

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 : Génie Electrique
Ref :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم الهندسة الكهربائية
المرجع:.....

Mémoire présenté en vue de l'obtention
Du diplôme de
Magister en Electrotechnique

Option : ELECRTICITE INDUSTRIELLE
Préparée au laboratoire de Génie Electrique de Biskra LGEB

**Contrôle par Mode Glissant d'une Machine
Asynchrone en tenant Compte des Défauts**

Présenté par :

TALHAOUI HICHAM

Soutenue publiquement le 27/11/2011

Devant le jury composé de :

Dr. Achour BETKA
Dr. Arezki MENACER
Dr. A/ Hamid BENA KCHA
Dr. Said DRID

Professeur
Maître de Conférences
Maître de Conférences
Maître de Conférences

Président
Directeur de mémoire
Examineur
Examineur

Université de Biskra
Université de Biskra
Université de Biskra
Université de Batna

Dédicaces

*Je dédie ce mémoire à mes très cher parents pour leurs soutient morale
et financier dans les moments les plus ardu.*

Je dédie ce travail :

A mes frères et sœurs,

A toutes ma famille,

A mes amis,

Et a toute la famille Talhaoui, Sebhi, Abada et Ouncough

A toute la section Electrotechnique 2008/2009.

Et une dédicace tout spéciale au mémoire de mon frère Hamza.

Hicham

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du laboratoire LGEB de Biskra

*Ainsi, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur **Arezki MENACER**, Maître de Conférences à l'Université de Biskra, pour avoir dirigé ce travail, pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*

J'adresse mes sincères remerciements aux membres du jury :

*Je remercie vivement Monsieur **Betka ACHOUR**, professeur à l'université de Biskra, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de mon mémoire.*

*J'adresse mes respectueux remerciements à Monsieur, **Said DRID** Maître de Conférences à l'université de Batna, pour m'avoir accepté d'examiner ce travail.*

*J'exprime également ma gratitude à Monsieur, **Abdelhamid BENAÏCHA**, Maître de Conférences à l'Université de Biskra, pour m'avoir accepté d'examiner ce travail.*

Je tiens également à remercier tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail.

Enfin, Je remercie tous les enseignants de l'institut d'Electrotechnique de Biskra qui ont participé à ma formation pendant tout le cycle universitaire (PG).

Notation et symboles

Notation et symboles

MAS	machine asynchrone
C.V	commande vectorielle
SCSV	système de commande à structure variable
C.M.G	commande par mode glissant
max, min	valeur maximale (minimale)
eq	équivalent
ref	référence
N_s	nombre de spires statoriques par phase
N_r	nombre de barres rotorique
n	entier naturel
F.m.m	force magnétique
s,r	indices stator et rotor respectivement
e	épaisseur de l'entrefer [m]
f_s	fréquence d'alimentation [Hz]
μ_0	perméabilité magnétique de l'air
L	longueur active du circuit magnétique [m]
L_{sp}	inductance propre statorique [H]
L_{sf}	inductance de fuite rotorique [H]
L_b	inductance d'un barre rotorique [H]
L_e	inductance total de l'anneau de court-circuit [H]
L_{sc}	inductance cyclique statorique [H]
L_{rc}	inductance cyclique rotorique [H]
I_e	courant dans l'anneau de court- circuit [A]
I_{bk}	courant de la barre k [A]
I_{rk}	courant de maille rotorique k [A]
I_{ek}	courant dans un portion d'anneau k [A]
I_a, I_b, I_c	courants des phases statorique [A]
V_{abc}	tensions des phases statorique [V]
φ_{abc}	flux des phases statorique [Wb]
φ_{rk}	flux magnétique crée par une maille rotorique k [Wb]
φ_s	flux magnétique par pole crée par le courant statorique [Wb]

M_s	mutuelle entre phase statorique [H]
θ_r	position du rotor [rd]
M_{sr}	mutuelle cyclique entre le stator et rotor [H]
a	angle électrique entre deux mailles rotorique [rd]
B_s	induction magnétique crée dans l'entrefer par le courant statorique [T]
R	rayant moyen de l'entrefer
R_e	résistance totale de l'anneau de court-circuit [Ω]
R_r	résistance de l'enroulement rotorique [Ω]
R_s	résistance de l'enroulement statorique [Ω]
d, q	indices pour les composantes de PARK directe et quadrature, respectivement
a,b	référentielle fixe lié au stator
C_e	couple électromagnétique [N.m]
J	moment d'inertie [Kg.m ²]
K_0	coefficient de frottement
ω_r	vitesse de rotation mécanique
P	opérateur de Laplace
p	nombre de pairs de pôles
θ	angle décrivant une position particulière dans l'espace, mesuré par rapport à une référence fixée par rapport au stator
g	glissement
x	vecteur d'état
u	vecteur de commande
u_{\min} , u_{\max}	commande minimale, maximale, respectivement
u_{eq}	commande équivalente
u_n	commande discontinue
V	fonction de Lyapunov.
$S(X)$	loi de commutation.
$S(\omega)$	surface de glissement de la vitesse [rad /sec]
S	surface de glissement
K_1 , K_2	gains (les paramètres de la commande par mode de glissement)
t	temps [s]

Sommaire

Sommaire

Remerciements	
Dédicace	
Sommaire	
Notations et symboles	
Introduction générale	01
Chapitre I : Etude de la problématique du diagnostic des défauts de la machine asynchrone	
I.1- Introduction.....	03
I.2- Défauts dûs à la machine asynchrone à cage d'écureuil.....	03
I.2.1- Défaillances d'ordre électriques.....	03
I.2.1.1- Défauts statoriques.....	04
I.2.1.2- Défauts rotoriques.....	04
• Défaut de cassure des barres.....	05
• Cassure d'une portion d'anneau de court-circuit.....	05
I.2.2- Défaillances d'ordre mécaniques.....	06
I.2.2.1- Défaut d'excentricité	06
I.2.2.2- Défaut dû au palier.....	06
I.3- Étude statistique.....	07
I.4- Conséquences des défauts.....	08
I.5- Méthodes de diagnostic.....	08
I.5.1- Méthodes internes.....	09
I.5.2- Méthodes externes.....	09
I.5.3- Méthodes inductives.....	09
I.5.4- Méthodes déductives.....	09
I.6- Modèle de la machine asynchrone à cage dédié au défaut	10
I.6.1- Approche analytique.....	10
I.6.2- Approche numérique.....	10

I.7- Techniques d'analyses des défauts.....	11
I.7.1- Analyse spectrale.....	11
I.7.2- Analyse cepstrale.....	12
I.7.3- Méthodes de détections des fréquences connues.....	12
I.7.4- Méthodes temps- fréquence et temps –échelle.....	12
I.8- Conclusion.....	13

Chapitre II : Modèle de la machine asynchrone à cage dédié à la simulation des défauts

II.1- Introduction.....	14
II.2- Modèle multi-enroulement de la machine asynchrone	14
II.2.1- Calcul des inductances.....	15
II.2.1.1- Partie statorique.....	15
II.2.1.2- Partie rotorique.....	16
II.2.1.3- Mutuelles inductances entre stator et rotor.....	17
II.2.2- Mise en équation.....	18
II.2.2.1- Equations statoriques.....	18
II.2.2.2- Equations rotoriques.....	20
II.3- Modèle de taille réduite de la machine asynchrone	22
II.4- Résultat de simulation.....	25
II.4.1- Cas d'une machine saine.....	25
II.4.2- Fonctionnement avec défaut de la machine.	27
• Cas d'une cassure adjacente de deux barres rotorique	27
• Cas d'une cassure espacée de deux barres rotorique.....	28
II.5- Analyse spectrale du courant statorique.....	29
II.6- Prise en compte du type d'alimentation de la machine en présence du défaut.....	33
II.6.1- Modélisation de l'onduleur de tension	33
II.6.2- Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle).....	35
II.7- Résultat de simulation (alimentation du moteur par onduleur à tension MLI en boucle ouverte)	36
II.7.1- Cas d'une machine saine.....	36
II.7.2- Fonctionnement avec défaut rotorique.....	37

• Cas d'une cassure adjacente de deux barres rotorique.....	37
• Cas d'une cassure espacée de deux barres rotorique.....	38
II.8- Analyse spectrale du courant statorique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension.....	39
II.9- Conclusion.....	41

Chapitre III : Commande vectorielle de la machine asynchrone à cage

III.1- Introduction.....	42
III.2- Modèle de la machine asynchrone en vue de la commande.....	42
III.3 -Principe de base de la commande vectorielle.....	43
III.4- Stratégie de commande.....	44
III.4.1- Structure de la commande vectorielle directe de la M.AS. à cage en tension.....	44
III.4.2- Organisation fonctionnelle de la commande.....	46
III.4.3- Bloc de défluxage	47
III.4.4- Estimation du flux rotorique.....	48
III.5- Simulation de la commande directe de la machine asynchrone utilisant le modèle réduit.....	48
III.5.1- Essai en fonctionnement sain de la machine.....	48
III.5.2- Test d'inversion du sens de rotation.....	50
III.5.3- Réponse aux basses vitesses.....	51
III.5.4- Simulation de la commande directe de la machine en défaut.....	53
• Cas d'une cassure adjacente de deux barres rotorique	53
• Cas d'une cassure espacée de deux barres rotorique	54
III.6 Diagnostic du défaut de la machine en boucle fermée.....	56
III.6 .1- Analyse spectrale du courant statorique.....	56
III.6 .2- Analyse spectrale de la vitesse de rotation	57
III.6 .3- Analyse spectrale du couple électromagnétique.....	58
III.6.4- Analyse spectrale de l'erreur du régulateur de vitesse	58
III.7 - Conclusion.....	59

Chapitre IV Commande par mode glissant de la machine asynchrone à cage avec défauts rotorique

IV.1- Introduction.....	61
IV.2- Objectif de la commande par mode glissant.....	62
IV.3- Conception de la commande par mode de glissement.....	62
IV.4- Principe de la commande par mode de glissement.....	62
IV.4.1- Bases mathématiques de la commande à structure variable.....	62
IV.4.2- Exemple de synthèse d'une commande à structure variable.....	62
IV.4.3- Modes de la trajectoire dans le plan de phase.....	66
IV.4.4 - Conditions d'existence du mode de glissement.....	67
IV.4.5 - Commande équivalente.....	69
IV.4.6 - Commande discontinue de base.....	69
IV.4.6.1- Commande sign.....	70
IV.4.6.2- Commande avec un seul seuil.....	70
IV.4.6.3- Commande adoucie.....	71
IV.4.6.4- Commande intégrale.....	72
IV.5- Domaines d'application de la commande à structure variable par mode glissant..	72
IV.6- Application de la commande à structure variable.....	73
IV.6.1- Choix des surfaces de glissements.....	74
IV.6.2- Conditions de convergence.....	74
IV.6.3- Loi de commande par mode glissant.....	74
IV.7- Principe de fonctionnement.....	77
IV.8- Application de la commande à structure variable à la machine.....	78
IV.8.1- Cas d'une machine saine	78
IV.8.1.1- Test de robustesse d'inversion de vitesse.....	80
IV.8.1.2- Test de robustesse vis-à-vis les variations paramétriques	81
IV.8.1.3- Réponse à basses vitesses.....	82
IV.8.2- Cas d'une machine avec défaut rotorique	84
• Cassure adjacente de deux barres rotorique.....	84
• Cassure espacée de deux barres rotorique	86
IV.9- Résultat de simulation d'analyse spectrale.....	88
IV.9.1- Analyse spectrale du courant statorique.....	88

IV.9.2- Influence de la charge sur le spectre du courant statorique	89
IV.9.3- Effet de nombre et de la position des barres cassées.....	90
IV.9.4- Analyse spectrale de la vitesse de rotation.....	91
IV.9.5- Analyse spectrale du couple électromagnétique	92
IV.9.6- Analyse spectrale de l'erreur du régulateur de vitesse de rotation.....	93
IV.10- Conclusion.....	94
Conclusion générale.....	95
Bibliographie	97
Annexe.....	102

Introduction générale

Introduction générale

Le moteur asynchrone à rotor bobiné a été utilisé jusqu'à un passé récent pour les entraînements à vitesse peu variable. Mais il ne présentait pas une sensible amélioration par rapport au moteur à courant continu. La machine à rotor à cage d'écurieil était pour sa part réservée aux entraînements à vitesse constante à cause de la difficulté de sa commande et de la difficulté du suivi de ses paramètres rotoriques. Cependant, Ce moteur présente de nombreux atouts : puissance massique, robustesse, coût de fabrication relativement faible et un entretien minimum [1].

Toutes ces qualités justifient le regain d'intérêt de l'industrie vis-à-vis de ce type de machine. De plus, les développements récents de l'électronique de puissance et de commande permettent aux moteurs asynchrones à cage d'avoir les mêmes performances que celles des machines à courant continu. Ceci explique son développement dans l'industrie et le remplacement progressif des machines à courant continu [2].

Par ailleurs, certaines utilisations des moteurs asynchrones ne tolèrent pas les pannes intempestives. Ces pannes peuvent être dues aux dans la structure interne de ces moteurs et qui sont d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur accouplement, usure des roulements,...) ou électrique et magnétique (court circuit du bobinage statorique, rupture de barres ou d'anneau, cassure de dents,...). Les imperfections peuvent aussi être dues à d'autres éléments de l'entraînement ; citons par exemple des défauts dans l'alimentation, dans la charge ou dans les réducteurs mécaniques [3].

La commande vectorielle de la machine asynchrone à cage permet d'avoir une souplesse proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée [4].

Cependant, cette structure de commande nécessite la connaissance précise au préalable des paramètres de la machine. Ce qui exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire.

La commande à structure variable (CSV) qui, par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Le réglage par mode de glissement est fondamentalement une méthode qui

force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, cette technique de commande a un inconvénient de commutation aux hautes fréquences [5]

Dans ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de quatre chapitres:

- Le premier chapitre traite les divers défauts qui peuvent apparaître dans la machine asynchrone ainsi que les différentes méthodes de diagnostic.
- Le second chapitre est consacré à la présentation du modèle de la machine asynchrone pour la simulation des ruptures des barres. En premier lieu, nous présentons le développement du modèle multi enroulement dans une approche analytique. Par l'intermédiaire d'une transformation généralisée, nous introduisons ensuite le modèle diphasé. Ainsi on présente les résultats de simulation utilisant le modèle de taille réduit de la machine à l'état sain et avec défaut. L'analyse et le traitement du défaut est réalisée à travers l'utilisation de l'analyse spectrale du courant par le biais de la transformation de fourrier rapide FFT.
- Le troisième chapitre présente la commande vectorielle de la machine asynchrone à cage, où la vitesse de la boucle de retour est réglée en utilisant un régulateur (PI).
- Le quatrième chapitre présente une étude détaillée de la commande à structure variable qui, par sa nature, est une commande non linéaire. On y présente les principes théoriques de cette commande.

Et aussi dans ce chapitre on a traite l'application de la commande à structure variable CSV à la machine asynchrone à cage en fonctionnement sain et avec défaut rotorique.

Enfin le travail est terminé par une conclusion citons les divers résultats obtenus et les perspectives future pour l'amélioration de ce modeste travail.

Chapitre I

*Etude de la problématique du diagnostic
des défauts de la machine asynchrone*

I.1 Introduction

De nombreuses défaillances peuvent apparaître dans l'utilisation de la machines asynchrones au cours du fonctionnement. Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs causes très variées, sont classées en trois groupes [1] :

- les initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, usures des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture des fixations, problème d'isolation électrique, surtension transitoire...

- les contributeurs aux défauts : surcharge fréquente, température ambiante élevée, ventilation défaillante, humidité, fortes vibrations, vieillissement...

- les défauts sous jacents et erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, absence de maintenance...

Ces différentes causes peuvent provoquer une dégradation des performances ou des arrêts intempestifs du système. Le diagnostic précoce des pannes est donc nécessaire.

De nombreuses méthodes ont été mises au point. La plupart sont basées sur une analyse vibratoire. Nous nous intéressons essentiellement à celles basées sur les signaux électriques.

Le but de ce chapitre est de présenter un état de l'art des méthodes de diagnostic appliquées à la machine asynchrone. Ces méthodes sont classées en deux catégories, celles qui utilisent un modèle mathématique du système et celles qui consistent à analyser les signaux issus des mesures. Nous ferons une synthèse des champs d'application de ces méthodes.

I.2 Défauts dûs à la machine asynchrone à cage d'écureuil

Des études statiques nous révèlent que certaines pannes sont plus fréquentes que d'autres parmi les pannes majeures nous trouvons les suivants [6] :

I.2.1 Défaillances d'ordre électriques

Les défaillances d'origine électriques peuvent, dans certains cas, être la cause d'un arrêt de la machine (au même titre que les défaillances d'ordre mécanique). Ces défaillances se séparent en deux catégories bien distinctes. Nous pouvons citer les défauts qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et celles qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques [3], [6].

I.2.1.1 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 [7] :

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

où

f_{cc} : fréquence de court-circuit,

f_s : fréquence d'alimentation,

g : glissement,

n : entier naturel ($n=1, 2, 3, \dots$ et $k=1, 3, 5$),

p : nombre de paires de pôles.

Les différents courts-circuits qui peuvent apparaître dans la machine sont représentés par la figure (1.1) :

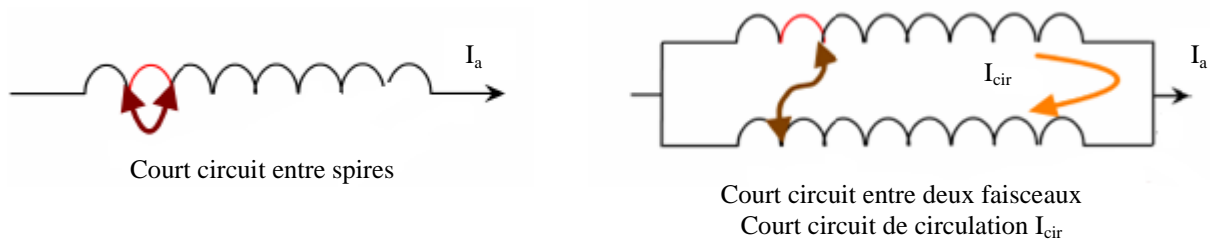


Figure 1.1: Différents court circuits au stator de la machine

Dans ces deux derniers 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 statoriques :

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

I.2.1.2 Défauts rotoriques

L'analyse du spectre du courant statorique en régime permanent fournit des indications sur les défaillances rotoriques telles que les ruptures des barres, d'anneaux de court-circuit ou l'excentricité d'entrefer [7] :

- **Défaut de cassure des barres**

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 à celui généré 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 :

$$f_{bc} = f_s [1 \pm 2.k.g] \quad (1.2)$$

f_{bc} : fréquence de barre cassée,

f_s : fréquence d'alimentation,

g : glissement,

k : entier naturel,

p : nombre de pairs de pôles.

- **Cassure d'une portion d'anneau de court-circuit [8]**

Les cassures des portions d'anneaux sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations entre les barres et les anneaux. Les anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. Un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge du couple est donc du courant peuvent entraîner leur cassure. La cassure d'une portion d'anneau engendre un comportement similaire à celui de la cassure des barres.

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

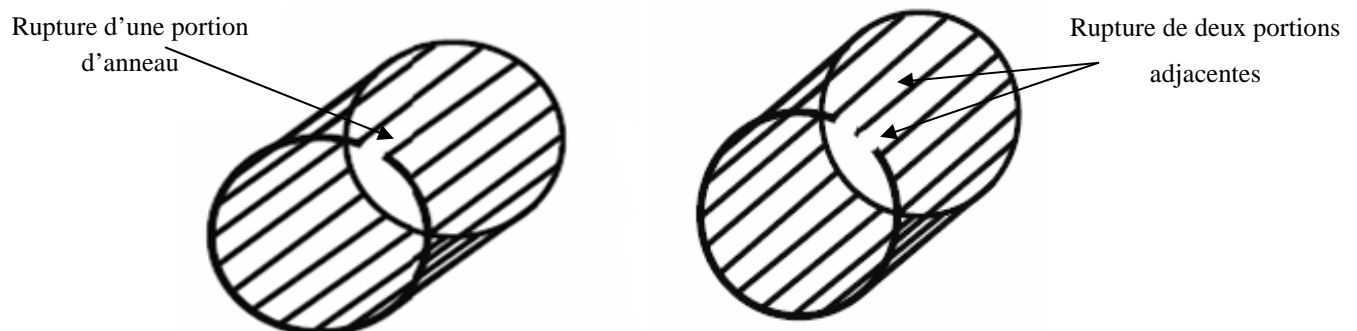


Figure 1.2 : Rupture d'une et deux portions adjacentes d'anneaux de court-circuit

I.2.2 Défaillances d'ordre mécaniques

Les défaillances d'ordre mécaniques sont, en général, les plus rencontrées parmi tous les défauts que compte la machine asynchrone. Ces défauts peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques ou encore de l'arbre moteur [9, 10].

I.2.2.1 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 :

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

b) L'excentricité dynamique, se manifeste lorsque le 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 représente la somme des deux phénomènes statique et dynamique

Les fréquences induites proches, du fondamental, sont données par [7], [11] :

$$f_{\text{exc}} = f_s \left[1 \pm \frac{n(1-g)}{p} \right] \quad (1.3)$$

f_{exc} : fréquence d'excentricité,

f_s : fréquence d'alimentation,

g : glissement,

n : entier naturel ($n=1, 2, 3, \dots$),

p : nombre de paires de pôles.



Figure 1.3: Défauts d'excentricité

I.2.2.2 Défaut dû au palier

La relation entre les vibrations des roulements à billes et le spectre du courant statorique est basée sur le fait que toutes les excentricités interférentes 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 [2, 12]:

$$f_{\text{rot}} = |f_s \pm k.f_v| \quad (1.4)$$

avec $k=1, 2, 3 \dots$

f_v : fréquences caractéristiques des vibrations,

f_s : fréquence d'alimentation.

I.3 Étude statistique

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels [13] sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200kW) a donné les résultats suivants (figure 1.4) :

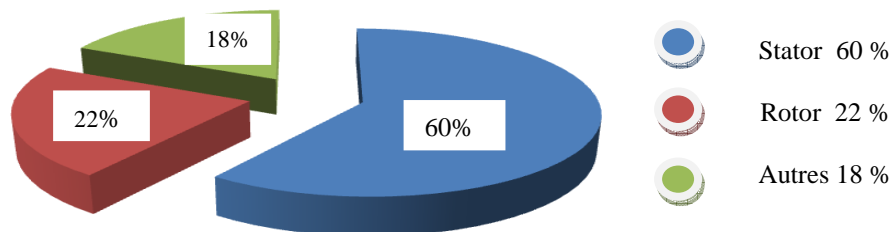


Figure. 1.4 : Proportion des défauts

D'autre part, les mêmes études montrent qu'entre 1973 et 1988, les pannes au stator sont passées de 78% à 60% et au rotor de 12% à 22%. Ces variations sont dues à l'amélioration des isolants sur cette période. La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est la suivante :

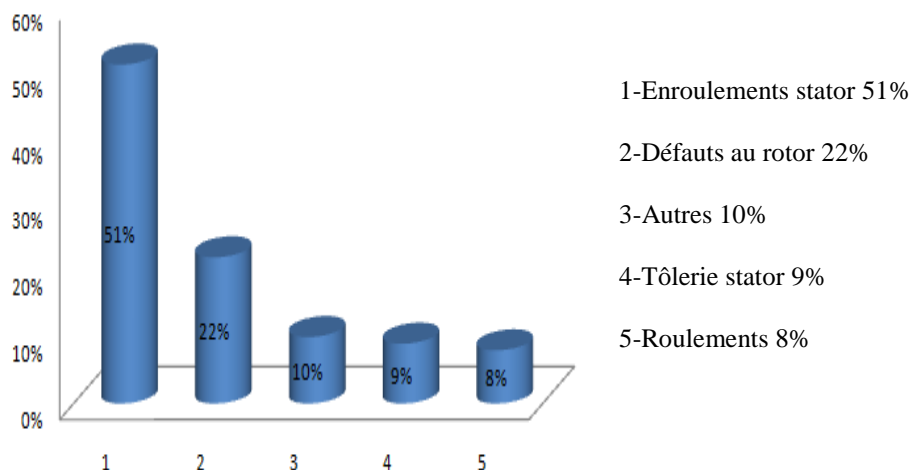


Figure. 1.5 : Répartition des pannes pour des machines à faibles et moyennes puissances

Une autre étude statistique faite sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) donne les résultats suivants [14, 15] :

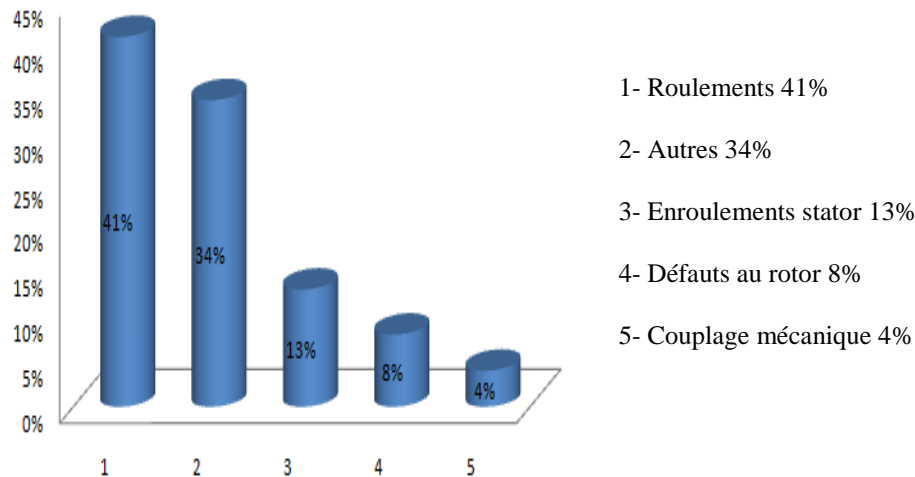


Figure. 1.6 : Répartition des pannes pour des machines de fortes puissances

Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements. Celles-ci exigent une maintenance mécanique accrue.

I.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 provoquer l'arrêt total de la machine. On cite parmi les conséquences des défauts :

- fluctuation au niveau du couple et de la vitesse,
- appel supplémentaire du courant,
- déséquilibre au niveau de la tension et du courant de ligne,
- augmentation des arrêts non programmés, des pertes de production et par conséquent le rendement global.

I.5 Méthodes du diagnostic

Le raisonnement et la connaissance sont deux éléments clés dans la solution d'un tel problème. Le diagnostic est au niveau conceptuel une distribution systématique des symptômes en diverses catégories des défauts. Par rapport à la connaissance et au raisonnement deux grandes classes des méthodes de diagnostic existent [16] :

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

I.5.1 Méthodes internes

Les méthodes internes dépendent de la connaissance obtenue à partir de modèles mathématiques du système.

Cette famille des méthodes est principalement dérivée des techniques utilisées par les automaticiens.

A partir des techniques d'identification de paramètres, il devient possible de mettre en œuvre la méthode du problème inverse. Le diagnostic de défaillance est possible en suivant en temps réel l'évolution des paramètres physiques ou bien en utilisant l'inversion de modèles de type " Boite noire " [17], [18].

Elles impliquent une connaissance approfondie du fonctionnement sous la forme de modèles mathématiques qui devront être obligatoirement validés expérimentalement avant toute utilisation industrielle. Les méthodes des diagnostics internes se regroupent en trois grandes familles :

- méthodes bases sur le modèle,
- méthodes à base d'identification,
- méthodes à base d'estimation du vecteur d'état.

I.5.2 Méthodes externes

Les méthodes externes utilisent la connaissance issue de l'expertise humaine. 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 vibrations acoustiques.
- L'analyse des signaux est réalisée en régime permanent, car le nombre de points d'acquisition est suffisant pour faire tous les types d'analyse. Le régime transitoire est riche en information fréquentielle mais à cause de sa faible durée, il limite le nombre de points d'acquisition, ce qui rend l'analyse difficile et moins précise [8], [17].

I.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 [16, 17].

I.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.

I.6 Modèle de la machine asynchrone à cage dédié au défaut

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 des données sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts. Parmi les approches de modélisations existantes, on cite [16, 17]:

I.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 [17, 18].

I.6.2 Approche numérique

Deux méthodes peuvent être utilisées :

- **Méthode des réseaux de perméance**

Elle consiste à découper la machine en plusieurs tubes du flux caractérisés par des perméances. Le mouvement de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméance d'entrefer variable selon la position du rotor, cette approche tient en compte aussi la saturation [2].

- **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.

I.7 Techniques d'analyse des défauts

Pour effectuer le diagnostic dans une installation, les opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de paramètres, tels que la température, le bruit, les vibrations...

En s'appuyant sur leur expérience, ces symptômes ne sont que la manifestation flagrante d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles d'un certain nombre de grandeurs mesurables.

L'analyse spectrale du signal, est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, en particulier, les ruptures de barres au rotor, la dégradation des roulements, les excentricités, les courts circuits dans les bobinages. Les méthodes d'analyse spectrale sont principalement utilisées dans les machines directement alimentées par le réseau et fonctionnent en régime permanent [16, 17].

Toutes les méthodes de traitement de signal disponibles pour le diagnostic des machines tournantes peuvent être classées dans quatre groupes différents : l'analyse spectrale, l'analyse cepstrale, l'analyse temporelle et l'analyse temps -fréquence ou temps- échelle. Dans ce qui suit, on présente quelques méthodes qui sont utilisées dans le diagnostic des ruptures des barres.

I.7.1 Analyse spectrale

L'analyse spectrale est certainement la méthode la plus naturelle utilisée pour le diagnostic des cassures des barres. En règle générale, la seule grandeur intéressante accessible au stator est le courant et l'intérêt de son analyse spectrale est de pouvoir détecter et identifier l'élément défectueux en fonction de sa fréquence.

Pour obtenir le spectre en fréquence, il existe plusieurs méthodes. Parmi lesquelles on distingue principalement deux approches :

- Méthodes non -paramétriques,
- Méthodes paramétriques.

- **Méthodes non- paramétriques**

Pour ces méthodes, on trouve tous les estimateurs à base d'analyse de Fourier. Les spectres basés sur l'utilisation de la transformation de Fourier sont obtenus :

- Soit par le calcul direct sur des segments d'échantillons temporels, puis au moyen de la transformation de Fourier, des segments pondérés par une fenêtre de pondération,
- Soit par le calcul du spectre sur la fonction d'auto corrélation [16, 17].

- **Méthodes paramétriques**

Les méthodes d'analyse fréquentielles paramétriques sont basées sur la détermination d'un modèle représentant le signal à analyser et pour lequel les paramètres sont utilisés pour estimer le spectre de puissance. L'estimation du spectre nécessite trois étapes. La première consiste à sélectionner un type de modèle, ensuite, on estime les paramètres du modèle retenu en utilisant les échantillons du signal. Enfin, la dernière étape, concerne l'estimation spectrale à partir des paramètres du modèle estimé [17].

I.7.2 Analyse cepstrale

Cette méthode est utilisée en analyse vibratoire et dans le cas du diagnostic de réducteurs. Il a été prouvé qu'en calculant le spectre, on identifie clairement la présence des raies.

I.7.3 Méthodes de détection des fréquences connues

Ces méthodes reposent sur le principe que les défauts se caractérisent par l'apparition ou le renforcement d'une raie à une fréquence fixe ou proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine.

I.7.4 Méthodes temps- fréquence et temps –échelle

- **Temps – fréquence**

Les méthodes d'analyse temps – fréquence ont été développées pour l'étude des signaux non stationnaires [15]. Plus généralement, elles s'appliquent à des signaux dont le contenu fréquentiel ou les propriétés statistiques évoluent au cours du temps. Pour décrire cette évolution temporelle, il faut réaliser une analyse spectrale évolutive, d'où les méthodes temps fréquence. Parmi les techniques de l'analyse temps fréquence, la transformation de Wigner –Ville permet des diagnostics précis. Cette transformation est une fonction réelle qui définit une distribution d'énergie dans le plan temps- fréquence. Elle peut être interprétée comme une densité spectrale instantanée [8].

Cependant, cette analogie est tempérée par l'existence de valeurs négatives qui en rendent l'interprétation délicate. Des procédures de lissage (fréquentiel et temporel) par fenêtrage permettent de réduire les interférences entre les différentes composantes fréquentielles du signal. La représentation temps fréquence a permis ainsi de mettre en évidence la modulation de fréquence linéaire en fonction du temps. Le temps de calcul d'une représentation temps- fréquence peut être prohibitif. De plus l'interprétation d'une image est souvent difficile.

- **Temps- échelle**

Ce mode de représentation est utilisé pour détecter des phénomènes qui se déroulent sur des échelles de fréquences différentes rencontrés dans un signal. La transformation en ondelette a été formalisée par Grossman et Morle.

I.8 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 défauts de type cassures des barres dans la cage rotorique d'un moteur asynchrone à base de modèle mathématique. 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 deuxième chapitre.

Chapitre II

*Modèle de la machine asynchrone à cage
dédié à la simulation des défauts*

II.1 Introduction

Tant dans le domaine du diagnostic que dans celui de la commande des machines électriques, il est intéressant de disposer des modèles capables de représenter le comportement du système en présence de déséquilibres structurels. La mise au point d'une procédure de diagnostic à base de modèle analytique pour la machine asynchrone recouvre un certain nombre de problèmes qui doivent être résolus. L'un de ces problèmes est la synthèse des modèles décrivant le comportement de la machine.

Ceci non pas d'une façon moyenne comme pour la commande, mais d'une façon plus exacte en intégrant certains paramètres pour décrire le plus précisément possible le comportement de la machine.

Pour cela il fallu s'orienter vers des modèles plus sophistiqués (modèles de type circuit, modèle multi enroulements) pour une description adaptée aux défauts, que ce soit pour une simulation plus réaliste ou pour une utilisation dans la méthode de détection [19].

La modélisation décrite dans ce chapitre a pour objet de représenter par un modèle les barres ou les anneaux de court circuit pour une machine asynchrone à cage. Dans cette perspective, nous avons développé un modèle basé sur un circuit maille représentant la cage rotorique, nous avons privilégié l'approche analytique afin de disposer d'un modèle mathématique ne nécessitant pas d'outils de calcul complexe.

II.2 Modèle multi-enroulement de la machine asynchrone

L'objectif est de procéder à un développement d'un modèle de la machine asynchrone qui mette en évidence l'influence 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 et 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 pour faciliter la simulation et la mise au point des problèmes de rupture des barres et d'anneaux de court circuit [7], [17].

En Considérant les hypothèses de départ simplificatrices suivantes :

- l'entrefer est constant, l'effet d'encoche est négligé,
- perméabilité relative du fer très grande,
- répartition dans l'entrefer de la force magnétomotrice et du flux sont sinusoïdale,
- l'effet de la saturation est négligée, l'effet pelliculaire est considéré nul, courants de Foucault négligeables hors des barres rotoriques.

En plus de ces hypothèses, on suppose que le stator est sain, et de constitution symétrique.

II.2.1 Calcul des inductances [17, 18]

II.2.1.1 Partie statorique

En premier temps, on suppose que les enroulements statoriques sont régulièrement distribués autour du périphérique de l'entrefer de telle sorte que l'induction résultante puisse être sinusoïdale, dans ce cas l'expression de la FMM sera :

$$F(\theta) = \frac{2N_s}{\pi p} I_s \cos \theta \quad (2.1)$$

D'après le théorème d'Ampère on peut écrire :

$$F(\theta) = \oint H dl = \frac{N_s I_s}{p} \quad (2.2)$$

La décomposition de l'induction sera :

$$B(\theta) = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{N_s I_s}{e.p} \cos p\theta \quad (2.3)$$

Par conséquent, le flux magnétique dans l'entrefer est obtenu par l'intégration de l'expression (2.3), on peut écrire :

$$\phi_s = \iint_s B_s ds = \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_s R . l d\theta \quad (2.4)$$

On obtient :

$$\phi_s = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{e.p^2} R.l I_s \quad (2.5)$$

Le flux total traversant l'enroulement de la phase "a" est :

$$\Psi_{sa} = N_s \phi_s = N_s I_s \cdot \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot N_s \cdot R \cdot l}{e \cdot p^2 \cdot \pi} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos \theta d\theta \quad (2.6)$$

Donc l'équation (2.6) peut se mettre sous la forme :

$$\Psi_{sa} = L_{sp} I_s \quad (2.7)$$

En utilisant l'équation (2.6), l'inductance principale de la phase " a " s'écrit :

$$L_{sp} = 4\mu_0 \frac{N_s^2 R.l}{e.p^2\pi} \quad (2.8)$$

Le flux de fuite est donné par :

$$\phi_{fs} = L_{fs} I_s \quad (2.9)$$

L'inductance totale de la phase "a" est égale à la somme de l'inductance de magnétisation et de l'inductance de fuite tel que:

$$L_{as} = L_{sp} + L_{fs} \tag{2.10}$$

Puisque les enroulements statoriques sont symétriques, les inductances propres des trois phases sont considérées égaux : ($L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_s$)

II.2.1.2 Partie rotorique

Le rotor de la machine asynchrone à cage est assimilé à un enroulement polyphasé, chaque maille étant constituée de deux barres adjacentes et de deux portions d'anneau en court circuit. Ce modèle considère que le rotor est constitué d'autant de phases que de barres et les courants circulant dans les portions d'anneau de court circuit représentent les courants des phases rotorique (figure 2.1) [17, 18].

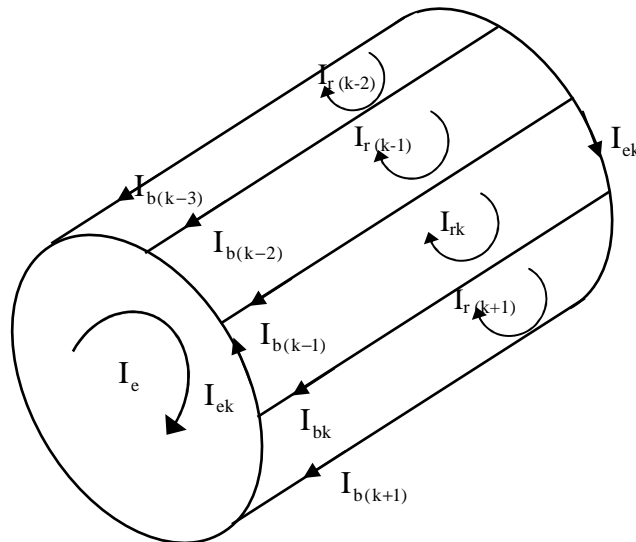


Figure 2.1 : Structure de la cage du rotor

La figure (2.2) représente en fonction de θ , l'allure de l'induction magnétique supposée radiale produite par une maille rotorique "k" dans l'entrefer [17, 18].

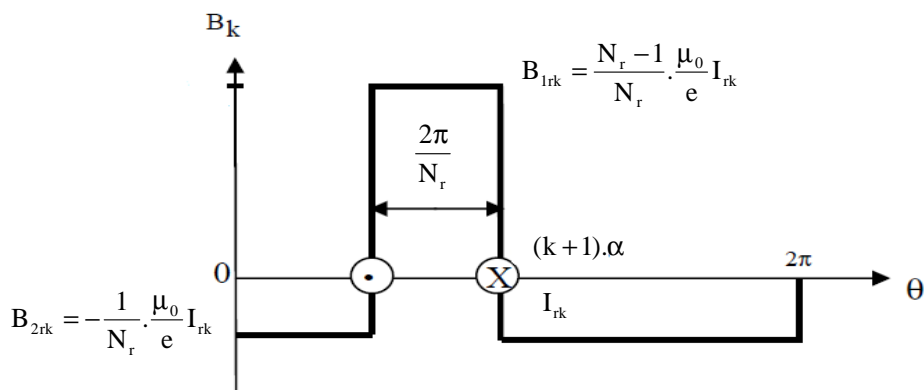


Figure 2.2 : Induction magnétique produite par une maille rotorique

La distribution spatiale du champ dû à la $k^{\text{ème}}$ boucle de courant rotorique, est considérée comme étant rectangulaire, l'inductance principale et l'inductance mutuelle d'une maille rotorique sont données par l'expression du flux propre de la maille "k".

On a donc :

$$\phi_{\text{rpk}} = \int_{k\alpha}^{(k+1)\alpha} B_{\text{1rk}} R.l d\theta \quad (2.11)$$

Donc :

$$\phi_{\text{rpk}} = \left(\frac{N_r - 1}{N_r^2} \right) \frac{\mu_0}{e} 2\pi.R.l.I_{\text{rk}}$$

L'inductance propre d'une boucle rotorique est :

$$L_{\text{rp}} = \left(\frac{N_r - 1}{N_r^2} \right) \frac{\mu_0}{e} 2\pi.R.l \quad (2.12)$$

L'inductance totale de la $k^{\text{ème}}$ maille rotorique est égale à la somme de son inductance principale, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuites de deux portions d'anneaux de court circuit fermant la maille k, donc l'expression est donnée par :

$$L_{\text{rr}} = L_{\text{rp}} + 2L_b + 2L_e \quad (2.13)$$

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer, le flux traversant la $j^{\text{ème}}$ maille produit par le courant I_{rk} circulant dans la maille k est donné par :

$$\phi_{\text{rjrk}} = \int_{j\alpha}^{(j+1)\alpha} B_{\text{2rk}} R.l d\theta \quad (2.14)$$

$$\phi_{\text{rjrk}} = \int_{j\alpha}^{(j+1)\alpha} \left(\frac{-1}{N_r} \frac{\mu_0}{e} R.l.I_{\text{rk}} \right) d\theta$$

D'après l'équation précédant on obtint l'inductance mutuelle :

$$M_{\text{rr}} = - \frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi.R.l \quad (2.15)$$

II.2.1.3 Mutuelles inductances entre stator et rotor

L'induction produite par la bobine de la phase n dans la $k^{\text{ème}}$ maille rotorique est donnée par :

$$B_{msr} = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{e} I_s \cos(p\theta - n \frac{2\pi}{3}) \quad (2.16)$$

avec $n=(1, 2,3)$

Le flux traversant la maille k , est donné par :

$$\phi_{rka} = \int_0^1 dz \int_{k.a}^{(k+1).a} B_{msr} R.l d\theta \quad (2.17)$$

On obtient :

$$\Phi_{rka} = -\frac{2}{\pi} \frac{\mu_0}{e.p} N_s I_s R.l \frac{1}{p} \left[\sin(p\theta - n \frac{2\pi}{3}) \right]_{k.a}^{(k+1).a} \quad (2.18)$$

L'inductance mutuelle entre la phase « a » du stator et la maille rotorique est :

$$M_{rka} = -M_{sr} \cos(p\theta - n \frac{2\pi}{3} + k.\alpha) \quad (2.19)$$

avec :

$$M_{sr} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{e.p^2} N_s R.l \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad ; \quad \alpha = p \frac{2\pi}{N_r}$$

II.2.2 Mise en équation

En utilisant les transformations de Clarke pour passer des grandeurs triphasées statoriques (a, b, c) aux grandeurs diphasées (α, β). Nous pouvons effectuer la simulation avec deux repères distincts pour le stator et le rotor.

Pour alléger le temps de calcul, on élimine l'angle θ de la matrice de couplage en choisissant le repère le plus adéquat et qui est celui du rotor. Dans ce repère, toutes les grandeurs ont une pulsation $g\omega_s$ en régime permanent. Cette caractéristique peut être utilisée pour l'analyse de rupture de barres rotoriques dans la machine par l'observation du courant I_{ds} [20].

II.2.2.1 Equations statoriques

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques les équations matricielles :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s]$$

Après transformation et rotation, les équations électriques dans le repère rotorique s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

avec :

$$\Phi_{sdq} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} - M_{sr} \begin{bmatrix} \cdots & \cos k\alpha & \cdots \\ \cdots & \sin k\alpha & \cdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

avec : $k \in [0, N_r-1]$, $k \in \mathbb{N}$

Donc :

$$\Phi_{ds} = L_{sc} I_{ds} - M_{sr} [\cos 0\alpha I_{r0} + \cos 1\alpha I_{r1} + \dots + \cos k\alpha I_{rk} + \dots + \cos(N_r - 1)\alpha I_{r(N_r-1)}]$$

De la même façon pour Φ_{qs}

$$\Phi_{qs} = L_{sc} I_{qs} - M_{sr} [\sin 0\alpha I_{r0} + \sin 1\alpha I_{r1} + \dots + \sin k\alpha I_{rk} + \dots + \sin(N_r - 1)\alpha I_{r(N_r-1)}]$$

Après la dérivation les équations (2.21), on aboutit à :

$$\frac{d\Phi_{ds}}{dt} = L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} - M_{sr} \begin{bmatrix} \cdots & \cos k\alpha & \cdots \\ \cdots & \sin k\alpha & \cdots \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Et :

$$\frac{d\Phi_{qs}}{dt} = L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} - M_{sr} \begin{bmatrix} \cdots & \sin k\alpha & \cdots \\ \cdots & \cos k\alpha & \cdots \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

II.2.2.2 Equations rotoriques

Le rotor à cage de la machine asynchrone peut être schématisé par le modèle donné par la figure (2.3)

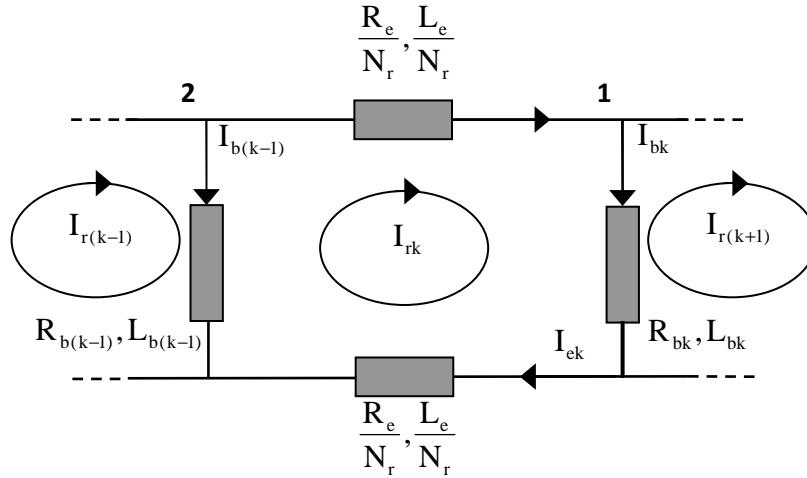


Figure 2.3: Schéma électrique équivalent des mailles rotorique k

I_{rk} représente le courant de maille k et I_{bk} le courant de la barre k .

On écrit :

- Pour le nœud n° 1

$$I_{bk} = I_{rk} - I_{r(k+1)}$$

- Pour le nœud n° 2

$$I_{b(k-1)} = I_{r(k-1)} - I_{rk}$$

L'équation électrique relative à la maille k est :

$$\frac{R_e}{N_r} I_{rk} - R_{b(k-1)} [I_{r(k-1)} - I_{rk}] + \frac{R_e}{N_r} [I_{rk} - I_e] + R_{bk} [I_{rk} - I_{r(k+1)}] + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} = 0 \tag{2.24}$$

Donc l'équation électrique relative à la maille k devient :

$$\frac{R_e}{N_r} I_{rk} - R_{b(k-1)} I_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} [I_{rk} - I_e] + R_{bk} I_{bk} + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} = 0 \tag{2.25}$$

Le flux induit dans la maille rotorique est donné par :

$$\Phi_{rk} = L_{rp} I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_r-1} I_{rj} - \frac{3}{2} M_{sr} (I_{ds} \cos k\alpha + I_{qs} \sin k\alpha) + \frac{L_e}{N_r} (I_{rk} + I_{ek}) + L_b (-I_{b(k-1)} + I_{bk})$$

avec : $k=0,1, 2, \dots, N_r-1$

Le terme en L_{rp} et en M_{rr} respectivement le flux principal, et mutuel avec les autres mailles rotoriques, puis viennent les termes de couplage avec le stator. On remarquera le facteur $\frac{3}{2}$ par rapport à l'équation statorique à cause de la transformation de Clark.

L'équation de l'anneau peut s'écrire [21, 22]:

$$L_e \frac{dI_e}{dt} - \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{dI_{rk}}{dt} = - \left(R_e I_e - \frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \right) \quad (2.26)$$

Le système complet $[L] \frac{d[I]}{dt} = [V] - [R][I]$ s'écrit sur la forme :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \cos j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ 0 & L_{sc} & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \sin j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & L_{rp} + \frac{2L_e}{N_f} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & -\frac{L_e}{N_f} \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{N_f} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & \vdots \\ -\frac{3}{2}M_{sr} \cos k\alpha & -\frac{3}{2}M_{sr} \sin k\alpha & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{N_f} + 2L_b & -\frac{L_e}{N_f} \\ 0 & 0 & \frac{L_e}{N_f} & \dots & \dots & \dots & \dots & -\frac{L_e}{N_f} & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(N_f-1)} \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & \dots & \dots & M_{sr} \omega \sin j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ -\omega L_{sc} & R_s & \dots & \dots & -M_{sr} \omega \cos j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 2\frac{R_e}{N_f} + R_{b0} + R_{b(N_f-1)} & -R_{b0} & 0 & 0 & -R_{b(N_f-1)} & \frac{R_e}{N_f} \\ 0 & 0 & 0 & -R_{b(k-1)} & 2\frac{R_e}{N_f} + R_{bk} + R_{b(k-1)} & -R_{bk} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_{b(k-1)} & 2\frac{R_e}{N_f} + R_{bk} + R_{b(k-1)} & -R_{bk} & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_{b(N_f-1)} & 0 & 0 & \frac{R_e}{N_f} \\ 0 & 0 & -R_{b(N_f-1)} & 0 & 0 & -R_{b(N_f-2)} & 2\frac{R_e}{N_f} + R_{b(N_f-2)} + R_{b(N_f-1)} & \frac{R_e}{N_f} \\ 0 & 0 & \frac{R_e}{N_f} & \dots & \dots & \dots & \frac{R_e}{N_f} & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(N_f-1)} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Le couple électromagnétique est obtenu par dérivation de Co-énergie:

$$C_e = \frac{3}{2} P [I_{sdq}]^t \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} \cdots & -M_{sr} \cos(\theta + k.\alpha) & \cdots \\ \cdots & -M_{sr} \cos(\theta + k.\alpha) & \cdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

On a donc :

$$C_e = \frac{3}{2} P M_{sr} \left\{ I_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \sin k.\alpha - I_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \cos k.\alpha \right\} \quad (2.29)$$

On y ajoute les équations mécanique afin d'avoir la vitesse $\Omega = \frac{\omega}{P}$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} P (C_e - C_r - \frac{f}{P} \omega) \quad (2.30)$$

avec $\omega = \frac{d\theta}{dt}$.

II.3 Modèle de taille réduite de la machine asynchrone

La représentation d'état fait apparaître un système d'ordre très élevé car il est constitué de nombre de phases statoriques, du nombre de phases rotoriques et des équations électromécaniques [18], [24].

Nous avons appliqué une transformation de Park étendue au système rotorique de manière à transformer ce système à N_r phases en un système (d, q), et elle est écrite de façon suivante :

$$[T(\theta_r)] = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \cdots & \frac{1}{2} \\ \cos \theta_r & \cos(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) & \cdots & \cos(\theta_r - (n-1)k.p.\frac{2\pi}{n}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) & \cdots & -\sin(\theta_r - (n-1)k.p.\frac{2\pi}{n}) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$[T(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ 1 & \cos(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) & -\sin(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(\theta_r - (n-1)k.p.\frac{2\pi}{n}) & -\sin(\theta_r - (n-1)k.p.\frac{2\pi}{n}) \end{bmatrix}$$

avec $k \in [0 \dots (n-1)]$, $k \in \mathbb{N}$

Nous pouvons définir un vecteur d'état $[X]$ qui, après l'application de cette matrice de transformation donnera :

$$[X_{odqs}] = [T(\theta_s)][X_{abcs}] \Rightarrow [X_{abcs}] = [T(\theta_s)]^{-1}[X_{odqs}] \quad (2.32)$$

$$[X_{odqs}] = [T_{3Nr}(\theta_r)][X_{rk}] \Rightarrow [X_{rk}] = [T_{3Nr}(\theta_r)]^{-1}[X_{odqr}]$$

Soit la partie statorique :

$$[V] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_{rk}] \} \quad (2.33)$$

L'application de la transformation donne :

$$\begin{aligned} [V_{odqs}] &= \{ [T(\theta_s)][R_s][T(\theta_s)]^{-1} \} [I_{odqs}] + \{ [T(\theta_s)][L_s][T(\theta_s)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [I_{odqs}] \\ &+ \left\{ [T(\theta_s)][L_s] \frac{d}{dt} [T(\theta_s)]^{-1} \right\} [I_{odqs}] + \{ [T(\theta_s)][M_{sr}][T_{3Nr}(\theta_s)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [I_{odqr}] \\ &+ \{ [M_{sr}] \frac{d}{dt} [T_{3Nr}(\theta_s)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [I_{odqr}] \end{aligned}$$

Pour la partie rotorique :

$$[V_r] = [R_r][I_{rk}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_{rk}] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_s] \} \quad (2.34)$$

Nous obtenons de la même façon :

$$\begin{aligned} [V_{odqr}] &= \{ [T(\theta_r)][R_r][T(\theta_r)]^{-1} \} [I_{odqr}] + \{ [T(\theta_r)][L_r][T(\theta_r)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [I_{odqr}] \\ &+ \left\{ [T(\theta_r)][M_{sr}] \frac{d}{dt} [T(\theta_r)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [I_{odqr}] + \left\{ [T(\theta_r)] \frac{d}{dt} [M_{rs}][T(\theta_s)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [I_{odqs}] \end{aligned}$$

En choisissant un référentiel lié au rotor ,

Après simplifications nous obtenons un modèle de taille réduite pour la machine asynchrone [24].

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & 0 & \frac{N_r}{2}\omega M_{sr} & 0 \\ \omega L_{sc} & R_s & -\frac{N_r}{2}\omega M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

avec:

$$\begin{cases} L_{rc} = L_{rp} - M_{rr} + 2\frac{L_e}{N_r} + 2L_e(1 - \cos \alpha) \\ R_r = 2\frac{R_e}{N_r} + 2R_b(1 - \cos \alpha) \end{cases} \quad (2.36)$$

Dans le cas d'un défaut rotorique, la matrice $[R_r]$ doit être modifiée.

La matrice de défaut rotorique s'écrit :

$$[R_{rf}] = [R_r] + \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & R'_{bk} & -R'_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & -R'_{bk} & R'_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \dots \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

La nouvelle matrice des résistances rotoriques, après transformations, devient :

$$[R_{rfdq}] = [T(\theta_r)][R_{rf}][T(\theta_r)]^{-1} = [X_{abcs}] = [T(\theta_r)]\{[R_r] + [R']\}[T(\theta_r)]^{-1} \quad (2.38)$$

La matrice résistance de défaut devient :

$$[R_{rfdq}] = \begin{bmatrix} R_{rdd} & R_{rdq} \\ R_{rqd} & R_{rqq} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Où les quatre termes de cette matrice sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{rdd} = 2R_b(1 - \cos \alpha) + 2 \frac{R_e}{N_r} + \frac{2}{N_r}(1 - \cos \alpha) \sum_k R_{bfk} \cdot (1 - \cos(2k - 1).a) \\ R_{rdq} = -\frac{2}{N_r}(1 - \cos \alpha) \sum_k R_{bfk} \cdot \sin(2k - 1).a \\ R_{rqd} = -\frac{2}{N_r}(1 - \cos \alpha) \sum_k R_{bfk} \cdot \sin(2k - 1).a \\ R_{rqq} = 2R_b(1 - \cos \alpha) + 2 \frac{R_e}{N_r} + \frac{2}{N_r}(1 - \cos \alpha) \sum_k R_{bfk} \cdot (1 + \cos(2k - 1).a) \end{array} \right.$$

$$\text{avec : } \alpha = p \frac{2\pi}{N_r}$$

L'indice k caractérise la barre cassée.

Pour la partie mécanique, après l'application de la transformation généralisée sur l'expression du couple, on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2} PN_r \cdot M_{sr} (I_{ds} \cdot I_{qr} - I_{qs} \cdot I_{dr}) \quad (2.40)$$

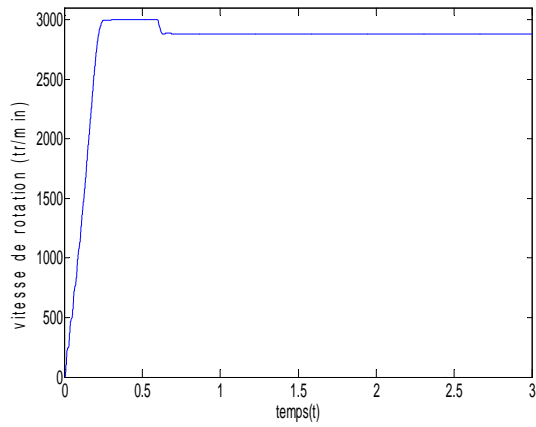
La sous-matrice, relative à la résistance rotorique, est un bon indicateur de la présence d'un défaut. En effet, en cas de défaut R_{rdd} et R_{rqq} ne sont plus égaux comme c'est le cas pour la machine saine. En outre, les termes R_{rdq} et R_{rqd} prennent une valeur non nulle, ce qui témoigne de la présence d'un défaut au rotor

II.4 Résultat de simulation

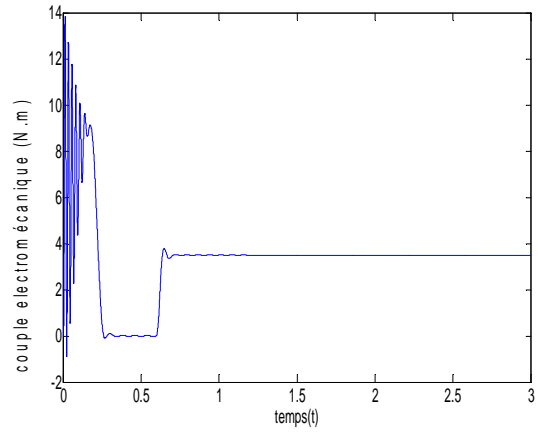
Les paramètres de la machine utilisée en simulation sont donnés à l'annexe 1.

II.4.1 Cas d'une machine saine

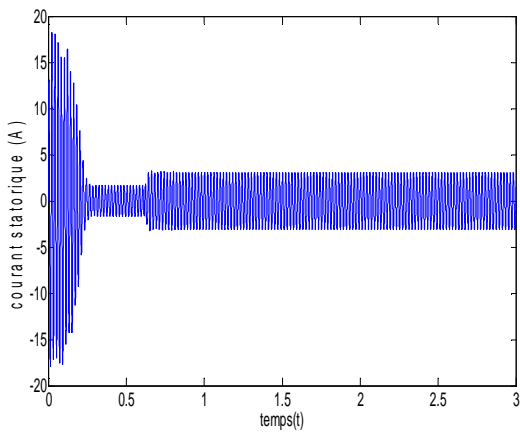
Les figures (2.4), présentent les résultats de simulation du moteur asynchrone à l'état sain alimenté directement à travers un réseau triphasé équilibré.



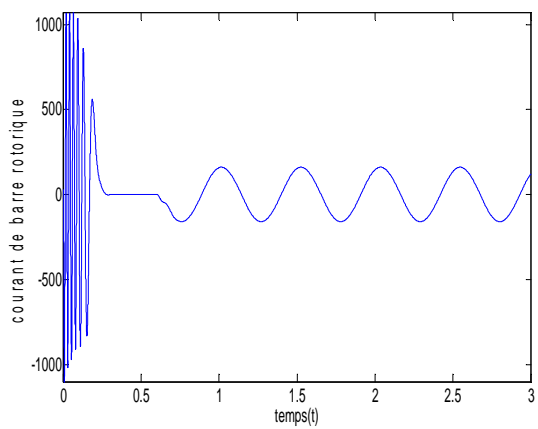
(a) : vitesse de rotation



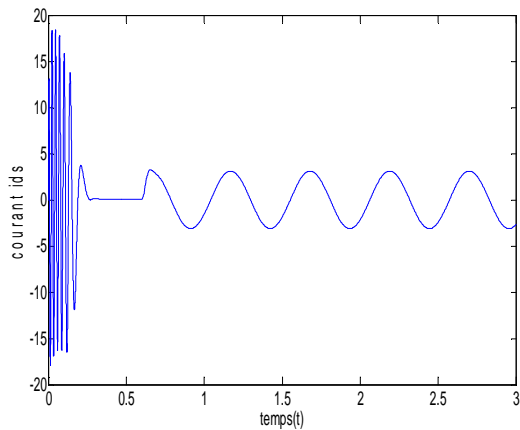
(b) : couple électromagnétique



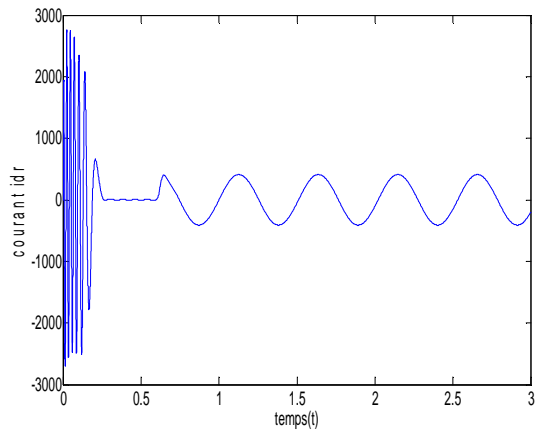
(c) : courant statorique



(d) : courant rotorique de la barre (1)



(e) : courant statorique direct i_{ds}



(f) : courant rotorique direct i_{dr}

Figure 2.4 : Grandeur électriques et mécanique pour un fonctionnement sain de la machine

On constate que le temps d'établissement des grandeurs électriques est rapide de l'ordre de 0.23s.

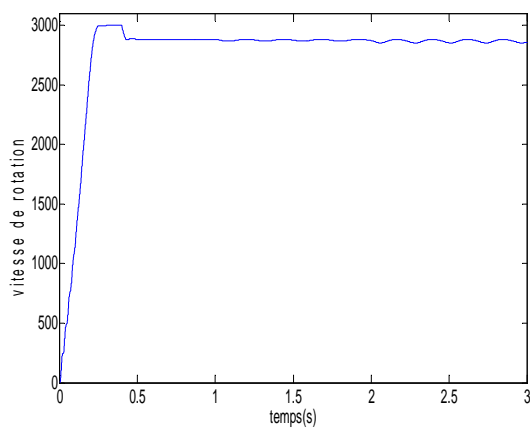
Le couple électromagnétique atteint une valeur maximale de 14 N.m (figure 2.4.b), avant de se stabiliser à une valeur presque nulle en fonctionnement à vide $t=0.6s$.

A l'instant $t = 0.6s$ on applique un couple résistant nominal de 3.5 N.m, on remarque que le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée, ce qui entraîne une diminution de la vitesse (figure 2.4.a)

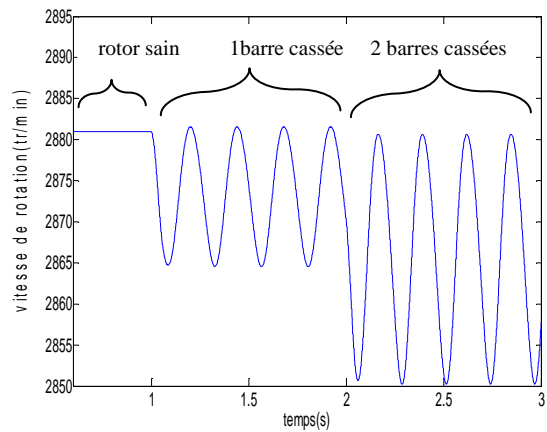
Les courants des barres rotoriques sont très importants, ils peuvent atteindre 1000 A, en régime transitoire (figure 2.4.c)

II.4.2 Fonctionnement avec défaut de la machine

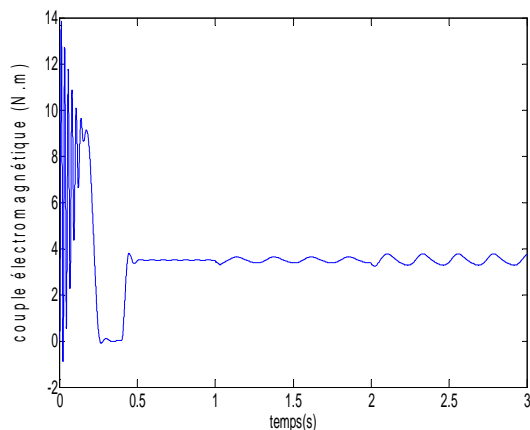
- Cas d'une cassure adjacente de deux barres rotorique



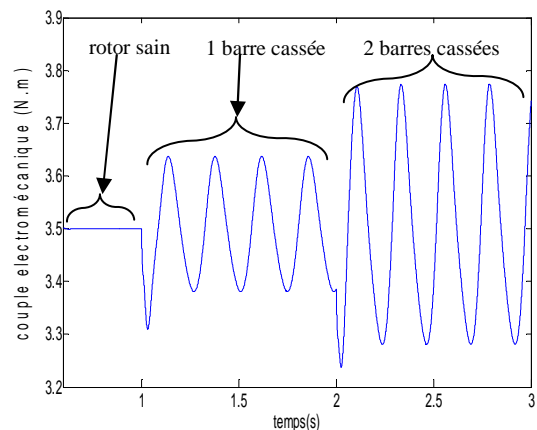
(a) : vitesse de rotation



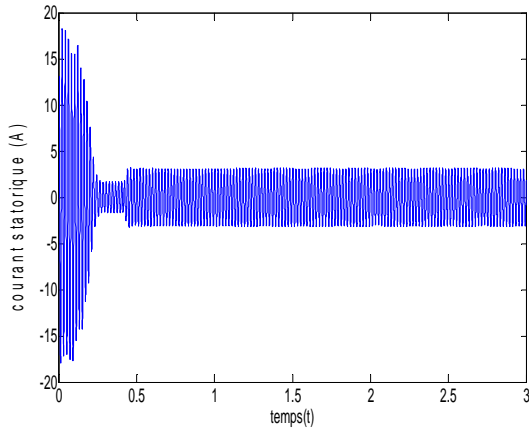
(a-1) : zoom de la vitesse de rotation



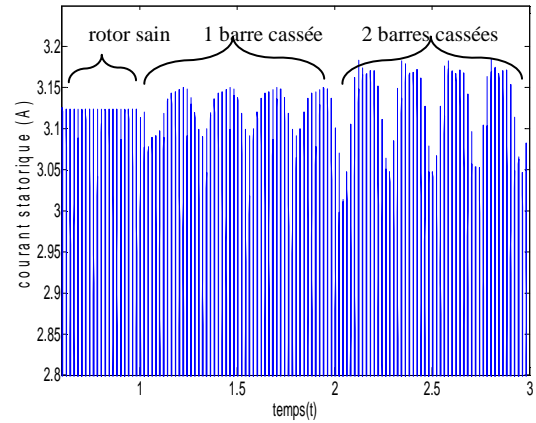
(b) : couple électromagnétique



(b-1) : zoom du couple électromagnétique



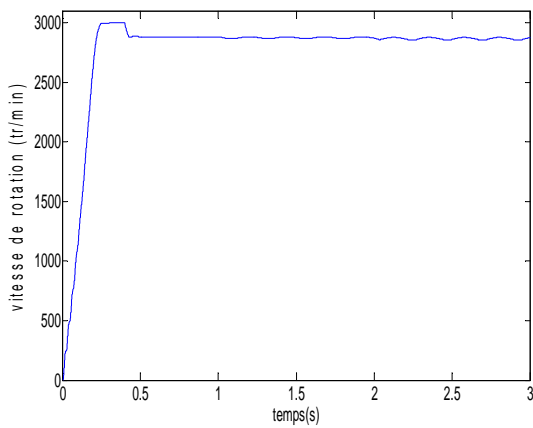
(c) : courant statorique



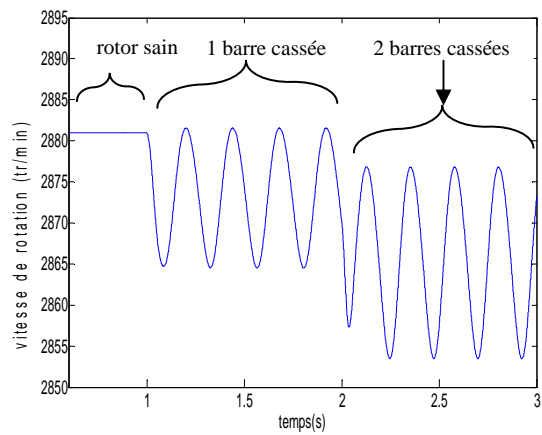
(c-1) : zoom du courant statorique

Figure 2.5 : Grandeur électriques et mécanique pour un fonctionnement avec défaut deux barres adjacentes (1et2)

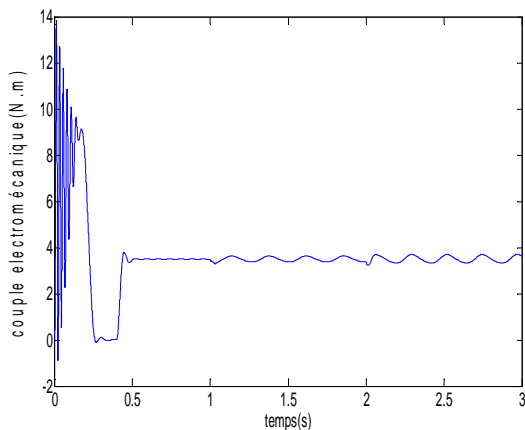
• Cas d'une cassure espacée de deux barres rotorique



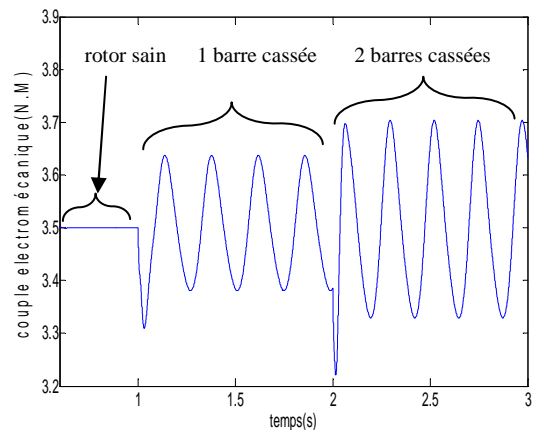
(a) : vitesse de rotation



(a-1) : zoom de la vitesse de rotation



(b) : couple électromagnétique



(b-1) : zoom du couple électromagnétique

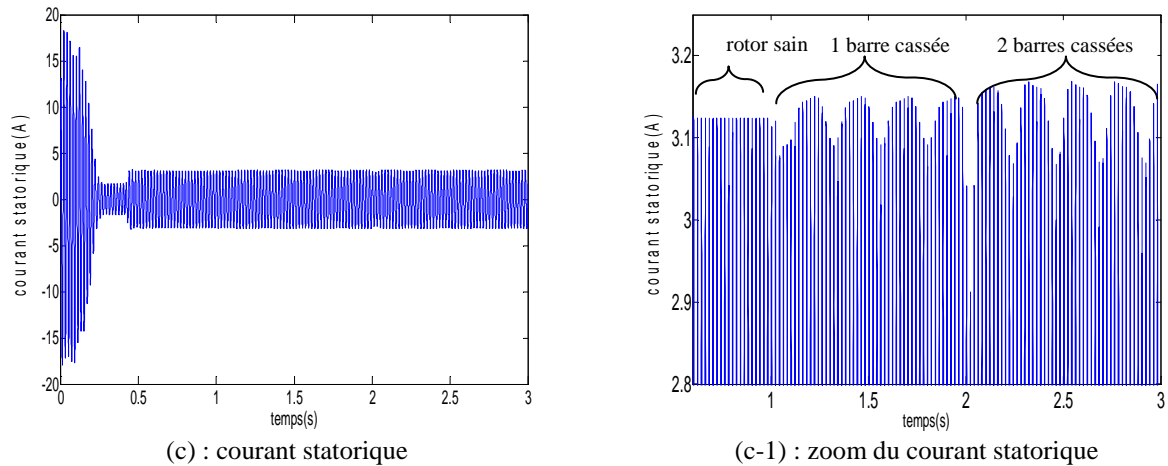


Figure 2.6 : Grandeur électriques et mécanique pour un fonctionnement avec défaut deux barres espacées (1et7)

Lorsque la machine présente un défaut de type cassure des barres, on remarque:

- Les oscillations qui apparaissent sur les courbes de vitesse et du couple (figure 2.5.a et b) (figure 2.6.a et b) qui se traduisent par des vibrations dans la rotation de la machine,
- Pour le courant statorique I_a l'amplitude n'est plus constante (figure 2.5.c) (figure 2.6.c), ce qui se traduit par la présence des harmoniques dans le spectre.
- On remarque que si les cassures des barres de type adjacente figure (2.5) la vitesse chute à des valeurs considérables, le couple present des oscillations plus important par rapport au cas des défauts de deux barres espacées figure (2.6).

II.5 Analyse spectrale du courant statorique

Pour chercher la meilleure fenêtre de pondération la plus adaptée, on considère le cas d'une machine avec un défaut rotorique de type d'une seule cassure de barre. Pour cela divers types des fenêtres sont utilisées dans l'analyse spectrale du courant statorique (figure 2.7).

La figure (2.7) présente les différents spectres obtenus en effectuant une analyse fréquentielle utilisant un fenêtrage de type: Kaiser, Hamming, Blackmann et Hanning.

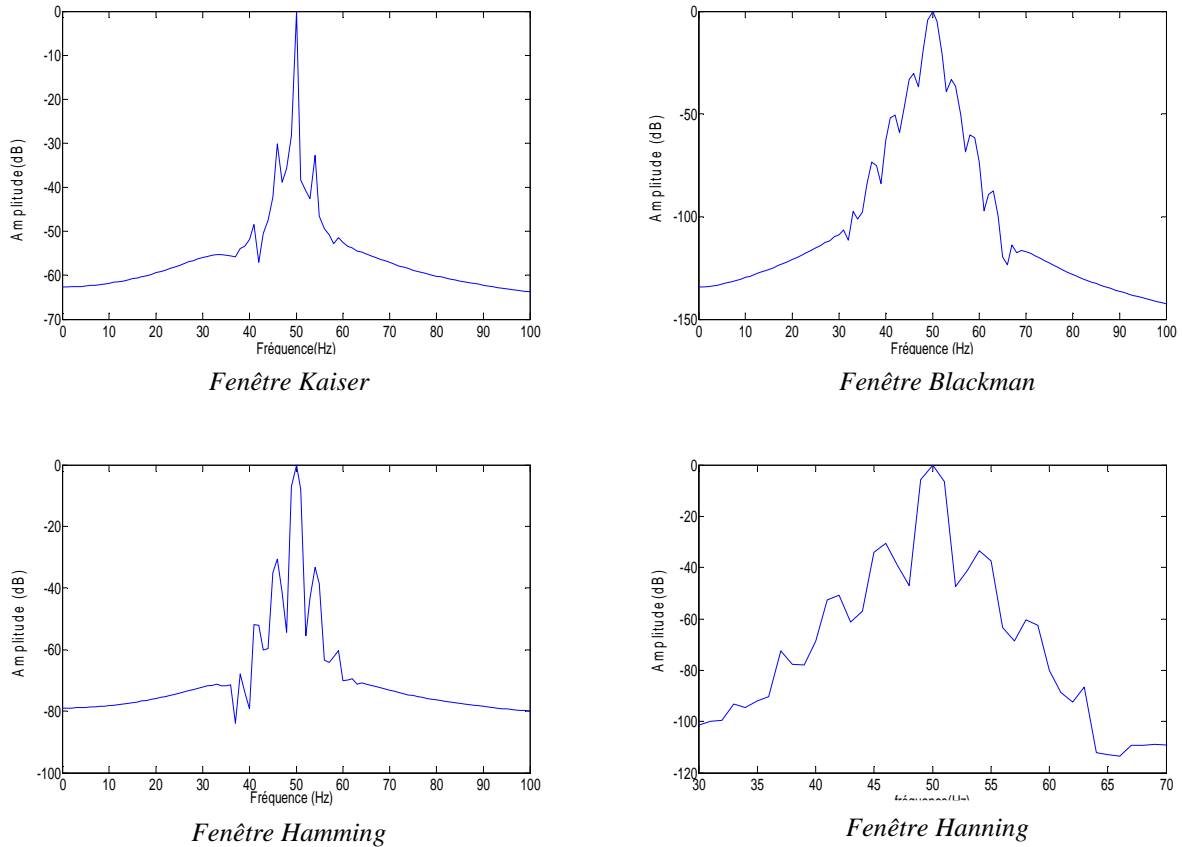


Figure 2.7 : Différentes fenêtres de FFT cas d'une cassure de barre rotorique

On remarque d'après le spectre du courant statorique que l'épaisseur des raies (figure 2.7) dans le cas de la fenêtre de types kaiser et hamming est très petite par rapport aux fenêtres de types hanning et Blackman, ce qui rend difficile la lecture de la fréquence correspondant au défaut.

Par conséquent, l'utilisation de la fenêtre de Hanning paraît meilleure et plus adéquate du point de vue lisibilité des fréquences de défaut : l'épaisseur des raies obtenues sont plus importantes pour la détection des raies de défauts.

Des résultats de simulation relatifs à l'analyse par FFT du courant statorique de la phase "a" (I_{as}) en régime permanent à charge nominale sont présentés dans le cas du moteur sain et avec défaut de deux cassures des barres de type adjacentes entre les barres 1 et 2 et espacée (1 et 7).

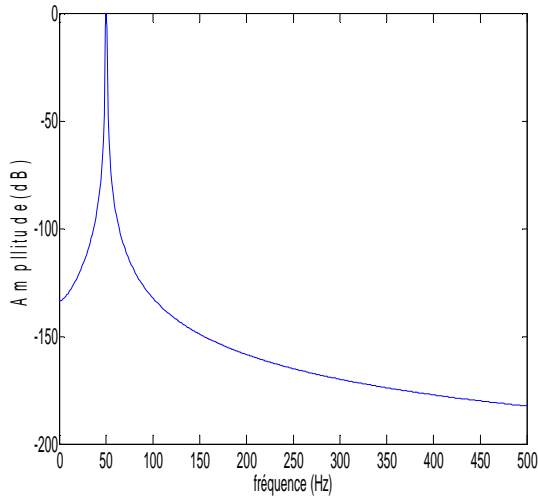


Figure (2.8) : Moteur sain.

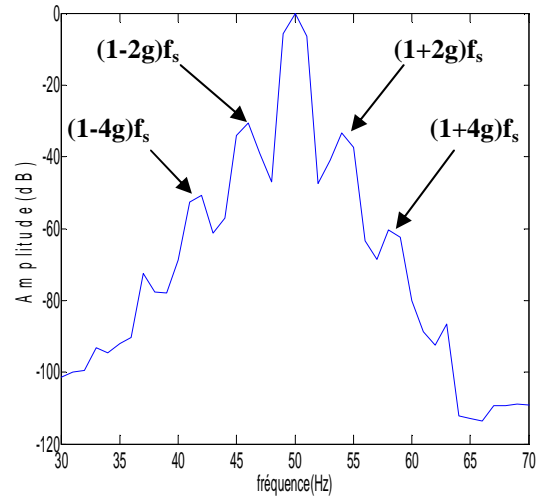


Figure (2.9) : Moteur avec une barre cassée .

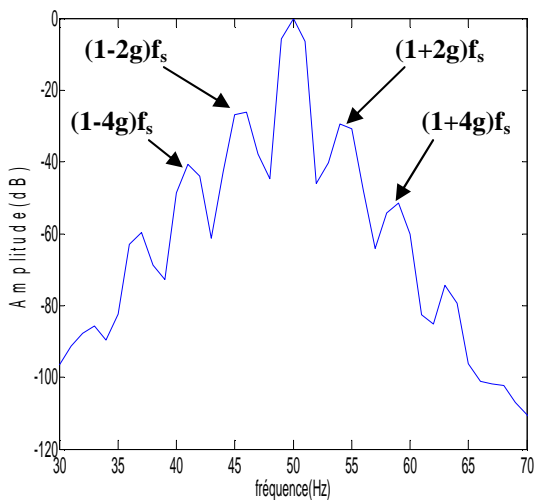


Figure (2.10) : Moteur avec deux barres cassées adjacentes

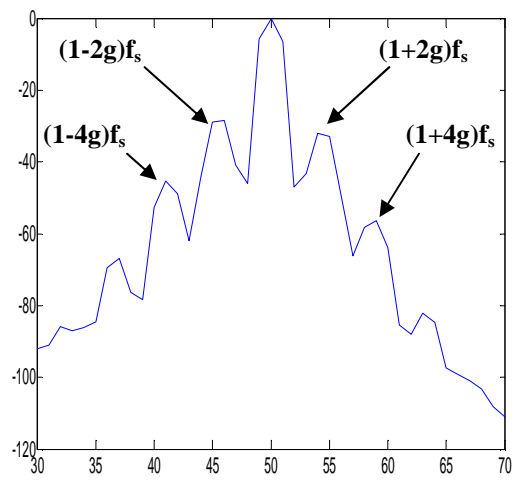


Figure (2.11) : Moteur avec deux barres cassées espacées

Les figures (2.8) à (2.11) présentent le spectre de fréquence du courant statorique autour de la fréquence du réseau de 50Hz, du moteur à l'état sain. Aucune raie latérale de part et d'autre de la raie du fondamental (figure 2.8).

Lorsque la machine fonctionne en défaut d'une cassure de barre, on remarque l'apparition des raies latérales au voisinage du fondamental correspondant approximativement aux raies données par l'expression (1.2 chapitre 1), figure (2.9).

Si on augmente le nombre des barres cassées, on observe une augmentation des raies surtout si les cassures sont de type adjacentes (figure 2.10) comparativement aux défauts de type espacés (figure 2.11).

Les tableaux 2.1 et 2.2, représentent l'extraction des raies de défaut vis-à-vis le fondamental directement du spectre des figures (2.9 à 2.11) et à travers le calcul déduit de l'expression $f_{\text{calculée}} = (1 \pm 2k.g)f_s$, pour $k=1$ et 2.

$g=4.448\%$, $f_s=50\text{Hz}$	$(1-4g)f_s$	$(1-2g)f_s$	$(1+2g)f_s$	$(1+4g)f_s$
$f_{\text{calculée}}$ (Hz)	41.034	45.517	54.483	58.966
$f_{\text{déduite}}$ (Hz)	40.99	45.5	54.5	59.02
Amplitude (dB)	-40.67	-26.46	-30.135	-51.37

Tableau 2.1 : Fréquences de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres adjacentes (1 et 2)

$g=4.574\%$, $f_s=50\text{Hz}$	$(1-4g)f_s$	$(1-2g)f_s$	$(1+2g)f_s$	$(1+4g)f_s$
$f_{\text{calculée}}$ (Hz)	40.852	45.426	54.574	59.148
$f_{\text{déduite}}$ (Hz)	40.98	45.49	54.51	59.05
Amplitude (dB)	-45.28	-28.69	-32.445	-56.33

Tableau 2.2 : Fréquence de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres espacées (1 et 7)

On remarque que les fréquences $(1 \pm 2.k.g).f_s$ des raies latérales déduites des courbes de l'analyse spectrale correspondent aux valeur théoriques (calculées) des ces fréquences.

(Hz /dB)	Cassure d'une barre	Cassure de deux barres adjacentes	Cassure de deux barres espacées
$f_1 ; A_1$	54.3 ; -33.31	54.483 ; -30.135	54.574 ; -32.445
$f_2 ; A_2$	45.7 ; -30.51	45.517 ; -26.46	45.426 ; -28.69
$f_3 ; A_3$	58.6 ; -60.32	58.966 ; -51.37	59.148 ; -56.33
$f_4 ; A_4$	41.4 ; -50.79	41.034 ; -40.67	40.852 ; -45.28

Tableau 2.3 : Amplitudes et fréquences des composantes $(1 \pm 2g).f_s$ et $(1 \pm 4g).f_s$ (en) pour différent nombre des barres cassées

avec : $f_{1,2} = (1 \pm 2k.g)f_s$ et $A_{1,2}$ leurs amplitudes

$f_{3,4} = (1 \pm 4k.g)f_s$ et $A_{2,4}$ leurs amplitudes

Les tableaux mettent en évidence l'influence du nombre des barres cassées et leurs mutuelles positions sur le spectre du courant statorique. Pour les valeurs de fréquence $f_{1,2}$ les raies sont presque les mêmes pour les différents types de cassures, mais pour les fréquences $f_{3,4}$ il y a une petite différence parfois sont inexistante. L'amplitude des raies est d'autant importante si les barres sont adjacentes.

II.6 Prise en compte du type d'alimentation de la machine en présence du défaut

II.6.1 Modélisation de l'onduleur de tension à MLI

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [24].

- $S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- $S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

La figure (2.12) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge [35] :

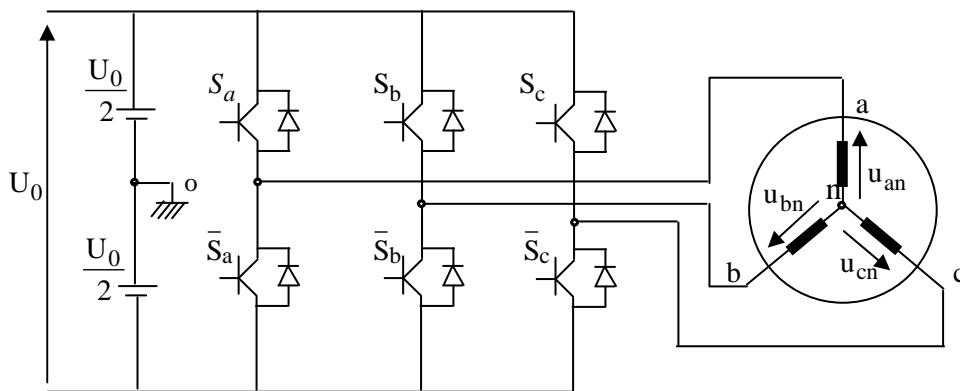


Figure 2.12: Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée ;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} , on a :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (2.41)$$

U_{ao} , U_{bo} et U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif. On a:

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (2.42)$$

U_{an}, U_{bn} et U_{cn} sont les tensions simples de la machine et u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors:

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \tag{2.43}$$

La substitution de l'équation (2.42) dans l'équation (2.43) aboutit à:

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \tag{2.44}$$

En remplaçant l'équation (2.44) dans l'équation (2.42), on obtient:

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \tag{2.45}$$

alors :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \tag{2.46}$$

Comme on peut le voir, les combinaisons $(S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$ et $(0, 0, 0)$ correspondent au vecteur nul. La figure (2.13) montre les six vecteurs non nuls qui peuvent être créés par un onduleur triphasé.

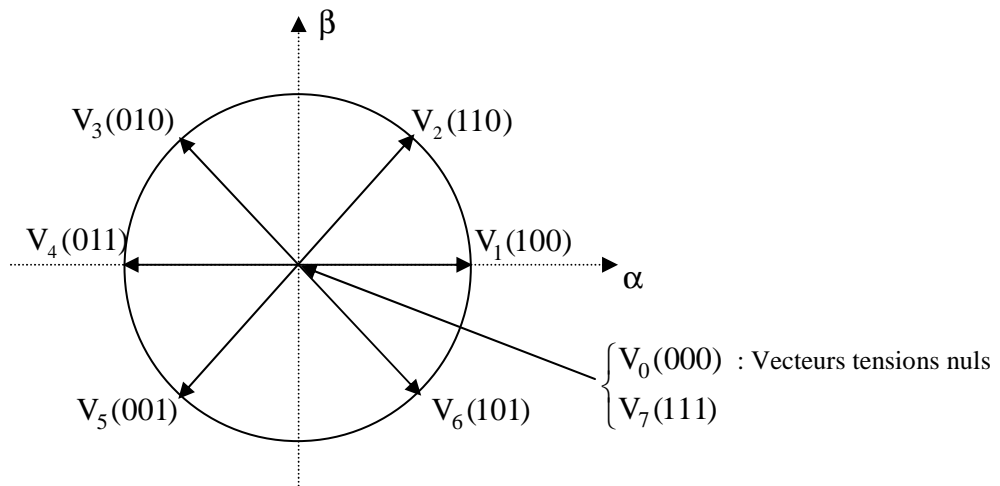


Figure 2.13: Vecteurs de tension créés par l'onduleur de tension dans la repère (α, β)

II.6.2 Commande de l'onduleur de tension à *MLI* naturelle (sinus-triangle)

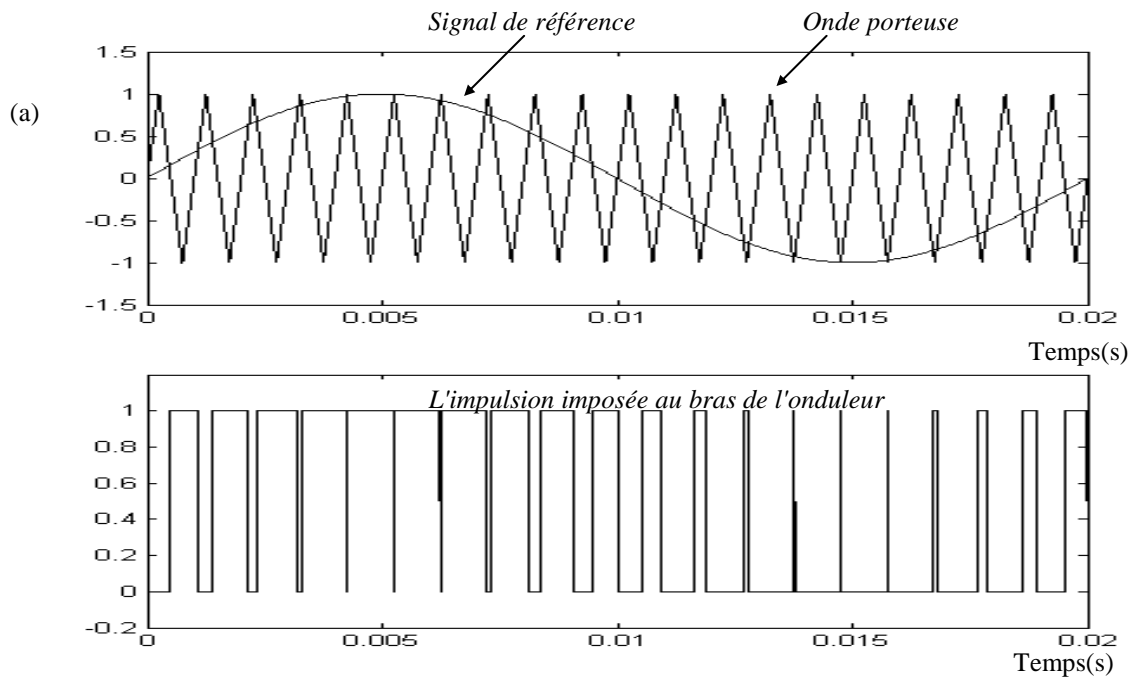
La technique de la *MLI* naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence;
- le second, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence.

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire (plein onde) si [24], [35] :

$$f_{\text{porteuse}} > 20. f_{\text{référence}} \quad (2.47)$$

Les figure (2.14) représente deux signaux à *MLI* générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz (figure 2.14.a) et 2kHz (figure 2.14.b), avec le même signal de référence sinusoïdal.



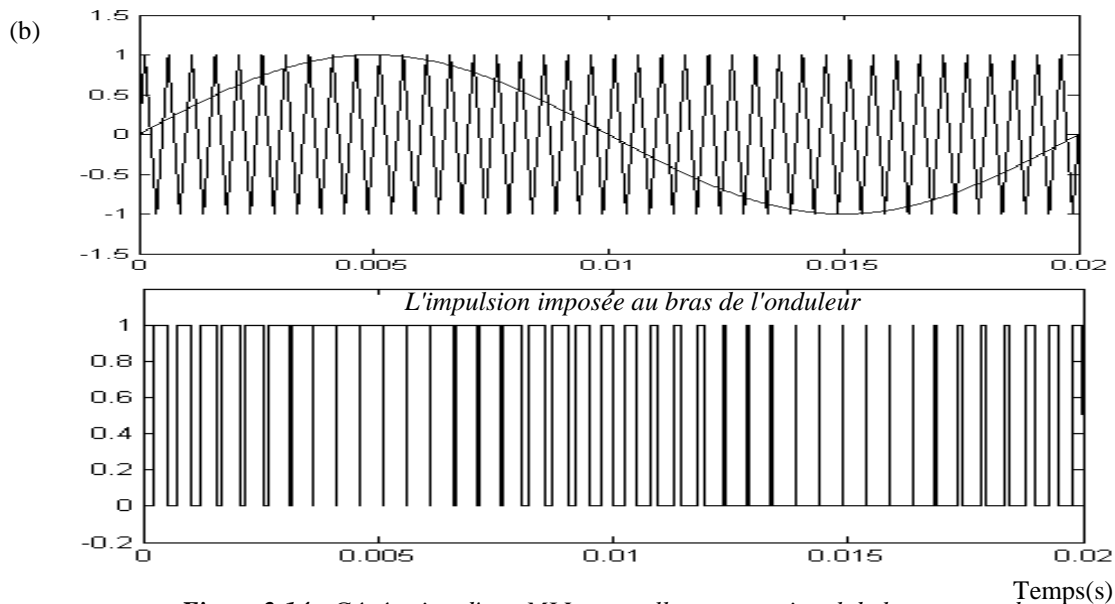


Figure 2.14 : Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de

(a) : 1 kHz) (b) : 2 kHz

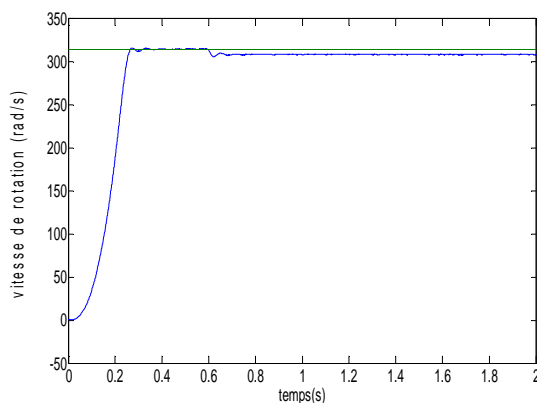
La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple; ce qui rend délicate sa mise en œuvre dans les applications numériques [35].

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est la réduction de la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique ainsi la minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

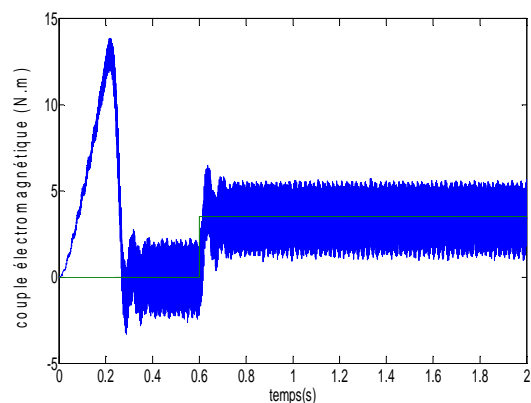
II.7 Résultat de simulation (alimentation du moteur par onduleur à tension MLI en boucle ouverte)

Dans ce cas, la machine est alimentée par onduleur à tension MLI en boucle ouverte

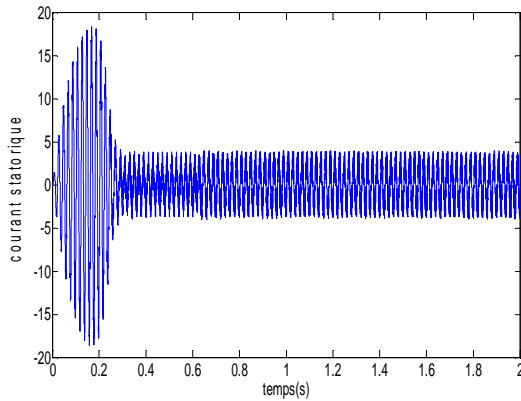
II.7.1 Cas d'une machine saine



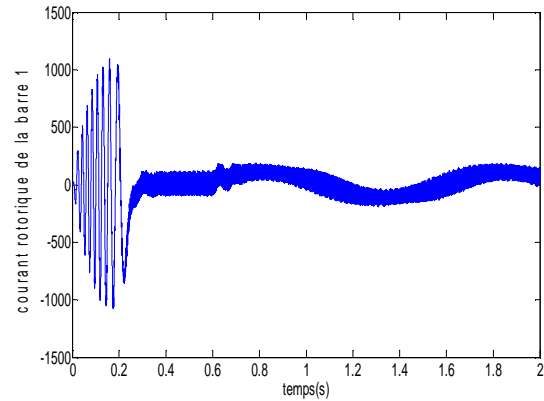
(a) : vitesse de rotation



(b) : couple électromagnétique



(c) : courant statorique



(d) : courant rotorique de la barre 1

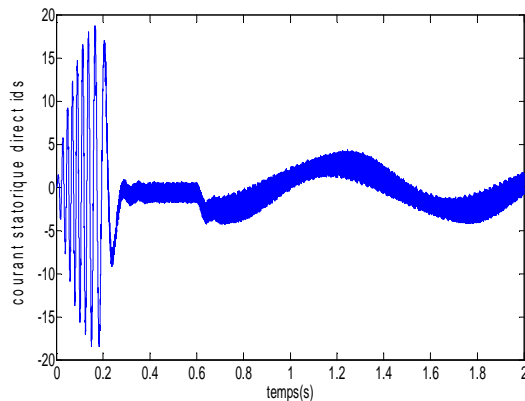
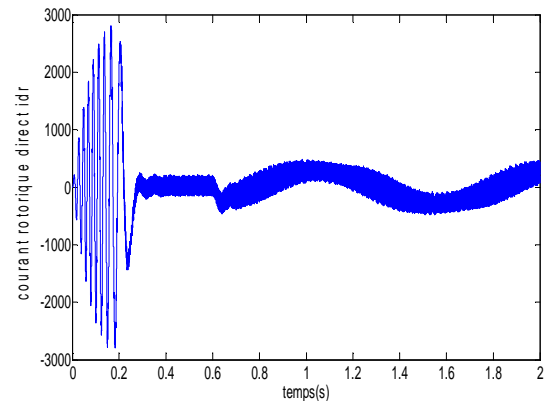
(e) : courant statorique direct i_{ds} (f) : courant rotorique direct i_{dr}

Figure 2.15 : Grandeur électriques et mécaniques de la machine saine alimentée par onduleur à MLI

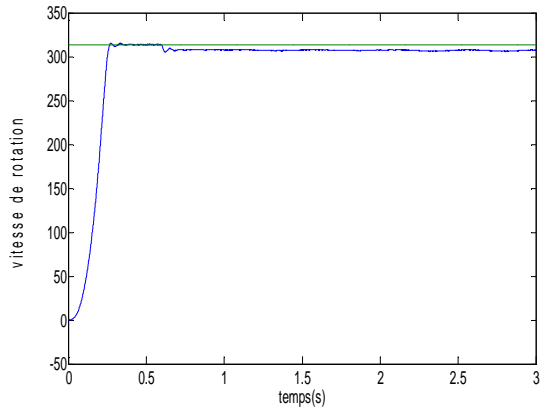
Les figures (2.15), présentent les résultats de simulation du moteur asynchrone à l'état sain alimenté par un onduleur de tension à MLI en boucle ouverte. La machine démarre en premier lieu à vide et un couple de charge est appliqué en régime permanent.

On remarque que le courant direct statorique et de phase (figures (2.15 c et e)) et rotorique direct (figure (2.15 f)) présentent des oscillations de hautes fréquences réponses dues a la présence du convertisseur, ces oscillations donnent lieu à des pulsations au niveau du couple électromagnétique important en fonctionnement de la charge (figure (2.15 b))

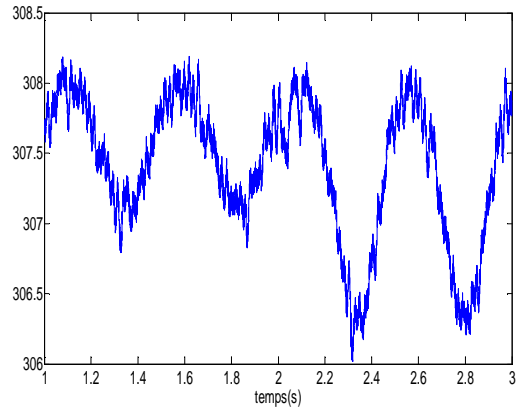
II.7.2 Fonctionnement avec défaut rotorique

- **Cas d'une cassure adjacente de deux barres rotorique**

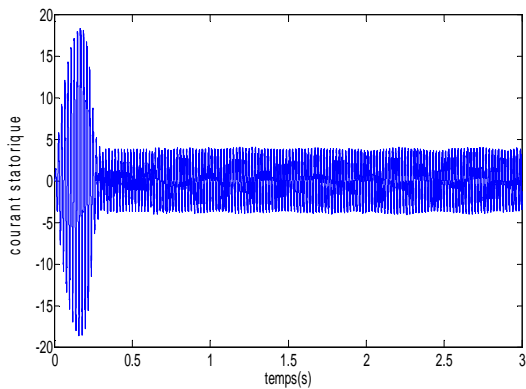
La machine étant alimentée à travers un onduleur de tension à MLI, le démarrage est effectué à vide en fonctionnement sain sans défaut. A $t=1s$, on effectue un défaut de rupture de la 1^{ère} barre et à l'instant $t=2s$, on ajoute la deuxième rupture de la barre $n^{\circ}=2$.



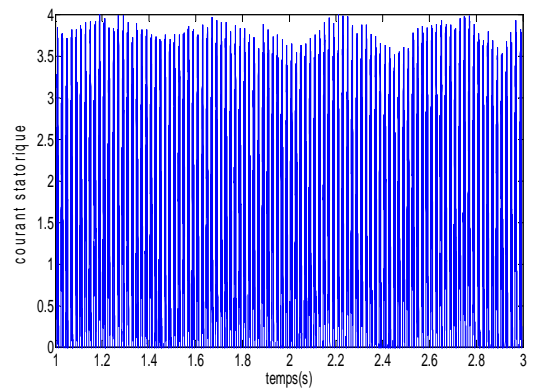
(a) : vitesse de rotation



(a-1) : zoom de la vitesse de rotation



(b) : courant statorique

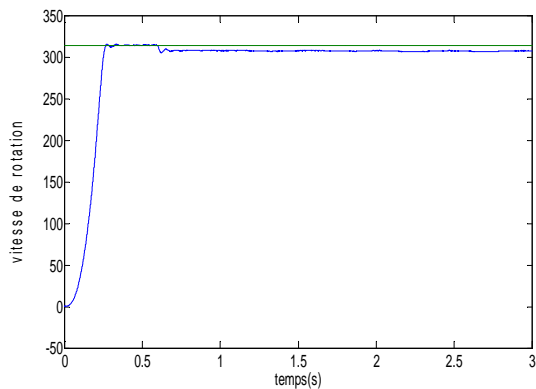


(b-1) : zoom du courant statorique

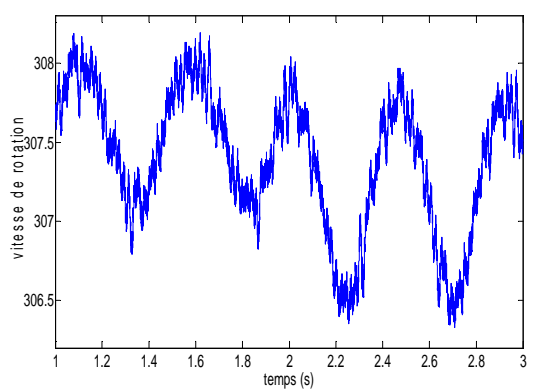
Figure 2.16 : Grandeur électriques et mécanique pour un fonctionnement de la machine avec défaut deux barres adjacentes (1et2)

• **Cas d'une cassure espacée de deux barres rotorique**

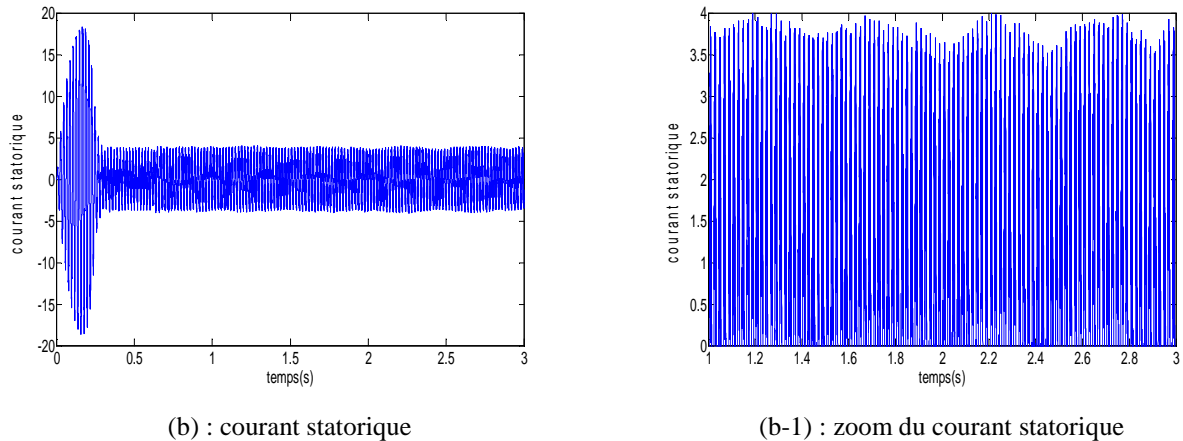
On refait le même fonctionnement de la machine mais en considérant à $t=2s$, la cassure de la barre espacée la septième barre rotorique.



(a) : vitesse de rotation



(a-1) : zoom de la vitesse de rotation



(b) : courant statorique

(b-1) : zoom du courant statorique

Figure 2.17 : Grandeurs électriques et mécanique pour un fonctionnement avec défaut deux barres espacées (1 et 7)

Lorsque la machine présente un défaut de type cassure des barres, on remarque:

- Les oscillations qui apparaissent sur la courbe de vitesse (figure 2.16.a et 2.17.a) qui se traduisent par des vibrations dans la rotation de la machine,
- Pour le courant statorique I_a l'amplitude des oscillations n'est plus constante (figure 2.16.b et 2.17.b), ce qui se traduit par la présence des harmoniques dans le spectre du courant.
- On remarque aussi que si les cassures des barres sont de type adjacente figure (2.16) la vitesse chute d'une valeur considérable, par rapport au cas du défaut de cassure de deux barres espacées figure (2.17).
- Si la machine est alimentée à travers un onduleur de tension, les courants, la vitesse de rotation présentent des ondulations considérables que si la machine est alimentée directement à travers un réseau de tension équilibré.

II.8 Analyse spectrale du courant statorique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension :

L'analyse spectrale du courant statorique à l'état sain et pour les différents types de cassure des barres rotorique est représentée par les figures (2.18 à 2.21) :

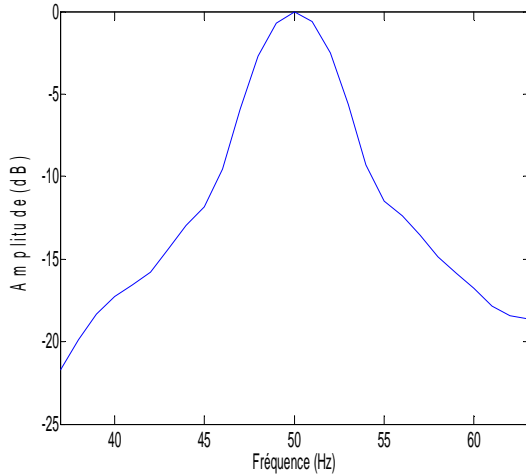


Figure (2.18) : Moteur sain.

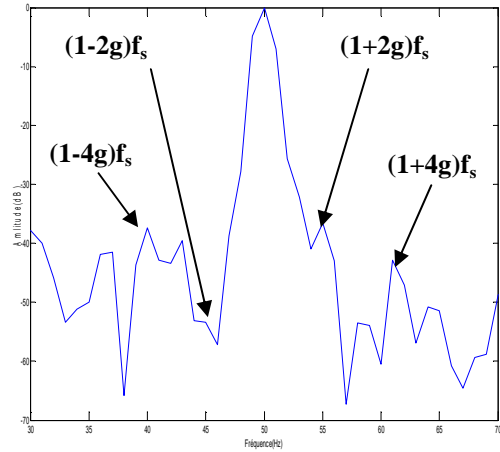


Figure (2.19) : Moteur avec une barre cassée .

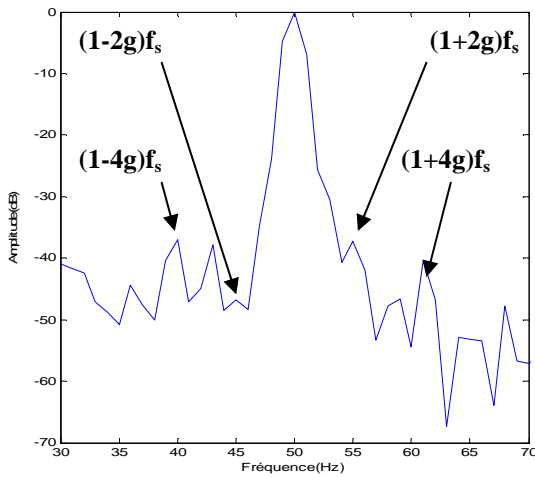


Figure (2.20) : Moteur avec deux barres cassées adjacentes

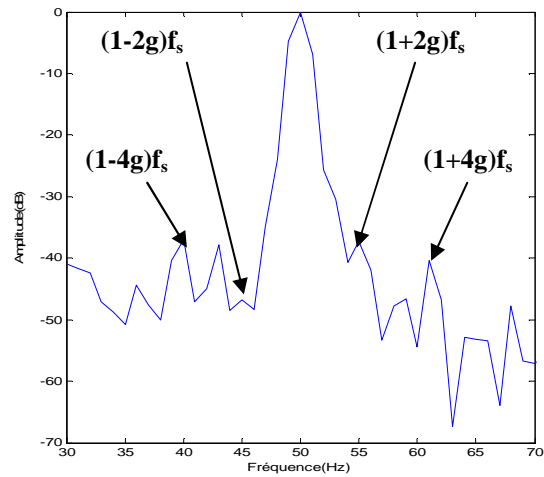


Figure (2.21) : Moteur avec deux barres cassées espacées

On remarque que le contenu spectral du courant statorique (figures 2.18 à 2.21) ,(tableau 2.4 et 2.5), ne se limite pas seulement à la composante fondamentale de fréquence 50 Hz mais à la présence des harmoniques à des fréquences proche aux raies données par l'expression $(1 \pm 2k)g f_s$.

$g=5.23\%$ $f_s=50\text{Hz}$	$(1-4g)f_s$	$(1-2g) f_s$	$(1+2g) f_s$	$(1+4g) f_s$
f calculée (Hz)	40.08	44.47	55.23	60.46
f déduite (Hz)	39.89	45.03	55.11	60.02
Amplitude (dB)	-38.54	-45.77	-37.23	-46.62

Tableau 2.4 : Fréquences de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres adjacentes

$g=5.17\%$ $f_s=50\text{Hz}$	$(1-4g)f_s$	$(1-2g) f_s$	$(1+2g) f_s$	$(1+4g) f_s$
f calculée (Hz)	39.66	44.83	55.17	60.34
f déduite (Hz)	39.89	44.701	55.082	60.78
Amplitude (dB)	-37.06	-46.74	-37.23	-51.37

Tableau 2.5 : Fréquence de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres espacées

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une simulation à l'état sain et défaillant de la machine asynchrone à cage. Les divers défauts considérés sont les cassures des barres rotorique de type adjacente et espacée dans le but de montrer l'effet de la position des cassures de barres sur le fonctionnement de la machine. Le défaut de cassure de barre provoque une modulation de l'enveloppe du courant statorique et des oscillations dans le couple et la vitesse rotorique, ses oscillations sont proportionnelles en fonction du nombre des barres cassées.

La position des cassures de barres influe aussi sur l'amplitude des oscillations du couple, la vitesse et le courant statorique. Elle est d'autant importante si les barres cassées sont adjacentes.

La détection direct du défaut à travers les caractéristiques électriques et mécanique est difficile surtout lorsqu'il s'agit de la première cassure de barre. L'analyse fréquentielle des signaux, issus de la machine donne un bon pronostic de détection à travers l'analyse des harmoniques.

Comme la machine est utilisée dans les entraînements à vitesses variables, la présence d'une commande offre à la machine ce fonctionnement surtout à l'état dégradé de la machine assurant la continuité du service. Une méthode de commande directe vectorielle sera considérée au premier lieu qui sera l'objet du troisième chapitre.

Chapitre III

Commande vectorielle de la machine asynchrone à cage avec défauts rotorique

III.1 Introduction

La simplicité de commande du moteur à courant continu a permis à la machine par excellence d'être le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. Par conséquent, les recherches ont été orientées vers la commande des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques à fréquences de type variables.

La difficulté pour commander une machine de type asynchrone à cage réside dans le fait que son modèle mathématique dans la configuration de Park est non-linéaire, multi-variable et fortement couplé, c.à.d. qu'il existe un couplage complexe entre les deux armatures: le stator et le rotor. Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport (tension/fréquence) n'ont pas pu répondre aux exigences des cahiers de charge et donnent donc des performances dynamiques appréciables. Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités au-dessus ont vu le jour grâce à BLACSHKE et HUASSE qui ont réalisé la première commande découplée de la machine asynchrone pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continu [26].

Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone à cage alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

III.2 Modèle de la machine asynchrone en vue de la commande

Le modèle utilisé est le modèle de la machine asynchrone à cage trouvé en chapitre (2). Mais les grandeurs électriques de la commande sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au champ tournant.

Pour la mise en équation, nous retenons les mêmes hypothèses et les mêmes transformations (Clark et Park) utilisées dans le 2ème chapitre.

Les flux dans le référentiel de Park sont donnés par la relation (3.1)

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_{sc} \cdot I_{ds} - \frac{N_r}{2} M_{sr} \cdot I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_{sc} \cdot I_{qs} - \frac{N_r}{2} M_{sr} \cdot I_{qr} \\ \phi_{dr} = -\frac{3}{2} M_{sr} \cdot I_{ds} + L_{rc} \cdot I_{dr} \\ \phi_{qr} = -\frac{3}{2} M_{sr} \cdot I_{qs} + L_{rc} \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (3.1)$$

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes d,q qui dépendent des objectifs de l'application :

- a) axes tournant à la vitesse du rotor ($\theta_r = 0$) : étude des grandeurs statoriques ;
- b) axes liés au stator ($\theta_s = 0$) : étude des grandeurs rotoriques ;
- c) axes liés au champ tournant : étude de la commande.

C'est cette dernière solution qui fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales du régime permanent. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du repère par rapport aux axes de flux.

Les équations de la machine s'écrivent alors dans ce référentiel comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \omega_s \cdot \phi_{qs} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \omega_s \cdot \phi_{ds} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} - \omega_r \cdot \phi_{qr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \omega_r \cdot \phi_{dr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (3.2)$$

III.3 Principe de base de la commande vectorielle

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d,q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. L'expression du couple de la machine asynchrone à cage, est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{3}{4} \cdot \frac{N_r \cdot M_{sr}}{L_{rc}} (\phi_{rq} i_{sd} - \phi_{rd} i_{sq}) \quad (3.3)$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant, en écrit :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

Le couple donnée par l'expression (3.3) devient :

$$C_{em} = -p \frac{3}{4} \cdot \frac{N_r \cdot M_{sr}}{L_{rc}} \phi_{rd} i_{sq} \quad (3.5)$$

Ou encore moyennant une constante k_t' prés, l'expression du couple devient :

$$C_{em} = K_t' \phi_{rd} i_{sq} \tag{3.6}$$

avec

$$K_t' = -p \frac{3}{4} \cdot \frac{N_r \cdot M_{sr}}{L_{rc}}$$

On remarque que l'expression de la machine asynchrone est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu.

La théorie de la commande vectorielle permet d'assimiler la machine à induction à une machine à courant continu à excitation séparée. La figure (3.1) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle réalisée sur une machine à induction.

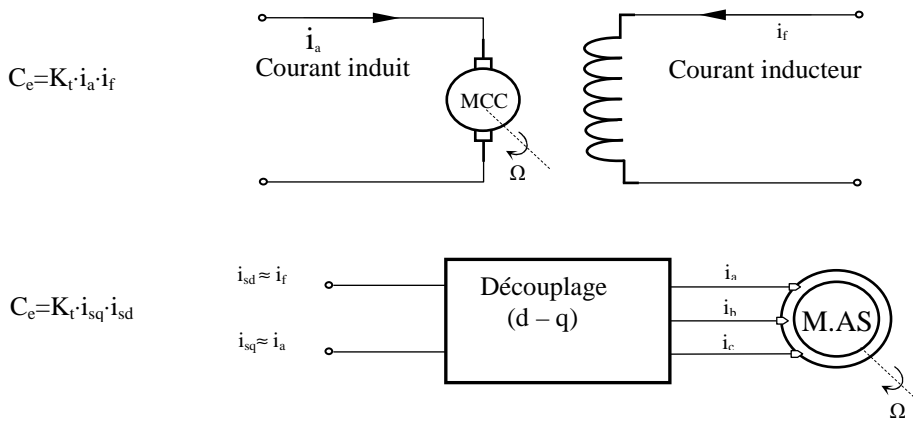


Figure 3.1 : Principe de commande découplée pour la MCC et la M.AS à cage.

III.4 Stratégie de commande

La principale difficulté de la commande vectorielle du moteur asynchrone réside dans le contrôle du flux. Différentes approches de la commande ont été envisagées, elles diffèrent principalement par la méthode du contrôle du flux [4].

III.4.1 Structure de la commande vectorielle directe

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d du repère lié au champ tournant ($\Phi_{rd} = \Phi_r$ et $\Phi_{rq} = 0$), Les équations de la machine deviennent ainsi :

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\phi_r}{dt} \Rightarrow \frac{d\phi_r}{dt} = -R_r \cdot I_{dr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \omega_r \cdot \phi_r \Rightarrow \omega_r = -\frac{R_r \cdot I_{qr}}{\phi_r} \end{cases}$$

avec:

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_{rc}} (\phi_{dr} + \frac{3}{2} M_{sr} \cdot I_{ds}) \\ I_{qr} = \frac{3}{2} \cdot \frac{M_{sr}}{L_{rc}} \cdot I_{qs} \end{cases}$$

On a alors :

- évolution du flux s'écrit :

$$\Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} = -\frac{3}{2} M_{sr} i_{sd} \quad (3.7)$$

- pulsation ω_g est estimée par:

$$\omega_g = -\frac{3}{2} \cdot \frac{M_{sr} R_{rc} i_{sq}}{L_{rc} \Phi_r^*} \quad (3.8)$$

avec :

$$T_r = \frac{L_{rc}}{R_{rc}} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

Pour une MAS à cage alimentée en tension, V_{sd} et V_{sq} représentent les variables de commande, ce qui permet d'écrire:

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_{sc} \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} - (\omega_s \sigma L_{sc} i_{sq} - \frac{N_r \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rc}^2} R_{rc} \phi_r) \\ V_{sq} = \sigma L_{sc} \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{N_r \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rc}} \omega_s \phi_r + \frac{3 \cdot N_r \cdot M_{sr}^2}{4 \cdot L_{rc} \cdot T_r} i_{sq} \end{cases} \quad (3.9)$$

avec :

$$\sigma = 1 - \frac{3 \cdot N_r \cdot M_{sr}^2}{4 \cdot L_{sc} L_{rc}} : \text{coefficient de la fuite totale.}$$

$$T_s = \frac{L_{sc}}{R_s} : \text{constante de temps statorique.}$$

Le bloc de découplage entre les tensions (V_{sd}, V_{sq}) permet de contrôler de manière indépendante le couple par la composante (I_{sq}) et le flux rotorique par la composante (I_{sd}).

A partir d'équation (3.9), nous avons :

$$\begin{cases} V_{sd} = U_{sd} - E_d \\ V_{sq} = U_{sq} - E_q \end{cases} \quad (3.10)$$

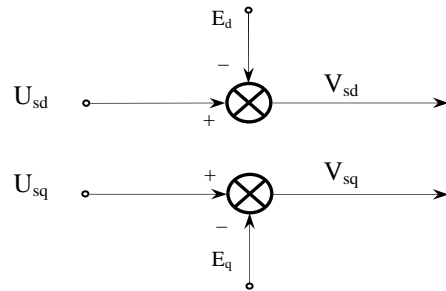


Figure 3.2 : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} .

A partir du système d'équations (3.10), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés comme des perturbations [27].

$$\begin{cases} E_d = \omega_s \sigma L_{sc} i_{sq} - \frac{N_r \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rc}^2} R_r \Phi_r \\ E_q = -\omega_s \sigma L_{sc} i_{sd} + \frac{N_r \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rc}} \omega_s \Phi_r - \frac{3 \cdot N_r \cdot M_{sr}^2}{4 \cdot L_{rc} T_r} i_{sq} \end{cases} \quad (3.11)$$

III.4.2 Organisation fonctionnelle de la commande directe

La figure (3.3) représente le schéma bloc complet d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone par la CV-OFRD ou les lois de commande sont obtenues en exprimant que dans les $\phi_{rq} = 0$ et $\phi_{rd} = \phi_r$ équations d'état de la machine dans le repère lié au champ tournant.

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants I_{ds} , I_{qs} , le bloc de calcul de θ_s et les transformations de Park directe et inverse. La vitesse est régulée au travers d'une boucle externe [20].

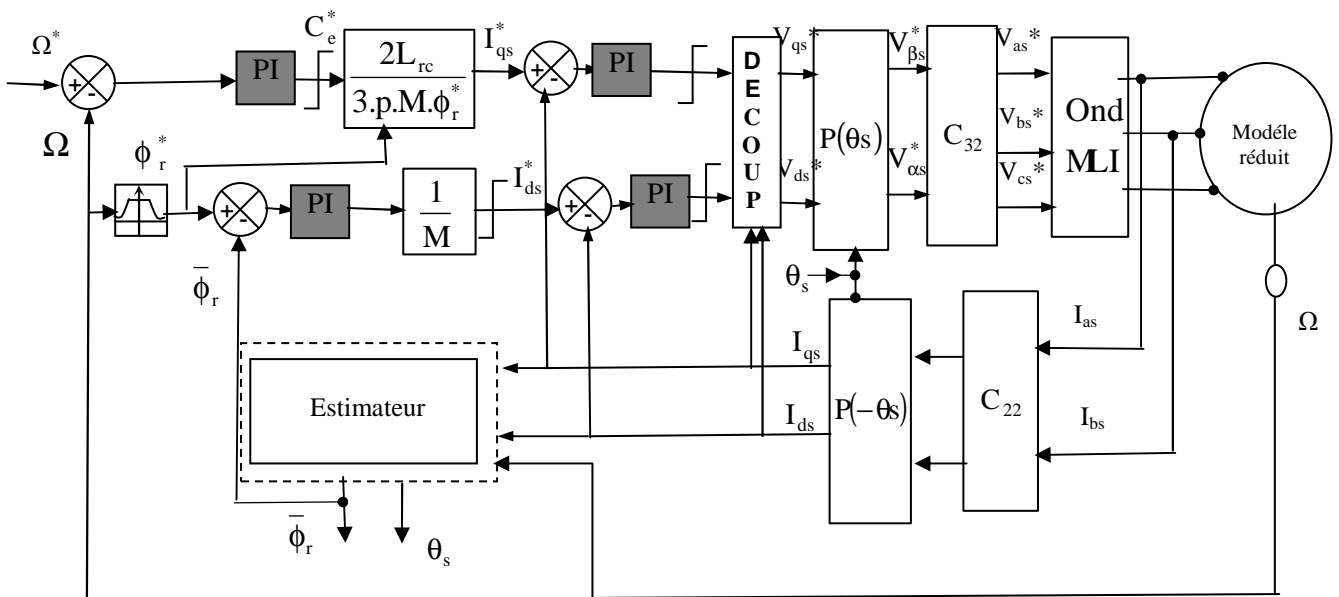


Figure 3.3 : Régulation de vitesse par la commande vectorielle directe (CV-OFRD)

Les consignes selon l'axe d servent à imposer le flux rotorique, alors que celles selon l'axe q permettent de contrôler le couple électromagnétique. Cette régulation comporte deux boucles internes rapides pour réguler les deux courants I_{ds}^* et I_{qs}^* , deux boucles externes, l'une lente pour réguler le flux et l'autre plus lente pour la régulation de vitesse. La sortie du régulateur de vitesse représente C_e^* qui permet ensuite de donner le courant de référence I_{qs}^* . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques des interrupteurs de l'onduleur et des limites de la machine. La composante I_{ds}^* est obtenue grâce au régulateur de flux. La sortie du régulateur de I_{qs} délivre la tension de référence V_{qs}^* . En parallèle, la sortie du régulateur de I_{ds} donne la tension de référence V_{ds}^* . Notons que V_{ds}^* et V_{qs}^* sont obtenues après l'ajout des termes de compensation.

Les deux tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques $V_{s\alpha}^*$ et $V_{s\beta}^*$ à l'aide d'une rotation d'angle $(-\theta_s)$, puis en grandeurs triphasées à l'aide de la transformation de Clarke.

III.4.3 Bloc de défluxage

Lors des testes en variation de sur vitesse on a donc utilisé le bloc de défluxage qui donne un flux constant pour des vitesses inférieure à la vitesse nominale, et détroit pour les vitesses supérieur à cette vitesse.

La fonction de défluxage qui impose la consigne de flux Φ_r suit le profil de la figure (3.4)

$$\begin{cases} \Phi_r^* = \Phi_{r\text{ nom}} & \text{si } \Omega < \Omega_{\text{ nom}} \\ \Phi_r^* = \frac{\Phi_{r\text{ nom}}}{\Omega} \cdot \Omega_{\text{ nom}} & \text{si } \Omega > \Omega_{\text{ nom}} \end{cases} \quad (3.12)$$

$\Phi_{r\text{ nom}}$: flux rotorique nominal.

$\Omega_{r\text{ nom}}$: vitesse rotorique nominal.

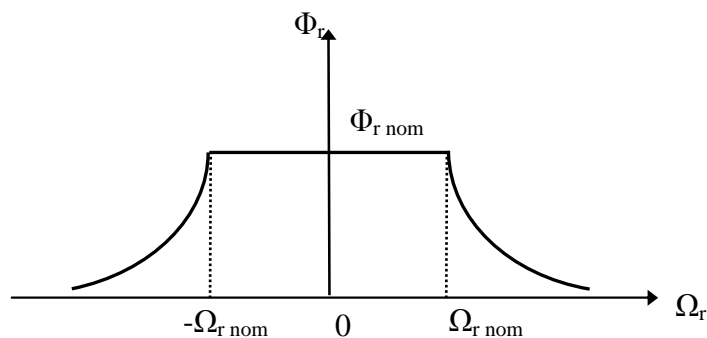


Figure (3.4): Profil du flux rotorique de défluxage

III.4.4 Estimation du flux rotorique

L'importance capitale pour la commande vectorielle directe (F.O.C) est de donner des informations précises sur l'amplitude du flux rotorique, et cela est déterminé moyennant une mesure directe du flux par des capteurs. Devant la complexité posée par l'installation des capteurs, une autre technique favorisée par le développement des microprocesseurs consiste à estimer le flux à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (vitesse, courant, tension) [28].

Dans ce cas, le flux peut être régulé par une contre réaction. Les estimateurs ou observateurs du flux sont construits à partir du modèle de la machine.

Un estimateur simple du vecteur flux établi dans le repère (α, β) [28] :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{3.M_{sr}}{2.T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{3.M_{sr}}{2.T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} - \omega \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (3.13)$$

Le modèle du flux et de l'angle θ_r sont donné par:

$$\|\Phi_r\| = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \quad (3.14)$$

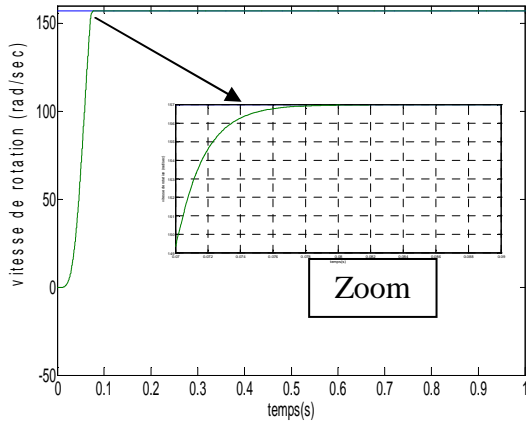
$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right) \quad (3.15)$$

III.5 Simulation de la commande directe de la machine asynchrone utilisant le modèle réduit

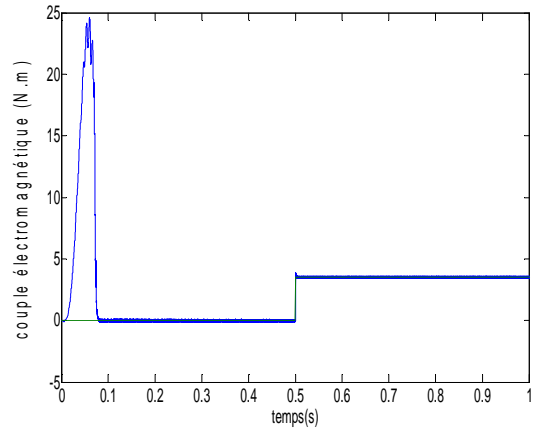
La simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone à cage en tension est effectuée au premier lieu en considérant que la machine est à l'état sain en utilisant un modèle réduit de la machine.

III.5.1 Essai en fonctionnement sain de la machine

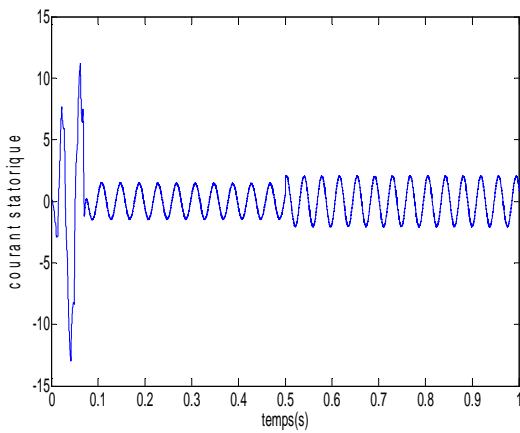
Avec une consigne du flux rotorique constante, on a obtenu un découplage idéal vis-à-vis du couple, la réponse en vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique à la même allure que le courant i_{sq} à un coefficient près figure (3.5)



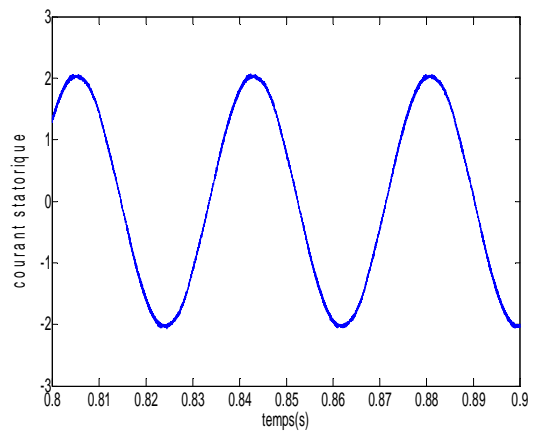
(a): vitesse de rotation (rad/sec)



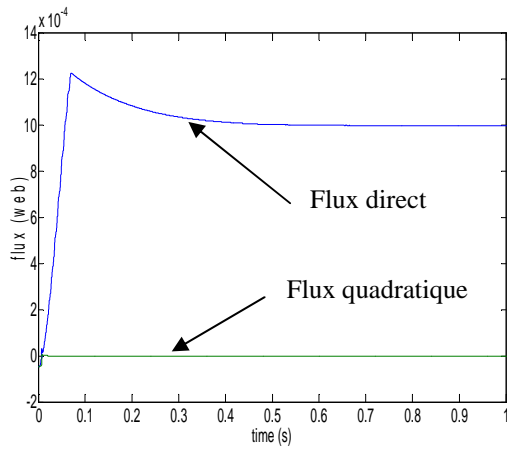
(b): couple électromagnétique (N.m)



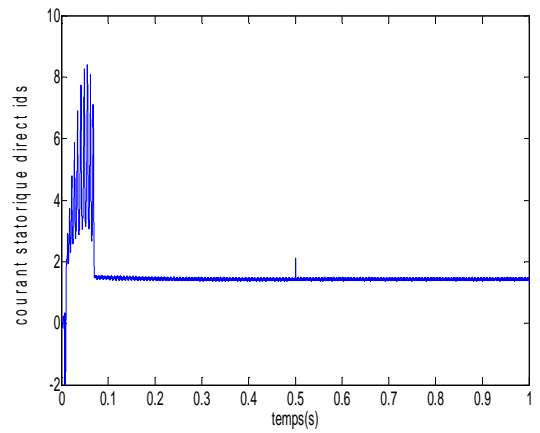
(c): courant statorique I_{sa} (A)



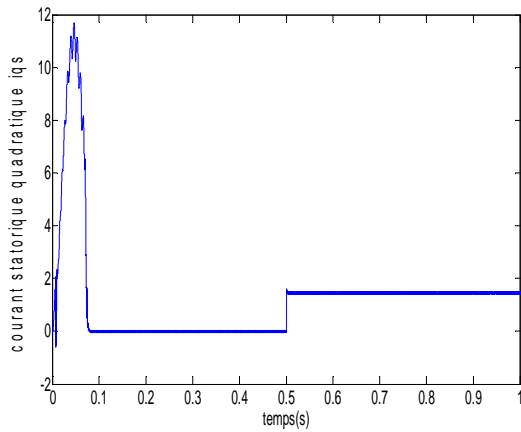
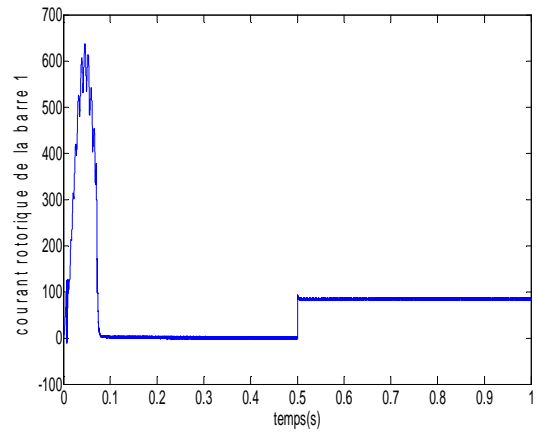
(c.1): zoom du courant statorique I_{sa}



(d): flux rotorique direct et quadratique



(e): courant statorique direct i_{ds}

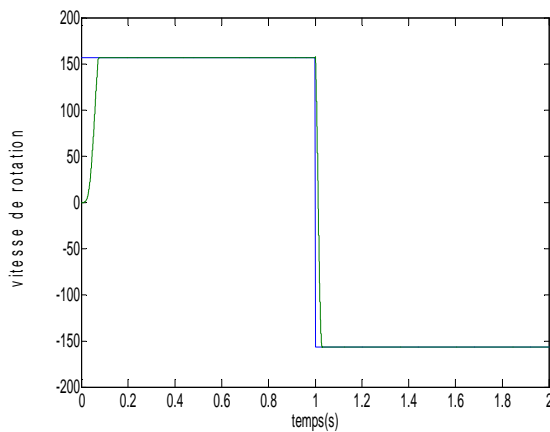
(f): courant statorique quadratique i_{qs} 

(g): courant rotorique de la barre 1

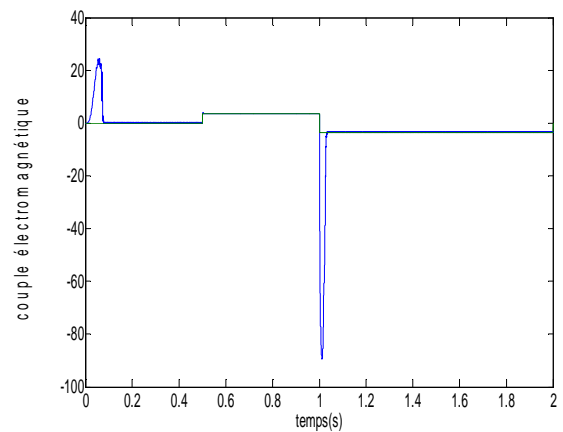
Figure 3.5: Résultats pour un fonctionnement sain de la machine

III.5.2 Test d'inversion du sens de rotation

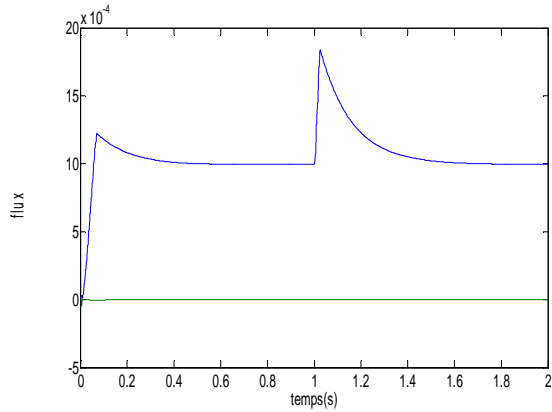
La régulation assurée par régulateur type PI est testée suivant en considérant un test d'inversion du vitesse, les résultats (figure 3.6) montrent que le transitoire lors de ce test est relativement important en particulier au niveau du courant. Le couple électromagnétique subit un pic puis suit la référence sans erreur statique.



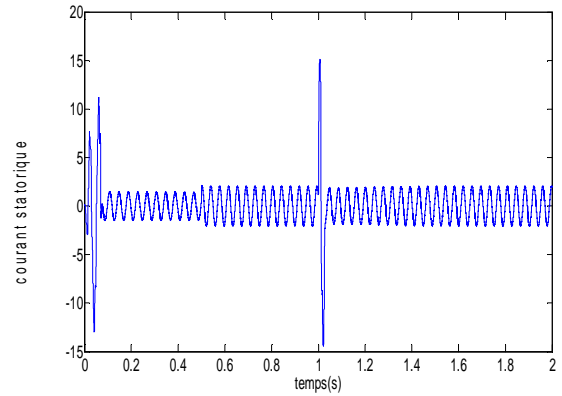
(a): vitesse de rotation (rad/s)



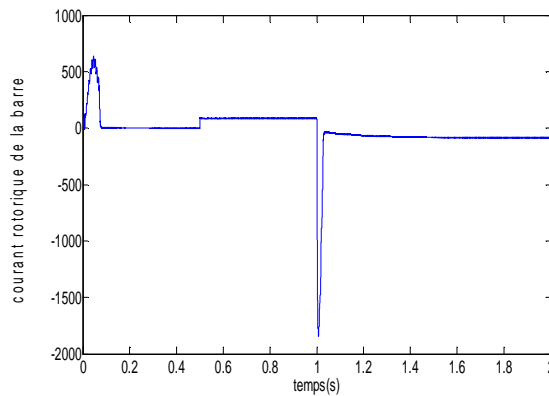
(b): couple électromagnétique (N.m)



(c): flux rotorique direct et quadratique



(d): courant statorique (A)

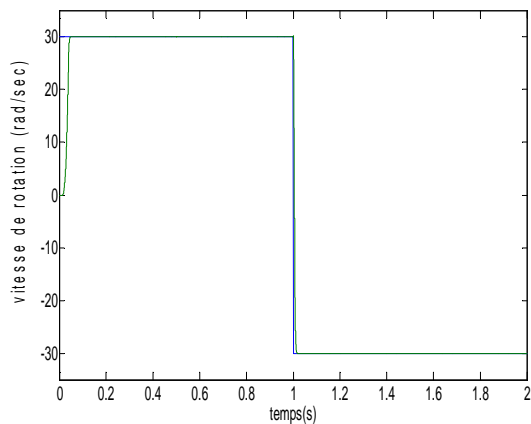


(e): courant rotorique de la barre (1)

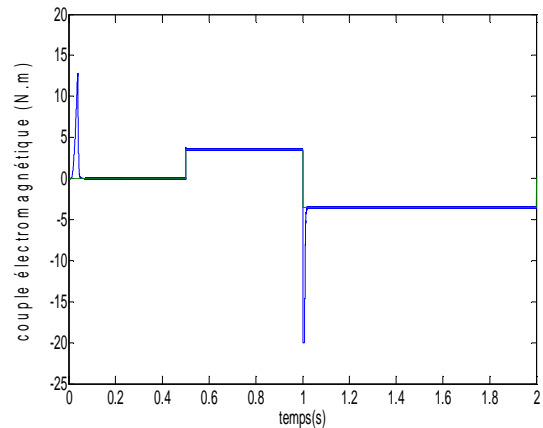
Figure 3.6: Test de l'inversion de la vitesse

III.5.3 Réponse aux basses vitesses

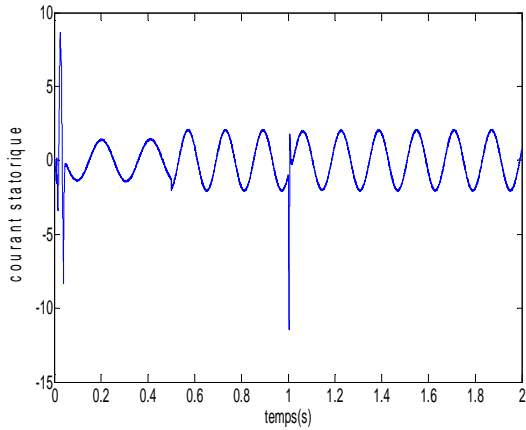
Donne les applications en fonctionnement a faible vitesse, la commande trouve des difficultés dans ce régime. Un test de simulation est effectué en admettant que la machine tourne en charge à la vitesse 30 rad/s et -30 rad/s.



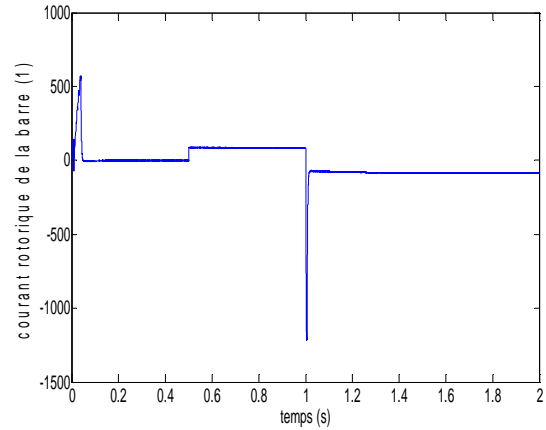
(a): vitesse de rotation (rad/sec)



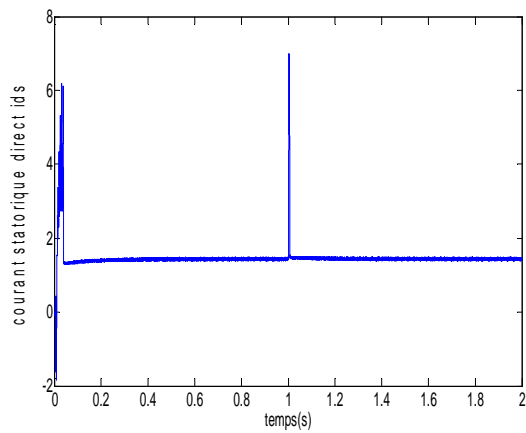
(b): couple électromagnétique (N.m)



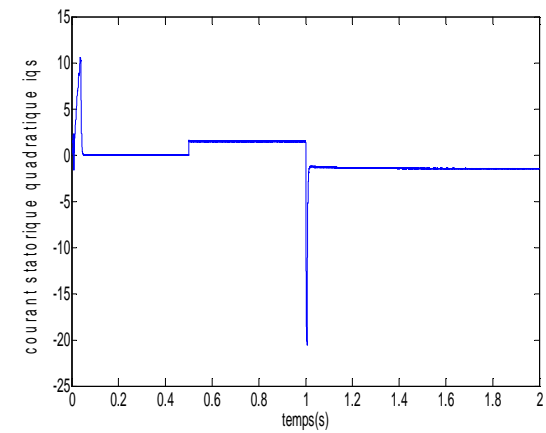
(c): courant statorique (A)



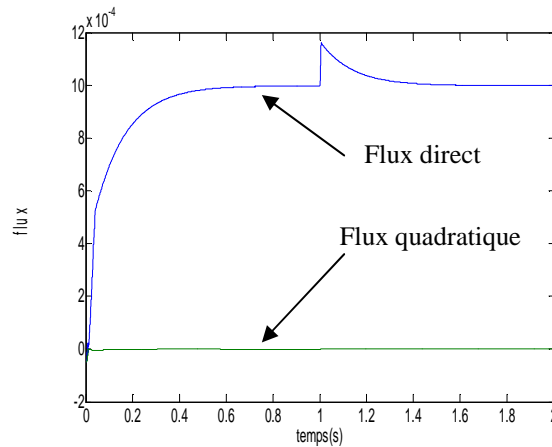
(d): courant rotorique de la barre (1)



(e): courant statorique direct i_{ds}



(f): courant statorique quadratique i_{qs}



(g): flux rotorique direct et quadratique

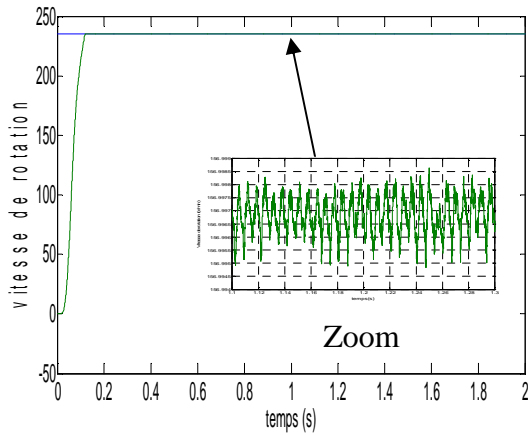
Figure 3.7: Test de la robustesse aux basses vitesses

En fonctionnement a vitesse de 30 rad/s et -30 rad/s (figure 3.7) l'action de régulateur bonne au-delà de cette vitesse la commande est un capable de suivre ce régime de fonctionnement.

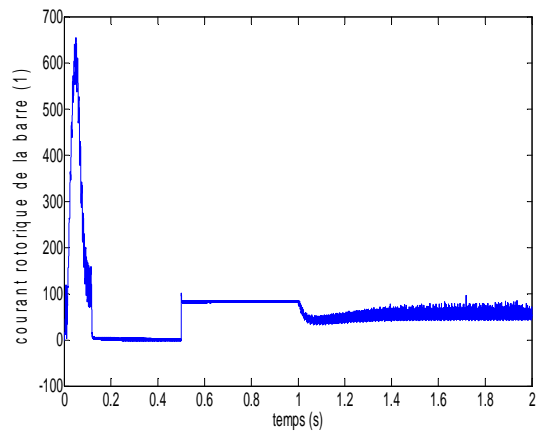
III.5.4 Simulation de la commande directe de la machine en défaut

- Cas d'une cassure adjacente de deux barres rotorique

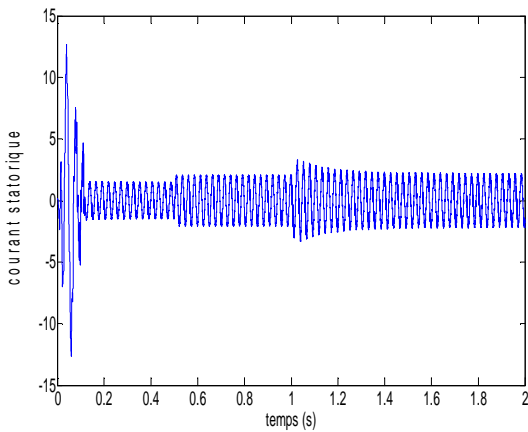
On considère que la machine dans ce cas présente un défaut de deux barres adjacentes (1^{ère} et la 2^{ème} barre) à l' instant de $t=1s$ (figure 3.8).



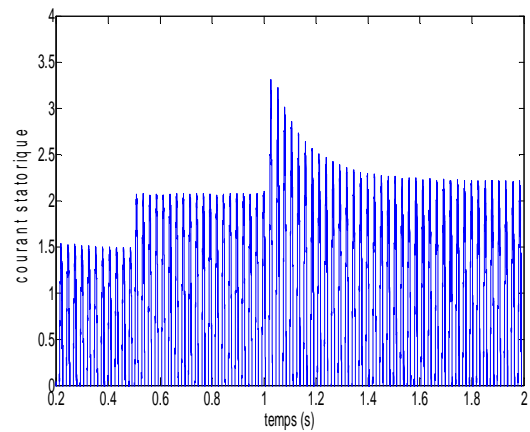
(a): vitesse de rotation (rad/sec)



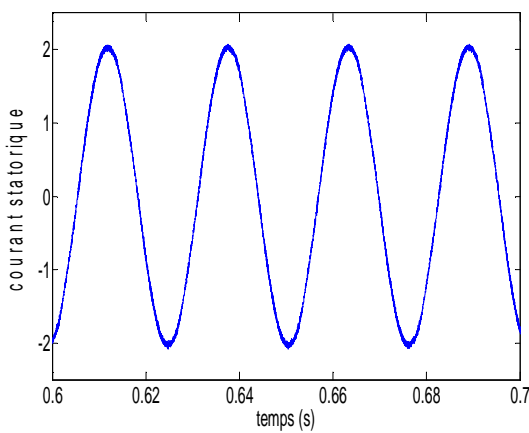
(b): courant rotorique de la barre (1)



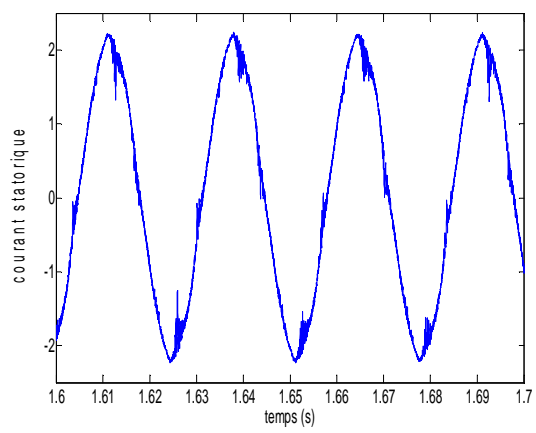
(c) : courant statorique



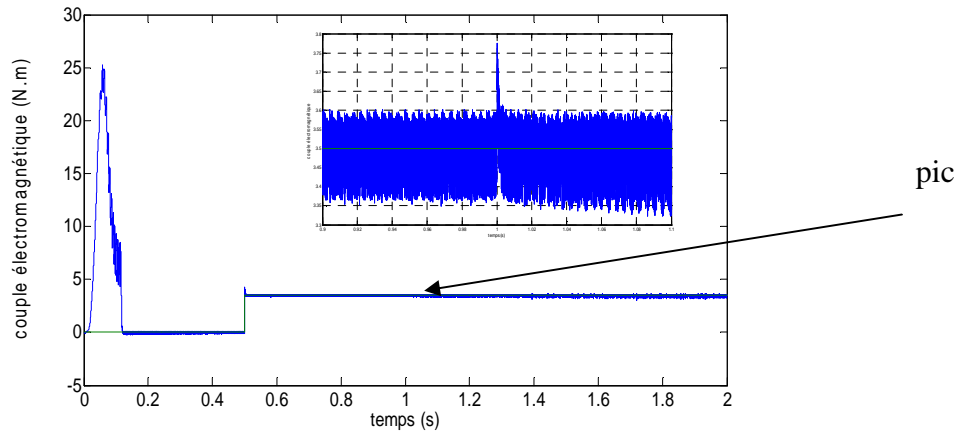
(c.1) : zoom du courant statorique



(c.2): zoom du courant statorique ($t=0.6s-0.7s$)



(c.3): zoom du courant statorique ($t=1.6s-1.7s$)

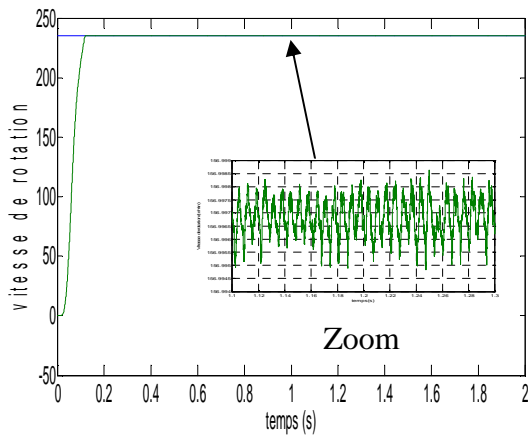


(d): couple électromagnétique (N.m)

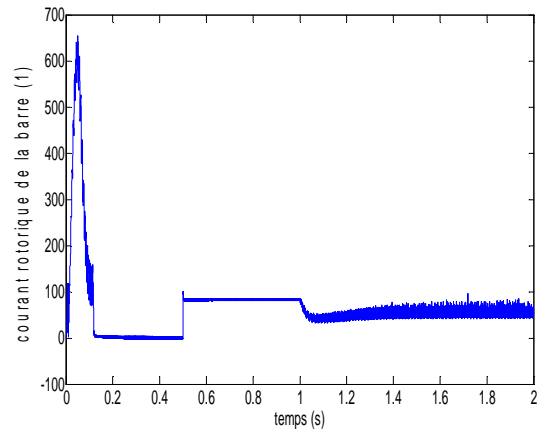
Figure 3.8 : Grandeur électriques et mécanique pour un fonctionnement avec défaut deux barres adjacentes (1et2)

• **Cas d'une cassure espacée de deux barres rotorique**

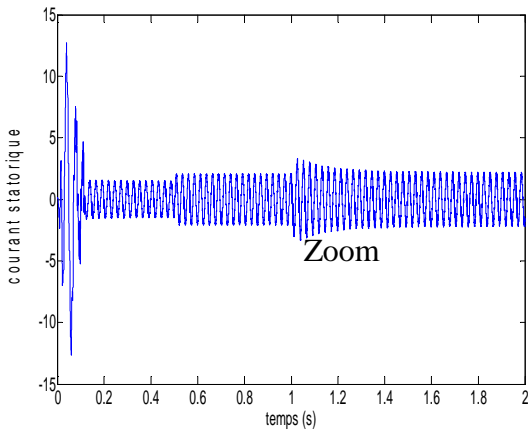
On refait le même test de cassure de barre mais en considérant la cassure est de type espacée (1^{ère} et 7^{ème} barre), figure (3.9).



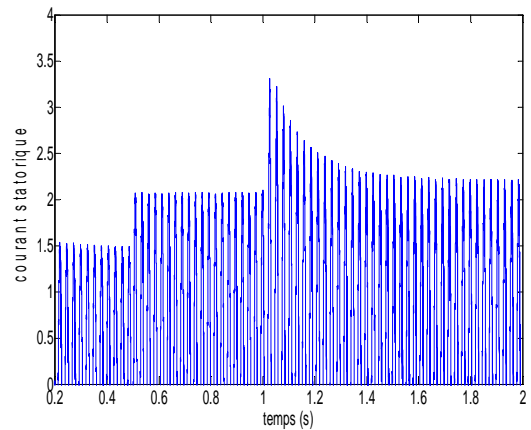
(a): vitesse de rotation (rad/sec)



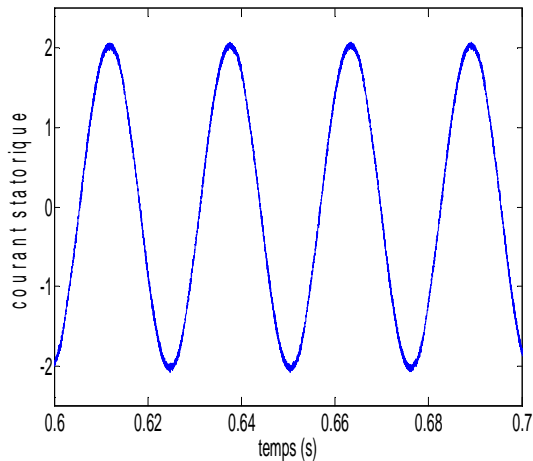
(b): courant rotorique de la barre (1)



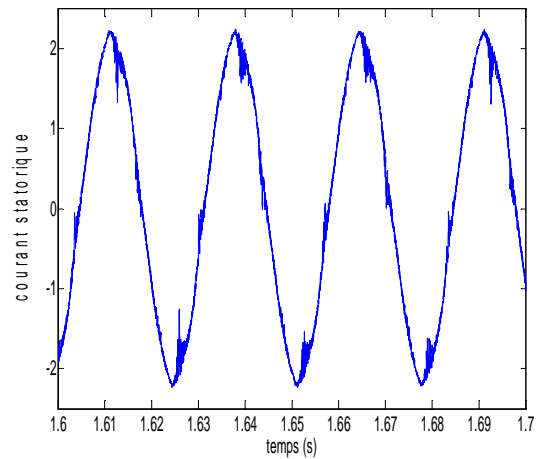
(c): courant statorique



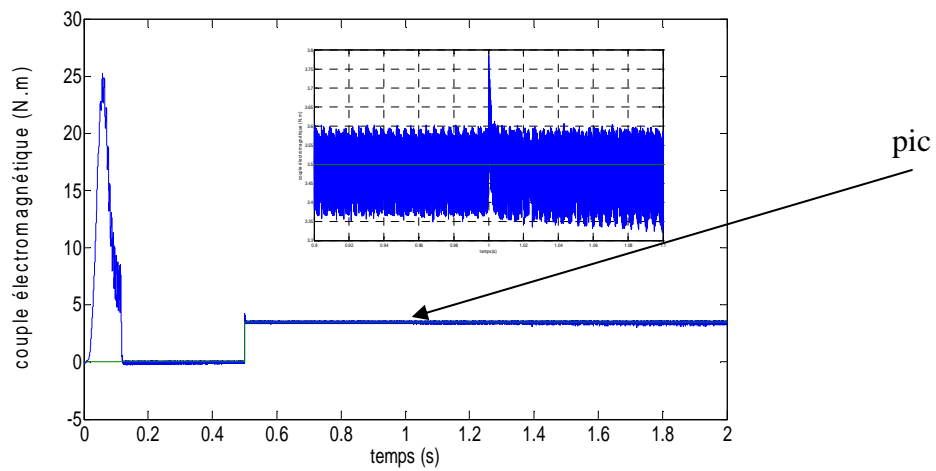
(c.1): zoom du courant statorique



(c.2): zoom du courant statorique (t=0.6s-0.7s)



(c.3): zoom du courant statorique (t=1.6s-1.7s)



(d): couple électromagnétique (N.m)

Figure 3.9 : Grandeurs électriques et mécanique pour un fonctionnement avec défaut de deux barres espacées (1et7)

L'action du défaut se traduit par des pics au niveau du couple (figures 3.8d et 3.9d) et une déformation sur l'allure du courant statorique (figures 3.8 c et 3.9 c). Une faible oscillation de la vitesse (figure 38 a et 3.9 a). L'effet de la position des cassures des barres se traduit par l'amplitude des oscillations qui sont d'autant considérable dans le cas adjacent. L'action du défaut se manifeste seulement au moment du défaut, la commande essaye d'agir en considérant que le défaut comme une perturbation. Pour cela une analyse spectrale est nécessaire pour l'identification de la présence de défaut.

III.6 Diagnostic du défaut de la machine en boucle fermée

III.6.1 Analyse spectrale du courant statorique

L'analyse spectrale du courant statorique figures (3.11 et 3.12) ne donne pas des informations claires, vu que les amplitudes des ondulations sont très faibles. Les raies de défaut apparaissent sont d'amplitude très faibles a qui rend difficile la structure de diagnostic.

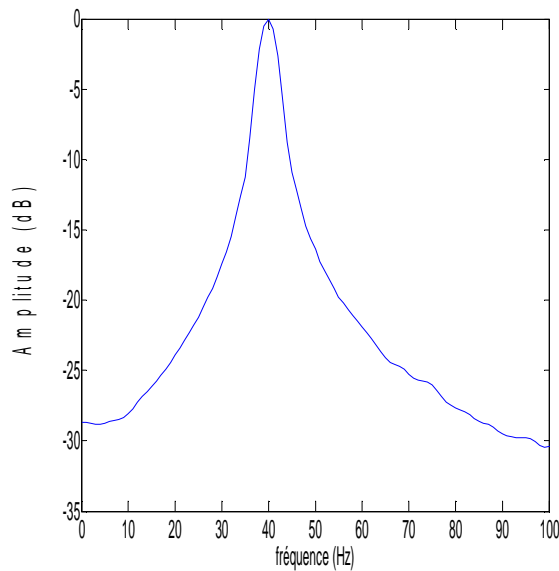


Figure 3.10: Moteur sain.

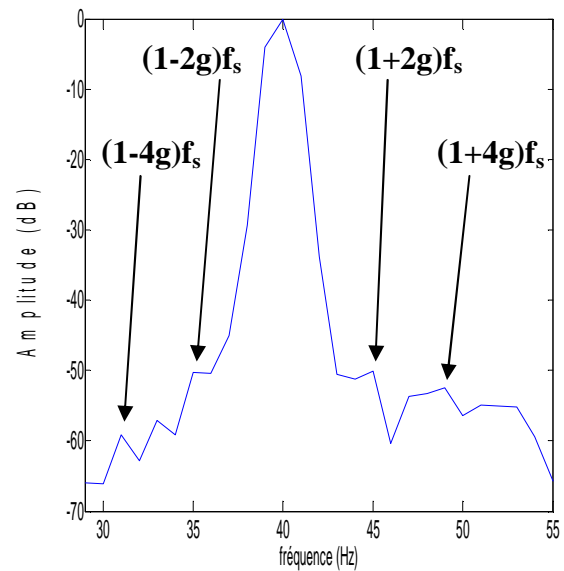


Figure 3.11: Moteur avec deux barres cassées adjacentes

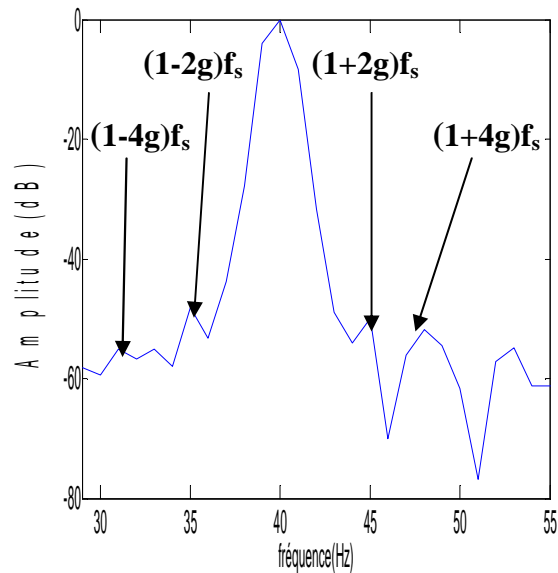


Figure (3.12): Moteur avec deux barres cassées espacées

$g=6.25\%$ $f_s=40\text{Hz}$	$(1-4g)f_s$	$(1-2g) f_s$	$(1+2g) f_s$	$(1+4g) f_s$
$f_{\text{calculée}} \text{ (Hz)}$	30	35	45	50
$f_{\text{déduite}} \text{ (Hz)}$	30.42	35.102	45.0123	49.52
Amplitude (dB)	-59.11	-50.23	-50.05	-52.5

Tableau 3.1 : Fréquence de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres adjacentes

$g=6.27\%$ $f_s=40\text{Hz}$	$(1-4g)f_s$	$(1-2g) f_s$	$(1+2g) f_s$	$(1+4g) f_s$
$f_{\text{calculée}} \text{ (Hz)}$	30	35	45	50
$f_{\text{déduite}} \text{ (Hz)}$	30.968	34.984	45.016	50.032
Amplitude (dB)	-59.30	-50.50	-50.07	-52.28

Tableau 3.2: Fréquence de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres espacées

On note à partir du tableau (3.1et 3.2) que les valeurs des fréquences déduites et calculées sont très proches.

III.6 .2 Analyse spectrale de la vitesse de rotation

L'analyse spectrale de la vitesse de rotation à l'état sain et pour les différents types de cassure des barres rotorique considérées est représentés par les figures (3.13):

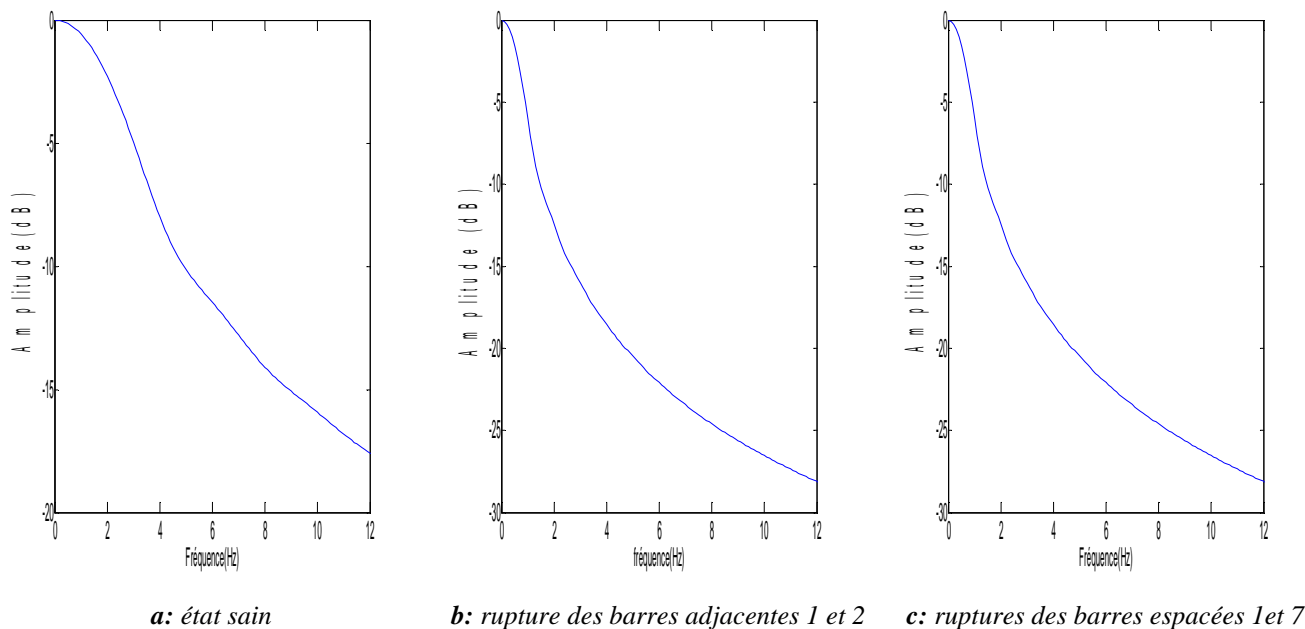
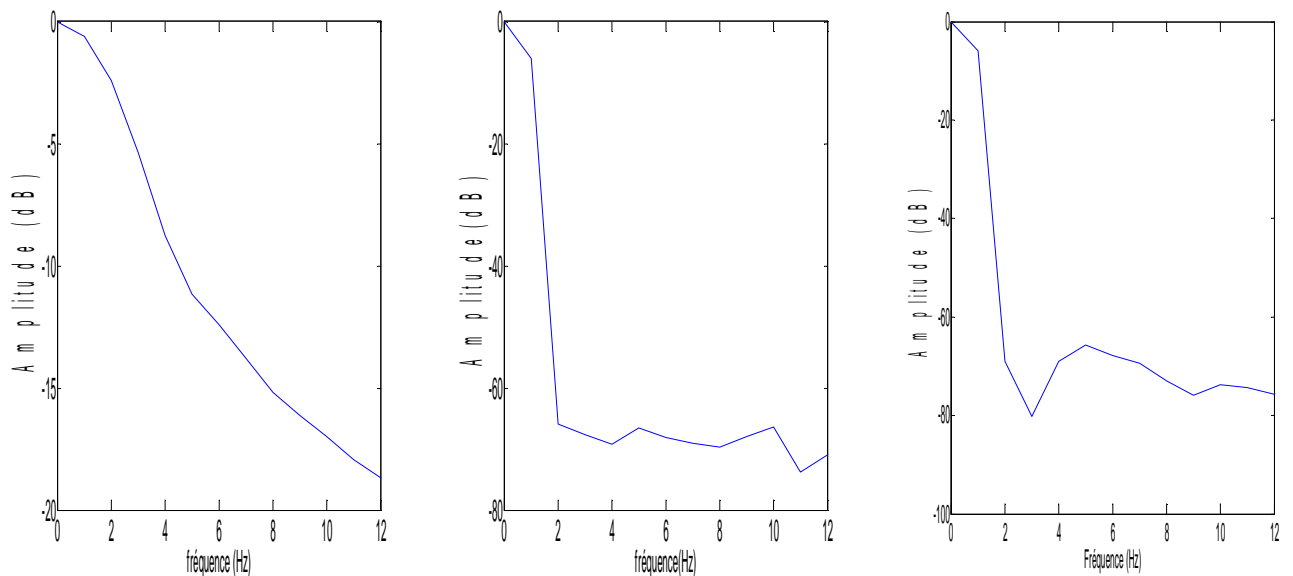


Figure 3.13: Spectre de la vitesse

Le spectre de la vitesse de rotation (figure 3.13.b et c) ne donne aucune information sur la présence du défaut, car les amplitudes des ondulations sont très réduites dû à l'action de la boucle de régulation,

III.6.3 Analyse spectrale du couple électromagnétique

L'identification de la présence de défaut par analyse spectrale du couple (figure 3.14), est très difficile car les raies du spectre du couple électromagnétique sont très faibles (aucune information sur la présence des défauts).



a: état sain

b: rupture des barres adjacentes 1et 2

c: ruptures des barres espacées 1et 7

Figure 3.14: Spectre du couple électromagnétique

III.6.4 Analyse spectrale de l'erreur du régulateur de vitesse

L'analyse de l'erreur au carrée à la sortie du régulateur de vitesse, nous renseigne sur la présence du défaut provoqué par la cassure des barres de type adjacente (figure 3.15.b), tableaux (3.3) ainsi que le défaut des barres espacée (figure 3.15.c), tableaux (3.4), ces raies sont situées aux fréquences proches de 2kgf_s . Les amplitudes de ces raies sont fonction de la position des barres cassées.

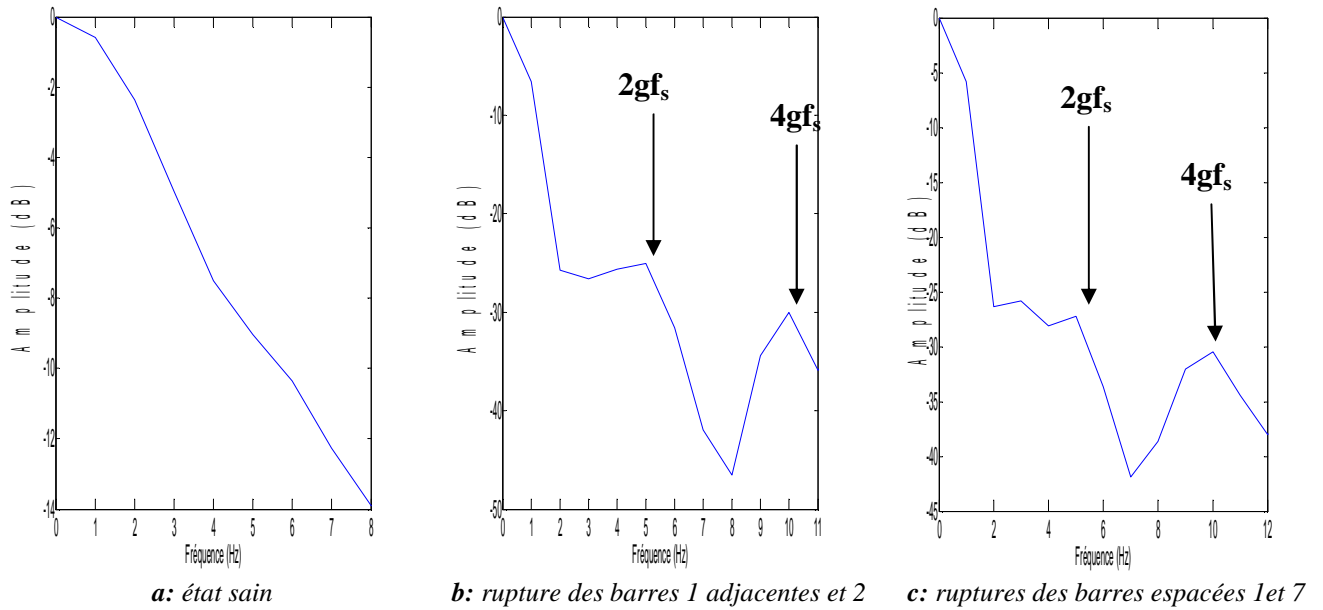


Figure 3.15: Spectre de l'erreur de la vitesse

$g=6.25\%$ $f_s=40$ Hz	$2.g. f_s$	$4.g.f_s$
$f_{calculée}$ (Hz)	5	10
$f_{déduite}$ (Hz)	5.023	10.082
Amplitude (dB)	-25.02	-30.03

Tableau 3.3: Fréquences de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres adjacentes

$g=6.27\%$ $f_s=40$ Hz	$2.g. f_s$	$4.g.f_s$
$f_{calculée}$ (Hz)	5.016	9.992
$f_{déduite}$ (Hz)	5.016	10.032
Amplitude (dB)	-27.24	-30.48

Tableau 3.4: Fréquences de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres espacées

On note à partir des tableaux (3.3 et 3.4), que les valeurs des fréquences déduites et calculées sont très proches justifiant ainsi les présences du défaut.

III.7 Conclusion

Ce chapitre présente la commande vectorielle de la machine asynchrone à cage en état sain et avec défaut rotorique. Les résultats de simulation obtenus montrent bien les performances de la commande vectorielle. Les tests de robustesse telque: inversion du sens de rotation, application de la charge et fonctionnement à faible vitesse montrent les performances de la commande réalisée.

On note que la variation des paramètres provoquées par le défaut de type cassure des barres affecte la commande envisagé à travers les divers oscillations qui apparaissent au niveau des caractéristiques électriques et mécaniques.

La technique de détection de défaut trouve des difficultés dans la diagnostic de défaut qui se manifeste comme une perturbation vis-à-vis la commande.

L'avantage de la présence de l'erreur aux niveaux des régulateurs offre au bon signe pour la détection du défaut.

La régulation par PI dans ces conditions trouve des limitations provoquées par les oscillations qui affectent la robustesse de la commande. Pour remédier à ce problème, la régulation par une autre technique de commande à structure variable comme choix peut résoudre ce type de problème et qui sera objet du quatrième chapitre.

Chapitre IV

Commande par mode glissant de la machine asynchrone à cage avec défauts rotorique

1IV.1 Introduction

Des nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent, en plus des perturbations extérieures, des non linéarités et des erreurs paramétriques.

Les lois de commande utilisant les régulateurs de type PID donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants [28]. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes, car elles ne sont pas robustes, surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

Les recours à des algorithmes de commande robuste, est donc souhaitable aussi bien en stabilisation qu'en poursuite de trajectoire.

La commande à structure variable (CSV), qui par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Elle est basée sur la commutation des fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une variété (ou surface) de glissements, dont le but de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de surface [29]. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime glissant sont assurées [5].

Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations : augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissements ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et en commande discontinue de haute fréquence [30].

L'étude présentée dans ce mémoire concerne des algorithmes de CSV appliqués à un moteur asynchrone à cage pour le contrôle de vitesse en l'état sain et défaillant.

On donne d'abord à la commande par mode glissant, le modèle d'état du système à régler puis, on détermine la commande équivalente et la loi de commutation associée à la surface de glissement ainsi que la vérification de la condition d'existence du mode de glissement. Nous allons montrer aussi les avantages apportés par ce type de commande après illustration et visualisation des résultats de simulation on fonctionnement sain et avec défaut de la machine.

IV.2 Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels:

- Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

IV.3 Conception de la commande par mode de glissement

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importantes et multiples : tel que la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité d'implantation, l'invariance...etc, et ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : un continu représentant la dynamique de système durant le mode de glissement, et l'autre discontinue représentant la dynamique de système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle. La conception de la commande peuvent être effectuées en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre:

- choix de la surface.
- établissement des conditions d'existence de la convergence.
- détermination de la loi de commande.

IV.4 Principe de la commande par mode de glissement

IV.4.1 Bases mathématiques de la commande

La modélisation mathématique de la commande à structure variable (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) conduit à des équations différentielles de la forme [29], [31]:

$$\dot{x}(t) = F(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t) \cdot u(x, t) \quad (4.1)$$

où :

x : vecteur d'état $\in \mathbb{R}^n$,

f : vecteur de fonctions de x et $t \in \mathbb{R}^n$,

B : matrice de fonctions de x et $t \in \mathbb{R}^{n \cdot m}$,

u : vecteur de commande $\in \mathbb{R}^m$.

F : fonction continue par morceaux, ayant des discontinuités sur une surface S .

m et n : rang de la fonction avec $m \neq n$.

Ainsi la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J.J Stoline [32] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [32]:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \quad (4.2)$$

avec :

$$e(x) = x_{\text{ref}} - x$$

où:

$e(x)$: écart de la variable à régler.

λ_x : constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

$S(x)=0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

Après le choix de la surface "S", le vecteur de commande "u", dont chaque composante u_i subit une discontinuité sur $S_i(x)=0$, est donné par [33], [34] :

$$\begin{cases} u_i(x) = u_i^+ & \text{si } S_i(x) > 0 \text{ pour } i = 1,2,\dots,m \\ u_i(x) = u_i^- & \text{si } S_i(x) < 0 \text{ pour } i = 1,2,\dots,m \end{cases} \quad (4.3)$$

L'équation (4.3) nous montre que le changement de valeur du vecteur de commande u dépend du signe de la surface $S(x)$. La surface $S(x)=0$ s'appelle surface de commutation et la commande est indéterminée sur cette surface.

IV.4.2 Exemple de synthèse de la commande à structure variable [35]

Le réglage par mode de glissement, connu aussi comme système de réglage à structure variable (CSV), est fondamentalement une méthode qui s'adapte bien lorsque la réponse est forcée à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. De plus, un système à structure variable peut posséder de nouvelles propriétés qui ne sont pas présentées dans les structures individuelles. Par exemple, un système asymptotiquement stable peut être composé de deux structures qui sont, asymptotiquement, non stables.

Dans cette section, cette possibilité est éclairée par deux exemples très simples, dont le but est de présenter les avantages de changement des structures pendant une phase de contrôle.

- Considérons, pour le premier exemple, un système de 2^{ème} ordre [34], [36] :

tel que:

$$\ddot{x} = -\psi \cdot x \tag{4.4}$$

ψ : commande du système.

x : variable d'état.

Le comportement du système dépend de la valeur de la commande ψ . Ce système à deux structures est définis par :

$$\text{Soit } \psi = \alpha_1^2 \text{ ou } \psi = \alpha_2^2 \text{ avec } \alpha_1^2 > \alpha_2^2.$$

Le système change de structure et sa représentation dans le plan de phase est donnée par les figures 4.1.a, 4.1.b. Par conséquent, aucune des deux structures n'est asymptotiquement stable. Cependant, pour aboutir à une structure asymptotiquement stable, on fait une combinaison entre les deux structures.

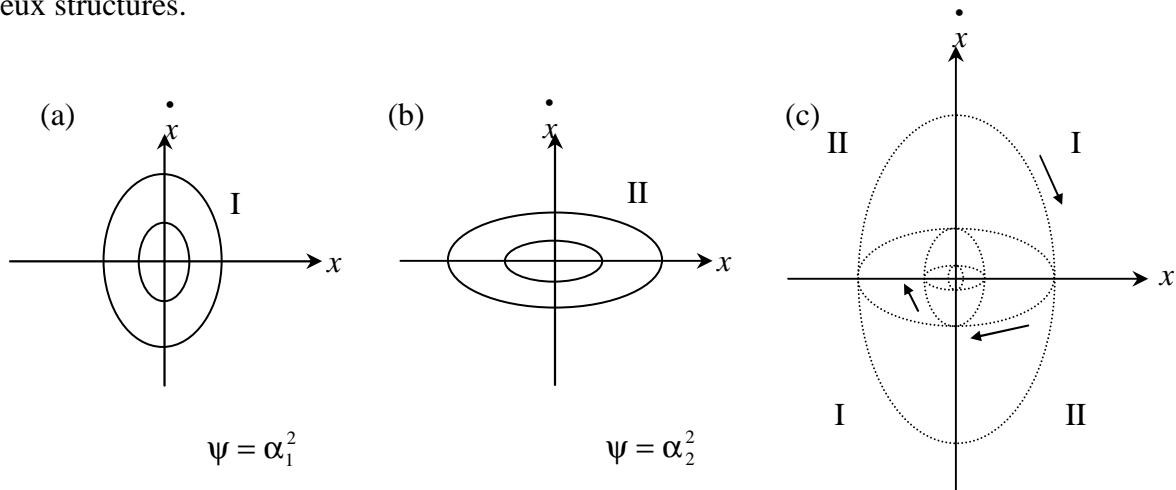


Figure 4.1: Stabilisation asymptotique d'un CSV constitué de deux structures marginalement stables

(a): plan de phase pour $\psi = \alpha_1^2$ (b): plan de phase pour $\psi = \alpha_2^2$ (c): plan de phase pour $\psi = \alpha_1^2$ et $\psi = \alpha_2^2$

Le système est donc stable (figure 4.1.c) lorsque sa structure varie selon la commutation suivante:

$$\psi = \begin{cases} \alpha_2^2 & \text{si } x \cdot \dot{x} < 0 \\ \alpha_1^2 & \text{si } x \cdot \dot{x} > 0 \end{cases} \tag{4.5}$$

- pour le deuxième exemple [34], [36], on a le système suivant :

$$\ddot{x} - \xi \dot{x} + \psi \cdot x = 0 \quad \xi > 0 \tag{4.6}$$

La structure linéaire correspond aux réactions négative et positive quand ψ est équivalent soit à $\alpha > 0$ ou $\psi = -\alpha$.

1^{ère} cas: $\psi = \alpha$

Les racines de ces équations (4.6) sont complexes. Par conséquent, le système représenté dans le plan diverge avec un point d'équilibre instable à l'origine (figure 4.2.a et b).

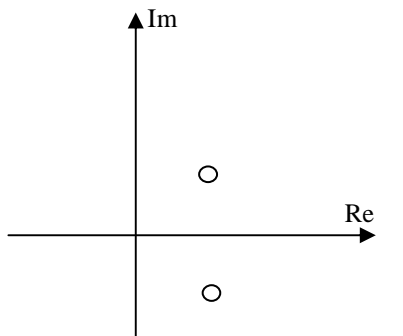


Figure 4.2.a: Lieu de racines pour $\psi = \alpha$

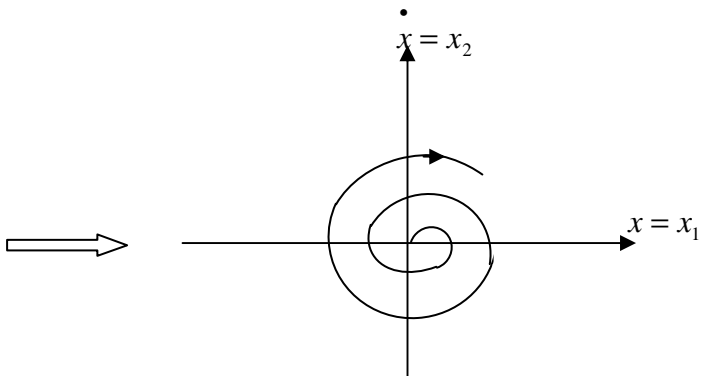


Figure 4.2.b: Plan de phase

2^{ème} cas: $\psi = -\alpha$

Le portrait de phase du système ayant des racines réelles, représente une colle avec des asymptotes (figure 4.2.c et d).

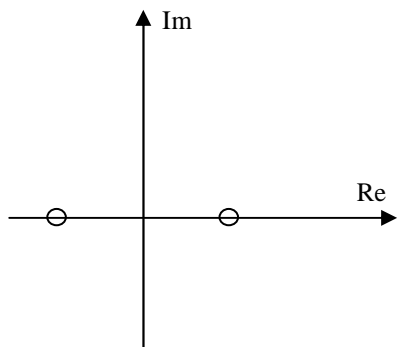


Figure 4.2.c: Lieu de racines pour $\psi = -\alpha$

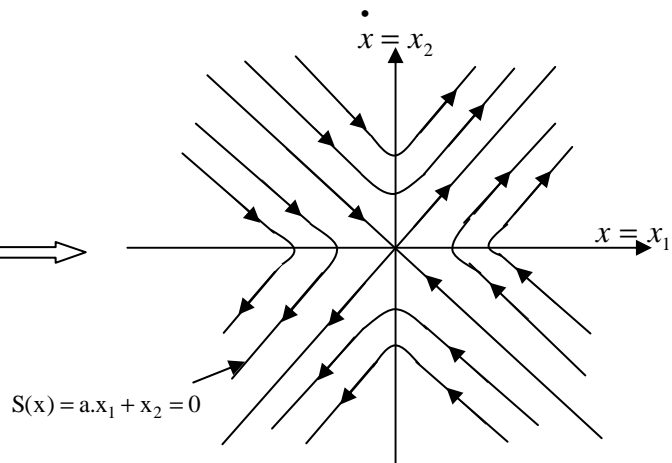


Figure 4.2.d: Plan de phase

Les deux structures présentées par ce système sont donc instables. Nous remarquons qu'un seul mouvement qui converge vers l'origine le long d'un vecteur stable de la structure qui correspond à $\psi = -\alpha$.

Si la commutation se trouve au niveau de cette ligne et à $x_1=0$ avec la loi de commutation:

$$\psi = \begin{cases} -\alpha & \text{si } x_1 \cdot S(x) < 0 \\ \alpha & \text{si } x_1 \cdot S(x) > 0 \end{cases} \quad (4.7)$$

avec:

$$S(x) = ax_1 + x_2, \quad a = \lambda = -\frac{\zeta}{2} \pm \sqrt{\frac{\zeta^2}{4} + \alpha}$$

Le système CSV résultant sera asymptotiquement stable (figure 4.2.e).

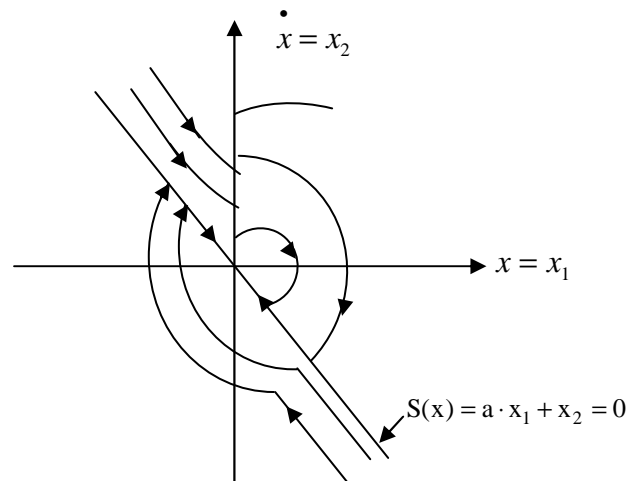


Figure 4.2.e: Stabilité asymptotique d'un système CSV constitué de deux structures instables.

IV.4.3 Modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes [37] (figure.4.3) :

- **Mode de convergence (MC)** : durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x) = 0$ et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Mode de glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état a atteint la surface glissante et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x) = 0$.
- **Mode de régime permanent (MRP)** : il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

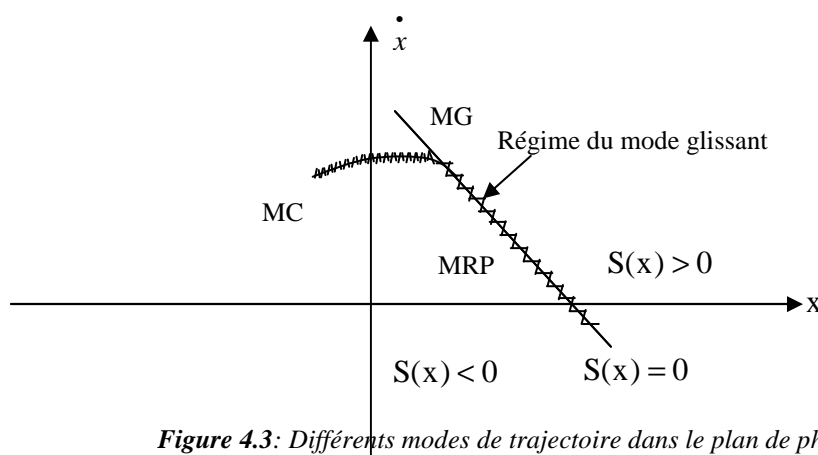


Figure 4.3: Différents modes de trajectoire dans le plan de phase

IV.4.4 Conditions d'existence du mode de glissement [35]

Le deuxième aspect important, après la conception de la surface de commutation, est d'assurer l'existence du mode de glissement.

Le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé. La deuxième méthode de Lyapunov nous fournit un milieu naturel pour l'analyse. Spécifiquement, la stabilité de la surface de commutation exige le choix d'une fonction scalaire généralisée de Lyapunov $V(x, t)$ définie positive. C'est la première condition de convergence qui permet aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement.

La fonction de Lyapunov est définie comme suit:[38, 39] :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (4.8)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (4.9)$$

Cette inégalité fondamentale, connue comme une condition d'existence, est utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structure variable. Elle nous permet donc de déterminer les paramètres de réglage.

Tant que l'équation (4.9) est vérifié, la dynamique du système sur $S(x)$, ainsi que sa stabilité sont indépendantes de la fonction $f(x, t)$. Elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissantes sur la partie commande.

D'autre part, comme on l'a mentionné ci-dessus (figure 4.3), il existe le mode de glissement lorsque les commutations ont lieu continûment entre u_{\max} et u_{\min} . Alors, la valeur de la grandeur de commande doit prendre une valeur bien déterminée, désignée par : grandeur de commande équivalente " u_{eq} ", d'où la condition d'existence de mode glissant [5], [31] :

$$u_{\min} \leq u_{\text{eq}} \leq u_{\max} \quad (4.10)$$

IV.4.5 Commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente u_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (4.1).

Le vecteur u est composé de deux grandeurs u_{eq} et u_n soit :

$$u = u_{eq}(t) + u_n \quad (4.11)$$

Utilisons l'équation (4.1) et (4.11) permet d'obtenir la commande équivalente u_{eq} :

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + B(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t)u_n\} \quad (4.12)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (parce que $S(x) = 0$). Ainsi nous obtenons :

$$u_{eq} = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \quad u_n = 0 \quad (4.13)$$

En portant u_{eq} dans l'équation (4.1), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x} = f(x, t) - B(x, t) \cdot \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \quad (4.14)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement [31].

La commande u_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande u lors des commutations rapides entre $u^+(u_{max})$ et $u^-(u_{min})$ (figure 4.4).

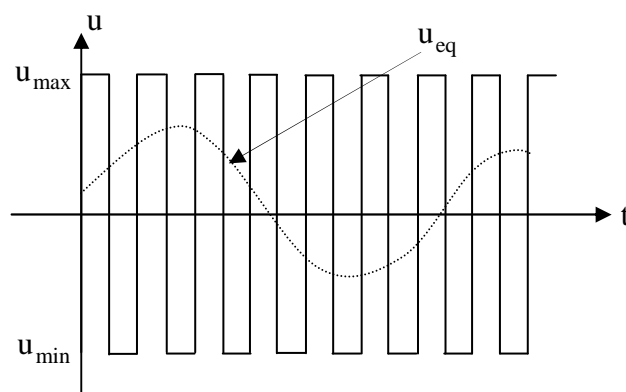


Figure 4.4: Commande équivalente u_{eq} .

Tant que le régime glissant est assuré (équation 4.9), la condition est vérifiée, le système d'écrit par l'équation (4.1) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée et des perturbations qui agissent sur lui. Il admet en outre des erreurs de modélisation, tant que ces variations et erreurs maintiennent les conditions du régime glissant qui s'effectue alors au voisinage de l'hyper surface de glissement $S_i(x)=0$.

IV.4.6 Commande discontinue de base

L'addition du terme u_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement S . Celle-ci est attractive si seulement si $S(x)\dot{S}(x) < 0$. Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe.

Durant le mode de convergence, on remplace le terme u_{eq} par sa valeur donnée par l'équation (4.13) dans l'équation (4.12). Nous obtenons donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t)u_n\} \quad (4.15)$$

Le problème revient à trouver u_n tel que :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t)u_n\} < 0 \quad (4.16)$$

La solution la plus simple est de choisir u_n sous la forme de relais. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) = K|S(x)| \quad (4.17)$$

En remplaçant l'expression (4.17) dans (4.16), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)K|S(x)| < 0 \quad (4.18)$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$ est toujours négatif pour la classe de systèmes que nous considérons.

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité.

Cependant l'utilisation de la commande de type relais peut provoquer des dynamiques indésirables caractérisées par le phénomène de chatterring.

IV.4.6.1 Commande sign

Plusieurs choix pour la commande discontinue " u_n " peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $u_n = [u_1, u_2, \dots, u_n]$ avec la fonction sign par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_n]$.

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (4.19)$$

u_n s'exprime donc comme :

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x))$$

Où K est un gain positif.

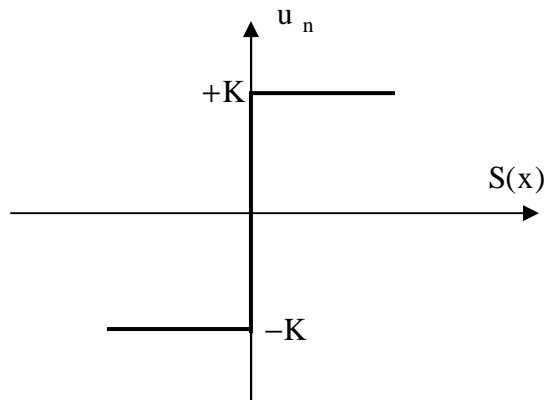


Figure 4.5: Définition de la fonction sign.

IV.4.6.2 Commande avec un seul seuil

Cette commande est caractérisée par un seul seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} u_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (4.20)$$

avec e : paramètre positif et petit.

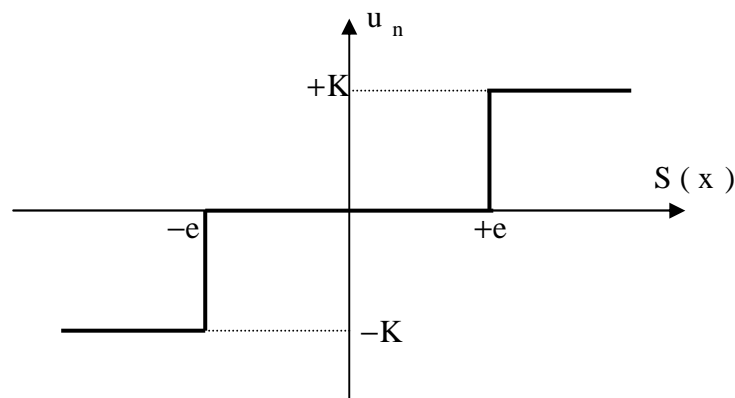


Figure 4.6: Fonction sign de la commande avec un seul seuil.

IV.4.6.3 Commande adoucie

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande u_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement, on doit encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils.

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil e_2 , alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 , alors u_n est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande (e_1, e_2) , alors u_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{K}{e_1 - e_2}$). (figure 4.7).

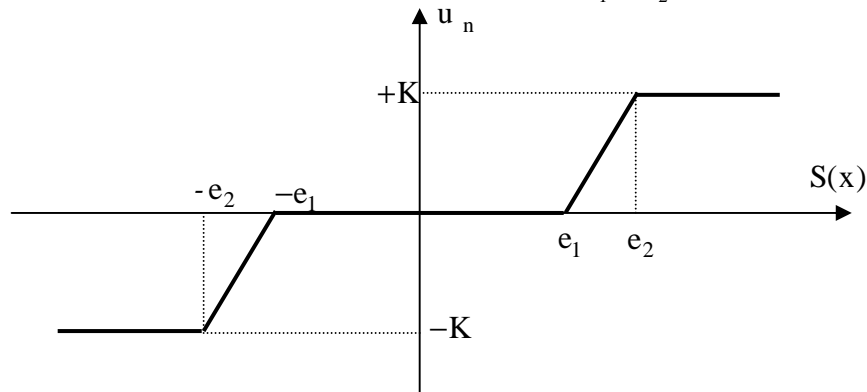


Figure 4.7: Fonction sign de la commande adoucie.

IV.4.6.4 Commande intégrale

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue u_n . Pour cela, on remplace la fonction sign par la fonction intégrale.

$$u_n = K \frac{S(x)}{|S(x)| + 1} + h \quad (4.21)$$

tel que:

$$l = l_0 + |g|$$

avec:

$$\begin{cases} g = g_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ g = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

et

$$\begin{cases} h = h_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ h = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

où

l, h : paramètres définissant le degré d'atténuation des oscillations.

g : constante positive de l'intégrale de la surface de glissement (la pente).

l_0, g_0 et h_0 : les conditions initiales de l'intégrale de la surface du glissement.

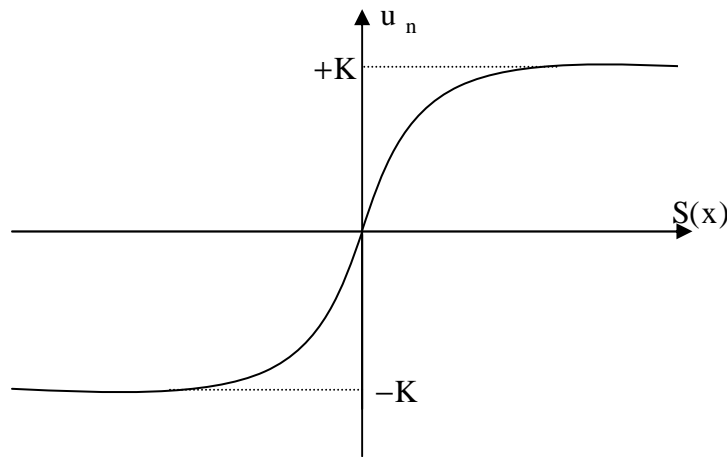


Figure 4.8: CSV rendu continue.

IV.5 Domaines d'application de la commande à structure variable

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables: ou complètement ouvertes ou complètement fermées. Une autre application consiste à l'utilisation des onduleurs monophasés ou triphasés à pulsation pour l'alimentation des machines asynchrones ou synchrones.

Les entraînements électriques pour des machines outils ou des robots, entraînement qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur de réglage par mode glissant.

En effet, il existe un large domaine d'application pour cette technique moderne, mais elle est peu connue jusqu'à présent [31].

IV.6 Application de la commande à structure variable

Le modèle utilisé est le modèle de la machine asynchrone à cage trouvé en chapitre (2). Mais les grandeurs électriques de la commande sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator, et qui sera qualifié de modèle (α - β). Le modèle est donné par [29]:

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot U(t) \quad (4.22)$$

avec :

$$\begin{cases} U = [V_{s\alpha} & V_{s\beta}]^t \\ x = [i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} & \Omega_r]^t = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5]^t \end{cases}$$

Les variables x sont composés de deux états électriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) et deux états magnétiques ($\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$) et un état représentant la vitesse de rotation du rotor Ω_r , gouverné par une équation mécanique.

f et g sont des fonctions des variables x .

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot x_5 + \delta \cdot V_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -\lambda \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot x_5 \cdot x_3 + \delta \cdot V_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{-3 \cdot M_{sr}}{2 \cdot T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{-3 \cdot M_{sr}}{2 \cdot T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \end{array} \right. \quad (4.23)$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_{sc}} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ \Gamma = - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{2}{3 \cdot M_{sr}} \right) \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_{sc}} \\ \eta = - \frac{3 \cdot p \cdot M_{sr} \cdot N_r}{4 \cdot J \cdot L_{rc}} \end{array} \right.$$

IV.6.1 Choix des surfaces de glissements

Dans le contrôle de la machine, il faut assurer le contrôle du flux par la suite celui de la vitesse, où de la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissements des variables à contrôler dont la vitesse et le flux qui sont donnés dans forme d'un système de surface du premier ordre.

➤ pour la vitesse Ω_r

$$S_1 = K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{rref}) \quad (4.24)$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$\varepsilon_\Omega = \Omega_r - \Omega_{rref}$$

On aura :

$$S_1 = K_1 \cdot \varepsilon_\Omega + \dot{\varepsilon}_\Omega \quad (4.25)$$

➤ pour le flux Φ_r

$$S_2 = K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{rref}) \quad (4.26)$$

Avec l'erreur en flux :

$$\varepsilon_{\Phi_r} = \Phi_r - \Phi_{rref}$$

On aura :

$$S_2 = K_2 \cdot \varepsilon_{\Phi_r} + \dot{\varepsilon}_{\Phi_r} \quad (4.27)$$

où: K_1 et K_2 sont des gains positifs.

IV.6.2 Conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_r - \Omega_{rref}) + K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(\Phi_r - \Phi_{rref}) + K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) = 0 \end{cases} \quad (4.28)$$

Par conséquent, pour une surface de glissement nulle ($S_1=0$) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergeant exponentiellement vers leurs références. Alors, pour suivre Ω_{rref} et Φ_{rref} , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapounov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) et celle d'invariance ($\dot{S}_i = 0$).

IV.6.3 Loi de commande par mode glissant

Le but consiste à générer une loi de commande $[V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^t$ en utilisant la théorie du contrôle par mode glissant. Les états considérés pour le contrôle du moteur asynchrone sont : La vitesse et le flux rotorique (Ω_r, Φ_r).

Pour des raisons de commodité de calcul on prendra :

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (4.29)$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\Psi}_r = 2 \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3 + 2 \cdot x_4 \cdot \dot{x}_4$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} S_1 = K_1 \cdot (x_5 - \Omega_{rref}) + (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}). \\ S_2 = K_2 \cdot (\Psi_r - \Psi_{rref}) + (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}). \end{cases} \quad (4.30)$$

Les dérivées successives de S_1 et S_2 seront :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\Omega}_{rref}). \\ \dot{S}_2 = K_2 \cdot (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}) + (\ddot{\Psi}_r - \ddot{\Psi}_{rref}). \end{cases}$$

En utilisant le système d'équation (4.23), les dérivés correspondants seront :

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \\ \ddot{x}_5 = \eta \cdot (\dot{x}_2 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_2 - \dot{x}_1 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_1) - \frac{\dot{C}_r}{J} \\ \dot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (\dot{x}_1 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_1 + \dot{x}_2 \cdot x_4 + \dot{x}_4 \cdot x_2) \\ \quad - \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \right) \end{cases} \quad (4.31)$$

avec: $M = -\frac{3}{2} M_{sr}$

Le développement de calcul nous donne :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \left(K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda \right) \cdot \eta \cdot h_2 - K \cdot \frac{C_r}{J} - p \cdot x_5 \cdot \eta \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - K_1 \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \ddot{\Omega}_{rref} + \delta \cdot \eta \cdot (x_3 \cdot V_{s\beta} - x_4 \cdot V_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2 \right) \cdot \Psi_r + \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + \left(K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda \right) \cdot h_1 \right. \\ \quad \left. + p \cdot x_5 \cdot h_2 \right) - K_2 \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \ddot{\Psi}_{rref} + \frac{2 \cdot \delta}{T_r} \cdot M \cdot (x_4 \cdot V_{s\beta} + x_3 \cdot V_{s\alpha}) \end{cases} \quad (4.32)$$

tels que :

$$\begin{cases} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{cases}$$

Le système (4.32) peut être réorganisé dans la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

avec :

$$\begin{cases} F_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot h_2 - \frac{K_1}{\eta \cdot J} \cdot C_r - p \cdot x_5 \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - \frac{K_1}{\eta} \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \frac{1}{\eta} \cdot \ddot{\Omega}_{rref} \\ F_2 = (\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2) \cdot \Psi_r + M \cdot (\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \\ \quad + p \cdot x_5 \cdot h_2) - \frac{T_r \cdot K_2}{2} \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \frac{T_r}{2} \cdot \ddot{\Psi}_{rref} \end{cases}$$

Sous la forme condensée (4.33) sera de la forme :

$$\dot{S} = F + D \cdot V \quad (4.34)$$

avec :

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} ; D = \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix}$$

Et pour vérifier la condition de stabilité de Lyaponov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) il faut avoir :

$$\dot{S} = -v \cdot \text{sign}(S) \quad (4.35)$$

En égalisant les équations (4.34) et (4.35), on aura :

$$V = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{sign}(S) - D^{-1} \cdot F \quad (4.36)$$

la loi de commande est donnée par:

$$V = V_{eq} + V_c \quad (4.37)$$

avec :

$$\begin{cases} V_{eq} = -D^{-1} \cdot F \\ V_c = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{sign}(s) \end{cases}$$

La commande globale assurant à la fois ($S_i = 0$ et $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) est :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

➤ la loi de commande équivalente est définie donc comme :

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

➤ aussi que la loi de commande de commutation :

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{Sgn}(S_1) \\ \text{Sgn}(S_2) \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Pour que la loi de commutation intervienne de la loi de commande globale il faut choisir v_1 et v_2 suffisamment grand [31] :

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \quad (4.41)$$

La loi de commande existe à condition que la matrice D sera inversible :

$$[D] = -\delta^2 \cdot M \cdot \Psi_r \neq 0 \quad (4.42)$$

alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_3}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_4}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \end{bmatrix}$$

IV.7 Principe de fonctionnement de la commande par mode glissant

La tâche principale de la commande par mode glissant, offre une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergences et de stabilités. La surface de commutation est atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé.

La figure (4.9) représente le schéma bloc complet d'une régulation de la vitesse du moteur asynchrone par mode glissant.

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$.

Le niveau " u_{\min} , u_{\max} " à l'entrée du processus est une fonction du signe de la fonction de commutation $S(x)$. Elle dépend d'un état du processus et en générale, elle correspond à un polynôme de 1^{er} ou 2^{ème} ordre.

Malgré les variations paramétriques ou certaines perturbations externes. Le processus est forcé pour glisser sur une trajectoire dans l'espace d'état.

Les consignes selon l'axe α servent à imposer le flux rotorique et celles selon l'axe β permettent de contrôler le couple électromagnétique.

La sortie du régulateur de SMC1 délivre la tension de référence $V_{s\beta}$. En parallèle, la sortie du régulateur de SMC2 donne la tension de référence $V_{s\alpha}$.

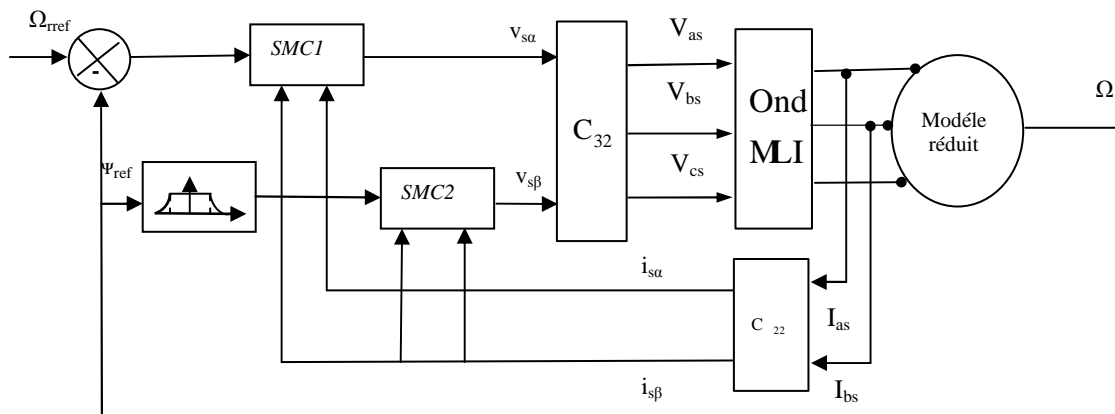


Figure 4.9: Schéma-bloc du principe de la commande par mode glissement

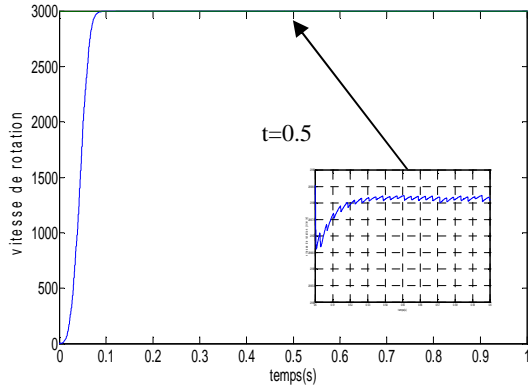
IV.8 Application de la commande à structure variable à la machine

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de commande par mode glissant, on va effectuer des tests de robustesse à savoir l'inversion de vitesse, les variations paramétriques, réponse aux basses vitesses et l'influence des cassures des barres sur la machine asynchrone à cage.

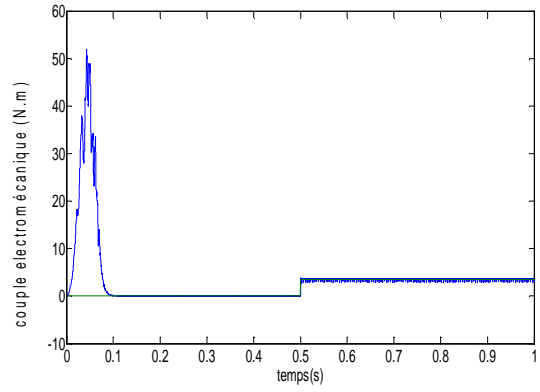
IV.8.1 Cas d'une machine saine

La figure (4.10) représente les résultats de simulation de la machine à l'état sain, pour cela un démarrage à vide est effectué, l'application de la charge en régime permanent est effectué.

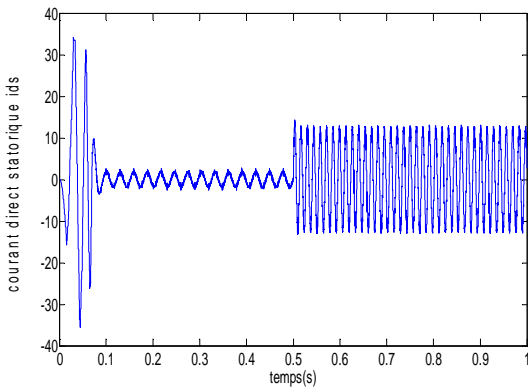
Les résultats montrent que l'effet de la charge se traduit par une légère chute de vitesse l'action du régulateur permis de compenser la chute pour se stabiliser à la référence désirée (figure 4.10 a), par conséquent le couple suit parfaitement le couple désiré du couple résistant (figure 4.10b).



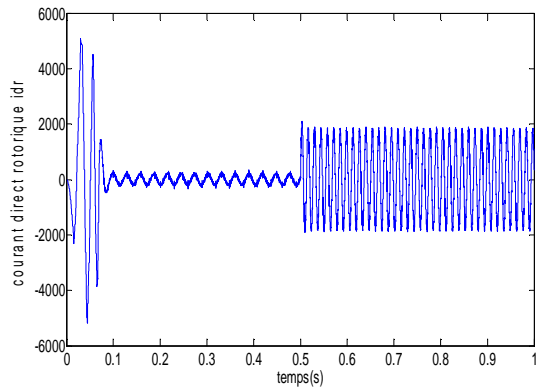
(a): vitesse de rotation (tr/min)



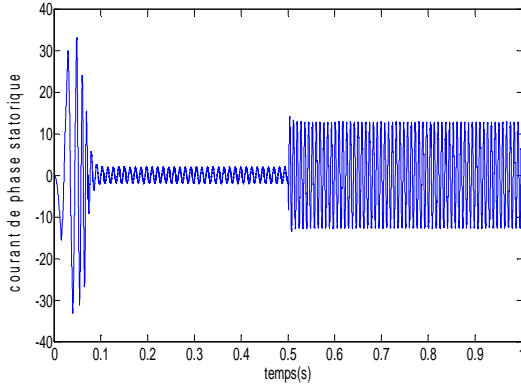
(b): couple électromagnétique (N.m)



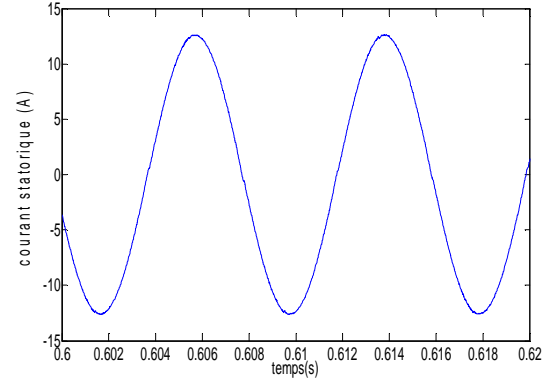
(c): courant direct statorique i_{ds}



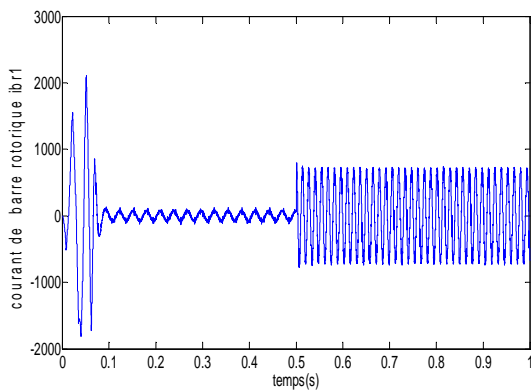
(d): courant direct rotorique i_{dr}



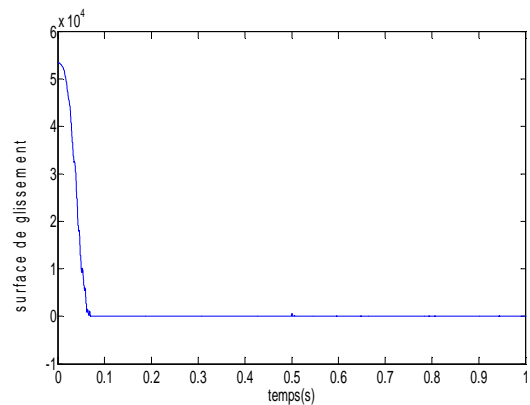
(e): courant de phase statorique (A)



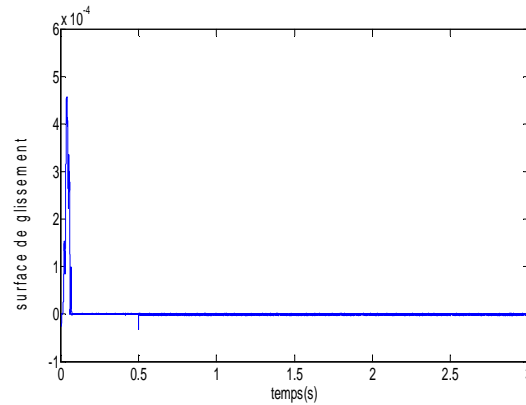
(e.1): zoom du courant statorique



(f): courant de barre rotorique i_{br1}

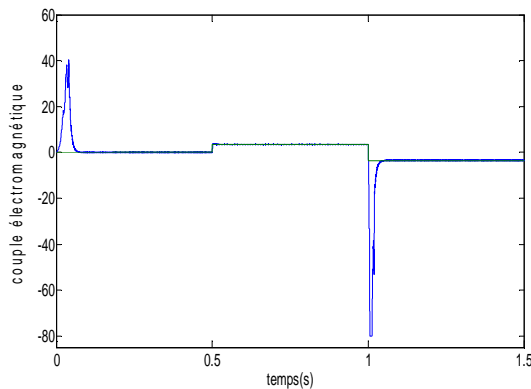


(g): surface de glissement s_1

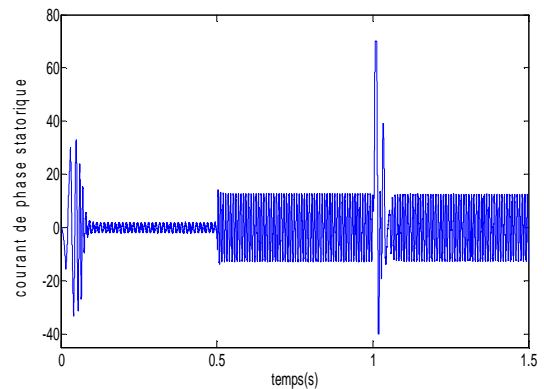
(h): surface de glissement s_2 *Figure 4.10 : Résultats pour un fonctionnement sain de la machine*

IV.8.1.1 Test de robustesse d'inversion de la vitesse

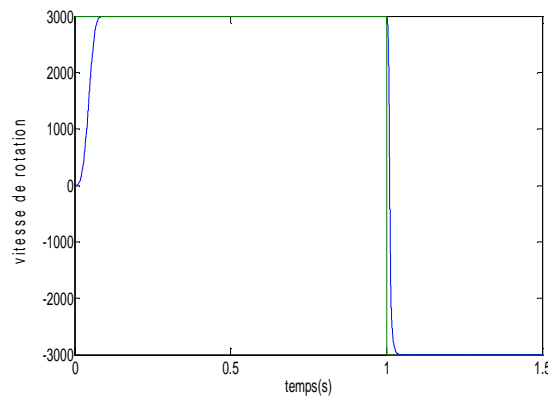
La figure (4.11) illustre le test d'inversion de la vitesse. On remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement acceptable (figure 4.11c). L'allure du couple électromagnétique (figure 4.11a), et du courant statorique (figure 4.11b) présentent des pics provoqués par cette inversion avant de se stabiliser à la valeur désirée.



(a): couple électromagnétique (N.m)



(b): courant de phase statorique (A)



(c): vitesse de rotation (tr/min)

Figure 4.11: Résultats du test d'inversion de la vitesse

IV.8.1.2 Test de robustesse vis-à-vis les variations paramétriques

- **Variation de la résistance statorique**

Le test de robustesse est considéré en effectuant un accroissement de 50% de la résistance statorique provoqué par un échauffement (figure 4.12e).

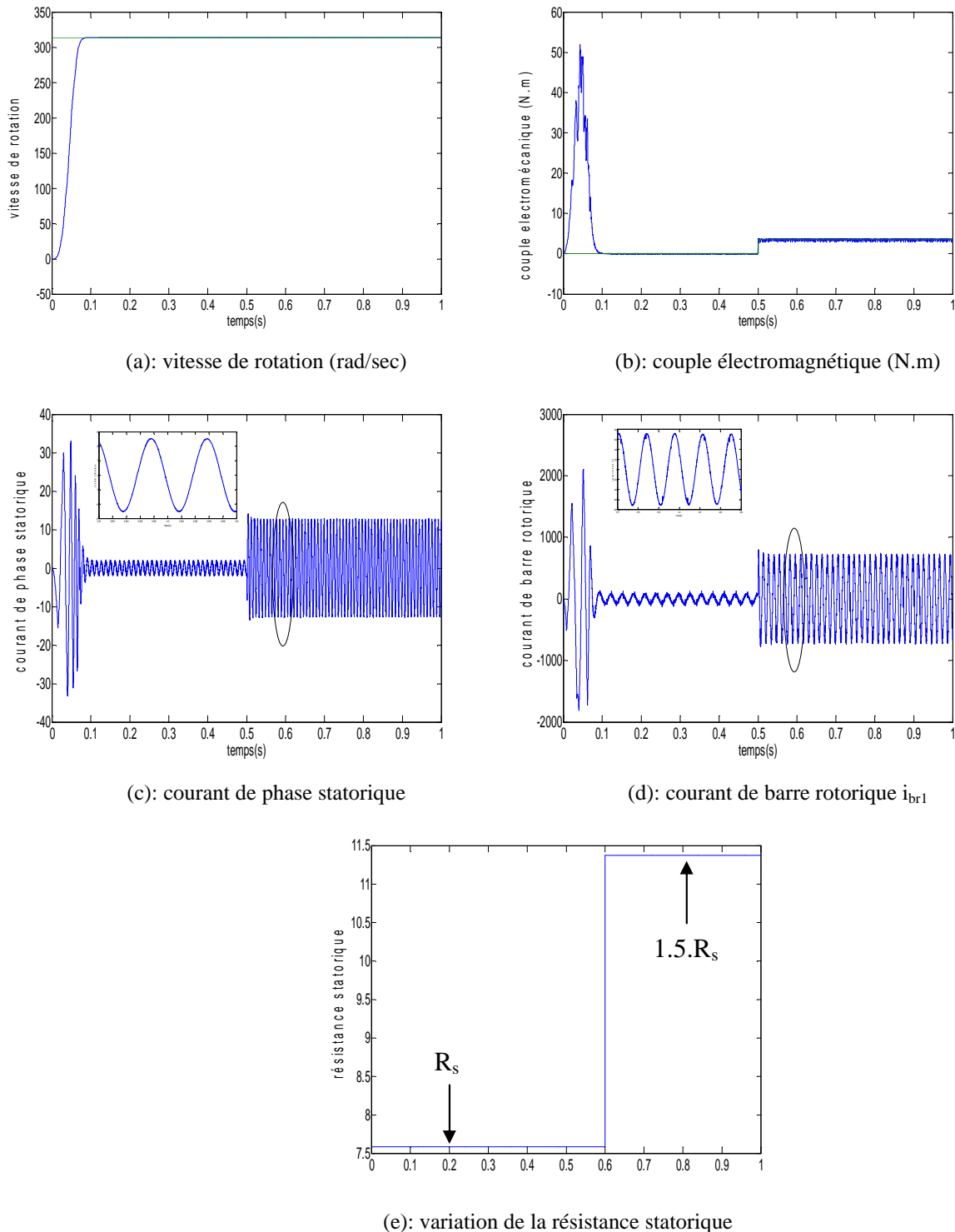


Figure 4.12: Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique

Les résultats (figure 4.12) montrent qu'au moment de la variation aucune action considérable ne se manifeste, ce qui justifie la bonne régulation assurée par la technique du mode glissant.

- **Variation de la résistance rotorique**

On refait le même test en considérant une variation de 50% de la résistance rotorique (figure 4.13).

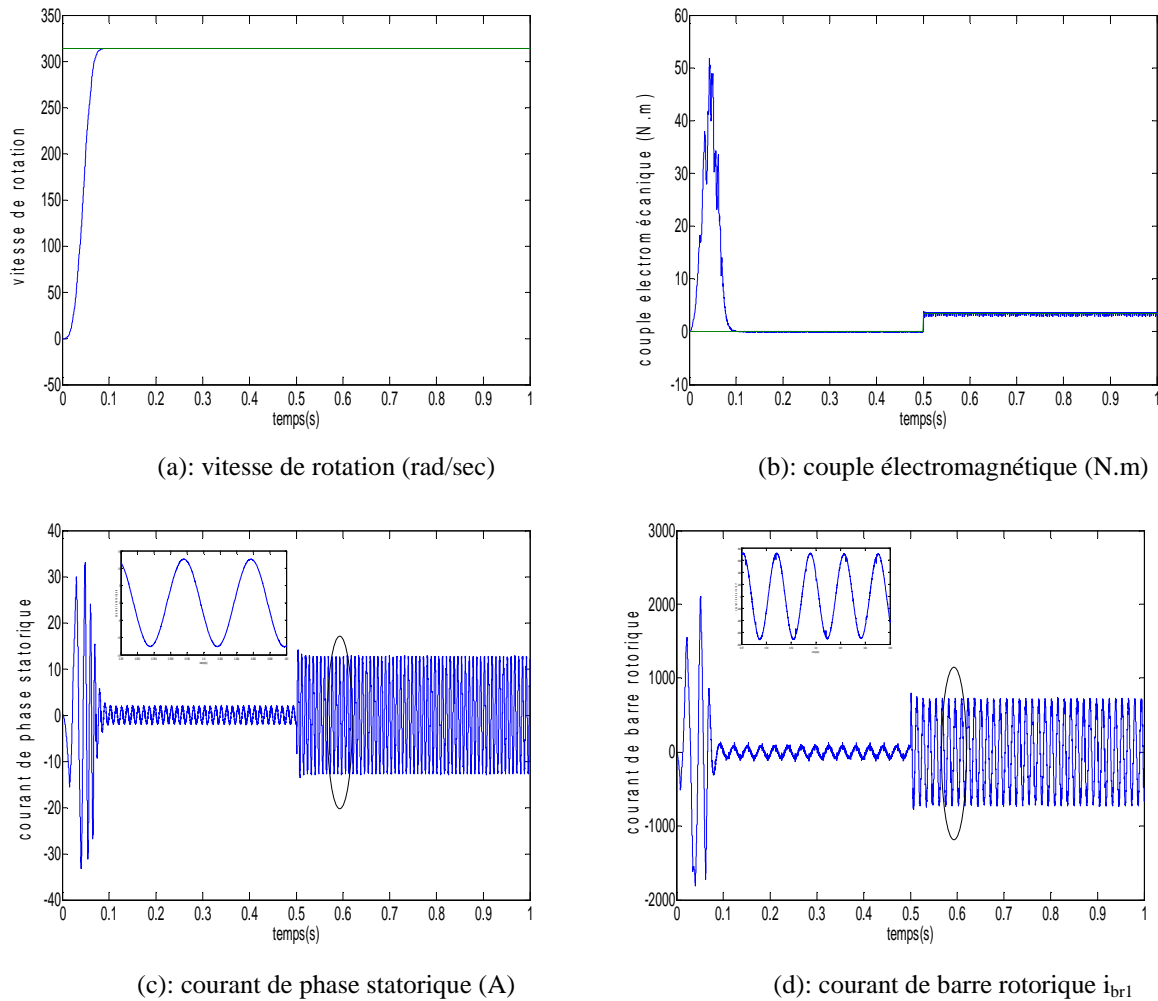


Figure 4.13: Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

Ces résultats montrent la bonne régulation montrant l'insensibilité de cette variation sur les diverses caractéristiques.

IV.8.1.3 Réponse aux basses vitesses

En fonctionnement à faible vitesses (figure 4.14) en considérant que la machine démarre à vitesse de +20 rad/s ensuite une inversion à -20 rad/s ($t=0.8s$). Une seconde inversion est réalisée à une vitesse de 15rad/s ($t=1.2s$).

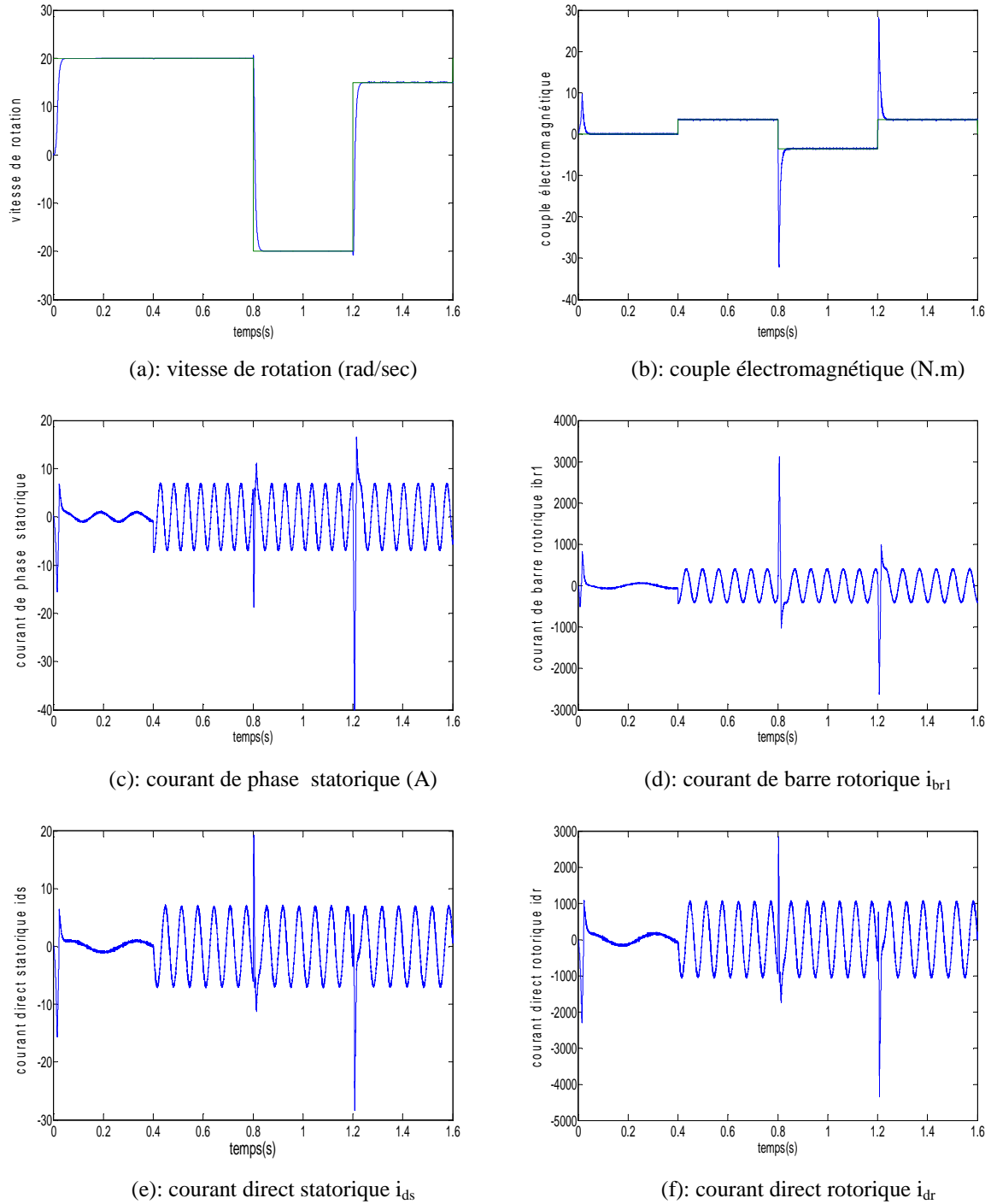


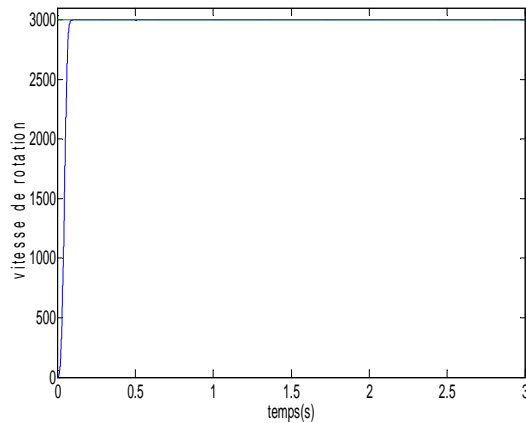
Figure 4.14: Réponse du système aux basses vitesses

Le problème de fonctionnement à faible vitesse est assuré par l'action de régulateur de type glissant montrant son bonne aptitude de régulation

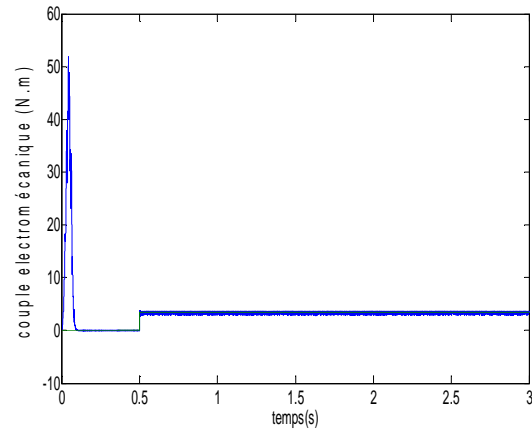
IV.8.2 Cas d'une machine avec défaut rotorique

- Cassure adjacente de deux barres rotorique

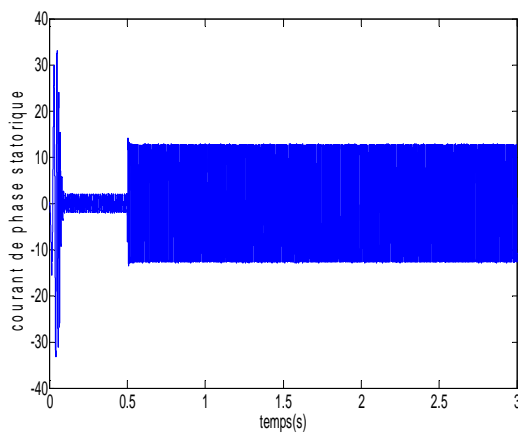
A l'instant de $t=2s$ (figure 4.15), on considère que la machine présente un défaut de cassure de barre adjacente (1^{ère} et la 2^{ème} barre).



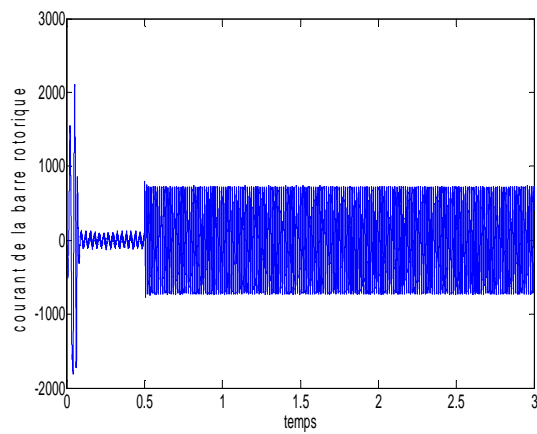
(a): vitesse de rotation (rad/sec)



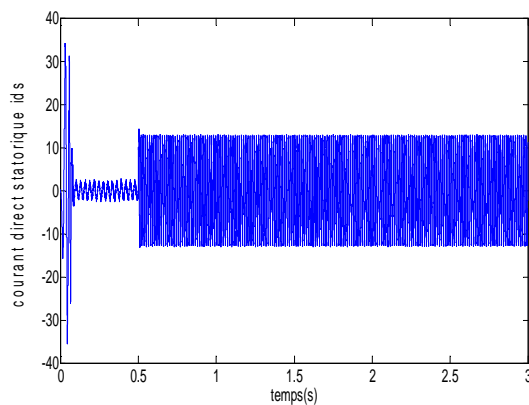
(b): couple électromagnétique (N.m)



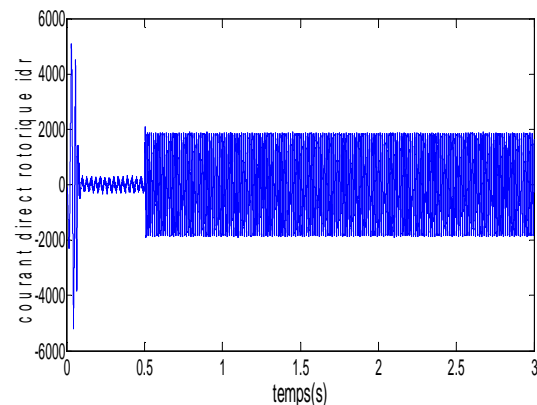
(c): courant de phase statorique (A)



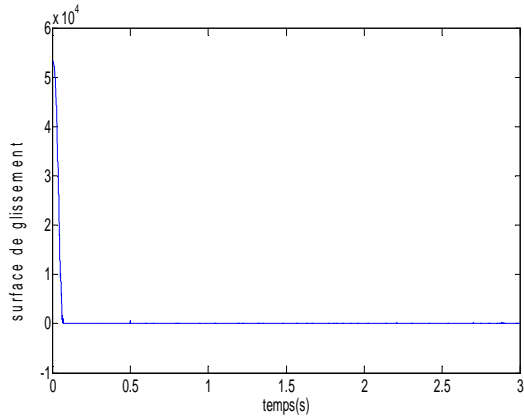
(d): courant de la barre rotorique (1)



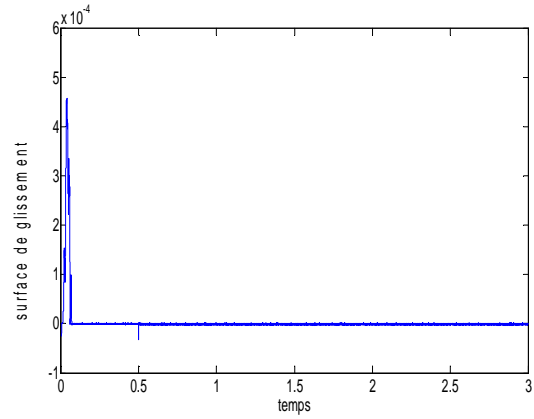
(e): courant direct statorique i_{ds}



(f): courant direct rotorique i_{dr}

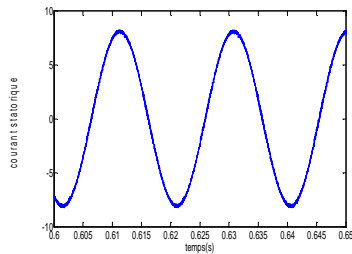


(g): surface de glissement s_1

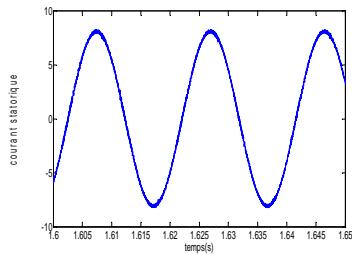


(h): surface de glissement s_2

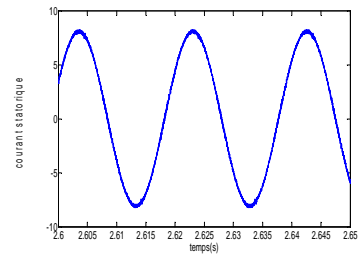
Figure 4.15 : Grandeur électriques et mécanique pour un fonctionnement avec défaut deux barres adjacentes (1et2)



t=0.6-0.65s

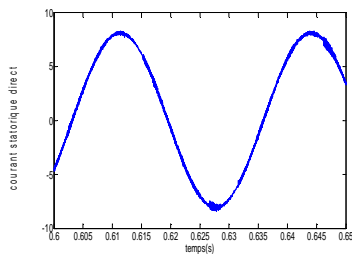


t=1.6-1.65s

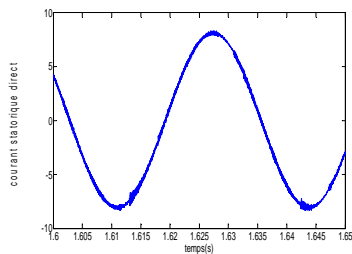


t=2.6-2.65s

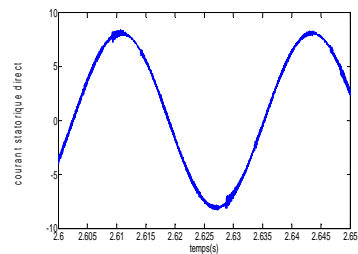
zoom du courant statorique



t=0.6-0.65s

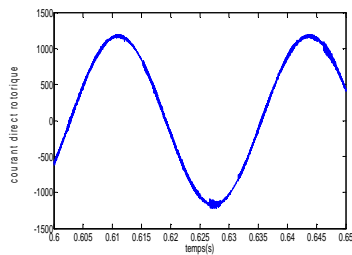


t=1.6-1.65s

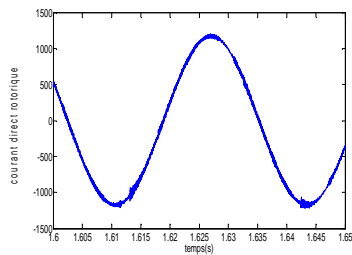


t=2.6-2.65s

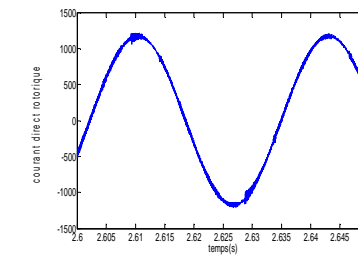
zoom du courant statorique direct i_{ds}



t=0.6-0.65s



t=1.6-1.65s



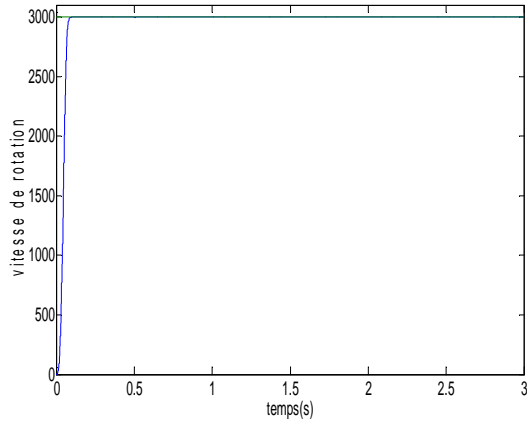
t=2.6-2.65s

zoom du courant direct rotorique i_{dr}

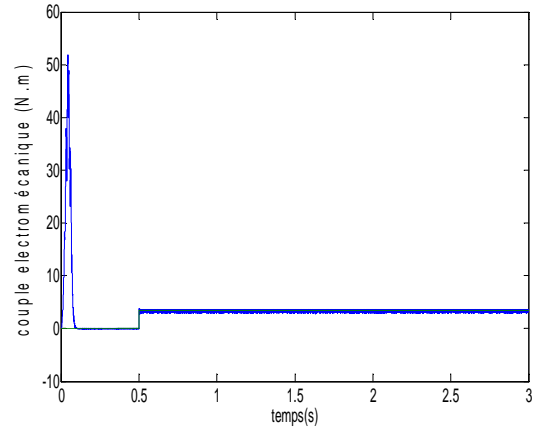
Figure 4.16: Zoom du courant

- **Cassure espacée de deux barres rotorique**

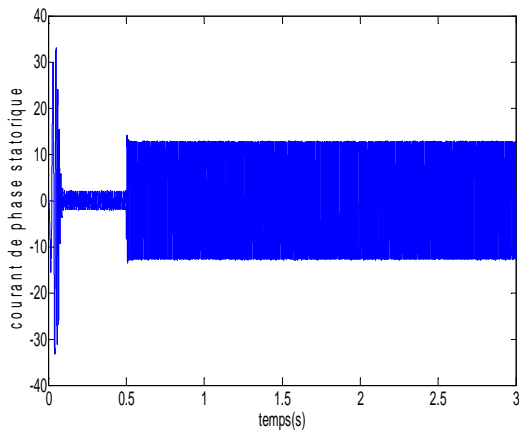
On refait le même test de défaut en considérant à $t=2s$ la cassure espacée la septième barre rotorique.



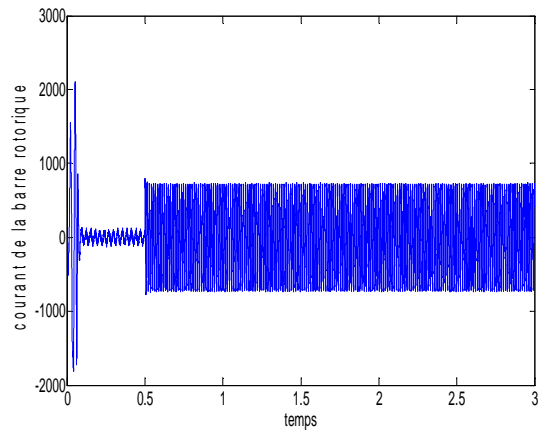
(a): vitesse de rotation (rad/sec)



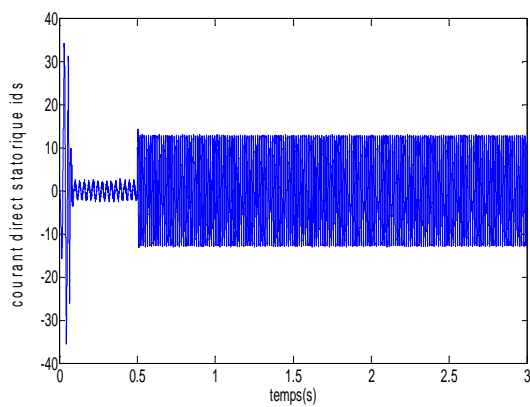
(b): couple électromagnétique (N.m)



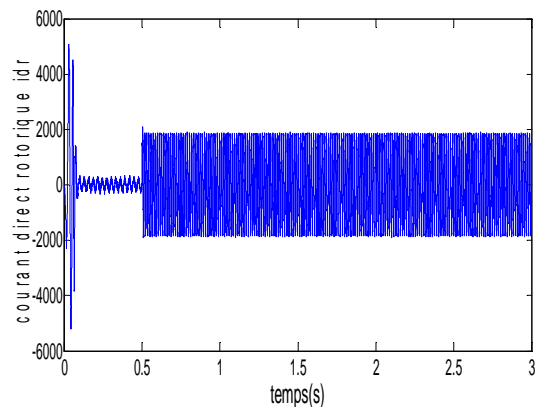
(d): courant de phase statorique (A)



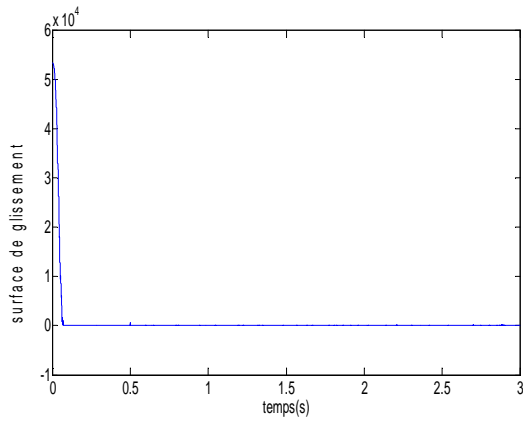
(c): courant de la barre rotorique (1)



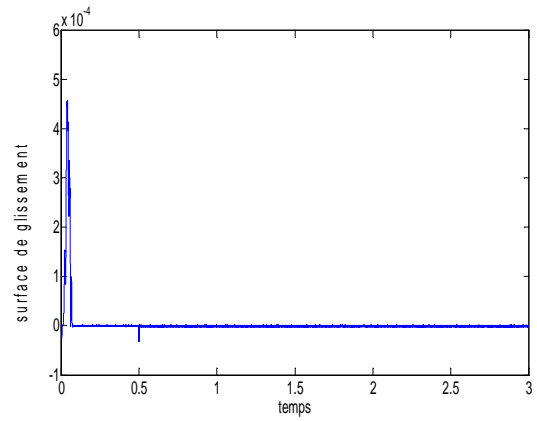
(e): courant direct statorique i_{ds}



(f): courant direct rotorique i_{dr}

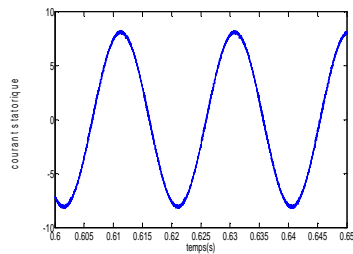


(g): surface de glissement s_1

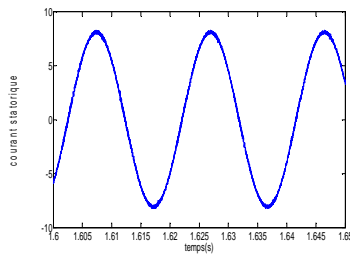


(h): surface de glissement s_2

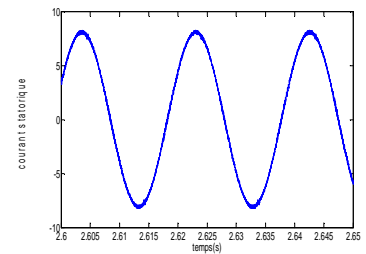
Figure 4.17 : Grandeur électriques et mécanique pour un fonctionnement avec défaut deux barres espacées (1et7)



t=0.6-0.65s

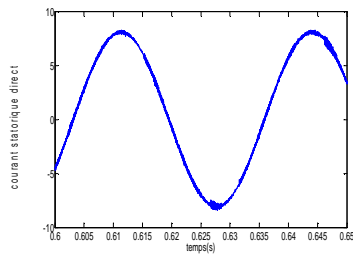


t=1.6-1.65s

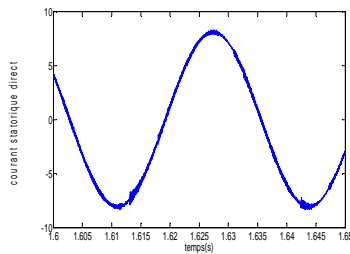


t=2.6-2.65s

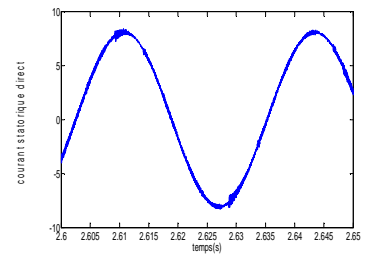
zoom du courant statorique



t=0.6-0.65s

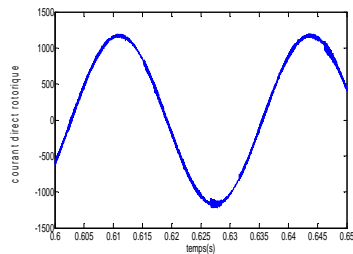


t=1.6-1.65s

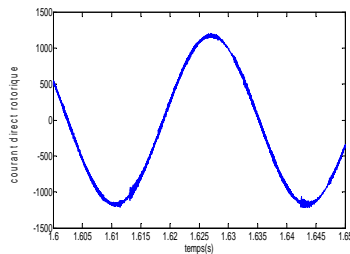


t=2.6-2.65s

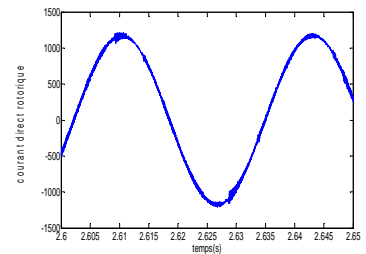
zoom du courant statorique direct i_{ds}



t=0.6-0.65s



t=1.6-1.65s



t=2.6-2.65s

zoom du courant direct rotorique i_{dr}

Figure 4.18: Zoom du courant

Lorsque la machine présente un défaut de type cassure de barres, la vitesse est peu perturbée par ce défaut (figures 4.15 a et 4.17 a).

L'action du défaut se manifeste seulement au moment du défaut, pour les courants statorique, courant de phase statorique, courant direct statorique et courant direct rotorique (figures 4.16 et 4.18), on ne plus remarque qu'aucune déformation lors de la rupture de la barre. Pour cela l'analyse spectrale est nécessaire pour identifier la présence de défaut.

IV.9 Résultat de simulation d'analyse spectrale

IV.9.1 Analyse spectrale du courant statorique

L'analyse spectrale du courant statorique à l'état sain et pour les différents types de cassures des barres rotorique sont représentés par les figures (4.19 à 4.22) :

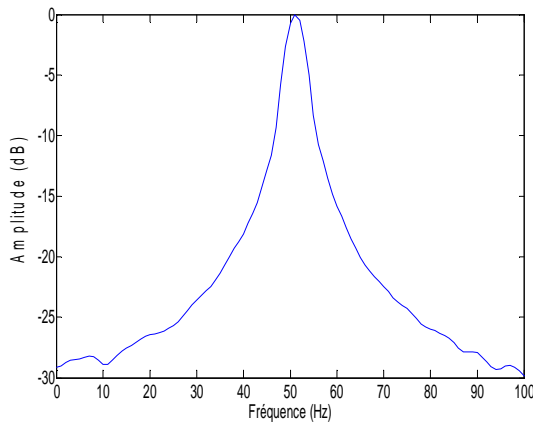


Figure 4.19: Moteur sain.

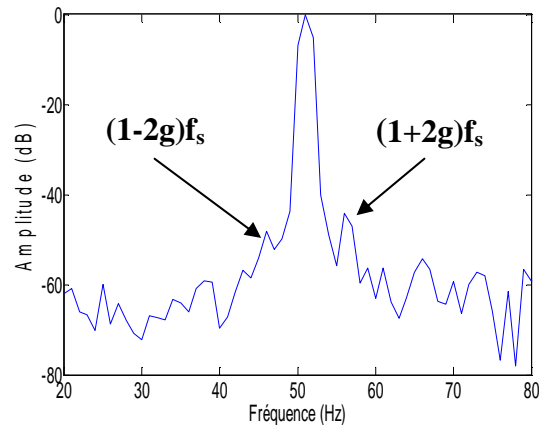


Figure 4.20: Moteur avec une barre cassée .

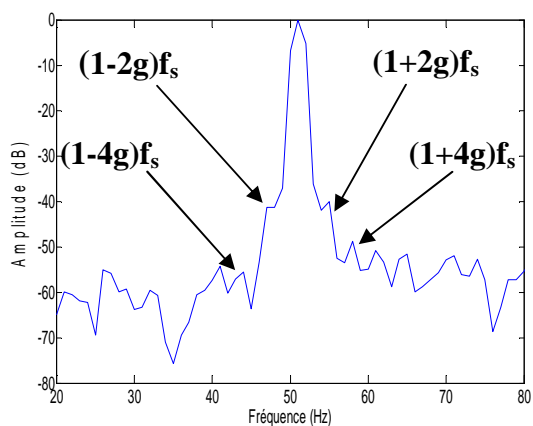


Figure 4.21: Moteur avec deux barres cassées adjacentes

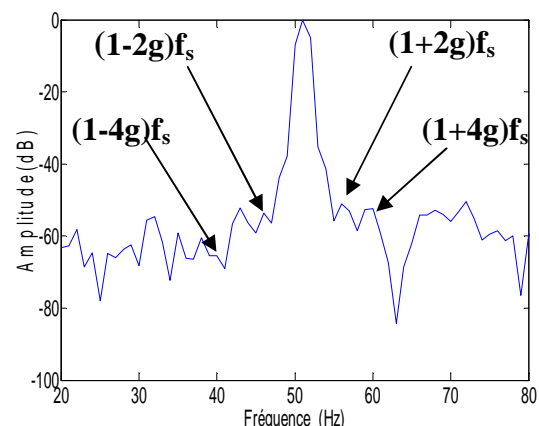


Figure 4.22: Moteur avec deux barres cassées espacées

L'analyse spectrale du courant statorique figures (4.21 et 4.22) n'éclaircie pas les informations, vu que les amplitudes des ondulations sont très faibles. Les raies de défaut apparaissent ayant des amplitudes très faibles a qui rend difficile la structure de diagnostic.

$g=3.92\%$ $f_s=51\text{Hz}$	$(1-4g).f_s$	$(1-2g).f_s$	$(1+2g).f_s$	$(1+4g).f_s$
$f_{\text{calculée}} \text{ (Hz)}$	43.032	47.0016	54.9984	58.9968
$f_{\text{déduite}} \text{ (Hz)}$	42.896	46.991	55.049	58.52
Amplitude (dB)	-55.52	-41.31	-40.12	-48.83

Tableau 4.1: Fréquence de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres adjacentes

$g=4.97\%$ $f_s=51\text{Hz}$	$(1-4g).f_s$	$(1-2g).f_s$	$(1+2g).f_s$	$(1+4g).f_s$
$f_{\text{calculée}} \text{ (Hz)}$	40.8612	45.9306	56.0694	61.1388
$f_{\text{déduite}} \text{ (Hz)}$	40.561	46.02	56.039	60.82
Amplitude (dB)	-65.4	-53.68	-51.1	-52.4

Tableau 4.2: Fréquence de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres espacées

avec : $f_{\text{calculée}} = (1 \pm 2k.g)f_s$

Les tableaux (4.1 et 4.2) montrent que les fréquences $(1 \pm 2k.g).f_s$ des raies latérales à partir des courbes de l'analyse spectrale correspondent aux valeurs théorique (calculées) des ces fréquences.

IV.9.2 Influence de la charge sur le spectre du courant statorique

Pour montrer l'effet de la charge (glissement) sur le spectre de courant statorique, on réalise une cassure des deux barres adjacentes avec les glissements successives suivantes figures (4.23), (3.92%, 4.8%, 7.4%) :

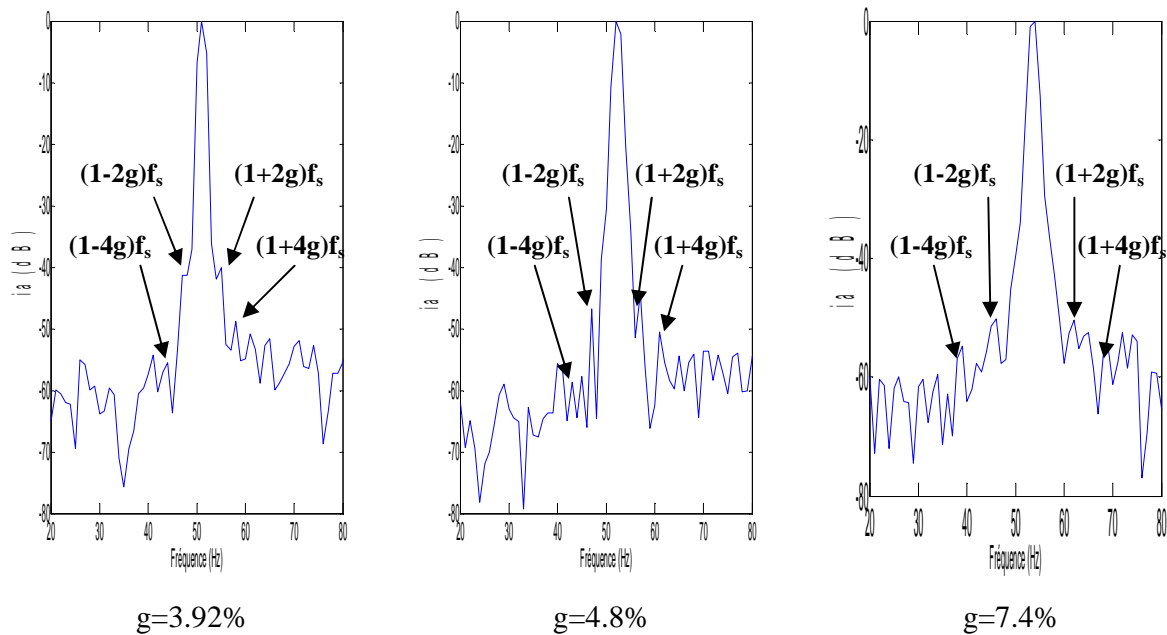


Figure 4.23: Influence de la charge sur le spectre du courant statorique

On remarque que pour des glissements faibles, l'espace entre les raies spectrales devient très faible, de plus l'analyse des signaux est plus délicate. L'intervalle entre ces raies devient plus large, lorsque la machine est bien chargée. Donc on peut constater que le glissement est un paramètre extrêmement important pour prendre en considération dans la formulation du diagnostic.

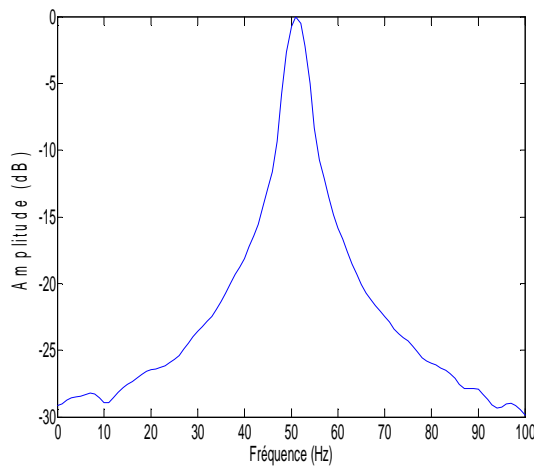
		$(1-4g).f_s$	$(1-2g).f_s$	$(1+2g).f_s$	$(1+4g).f_s$
g=3.92%	$f_{\text{calculée}}$ (Hz)	43.044	47.022	54.978	58.956
	$f_{\text{déduite}}$ (Hz)	42.896	46.991	55.049	58.52
	Amplitude (dB)	-55.52	-41.31	-40.12	-48.83
g=4.8%	$f_{\text{calculée}}$ (Hz)	42.016	47.008	56.992	60.792
	$f_{\text{déduite}}$ (Hz)	42.32	46.982	57.12	60.54
	Amplitude (dB)	-58.62	-46.82	-44.27	-50.61
g=7.4%	$f_{\text{calculée}}$ (Hz)	38.016	46.008	61.992	69.984
	$f_{\text{déduite}}$ (Hz)	38.26	45.923	62.03	69.52
	Amplitude (dB)	-54.67	-50.26	-50.3	-54.57

Tableau 4.3: Fréquences et amplitudes du spectre du courant statorique (pour différent charge)

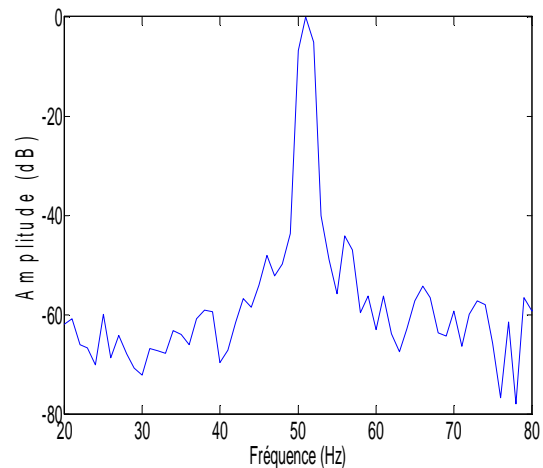
Le tableau (4.3) montre que les valeurs des fréquences déduites et calculées sont très proches.

V.9.3 Effet de nombre et de la position des barres cassées

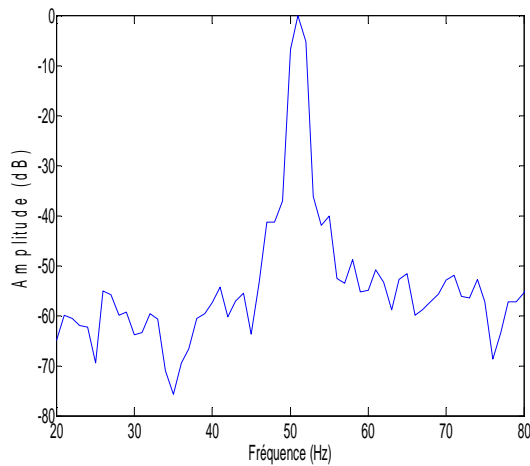
Dans cette partie les défauts prennent en considération, mais pour différentes barres cassées tenant compte le nombre et la position de cassure figure (4.24).



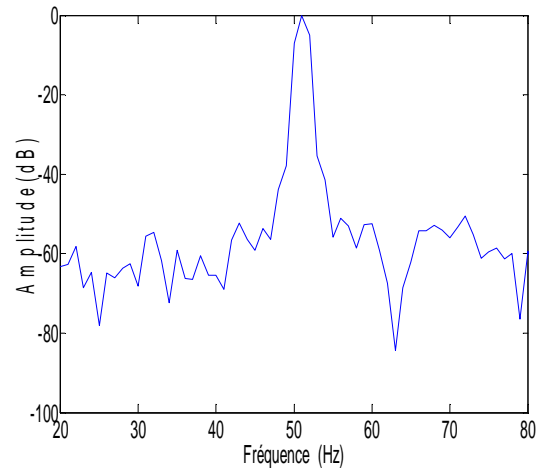
(a): moteur sain



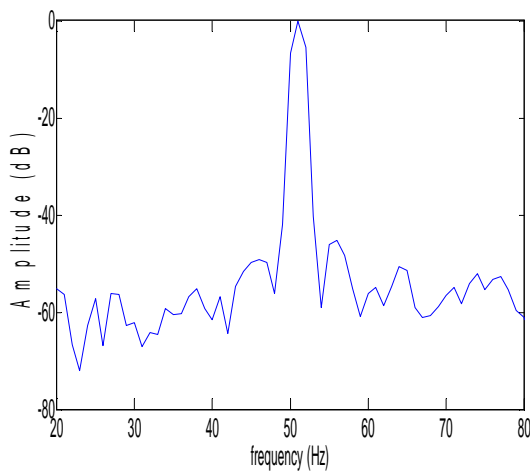
(b): cassure de un barre



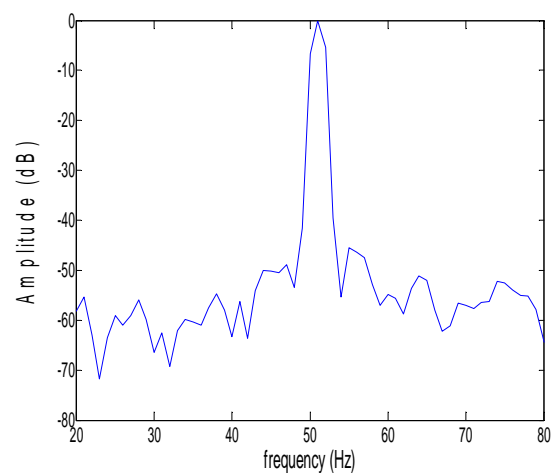
(c): cassure de deux barres adjacentes (1 et 2)



(d): cassure de deux barres espacées (1 et 7)



(e): cassure de trois barres adjacentes (1, 2 et 3)



(f): cassure de trois barres espacées (1, 3 et 7)

Figure 4.24: Différentes position de cassure de barre rotorique

A l'aide du modèle de simulation, on peut mettre en évidence les phénomènes liés aux défauts du rotor par l'apparition de raies sur le spectre du courant statorique en régime permanent figure (4.24), ces raies ont une amplitude qui varié en fonction de l'augmentation de nombre de barres défectueuses et leurs positions.

IV.9.4 Analyse spectrale de la vitesse de rotation

La figure (4.25), représente les spectres de la vitesse de rotation pour les différents types de cassure des barres rotorique :

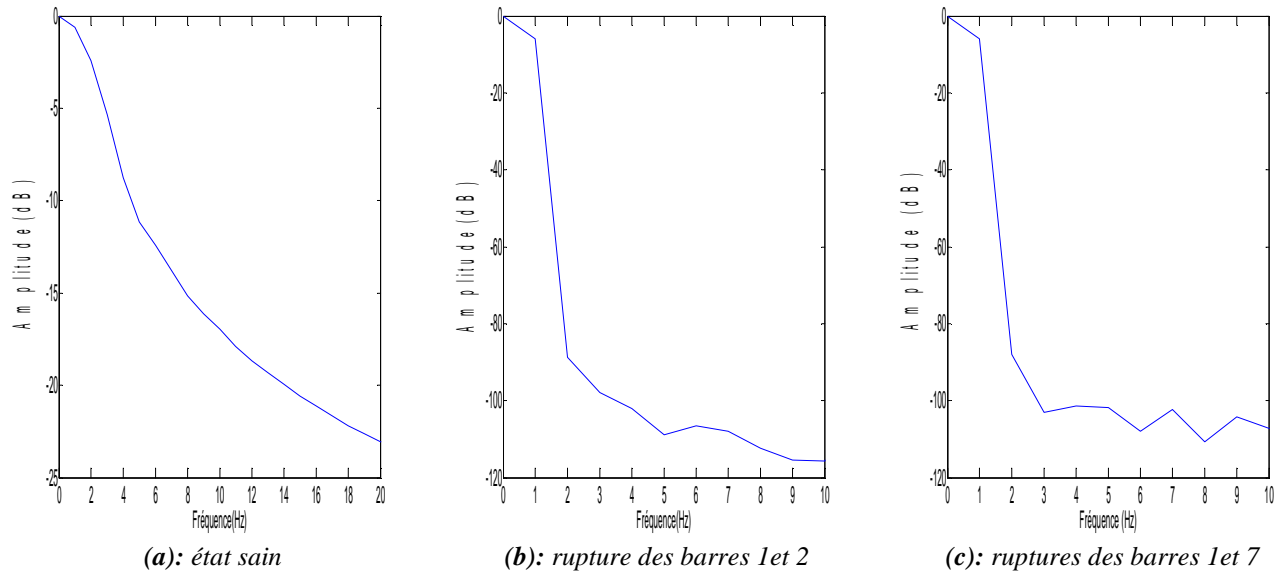


Figure 4.25: Spectre de la vitesse

Le spectre de la vitesse de rotation (figure 4.25.b et c) ne donne aucune information sur la présence du défaut, puisque les amplitudes des ondulations sont très réduites due à l'action de la boucle de régulation.

IV.9.5 Analyse spectrale du couple électromagnétique

L'analyse spectrale du couple électromagnétique pour les différents essais est donnée par la figure (2.26) :

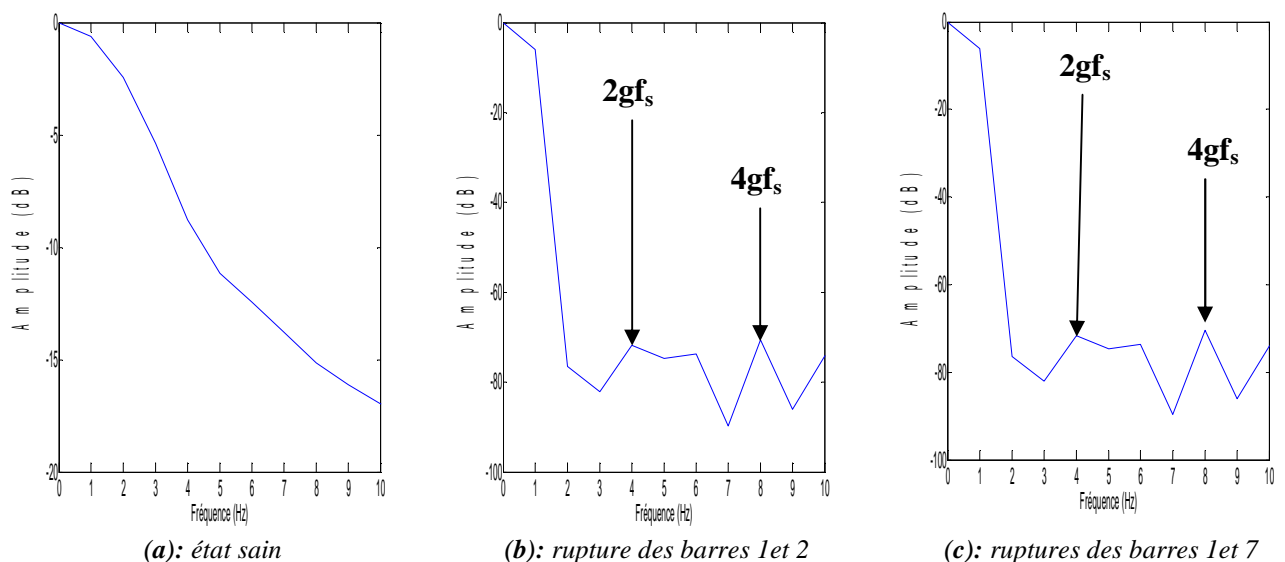


Figure 4.26: Spectre du couple électromagnétique

Les informations donnent par l'analyse spectrale du couple électromagnétique figure (4.26.b et c) n'est pas claires, vu que les amplitudes des ondulations sont très faibles.

$g=3.92\%$ $f_s=51$ Hz	$2.g.f_s$	$4.g.f_s$
$f_{calculée}$ (Hz)	3.9984	7.9968
$f_{déduite}$ (Hz)	4.102	8.124
Amplitude (dB)	-71.72	-70.54

Tableau 4.4: Fréquence de défaut calculées et déduites pour un défaut de deux barres adjacentes

$g=4.97\%$ $f_s=51$ Hz	$2.g.f_s$	$4.g.f_s$
$f_{calculée}$ (Hz)	5.0694	10.1388
$f_{déduite}$ (Hz)	4.992	10.193
Amplitude (dB)	-75.85	-68.02

Tableau 4.5: Fréquence de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres espacées

On note aussi que les fréquences calculées ainsi que celles déduites du spectre sont proches (tableau 4.4 et 4.5).

IV.9.6 Analyse spectrale de l'erreur du régulateur de vitesse de rotation

On va utiliser dans ce cas toujours la fenêtre de Hanning pour détecter le défaut rotorique sur l'erreur au carrée à la sortie du régulateur de vitesse dans les différents types de cassure des barres rotorique :

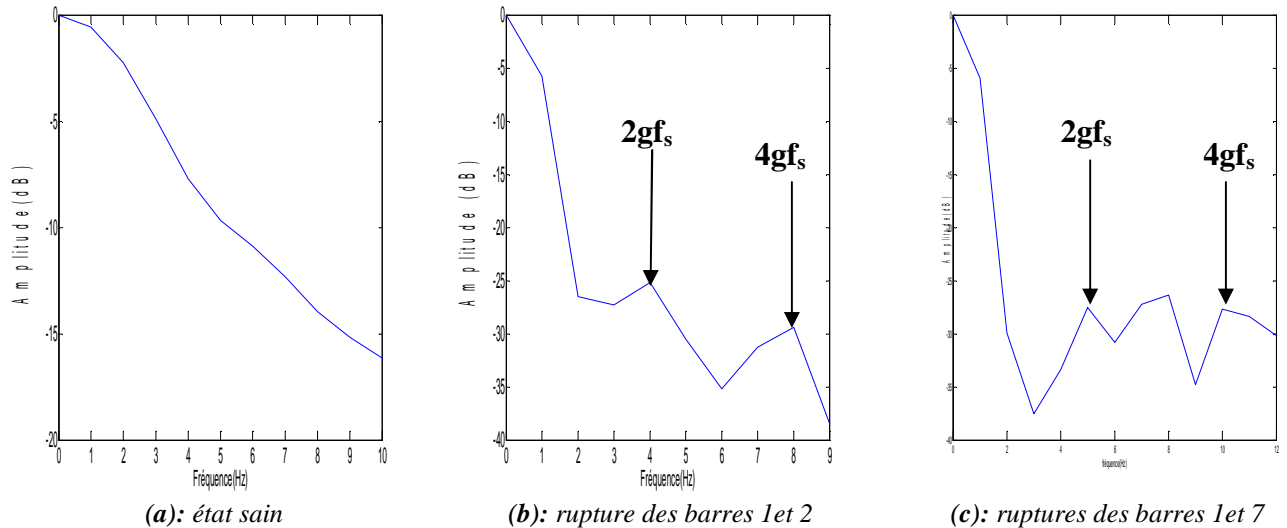


Figure 4.27: Spectre de l'erreur du régulateur de vitesse

$g=3.92\%$ $f_s=51$ Hz	$2.g.f_s$	$4.g.f_s$
$f_{calculée}$ (Hz)	3.9984	7.9968
$f_{déduite}$ (Hz)	4.094	8
Amplitude (dB)	-25.2	-29.42

Tableau 4.6: Fréquence de défaut calculées et déduites pour un défaut de deux barres adjacentes

$g=4.97\%$ $f_s=51 \text{ Hz}$	$2.g.f_s$	$4.g.f_s$
$f_{\text{calculée}} \text{ (Hz)}$	5.0694	10.1388
$f_{\text{déduite}} \text{ (Hz)}$	5.102	10.093
Amplitude (dB)	-27.56	-27.73

Tableau 4.7: Fréquence de défaut calculées et déduites, cas d'un défaut de deux barres espacées

avec : $f_{\text{calculée}} = 2.k.g.f_s$

L'analyse spectrale de l'erreur au carrée à la sortie du régulateur de vitesse, nous renseigne sur la présence du défaut provoqué par la cassure des barres de type adjacente (figure 4.27.b), tableaux (4.6) ainsi que le défaut des barres espacée (figure 4.27.c), tableaux (4.7), ces raies sont situées aux fréquences proches de $2kgf_s$. Les amplitudes de ces raies sont fonction de la position des barres cassées.

IV.10 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la théorie des systèmes à structure variable et l'application de la technique de commande par mode glissant pour la commande du moteur asynchrone. Le calcul de la surface de glissement ne peut se faire de manière explicite. Il faut alors passer d'une simulation pour en ajuster les coefficients. Ils dépendent non seulement de la loi de commutation mais aussi de la rapidité de réglage. Ces coefficients sont choisis de façon à ne pas demander à la machine une dynamique supérieure à celle donnée par son couple maximal.

La commande par mode glissant montre que les performances sont meilleures autour du point de fonctionnement, aussi bien par rapport aux variations de la vitesse, l'inversion de vitesse et la variation paramétrique. De plus, cette commande présente l'avantage d'être d'une implémentation pratique simple.

Finalement, on représente l'influence du défaut rotorique sur le courant statorique et on peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse, cette dernière qui garantit une bonne insensibilité à la variation paramétrique.

Une étude analytique de défaut nous a permis d'analyser et d'expliquer l'influence des cassures de barres sur les performances du moteur. Une analyse spectrale par la transformation de Fourier rapide est appliquée sur les courants statorique et les signaux de l'erreur au carrée à la sortie du régulateur de vitesse qui nous donne des informations claires sur les raies des défauts, afin de déterminer la composition fréquentielle de ces signaux et par conséquent de trouver les harmoniques caractérisant les cassures des barres.

Conclusion générale

Conclusion générale

Compte tenu de la fréquence d'utilisation des machines asynchrones dans l'industrie, la détection précoce des défauts dans cette machine est devenue un enjeu économique important.

Dans ce travail présenté en mémoire, nous nous sommes particulièrement intéressés aux défauts des cages de moteurs d'induction vue, d'une part, la difficulté du diagnostic (armature tournante) et d'autre part, la place qu'occupe cette machine à tous les niveaux de puissance, et dans ce dernier aussi, nous allons présenter la commande de la machine asynchrone via de différentes structures de commande : la commande vectorielle et la commande par mode glissant.

Nous avons opté pour une approche globale (modèle de Kirchhoff) basée sur la signature des grandeurs externes (couple, courant,...) et qui utilise un schéma multi-enroulements équivalents bien adapté à la simulation des défauts rotoriques envisagés, puis, on a fait la transformation du modèle multi-enroulements au modèle biphasé, pour faciliter l'étude.

Toutes les équations sont écrites dans un référentiel lié au rotor, car les défauts sont situés justement à son niveau.

Le modèle obtenu permet de simuler pratiquement les défauts au niveau du rotor (cassure des barres). D'autre part, il permet de suivre les grandeurs externes (couple, courant,...), cette analyse a permis de voir le comportement du moteur, d'en déduire les signatures caractéristiques des défauts, car il est difficile d'analyser directement le courant statorique, lors de la rupture des barres, nous avons fait l'analyse spectrale pour le courant statorique, qui nous a révélé les défauts des cassures des barres par des harmoniques à la fréquence.

Concernant la commande vectorielle de la machine asynchrone moyennant un réglage classique (régulateur PI de la vitesse), nous remarquons également que le réglage classique ne contrôle pas d'une manière satisfaisante le régime transitoire de la machine lors de variation des grandes variations des amplitudes (changement de consigne, application de couple résistant).

Après, nous avons utilisé la commande par mode de glissement et sa théorie, nous avons vu que cette technique est plus robuste. Cette technique de commande par mode glissement nous a permis d'obtenir des hautes performances aux différents tests de robustesse par rapport à d'autres commandes, notamment au test de robustesse à la casseur des barres rotoriques.

Au niveau de la commande par mode glissement, la variation des paramètres de la machine n'influe pas sur la commande.

En fin on représente l'influence du défaut rotorique sur le courant statorique et on peut conclure que la capacité de robustesse représente la caractéristique essentielle de cette technique et l'analyse spectrale par la transformation de Fourier rapide est appliquée sur les signaux de l'erreur au carré au sortie du régulateur de vitesse qui nous donne des informations claires sur les raies des défauts, afin de déterminer la composition fréquentielle de ces signaux et par conséquent de trouver les harmoniques caractérisant les cassures des barres.

Annexe

Annexe

Paramètres du moteur utilisé :

P	puissance nominale	1.1kW
V	tension nominale de ligne	220 V
f_s	fréquence d'alimentation	50Hz
p	nombre de paire de pole	1
R	diamètre moyen	35.76mm
l	la longueur	65mm
e	épaisseur d'entrefer	0.2mm
N_r	nombre de barres	16
N_s	nombre de spire par phase	160
R_s	résistance d'une phase statorique	7.58 Ω
R_r	résistance d'une barre rotorique	150 $\mu\Omega$
R_e	résistance d'une portion d'anneau	150 $\mu\Omega$
L_e	inductance de fuite d'anneau de court-circuit	0.1 μ H
L_b	inductance de fuite d'une barre rotorique	0.1 μ H
L_{fs}	inductance de fuite statorique	26.5mH
K_0	coefficient de frottement	0
J	moment d'inertie	5.4 10 ⁻³ kgm ²

Bibliographies

Bibliographie

- [1] R. Casimir, « Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes. », thèse de doctorat, l'école doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon, décembre 2003.
- [2] M .Sahraoui, «Contribution aux Diagnostic des Machines Asynchrones Triphasées à cage »Université Mohamed Khider Biskra, 10 /2003.
- [3] E. Schaeffer, «Diagnostic des machines asynchrones modèles et outils Paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts». Thèse de doctorat. Université de Nantes 1999.
- [4] I. Al-Rouh, « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone » Thèse de Doctorat ; Université Henri Poincaré, Nancy-I ; 2004.
- [5] T. Zaharieva,, « Les algorithmes de commande à structure variable appliqués à un moteur synchrone autopiloté pour le contrôle en vitesse et en position ». Thèse de L'INSA De Toulouse, 1998.
- [6] Report, « Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations part I and part II » IEEE Trans. On Industry applications. Vol.2.2, n° 4 Jul/Aug. 1985.
- [7] H. Razik, «Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de Défaillance, état de l'art». La revue 3EI no29, pages 48-52. Juin 2002.
- [8] T. Boumegoura, « Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue de diagnostic».Thèse Doctorat Ecole centrale de Lyon. Mars 2001.
- [9] A. H. Bonnett, «Root cause ac motor failure analysis with a focus on shaft failures». IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36(5):1435-1448, September/October 2000.

- [10] J. Povinelli, F. Bangura, «Diagnostics of Eccentricities and Bar/End-Ring Connector Breakages in Polyphase Induction Motors Through a Combination of Time-Series Data Mining and Time- Stepping Coupled FE–State-Space Techniques». IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 39, NO. 4, JULY/AUGUST 2003.
- [11] J. Cusido; J. Rosero, L. Romeral, J.A. Ortega, A.Garcia, «New Techniques for Fault Detection Analysis by Injecting Additional Frequency Test», IMTC 2006 – Instrumentation and Measurement Technology Conference Sorrento, Italy 24-27 April 2006.
- [12] A. Ibrahim, Member, IEEE, Mohamed El Badaoui, François Guillet, and Frédéric Bonnardot, « A New Bearing Fault Detection Method in Induction Machines Based on Instantaneous Power Factor» IEEE transactions on industrial electronics, vol. 55, no. 12, December 2008.
- [13] «Présentation des avaries. Machines électriques tournantes» cahier des préventions. CP2, Allianz, 1988.
- [14] O. Ondel, «diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur – machine asynchrone »thèse de doctorat, l'école doctorale électronique, électrotechnique, automatique de lyon, 17 octobre 2006.
- [15] O. V. Thorsen, M. Dalva, « A survey of fault on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries» IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.31, no.5, pp.1186-1196, September 1995.
- [16] A. Aicha, «Contribution à l'étude et Au Diagnostic de la Machine Asynchrone », Thèse de Doctorat Université Henri, Nancy Soutenue Publiquement le 28 mars 2002.
- [17] S. Belhamdi, «Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone». Thèse de Magistère, Université Mohamed khidre Biskra, 2005.
- [18] L. Baghli, «Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algrithemes génétique». Thèse doctorat Nancy France, 1999.

- [19] A. F. Khatir, K. E. Hemsas, «Diagnostic Des Machines Asynchrones : Utilisation Du Modèle Multi Enroulements».4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007.
- [20] A. Menacer, «Contribution à l'identification des paramètres et des états d'une machine à induction pour diagnostic et développement de commande robuste : robustesse vis-à-vis de défauts», thèse de doctorat, université de Batna, Dec 2007.
- [21] A. Menacer .M, Nait Said. M. S, Benakcha .A. Drid. S, «Stator current analysis of incipient fault into asynchronous motor rotor bars using Fourier fast transform», Journal of Electrical Engineering, Slovakia, vol. 5-6, 2004, p. 122-130.
- [22] A. Menacer.M, Nait Said. M. S, Benakcha .A. Drid. S, «Détection d'une cassure de Barre Rotorique d'une Moteur Asynchrone par Analyse Spectrale du courant Statorique » CNGE'2004, première conférence nationale sur le génie électrique, p. 261-265, université Ibn khaldoun Tiaret- Algérie.
- [23] A. Menacer, S. Moreau, G. Champenois, A. Benakcha, M.S. Nait Said, «Experimental Detection of Rotor Failures of Induction Machines by Stator Current Spectrum Analysis in Function of the Broken Rotor Bars Position and the Load», Eurocon 07,
- [24] R .Kechida, «Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone : Application au diagnostic des défauts» Thèse de magister en électrotechnique centre universitaire d'el Oued 2010.
- [25] The international Conference on Computer as a tool, September 9-12, 2007, Warsaw-Poland.
- [26] K. Benchaiba, «Commande de la machine asynchrone par mode de glissement ; Apport de la logique pour la réduction du phénomène « Chattering », Thèse de magister en électrotechnique. Univ. Batna, 2003.
- [27] C. Canudas, «Commande des moteurs asynchrones : Modélisation Contrôle vectoriel et DTC». Vol. 1, Hermès Science publications, Paris, 2000.

- [28] G. GRELLET, G .CLERC, «Actionneurs électrique, principes modèles commande» Editions eyrolles-2000.
- [29] Utkin, V.I, «Sliding mode control design principles and application to electric drives», IEEE Trans On In Elect, Vol 40 N1feb93.
- [30] A. Ounissi,, « Contribution à la commande par mode glissant d'une machine synchrone à aimant permanent». Thèse De Magister, Université De Batna, 2003.
- [31] K. Kouzi, « Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur Vitesse par un Réglage PI Flou à Gains Flous Adaptés Associé à un Observateur d'Etat par Modes de Glissement». Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2002.
- [32] Madni, N .Benkhoris, M.F, «Sliding made control of asynchronous motor drive». Power Electronics and variable speed drives. 21-23 september 1998. Conference publication No. 456 IEEE 1998.
- [33] A .Brosse,. Brunsbash, B.J, « Sliding made control in comparison with other current control methods for a permanent exited synchronous machine». PWITH Aachen, Germany. (Publication IEEE 1994).
- [34] Utkin, V.I, «Variable structure systems with sliding modes». IEEE Transactions On Automatic Control, Vol. Ac-22, No.2, April 1977.
- [35] F. Benchaabane, «Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé » Thèse de Magistère, Université Mohamed khidre Biskra. 2005.
- [36] Yang, Z.P. LIU, C.L, « Variable structure control with sliding mode for selfcontrolled synchronous motor drive speed regulation». Depatment of Electrical Engineering, Xi'an Minig Institute, Xi'an China. (Publication IEEE).
- [37] H. Buhler, 1986. Réglage par mode de glissement, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse.
- [38] A .Meroufel, «Commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants

permanents alimentée par un onduleur de tension à MLI». Conférence on electrical engineering 10-11 décembre 2002 ; université de Batna.

- [39] B. Belabbes, « Etude comparative de la CSV et la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents», conférence on Electrical Engineering 10-11 décembre 2002, université de Batna.

Résumé

Ce travail présente une étude de l'architecture du système de diagnostic automatique des défaillances de la machine asynchrone contrôlée par la commande de mode glissant en tenant compte des défauts de type rotorique.

Leurs domaines d'application surtout en fonctionnement à vitesse variable sont vastes et variés: domaine industriels, domestiques etc....

La loi de commande classique PI peut-être insuffisante puisqu'elle est moins robuste notamment lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes.

L'application de la commande par mode glissant, peut résoudre certain problème à travers les divers avantages qu'elle présente: robustesse, précision, stabilité, simplicité et temps de réponse faible.

Les résultats obtenus montrent l'influence des ruptures de barres sur les couples électromagnétiques, la vitesse de rotation et le courant statorique, qui se traduit par des ondulations et déformations des allures.

Mots clés

Contrôle, mode glissant, diagnostic, machine asynchrone, analyse spectrale, cassure de barres, estimateur.

Abstract

This thesis presents a study of the system architecture of automatic fault diagnosis of induction machines controlled by the sliding mode control, taking account of defects of type rotor.

Asynchronous motors are most engines built today. Their applications are as vast and varied, industrial, domestic etc...

The control law such classic PI may be insufficient because it is less robust especially when the demands on accuracy and other dynamic characteristics of the system are stricter.

The application of sliding mode control has several advantages including robustness, precision, stability and simplicity, low response time.

The results obtained show the influence of rupture of bars on the electromagnetic torque, speed and stator current, which results in undulations and deformities of gaits.

Keywords

Control, sliding mode, diagnosis, induction motor, spectral analysis, break bars, estimator.

ملخص

يقدم هذا البحث دراسة لبنية النظام من خطأ التشخيص التلقائي من الآلات الحثية التي تسيطر عليها السيطرة على طريقة الانزلاق، مع مراعاة نوع من العيوب الدوار.

متزامن المحركات هو الأكثر محركات بنيت اليوم. تطبيقاتها واسعة ومتنوعة، صناعية، ... الخ

ويجوز للقانون أن يضبط الكلاسيكية لكن مثل هذه القوانين لا تكون كافية لأنها أقل قوة خصوصا عندما يكون الطلب على دقة والخصائص الحيوية الأخرى لنظام أكثر صرامة.

تطبيق مراقبة انزلاق الوضع فيها العديد من المزايا بما في ذلك قوة والدقة والاستقرار والبساطة، وانخفاض زمن الاستجابة.

وأظهرت النتائج التي تم الحصول عليها من تأثير تمزق القضبان على سرعة الكهرومغناطيسية، وعزم الدوران..... الخ، تموجات وتشوهات في منحنيات النتائج.

كلمات مفتاحية

السيطرة، انزلاق الوضع، التشخيص، آلة غير متزامنة، التحليل الطيفي، شريط فاصل، مقدر.