

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



**Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued**  
**Faculté de Technologie**

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

**MASTER ACADEMIQUE**

**Domaine : Technologie**  
**Filière : Génie Électrique**  
**Spécialité : Machines Électriques**

## **Thème**

**Commande Directe du Couple d'une Machine  
Asynchrone: Application au Diagnostic des Défauts**

Réalisé par :

KHELLOUT Fares

MESAI Mohammed Bensalem

Encadré par :

Dr. KECHIDA Ridha

**Soutenu en Juin 2018**

# ***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 Dr. 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 notre toujours reçu 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 tout nous 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 remerciments à :*

*Toutes nos gratitudes à nos enseignants.*

*Et nos amis.*

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

## **NOTATIONS et SYMBOLES**

MAS	Machine Asynchrone
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PI	Correcteur Proportionnel-Integral
DTC	Commande Directe du Couple
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 DE FIGURES

### Chapitre I : Généralités du diagnostic des défauts dans la MAS

Figure I.1: Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil	03
Figure I.2: Vue schématique en perspective du stator	03
Figure I.3: vue schématique en perspective du rotor	04
Figure I.4: Rotor bobiné	04
Figure I.5: Classification des défauts selon leurs origines	06
Figure I.6: Défaut de cassure de barre rotorique.	06
Figure I.7: Représentation de l'excentricité statique et dynamique dans la machine asynchrone.	06
Figure I.8: Dimension du roulement à bille.	08
Figure I.9: Défauts statoriques	10
Figure I.10: Distribution des défauts	10

### Chapitre II : Modélisation et simulation d'une machine asynchrone avec défaut

Figure II.1: Représentation des enroulements d'une MAS triphasée	15
Figure II.2 :Principe de la transformation de Park.	17
Figure II.3: Schéma électrique équivalent de la machine asynchrone dans le repère de Park	18
Figure II.4: Modèle par dipôles élémentaires du rotor en défaut	20
Figure II.5: Modèle de défaut rotorique de la machine asynchrone	21
Figure II.6: Simulation de la machine saine en charge ( $C_r=7$ N.m)	23
Figure 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	24
Figure II 8: Spectres des courants statoriques	25

### CHAPITRE III : Commande directe de couple d'une machine asynchrone

Figure III.1: Schéma de l'onduleur triphasé en pont	28
Figure III.2: Evolution du flux statorique $\Phi_s$ dans le plan (a,b)	30
Figure III.3: Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tensions $V_s$	31
Figure III.4: Sélection du vecteur tension $V_s$ selon la zone de fonctionnement	32
Figure III.5: Zone d'évolution de la tension et du flux	29
Figure III.6: Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux	36
Figure III.7: Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple	37
Figure III.8: Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple	38
Figure III.9: Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de vitesse	39
Figure III.10: Schéma fonctionnel de la boucle de vitesse avec un régulateur PI	40
Figure III.11: Résultats de simulation lors inversion de la consigne de vitesse 100 à - 100 rd/s.	41
Figure III.12: DTC pour une machine avec défaut pour vitesse 200 rad/s avec défaut de cassées de deux barres rotoriques	42

---

## Sommaire

Remerciements	
Notations et symboles	ii
Liste des figures	iv
Sommaire	v
Introduction générale	01

### Chapitre I : Généralités du diagnostic des défauts dans la MAS

I.1 Introduction	02
I.2 Constitution de la machine asynchrone	02
I.2.1 Le stator	02
I.2.2 Le rotor	03
I.2.3 Les organes mécaniques	05
I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	05
I.4 Défaillances dans la machine asynchrone à cage	06
I.4.1 Défauts rotoriques	06
I.4.1.1 Cassure des barres	06
I.4.1.2 Défauts d'excentricité	07
I.4.1.3 Défauts de roulement	08
I.4.2 Défauts statorique	09
I.5 Etude statistique des défauts	09
I.6 Principe du diagnostic des défauts dans la machine asynchrone	10
I.7 Méthode de diagnostic des défauts	11
I.7.1 Diagnostic par analyse des signaux	11
I.7.1.1 Diagnostic par l'analyse des vibrations mécaniques	11
I.7.1.2 Diagnostic par l'analyse du courant statorique	12
I.7.1.3 Diagnostic par l'analyse de la puissance instantanée	12
I.7.1.4 Diagnostic par l'analyse du couple électromagnétique	12
I.7.2 Diagnostic par la théorie du modèle	12
I.8 Conclusion	13

---

**Chapitre II : Modélisation et simulation d'une machine asynchrone avec défaut**

II.1 Introduction	14
II.2 Modélisation de la machine asynchrone	14
II.2.1 Modèle triphasé	15
II.2.2 Modèle diphasé de Park	17
II.2.2.1 Transformation triphasée/diphasé	17
II.2.2.2 Modèle d'état de la machine asynchrone	19
II.3 Modèle de défaut rotorique de la machine asynchrone	20
II.3.1 Modélisation du défaut de rupture des barres	21
II.3.1.1 Schéma équivalent	21
II.3.1.2 Représentation d'état du modèle de défaut rotorique	22
II.4. Résultats de simulation	22
II.4.1. Machine saine	22
II.4.2 Machine avec défaut rotorique	24
II.5 Techniques d'analyses des défauts dans la machine	25
II.5.1 Analyse du spectre du courant statorique par FFT	25
II.5 Conclusion	26

**CHAPITRE III : Commande directe de couple d'une machine asynchrone**

III.1 Introduction	27
III.2. Description et fonctionnement de l'onduleur triphasé	27
III.3 Modèle Matrice de Transfert	28
III.4 Principes généraux de la commande directe de couple (DTC)	29
III.5 Stratégie de la commande directe de couple	29
III.6 Principe du contrôle direct du couple	30
III.6.1 Action sur le flux statorique	30
III.6.2 Action sur le couple	31
III.7 Description de la structure de contrôle	32
III.7.1 Choix du vecteur tension $\overline{V}_s$	32
III.7.2 Les Estimation	32
III.7.2.1 Estimation du flux statorique	33
III.7.2.2 Estimation du couple électromagnétique	33

III.7.3.Elaboration du vecteur de commande	34
III.7.3.1.Correcteur de flux	34
III.7.3.2.Correcteur de couple	35
III.7.4. Elaboration de la table de commande (avec 6 secteurs)	36
III 8. Calcul du régulateur de vitesse	38
III.9.Résultats de simulation	40
III.9.1 Machine sain	40
III.9.2 Machine avec défaut de cassures des barres rotoriques	41
III.10. Conclusion	41
Conclusion général	42
Annexes	43
Références Bibliographie	44



## Introduction générale

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière des semi-conducteurs de puissance et de la technologie numérique. Cet ensemble convertisseur- machine reste cependant restreint à la limite inférieure de gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation

Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator avec ou sans l'intervention de capteur mécanique.

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire présente la commande de type DTC de la machine asynchrone présentant un défaut rotorique de type cassure de barres rotorique.

### Objectif du mémoire

Ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'une investigation de cette machine sur le plan de sa modélisation et sa linéarisation par l'application d'une stratégie de commande dite la commande directe du couple. La commande directe du couple se base sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action directe sur l'état des interrupteurs d'onduleur de tension. La détermination de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est généralement basée sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système.

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'écurueil dédié à la simulation de défaut rotorique. Ainsi, on présente les résultats de simulation de la machine à l'état sain et avec défaut.

Dans la troisième consacrer au principe du contrôle direct de couple DTC classique ; et montre comment la DTC influent et contrôler l'amplitude du flux statorique et de couple et de vitesse.

# Chapitre I

## Généralités du diagnostic des défauts dans la MAS

### I.1 Introduction

La machine asynchrone, connue également sous le terme anglo-saxon induction machine, est une machine à courant alternatif polyphasée ne disposant d'aucune connexion entre son rotor et son stator. L'interaction entre le champ créé par l'inducteur (généralement le stator) et le courant induit au niveau du bobinage ou bien des barres, selon le type de machine, de l'induit (généralement le rotor) engendre le couple électromagnétique. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent [1].

Dans ce chapitre, nous présentons les différents constituants de la machine asynchrone, les défauts qu'elle peut présenter ainsi que les différentes méthodes de diagnostic.

### I.2 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieure ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil. Toutefois, nous admettrons que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit. Dans ce travail, nous nous intéressons à la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Les éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil sont illustrés dans la Figure 1.1.

#### I.2.1 Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (figure 1.2). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes des bobines.

Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique.

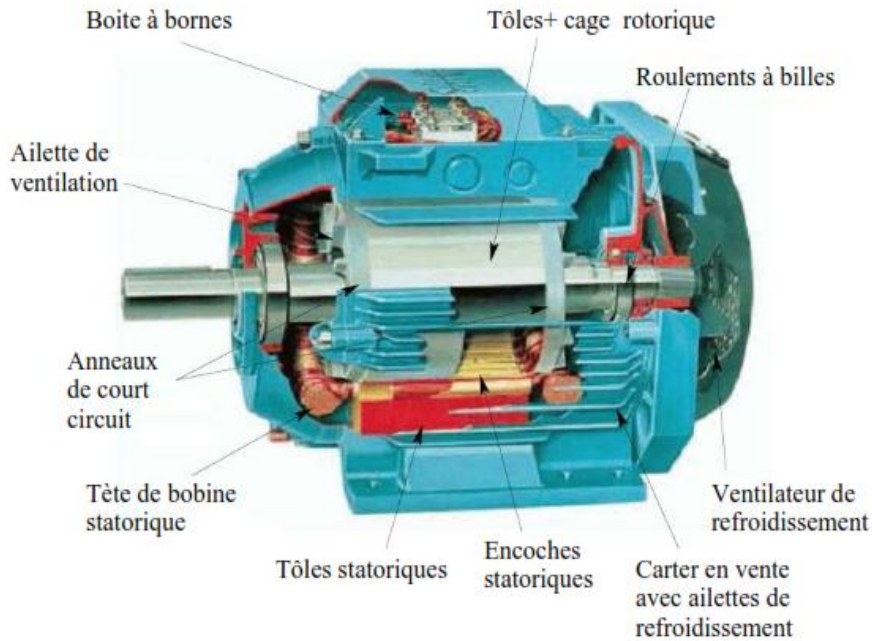


Figure. I.1 : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

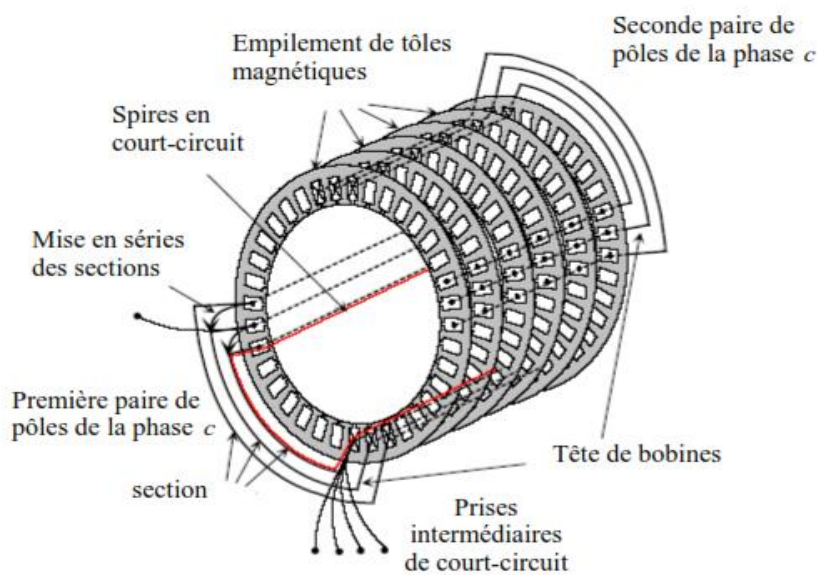


Figure .I.2: Vue schématique en perspective du stator

## I.2.2 Le rotor

### ▪ Rotor à cage

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotoriques) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (figure 1.3). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre [2]. Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service.

Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développés deux autres types de cages (rotor à double cage et rotor à encoches profondes).

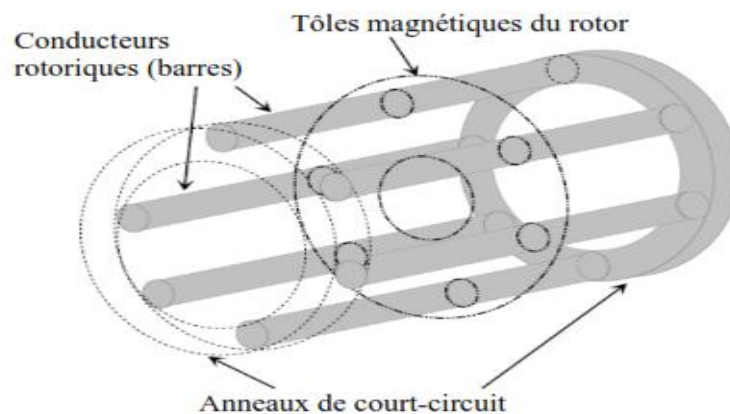


Figure.I.3 : vue schématique en perspective du rotor

#### ▪ Rotor bobiné

Les tôles de ce rotor sont munies d'encoches où sont placés des conducteurs formant des bobinages. On peut accéder à ces bobinages par l'intermédiaire de trois bagues et trois balais. Ce dispositif permet de modifier les propriétés électromécaniques du moteur



Figure .I.4: Rotor bobiné

### 1.2.3 Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force con-centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire).

Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance

### I.3 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 roulements 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 :

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

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.

### I.4 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 : longue 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. La figure (I.5) présente l'arbre de défaut de la machine asynchrone où les défauts sont classifiés selon leur emplacement : rotorique et statorique [3].

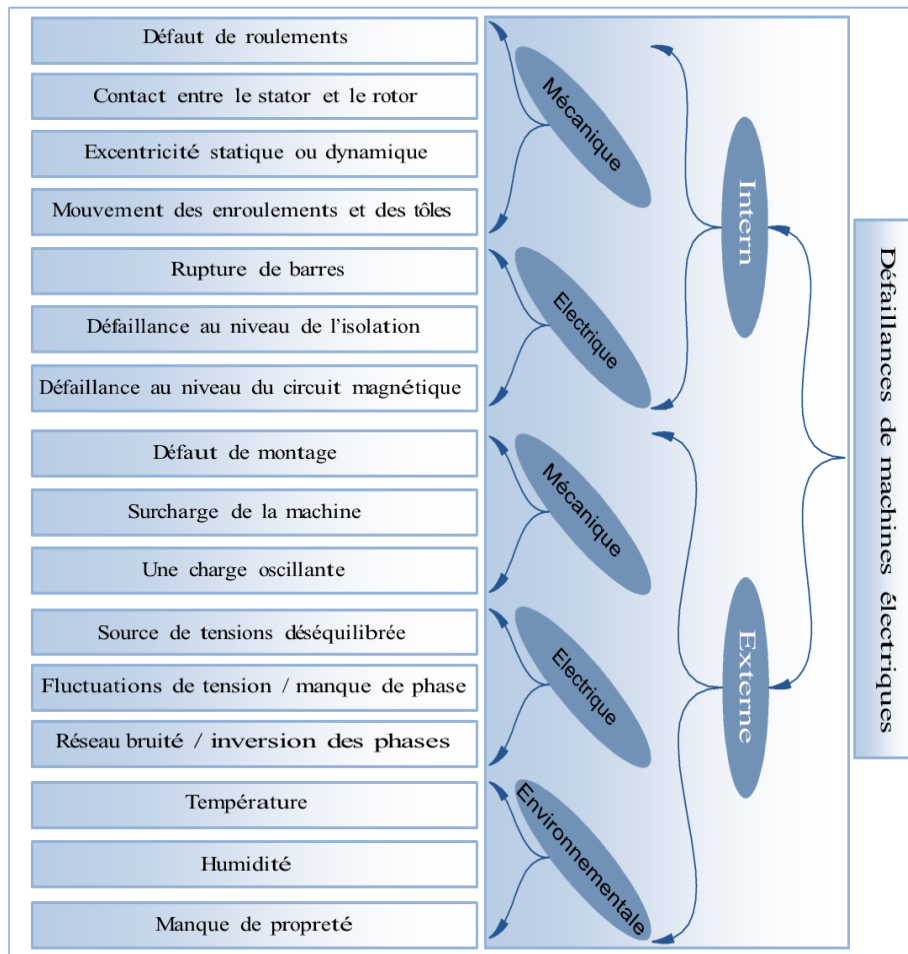


Figure. I.5: Classification des défauts selon leurs origines

#### I.4.1 Défauts rotoriques

##### I.4.1.1 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 [4]:



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

$g$  : glissement,  
 $f_s$  : fréquence d'alimentation statorique

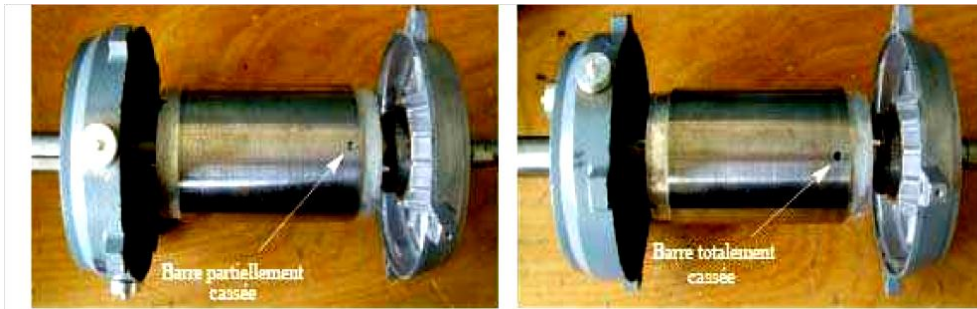


Figure I.6: Défaut de cassure de barre rotorique.

#### I.4.1.2 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.7) [3]. 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**.

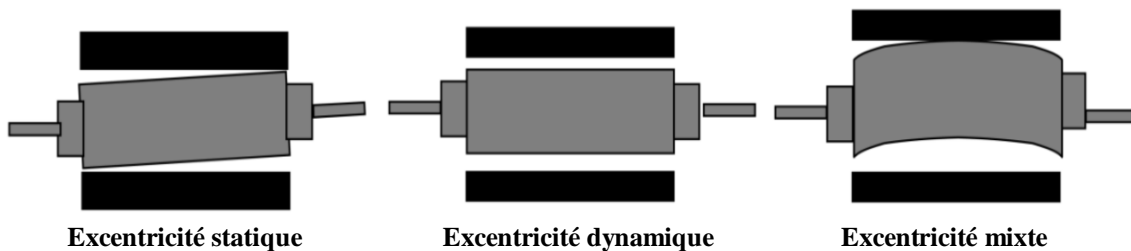


Figure.I.7: Représentation de l'excentricité statique et dynamique dans la machine asynchrone.

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 :

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

$p$ : nombre de paire de pôles.

### I.4.1.3 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.8). Tout changement de l'uniformité du roulement produit des vibrations qui génèrent dans le courant statorique des raies spectrales de fréquences [1].

$$f_{rot} = |f_s - K f_v| \quad (I.4)$$

Où  $k=1.2.3$ , est un entier et  $f_v$  est l'une des fréquences caractéristiques des vibrations.

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**

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

- **Défauts sur la bague extérieure**

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

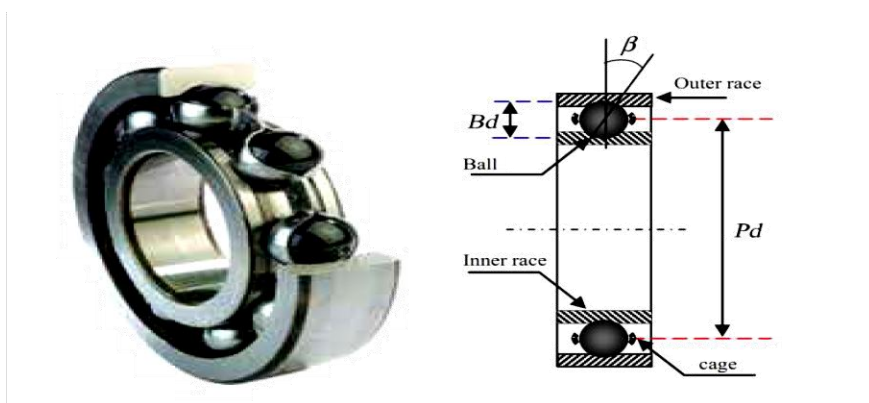


Figure.I.8: Dimension du roulement à bille.

Où  $BD$  le diamètre d'un élément roulant,  $PD$  la distance entre les centres des billes diamétralement opposées,  $nb$  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 [3].



### I.4.2 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 [5]

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

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

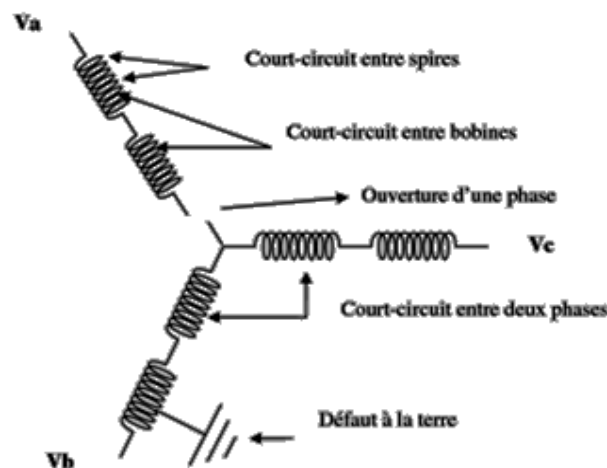


Figure.I.9: Défauts statoriques

### I.5 Etude statistique des défauts

Un défaut dans un composant peut résulter d'une usure normale, d'une mauvaise conception, d'un mauvais montage (désalignement), d'une mauvaise utilisation ou d'une combinaison de ces différentes causes. Si un défaut n'est pas détecté suffisamment tôt, il peut entraîner la dégradation complète de la machine

Plusieurs études ont été effectuées sur la fiabilité des machines électriques réalisées par différents groupes industriels. L'étude principale, effectuée par la compagnie "General Electric", a été publiée dans EPRI (*Electric Power Research Institute*) en 1982 [6], elle couvre environ 5000 moteurs, dont approximativement 97% étaient des moteurs asynchrones triphasés à cage.

La figure (I.10) récapitule la distribution des défauts dans les moteurs examinés dans cette étude. Il faut noter que cette figure représente des données de machines fonctionnant dans différentes applications et dans différentes branches dans l'industrie. Il est connu que l'occurrence d'un type quelconque de défauts dépend fortement de l'application spécifique de la machine.

Par exemple, il a été constaté que dans des machines asynchrones à cage, les défauts de la cage rotorique sont plus élevés que les défauts d'enroulement statorique pour les applications où la machine est fréquemment arrêtée et remise en marche sous une charge importante (machines à outils et les industries minières).

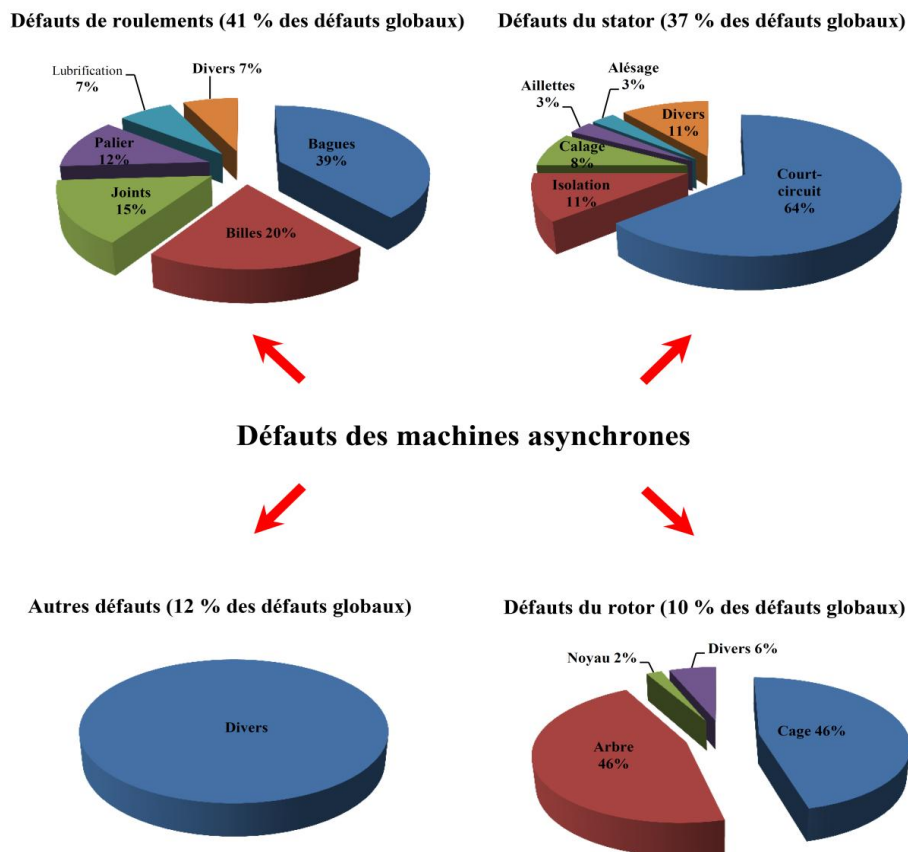


Figure.I.10: Distribution des défauts [6]

### 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 [4].

## **I.7 Méthode de diagnostique des défauts**

Les différents défauts présentés précédemment provoquent généralement des couples pulsatoires, des fluctuations de vitesse, l'augmentation du bruit et des vibrations, changement de la signature du courant, échauffement et variation des paramètres électriques. C'est pour cela que le diagnostic des machines asynchrones est souvent basé sur la surveillance de ces indicateurs. Sachant que plusieurs travaux ont visés cet axe depuis longtemps, il existe par conséquent, plusieurs approches et techniques qui ont été largement étudiées [7], [8]. Il est important de savoir que les différentes méthodes de diagnostic sont classées selon les approches auxquelles elles appartiennent. En effet, il existe deux approches : approche signal et approche modèle [9].

### **I.7.1 Diagnostic par analyse des signaux**

Le principe des méthodes d'analyse des signaux repose sur l'existence de caractéristiques propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. L'apparition d'un défaut étant à l'origine de nombreux phénomènes tels que le bruit, l'échauffement et les vibrations. Ces symptômes sont la manifestation apparente d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques. La surveillance via cette approche nécessite une bonne connaissance des défauts et leurs signatures. D'après la littérature, les principales techniques du diagnostic utilisées sont les suivantes :

#### **I.7.1.1 Diagnostic par l'analyse des vibrations mécaniques**

Le diagnostic des défauts en utilisant les vibrations mécaniques est la méthode la plus utilisée dans la pratique. Les forces radiales, créées par le champ d'entrefer, provoquent des vibrations dans la machine asynchrone. Ces forces sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique [10-13]. Les vibrations de la machine peuvent être captées par des accéléromètres placés sur les paliers selon les directions axiale, verticale et radiale. Les spectres des signaux de vibrations, issus du moteur avec défaut, sont comparés avec ceux de références enregistrées lorsque le moteur était en bon état. Cette méthode permet la détection aussi bien des défauts électriques que mécaniques puisque la force magnétomotrice contient les effets des asymétries du stator ou du rotor et la perméance dépend de la variation de l'entrefer (à cause des ouvertures des encoches statoriques, rotoriques et l'excentricité) [9].

### **I.7.1.2 Diagnostic par l'analyse du courant statorique**

La mesure des signaux puis leurs traitements dans le domaine fréquentiel ne peuvent servir, que si les composantes fréquentielles définies pour chaque défaut sont connues [14]. Il y a plusieurs techniques pour effectuer l'analyse des courants. La plus utilisée est de réaliser une analyse fréquentielle (FFT par exemple) directement sur les courants statoriques [15-17]. Cette méthode, connue sous le nom de MCSA, est largement employée depuis ces dernières années [18].

### **I.7.1.3 Diagnostic par l'analyse de la puissance instantanée**

Il est clair que le niveau d'informations portées par le signal de la puissance est plus grand que celui donné par le courant d'une seule phase, ce qui représente l'avantage de cette méthode par rapport aux autres. Cette méthode est utilisée pour la détection des défauts mécaniques ou encore les défauts électriques tels que les courts-circuits entre spires statoriques [9].

### **I.7.1.4 Diagnostic par l'analyse 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. L'analyse spectrale de ce signal, donne des informations pertinentes sur l'état du moteur [19], [20]. Cependant, la nécessité d'un équipement assez coûteux pour l'acquisition de cette grandeur représente l'inconvénient major de cette méthode.

Généralement, Les outils de traitement du signal font appel à des méthodes statistiques (analyse spectrale, analyse temps-fréquence, ondelettes) ou bien à des méthodes de reconnaissance de formes qui permettent de classer les signatures de défauts. Il faut dans ce cas disposer de suffisamment d'expériences pour pouvoir constituer une base d'apprentissage.

## **I.7.2 Diagnostic par la théorie du modèle**

Cette approche repose sur l'utilisation d'un modèle du processus dont la sortie est comparée aux données accessibles de la machine pour former un résidu qui représente l'entrée d'un système dédié à la détection des anomalies. La sortie du modèle est comparée aux données accessibles pour former un résidu exploité pour alimenter un mécanisme dédié à la détection des défauts. Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue [21]:

- la surveillance par les observateurs,
- la surveillance par redondance analytique (espace de parité),
- la surveillance par estimation paramétrique.

**I.8 Conclusion**

Après quelques rappels sur la constitution de la machine asynchrone, ainsi que sur les défaillances pouvant affecter cette machine (, rotoriques, statoriques, excentricité.....), on a présenté les méthodes et 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.

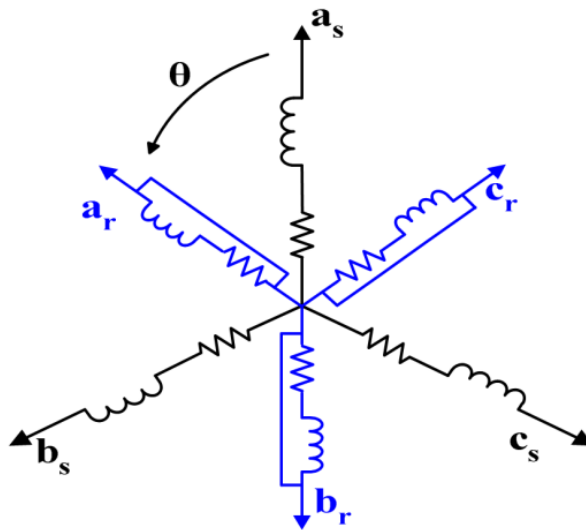


Figure II.1: Représentation des enroulements d'une MAS triphasée

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

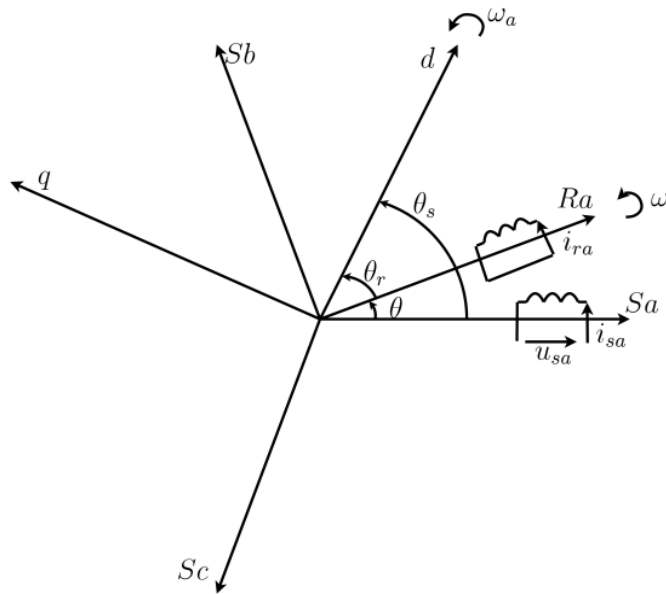


Figure II.2 : Principe de la transformation de Park.

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 [22]. 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 :

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

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

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

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 totaliser 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 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 [22].

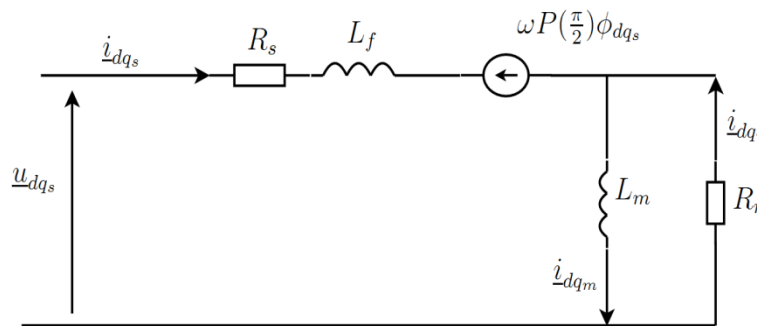


Figure II.3: Schéma électrique équivalent de la machine asynchrone dans le repère de Park

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 :

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

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

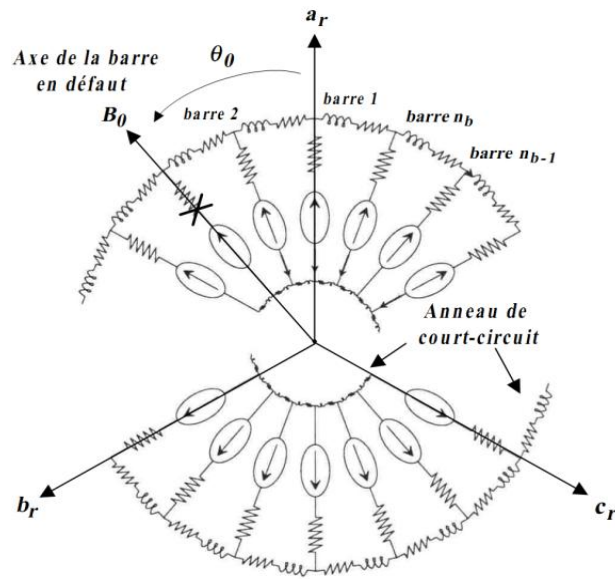


Figure II.4: Modèle par dipôles élémentaires du rotor en défaut

Dans le cadre du diagnostic, la mise au point d'un modèle est surtout motivée par les possibilités de simuler des défauts. [22] 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 [23].

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 [24-26] :

$$\eta_0 = \frac{3.n_{bc}}{n_b} \tag{II.10}$$

### 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. La rupture de barre au rotor se ramène à un simple quadripôle résistif  $R_{défaut}$  mis en série avec la résistance rotorique. L'expression de la matrice résistance équivalente au rotor est alors obtenue comme suit :

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

avec:

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

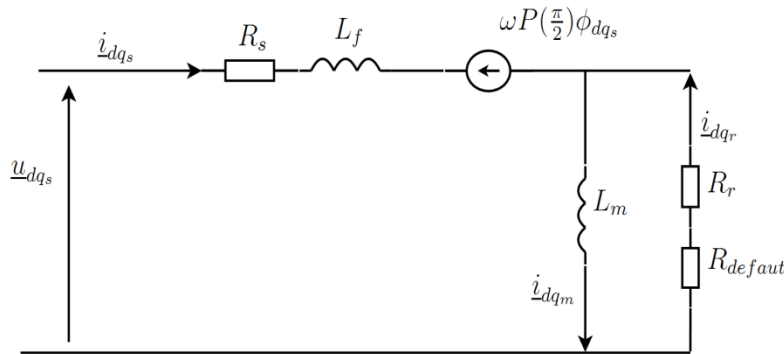


Figure II.5: Modèle de défaut rotorique de la machine asynchrone

### 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:

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

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

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} -([\mathbf{R}_s] + [\mathbf{R}_{eq}])L_f^{-1} - \omega.P(\pi/2) & ([\mathbf{R}_{eq}].L_m^{-1} - \omega.P(\pi/2))L_f^{-1} \\ & -[\mathbf{R}_{eq}].L_m^{-1} \\ & [\mathbf{R}_{eq}] & & & \end{bmatrix},$$

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

$$[\mathbf{R}_{eq}] = [\mathbf{R}_r].\left(I - \frac{\alpha}{1+\alpha} \mathcal{Q}(\theta_0)\right) \quad \text{où} \quad \alpha = \frac{2}{3}\eta_0$$

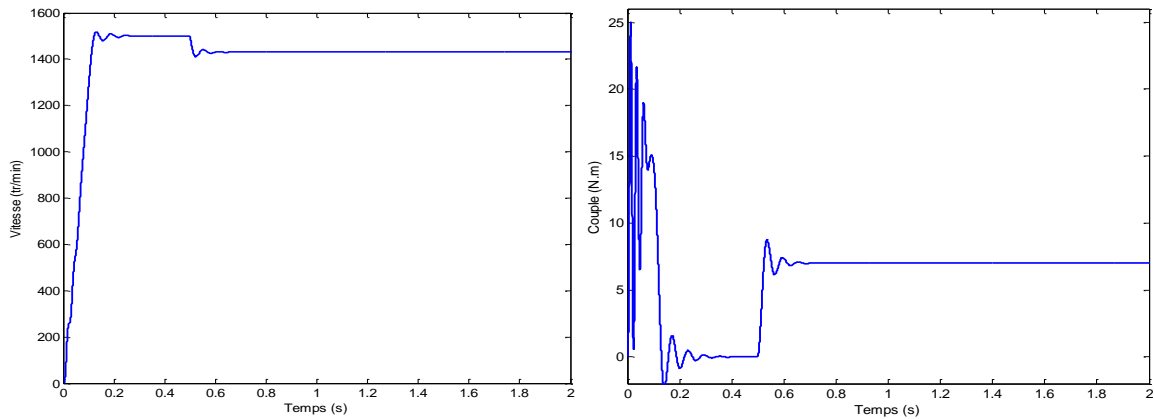
## II.4. Résultats de simulation

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/SIMILINK*. 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

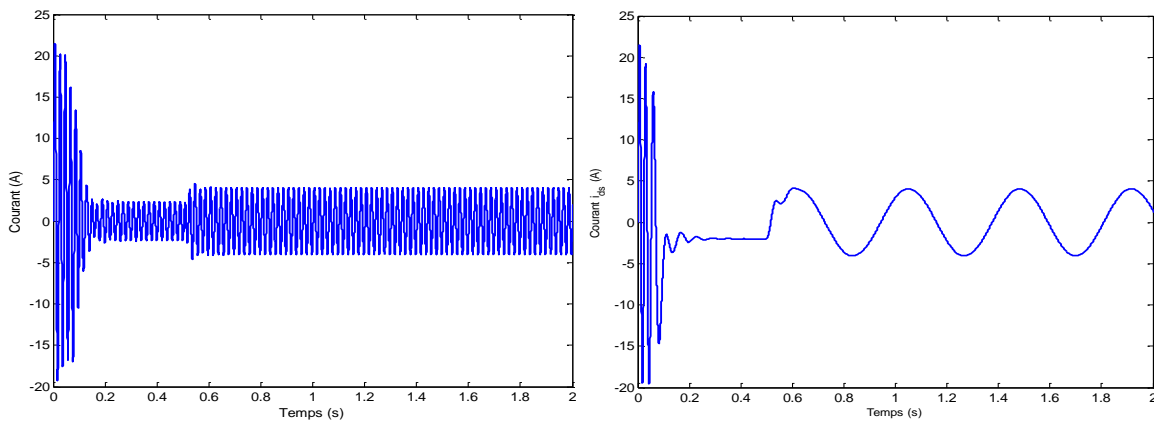
Pour illustrer le comportement du modèle simulé, un couple nominal de 7 Nm est appliqué à la machine à l'instant  $t=0.5s$ . La simulation du modèle du moteur asynchrone avec un rotor sain donne, pour la vitesse, la courbe de la figure (II.6.a). Le couple électromagnétique est présenté à la figure (II.6.b). Le courants 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.



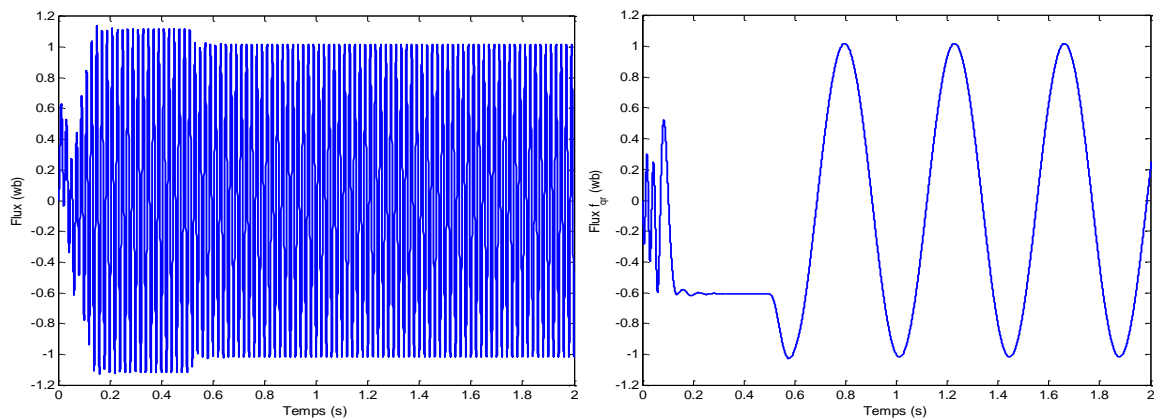
a. Vitesse de rotation (tr/min)

b. Couple électromagnétique (Nm)



c. Courant statorique (A)

d. Courant  $i_{ds}$  (A)



e. Flux rotorique (wb)

f. Flux  $f_{qr}$  (wb)

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

II.4.2 Machine avec défaut rotorique

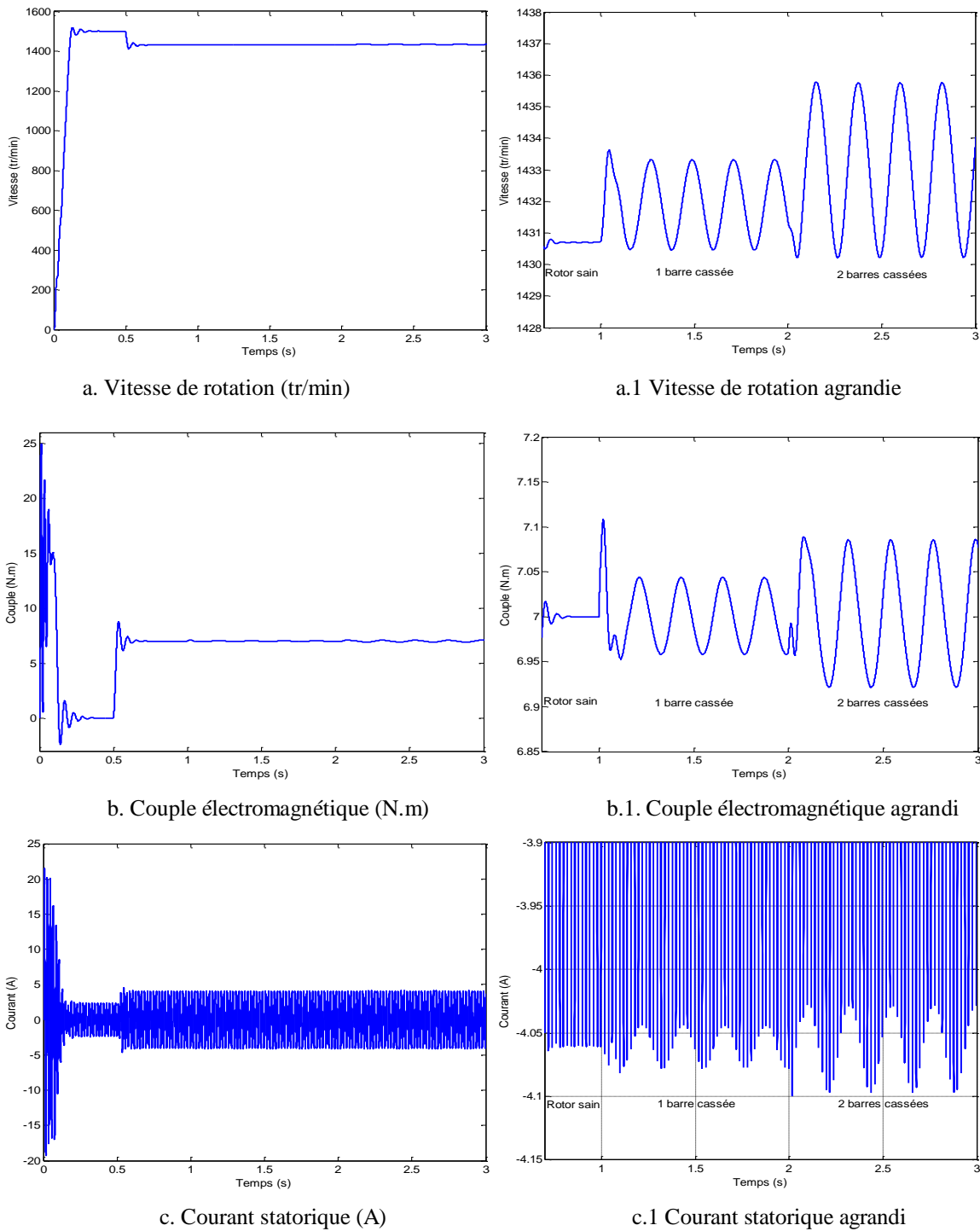


Figure II.7: Simulation de la machine en charge  $C_r=7$  N.m: avec rupture successive des barres '1 puis 2' à partir de  $t=1$ s

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 effectue 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

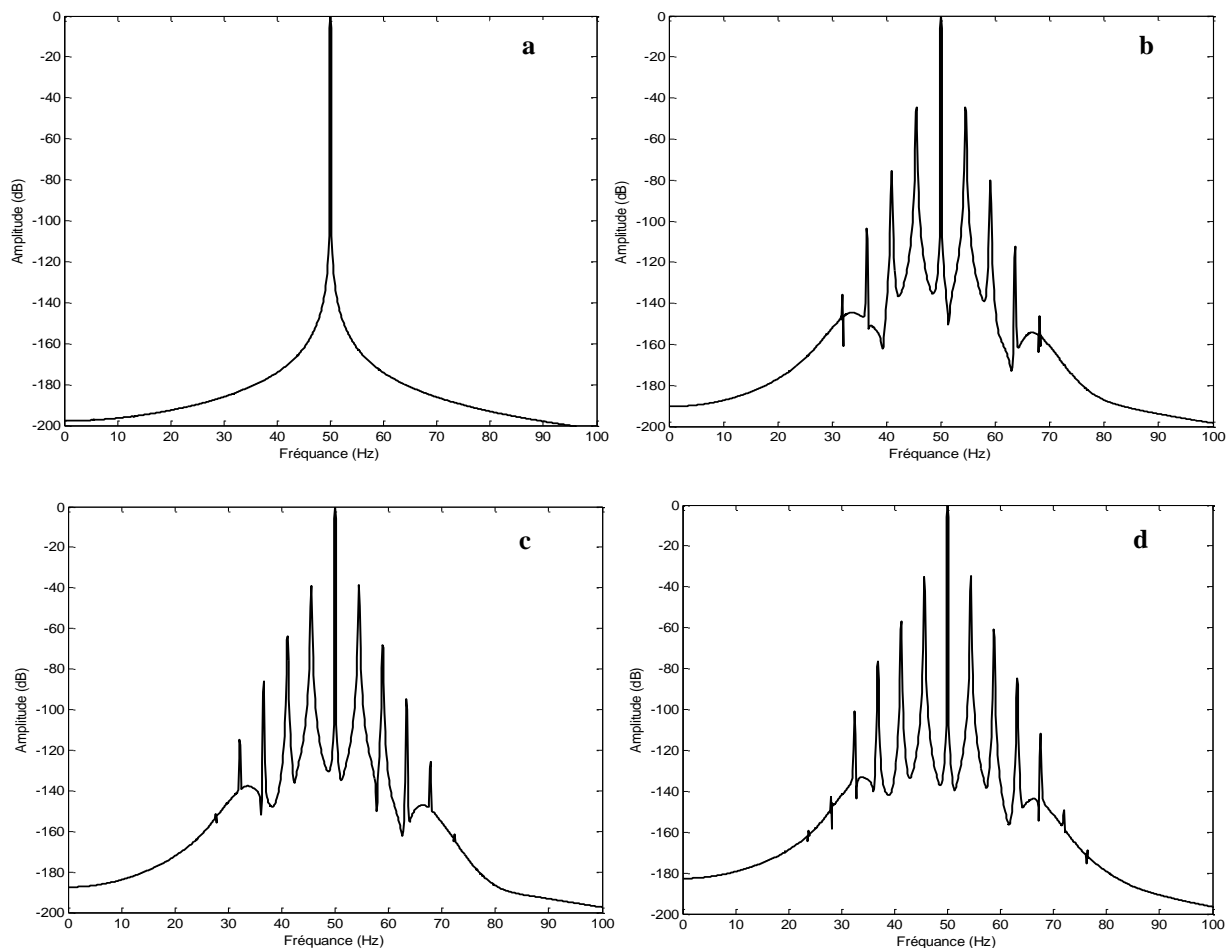


Figure II.8: Spectres des courants statoriques  
a) Machine saine, b) Machine avec une barre cassée,  
c) Machine avec deux barres cassées d) Machine avec trois barres cassées

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  $(1 \pm 2kg)f_s$ .

Etat du moteur / $g \approx 0.046$	$(1-2g).f_s$	$(1+2g).f_s$	$(1-4g).f_s$	$(1+4g).f_s$
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 directe de couple d'une machine asynchrone

#### III.1 Introduction

Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC/DSC) des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage du flux et du couple moteur réalisé par orientation du champ magnétique. Par opposition aux lois de commande en durée (MLI), Les stratégies de commande directes appartiennent à la catégorie des lois de commande en amplitude initialement conçues pour un onduleur à deux niveaux..

Elles présentent des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques conventionnelles, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine et de l'alimentation; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique; l'absence de transformations de Park sur des axes tournants. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre moteur (vitesse, position).

La DTC ou (Direct Torque Control) est une régulation du couple de la machine asynchrone, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état . Les variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, elles sont habituellement contrôlées par des régulateurs à hystérésis et sont maintenues à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation.

#### III.2. Description et fonctionnement de l'onduleur triphasé

La figure III.1 représente un onduleur de tension triphasé, il est constitué de trois bras, chaque bras est formé de deux interrupteurs commandés de manière complémentaire afin d'éviter un court circuit de la source et d'assurer une continuité du courant de la charge [27]. Chaque interrupteur est formé d'un semi-conducteur contrôlable et une diode connectée en anti-parallèle, les six diodes de roue libre assurent la protection des transistors et la récupération de l'énergie vers la source.

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 est équilibrée liée en étoile avec neutre isolé

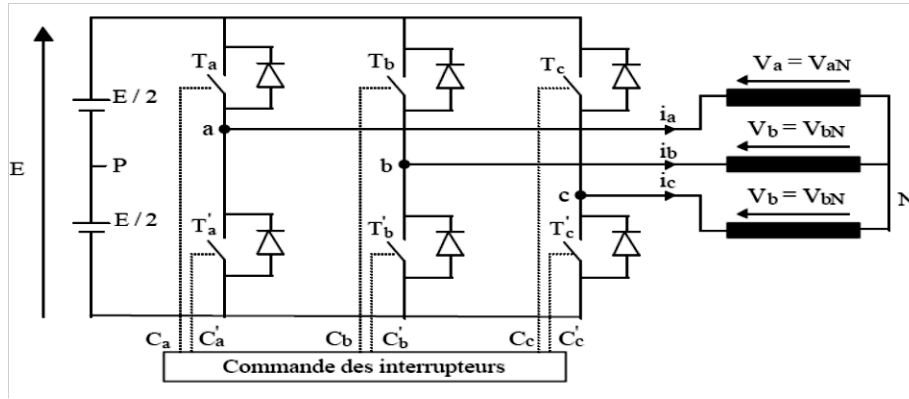


Figure. III.1: Schéma de l'onduleur triphasé en pont

### III.3 Modèle Matrice de Transfert

La structure de l'onduleur à 2 niveaux, comme le montre la figure (III.1) est constituée de six interrupteurs et elle alimentée par une source continue  $U_c$  les trois points milieu de chaque bras A, B, C, alimentent la machine triphasée. On désigne par :

$V_{AO}, V_{BO}, V_{CO}$  : les tensions entrées de l'onduleur

$V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}$  : les tensions sorties de l'onduleur qui sont appliquées aux bornes de la machine

Introduisons le potentiel fictif telles que:

$$V_{AN} = V_{AO} + V_{ON}$$

$$V_{BN} = V_{BO} + V_{ON}$$

$$V_{CN} = V_{CO} + V_{ON}$$

(III.1)

Compte tenu de  $V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0$  à cause de l'équilibre des phases

$$V_{ON} = -1/3 (V_{AO} + V_{BO} + V_{CO})$$

(III.2)

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix}$$

(III.3)

Comme les  $V_{AN}, V_{BN}, V_{CO}$  ne pouvant prendre que  $+U_c/2$  et  $-U_c/2$ , une variable binaire  $S_k$  est considérée ou  $k = A, B, C$  tels que:

$$S_k = 0 \text{ Si l'interrupteur } k \text{ est ouvert alors } V_{kO} = -U_c/2 \quad (III.4)$$

$$S_k = 1 \text{ Si l'interrupteur } k \text{ est fermé alors } V_{kO} = +U_c/2 \quad (III.5)$$

D'une manière compacte

$$V_{kO} = S_k U_c - \frac{U_c}{2}, \quad S_k = \{0, 1\} \quad (III.6)$$

Enfin :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = U_C \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

### III.4 Principes généraux de la commande directe de couple (DTC)

Les techniques DTC sont basées sur l'accélération ou la décélération du champ à l'intérieur de la machine par l'application d'une séquence appropriée à l'onduleur pour générer un vecteur tension statorique allant vers l'ordre désiré pour augmenter ou diminuer le flux l'accélérer ou le décélérer.

Le choix de la séquence appropriée est orchestré par les régulateurs à hystérésis dont la fonction première est d'asservir le flux et le couple de la machine. L'approche DTC reste plutôt physique qu'automatique car elle est basée sur une approche empirique de l'évolution du couple et du flux de la machine. La DTC offre un découplage naturel entre le couple et le flux, cependant elle nécessite souvent des fréquences d'échantillonnage assez élevées (>20kHz).

Comme la commande DTC est une commande vectorielle, il est nécessaire de disposer des composantes de Concordia des tensions et courants statoriques. On décomposera donc les 3 tensions d'alimentation de la machine et les 3 courants statoriques en composantes directe et quadratique (la composante homopolaire est considérée nulle). On aura donc :

$$\begin{cases} V_{dq} = C V_{abc} \\ I_{dq} = C I_{abc} \end{cases} \quad \text{avec: } C = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

On obtient alors un vecteur de tension et un vecteur de courant dans le plan complexe tel que :

$$\begin{cases} V_s = V_{sd} + jV_{sq} \\ I_s = I_{sd} + jI_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

### III.5 Stratégie de la commande directe de couple

La stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui a été proposée par *Takahashi* est basée sur l'algorithme suivant :

- le domaine temporel est divisé en périodes de durée  $T_e$  réduites ( $T_e \leq 50 \mu s$ ).
- pour chaque instant, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MAS.
- on reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- on estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- on détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit [28].

**III.6 Principe du contrôle direct du couple:**

**III.6.1 Action sur le flux statorique**

On se place dans le repère lié au stator de la machine, le flux statorique est obtenu par l'équation suivante:

$$\overline{\Phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) . dt \tag{III.10}$$

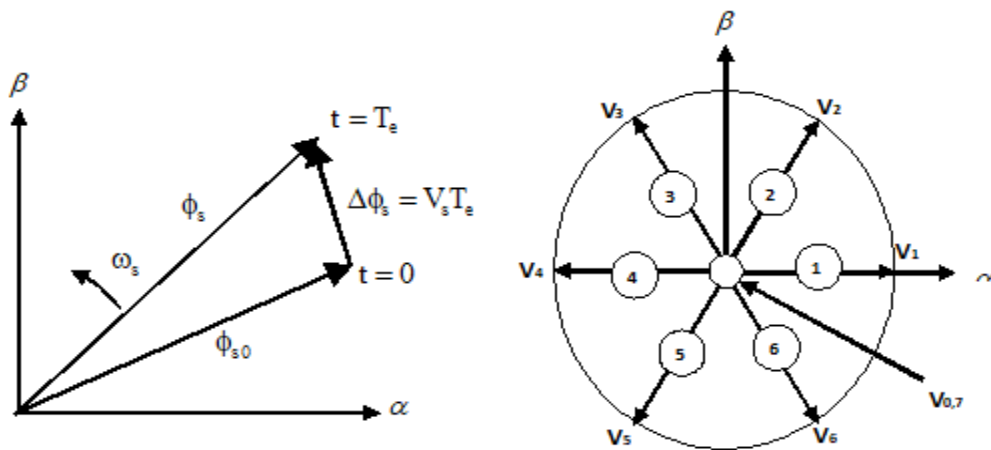
Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est considéré le même, d'où:

$$\overline{\Phi}_s = \overline{\Phi}_s(0) + \overline{V}_s . t - \int_0^t (R_s \overline{I}_s) . dt \tag{III.11}$$

La résistance de l'enroulement statorique  $R_s$  étant considérée comme constante, on considère la chute de tension  $R_s \cdot \overline{I}_s$  comme négligeable devant la tension  $\overline{V}_s$ .

$\overline{\Phi}_s(0)$ : est le vecteur flux à l'instant initial.

$T_e$  : est la période d'échantillonnage.



**Figure III.2: Evolution du flux statorique  $S \Phi$  dans le plan (a,b)**

En choisissant une séquence correcte du  $\overline{V}_s$ , sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur  $\overline{\varphi}_s$  une trajectoire désirée. Alors possible de fonctionner avec un modèle du flux  $\overline{\Phi}_s$  pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre l'extrémité de  $\overline{\Phi}_s$  sur une trajectoire presque circulaire, en considérant la période  $T_e$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique  $T_s$ . Lorsque le vecteur tension  $\overline{V}_s$  est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux  $\overline{\Phi}_s$  est donnée par sa dérivée  $\frac{d\overline{\Phi}_s}{dt}$ , correspondant pratiquement au vecteur  $\overline{V}_s$

Sur la figure (III.3), on représenté trois directions possible du vecteur flux  $\bar{\Phi}_s$ . Ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité est maximal et son amplitude conserve sa valeur.0

Par contre, dans le cas où  $\bar{V}_s$  est décalée par rapport à la perpendiculaire du flux  $\bar{\Phi}_s$ , on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude comme le montre la figure (III.3).

De même, on relève que la "vitesse" de déplacement de l'extrémité du flux est nulle ou même négative, si l'on applique un vecteur tension nul [29].

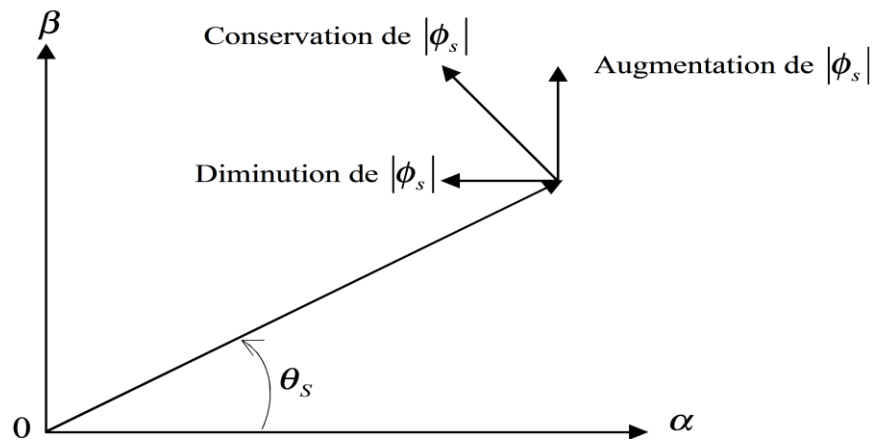


Figure .III.3: Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tensions  $V_s$

### III.6.2 Action sur le couple

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux statorique et rotorique, comme indiqué par l'équation suivante [29] :

$$C_{em} = K (\bar{\Phi}_s * \bar{\Phi}_r) = K \|\Phi_s\| \cdot \|\Phi_r\| \cdot \sin \theta_{sr} \tag{III.12}$$

avec :  $K = \frac{PM}{L_s \cdot L_r}$

D'après les équations du rotor dans le repère lié au stator on a

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + \left( \frac{1}{\sigma T_r} - j \omega_m \right) \cdot \bar{\Phi}_r = \frac{M}{\sigma T_r \cdot L_r} \bar{\Phi}_s \tag{III.13}$$

On constate que le flux rotorique décrit le comportement du flux statorique mais avec un retard d'une constante de temps égale à  $\sigma \cdot T_r$ .

On supposant que par son réglage, l'amplitude de  $\bar{\Phi}_s$  est maintenue autour de sa valeur de référence dans la bande d'hystérésis, l'amplitude de  $\bar{\Phi}_s$  sera aussi approximativement constante, lorsque le flux est établi dans la machine, l'équation (III.4) permet donc de conclure que le réglage du couple peut être assuré par celui de l'angle  $\theta_{sr}$  [29].

### III.7 Description de la structure de contrôle

#### III.7.1 Choix du vecteur tension $\bar{V}_s$

Le choix du vecteur  $\bar{V}_s$  dépend de la position de  $\bar{\varphi}_s$  dans le référentiel (S), de la variation souhaitée de son module, de son sens de rotation et de la variation du couple. L'espace d'évolution de  $\bar{\Phi}_s$  est décomposé en six zones  $i$ , avec  $i = [1,6]$ .

Lorsque le flux se trouve dans une zone  $i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants [30][31]:

- Si  $\bar{V}_{i+1}$  est sélectionné alors  $\Phi$  croît et  $C_{elm}$  croît,
- Si  $\bar{V}_{i-1}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  croît et  $C_{elm}$  décroît,
- Si  $\bar{V}_{i+2}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  croît et  $C_{elm}$  croît,
- Si  $\bar{V}_{i-2}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  décroît et  $C_{elm}$  décroît,
- Si  $\bar{V}_0$  ou  $\bar{V}_7$  sont sélectionnés, alors la rotation du flux  $\bar{\Phi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux  $\Phi_s$  reste inchangé.

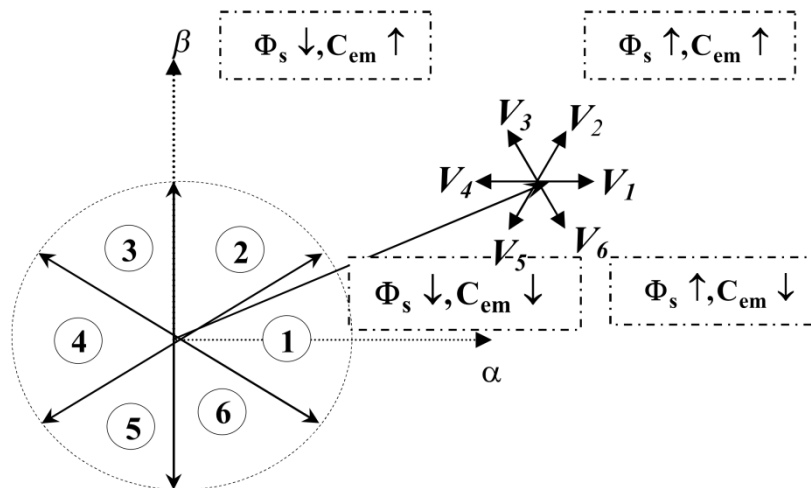


Figure. III.4: Sélection du vecteur tension  $V_s$  selon la zone de fonctionnement

#### III.7.2 Les Estimation

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Lorsque celui-ci est appliqué aux machines asynchrones, le couple représente la troisième entrée de ce système de contrôle. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs.

##### III.7.2.1 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique est réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine, l'expression du flux statorique s'écrit [32][33]:



$$\overline{\Phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes, tel que :

$$\overline{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (\text{III.14})$$

$$\Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad \cdot \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (\text{III.15})$$

Les calculs sont effectués dans le repère  $(\alpha, \beta)$  auquel on se ramène en appliquant la transformée de Concordia aux valeurs instantanées des courants  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{sc}$  et des tensions statoriques  $U_0$

$$I_s = I_{s\alpha} + j \cdot I_{s\beta} \quad (\text{III.16})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{s\alpha} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{s\beta} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

On obtient ainsi  $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ , à partir de la tension d'entrée de l'onduleur  $U_0$  et des états de commande  $(S_a, S_b, S_c)$  soient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left( S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Le module du flux statorique s'écrit

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.19})$$

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{III.20})$$

### III.7.2.2 Estimation du couple électromagnétique

A partir des flux statoriques  $\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$  et les courant statoriques  $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ , on peut mettre l'expression du moment du couple sous la forme [29] :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (\text{III.21})$$

### III.7.3. Elaboration du vecteur de commande

#### III.7.3.1. Correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la (figure III.5). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\Phi_s$ ,

afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques [34].

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne [C<sub>flx</sub>], indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée [C<sub>flx</sub>=1] ou diminuée [C<sub>flx</sub>=0] de façon à maintenir :

$$|\Phi_{sref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \tag{III.22}$$

Avec :  $\Phi_{sref}$  est le flux de référence,

$\Delta\Phi_s$  est la largeur d'hystérésis du correcteur

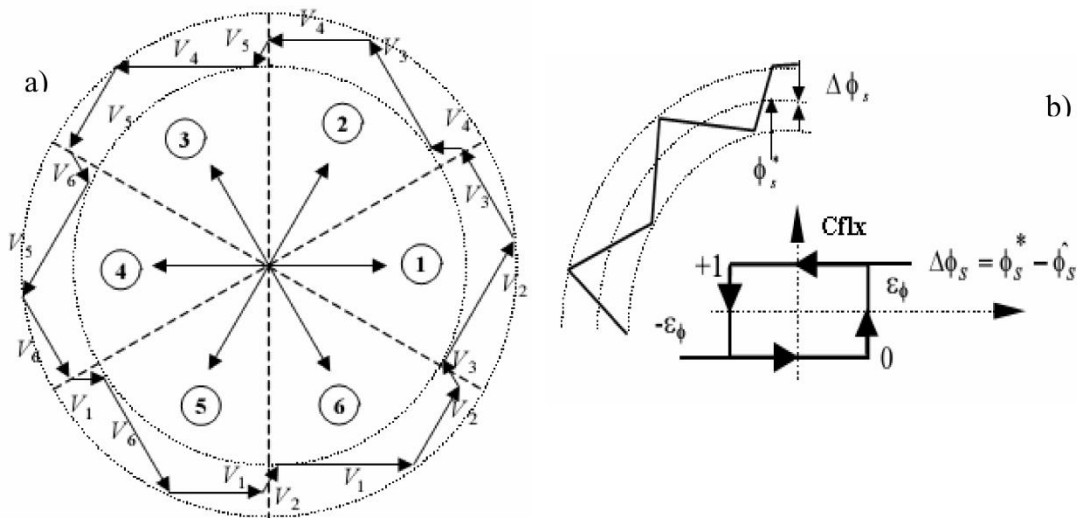


Figure III.5: Zone d'évolution de la tension et du flux

a) Sélection des tensions  $V_i$  correspondant au contrôle de amplitude de  $\phi_s$

b) Comparateur à hystérésis pour le contrôle du module du vecteur  $\phi_s$

On peut écrire alors:

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\Delta\phi_s / dt > 0 \text{ alors } C_{flx} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\Delta\phi_s / dt < 0 \text{ alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 0 \end{cases} \tag{III.23}$$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\phi_s$  entre le flux de référence  $\phi_{ref}$  et le flux estimé  $\hat{\phi}_s$  dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux figure (III.5.b), celui-ci génère à sa sortie la valeur  $C_{flx} = +1$  pour augmenter le flux ( $C_{flx} = 0$  pour le réduire); cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux.

Ainsi, seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  ou  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique  $\Phi_s$ . Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur flux  $\Phi_s$ . Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur

### III.7.3.2. Correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites

$$|C_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \quad (III.24)$$

Avec :  $C_{ref}$  est le couple de référence et  $\Delta C_{em}$  est la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle de flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine [35][36].

Deux solutions sont à envisager

- un correcteur à hystérésis à deux niveaux,
- un correcteur à hystérésis à trois niveaux

#### ❖ Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\overline{\Phi_s}$  n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\Phi_s$  par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [37].

#### ❖ Le correcteur à trois niveaux

Dans notre étude on a utilisé un correcteur à hystérésis à trois niveaux comme solution, ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne  $C_{cpl}$  (Figure III.6) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $C_{cpl}=1$ ) pour une consigne positive et ( $C_{cpl} = -1$ ) pour une consigne négative, ou diminuée ( $C_{cpl} = 0$ ).

Ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet pour diminuer la valeur de couple, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de  $\overline{\Phi_s}$ ), on applique les vecteurs  $V_{i+1}$  ou  $V_{i+2}$  si l'on choisit un sens de rotation positif (sens conventionnel trigonométrique). Dans ce cas, le flux ( $\overline{\varphi_r}$ ) rattrapera très vite le flux  $\overline{\Phi_s}$  sans que ce dernier se contente seulement de l'attendre mais va à sa rencontre (inversion du sens de rotation de  $\overline{\Phi_s}$ ) [38].

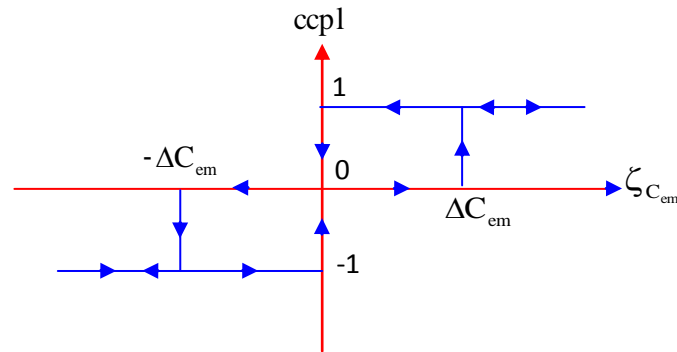


Figure. III.6: Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux

$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\
 \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = -1 \\
 \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\
 \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = -1
 \end{cases} \quad (III.25)$$

En introduisant l'écart  $\Delta C_e$  entre le couple électromagnétique de référence  $C_{ref}$  et celui estimé  $\hat{C}_e$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux figure (III.6), celui-ci génère la valeur  $C_{cpl} = 1$ , pour augmenter le couple,  $C_{cpl} = -1$ , pour le réduire et dans le cas  $C_{cpl} = 0$ , pour le maintenir constant dans une bande  $\varepsilon_{C_e}$  autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.

L'utilisation du correcteur permet une décroissance rapide du couple. Par exemple, on peut appliquer les vecteurs  $V_{i-1}$  ou  $V_{i-2}$ . Si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique), le flux  $\phi_r$  rattrapera d'autant plus vite le flux  $\phi_s$  que ce dernier ne se contente pas seulement de l'attendre: cas de l'application des vecteurs nuls, par contre dans le sens inverse de rotation de  $\phi_s$ .

### III.7.4. Elaboration de la table de commande (avec 6 secteurs)

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables  $C_{flx}$ ,  $C_{cpl}$  et la zone N qui définit la position du vecteur flux statorique  $\overline{\Phi}_s$ . Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique.[39].

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur
Flux	Couple							
Cflx = 1	Ccpl = 1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	
	Ccpl = -1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	3 Niveaux
Cflx = 0	Ccpl = 1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	
	Ccpl = -1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	3 Niveaux

Figure III.7: Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple

On sélectionne l'un des vecteurs nuls  $V_0$  ou  $V_7$ . La rotation du flux est arrêtée est cela entraîne une décroissance du couple  $C_e$ . On choisit alternativement  $V_0$  et  $V_7$  de manière à diminuer le nombre de commutations de l'onduleur.

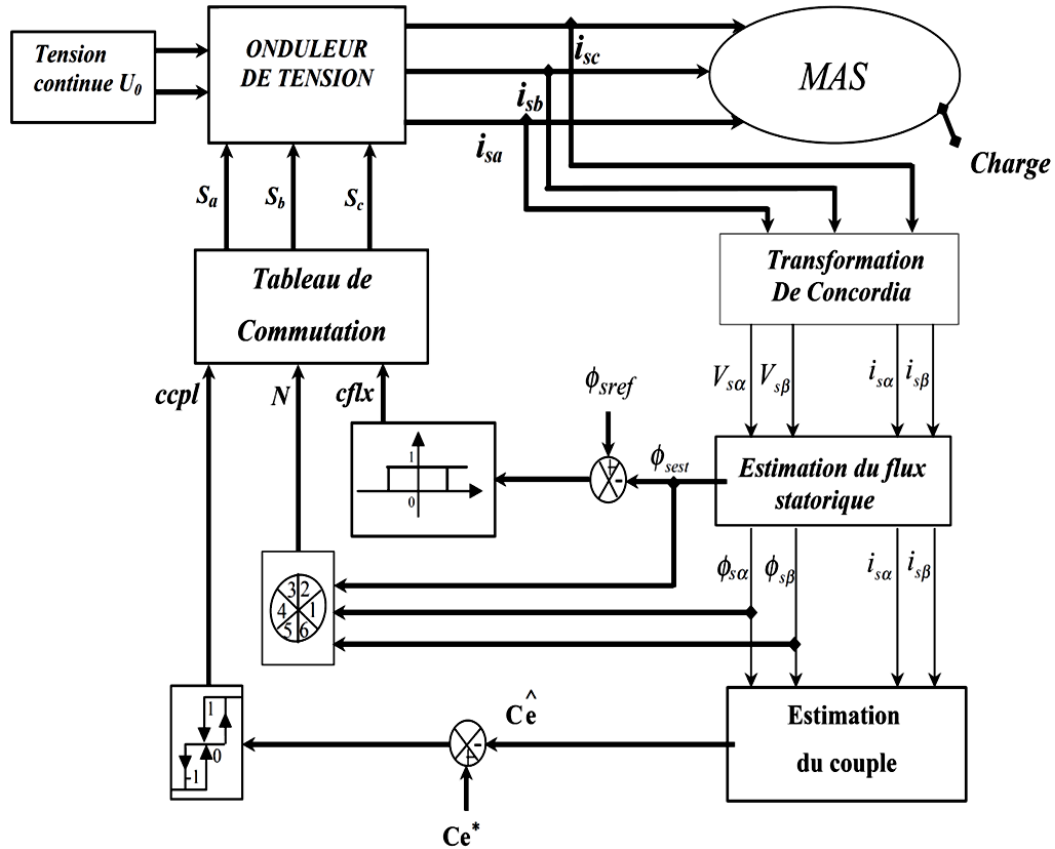


Figure III.8: Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

La figure (III-8) représente la stratégie de commande directe de couple d'une machine asynchrone. Le choix judicieux des largeurs de bande des hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à des pulsations plus amples sur les grandeurs à contrôler ; d'autre par, une largeur de bande assez étroite (fréquence élevée) sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, voir machine. En outre, même si l'écart sur les grandeurs contrôlées (flux ou couple), dépasse la bande permise, les autres phases influent sur le changement de séquence

**III 8. Calcul du régulateur de vitesse**

Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation de la vitesse est représenté par la figure (III.9)

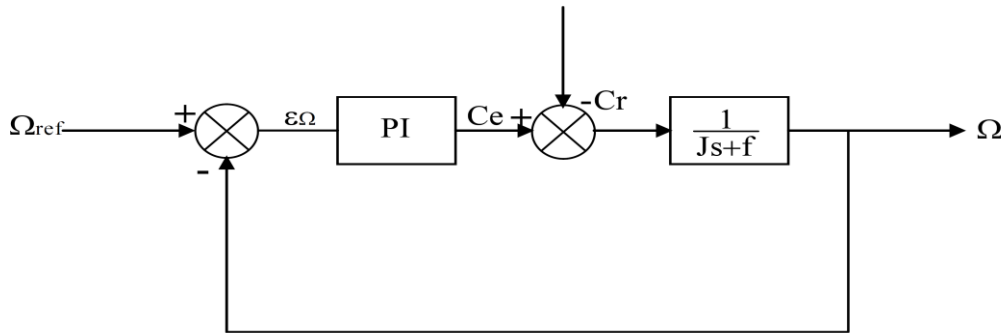


Figure .III.9: Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de vitesse

En négligeant le coefficient de frottement f et en considérant le couple de charge comme une perturbation, la fonction de transfert en boucle ouverte est donc :

$$\frac{\Omega}{\varepsilon\Omega} = \frac{C(s)}{Js} \tag{III.26}$$

C(s) : désigne la fonction de transfert du régulateur PI qui s'exprime par

$$C(s) = \frac{K(1 + \tau_s)}{\tau_s} \tag{III.27}$$

Compte -tenu de l'équation du régulateur PI (III.21) on obtient :

$$\frac{\Omega}{\varepsilon\Omega} = \frac{K(1 + \tau_s)}{J\tau_s^2} \tag{III.28}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit donc :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K(1 + \tau_s)}{J\tau_s^2 + K(1 + \tau_s)} \tag{III.29}$$

En divisant cette dernière équation membre à membre par K on obtient :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{1 + \tau_s}{1 + \tau_s + \frac{1}{K} \tau_s^2} \tag{III.30}$$

Le zéro de  $1 + \tau s$  ne va pas évidemment poser de problème car il va être filtré à l'entrée on s'intéresse par contre aux pôles de la fonction de transfert en boucle fermée qui est équivalent à un système du second ordre. Ainsi on écrit :

$$1 + \tau_s + \frac{J}{K} \tau_s^2 = 1 + 2\xi \tau_n s + \tau_n^2 s^2 \tag{III.31}$$

Par identification membre à membre de cette dernière équation (III.31) on a :

$$\tau = 2\xi \tau_n \tag{III.32}$$

$$\frac{J}{K} \tau = \tau_n^2 \tag{III.33}$$

La fonction de transfert peut s'écrire sous cette forme :

$$C(s) = K + \frac{K_1}{\tau s} \tag{III.34}$$

Notons

- $K_P = K$ : le coefficient de proportionnalité
- $K_i = \frac{K}{\tau}$ : la constante d'intégration

Des équations (III.27) et (III.28) on tire :

$$K = \frac{2J\xi}{\tau_s} \tag{III.35}$$

D'où

$$K_p = \frac{2J\xi}{\tau_n} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{J}{\tau n^2} \tag{III.36}$$

En vue d'avoir une réponse indicielle apériodique, le facteur d'amortissement  $\xi$  est pris généralement entre 0.7 et 1.

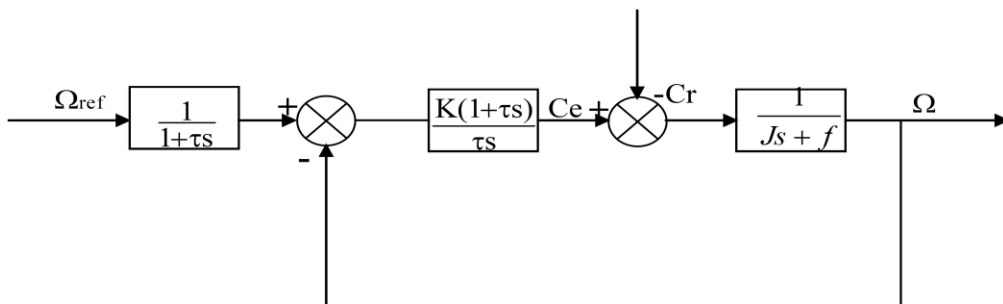


Figure .III.10: Schéma fonctionnel de la boucle de vitesse avec un régulateur PI

### III.9. Résultats de simulation

#### III.9.1 Machine sain

La figure (III.11) présente l'évolution de la vitesse mesurée de la DTC de la machine en utilisant un PI comme régulateur de vitesse. On impose une vitesse de référence de 100 à -100 rd/s aux l'instants  $t=1s$ , la charge de 7 Nm est appliquée à  $t=0,5s$ .

Au moment de l'inversion du sens de la vitesse, on remarque que la réponse en vitesse est obtenue sans dépassement. Lors du démarrage, nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux. Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire

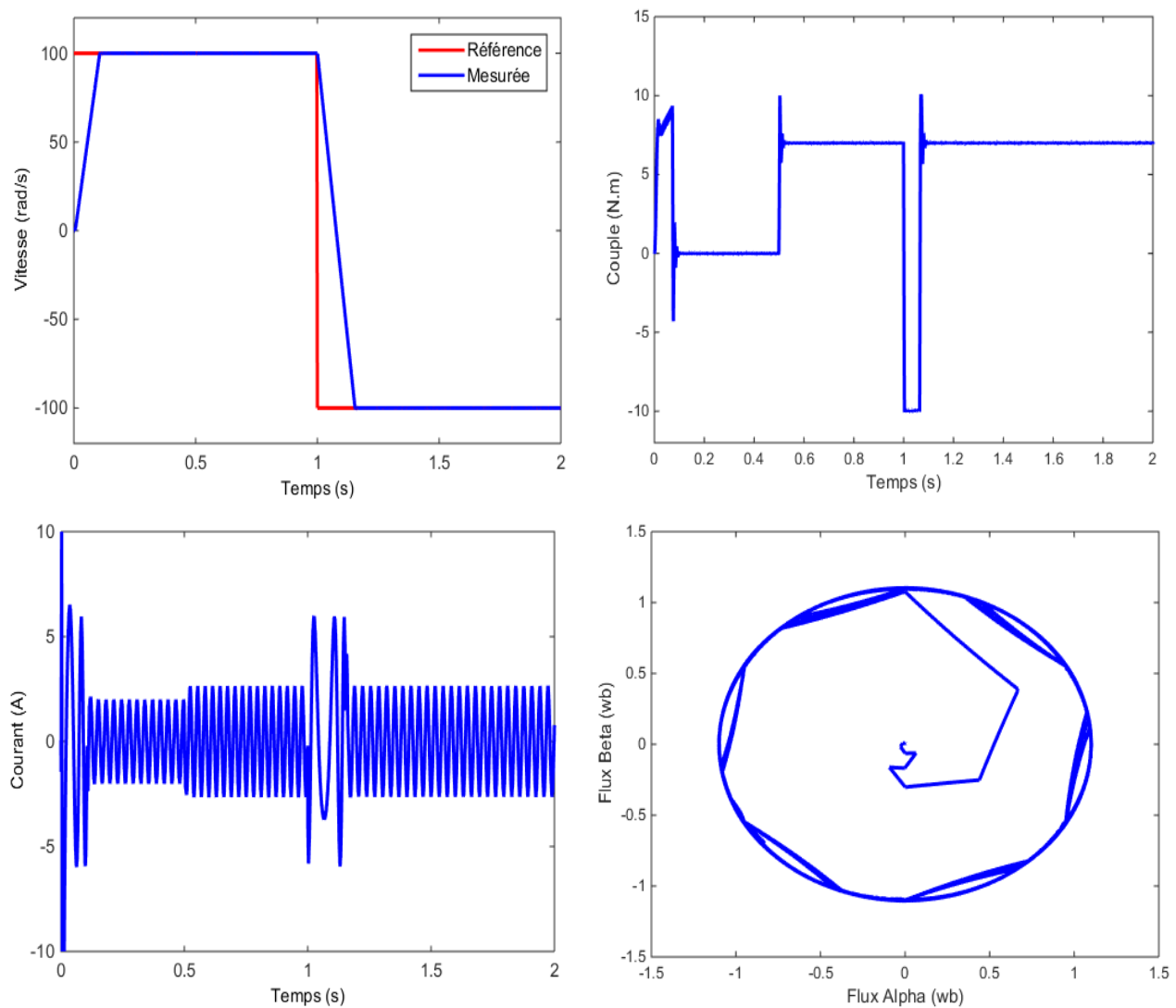


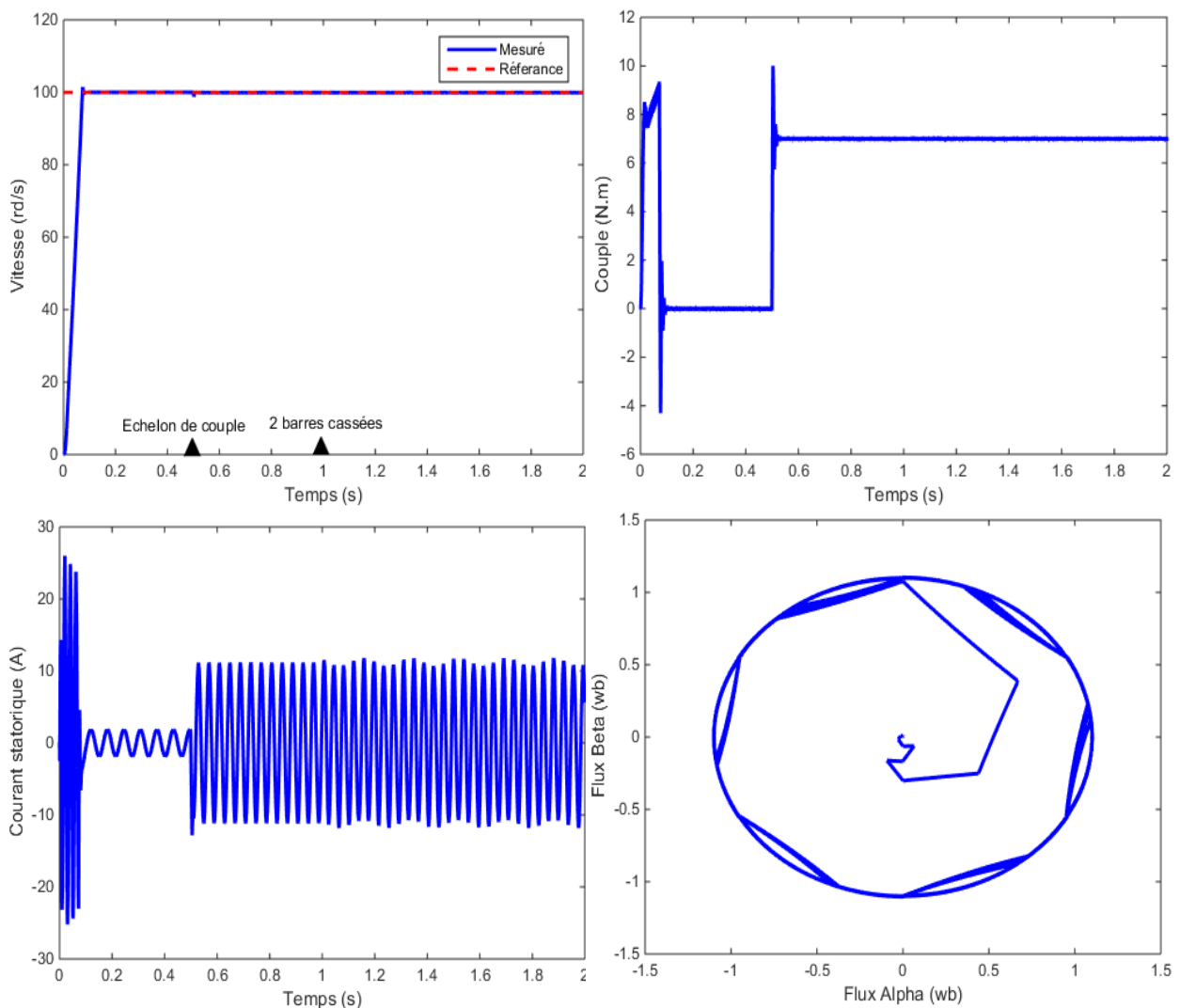
Figure III.11: Résultats de simulation lors inversion de la consigne de vitesse 100 à -100 rd/s.



### III.9.2 Machine avec défaut de cassures des barres rotoriques

La figure (III.12) illustre les courbes de vitesse et les courants statoriques de la machine en défaut de deux barres rotoriques à l'instant  $t=1$  s. L'essai est effectué pour une vitesse de référence de 100 rad/s et à charge nominale de 7 Nm.

On remarque d'après le figure (III.12) pour le fonctionnement en défaut que l'amplitude du courant statorique n'est plus constante et la vitesse n'est pas affectée par le défaut, en raison que l'effet de vitesse est compensé par le contrôle et la régulation.



**Figure III.12: DTC pour une machine avec défaut pour vitesse 100 rad/s avec défaut de cassées de deux barres rotoriques**

**III.10. Conclusion**

Le principe du contrôle direct du couple présenté dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de la dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté des machines asynchrones. Le contrôle du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou de la vitesse de la machine. Ainsi nous avons étudié l'influence du défaut rotorique sur le courant statorique.

## Conclusion Générale

Dans ce travail, une étude de la machine a été menée sur le plan de sa constitution et sa modélisation aussi bien dans le repère triphasé que dans le repère diphasé fictif de Park. Cette modélisation a permis d'exprimer le modèle de la machine dans repère unique. Cette modélisation est validée par une simulation qui a permis d'étudier le comportement des grandeurs électromagnétiques et mécaniques.

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.

La commande directe du couple de la machine asynchrone, 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 courant statorique, qui se traduit par des ondulations et déformations des allures.

---

## 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
couple résistant	7N.m

## Bibliographie.

- [1] Imad Al-Rouh, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", thèse de doctorat, université Henri Poincaré Nancy-I, 2004
- [2] L. Kerszenbaum et C. F. Landy, "The existence of large inter bar currents in the three phase squirrel cage motors with rotor-bar and en-ring faults" IEEE Transactions on Power Apparatus Systems, Vol. PAS-103, n°7, pp.1854- 1862, July 1984.
- [3] Bousseksou Modélisation analytique des machines Asynchrone application au diagnostic. Mémoire de Magister. Université Mentouri Constantine. Algérie 2007.
- [4] 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.
- [5] 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 .
- [6] Electric Power Research Institute, «Improved motors for utility applications», final report Publication EL-2678, vol. 1, 1763-1, EPRI, 1982.
- [7] S. Nandi and al., "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 4, pp. 719-729, 2005.
- [8] A. Siddique and al., "A review of stator fault monitoring techniques of induction motors" IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 1, pp. 106-114, 2005.
- [9] Sahraoui Mohamed, " Etude comparative des méthodes de diagnostic des machines asynchrones", thèse de doctorat, université Mohamed Khider de Biskra, 2010.
- [10] W. Finley and al., "An analytical approach to solving motor vibration problems", IEEE Trans on Ind. Appl., vol. 363, no. 5, pp.1467-1480, 2000.
- [11] Y. Han, Y. H. Song, "Condition monitoring techniques for electrical equipment - A Literature Survey", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 18, no. 1, pp. 4-13, 2003.
- [12] H. Ocak and al., "Estimation of the running speed and bearing defect frequencies of an induction motor from vibration data", ELSEVIER, Mechanical Systems and Signal Processing, 18, pp. 515-533, 2004.
- [13] R.D. Widdle and al., "An induction motor model for high-frequency torsional vibration analysis", ELSEVIER, Journal of Sound and Vibration, 290, pp. 865-881, 2006.
- [14] M. E. H. Benbouzid, M. Vieira, C. Theys, "Induction motor's faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 14, n° 1, pp 14-22, 1999
- [15] R. Puche-Panadero, M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, E. Hurtado- Perez, and J. Perez-Cruz, "Improved Resolution of the MCSA Method Via Hilbert Transform, Enabling the Diagnosis

- of Rotor Asymmetries at Very Low Slip", IEEE Transactions On Energy Conversion, vol. 24, no. 1, pp. 52-59, 2009.
- [16] A. M. Trzynadlowski and E. Ritchie, "Comparative investigation of diagnostic media for induction motors: A case of rotor cage faults", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, no. 5, pp. 1092- 1099, 2000.
- [17] M. Eltabach, A. Charara, and I. Zein, "A comparison of external and internal methods of signal spectral analysis for broken rotor bars detection in induction motors", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no 1, pp. 107- 121, 2004.
- [18] Babaa Fatima, " Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone Application au diagnostic des défauts statoriques ", thèse de doctorat, université Mentouri de Constantine, 2014.
- [19] Martin Blôdt, "Condition monitoring of mechanical faults in variable speed induction motor drives application of stator current time-frequency analysis and parameter estimation", thèse de doctorat, l'institut National Polytechnique de Toulouse, 200
- [20] J. S. Hsu, "Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation" IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 5, pp. 1016-1021, 1995.
- [21] Smail Bachir, "Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique", thèse de doctorat, université de Poitiers, 2002. Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] 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.
- [25] 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.
- [26] 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.
- [27] Calors Canudas "Modélisation contrôle vectoriel et DTC", Commande des moteurs asynchrones 1
- [28] A. Belhani et F. Mehazzem "Commande par DTC De La Machine Asynchrone", mémoire d'ingénieur en électrotechnique université d'Oum El-Bouaghi, juin 2007.
- [29] B. Messaoudi "Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone " thèse de magister d'électrotechnique université de BISKRA le 13/11/2007.
- [30] M. E. Haque, M. F. Rahman, "The effect of stator résistance variation on direct torque controlled of an induction motor", Australia, 2003.
- [31] J. Faiz, M. B. B. Sharifian, A. Keyhani, and A.B. Proca, "Sensorless direct torque control of induction motors used in electric vehicle energy conversion", IEEE transactions on power electronics, vol. 18, pp. 1- 10, March 2003.

- [32] L. Hoang, "Comparison of field-oriented control and direct torque control", IEEE,1999
- [33] J. Rodreguez, J. Pontt, C. Silva, S. Kouro and H. Miranda, "A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation", 35th annual IEEE power electronics specialists conference Aachen, Germany, pp. 1392-1397, 2004.
- [34] L. Tang and M.F. Rahman, "A new direct torque control strategy for flux and torque ripple reduction for induction motors drive-A Matlab/Simulink Model", School of electrical engineering and telecommunications the university of New South Wales Sydney,Australia, pp. 1-7, 2002.
- [35] L. Cristian, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "A modified direct torque control for induction motor Sensorless drive", IEEE Trans .Industrial Appl, vol. 36, pp. 122-130, Jan/Feb 2000.
- [36] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control", IEEE tran on industry electronics, pp. 787- 797, 2002.
- [37] A. Llor, B. Allard, L. Xuefang, J. M. Retif, "Comparaison of DTC implementation for Synchronous machines", Power electronics specialists conference, 2004. PESC 04. IEEE 35 th annual, volume 5, 20-25 June 2004 pages: 3581-3587 vol.5
- [38] G. Edelbaher and K. Jezernik, "Speed sensorless torque and flux control of induction motor" IEEE international symposium ind elec, ISIE'03, vol. 1, pp. 240 – 245, June 2003.
- [39] M. Abd elkebir et N. Merzoug "contrôle direct de couple d'une machine a induction" mémoire d'ingénieur université de M'SILA juin 2005

**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 directe du couple, rotor, stator, FFT, défauts, cassure de barres rotorique, diagnostic, analyse spectrale*

#### الملخص:

ملخص: هذا العمل جزء من موضوع النمذجة والتحكم والمراقبة وتشخيص أخطاء الجهاز قفص السنجاب غير المتزامن ثلاث مراحل في وجود عدم كسر القضبان الدوارة. مجالات عملها خاصة في التشغيل المتغير بالسرعة واسعة ومتنوعة: صناعية ، محلية إلخ. يتم تنفيذ تشخيص أخطاء الدوار نظراً لأن الماكينة تعمل في حلقة مغلقة من خلال استخدام التحكم في ناقلات الأمراض باستخدام منظمات نوع PI. يتم إجراء تحليل طيفي لخطأ تحويل فورييه السريع للتيار الثابت لكشف العطل. تظهر النتائج التي تم الحصول عليها تأثير انقطاع شريط على عزم الدوران الكهرومغناطيسي ، وسرعة الدوران و تيار ثابت ، مما يؤدي إلى تموجات وتشوهات المنحنيات

#### كلمات مفتاحية :

آلة غير متزامنة ، والتحكم المباشر للعزم ، الدوار ، الجزء الثابت ، FFT ، العيوب ، الكسر من قضبان الدوار ، التشخيص ، التحليل الطيفي



