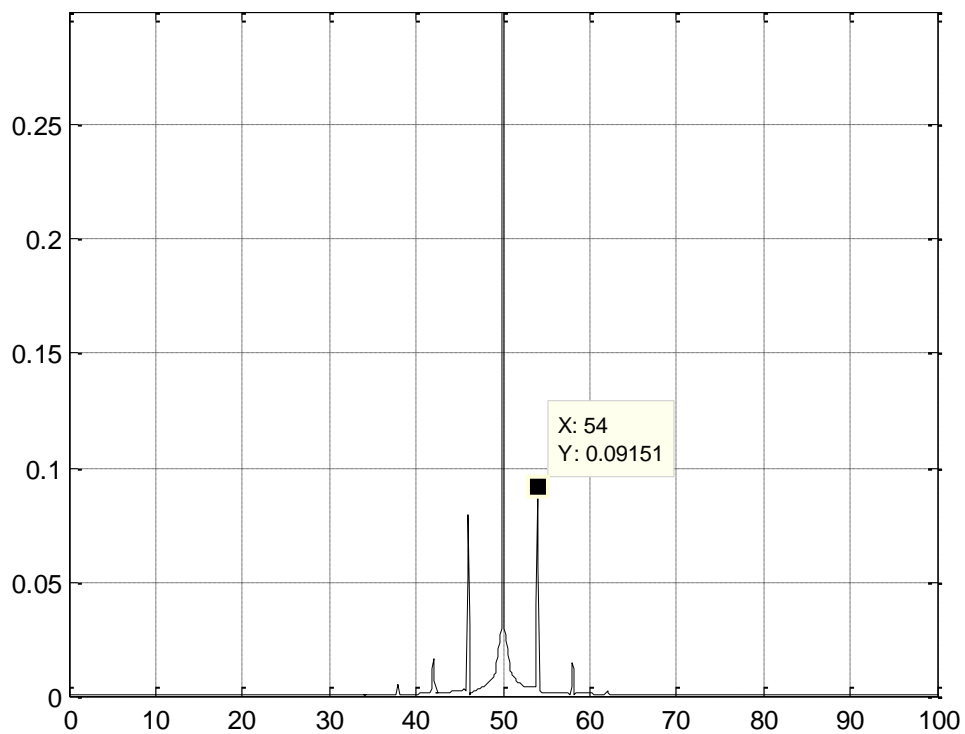


Figure 4.24 FFT pour une barre cassée

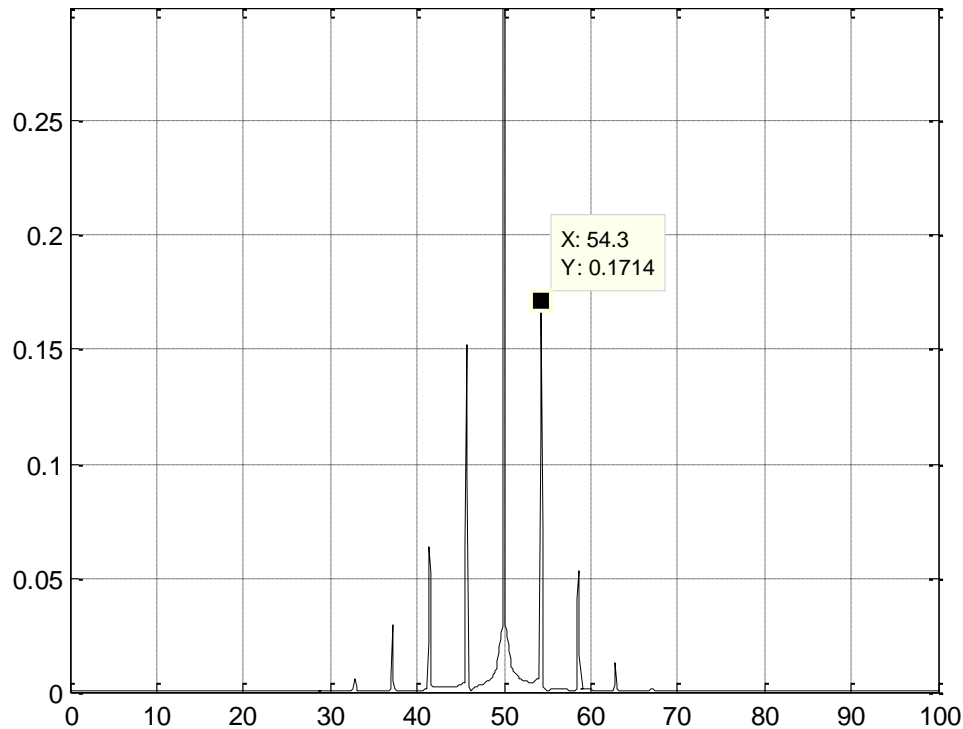


Figure 4.25 FFT pour 2 barres cassées

4-5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une simulation d'un moteur asynchrone triphasé à cage, par le biais du modèle réduit issu du multi-enroulement que nous avons étudié et développé. La simulation a pris en compte les différentes conditions de fonctionnement (à vide et en charge, avec et sans rupture de barres).

Nous avons observé que le modèle réduit donne des résultats similaires à ceux présentés dans la littérature que se soit pour l'état sain ou avec défauts. La rupture de barre provoque des oscillations dans le couple et dans la vitesse, ainsi qu'une modulation de l'enveloppe du courant statorique. L'amplitude de ces oscillations augmente avec le nombre de barres cassées.

CHAPITRE 5

**Estimation d'état de la
machine asynchrone à cage
par le filtre de Kalman
standard**

5-1 Introduction

Les grandeurs d'état ou de sortie utilisées pour l'élaboration de la commande des machines asynchrones ou l'identification de leurs paramètres sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux...) où pour des problèmes de coût (vitesse, position...), il faut donc les déterminer sans utiliser les capteurs qui leur sont dédiés. Elles sont évaluées à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension...). Elles peuvent être reconstituées par : [Gre 97]

- Des estimateurs utilisés en boucle ouverte.
- Des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.

Dans ce chapitre, on va présenter les formulations du filtre de Kalman standard. Afin d'envisager son application à la machine asynchrone à cage modélisée par les équations d'états, telles que présentées au premier chapitre, en vue de l'estimation d'état du système.

5-2 Principe d'un observateur

5-2-1 Généralités

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du moteur asynchrone à partir des mesures accessibles et mesurables du système. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe.

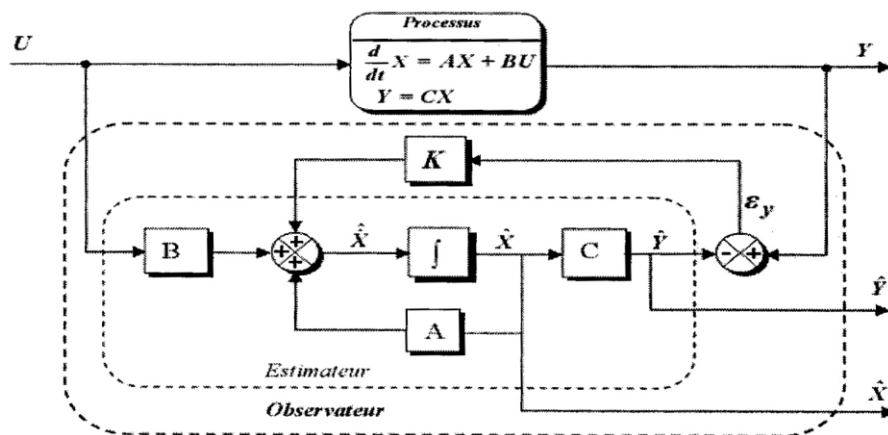


Figure 5.1 schéma de principe d'un observateur

A partir du schéma de principe des observateurs représenté par la figure (5.1), nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leurs différences se situent uniquement dans la synthèse de la matrice de gain K . Celui-ci régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états. [Gre 97].

- L'observation se fait en deux étapes : l'estimation se fait en boucle ouverte par le calcul des grandeurs d'état de modèles proches du système.
- La correction se fait en boucle fermée.

5-2-2 Estimateurs utilisés en boucle ouverte

Ces estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par la résolution directe des équations associées à ce modèle.

Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides. Cependant leur dynamique dépend des modes propres de la machine et ils sont peu robustes aux variations paramétriques (résistance rotorique et statorique, mutuelle, coefficient de fuite...) avec la température et la fréquence [Gre 97].

5-2-3 Estimateurs en boucle fermée ou observateur

La structure d'un observateur d'état est celle indiquée sur la figure (5.2). Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur qui fonctionne en boucle ouverte qui porte également le nom de prédictif et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gain K permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur [OPT 2.4].

- Un vecteur d'entrée u du système réel et de l'observateur.
- Un vecteur d'état x constitué des grandeurs à observer.
- Un vecteur de sortie y dont les composantes sont mesurables (courant, tension).

Le dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent \hat{y} donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi on définit une nouvelle variable l'erreur d'observation e_y . Celle-ci est multipliée par une matrice de gain K et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{x} ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain K , on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent fait évaluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro.

L'adoption d'une approche déterministe dans l'estimation d'état d'un système néglige les notions d'incertitudes et les fluctuations aléatoires (bruit de mesure, bruit de système), or toute observation physique est perturbée par des signaux parasites d'origine diverses, internes ou externes. Pour en tenir compte, il faut adopter une approche stochastique.

En effet, l'idée de base est de considérer la grandeur à estimer comme aléatoire et à chercher un algorithme conduisant à une valeur estimée de probabilité maximale, ou encore à une erreur d'estimation dont la variance est minimale. Cette méthode d'estimation a connu un succès considérable dans plusieurs applications industrielles. Elle est connue sous le nom de filtre de Kalman [FBA]. Comme on va utiliser le filtre de Kalman pour l'estimation d'état, il est utile d'en donner une présentation mais un peu plus bas.

De plus, comme cela a été souligné précédemment, le choix d'un bon référentiel s'avère important pour la description de l'observateur. En effet, il est important d'avoir la matrice dynamique A quasi stationnaire qui permet de vérifier la validité de l'hypothèse de linéarisation du système liée à la séparation des modes.

Pour un référentiel lié au rotor, on rappelle que, d'une part la matrice A contient la vitesse de rotation ω, R_r, R_s et d'autre part de sortie C ne contient que des termes constants, et de préférence indépendants des paramètres. Cela permet de dire que la bonne convergence de l'erreur e_y vers zéro entraîne une bonne convergence de l'observateur vis-à-vis des variations des différents paramètres du système.

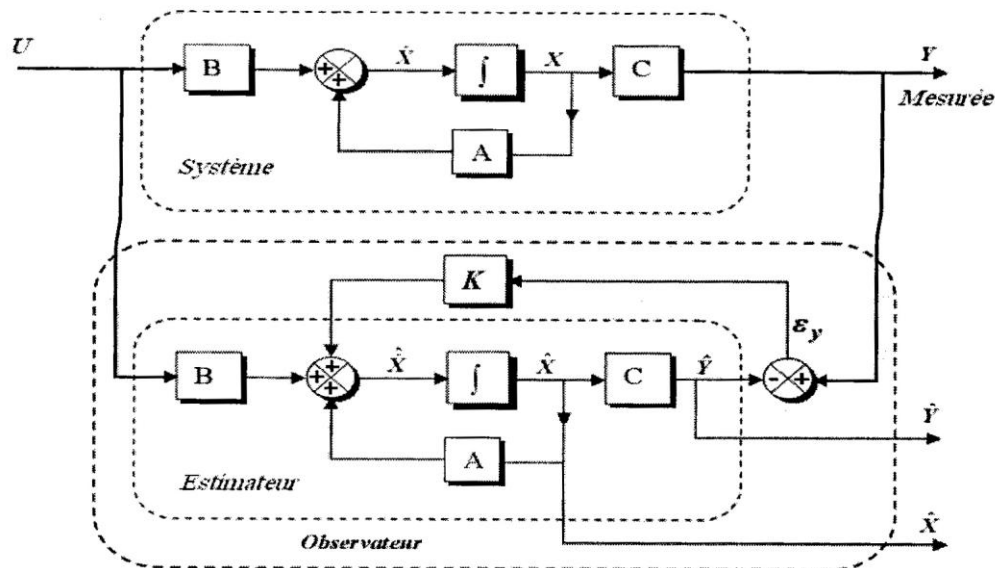


Figure 5.2 schéma fonctionnel d'un observateur d'état

5-3 Présentation de filtre de Kalman standard

Le filtre de Kalman ou (Kalman-Bucy) a été introduit au début des années soixante. Il a été appliqué à des domaines aussi variés que l'aéronautique, la navigation maritime, le pilotage des missiles, le nucléaire etc.... [SAN 99].

Le filtre de Kalman est un estimateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont non corrélés des états estimés ; de plus, les bruits d'états doivent être non corrélés des bruit de mesure.

Même si fondamentalement le filtre de Kalman est un estimateur d'état, on peut aussi considérer l'état paramétrique d'un système comme une généralisation de la notion d'état. Grâce à ces hypothèses, le filtre devient un algorithme d'identification que l'on peut interpréter comme un algorithme des moindres carrés récursifs perfectionné. On peut aussi envisager l'estimation

simultanée d'état et des paramètres, ce qui conduit au filtre de Kalman étendu. On peut se proposer donc de rappeler ces différentes formulations qui nous serviront par la suite.

Plusieurs formulations des équations du filtre de Kalman peuvent être recensées. Une de ces formulations est donnée dans la suite en considérant directement le cas d'un système stochastique discret, linéaire dans l'état, multi-entrées, multi-sorties, non stationnaire dont l'évolution est décrit par les relations :

$$\begin{cases} x_{k+1} = Ad_k x_k + Bd_k u_k + \omega_k \\ y_k = C_k x_k + v_k \end{cases} \quad (5.1)$$

$x_k = x(t_k)$: état exact du système

$u_k = u(t_k)$: entrées

$y_k = y(t_k)$: sorties mesurées

$\omega_k = \omega(t_k)$: bruits d'entrées (ou d'états)

$v_k = v(t_k)$: bruits de sortie (ou de mesure)

$t_k = k * T_e$: ou T_e est la période d'échantillonnage

Les bruits d'état et de mesures sont supposés de moyennes nulles, non corrélés entre eux et non corrélés dans le temps :

$$E(\omega_i) = 0 \quad \text{et} \quad E(v_j) = 0 \quad \forall i, j \quad (5.2)$$

$$E\{v_i \omega_j^T\} = 0 \quad \forall i, j \quad \text{et} \quad E\{\omega_i \omega_j^T\} = 0 \quad \forall i \neq j, \quad \text{et} \quad E\{v_i v_j^T\} = 0 \quad \forall i \neq j \quad (5.3)$$

On définit leurs matrices de covariance respectives

$$Q_k = E\{\omega_k \omega_k^T\} \quad (5.4)$$

$$R_k = E\{v_k v_k^T\} \quad (5.5)$$

Soit x_k l'état exact du système et $\hat{x}_{k/k}$ son estimation à l'instant k .

On définit l'erreur d'estimation à l'instant k par

$$e_k = x_k - \hat{x}_{k/k} \quad (5.6)$$

Et la variance de l'erreur d'estimation par

$$P_{k/k} = E\{e_k e_k^T\} \quad (5.7)$$

On se propose de déterminer $\hat{x}_{k+1/k+1}$ minimisant la variance de l'erreur d'estimation.

La procédure d'estimation se décompose alors en deux étapes :

➤ Une phase de **prédiction** :

$$\hat{x}_{k+1/k} = Ad_k x_{k/k} + Bd_k u_k \quad (5.8)$$

Qui est la meilleure estimation de \hat{x}_{k+1} à partir de l'information disponible à l'instant k.

On cherche alors à déterminer sa variance

$$P_{k+1/k} = E \left\{ (x_{k+1} - \hat{x}_{k+1/k})(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1/k})^T \right\} \quad (5.9)$$

Après calcul, on trouve comme matrice de covariance de l'erreur de prédiction a priori :

$$P_{k+1/k} = Ad_k P_{k/k} Ad_k^T + Q_k \quad (5.10)$$

Cependant, en calculant $\hat{x}_{k+1/k}$, on n'a pas tenu compte de toute l'information disponible puisqu'à l'instant k+1, on dispose de la mesure y_{k+1} .

Grâce à $\hat{x}_{k+1/k}$, on peut prédire y_{k+1} par

$$\hat{y}_{k+1} = C_{k+1} \hat{x}_{k+1/k} = C_k (Ad_k \hat{x}_{k/k} + Bd_k u_k) \quad (5.11)$$

En réalité, on a obtenu y_{k+1} donc un écart $y_{k+1} - \hat{y}_{k+1/k}$ par rapport à $\hat{y}_{k+1/k}$.

Pour améliorer $\hat{x}_{k+1/k}$ et obtenir $\hat{x}_{k+1/k+1}$, on va tenir compte de cet écart par l'intermédiaire d'un gain K_{k+1} et par

➤ Une phase de **correction** :

$$\hat{x}_{k+1} = \hat{x}_{k+1/k} + K_{k+1} (y_{k+1} - \hat{y}_{k+1/k}) \quad (5.12)$$

On choisit K_{k+1} de manière à minimiser la variance des erreurs d'estimation a posteriori.

On montre que cela revient à minimiser la trace de $P_{k+1/k+1} = E\{e_{k+1}e_{k+1}^T\}$

Après calcul, on obtient

$$P_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1}C_{k+1})P_{k+1/k}(I - K_{k+1}C_{k+1})^T + K_{k+1}R_{k+1}K_{k+1}^T \quad (5.13)$$

La valeur de K_{k+1} qui minimise la trace de $P_{k+1/k+1}$ ($\frac{\partial \text{Trace}(P_{k+1/k+1})}{\partial K_{k+1}} = 0$) est

$$K_{k+1} = P_{k+1}C_{k+1}^T (C_{k+1}P_{k+1/k}C_{k+1}^T + R_{k+1})^{-1} \quad (5.14)$$

Remarque :

En remplaçant par son expression K_{k+1} dans la relation (5.13) on obtient la matrice de covariance de l'erreur d'estimation suivante :

$$P_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1}C_{k+1})P_{k+1/k} \quad (5.15)$$

Le filtre est alors initialisé par la variance des bruits d'état et de mesure, par l'état initial estimé ainsi que par la variance de l'erreur d'estimation associée.

La présente version de filtre de Kalman fournit l'estimée optimale de l'état ainsi que la variance de l'erreur d'estimation.

5-4 Application du filtre de Kalman standard à l'estimation d'état

On rappelle que, un observateur d'état donne une estimation optimale des états de système perturbé par des bruits dont les propriétés stochastiques sont connues et que le filtre de Kalman appartient à cette classe de reconstituteur d'état.

Dans notre travail, on considère que le moteur est alimenté par une source tension triphasée. Le système a été modélisé par un modèle d'état linéaire et discret (5.17 à 5.22). Cependant ce modèle est idéal et ne reflète pas la réalité de tous les phénomènes qui régissent le système réel. Pour rendre compte aux imperfections dues à la modélisation et aux capteurs, on introduit dans le système d'état modélisé, des perturbations sous forme d'un vecteur ω_k appelé bruit de système et un autre v_k qui tient compte des bruits de mesure. Le point (niveau) de leur injection influe de manière plus ou moins sensible sur l'état et sur la sortie. Cependant, pour s'assurer de l'efficacité de l'estimateur, on a opté pour le cas le plus défavorable, qui suppose l'application de bruit de système non pas au niveau de la source mais au niveau des courants de sortie, sans oublier l'ajout de bruit supplémentaire dans les courants mesurés.

Le modèle tenant compte de système réel bruité décrit par la relation (5.1) est repris ci-dessous :

$$\begin{cases} x_{k+1} = Ad_k x_k + Bd_k u_k + \omega_k \\ y_k = C_k x_k + v_k \end{cases} \quad (5.16)$$

Où les matrices Ad_k , Bd_k et C_k sont explicitées ci-dessous :

$$[A_{dk}] = R_s \cdot [A_{1k}] + R_b \cdot [A_{2k}] + \omega_r \cdot [A_{3k}] + [A_{4k}] \quad (5.17)$$

$\hat{x} = [\hat{i}_{ds} \quad \hat{i}_{qs} \quad \hat{i}_{dr} \quad \hat{i}_{qr}]$: Comme vecteur d'état à estimer

$u = [v_{ds} \quad v_{qs}]^T$: Comme vecteur d'entrée

ω_k : Comme bruit de système de variance, Q valant :

$$Q = \text{diag}[10^{-6} \quad 10^{-6} \quad 10^{-6} \quad 10^{-6}]$$

v_k : Comme bruit de mesure de variance valant :

$$R = \text{diag}[10^{-4} \quad 10^{-4}]$$

5-4-1 Simulation

Le schéma bloc réalisé sous (Matlab/Simulink) simulant le système bruité estimé par le filtre de Kalman et présenté à la figure (5.3).

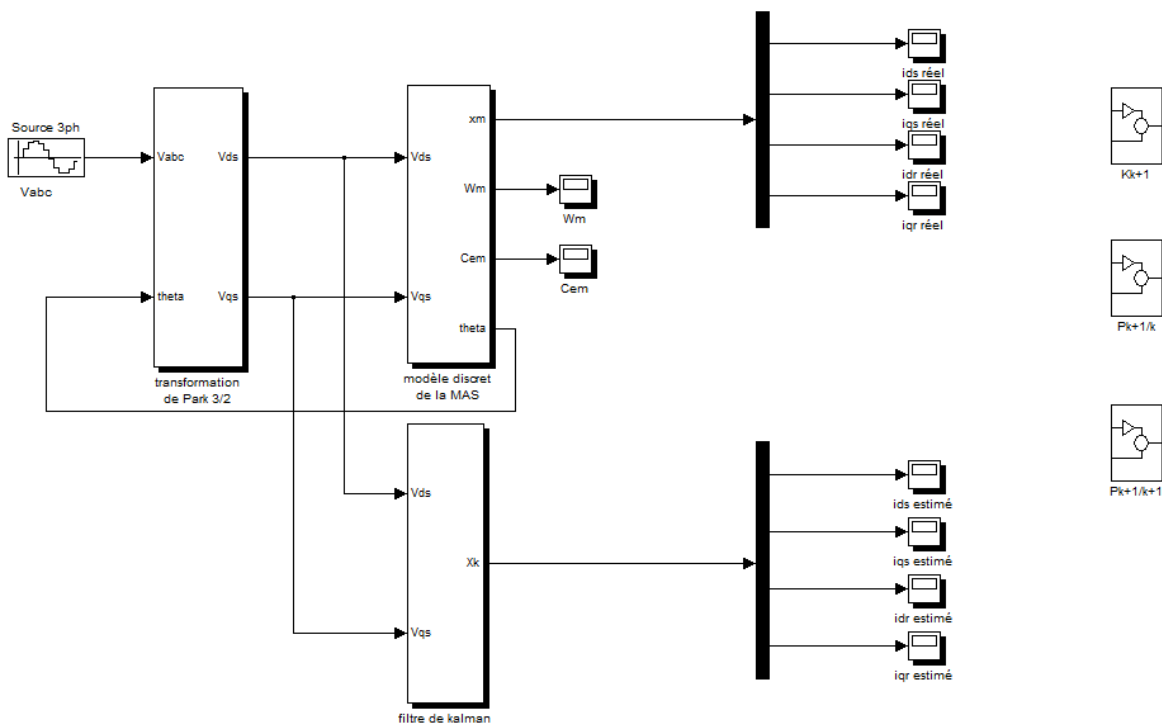


Figure 5.3 modèle d'estimation d'état

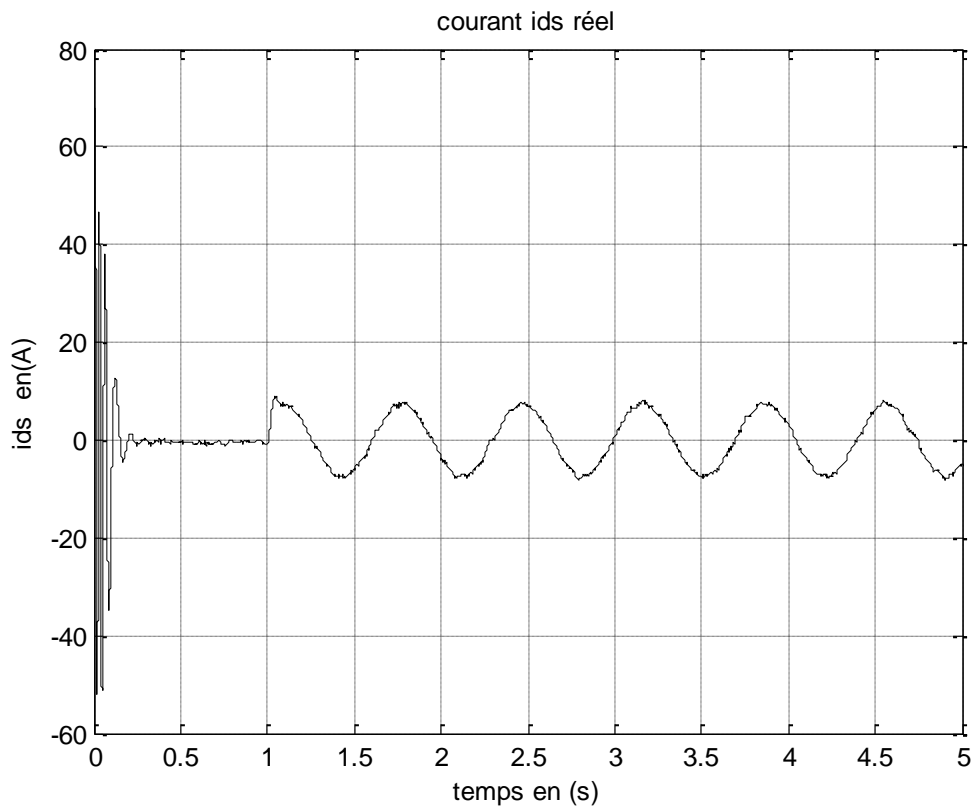
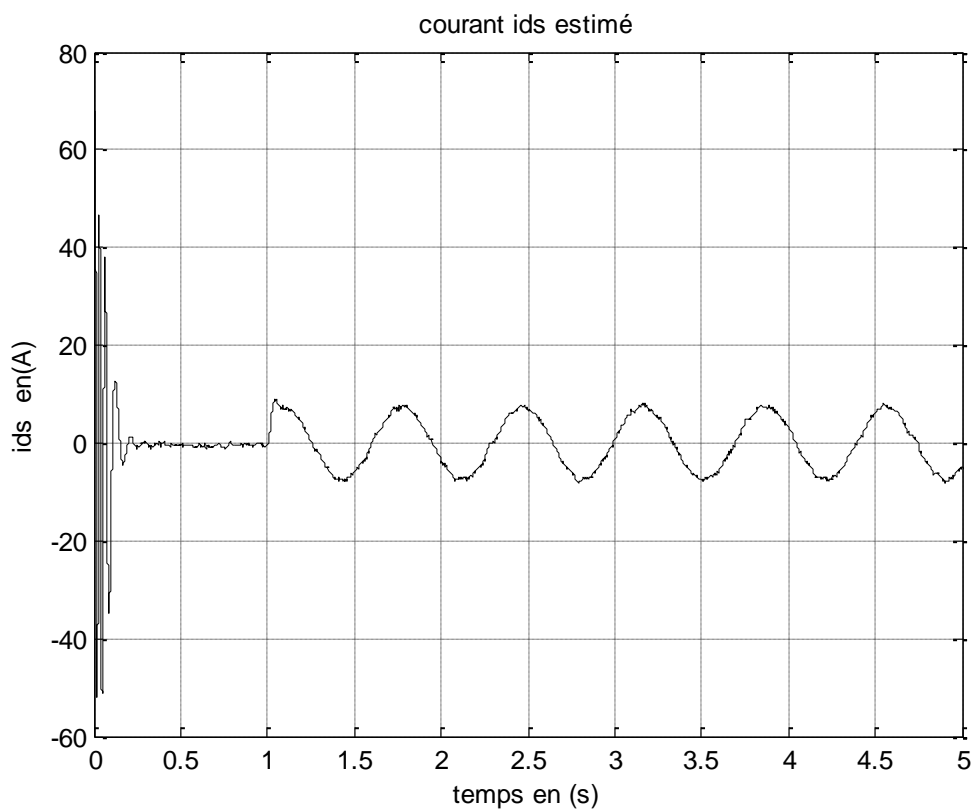
L'ensemble a été testé pour différentes périodes d'échantillonnage respectant le théorème de Shannon commençant par 0.7 ms et en plus inférieur. Les résultats présentés sont obtenus avec une période d'échantillonnage $T_e = 10^{-4}$ s.

5-4-2 Résultats simulation du modèle d'estimation d'état

Les figures (5.4) à (5.11) montrent conjointement les résultats réels et estimés. Les essais considèrent le démarrage à vide jusque l'instant 1.5s en charge à partir de cet instant avec le couple résistant valant 20 N.m.

5-4-3 Interprétation des résultats de simulation

Les résultats montrent les performances de l'estimation par le filtre de Kalman, où l'on observe que toutes les grandeurs estimées sont quasi identiques avec les grandeurs réelles. Les erreurs d'environ de 0.5% et 0.8% justifient la satisfaction des résultats.

Figure 5.4 le courant i_{ds} réelFigure 5.5 le courant i_{ds} estimé

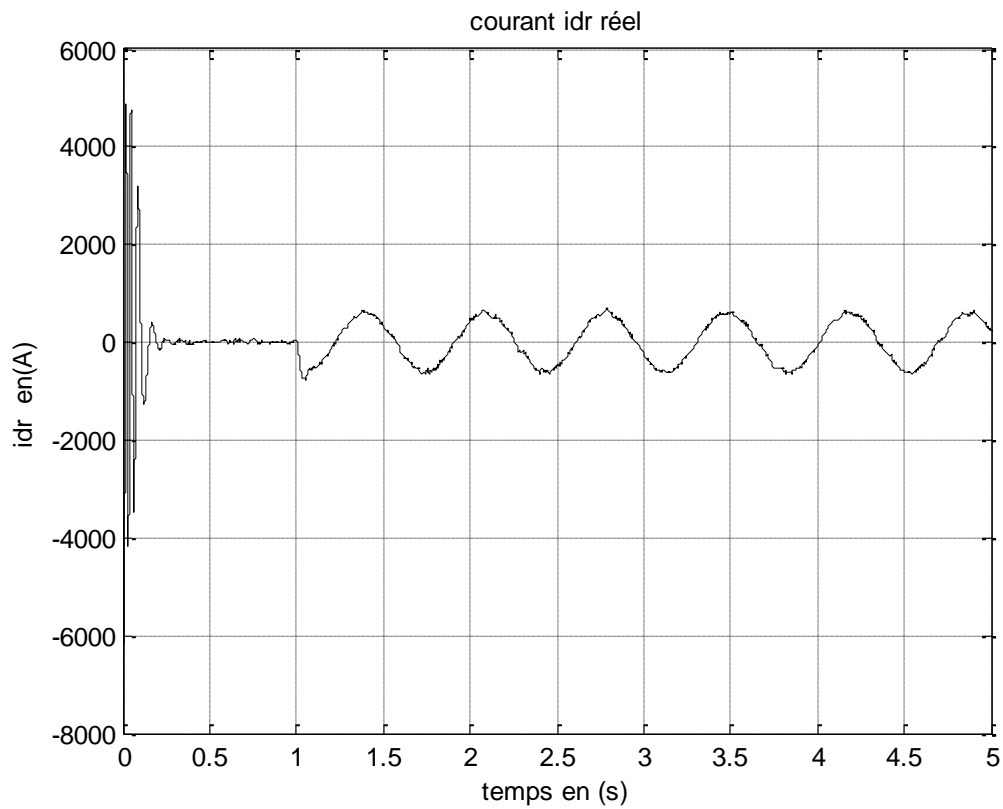


Figure 5.6 le courant idr réel

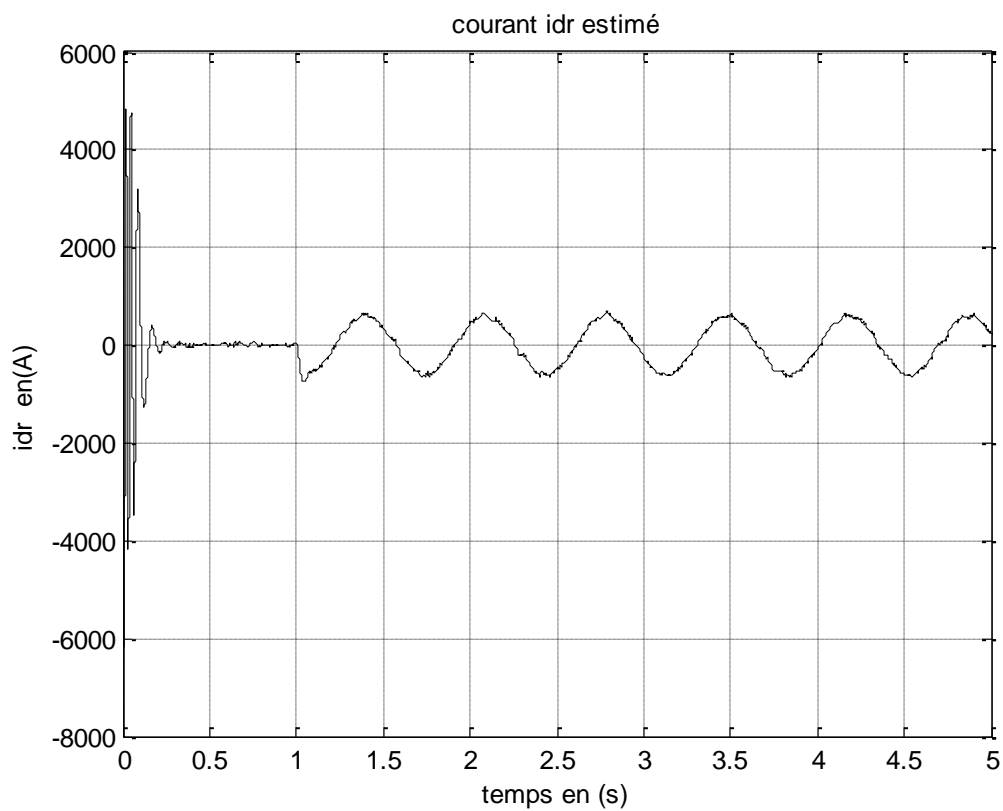


Figure 5.7 le courant idr estimé

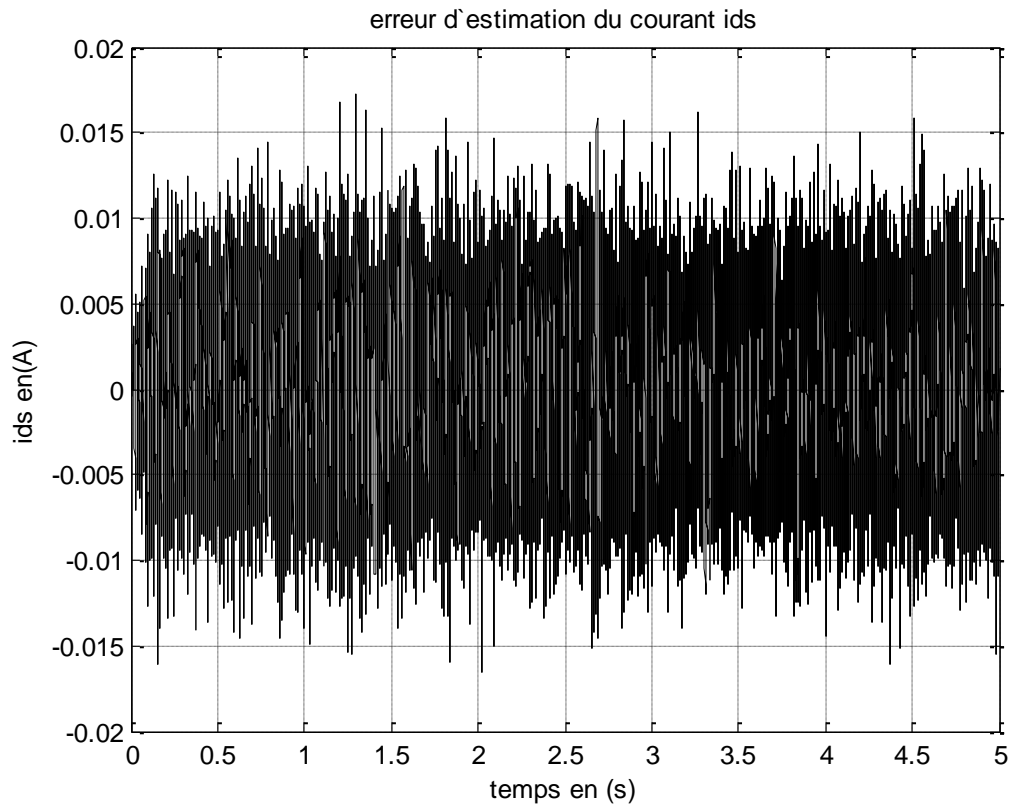


Figure 5.8 erreur d'estimation du courant ids

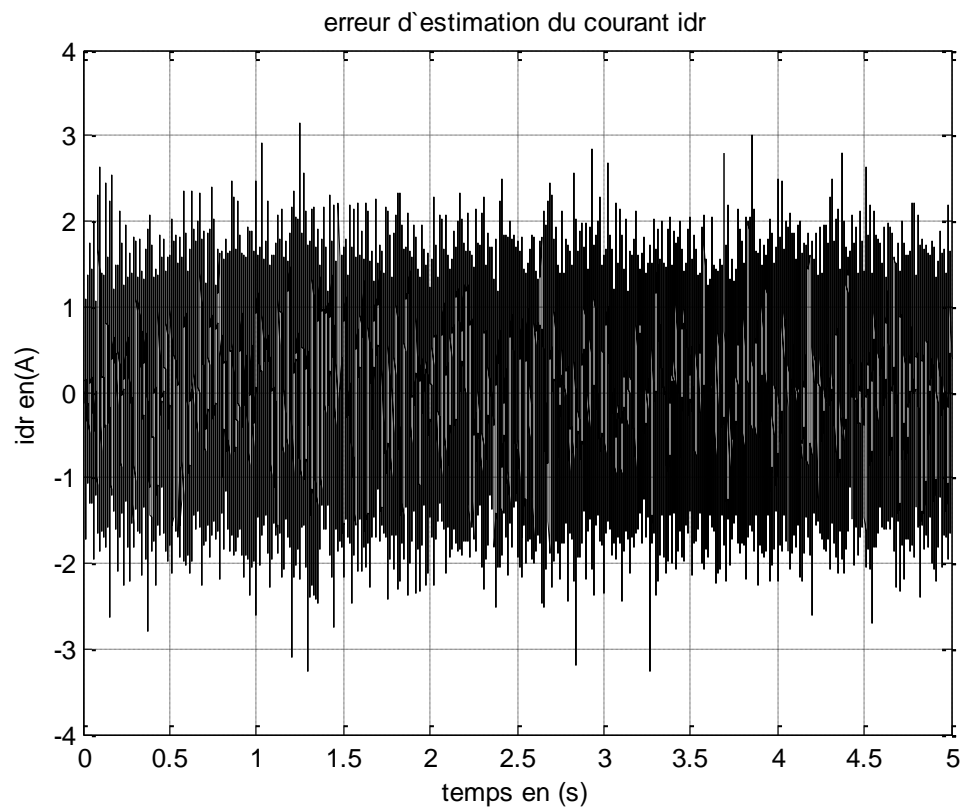


Figure 5.9 erreur d'estimation du courant idr

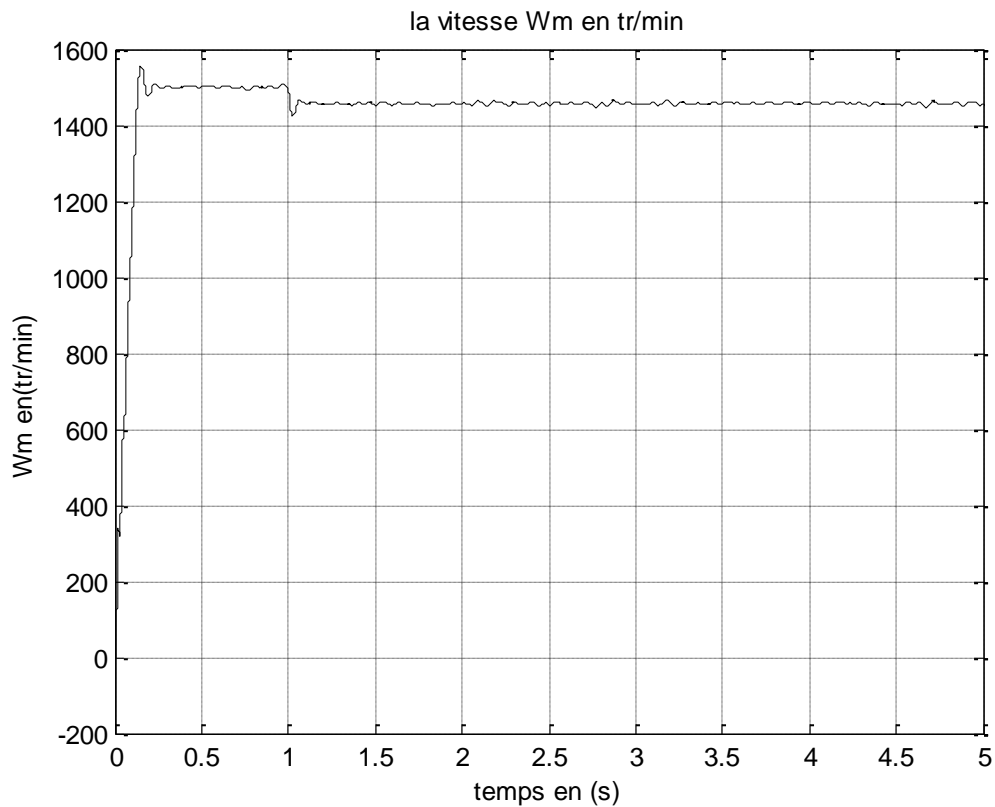


Figure 5.10 la vitesse de rotation en tr/min

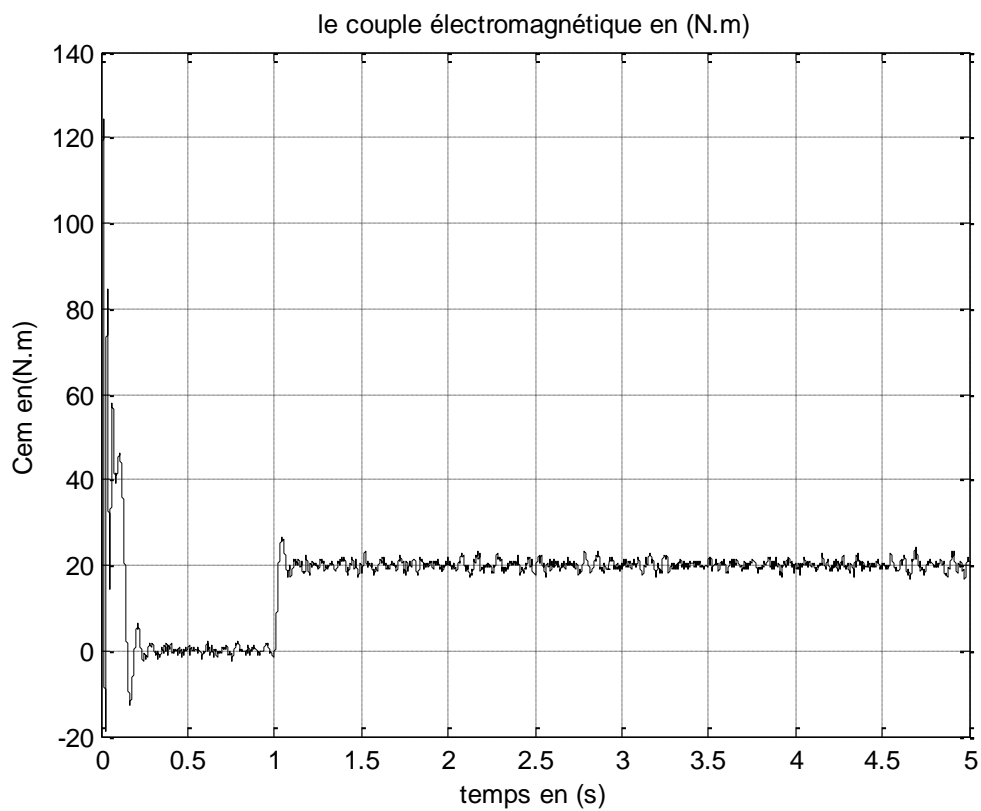
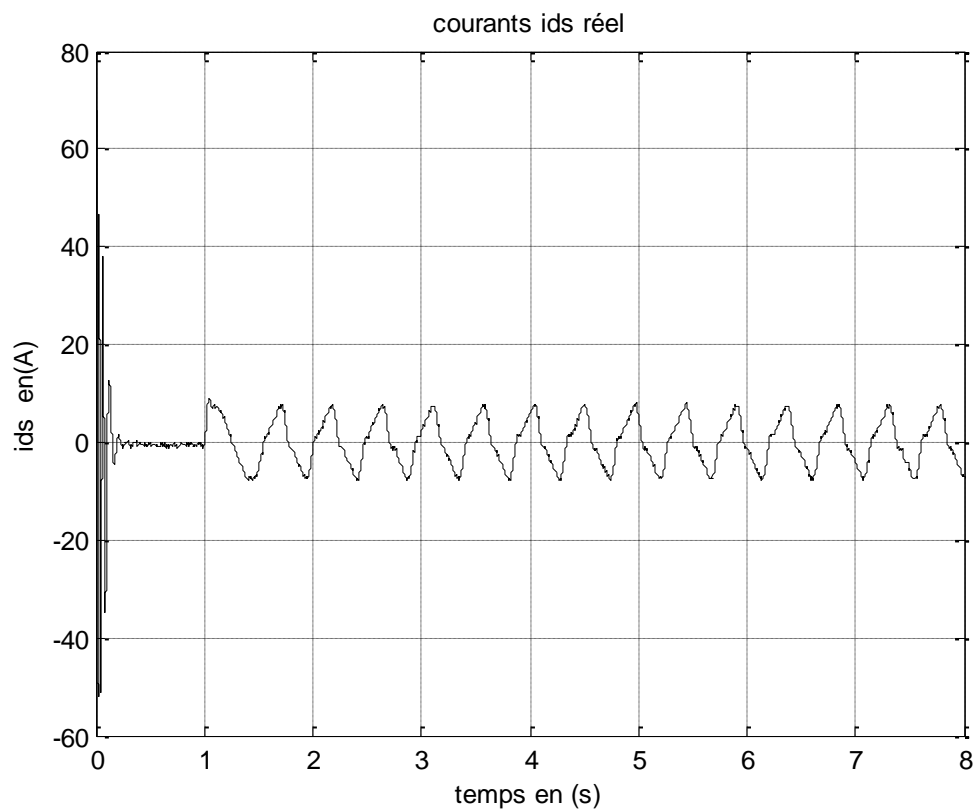
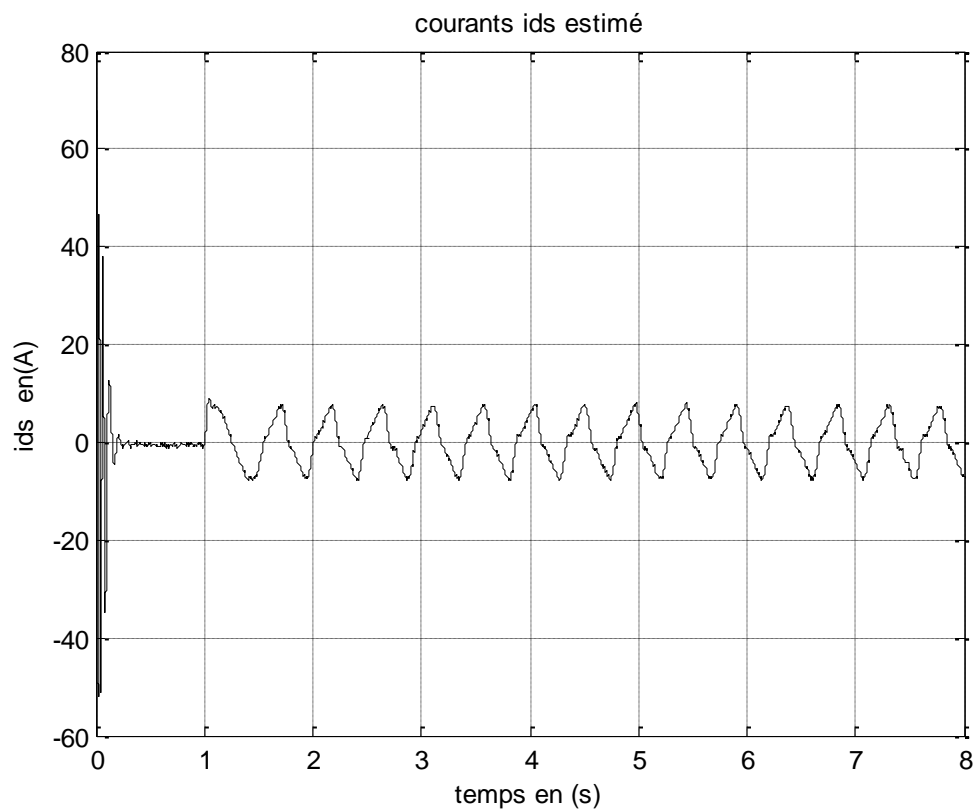
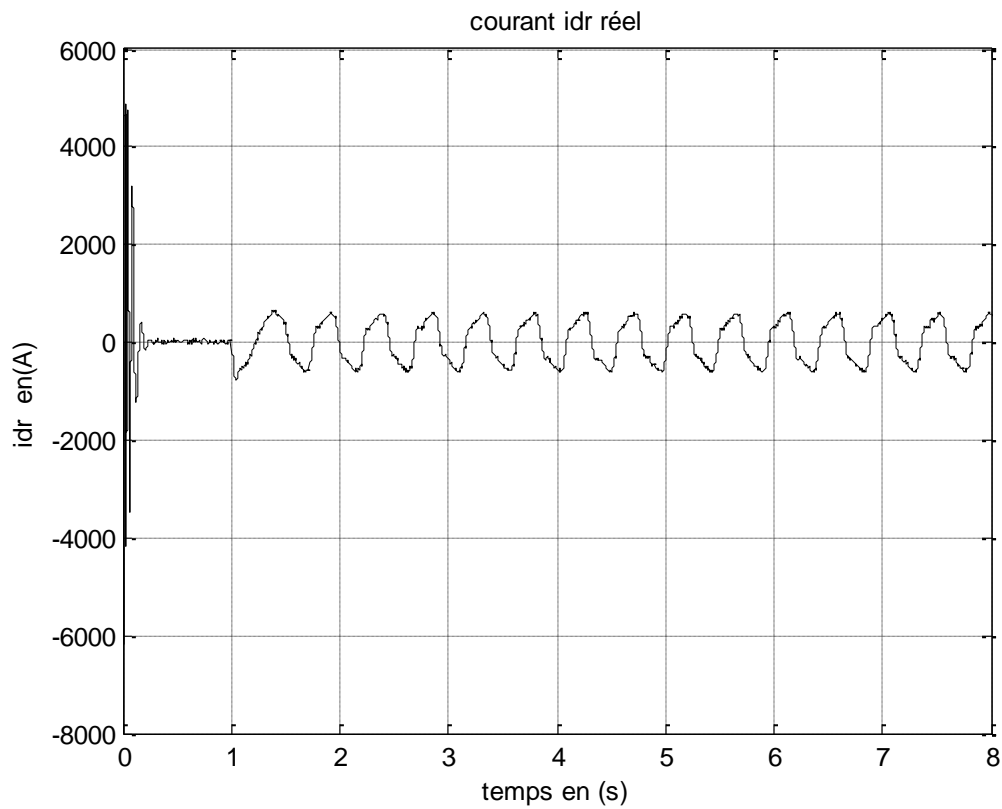
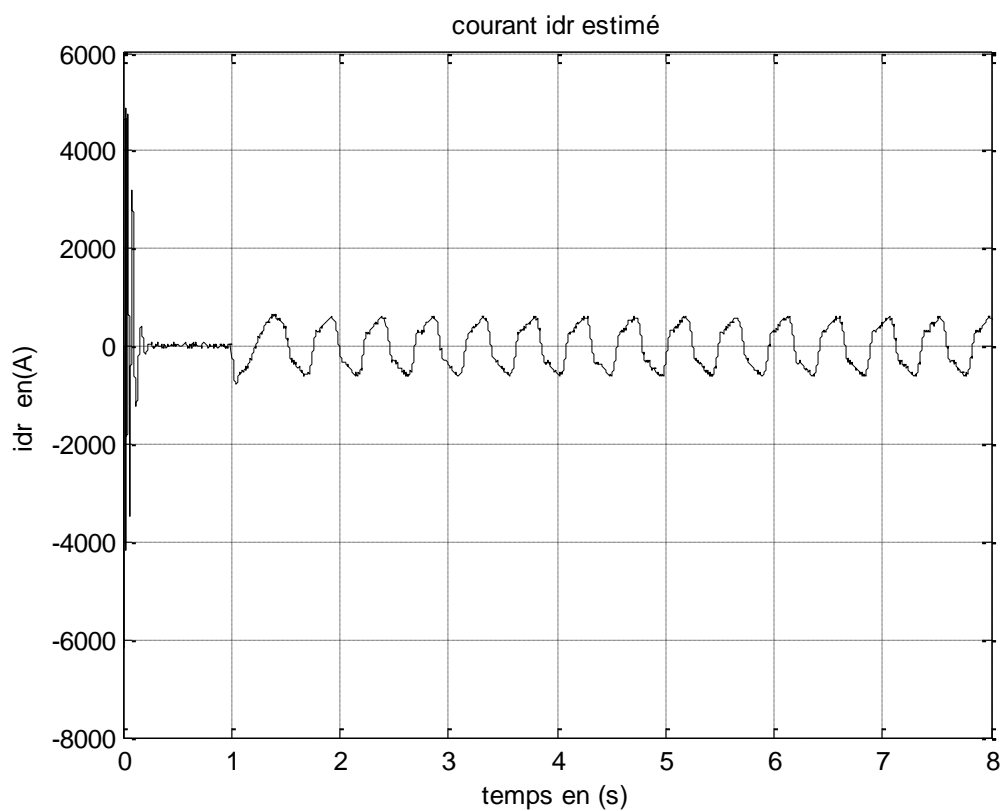


Figure 5.11 le couple électromagnétique en N.m

5-5 Estimation du modèle avec défauts

Figure 5.12 le courant i_{d_s} réel, lors d'une rupture de deux barresFigure 5.13 le courant i_{d_s} estimé, lors d'une rupture de deux barres

Figure 5.14 le courant i_{dr} , réel, lors d'une rupture de deux barresFigure 5.15 le courant i_{dr} , estimé, lors d'une rupture de deux barres

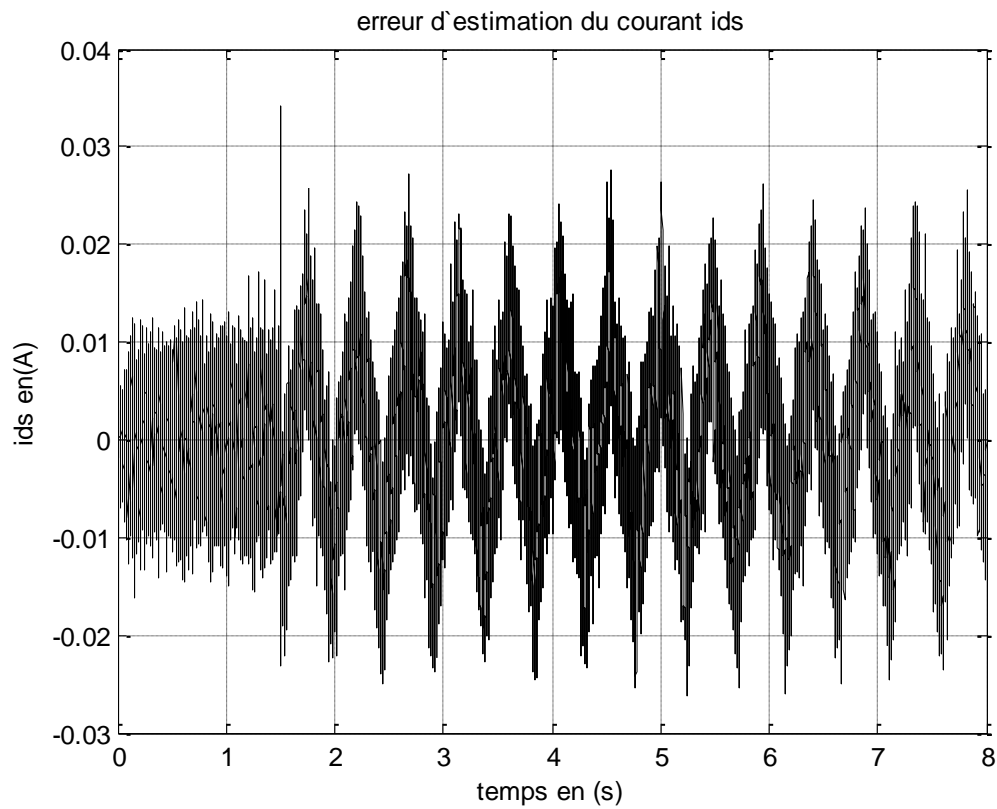


Figure 5.16 erreur d'estimation du courant i_{d_s} , lors d'une rupture de deux barres

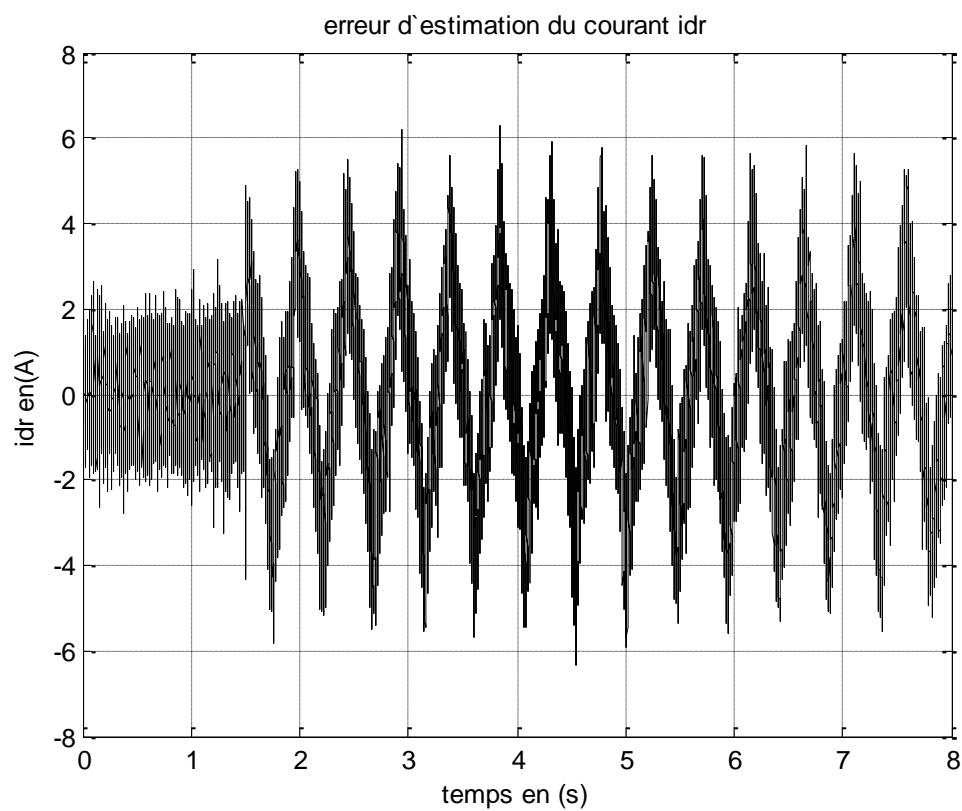


Figure 5.17 erreur d'estimation du courant i_{d_r} , lors d'une rupture de deux barres

5-6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué le filtre de Kalman standard à la machine asynchrone à cage pour l'estimation de son état sain et avec défauts, le filtre estime correctement les grandeurs d'état de la machine. Aussi son estimation est meilleure lorsqu'il estime simultanément les courants statoriques et rotoriques dans les deux régimes de fonctionnement, car lors de la correction il tient compte de toutes les variations qu'elles subissent. De plus nous avons montré les effets qu'apportent ces variations sur les autres grandeurs telles que la vitesse de rotation et le couple électromagnétique

Conclusion

générale

Conclusion générale

L'évaluation croissante des machines asynchrones dans les secteurs industrielles oblige certains utilisateurs à prémunir contre l'apparition d'un défaut provoquant le plus souvent un arrêt intempestif de la machine. Le travail présenté traite de la modélisation et de l'indentification paramétrique en vue de la surveillance des entraînements électriques, et plus particulièrement de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Au début ce travail, nous avons présenté le modèle multi-enroulement de la machine à cage bien adapté à la simulation des défauts rotoriques, dans une deuxième phase, nous avons procédé à la transformation du modèle multi-enroulement en modèle réduit. Pour faciliter l'étude, toutes les équations sont écrites dans un référentiel lié au rotor, vu que les défauts sont situés justement à son niveau.

Dans le deuxième chapitre, nous avons pu identifier les paramètres de la machine asynchrone à cage grâce aux essais classiques et aux données géométriques. Ces données n'étaient pas disponibles, pour cela, nous étions obligés de démonter la machine pour effectuer certaines mesures telle que la longueur du rotor, le diamètre et surtout l'entrefer. Cette expérience a permis de constater que les essais classiques pour l'identification des paramètres de la machine à induction faits en régime permanent ne suffisent pas pour déterminer de la manière la plus proche possible le modèle réel de cette machine, mais d'une manière approximative. Cependant avec les paramètres trouvés, nous avons pu faire fonctionner le modèle réduit présenté de façon satisfaisante.

Ensuite, nous avons rappelé les différents défauts qui peuvent affecter le bon fonctionnement de la machine asynchrone triphasée à cage, ainsi que leurs causes. Les méthodes du diagnostic et les approches utilisées pour la modélisation sont aussi présentées.

Le quatrième chapitre exploite la flexibilité du modèle développé pour rendre compte des défaillances due aux cassures de barres. Celui-ci présente les résultats de simulation de la machine en état sain et avec défauts. Il met en évidence l'effet sur les différentes grandeurs d'états de la machine.

Enfin, le dernier chapitre contient l'estimation d'état de la machine utilisant le filtre de Kalman standard. Ceci nous a permis d'étudier le filtre de Kalman et de nous y familiariser. Nous l'avons appliqué à l'estimation d'état de la machine dans l'état sain ainsi que l'état d'une rupture de barres rotoriques, les résultats obtenus sont très satisfaisants.

Annexes

Paramètre du moteur utilisé

P	puissance nominale	3 Kw
V	tension nominale de ligne	220 v
f_s	fréquence d'alimentation	50 Hz
p	nombre de paire de pole	2
R	rayon actif	0.4496 mm
l	la longueur	144.5 mm
e	épaisseur d'entrefer	0.3mm
N_r	nombre de barres	28
N_s	nombre de spire par phase	200
R_s	résistance d'une phase statorique	3 Ω
R_b	résistance d'une barre rotorique	$6.55 \times 10^{-5} \Omega$
R_e	résistance d'une portion d'anneau	$2.74 \times 10^{-5} \Omega$
L_e	inductance de fuite d'anneau de court-circuit	$1.93 \times 10^{-7} \text{ H}$
L_b	inductance de fuite d'une barre rotorique	$1.93 \times 10^{-7} \text{ H}$
L_{sf}	inductance de fuite statorique	$9.94 \times 10^{-3} \text{ H}$
f_r	coefficient de frottement	$3.745 \times 10^{-4} \text{ N.m.s/rad}$
J	moment d'inertie	$6.84 \times 10^{-3} \text{ Kg.m}^2$

Références

bibliographiques

Références bibliographiques

- [A 02]: A.Abed, « contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone», thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy-1, Mars 2002
- [B 05] : Belhamdi Saad «prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone» thèse de magister, université Mohamed Khider Biskra, 2005
- [BEN 99]: M.H.Benbousid, M.Viera, C.Theys «induction motors faults detection and localization using advanced signal processing techniques», IEEE transactions on power electronics, Vol 14,N°1,Jan 1999,pp 14_22
- [ELT 08] : Guy Segulier, Francis Notelet «électrotechnique industrielle»
- [Gre97] : G.Grellet, Guy.Clerc «actionneurs électriques et principes, modèle, commande», Eyrolles
- [H 02] : Hubert Razik «le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance», Faculté des sciences, Nancy, CEDEX, Juin 2002
- [IDE 09] : encadré par S.E.Zouzou «identification des paramètres d'un moteur asynchrone à cage en vue de diagnostic», Thèse d'ingénieur
- [J.CHA] : J.Chatlan «introduction à l'électrotechnique»
- [MAN 96] : D.G Dorrell.N.C.Paterson,J.F.Watson «the cause and quantification of sideband currents for use in rotor fault detection systems for cage induction motors»
- [OPT 2.4] : Optimisation des moteurs asynchrones, Volume 2, Chapitre 4, Hermes
- [S 03] : Sahraoui Mohamed «contribution au diagnostic des machines asynchrones triphasées à cage», thèse de magister, université Mohamed Khider Biskra,Oct 2003
- [SAN 99] : Sandrine Moreau «Contribution à la modélisation et à l'estimation paramétrique des machines électriques à courant alternatif : application au diagnostic», Thèse de doctorat 1999
- [VAS 94] : P. VAS, F. Filippetti, G. Franceschini, C.Tassoni, «Transient modeling oriented to diagnostics of induction machines with rotor asymmetries», in proc. ICEM 94, pp 62-67, 1994.