

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'enseignement Supérieur**  
**et de la Recherche scientifique**



**Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued**  
**Faculté des Sciences et de la Technologie**

**Mémoire de Fin d'Étude**  
**En vue de l'obtention du diplôme de**

**MASTER ACADEMIQUE**

**Domaine : Sciences et Technologie**

**Filière : Génie Électrique**

**Spécialité : Réseaux Électriques**

**Thème**

**Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone:  
Application au Diagnostic des Défauts**

Réalisé par :

BARIR Naziha

GUIA Reguia

Encadré par :

M. KECHIDA Ridha

**Soutenu en Juin 2015**



# **Remerciements**

*Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du département d'électrotechnique de L'université Echahid Hamma Lakhdar. El Oued.*

*Avant tout, nous remercions ALLAH, le tout puissant de nous avoir donné le courage et la volonté pour accomplir ce travail*

*Nous remercions mon encadreur M. Kechida Ridha, pour avoir dirigé ce travail, pour son aide immense, pour sa simplicité et ses valeurs uniques qui nous ont toujours soutenue dans les moments les plus difficiles, il nous a toujours reçus avec sympathie et il a mis son temps et ses connaissances à notre disposition, il a suivi et encouragé les nombreuses corrections jusqu'à l'achèvement de ce travail*

*Veillez trouver ici l'expression de ma reconnaissance.*

*Et nous lui exprimons particulièrement toute notre reconnaissance pour nous avoir fait bénéficier de ses compétences scientifiques, ses qualités humaines et sa constante disponibilité. L'université Echahid Hamma Lakhdar El Oued d'avoir accepté de faire partie du Jury.*

*Nous remercions à :*

*Toutes nos gratitudee à nos enseignants.*

*Et nos amis.*

*A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.*



**Résumé:** Ce travail s’inscrit dans la thématique de la modélisation, la commande, la surveillance et du diagnostic des défauts de la machine asynchrone triphasée à cage d’écureuil en présence de défaut de rupture des barres rotorique.

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

Le diagnostic de défaut rotorique s’effectue en considérant que la machine fonctionne en boucle fermée à travers l’utilisation de la commande vectorielle utilisant des régulateurs de type PI.

Une analyse spectrale du défaut à base de la transformée de Fourier rapide du courant statorique est effectué en vue de la détection du défaut. 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 :** *Machine asynchrone, commande vectorielle, MLI vectorielle, FFT, défauts, cassure de barres rotorique, diagnostic, analyse spectrale.*

**Abstract:** This work fits into the theme of modeling, control, monitoring and fault diagnosis of the three phase squirrel cage induction machine in the presence of broken rotor bars faults.

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

The fault diagnosis is carried out in rotor whereas the machine is operating in closed loop, through using the indirect vector control based for the PI controller.

A spectral analysis of the stator current by using a fast Fourier transform is made in order to detect the fault. 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:** *Asynchronous Machine, vector control, PWM, FFT, faults, broken rotor bars, diagnosis, spectral analysis.*

**NOTATIONS et SYMBOLES**

MAS	Machine Asynchrone
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MCC	Machine à courant continu
PI	Correcteur Proportionnel-Integral
CV	Commande Vectorielle
FFT	Transformation de fourie rapide
$M_s$	Mutuelle inductance entre phase statorique [H]
$M_r$	Mutuelle inductance inter-phase statoriques [H]
$M_{sr}$	Mutuelle inductance stator-rotor
$L_r$	Inductance cyclique rotorique [H]
$L_s$	Inductance cyclique statorique [H]
$L_f$	Inductance de fuite rotorique [H]
$L_m$	Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor [H]
$p$	Le nombre de paire de pôles
$V_{abc}$	Tensions des phases statorique [V]
$u_{ds}, u_{qs}$	Composantes biphasées directe et en quadrature de la tension statorique [V]
$C_e$	Couple électromagnétique [N.m]
$a$	Angle électrique entre deux mailles rotorique [rad]
$f$	Coefficient de frottement
$I_{as}, I_{bs}, I_{cs}$	Courant des phases statorique [A]
$i_{ds}, i_{qs}$	Composantes biphasées directe et en quadrature du courant statorique [A].
$\Phi_s$	Flux statorique [Wb]
$\Phi_r$	Flux rotorique [Wb]
$\Phi_{abcs}$	Flux des phases statorique [Wb]
$\Phi_{ds}, \Phi_{qs}$	Flux statorique dans le repère (d,q) [Wb]
$\Phi_{dr}, \Phi_{qr}$	Flux rotorique dans le repère (d,q) [Wb]
$g$	Glissement
$P$	Puissance active statorique [W]
$B_s$	Induction magnétique crée dans l'entrefer par le courant statorique [T]
$J$	Moment d'inertie [Kg.m <sup>2</sup> ]

---

[P]	Opération de Laplace
$\theta_r$	L'angle électrique entre l'axe $a_r$ et l'axe d [rad]
$\theta_s$	L'angle électrique entre l'axe $a_s$ et l'axe d [rad]
$\theta$	La position angulaire du rotor par rapport au stator [rad]
$R_r$	Résistance de l'enroulement rotorique [ $\Omega$ ]
$R_s$	Résistance de l'enroulement statorique [ $\Omega$ ]
X	Vecteur d'état
U	Vecteur de commande
$\Omega_r$	Vitesse de rotation mécanique [rad/s]
$w_r$	Vitesse angulaire de rotation [rad/s]
$w_s$	Pulsation électrique statorique [rad/s]
$\sigma$	Coefficient de dispersion
$f_r$	Fréquence rotoriques [Hz]
$f_v$	Fréquence caractéristique de vibration [Hz]
a, b	Référentielle fixe lié au stator
s, r	Indice relatif au stator et rotor respectivement
d	Indice de l'axe direct
q	Indice de l'axe en quadrature

## Liste des figures

Fig I.1: Machine asynchrone: stator et rotor	3
Fig I.2: Principaux défauts dans la machine asynchrone et leurs causes	5
Fig I.3: Défaut de cassure de barre rotorique	6
Fig I.4 : Représentation de l'excentricité statique et dynamique	6
Fig I.5: Dimension du roulement à bille	7
Fig I.6: Représentation des différents défauts statoriques possible	8
Fig I.7: Proportions des défauts	9
Fig II.1: Représentation des enroulements d'une MAS triphasée	16
Fig II.2: Principe de la transformation de Park	18
Fig II.3: Schéma électrique équivalent de la machine asynchrone dans le repère de Park	19
Fig II.4: Modèle par dipôles élémentaires du rotor en défaut	21
Fig II.5: Modèle de défaut rotorique de la machine asynchrone	22
Fig II.6: Simulation de la machine saine en charge ( $C_r=7$ N.m)	24
Fig II.7: Simulation de la machine en charge $C_r=7$ N.m	25
Fig II.8: Spectres des courants statoriques	26
Fig III.1: Analogie entre la commande d'une MCC et la MAS	32
Fig III.2 : Modèle de la machine	33
Fig III.3: Bloc de dé fluxage	34
Fig III.4 : Découplage par addition des termes de compensation	35
Fig III.5 : Boucle de régulation de vitesse	36
Fig III.6: Boucle de régulation de courant $I_{qs}$ (même chose pour $I_{ds}$ )	37
Fig III.7: Schéma bloc de la commande indirecte de la machine asynchrone à cage sous Matlab/Simulink.	37
Fig III.8: Résultats de simulation lors d'un fonctionnement à un échelon de couple de charge et inversion de la consigne de vitesse	38
Fig III.9: Réponse du système aux basses vitesses	39
Fig III.10: Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique et du moment d'inertie de 50 % et de 100%	40
Fig III.11: Réponse en système de la machine avec défaut pour 100 rad/s avec défaut de cassures des barres 1 puis 2	41
Fig III.12: Spectre du courant statorique lors de la vitesse 100 rad/s	42

---

## SOMMAIRE

Remerciements	
Résumé	i
Notations et symboles	ii
Liste des figures	iv
SOMMAIRE	v
Introduction générale	1

### **Chapitre 1 : Problématique du diagnostic des défauts dans la MAS**

I.1 Introduction	3
I.2 Présentation du système à étudier	3
I.2.1 Constitution de la machine asynchrone à cage	3
I.2.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	4
I.3 Défaillances dans la machine asynchrone à cage	4
I.3.1 Défauts rotorique	6
I.3.1.1 Cassure des barres	6
I.3.1.2 Défauts d'excentricité	6
I.3.1.3 Défauts de roulement	7
I.3.2 Défauts statorique	8
I.4 Etudes statistiques des défauts	9
I.5 Méthodes de diagnostic de défaut	10
I.5.1 Méthodes externes	10
I.5.2 Méthodes internes	10
I.5.3 Méthodes inductives et déductives	10
I.6 Principe du diagnostic des défauts dans la machine asynchrone	11
I.7. Diagnostic de défaut à la machine asynchrone	11

I.7.1 Méthodes internes basée sur la modélisation	11
I.7.1.1 Approche analytique	12
I.7.1.2 Méthode basée sur les schémas magnétiques équivalents	12
I.7.1.3 Méthodes basée sur les éléments finis	12
1.7.2 Méthodes externes	13
1.7.2.1 Méthodes basées sur l'analyse spectrale	13
I.8 Conclusion	14

## **Chapitre II: Modélisation et simulation du MAS avec défaut**

II.1 Introduction	15
II.2 Modélisation de la machine asynchrone	16
II.2.1 Modèle triphasé	18
II.2.2 Modèle diphasé de Park	18
II.2.2.1 Transformation triphasée/diphasé	20
II.2.2.2 Modèle d'état de la machine asynchrone	20
II.3 Modèle de défaut rotorique de la machine asynchrone	21
II.3.1 Modélisation du défaut de rupture des barres	22
II.3.1.1 Schéma équivalent	22
II.3.1.2 Représentation d'état du modèle de défaut rotorique	23
II.4. Résultats de simulation	23
II.4.1. Machine saine	23
II.4.2 Machine avec défaut rotorique	25
II.5 Techniques d'analyses des défauts dans la machine	26
II.5.1 Analyse du spectre du courant statorique par FFT	26
II.6 Conclusion	28

## **Chapitre III: Commande vectorielle de la MAS à cage avec défaut rotorique**

III.1. Introduction	29
III.2. Généralités Sur la Commande Vectorielle	29
III.2.1 Principe de la commande vectorielle	29

---

III.2.2 Méthodes de la Commande Vectorielle	30
III.2.2.1 Commande vectorielle directe	30
III.2.2.2 Commande vectorielle indirecte	30
III.3 Expression générale de la commande	31
III.1. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	32
III.2. Découplage par compensation	33
III.3. Bloc de défluxage	34
III.4 Schéma de principe de la commande vectorielle	34
III.5 Calculs des régulateurs	36
III.9.1 Régulateur de vitesse	36
III.9.2 Régulateur de courant	36
III.10 Résultats de Simulation	37
III.10.1. Schéma de simulation	37
III.10.3 Inversion du sens de rotation	38
III.10.4 Réponse à basses vitesses	39
III.10.5 Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques	39
III.10.5.1 Variation de la résistance statorique et du moment d'inertie	40
III.11 Cas d'une machine avec défauts rotorique	41
III.7 Diagnostic du défaut de la machine en boucle fermée	42
III.7.1 Analyse spectrale du courant statorique	42
III.12. Conclusion	43
Conclusion Générale	44
Annexe	45
Bibliographie	46

## **Introduction générale**

La plupart des processus industriels font appel à des moteurs pour assurer leur entraînement, en fonction des applications, ces moteurs sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. De ce fait, on doit avoir un accès direct et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées.

Les objectifs des différentes structures industrielles sont toujours liés à l'augmentation de la qualité, la productivité et la rentabilité. La machine asynchrone à cage d'écureuil était réservée aux entraînements électriques à vitesse constante à cause de la difficulté de sa commande et de la difficulté du suivi de ses paramètres rotoriques. Les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la micro-électronique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple.

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire présente la commande vectorielle de la machine asynchrone présentant un défaut rotorique de type cassure de barres rotorique. Les outils d'analyse et diagnostic de défaut sont à base de l'utilisation du spectre par le biais de la transformée de Fourier.

Ce mémoire est scindé en trois chapitres dans le premier chapitre, on rappelle les différentes méthodes de diagnostic et de détection de défauts, et traite aussi les divers défauts qui peuvent apparaître dans les machines asynchrone. Le deuxième chapitre est réservé à la modélisation de la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil dédié à la simulation de défaut rotorique. Ainsi, on présente les résultats de simulation 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.

Ce troisième chapitre, est consacré à l'application d'une technique de commande de type vectorielle indirecte en présence d'un défaut et associée avec onduleur de tension utilisant des régulateurs classiques de type PI où leurs choix dépendent fortement des paramètres de la machine ainsi du mode de fonctionnement à l'état sain. Des testes de robustesse vis-à-vis l'inversion de vitesse, la variation de vitesse et de la charge sont présentées. Il est à signaler qu'un test de défaut de cassure de barre est introduit au sein de la commande avec une analyse par FTT. On termine par une conclusion générale où on donnera une synthèse des résultats.

# **Chapitre I**

## **Problématique du diagnostic des défauts dans la machine asynchrone**

## I.1 Introduction

La surveillance est un moyen de garantir le bon fonctionnement des systèmes. Le diagnostic est une partie de la surveillance qui a pour objectif de trouver la cause des dysfonctionnements. Dans ce chapitre, on essaye de décrire le comportement du système à étudier à savoir la machine asynchrone triphasée à cage d'écurieul et présente les définitions de base du diagnostic qui seront employées tout au long de ce mémoire.

De multiples défaillances peuvent apparaître dans la machine asynchrone, elles peuvent être prévisibles ou intempestives, mécaniques, électriques ou magnétiques et leurs causes sont très variées.

L'étude des défauts des machines asynchrones a un double objectif :

- Comprendre leur genèse de manière à prévoir leur gravité et leur développement,
- Analyser leur impact sur le comportement de la machine et en déduire les signatures permettant, à posteriori, de remonter jusqu'à la cause de la défaillance.

## I.2 Présentation du système à étudier

### I.2.1 Constitution de la machine asynchrone à cage

La machine asynchrone souvent appelée machine à induction, comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relié à la source d'alimentation et l'autre mobile ou rotor qui peut être soit bobiné soit à cage d'écurieul. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer (Fig. I.1).



Fig I.1: Machine asynchrone: stator et rotor.

### I.2.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone est basé entièrement sur les lois de l'induction ; la machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant dont le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire en court-circuit. Ce fonctionnement est reposé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $N_s$  différente du synchronisme, l'application de la loi de FARADAY à un des enroulements rotoriques montre que celui-ci devient le siège d'une force électromotrice qui étant court-circuité sur les enroulements va donner naissance à un courant dont l'intensité est limitée par l'impédance de ce dernier. L'interaction entre ce courant et le champ glissant va donner naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine. Lorsque le champ est sinusoïdal, sa vitesse de rotation est :

$$n_1 = \frac{f_s}{p} \quad (I.1)$$

Où :  $f_s$  est la fréquence d'alimentation,  $p$  représente le nombre de paire de pôles.

L'interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant ( $n_1$ ) diffère de celle du rotor ( $n$ ), c'est à dire lorsque  $n \neq n_1$ , car dans le cas contraire, c'est à dire lorsque  $n = n_1$ , le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport  $g = \frac{n_1 - n}{n_1}$  est appelé glissement de la machine asynchrone.

### I.3 Défaillances dans la machine asynchrone à cage

La machine asynchrone est considérée comme robuste mais peut être soumise à des contraintes au cours de son fonctionnement : langue durée, conditions dures, ce qui provoque sa défaillance. Les principaux défauts de la machine asynchrone peuvent être classés par catégories dans deux types : mécaniques et électriques. Les sources des défauts de la machine peuvent être internes, externes ou dues à l'environnement.

Les défauts internes peuvent être classifiés concernant leurs origines c'est à dire électrique et mécanique. Habituellement, d'autres types de défauts de roulement et de refroidissement se rapportent aux défauts de rotor parce qu'ils appartiennent aux pièces mobiles. La figure (I.2) présente l'arbre de défaut de la machine asynchrone où les défauts sont classifiés selon leur emplacement: rotorique et statorique [1].

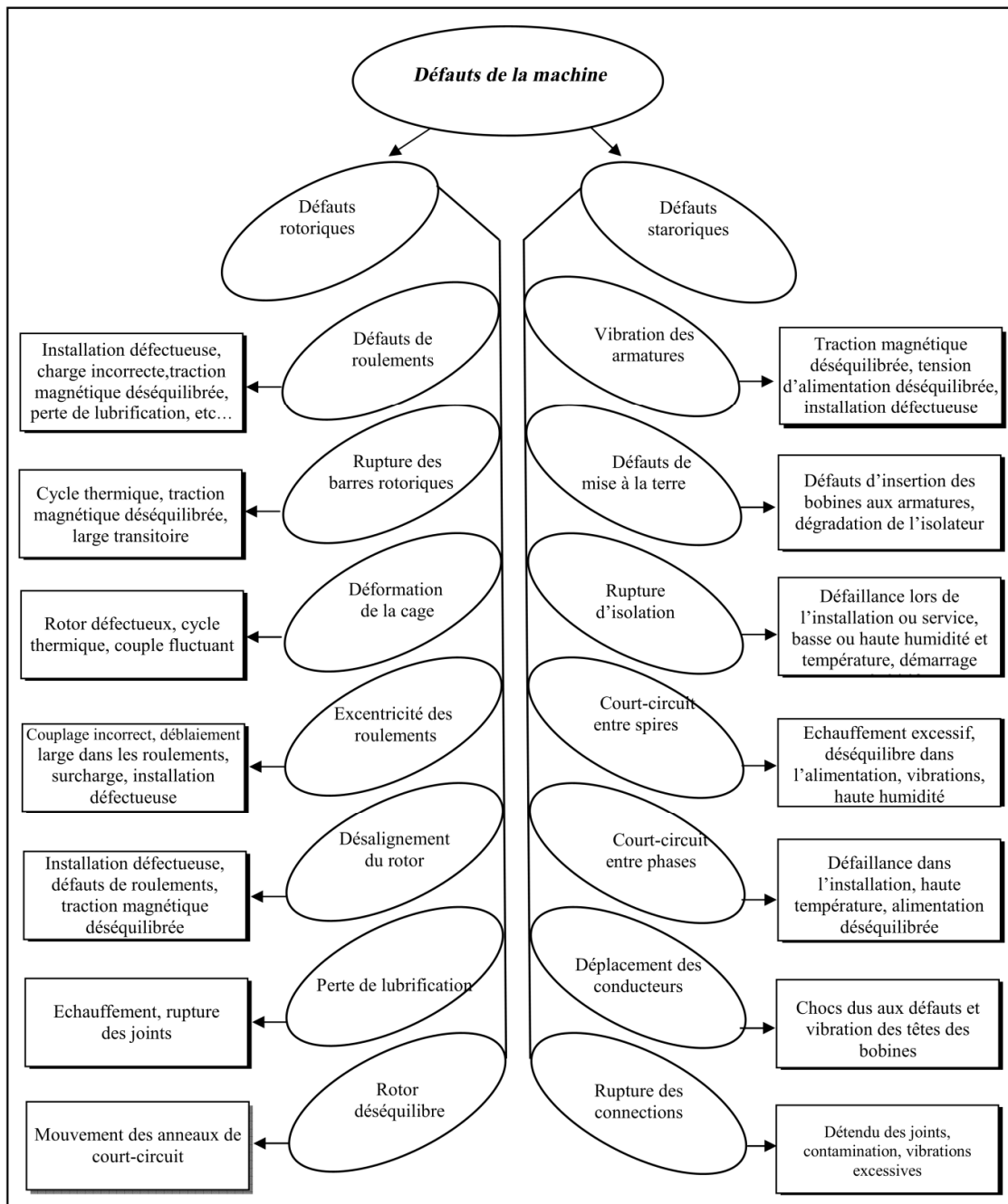


Fig I.2: Principaux défauts dans la machine asynchrone et leurs causes.

### I.3.1 Défauts rotoriques

#### I.3.1.1 Cassure des barres

La rupture des barres rotoriques d'une machine asynchrone est l'un des défauts les plus couramment étudiés, en raison de sa simplicité de réalisation. Ce défaut induit des modifications dans les courants statorique et entraîne donc l'apparition d'harmoniques caractéristiques dans le spectre de ce signal. En effet, lors du défaut d'une rupture de barre, des harmoniques de flux sont produites et induisent des harmoniques de courant dans l'enroulement statorique aux fréquences autour de la fréquence fondamentale  $f_s$  telles que [2]:

$$f_{abc} = f_s(1 \pm 2 \cdot k \cdot g) \text{ avec } k = 1, 2, 3 \dots \quad (I.2)$$

$g$  : glissement,

$f_s$  : fréquence d'alimentation statorique



Fig I.3: Défaut de cassure de barre rotorique.

#### I.3.1.2 Défauts d'excentricité

La variation d'épaisseur de l'entrefer entraîne des variations dans la densité du flux d'entrefer. Les enroulements statorique sont électriquement modifiés, ce qui entraîne des effets dans le spectre des courants (Fig I.4) [2]. Il existe deux types d'excentricité :

- **Excentricité statique** : déformation du corps du stator, positionnement incorrecte du rotor,
- **Excentricité dynamique** : le centre du rotor n'est plus confondu avec le centre de rotation.

L'apparition des deux types d'excentricité au même temps est généralement appelée : **excentricité mixte**.

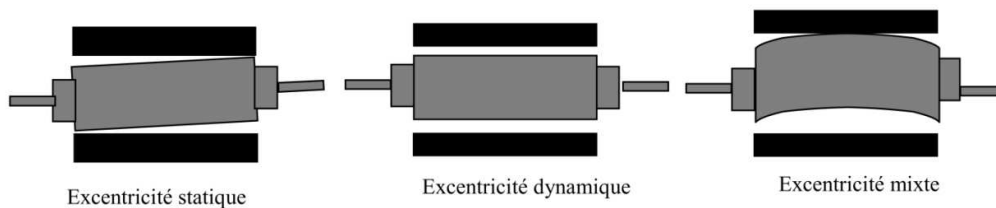


Fig I.4 : Représentation de l'excentricité statique et dynamique dans la machine asynchrone.

L'excentricité dans la machine à induction augmente l'apparition des composantes additionnelles dans le spectre du courant, leurs fréquences sont données par des composantes fréquentielles suivantes :

$$f_{abc} = f_s \left( 1 \pm k \cdot \frac{(1-g)}{p} \right) \text{ avec } k = 1,2,3 \quad (I.3)$$

$p$ : nombre de paire de pôles.

### I.3.1.3 Défauts de roulement

Les roulements se composent généralement de deux bagues, une intérieure et autre extérieure entre lesquelles existe un ensemble de billes ou de rouleaux tournants.

En fonctionnement normal la défaillance est due à la fatigue commence par des petites fissures situées au-dessous des surfaces du chemin de roulement et de l'élément roulant, qui se propage graduellement sur la surface (Fig I.5). Tout changement de l'uniformité du roulement produit des vibrations qui génèrent dans le courant statorique des raies spectrales de fréquences [1].

$$f_{roul} = |f_s - k \cdot f_v| \quad (I.4)$$

Où  $k=1,2,3$ , est un entier et  $f_v$  est l'une des fréquences caractéristiques des vibrations.

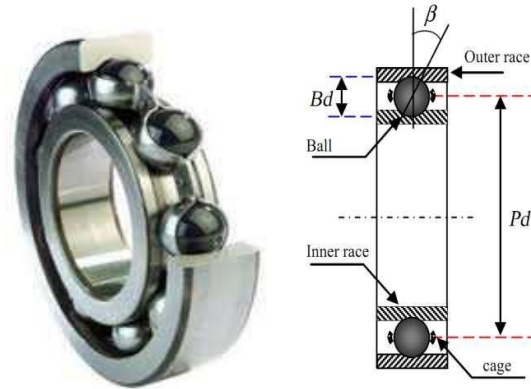


Fig I.5: Dimension du roulement à bille.

Les fréquences caractéristiques des vibrations dépendent de l'élément du roulement affecté par un défaut et sont liées aux paramètres du roulement. Les fréquences des vibrations qui caractérisent les défauts des roulements à bille sont :

#### ❖ Défauts au niveau d'une bille

$$f_b = \frac{PD}{BD} f_{rot} \left[ 1 - \left( \frac{BD}{PD} \cos(\beta) \right)^2 \right] \quad (I.5)$$

❖ Défauts sur la bague intérieure

$$f_{b.int} = \frac{n_b}{2} f_{rot} \left[ 1 + \left( \frac{BD}{PD} \cos(\beta) \right) \right] \quad (I.6)$$

❖ Défauts sur la bague extérieure

$$f_{b.int} = \frac{n_b}{2} f_{rot} \left[ 1 - \left( \frac{BD}{PD} \cos(\beta) \right) \right] \quad (I.7)$$

Où  $BD$  le diamètre d'un élément roulant,  $PD$  la distance entre les centres des billes diamétralement opposées,  $n_b$  est le nombre d'éléments roulants,  $\beta$  angle de contact des billes avec les bagues du roulement et  $f_{rot}$  est la fréquence de rotation du rotor [1].

### I.3.2 Défauts statorique

L'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statorique de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses. On peut citer à titre d'exemple, les défauts de type courts-circuits inter-spires qui apparaissent à l'intérieur des encoches statoriques. Ce type de défauts peut être causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique. On peut citer aussi les courts-circuits qui apparaissent entre une phase et le neutre, entre une phase et la carcasse métallique de la machine ou entre deux phases statoriques. Les courts-circuits entre spires est donc le défaut le plus fréquemment rencontré au stator, la fréquence caractéristique de ce défaut est [3]:

$$f_{cc} = \left[ \frac{n}{p} (1 - g) \pm k \right] \quad (I.8)$$

Avec  $n=1, 2, 3 \dots$  et  $k=1, 3, 5 \dots$

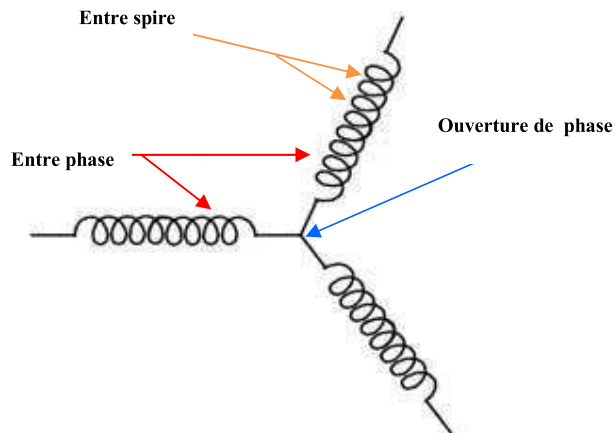


Fig I.6: Représentation des différents défauts statoriques possible.

## I.4 Etudes statistiques des défauts

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200 kW) a donné les résultats suivants représentés sur la figure I.7 [04].

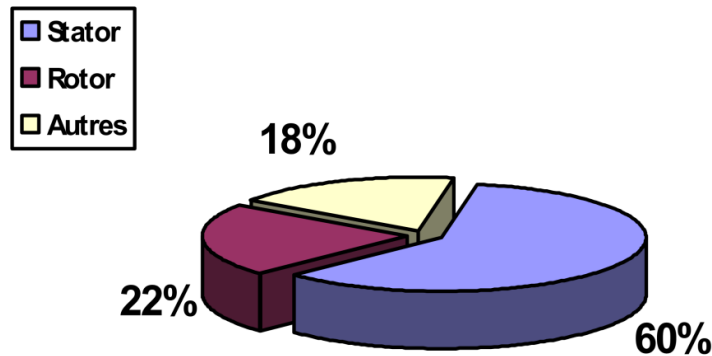


Fig I.7: Proportions des défauts pour les MAS moyenne puissance .

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 comme suit :

Enroulements stator	:	51 %	Tôlerie stator	:	9 %
Défauts au rotor	:	22 %	Roulements	:	8 %
Autres	:	10 %			

Une autre étude statistique faite sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) donne les résultats suivants [05]:

Enroulements stator	:	13 %	Couplage mécanique	:	4 %
Défauts au rotor	:	8 %	Roulement	:	41 %
Autres	:	34 %			

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.5 Méthodes de diagnostic de défaut**

La connaissance et le raisonnement sont deux éléments clés dans la solution d'un tel problème. D'après Puppe [06], le diagnostic est au niveau conceptuel, une distribution systématique des symptômes en diverses catégories de défauts. Par rapport à la connaissance et au raisonnement une grande classe de méthodes de diagnostic existent :

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

### **I.5.1 Méthodes externes**

Les méthodes externes utilisent la connaissance issue de l'expertise humaine se basent sur l'analyse des signaux que fournit la machine lors de son fonctionnement. Les signaux utilisables peuvent être : le flux d'entrefer, la puissance instantanée, les courants statorique et les 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 [7].

### **I.5.2 Méthodes internes**

Les méthodes internes dépendent de la connaissance obtenue à partir du modèle mathématique du système. Cette famille de 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 ".

Elles impliquent une connaissance approfondie du fonctionnement sous la forme de modèles mathématiques qui devront être obligatoirement validés expérimentalement avant toute utilisation industrielle.

### **I.5.3 Méthodes inductives et déductives**

Basée sur le type de raisonnement utilisé dans la résolution du problème et qui constitue la principale caractéristique de ces méthodes.

## **I.6 Principe du diagnostic des défauts dans la machine asynchrone**

Le diagnostic consiste à détecter de façon précoce un défaut avant qu'il ne conduise à une défaillance. La procédure de diagnostic s'articule autour des étapes suivantes :

- Extraction des informations issues de capteurs de la machine pour obtenir des indicateurs de défauts ou résidus. Le résidu représente la différence entre l'observation et la valeur de référence. Avant de chercher la cause du défaut, il est important de valider l'information fournie par les résidus.
- La valeur du résidu doit être quantifiée afin de produire des symptômes. Le problème d'évaluation des résidus consiste à définir le seuil à partir duquel on déclarera le défaut.
- La décision constitue la dernière étape de la tâche du diagnostic. A partir de la comparaison de la signature actuelle avec celle de l'expérience, il s'agit de déclarer, dans un premier temps, si l'élément est défaillant ou non. Dans un second temps, si l'élément est défaillant, il faut trouver la cause de l'anomalie [2].

## **I.7. Diagnostic de défaut à la machine asynchrone**

### **I.7.1 Méthodes internes basée sur la modélisation**

La machine est constituée d'un circuit magnétique (stator et rotor) et d'un circuit électrique (bobinage statorique). Dans le rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont des barres obtenues par injection d'un alliage d'aluminium ou préformées en cuivre et introduites dans les tôles du rotor, il n'y a généralement pas ou très peu d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment forte pour que les courants ne circulent pratiquement pas dans les tôles.

La modélisation et la simulation de la machine constituent une étape primordiale en matière de diagnostic. Elles permettent la compréhension du fonctionnement défectueux, la vérification sur prototype virtuel de l'efficacité des algorithmes de détection de défauts et elles apportent également la possibilité des bases de données sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts. Plusieurs voies de modélisation existent, elles sont actuellement utilisées pour examiner des problèmes tels que la commande, la conception ou la surveillance.

En ce qui nous concerne, nous nous intéressons aux modèles simulant le comportement électromagnétique de la machine asynchrone en vue de diagnostic. Parmi les approches de modélisation, nous citons :

### **I.7.1.1 Approche analytique**

Cette approche est la plus simple et la plus employée. Elle est basée sur la modélisation de la machine sous forme de circuits équivalents. Elle permet d'établir un schéma électrique équivalent de la machine et par conséquent de trouver les équations différentielles décrivant le fonctionnement de la machine. Dans ce cadre, plusieurs modèles mathématiques ont été développés avec des degrés de complexités différents, depuis les modèles triphasés au stator et au rotor jusqu'aux modèles triphasés au stator et multi-phasés au rotor.

### **I.7.1.2 Méthode basée sur les schémas magnétiques équivalents**

Cette approche consiste à découper le circuit magnétique qui constitue la machine étudiée en tubes de flux, caractérisés chacun par sa réductance ou sa perméance. Ces grandeurs, tout comme les inductances peuvent être définies selon les valeurs de flux, prenant ainsi en considération la saturation magnétique. Le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de la perméance d'entrefer variable selon la position du rotor. Les circuits électriques statoriques et rotoriques sont considérés grâce aux équations de couplage électrique/magnétique. Au rotor, les  $n$  phases sont constituées par les mailles électriques limitées par deux barres successives. Ce couplage est concrétisé au niveau de la mise en équation par le choix des inconnues du système qui seront simultanément les flux dans les différentes mailles du réseau magnétique ainsi que les courants statoriques et rotoriques. Pour la résolution des équations, un problème de non linéarité s'impose et nécessite l'utilisation d'une méthode itérative en pas à pas dans le temps [7].

### **I.7.1.3 Méthodes basées sur les éléments finis**

Il s'agit cette fois de découper le circuit magnétique de la machine en éléments de dimension suffisamment faible pour que le matériau magnétique puisse être considéré comme linéaire sur les surfaces correspondantes. À partir des formes locales des équations de Maxwell, il est possible d'exprimer le problème à résoudre. La résolution analytique est complexe et ne permet de traiter la saturation que de façon approchée. Les progrès des calculateurs ont permis d'envisager leur résolution numérique. De nombreux outils logiciels leur sont dédiés. En citant entre autres, FLUX 2D, FLUX 3D et MAXWELL. Cependant, ces logiciels ont historiquement été conçus pour déterminer le champ électromagnétique et dans l'objectif de l'optimisation du dimensionnement [8].

## 1.7.2 Méthodes externes

### 1.7.2.1 Méthodes basées sur l'analyse spectrale

Pour effectuer le diagnostic d'une installation industrielle, les opérateurs de la maintenance analysent un certain nombre de signaux issus de la machine. En effet, l'évolution temporelle et le contenu spectral de ces signaux peuvent être exploités pour détecter et localiser les anomalies qui affectent le bon fonctionnement de cette installation. D'après la littérature, les principales techniques du diagnostic utilisées sont les suivantes :

#### ▪ Diagnostic par mesure du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé dans les machines électriques, provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tout défaut, soit au niveau du stator ou au rotor, affecte directement le couple électromagnétique [9].

L'analyse spectrale du signal du couple (mesuré ou estimé), donne des informations sur l'état de santé du moteur [10].

#### ▪ Diagnostic par la mesure de la puissance instantanée

L'utilisation de la puissance instantanée pour la détection des défauts dans les moteurs asynchrones, a fait l'objet des nombreux travaux [11, 12]. La puissance instantanée est la somme du produit des courants et des tensions dans les trois phases statoriques. Donc, le niveau d'informations apportées par cette grandeur, est plus grand que celui apportées par le courant d'une seule phase. Ceci présente l'avantage de cette méthode par rapport aux autres.

#### ▪ Diagnostic par la mesure du courant statorique

Parmi tout les signaux utilisables, le courant statorique s'est avéré être l'un des plus intéressants, car son accès est très facile et nous permet de détecter aussi bien les défauts électriques que les défauts purement mécaniques [13.14].

Cette technique est dénommée dans la littérature comme "*Motor Current Signature Analysis*" (MCSA). Les défauts de la machine asynchrone se traduisent dans le spectre du courant statorique soit par :

- L'apparition des raies spectrales dont les fréquences sont directement liées à la fréquence de rotation de la machine, aux fréquences des champs tournants et aux paramètres physiques de la machine (nombre d'encoche rotorique et nombre de paires de pôles).

- La modification de l'amplitude des raies spectrales, déjà présentés dans le spectre du courant. La surveillance via le courant statorique nécessite une bonne connaissance des défauts et leurs signatures.

## **I.8 Conclusion**

Après quelques rappels sur la constitution de la machine asynchrone, ainsi que sur les défaillances pouvant affecter cette machine (excentricité, court-circuit, rupture des barres...), on a présenté les différentes techniques de diagnostic de la machine asynchrone à cage d'écureuil, et nous avons vu que la détection d'un défaut, qu'il soit mécanique ou électrique.

La connaissance des éléments de construction de la machine asynchrone à cage permet de trouver un modèle dédié à la simulation donnant ainsi une image approximative de l'état de la machine lors de ses régimes de fonctionnement (sain ou avec défaut) et qui fera l'objet du second chapitre.

# **Chapitre II**

## **Modélisation et simulation d'une machine asynchrone avec défaut**

## II.1 Introduction

Les machines électriques tournantes occupent une place prépondérante dans tous les secteurs industriels. Les machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil sont les plus fréquemment utilisées en raison de leur robustesse, de leur simplicité de construction et de leur bas coût. Néanmoins, celles-ci subissent au cours de leur durée de vie un certain nombre de sollicitations externes ou internes qui peuvent les rendre défaillantes. Les contraintes industrielles en fiabilité, maintenabilité, disponibilité et sécurité des équipements sont par ailleurs très fortes. C'est pourquoi il est intéressant d'estimer l'état de santé de ces machines.

## II.2 Modélisation de la machine asynchrone

L'étude du fonctionnement de la machine consiste classiquement à rechercher l'ensemble des équations reliant les variables internes aux grandeurs externes: tensions aux bornes de la machine, courants consommés et couple disponible. Les différentes approches pour l'étude reposent sur la résolution des équations de l'électromagnétisme et de la mécanique. Les différences proviennent des hypothèses simplificatrices qu'il est possible de faire, en fonction du domaine de fréquence concerné, et de la topologie (structure physique) du système étudié, c'est-à-dire en fonction des objectifs de la modélisation.

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction, est constituée :

- d'une armature statorique fixe comportant trois enroulements identiques à  $p$  paires de pôles et décalés d'un angle électrique de  $\frac{2\pi}{3p}$ . Ces derniers sont logés dans des encoches et reliés à la source d'alimentation. Ce dispositif crée un champ tournant de vitesse de synchronisme  $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ .
- d'une armature rotorique mobile dont la structure peut-être constituée de trois enroulement triphasés (rotor bobiné) raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant les régimes permanents. L'armature rotorique peut-être aussi (le plus souvent) un ensemble de conducteurs massifs intégrés aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage d'écureuil). Le rotor possède dans ce cas un certain nombre d'encoches contenant chacune une barre conductrice, en cuivre ou en aluminium. Les barres sont ensuite réunies entre elles aux deux extrémités par deux anneaux conducteurs.

Dans ce chapitre, nous allons considérer le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Nous admettons par contre que sa structure rotorique est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné. Le champ tournant induit des courants rotoriques dans les barres de la cage d'écureuil (ou bobinage) : ces courants induits provoquent un couple permettant au rotor de tourner à une vitesse  $\Omega$ , voisine de celle du champ tournant, mais nécessairement inférieure [].

### II.2.1 Modèle triphasé

Avant d'établir le modèle de la machine asynchrone en vue de sa commande, nous rappelons brièvement les hypothèses simplificatrices, désormais classiques, retenues :

- les circuits magnétiques sont non-saturés,
- les pertes fer sont négligées,
- il n'y a pas d'effet de peau,
- l'effet des encoches est négligé,
- la répartition de la force magnétomotrice est sinusoïdale.

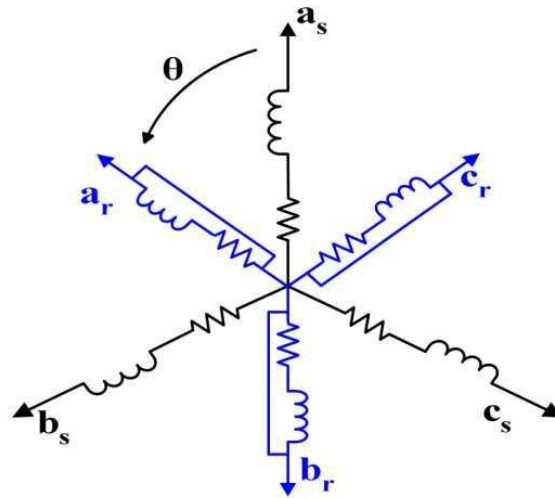


Fig II.1: Représentation des enroulements d'une MAS triphasée

La MAS est constitué par deux circuits couplés. Pour représenter le modèle d'une MAS dans un repère triphasé, il faut écrire les équations différentielles liant les tensions, les courants et les flux pour chaque enroulement du stator et du rotor selon le modèle présenté sur la figure (II.1). En appliquant la loi d'Ohm généralisée aux bornes de chacune des phases statorique et rotorique nous pouvons écrire les équations des tensions et des flux de la MAS :

$$\begin{bmatrix} u_s \\ u_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & 0 \\ 0 & [R_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [\varphi] = [L] \cdot [I] \quad (\text{II.1})$$

et

$$[\varphi] = \begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

avec :

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

$$[M_{sr}] = M_{rs} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(p\theta) \end{bmatrix}$$

avec:  $[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{sp} & M_s & M_s \\ M_s & L_{sp} & M_s \\ M_s & M_s & L_{sp} \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{rp} & M_r & M_r \\ M_r & L_{rp} & M_r \\ M_r & M_r & L_{rp} \end{bmatrix}$$

L'équation mécanique est définie par :

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} + f_v \Omega(t) = C_e(t) - C_r(t) \quad (\text{II.3})$$

Le couple électromagnétique en fonction des trois courants statoriques et des trois courants rotoriques s'exprime sous la forme :

$$C_e = \frac{1}{2} \cdot [I]^T \cdot \frac{d[L]}{d\theta} \cdot [i] \quad (\text{II.4})$$

Le modèle de représentation de la machine asynchrone que nous venons de présenter présente l'inconvénient d'être relativement complexe dans la mesure où les matrices contiennent des éléments variables en fonction de l'angle de rotation  $\theta$ . Une solution pour obtenir des coefficients constants consiste à appliquer une transformation mathématique au système. Cette transformation est plus connue sous le nom de transformation de Park.

## II.2.2 Modèle diphasé de Park

### II.2.2.1 Transformation triphasée/diphasé

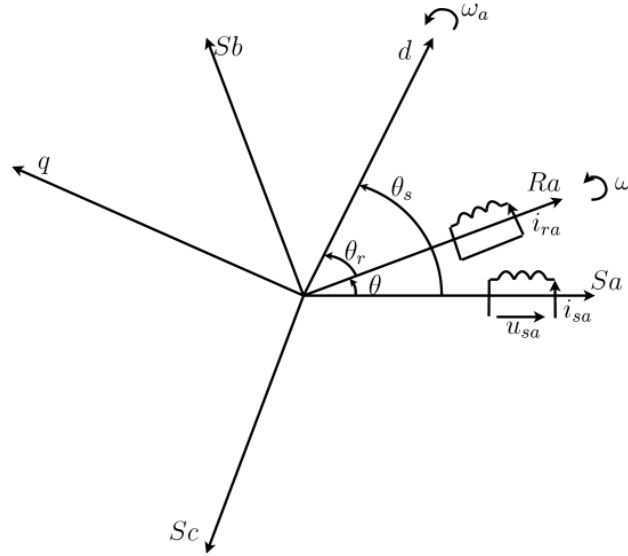


Fig II.2 : Principe de la transformation de Park.

La représentation de Park ou représentation vectorielle, représente la projection des trois phases de la machine sur un repère biphasé orthogonal. En plus des simplifications dans la modélisation triphasée, dans le repère de Park, la machine est supposée électriquement équilibrée et on choisit de totaliser les fuites magnétiques au stator [16]. Le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée d'écrite sur la figure (II.2), repose sur la conservation des forces magnétomotrices. Cette transformation est orthonormée.

Par définition, le système d'axes (d, q) tourne à la vitesse  $\omega_a$ . Nous allons considérer, comme décrit sur la figure (II.2), l'enroulement équivalent du stator formé des deux bobinages d'axes en quadrature  $s_d$  et  $s_q$  tournant à la vitesse  $\omega_a$ . De même, au rotor, on substitue deux bobinages  $r_d$  et  $r_q$  aux enroulements triphasés équivalents.

Pour la transformation d'une grandeur statorique, les matrices de passage sont les suivantes :

$$\begin{bmatrix} X_{sd} \\ X_{sq} \\ X_{so} \end{bmatrix} = [P_s] \begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{sb} \\ X_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{sb} \\ X_{sc} \end{bmatrix} = [P_s]^{-1} \begin{bmatrix} X_{sd} \\ X_{sq} \\ X_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$[P_s] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Pour obtenir les matrices de passage des grandeurs rotoriques, il suffit de remplacer dans l'expression (II.7)  $\theta_s$  par  $\theta_r$ .

Dans un souci de simplification du modèle de la machine asynchrone, on choisit de négliger les fuites magnétiques au stator. Par définition, le système d'axes (d, q) tourne à la vitesse  $\omega_a$ . Il est intéressant de pouvoir changer de repère selon les besoins de l'utilisateur.

Il existe trois systèmes d'axes de référence ayant des spécificités distinctes :

- \_ Si le référentiel est fixe par rapport au stator  $\omega_a = 0$ , on obtient un système électrique où les grandeurs statoriques sont purement alternatives et à la fréquence de l'alimentation. La simulation de la machine asynchrone dans ce repère n'exige donc aucune connaissance de la position du rotor, ce qui constitue un avantage pour la commande sans capteur de position.
- \_ Si le référentiel tourne à la vitesse de synchronisme  $\omega_a = \omega_s = 2\pi f_s$ , on obtient un système électrique purement continu qui est très bien adapté aux techniques d'identification. Cependant la position du champ tournant doit être reconstituée à chaque instant d'échantillonnage.
- \_ Si le référentiel est fixe par rapport au rotor  $\omega_a = \omega$ , les signaux électriques sont alors quasi-continus. La pulsation des grandeurs électriques est alors égale à  $g\omega$  (ou  $g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$  est le glissement de la machine) qui est faible dans les conditions réelles de fonctionnement. Lorsqu'on a accès à la position mécanique, ce repère privilégié du fait de la quasi-continuité des grandeurs électriques [16].

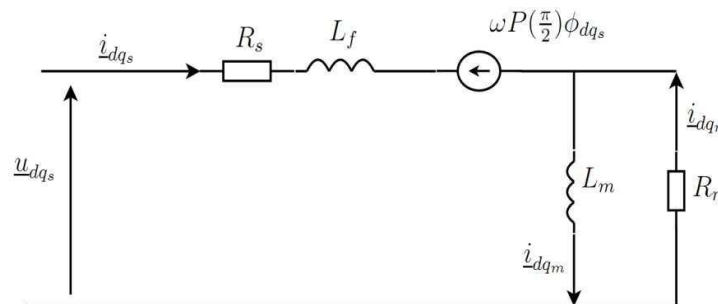


Fig II.3: Schéma électrique équivalent de la machine asynchrone dans le repère de Park

La figure II.3 représente le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone en régime dynamique, avec les fuites totalisées au stator.

L'expression du couple  $C_e$  dans le repère de Park avec fuites ramenées au stator s'écrit :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr}) \quad (\text{II.8})$$

### II.2.2.2 Modèle d'état de la machine asynchrone

Pour rappel, notre choix de repère est celui lié aux axes rotoriques, où les grandeurs sont les plus proches du continu. En associant le vecteur d'état qui contient les courants statoriques et les flux rotoriques ainsi que l'entrée et la sortie du système correspondant respectivement aux tensions et courants statoriques, on écrit le modèle d'état de la machine asynchrone :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(\omega) x(t) + B u(t) \\ Y = C \cdot x(t) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

avec

$$x = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^T : \text{vecteur d'état}$$

$$u = \begin{bmatrix} U_{ds} & U_{qs} \end{bmatrix}^T, Y = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^T : \text{entrée et sortie de la machine}$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_r}{L_f} & \omega & \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} & \frac{\omega}{L_f} \\ -\omega & -\frac{R_s + R_r}{L_f} & -\frac{\omega}{L_f} & \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} \\ R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_m} & 0 \\ 0 & R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_m} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### II.3 Modèle de défaut rotorique de la machine asynchrone

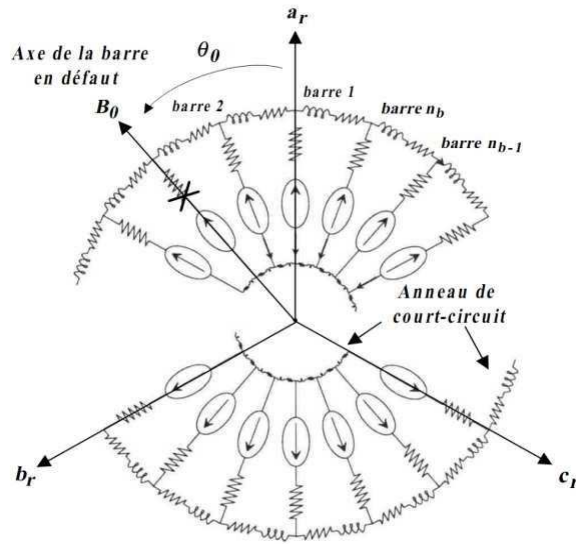


Fig II.4: Modèle par dipôles élémentaires du rotor en défaut

Dans le cadre du diagnostic, la mise au point d'un modèle est surtout motivée par les possibilités de simuler des défauts. [ABE99], [MAK97],[VAS94] proposent une modélisation multi mailles du rotor de la machine asynchrone à cage d'écureuil faisant intervenir les paramètres électriques des barres et de l'anneau. Outre leur complexité, l'inconvénient de ces modèles est qu'ils nécessitent une connaissance approfondie des paramètres électriques de la machine. Dans le cas d'une approche paramétrique, ces modèles sont inappropriés en raison du nombre élevé des paramètres qui les régissent [BAC 02].

Le modèle de défaut rotorique explique le déséquilibre à travers un minimum de paramètres qui sont l'image du défaut présent dans la machine. Ces paramètres permettent ainsi de quantifier et de localiser le défaut.

La figure (II.4) illustre la modélisation conventionnelle du rotor par dipôles élémentaires avec une barre cassée. On suppose que le rotor en défaut est équivalent à un rotor sain, auquel nous ajoutons un bobinage supplémentaire parcouru par un courant fictif  $i_0$  de défaut (se retranchant au courant de la barre en défaut). Par conséquent le modèle du mode différentiel comporte deux paramètres de défaut permettant la détection et la localisation du défaut de rupture des barres cassées au rotor.

- L'angle électrique noté  $\theta_0$  repérant le "bobinage" en défaut par rapport à l'axe d (axe de l'encoche rotorique dont le courant induit est en phase avec la première phase statorique). Ce paramètre permet la localisation de la barre en défaut.

- Le rapport de défaut noté  $\eta_0$  égale au rapport du nombre de spires en défaut divisé par le nombre total de spires dans une phase triphasée rotorique fictive sans défaut. Ce paramètre permet de quantifier le déséquilibre et d'obtenir le nombre de barres cassées.

Le nombre de spires au rotor étant fictif, pour un rotor de  $n_b$  barres, si on considère une spire rotorique comme étant une maille constituée de deux barres court-circuitées par deux portions d'anneaux, alors le nombre total de spires rotoriques est égal au nombre de barres au rotor.

Une phase fictive est constituée donc de  $\frac{n_b}{3}$  barres. Pour  $n_{bc}$  barres cassées sur une phase, l'expression du rapport de défaut  $\eta_0$  est donnée par [21] :

$$\eta_0 = \frac{3.n_{bc}}{n_b} \quad (\text{II.10})$$

### II.3.1 Modélisation du défaut de rupture des barres

#### II.3.1.1 Schéma équivalent

La figure (II.5) représente le schéma électrique équivalent de la MAS avec défaut rotorique en régime dynamique avec fuites ramenées au stator [BAC 02b]. La rupture de barre au rotor se ramène à un simple quadripôle résistif  $R_{défaut}$  mis en série avec la résistance rotorique. Selon [BAC 02b], l'expression de la matrice résistance équivalente au rotor est alors obtenue comme suit :

$$[R_{eq}] = [R_r] + [R_{défaut}] = [R_r] - \frac{\alpha}{1-\alpha} Q(\theta_0)[R_r] \quad (\text{II.11})$$

avec:

$$\alpha = \frac{2}{3}\eta_0, \quad [R_r] = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } Q(\theta_0) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0)^2 & \cos(\theta_0) \sin(\theta_0) \\ \cos(\theta_0) \sin(\theta_0) & \sin(\theta_0)^2 \end{bmatrix}$$

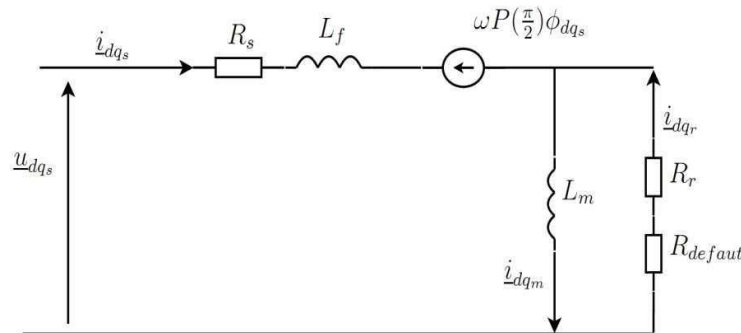


Fig II.5: Modèle de défaut rotorique de la machine asynchrone

### II.3.1.2 Représentation d'état du modèle de défaut rotorique

On remarque à partir de la figure (II.5) le modèle de la machine asynchrone avec défaut rotorique et le même que celui de la machine en fonctionnement sain sauf que la résistance rotorique est remplacée par la résistance équivalente. La machine asynchrone peut être donc décrite par le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} \dot{\underline{X}}(t) = \underline{A}(\omega) + \underline{B}\underline{u}(t) \\ \underline{Y} = \underline{C}\underline{X}(t) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

avec:

$$\underline{X} = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr}]^T, \quad \underline{u} = [U_{ds} \quad U_{qs}]^T \quad \text{et} \quad \underline{Y} = [i_{ds} \quad i_{qs}]^T$$

et

$$\underline{A}(\omega) = \begin{bmatrix} -([R_s] + [R_{eq}])L_f^1 - \omega R(\pi/2) & ([R_{eq}] \cdot L_m^1 - \omega R(\pi/2))L_f^1 \\ [R_{eq}] & -[R_{eq}] \cdot L_m^1 \end{bmatrix},$$

$$\underline{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \underline{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

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

## II.4. Résultats de simulation

Une fois le modèle de la machine asynchrone à cage établi, nous pouvons aborder l'aspect lié à la simulation de celle-ci en utilisant *MATLAB/SIMULINK*. Cela permet de mettre en évidence le comportement du moteur asynchrone dans le cas où le rotor est sain et dans le cas où le rotor est défaillant. Les paramètres électriques nécessaires à la simulation du modèle de la machine sont donnés à l'annexe.

### II.4.1. Machine saine

Pour illustrer le comportement du modèle simulé, un couple nominal de 7 Nm est appliqué à la machine à l'instant  $t=0.5s$ . La simulation du modèle du moteur asynchrone avec un rotor sain donne, pour la vitesse, la courbe de la figure (II.6.a). Le couple électromagnétique est présenté à la figure (II.6.b). Le courant statorique est représenté sur la figure (II.6.c). Toutes ces courbes correspondent bien à un fonctionnement normal d'un moteur asynchrone.

Les formes des graphes montrent qu'en phase de démarrage le moteur subit un allongement du régime transitoire. A titre d'exemple, nous prenons la courbe du couple électromagnétique. Cette dernière comprend au début une série d'oscillations d'amplitude élevées qui s'amortissent au cours de l'accélération du moteur, à la fin du régime de démarrage (0.2 sec. figure II.6.b). Le couple atteint sa valeur maximale, puis s'atténue pour atteindre la valeur du couple résistant.

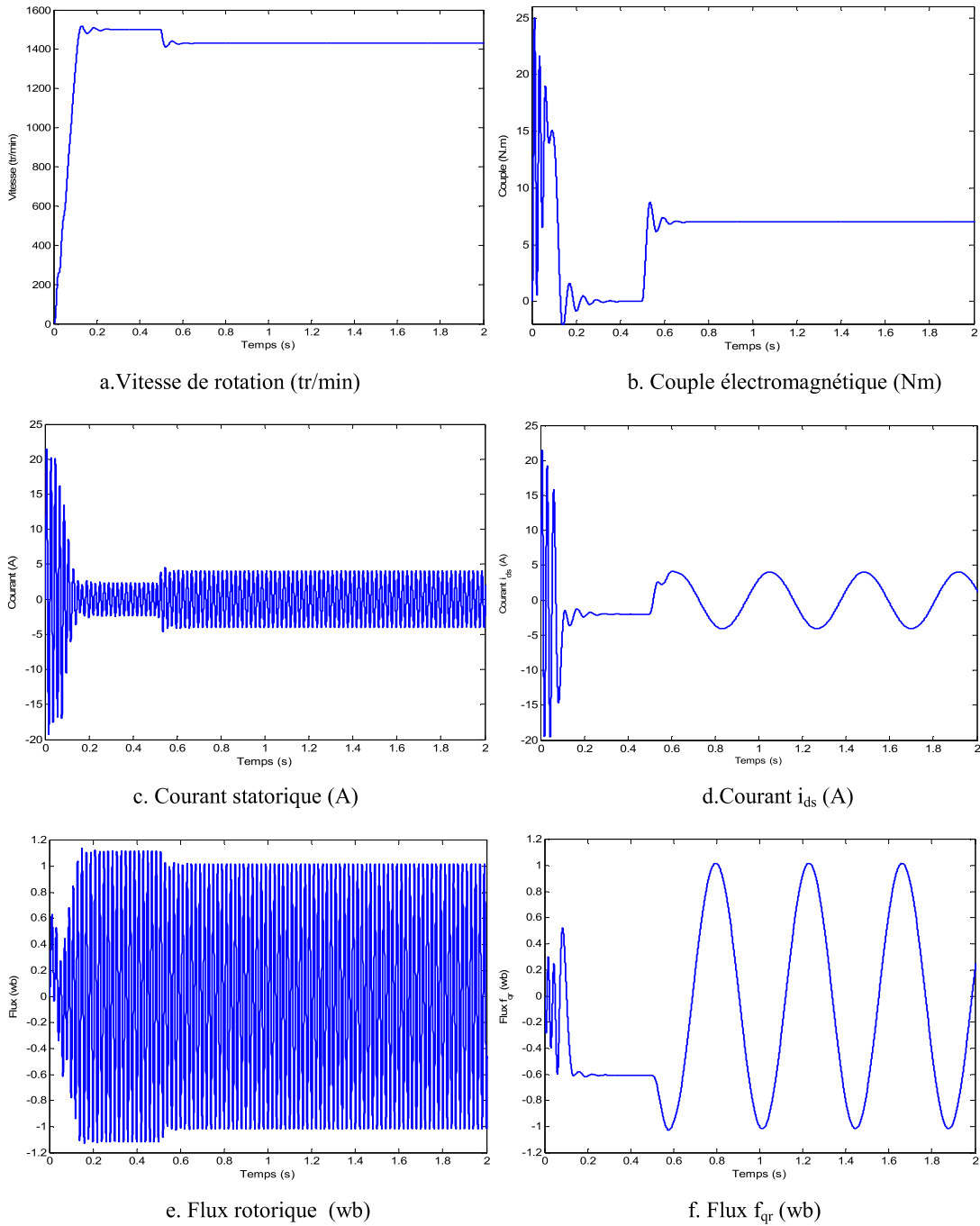


Fig II.6: Simulation de la machine saine en charge ( $C_r=7$  N.m)

## II.4.2 Machine avec défaut rotorique

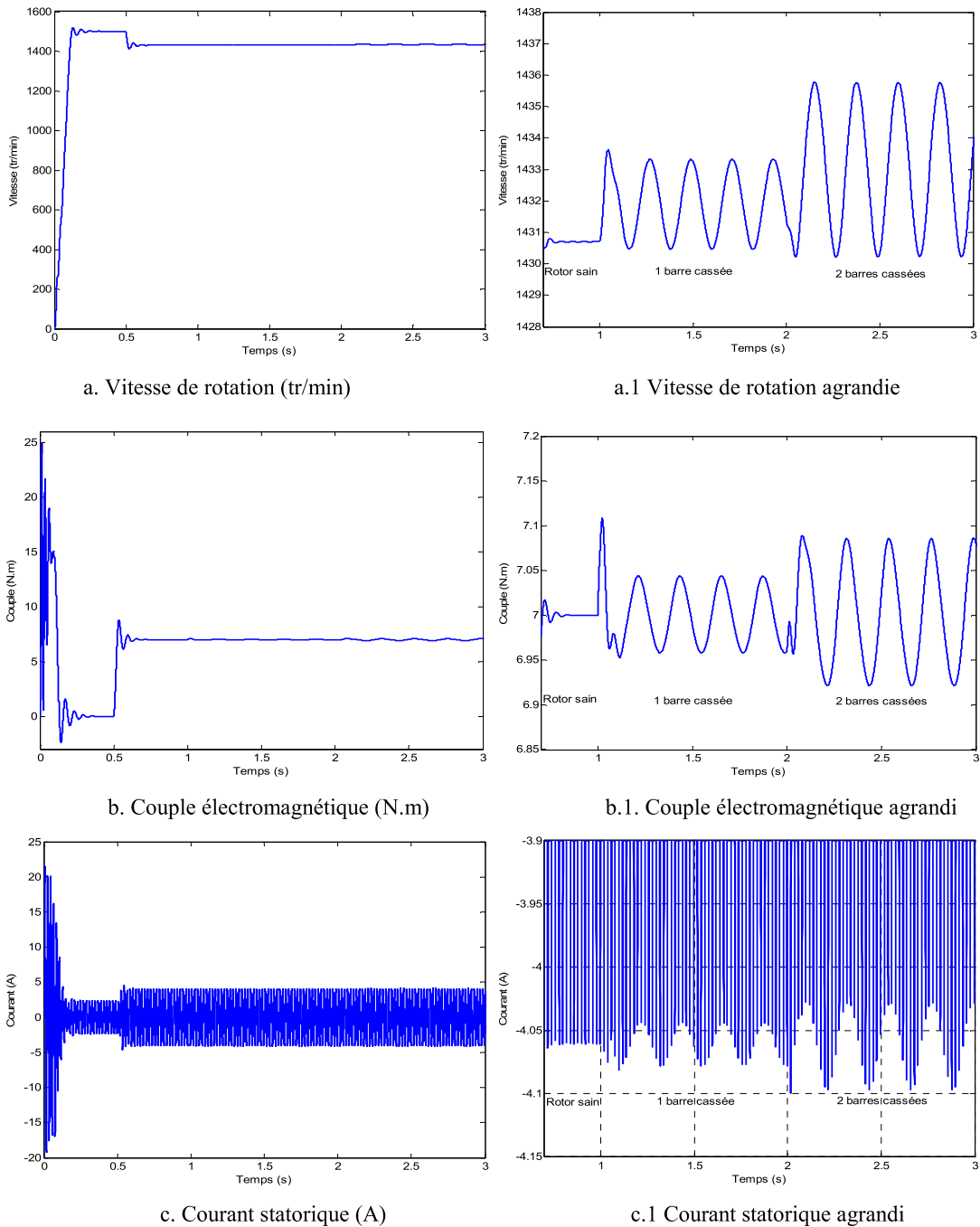


Fig II.7: Simulation de la machine en charge  $C_r=7$  N.m: avec rupture successive des barres '1 puis 2' à partir de  $t=1$ s

Les figures (II.7.a et II.7.c) montrent l'évolution de la vitesse, couple et du courant statorique lors de ce calcul. Le démarrage effectuée à vide. Après établissement du régime permanent ( $t=0.5$ s), nous procédons à un échelon de couple résistant nominal de 7 Nm. La vitesse chute alors à 1431 tr/min (figure II.7.) .

A  $t=1$  s, nous simulons la rupture un barre. La figure (II.7.b1) montre que le couple présente bien une ondulation à cette pulsation. Cette variation de couple sera la cause d'une variation périodique de vitesse (figure II.7.a1).

A  $t=2$  s, on simule la rupture de deux barres cassées. Ceci se traduit sur le couple et la vitesse par une augmentation de l'amplitude des oscillations.

## 2.8 Techniques d'analyses des défauts dans la machine

L'analyse spectrale du signale, 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 court circuits dans les bobinages. Les méthodes d'analyse spectrale sont principalement utilisées dans les machines directement alimentées par le réseau et fonctionnant en régime permanent.

### 2.8.1 Analyse du spectre du courant statorique par FFT

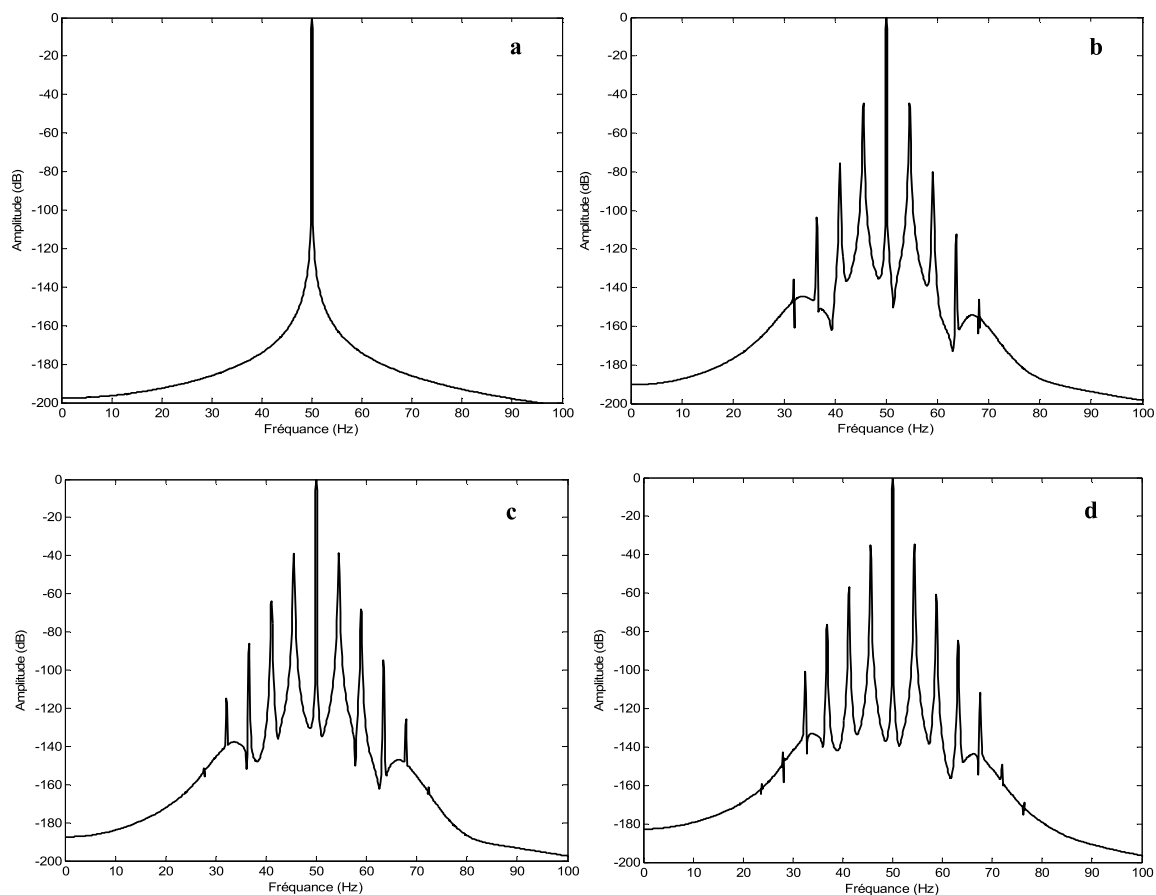


Fig II.8: Spectres des courants statoriques  
 a) Machine saine, b) Machine avec une barre cassée,  
 c) Machine avec deux barres cassées d) Machine avec trois barres cassées

Des résultats de simulation relatifs à l'analyse par FFT du courant statorique en régime permanent à charge nominal sont présentés dans le cas du moteur sain et avec défaut de cassures des barres.

La figure (II.8, a) présente 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 fondamentale (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 (I.2), figure (II.8, b). Si on augmente le nombre des barres cassées, on observe une augmentation des raies (figure II.8- c, d).

Le tableau 2.1, présente une synthèse des effets du nombre de barres cassées sur les amplitudes des composantes  $(1 \pm 2k) f_s$ .

Etat du moteur / $g=0.046$	$(1-2g).f_s$	$(1+2g).f_s$	$(1-4g).f_s$	$(1+4g).f_s$
1 barre cassée (dB)	-45.09	-46.01	-76.74	-80.39
2 barres cassées (dB)	-39.86	-39.43	-64.70	-68.62
3 barres cassées (dB)	-35.94	-35.07	-57.29	-61.22

## II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle de la machine asynchrone sans ou avec défaut rotorique. Le passage à un modèle diphasé équivalent en utilisant une transformation généralisée nous a permis la réduction de l'ordre du système. Grâce à ce modèle nous avons pu faire un gain économique notable de temps de simulation. A l'aide de ce modèle nous avons pu mettre en évidence les phénomènes liés à la rupture des barres au rotor comme l'ondulation du couple et de la vitesse ainsi que la modulation de l'amplitude du courant statorique. Nous pouvons conclure que les résultats obtenus, nous donne une vision assez claire sur le comportement de la machine.

Les méthodes présentées ont prouvé la pertinence des techniques liées au traitement du signal pour la surveillance de la machine asynchrone. L'existence des raies caractéristiques au défaut rend possible la détection de celui-ci. L'analyse spectrale par la transformée de Fourier rapide est appliquée sur le signal du courant statorique, afin de déterminer la composition fréquentielle de ce signal et par conséquent de trouver les harmoniques caractérisant les cassures de barres.

# **Chapitre III**

## **Commande vectorielle de la machine asynchrone avec défaut rotorique**

### III.1. Introduction

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone à cage réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités au-dessus ont vu la lumière grâce à *BLACSHKE* et *HASSE* qui a réalisé la première commande découplée de la machine [22].

L'objectif de la commande par orientation du flux est d'avoir le couple électromagnétique proportionnel à la composante  $I_{sq}$  du courant statorique à flux constant.

Dans cette partie du chapitre qui sera consacré à l'étude du diagnostic de défaut rotorique de la machine asynchrone à cage commandée vectoriellement (par orientation du flux rotorique) en utilisant des régulateurs classiques de type PI, la technique de commande de l'onduleur est à MLI vectorielle. La méthodologie consiste donc, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine en présence du défaut sous forme d'état puis une introduction de la commande à orientation du flux rotorique au modèle de la machine. Des tests de simulation seront présentés à la fin du chapitre avec une analyse du défaut en utilisant la technique d'analyse par FFT classique.

### III.2. Généralités sur la commande vectorielle

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent [23].

#### III.2.1 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle a été découvert par *Blaschke* en 72. Il ramène le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. De nombreuses variétés de commande ont été présentées dans la littérature technique que l'on peut classer suivant la source d'énergie [24]:

- Commande en tension.
- Commande en courant.

Suivant la détermination de la position du flux :

- Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase).
- Indirecte par contrôle de la fréquence du glissement.

### III.2.2 Méthodes de la commande vectorielle

La première appelée méthode directe et la seconde connue sous le nom méthode indirecte. Dans la commande directe, on effectue une régulation de flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, tandis que dans la commande indirecte, on se libère de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations [25].

#### III.2.2.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système pour permettre la connaissance exactement de la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Toutefois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- non fiabilité de la mesure du flux,
- problème de filtrage du signal mesuré,
- coût de production élevé (capteurs + filtre).

#### III.2.2.2 Commande vectorielle indirecte

La méthode indirecte a été introduite par *K. Hasse*. Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position.

Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [26].

### III.3 Expression générale de la commande

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous avons retenue est basée sur une orientation du repère tournant d'axes (d,q) telle que l'axe d soit confondu avec la direction de  $\Phi_r$ .

Plançons nous dans le référentiel lié au champ tournant, soit  $\omega_a = \omega_s$ . Alors :

$$\underline{u}_{dq_s} = R_s \underline{i}_{dq_s} + \frac{d}{dt} \underline{\Phi}_{dq_s} + \omega_s P \left( \frac{\pi}{2} \right) \underline{\Phi}_{dq_s} \quad (\text{III.1})$$

$$\underline{u}_{dq_r} = 0 = R_r \underline{i}_{dq_r} + \frac{d}{dt} \underline{\Phi}_{dq_r} + (\omega_s - \omega) P \left( \frac{\pi}{2} \right) \underline{\Phi}_{dq_r} \quad (\text{III.2})$$

$$\underline{\Phi}_{dq_s} = L_s \underline{i}_{dq_s} + L_m \underline{i}_{dq_r} \quad (\text{III.3})$$

$$\underline{\Phi}_{dq_r} = L_m \underline{i}_{dq_s} + L_r \underline{i}_{dq_r} \quad (\text{III.4})$$

Le flux  $\Phi_r$  étant orienté sur l'axe d, les équations (III.1) à (III.4) nous permettent d'exprimer  $u_{ds}$  et  $u_{qs}$ ,  $\Phi_r$  et  $\omega_s$  avec  $\Phi_{qr} \equiv 0$  et  $\Phi_{dr} \equiv \Phi_r \equiv \text{cte}$  :

$$u_{ds} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \quad (\text{III.5})$$

$$u_{qs} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r \quad (\text{III.6})$$

$$\Phi_r = -T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + L_m i_{ds} \quad (\text{III.7})$$

$$\omega_r = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \Phi_r} \quad (\text{III.8})$$

$$\omega_s = \omega + \omega_r \quad (\text{III.9})$$

Avec  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  appelé coefficient de dispersion.

Dans ces équations,  $\omega_r$  représente la pulsation de glissement donnée par l'expression (III.8). La relation (III.7) montre comment estimer le flux  $\Phi_r$  à partir de la mesure de  $i_{ds}$ , lorsqu'on connaît  $T_r$ . Connaissant  $\Phi_r$ , la relation (III.9) montre comment estimer  $\omega_s$  à partir des mesures de  $\omega$ ,  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  (système bouclé).

Etant capable de projeter les équations de la machine dans le repère de commande, les équations (III.7) et (III.8) montrent comment piloter le flux rotorique de la machine et obtenir le couple électromagnétique désiré ( $C_e = p i_{qs} \Phi_r$ ). Pour cela, il est d'abord nécessaire d'asservir les courants statoriques  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ . Or les équations différentielles liant  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  à  $u_{ds}$  et  $u_{qs}$  contiennent des termes de couplage.

En les considérant comme des perturbations, on se ramène au problème classique de l'asservissement de systèmes du premier ordre à l'aide de correcteurs à actions proportionnelle-intégrale.

### III.4. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe (d, q) que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (III.10)$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle donne de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [27]. En imposant  $\phi_{qr} = 0$ ,  $\phi_{dr} = \phi_r$ , l'expression (III.10) du couple de la machine devient:

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \phi_{dr}) \quad (III.11)$$

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} + f_v \Omega(t) = C_e(t) - C_r(t) \quad (III.12)$$

L'expression (III.12) est donc analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. La figure (III.1) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

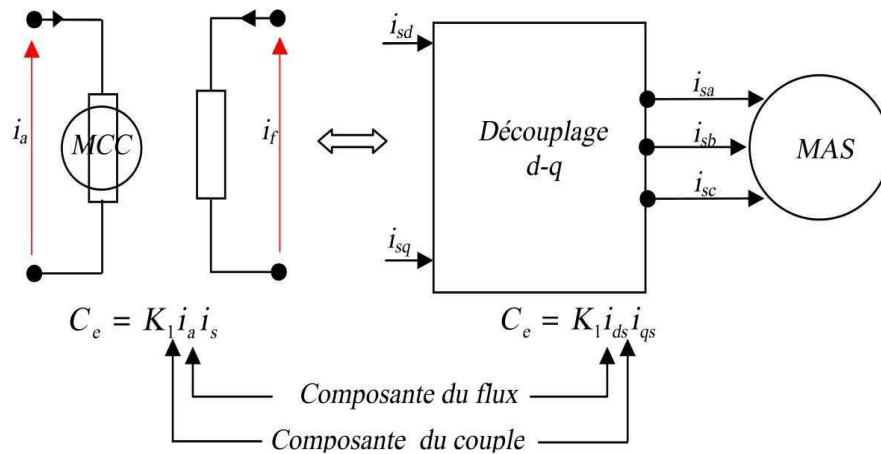


Fig III.1: Analogie entre la commande d'une MCC et la MAS.

### III.4.1 Découplage par compensation

Nous pouvons représenter la machine selon les équations (III.5) à (III.9) par le schéma bloc de la figure III.2.

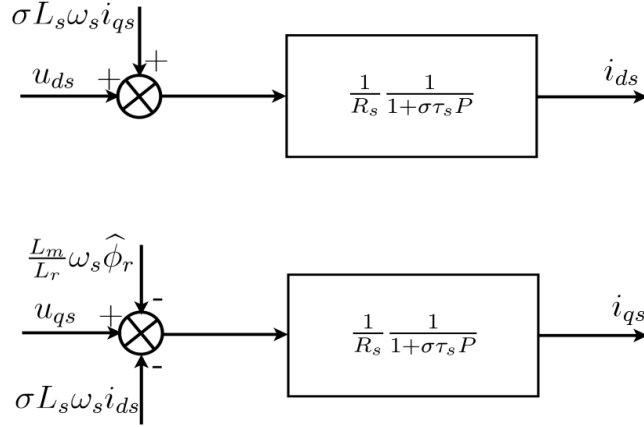


Fig. III.2 : Modèle de la machine.

Définissons deux nouvelles variables de commande  $u_{ds1}$  et  $u_{qs1}$  telles que :

$$u_{ds} = u_{ds1} - ed \text{ et } u_{qs} = u_{qs1} - eq$$

Avec :

$$ed = \omega_s \sigma L_s i_{qs} \quad (\text{III.13})$$

$$eq = -\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \omega_s \frac{L_m}{L_r} \widehat{\Phi}_r \quad (\text{III.14})$$

Les termes  $\sigma L_s \omega_s i_{qs}$ ,  $\sigma L_s \omega_s i_{ds}$  et  $\frac{L_m}{L_r} \omega_s \widehat{\Phi}_r$  correspondent aux termes de couplage entre les axes (d-q). Nous considérons dans la suite de ce manuscrit, l'expression de découplage suivante :

$$ed = C_d \cdot \omega_s i_{qs} \quad (\text{III.15})$$

$$eq = -C_{1q} \omega_s i_{ds} - C_{2q} \omega_s \widehat{\Phi}_r \quad (\text{III.16})$$

Les tensions  $u_{ds}$  et  $u_{qs}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $u_{ds1}$  et  $u_{qs1}$  et des termes de couplage. Dans le cas du découplage par compensation, si celui-ci est correct, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation de l'autre sortie.

### III.4.2 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet un fonctionnement à flux constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante [22].

- sous vitesse

$$\Phi_r = \Phi_{r\ nom} \quad \text{pour} \quad |\Omega_r| \leq \Omega_{r\ nom}$$

- sur vitesse

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{r\ nom}}{\Omega_r} \cdot \Phi_{r\ nom} \quad \text{pour} \quad |\Omega_r| \geq \Omega_{r\ nom}$$

Avec :

$\Omega_{r\ nom}$  : Vitesse de rotation nominale.

$\Phi_{r\ nom}$  : Flux rotorique nominale.

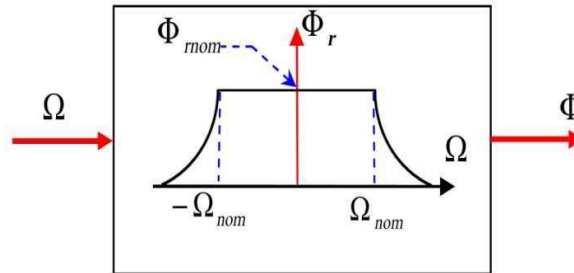


Fig III.3: Bloc de dé fluxage.

### III.4.3 Schéma de principe de la commande vectorielle

La figure III.4 donne l'organisation fonctionnelle de la commande issue des principes précédemment évoqués. Sur ce schéma, le convertisseur et sa commande n'y apparaissent pas explicitement puisqu'il s'agit d'étudier le contrôle du processus. Ainsi, on s'intéresse directement aux grandeurs de réglage  $u_{ds}$  et  $u_{qs}$  et aux courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ . Ces choix volontaires évitent d'alourdir inutilement la présentation dont l'objectif essentiel est d'exposer les mécanismes particuliers à ce contrôle.

Nous pouvons constater sur la figure III.4 l'apparition de deux boucles internes pour asservir les courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  et d'une boucle externe pour asservir la vitesse, d'un ensemble estimant  $\theta_s$  et  $\Phi_r$  ainsi que les termes de couplage. La sortie du régulateur de vitesse fournit la consigne de courant  $i_{qsref}$  qui est l'image du couple électromagnétique à flux donné.

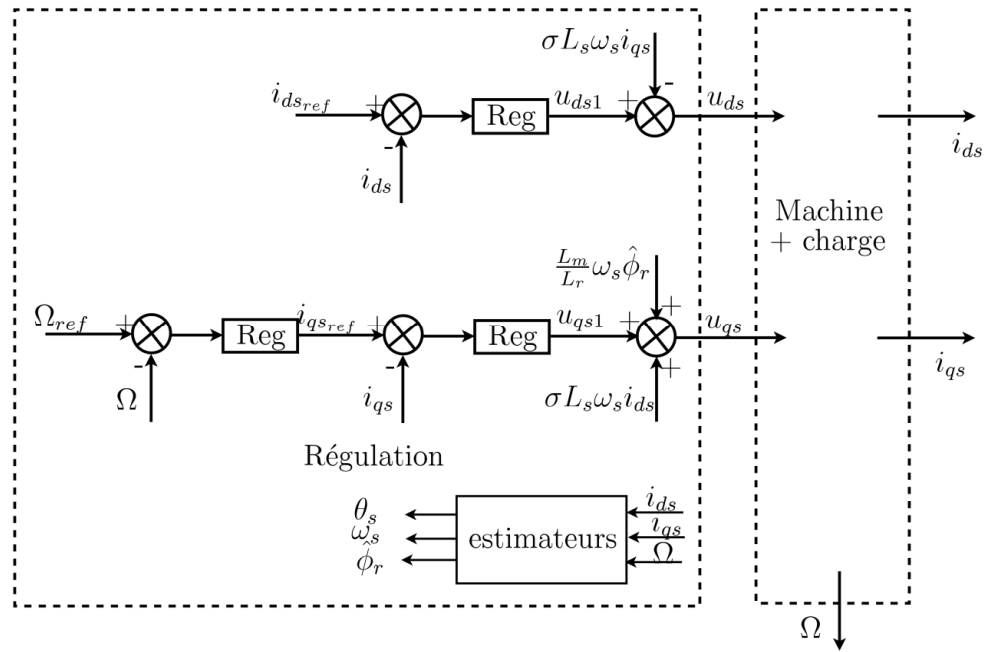


Fig. III.4 : Découplage par addition des termes de compensation.

On a donc trois régulateurs :

- Le régulateur de vitesse : il reçoit en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple pour régler la vitesse.
- Le régulateur de courant  $i_{qs}$  : il reçoit en entrée le courant  $i_{qs}$  de référence et de mesure. Il agit sur la tension de référence  $u_{qs1}$  pour ajuster le courant  $i_{qs}$ .
- Le régulateur de courant  $i_{ds}$  : il reçoit en entrée le courant  $i_{ds}$  de référence et de mesure. Il agit sur la tension de référence  $u_{ds1}$ . Régler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux rotorique constant d'après l'équation (III.7).

Il reste à examiner deux parties importantes :

- Les transformations directes et inverses : l'une permet, à partir des tensions biphasés ( $u_{ds}, u_{qs}$ ) dans le repère du champ tournant, de calculer les tensions triphasées ( $u_a, u_b, u_c$ ) à imposer à la machine via l'onduleur à MLI. La deuxième transformation calcule, à partir des trois courants de ligne de la machine, les courants biphasés ( $i_{ds}, i_{qs}$ ) dans le repère de la régulation. Ces deux transformations nécessitent le calcul de l'angle  $\theta_s$ .
- Le calcul de l'angle du champ tournant  $\theta_s$ : ce bloc utilise la vitesse mesurée et la pulsation de glissement  $\omega_r$ . Ainsi  $\theta_s$  se calcule comme suit :

$$\theta_s = \int_{t_1}^{t_2} \omega_s dt = \int_{t_1}^{t_2} \left( p\Omega + \frac{L_m i_{qs}}{T_r \hat{\phi}_r} \right) dt \quad (\text{III.17})$$

### III.5 Calculs des régulateurs

#### III.5.1 Régulateur de vitesse

Pour cette commande il y a un régulateur PI utilisé dans la boucle de vitesse. La fonction transfert du régulateur PI est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (III.18)$$

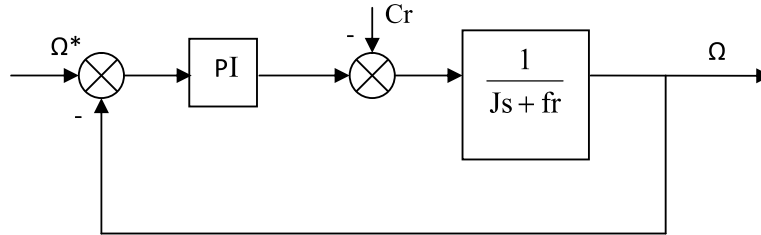


Fig III.5 : Boucle de régulation de vitesse.

La détermination des paramètres du régulateur PI est basée sur l'équation mécanique du moteur. En effet cette équation a la forme suivante dans le plan de Laplace :

$$C_e(s) - C_r(s) = (Js + f_r)\Omega(s) \quad (III.19)$$

Le bouclage de cette équation sur un PI afin de commander la vitesse donne l'équation en poursuite suivante ( $C_r(s)=0$ ) :

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i}s + 1}{\left(\frac{J}{K_i}\right)s^2 + \left(\frac{K_p + f_r}{K_i}\right)s + 1} \Omega^*(s) \quad (III.20)$$

En identifiant l'équation caractéristique de l'expression à la forme canonique:  $\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right)s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right)s + 1$ , nous avons à résoudre le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_p + f_r}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (III.21)$$

#### III.5.2 régulateur de courant

La fonction transfert du régulateur PI est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (III.22)$$

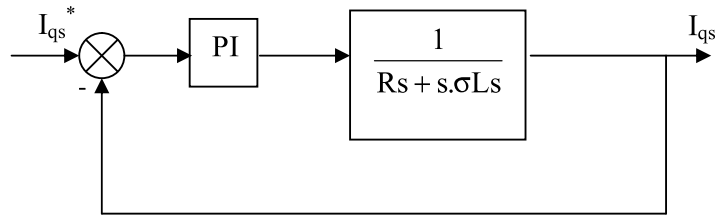


Fig III.6: Boucle de régulation de courant  $I_{qs}$  (même chose pour  $I_{ds}$ ).

En boucle ouverte :

$$K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{s} \frac{1}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + s} \quad (III.23)$$

En boucle fermé : FTBF:

$$\frac{\frac{K_p}{\sigma L_s s}}{1 + \frac{K_p}{s \cdot \sigma L_s}} = \frac{1}{s \frac{\sigma L_s}{K_p} + 1} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (III.24)$$

Avec :  $\tau = \frac{\sigma L_s}{K_p}$  on a choisi  $\tau = 0.1$ .

### III.6 Résultats de simulation

La simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone à cage en tension est effectuée au premier lieu en considérant que la machine est à l'état sain démarre à vide puis l'application du couple de charge à l'instant  $t=0.6s$ .

#### III.6.1. Schéma de simulation

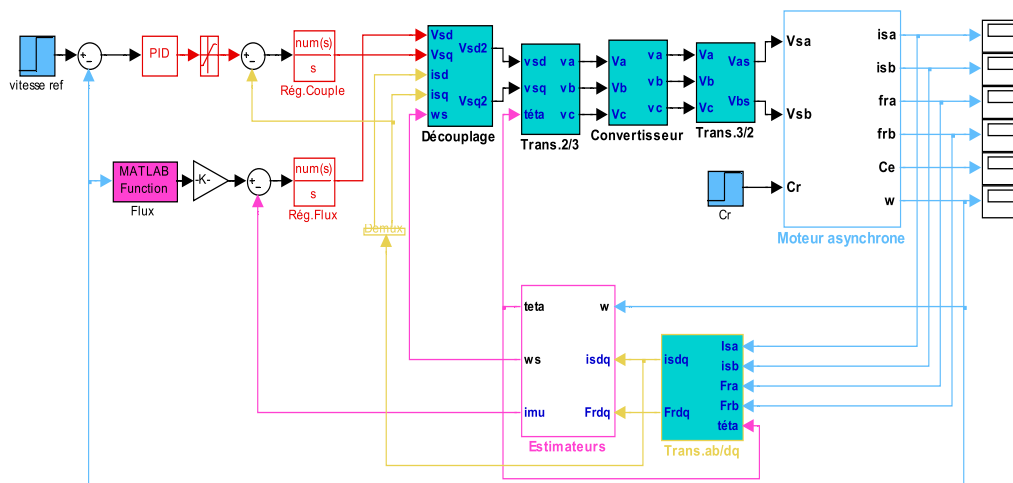


Fig III.7: Schéma bloc de la commande indirecte de la machine asynchrone à cage sous Matlab/Simulink.

### III.6.2 Inversion du sens de rotation

Dans ce cas les tests de simulation sont obtenus en mode de fonctionnement défluxé (figure III.8), pour une vitesse de référence de 100 rad/s puis une inversion du sens de la vitesse de rotation à l'instant  $t=1$  s pour une vitesse -100 rad/s. Cependant, on introduisant à l'instant  $t=0.6$ s un couple de 3 N.m. Les résultats de simulations obtenues sont les suivants :

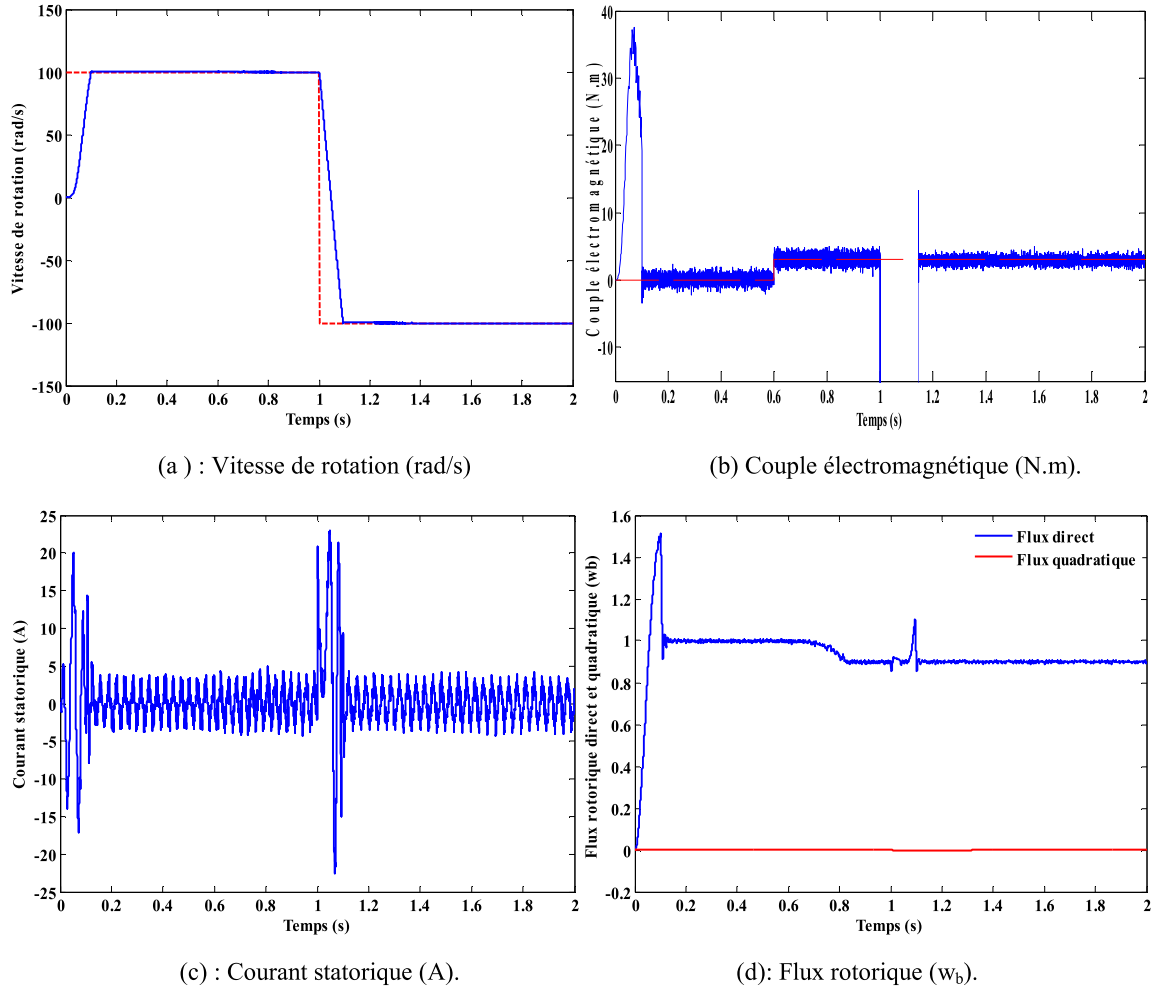


Fig III.8: Résultats de simulation lors d'un fonctionnement à un échelon de couple de charge et inversion de la consigne de vitesse.

Les allures de la figure (III.8) montrent que la réponse de la vitesse suit parfaitement la consigne sans dépassement, ce qui montre que La bonne régulation assurée par le biais des régulateurs type PI. Le couple électromagnétique est la même allure avec une constante prés, la condition ( $\Phi_{qr} \equiv 0$ ) est vérifiée,. Les résultats de simulation montrent aussi que le transitoire provoqué lors de l'inversion de la vitesse est relativement important en particulier au niveau du courant statorique qui présente un régime transitoire avec des pics importants.

### III.6.4 Réponse à basses vitesses

Les simulations sont effectuées en fonctionnement à basses vitesses est cela par l'application à la consigne de vitesse les variations de +30 rad/s à -30 rd/s à t=1 s. Cependant, on introduisant à l'instant t=0.6s un couple de 3 N.m, (figure III.9).

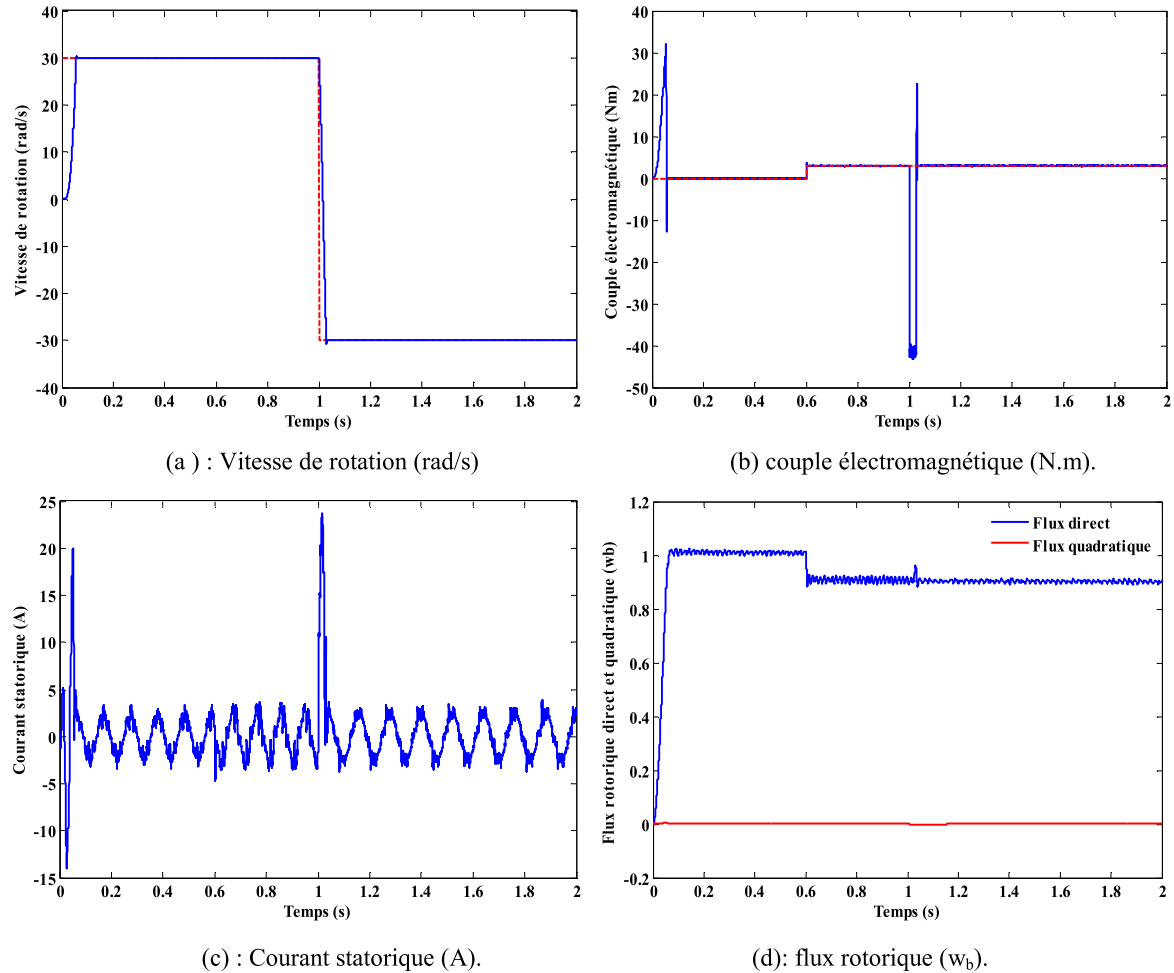


Fig.III.9: Réponse du système aux basses vitesses.

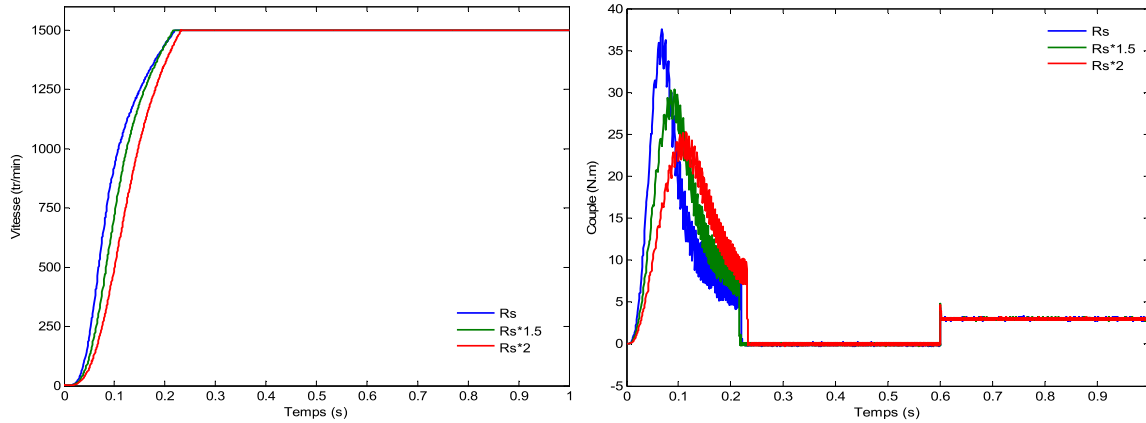
En fonctionnement a vitesse de 30 rad/s et -30 rad/s (figure III.9) l'action de régulateur bonne au-delà de cette vitesse la commande est un capable de suivre ce régime de fonctionnement.

### III.6.5 Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques

Dans cette partie de simulation, on présente les résultats obtenus lors d'un test de robustesse de la commande de vitesse contrôlée par un régulateur classique PI subit par la variation paramétrique due à plusieurs phénomènes et perturbations à savoir : la variation respective de la résistance statorique et du moment d'inertie de l'ordre de 50% et de 100%.

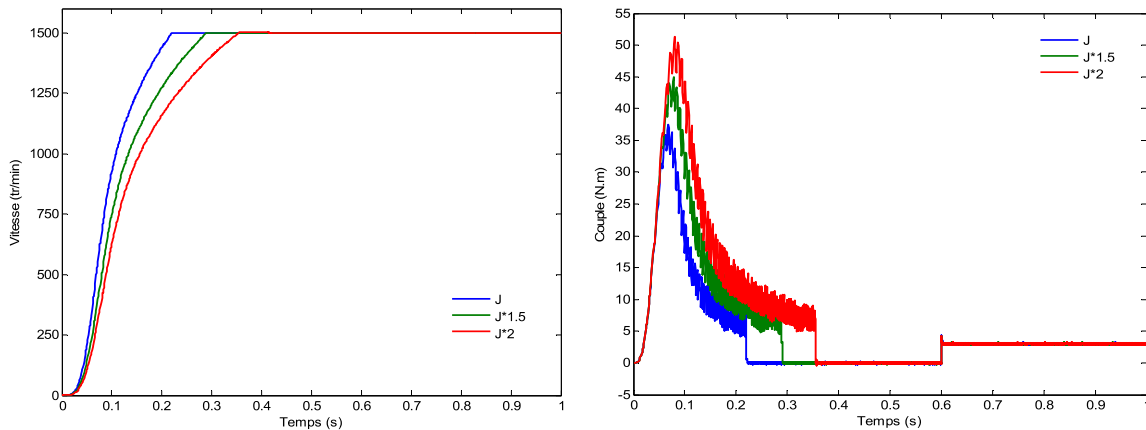
### III.6.5.1 Variation de la résistance statorique et du moment d'inertie

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine lors de la variation des paramètres électriques, nous avons simulé le système pour une augmentation de 50%, 100% de la résistance statorique nominale. On remarque effectivement d'après la figure (III.10, a-b) que la résistance statorique affecte le couple électromagnétique. Lors d'un démarrage à vide, une augmentation du temps de réponse de la vitesse.



(a) : Vitesse de rotation (tr/min).

(b) couple électromagnétique (N.m)



(c) : Vitesse de rotation (tr/min).

(d) : Couple électromagnétique (N.m).

Fig.III.10: Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique et du moment d'inertie de 50 % et de 100%.

On constate d'après la figure (III.10,c-d) , qu'une augmentation de l'ordre de 50%, 100% de la valeur du moment d'inertie provoquera une réponse prolongé de la vitesse, quant au couple on remarque que son établissement s'effectue après un temps et un dépassement considérable.

### III.6.6 Cas d'une machine avec défauts rotorique

On considère que la machine présente un défaut d'une cassure de barre à l'instant  $t=1s$  et la machine fonctionne en charge, les résultats de simulation sont illustrées par les figures suivantes:

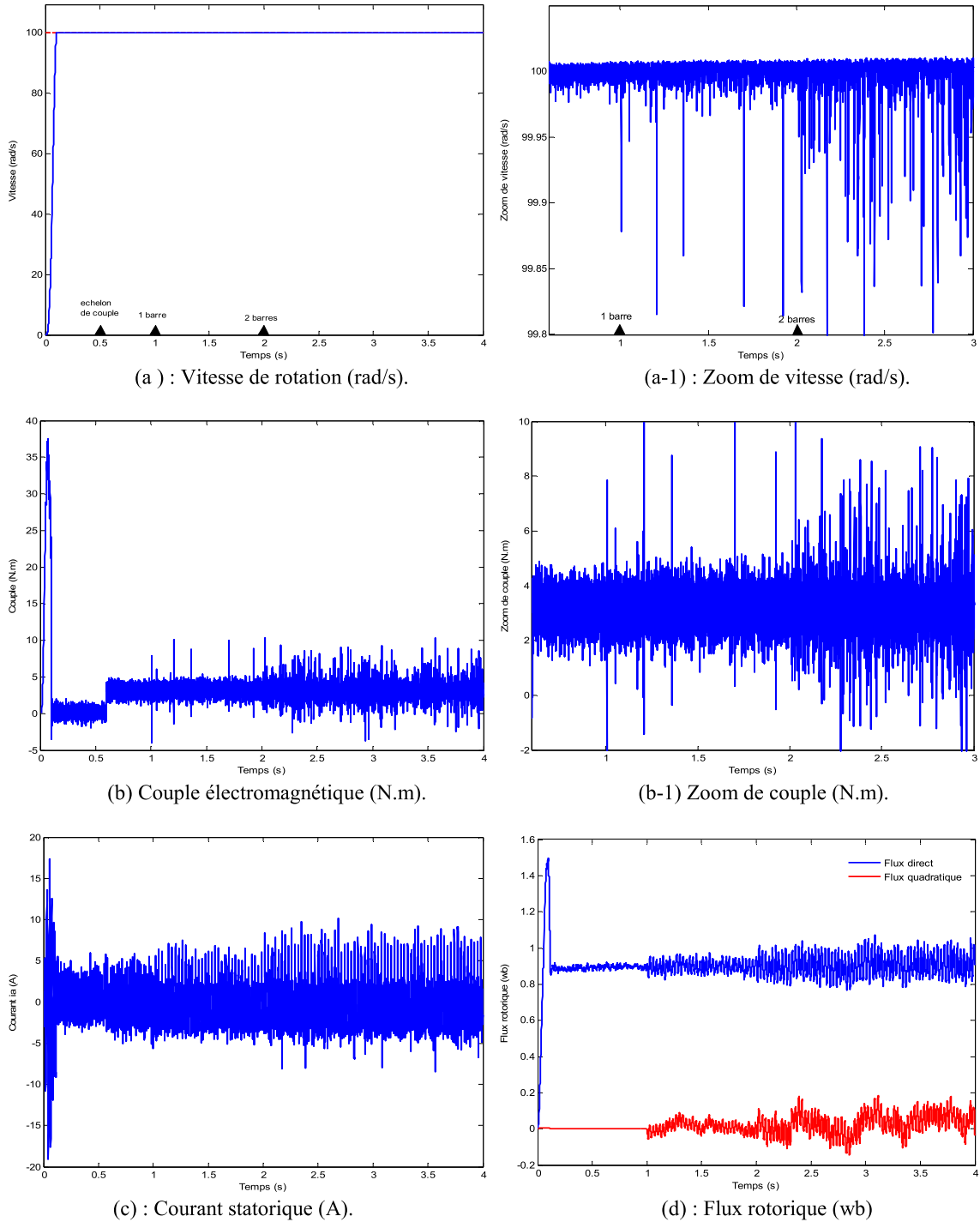


Fig III.11: Réponse en système de la machine avec défaut pour 100 rad/s avec défaut de cassures des barres 1 puis 2.

L'action du défaut se traduit par des pics au niveau du couple (figures III.11-b1) et une déformation sur l'allure du courant statorique (figures III.11-c). Une faible oscillation de la vitesse (figures III.11-a1). L'effet de la position des cassures des barres se traduit par l'amplitude des oscillations qui sont d'autant considérable dans le cas deux barres. 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.7 Diagnostic du défaut de la machine en boucle fermée

#### III.7.1 Analyse spectrale du courant statorique

L'analyse spectrale du courant statorique figure (III.12) ne donne pas des informations claires. Les raies de défaut apparaissent sont d'amplitude très faibles a qui rend difficile la structure de diagnostic.

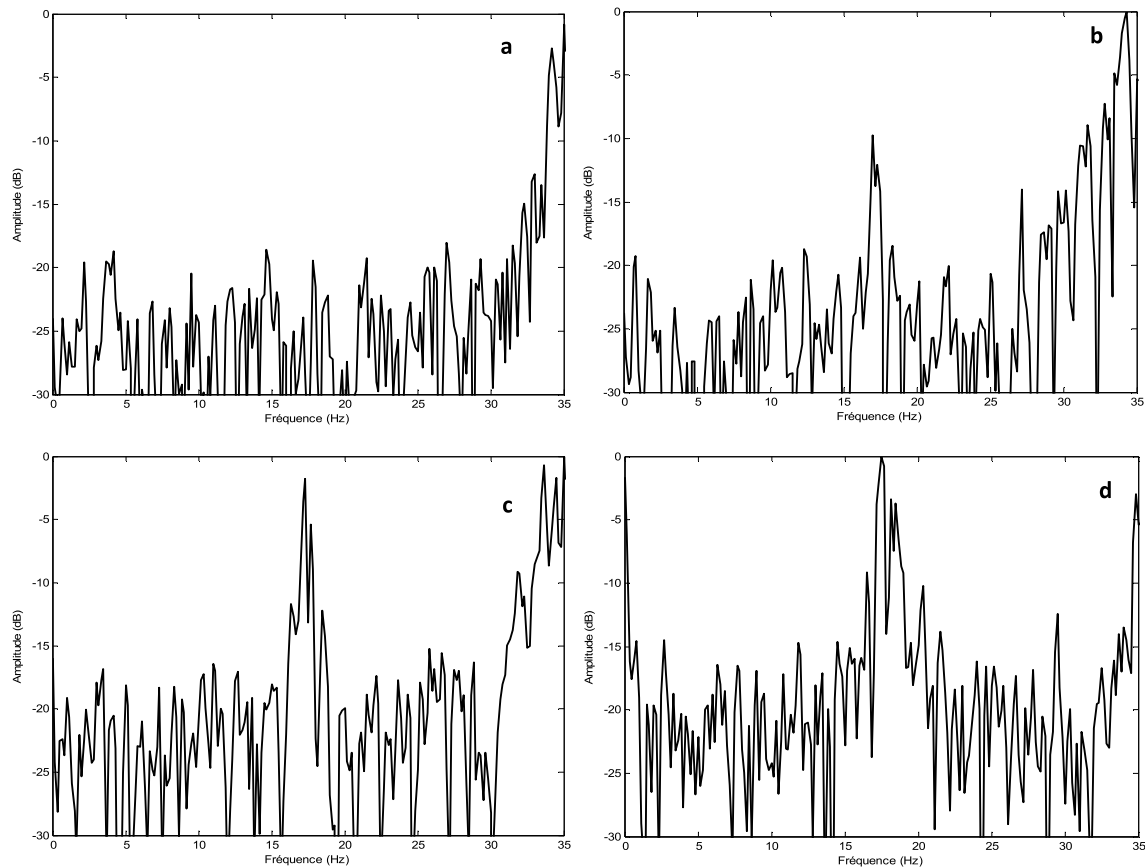


Fig III.12: Spectre du courant statorique lors de la vitesse 100 rad/s:  
a- moteur sain, b- moteur avec une barre cassée, c- moteur avec deux barres cassées  
d- moteur avec trois barres cassées

### **III.8. 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 tel que : 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 le diagnostic de défaut qui se manifeste comme une perturbation vis-à-vis la commande.

## Conclusion Générale

L'intérêt grandissant des industriels, pour la maintenance des entraînements électriques, justifie les efforts déployés pour le diagnostic des machines asynchrones. Mais la complexité des systèmes mis en jeu et le besoin d'une maintenance préventive nécessitent aujourd'hui un travail préalable. La machine asynchrone et les défaillances les plus fréquentes auxquelles elle peut être soumise, les ruptures des barres ont été plus spécifiquement l'objet de notre étude.

Un second type de défaut au rotor a été étudié à travers la mise au point de modèles de défaut de cassure de barre de la machine. La mise en œuvre du modèle de défaut est considérée simple tenant en compte du déséquilibre de la matrice de résistance rotorique en situation de défaut. Les résultats obtenus montrent que la FFT peut indiquer la présence du défaut de rupture de barre par la présence des raies vis-à-vis le fondamentale.

On a essayé, à travers une étude théorique de la rupture de barre, d'expliquer à partir de la physique les observations sur les grandeurs électriques et mécaniques caractérisant ce défaut par production d'une composante de couple (et par suite de vitesse) oscillatoire, modulation du courant statorique et la génération des raies à  $(1 \pm 2k) \cdot f_s$  autour de la fréquence fondamentale. Il s'est avéré que la détection est plus aisée sur le courant statorique.

L'étude de la commande de la machine asynchrone, par la méthode commande vectorielle indirecte avec un réglage classique, nous a permis de simuler le comportement du système global, avec et sans défauts rotoriques. Les résultats obtenus ont montré l'influence des ruptures de barres sur le couple électromagnétique, la vitesse de rotation et le courant statorique, qui se traduit par des ondulations et déformations des allures, puisque la localisation des raies dépend de la vitesse de rotation de la machine asynchrone. On a testé les résultats obtenus par la commande vectorielle indirecte par l'application de la FFT.

## Bibliographie

- [1] Bousseksou Modélisation analytique des machines Asynchrone application au diagnostic. Mémoire de Magister. Université Mentouri Constantine. Algérie 2007.
- [2] 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, Décembre 2007.
- [3] S. Nandi, H.A. Toliyat, and Xiaodong Li, "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors-A Review", IEEE Transaction on Energy conversion , Vol. 20, No.4, December 2005 .
- [4] F. Puppe, "Systematic introduction to expert systems", chap1, pp 1-26, U.S.A, Springer-Verlang.
- [5] T. Boumagoura, " Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic", Thèse de doctorat, école doctorale d'électrotechnique de Lyon 2001.
- [6] A. Abed, "Contribution à l'Etude et au Diagnostic de la Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, mars 2002.
- [7] M. Sahraoui, "contribution à l'étude du diagnostic de la machine asynchrone ", Thèse de magistère, Université Mohamed Khider Biskra 2003.
- [8] J. S. Hus, "Monitoring of Defects in Induction Motors Through Air-Gap Torque Observation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No.5, Sept/Oct. 1995, pp. 1016-1021
- [9] A. Jaco, A. Makki, H. Yahoui, G. Grellet, "Modeling of Three Phase Asynchronous Motors Application to Magnetic Fault Diagnostic", ICEM 98, Istanbul, Turkey, vol 1, 1998, pp. 443-447.
- [10] A. Bellini, F. Filippetti, and all, "Quantitative Evaluation of Induction Motor Broken Bars by Means of Electrical Signature Analysis", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No 5, Sept/Oct. 2001, pp. 1248-1255.

- [11] Trzynadlowski, A.M. Ritchie, "Comparative Investigation of Diagnostic Media for Induction Motors: A Case of Rotor Cage Faults", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, October 2000, pp. 1092-1099.
- [12] R. Schoen, T. G. Habetler, F. Karman and R. G. Bartheld, "Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 31, n°6, Nov/Dec. 1995, pp 1274-1279.
- [13] G. B. Kliman and J. Stein. "Methods of Motor Current Signature Analysis", Electric Machines and Power Systems, vol. 20, No. 3, September 1992, pp. 463-474.
- [14] Dalmasso, J. (1985). Cours d'électronique 1. Machines tournantes à courants alternatifs. Editions Belin.
- [15] Caron, J.-P. and Hautier, J.-P. (1995). Modélisation et commande de la machine asynchrone. Editions Technip.
- [16] I. BAZINE, " Identification boucle fermée de la machine asynchrone: application à la détection de défaut", Thèse de Doctorat de l'école nationale d'ingénieurs de Tunis, juin 2008.
- [17] S. BACHIR, S. TNANI, J.C. TRIGEASSOU, "Diagnostic en ligne des défauts statoriques sur la machine asynchrone", Colloque GEVIQ'2002 – Marseille 12&13 Juin 2002.
- [18] H. CHERIF, "Détection des défauts statorique et rotorique dans la machine asynchrone en utilisant l'analyse par FFT et ondelettes ", Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider – Biskra, 2012.
- [19] M. Sahraoui, "Etude comparative des méthodes de diagnostic des machines asynchrones", Thèse de Doctorat, Université de Biskra, Déc. 2010.
- [20] Abdelli Radia, "Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défaut au stator et rotor", Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2007.
- [21] Y. Elbia, "commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté", mémoire de Magistère, l'université El-Hadj Lakhdar –Batna, 2009.
- [22] Bennour Cherif, " Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation", Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider – Biskra, 2012.

[23] M. Bouaraki , " Etude d'un entraînement à double alimentation pour turbine éolienne à vitesse variable : Application sur un site à TINDOUF", mémoire de Magister, UNIVERSITÉ M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES, 2011/2012.

[24] A. Kheldoun, "Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté," Thèse de doctorat de l'université de Boumerdès, 2007.

[25] Talhaoui Hichem, "Contrôle par mode glissant d'une machine asynchrone en tenant compte des défauts", Thèse magister, Université Mohamed Khider Biskra, 27/11/2011.

---

## Annexe

Les paramètres de la machine asynchrone triphasée utilisée sont:

$P_n$ : Puissance nominale	1.1 kW
$f$ : Fréquence nominale	50 Hz
$V_n$ : Tension nominal	400/230 V
$I_n$ : Courant nominal	2.6/4.3 A
$n$ : Vitesse nominale	1425 tr/mn
$p$ : Nombre de paire de pôles	2
$n_b$ : Nombre de barres au rotor	28
Nombre des encoches du stator	48
$n_c$ : Nombre de spires par phase	464