



Universite Mohamed Seddik Ben  
Yahia, Jijel  
Faculté de Technologie  
Département d'Electrotechnique



## **MEMOIRE**

Présenté pour l'obtention du diplôme  
de **Master en Electrotechnique**

Spécialité :  
**Electrotechnique industrielle**

Par :  
**M<sup>r</sup>. ZAMECHE Abderrahmane**

Thème

**Modélisation et simulation des défauts d'un moteur  
asynchrone à cage**

Soutenu publiquement le : 14 /09 /2023 devant le jury d'examen :

Mr. MEDJAHED Boubkeur	Enseignant	Université Jijel	Encadrant
Mr. REZIG Ali	Enseignant	Université Jijel	Président du jury
Mr. MAOUCHE Abdelaziz	Enseignant	Université Jijel	Examineur

## *Dédicace*

*A mes parents avec toute ma gratitude pour toutes ces  
années de sacrifices et d'encouragement*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*A toute ma famille.*

*A tous mes amis ....*

*A tous ceux que j'aime*

*Je dédie ce travail.*

**ZAMECHE Abderrahmane**

**Résumé :**

Les progrès réalisés en matière d'électronique de puissance de circuits de commande en automatique ont contribué à l'utilisation grandissante des machines asynchrones dans les systèmes d'entraînements électriques. Le recours aux machines asynchrones est lié surtout à leur robustesse, leur puissance massique et leur faible coût de fabrication. Leur maintenance et leur surveillance permettent de rentabiliser les installations. Il est donc important de développer des outils de diagnostic pour détecter d'une manière précoce les défauts pouvant apparaître dans ces machines.

L'objectif de notre travail s'articule autour de la modélisation de la machine asynchrone pour la simulation des ruptures de barres et tirer les signatures de ce défaut.

**Mot clés :**

Moteur asynchrone, Diagnostic, Modèle multi enroulements, Défaut rotorique, Modèle réduit.

**Abstract :**

Advances in power electronics for automatic control circuits have contributed to the growing use of asynchronous machines in electric drive systems. The use of asynchronous machines is mainly linked to their robustness, their massive power and their low manufacturing cost. Their maintenance and monitoring make the installations profitable. It is therefore important to develop diagnostic tools to early detect faults that may appear in these machines.

The objective of our work revolves around the modeling of the asynchronous machine for the simulation of bar breaks and drawing the signatures of this defect.

**Keywords :**

Asynchronous motor, Diagnosis, Multi-winding model, Rotor fault, Reduced model,.

## Table des matières

### Chapitre I

#### Etat de l'art sur le diagnostic des défauts de la machine asynchrone

Introduction générale .....	1
I.1. Introduction .....	2
I.2. Constitution des machines asynchrones.....	2
I.2.1. Le Stator .....	4
I.2.2. Le rotor.....	5
I.2.3. Les organes mécaniques.....	5
I.3. Les défaillances des machines asynchrones.....	6
I.3. 1. Défaillances électriques .....	10
I.3. 1.1. Au niveau du stator .....	10
I.3. 1.2. Au niveau du rotor .....	12
I.3.2. Défaillances mécaniques .....	13
I.3.2.1. Défauts de roulements.....	13
I.3.2.2. Défauts d'excentricité .....	13
I.4. Panorama des méthodes de diagnostic des machines asynchrones .....	14
I.4.1. Méthodes de diagnostic avec modèle analytique .....	15
I.4.2. Méthodes de diagnostic sans modèle analytique.....	16
I.4.2.1. Méthode par traitement de signal.....	17
I.4.2.2. Diagnostic par méthodes de connaissances.....	18
I .5. Position du problème à résoudre .....	19
I.6. Conclusion.....	19

### Chapitre II

#### Modélisation du moteur asynchrone en présence de défauts rotorique

II.1. Introduction.....	20
II.2. Modèle multi enroulements .....	20
II.2.1. Calcul des inductances.....	21
II.2.1.1. Stator.....	21
II.2.1.2. Rotor .....	22

II.2.1. 3. Stator-Rotor.....	23
II.2. 3. Mise en équation.....	24
II.2. 3.1. Equation Statorique .....	24
II.2. 3.2. Equation rotorique .....	25
II.2. 3. 3. Equation globale [4].....	26
II.3. Modèle réduit .....	28
II.3. 1. Transformation vers le repère biphasé dq .....	28
II.3. 1.1. Transformation des grandeurs statoriques .....	29
II.3. 1.2. Transformation des Nr grandeurs rotoriques .....	30
II. 4. Mise sous forme d'équation d'état .....	34
II. 5. Alimentation par le convertisseur statique.....	35
II. 5.1. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux .....	36
II. 5.2. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé .....	36
II. 5. 3. Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-triangle .....	38
II.5.4. Simulation de la commande MLI sinus – triangle .....	40
II.6. Conclusion .....	41

## **Chapite III**

### **Simulation du moteur asynchrone en présence de défauts rotorique**

III.1. Introduction.....	42
III.2. Simulation de rupture de barres rotoriques.....	42
III.2.1 Résultat de simulation .....	42
III.2.1.1 Cas de la machine alimentée par le réseau .....	42
III.2.1.1.1 Cas d'une machine saine .....	42
III.2.1.1.2 Cas d'une machine avec défaut rotorique .....	45
III.2.1.2. Cas de la machine alimentée par l'onduleur .....	48
III.2.1.2.1. Cas d'une machine saine .....	48
III.2.1.2.2. Cas d'une machine avec défaut rotorique .....	50
III.3. Conclusion .....	53
Conclusion générale.....	54
Bibliographie .....	55
Annexe .....	56

## Notations et symboles

a	angle électrique entre deux mailles rotoriques [rd]
Bs	induction magnétique créée dans l'entrefer par le courant statorique [T]
Ce	couple électromagnétique [N.m]
d,q	indices pour les composantes de Park directe et en quadrature, respectivement
f	fréquence d'alimentation [Hz]
$f$	Coefficient de frottement visqueux [Nm s/rd]
J	moment d'inertie [Kg m <sup>2</sup> ]
Lp	inductance d'une barre rotorique [H]
Le	inductance totale de l'anneau de court-circuit [H]
Lrc	inductance cyclique rotorique [H]
Lsc	inductance cyclique statorique [H]
Lsf	inductance de fuite statorique [H]
Lsp	inductance magnétisante principale statorique [H]
Lsp	inductance propre statorique [H]
L	longueur active du circuit magnétique [m]
Msr,	mutuelle cyclique entre le stator- rotor [H]
Ms	mutuelle entre phase statorique [H]
n	entier naturel.
Ns	nombre de spires statoriques par phase
Nr	nombre de barres rotoriques
P	puissances [W]
$P$	opérateur de Laplace
p	nombre de paires de pôles

Rbk	résistance de la barre k [ $\Omega$ ]
Rbfk	résistance de la barre défaillante k [ $\Omega$ ]
Rb	résistance d'une barre rotorique à l'état sain [ $\Omega$ ]
Rs	résistance de l'enroulement statorique [ $\Omega$ ]
Rr	résistance de l'enroulement rotorique [ $\Omega$ ]
Re	résistance totale de l'anneau de court-circuit [ $\Omega$ ]
s,r	indices stator et rotor, respectivement
g	glissement
Ie	courant dans l'anneau de court-circuit [A]

$I_{bk}$	courant dans la barre [A]
$I_{rk}$	courant dans la boucle [A], $k=1, \dots, N_r$
$I_e$	courant dans l'anneau [A]
$I_{ds}, I_{qs}$	composantes biphasées du courant statorique direct et en quadrature [A]
$I_a, I_b, I_c$	courants des phases statoriques [A]
$V_{abc}$	les tensions statoriques [V]
$W_{co}$	la co-énergie [W.h]
$w$	vitesse de rotation mécanique [rd/s]
$w_s$	pulsation des grandeurs statoriques [rd/s]
$\sigma$	coefficient de dispersion de Blondel
$\theta$	position du rotor par rapport au stator [rd]
$\theta_r$	position du rotor par rapport au champ tournant [rd]
$\theta_R$	Angle entre la barre 1 ( $k=0$ ) et le repère l'axe d
$\theta_s$	position des grandeurs statoriques [rd]
$\mu_0$	perméabilité magnétique du vide [H.m-1]
$\Phi_{rk}$	flux magnétique créé par une maille rotorique [Wb]
$\Phi_s$	flux magnétique par pôle créé par le courant statorique [Wb]
$\Phi_{abc}$	les flux statoriques [Wb]

## Introduction générale

Aujourd'hui, la dominance de la machine asynchrone dans presque tous les domaines industriels est évidente. Car celle-ci est simple à construire, elle est robuste, son coût d'achat est abordable, son utilisation est facile et elle nécessite un minimum d'entretien. Tous ces facteurs lui ont permis de prendre une place prépondérante dans le marché industriel. Cependant aussi robuste qu'elle soit, elle n'échappe pas à des défaillances croissantes qui risquent après un certain temps de l'endommager partiellement ou la mener à l'arrêt totale. Afin d'éviter ces situations indésirables, des méthodes de détection et de diagnostic ont pris naissance. Ces méthodes ont pour but la détection des défauts dès leur naissance. Dans notre travail nous allons développer un modèle qui tient compte de la structure du rotor de la machine afin de déceler les défauts de cassure de barres rotoriques. Pour cet objectif le mémoire est divisé en trois chapitres.

Dans ce contexte, le mémoire comporte trois chapitres. Le premier chapitre traite les différents défauts qui peuvent apparaître dans les machines asynchrones ainsi que les différentes méthodes de diagnostic.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation du modèle de la machine asynchrone pour la simulation de rupture de barres. En premier lieu, nous présentons le développement du modèle multi enroulements dans une approche analytique. Par l'intermédiaire d'une transformation généralisée, nous introduisons ensuite le modèle diphasé.

Pour le troisième chapitre on présente les résultats de simulation pour le cas du modèle réduit de la machine à l'état sain et avec défaut.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude, ainsi que par des perspectives à envisager pour d'éventuelles suites à ce travail.



# Chapitre I

## Etat de L'art sur le diagnostic des défauts de la machine asynchrone

---

### I.1. Introduction

Bien que la machine asynchrone soit robuste, elle peut présenter, comme toute autre machine électrique, des défaillances d'ordre électrique ou mécanique. Ainsi, en raison des conséquences importantes et coûteuses que peut engendrer l'apparition d'un défaut sur les processus industriels, le diagnostic des défauts fait l'objet d'un intérêt grandissant depuis les deux dernières décennies [1].

Ce chapitre dresse un panorama des défauts des machines électriques et de leur diagnostic, avec une référence particulière aux machines asynchrones et à leur détection de défauts, les causes et les conséquences de ces défauts qui pouvant se produire dans les machines asynchrones et présenter ainsi les paramètres indicateurs des défauts puis les méthodes de diagnostic de ces défauts. Nous présentons ensuite divers outils issus des techniques de traitement du signal pouvant être utilisés pour la détection d'un défaut électrique et ou mécanique. Pour finir, nous discutons des méthodes de diagnostic actuellement appliquées à la machine asynchrone en précisant leurs avantages et leurs inconvénients puis poser le problème.

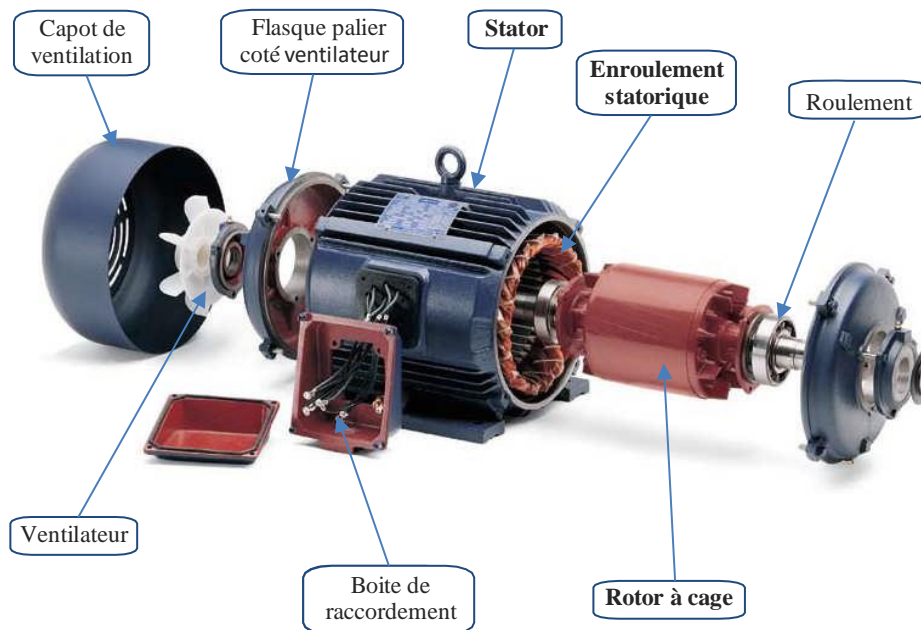
### I.2. Constitution des machines asynchrones

La machine asynchrone (MAS) est une machine électrique tournante permettant la conversion d'énergie par induction électromagnétique. Les machines asynchrones produisant une énergie mécanique à partir de l'énergie électrique sont appelées moteurs. Par contre celles qui produisent une énergie électrique à partir d'une énergie mécanique sont appelées générateurs. Toutes les machines électriques tournantes sont réversibles, la distinction moteur/générateur ne se fait que sur l'usage final de la machine. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de rotation de ces machines n'est pas synchrone avec la vitesse du champ tournant [3].

On se propose, dans cette section, de rappeler brièvement la constitution de la machine asynchrone. Cette description va nous permettre de mieux appréhender les défauts de cette machine, dans leur dimension physique.

Les machines asynchrones peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes (figure I.1) [3] :

- le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique,
- le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique,
- les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.



**Figure I.1** : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil [3].

Le principe de fonctionnement d'une MAS est basé sur 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 rotor sont coupés par le champ tournant [5]. Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant ( $\omega_s$ ) diffère de celle du rotor ( $\omega$ ). Pour caractériser la vitesse du rotor, on définit le glissement( $g$ ), qui est l'écart relatif entre  $\omega_s$  et  $\omega$  soit :

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (\text{I.1})$$

$$\omega_s = 2\pi f/p \text{ (rd/s)} \quad (\text{I.II})$$

$f$  : fréquence du réseau d'alimentation (Hz).

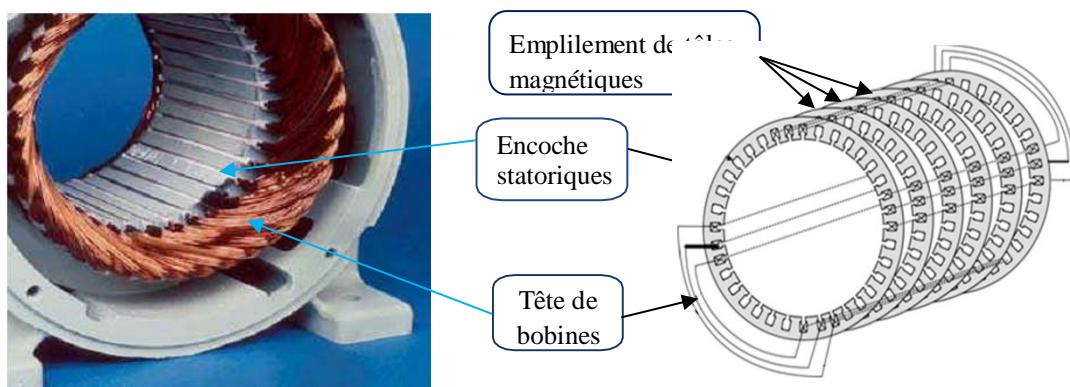
$p$  : nombre de pair de pôles.

### I.2.1. Le Stator

C'est le primaire, analogiquement au transformateur, fixe, portant un bobinage le plus souvent triphasé, logé dans des encoches constituées par l'empilement des tôles d'acier doux au silicium, voir figure II.2. Il est régulièrement réparti sur la face interne du stator et relié à la source d'alimentation. Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant 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 [2].

Les enroulements statoriques peuvent être insérés de manière imbriquée, ondulée ou encore concentrique. L'enroulement concentrique est souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone [3].

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique. La figure I.2 présente, entre autre, les différentes parties constituant le stator d'une machine asynchrone.



**Figure I.2** : Stator d'une machine asynchrone [6].

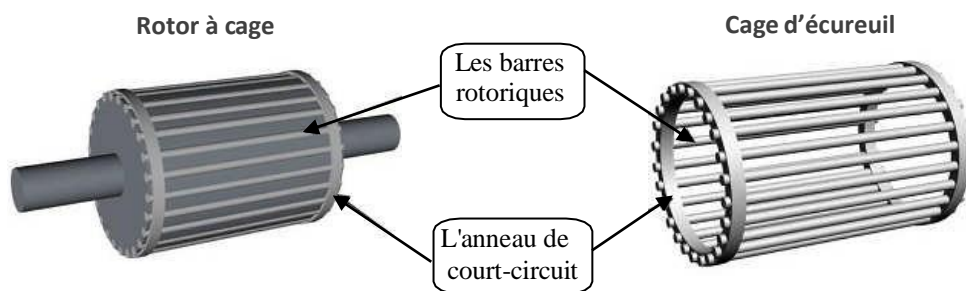
### I.2.2. Le rotor

Le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la réalisation du stator. Les rotors de machines asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cage d'écureuil.

Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique. Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine.

Concernant les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les moteurs de grande puissance ou d'aluminium pour les plus faibles puissances. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux de court-circuit, fabriqués en cuivre ou en aluminium. La figure I.3 présente les différents éléments de constitution d'un rotor à cage d'écureuil.

Dans le cas des 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. Généralement il n'y a pas d'isolation entre les barres rotoriques et le circuit magnétique. Mais la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre [8]. Le rotor de la machine asynchrone est aussi pourvu d'ailettes de ventilation pour permettre un refroidissement de la cage le plus efficace possible comme le montre la figure I.1 [3].

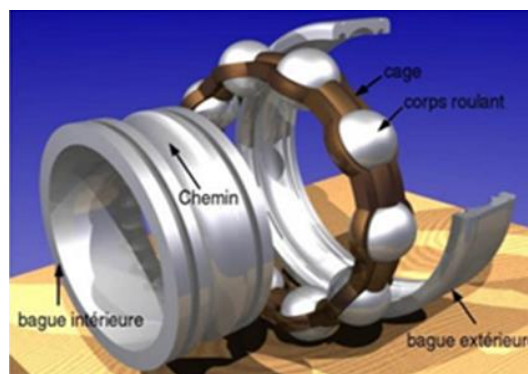


**Figure I.3** : Rotor à cage d'écureuil [3].

### I.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, des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, et des efforts de torsion. Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers sont constitués de roulements à billes. Les roulements à billes se composent généralement de deux bagues, une intérieure et l'autre extérieure, entre lesquelles existe un ensemble de billes ou de roulements tournants (figure I.4). Ces roulements sont insérés à chaud sur l'arbre, permettant ainsi d'assurer le guidage en rotation de l'arbre. Les flasques, moulés en alliage de fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage [3].

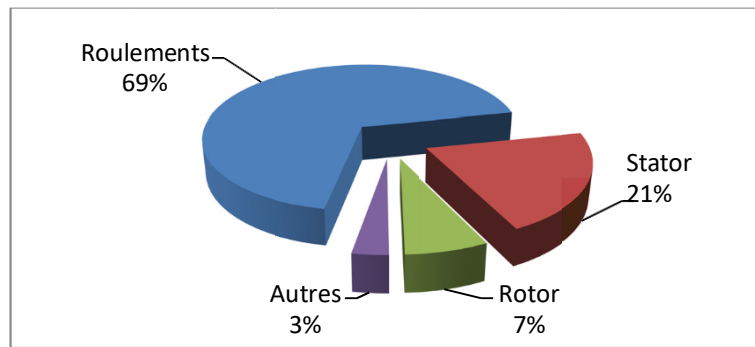


**Figure 1.4** : Vue éclatée d'un roulement à billes. [3]

L'ensemble ainsi établi à savoir le stator, le rotor et les organes mécaniques, constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil.

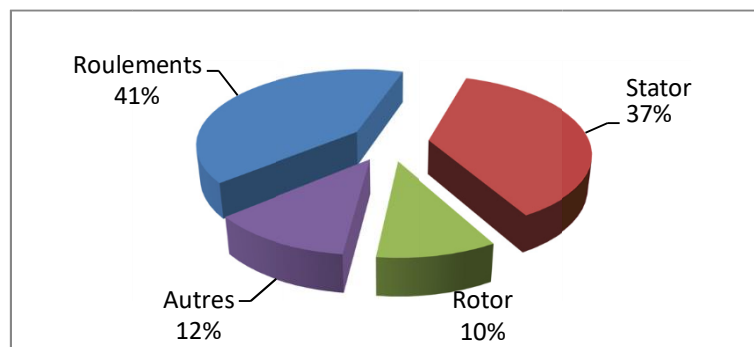
### **I.3. Les défaillances des machines asynchrones**

Bien que la machine asynchrone soit réputée robuste, elle peut parfois présenter différents types de défauts. Ces défauts se déclarent dans les différentes parties de la machine en commençant par la connexion des phases statoriques et en finissant par l'accouplement mécanique du rotor à la charge. Ces défaillances peuvent être prévisibles ou intempestives, mécaniques, électriques ou magnétiques, et leurs causes sont très variées. Une étude statistique menée par [9] sur les machines asynchrones à cage d'écureuil, exploitées dans le domaine de l'industrie pétrochimique, nous révèle que certaines pannes sont plus fréquentes que d'autres comme exposé par le diagramme de la figure I.5 en présentant le pourcentage de défauts susceptibles d'affecter ces machines de grande puissance.



**Figure I.5** : Pourcentage des défauts bonnett (2008).

Cette répartition montre que les défauts des machines de grande puissance proviennent principalement de roulements et du bobinage statorique, ceci est dû aux contraintes mécaniques plus importantes dans le cas de ces machines.



**Figure I.6** : Pourcentage des défauts Thomson (1999).

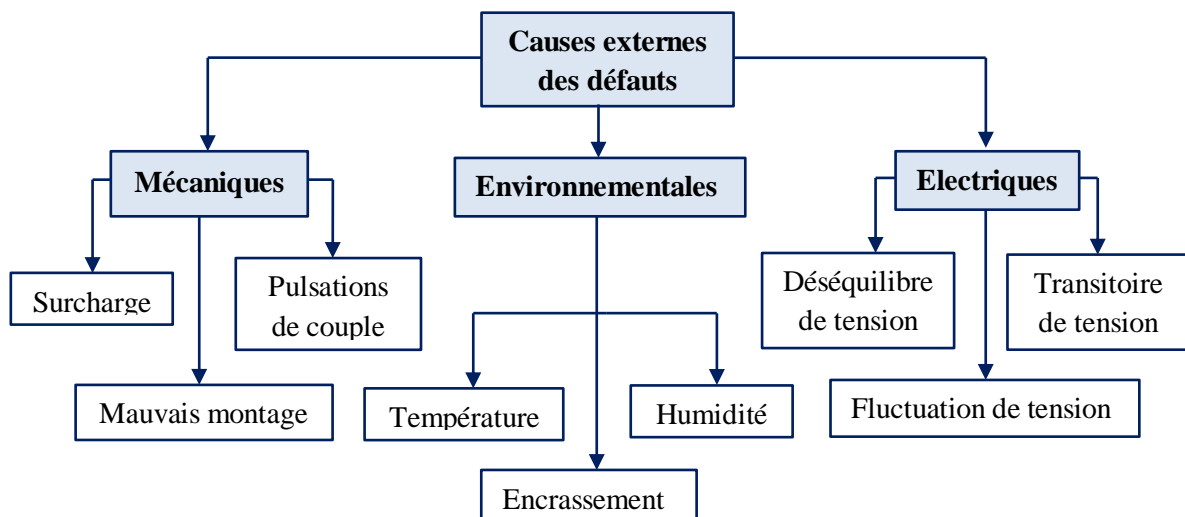
En comparant ces résultats à ceux issus de publications plus anciennes, données par le diagramme de la figure I.6, réalisés par [10] sur des machines de même type (100KW à 1MW), nous remarquons que, ces dernières décennies, la répartition du pourcentage de ces défauts a changé, du fait des conditions de fabrication des moteurs. Les défauts dans le stator et le rotor sont de moins en moins fréquents, la principale source de défaillances est constituée actuellement par les roulements. L'avancée technologique dans le domaine de l'électronique de puissance a permis aussi d'introduire des nouvelles techniques de commande des machines électriques. Dans le cas des machines commandées par des convertisseurs de puissance, les enroulements sont excités par des tensions comprenant des harmoniques de rang élevé. Cette dernière option est devenue la norme pour le contrôle des systèmes électriques. Ce type d'alimentation accélère le vieillissement de l'isolation du

bobinage statorique. Une solution est le développement d'une meilleure isolation de matériaux. Ces statistiques ne sont pas pour autant valables pour toutes les circonstances, il est à noter que ces défauts sont très sensibles aux conditions d'exploitation de ces machines et que leurs origines peuvent être très variées [4]. Recensons, par exemple, les origines :

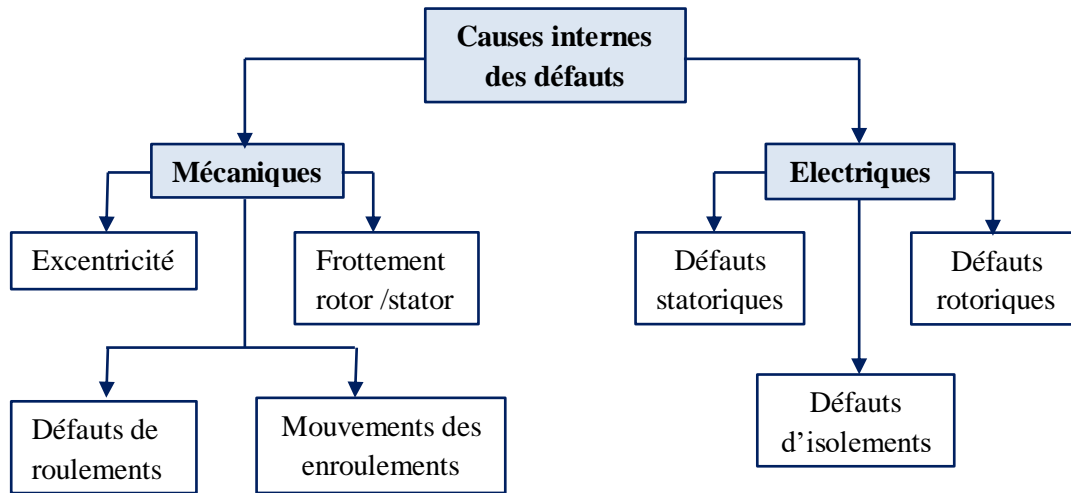
- mécaniques : mauvaise fabrication, vibrations de la machine, forces électromagnétiques déséquilibrées, forces centrifuges, fluctuations de la charge ;
- électriques : dégradation d'isolement, décharges partielles, étincelles ;
- thermiques : pertes dans le cuivre, manque de refroidissement général ou localisé
- environnementales : humidité, poussière, ...

Les défauts peuvent être classés selon leurs origines en deux catégories : interne et externe. Les défauts internes sont provoqués par les constituants de la machine (bobinages du stator et du rotor, circuits magnétiques, cage rotorique, entrefer mécanique, etc...). Les défauts externes sont causés par le type d'alimentation, la charge mécanique ainsi que par l'environnement d'utilisation de la machine.

Les causes de ces défauts sont brièvement décrites dans les organigrammes des figures 1.5 et 1.6, respectivement [4].



**Figure I.7** : Causes internes de défauts de la machine asynchrone triphasée à cage.



**Figure I.8 :** Causes externes de défauts de la machine asynchrone triphasée à cage.

Les causes des défauts au stator et au rotor sont multiples [4] les plus fréquentes d'entre eux sont énumérées ci-dessous :

▪ **Défauts statoriques :**

- Court-circuit entre spires : surtension, température excessive, vibration, humidité ;
- Court-circuit entre phases : haute température, alimentation déséquilibrée, défaut d'installation ;
- Défaut d'isolation : démarrage fréquent, décharge partielle, condition, température et humidité extrême ;
- Défaut entre le stator et carcasse : cycle thermique, abrasion de l'isolant, encrassement des spires par la carcasse, présence des points anguleux dans les encoches, choc ;
- Déplacement des conducteurs : démarrage fréquent, vibration de tête de bobines ;
- Défaillance des connecteurs : vibration excessive ;
- Vibration de la carcasse : mauvaise installation, déséquilibre magnétique, déséquilibre d'alimentation, surcharge, mouvement des enroulements, contact avec le rotor.

▪ **Défauts rotoriques :**

- défaut de roulements : mauvaise installation, déséquilibre magnétique, haute température, perte de lubrifiant, charge déséquilibrée, corrosion ;
- rupture de barres : cycle thermique, régime transitoire à longue durée ; déséquilibre magnétique;
- rupture d'une portion d'anneau : cycle thermique ;
- excentricité : mauvaise installation, déséquilibre magnétique, défauts des roulements ;



- désalignement des roulements : défaut de couplage, mauvaise installation, surcharge ;
- défaut du circuit magnétique : défaut de fabrication, surcharge, cycle thermique ;
- déséquilibre mécanique : mauvais alignement, mouvement des anneaux de court-circuit.

Ces défauts produisent un ou plusieurs symptômes qui peuvent être :

- un déséquilibre des courants de ligne et des tensions ;
- une augmentation des oscillations du couple ;
- une diminution du couple moyen ;
- une augmentation des pertes et donc une réduction de l'efficacité énergétique ;
- un échauffement excessif et donc un vieillissement accéléré.

Ainsi, dans le but d'une présentation synthétique, nous avons classé ces défauts en deux familles principales : les défauts électriques et les défauts mécaniques. Ces défauts sont donc rappelés brièvement dans l'organigramme de la figure I.7 et I.8.

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

- Comprendre leur genèse de manière à prévoir leur gravité et leur développement.
- Analyser leur impact sur le comportement de la machine et en déduire les signatures permettant, à posteriori, de remonter jusqu'à la cause de la défaillance [1].

### **I.3. 1. Défaillances électriques**

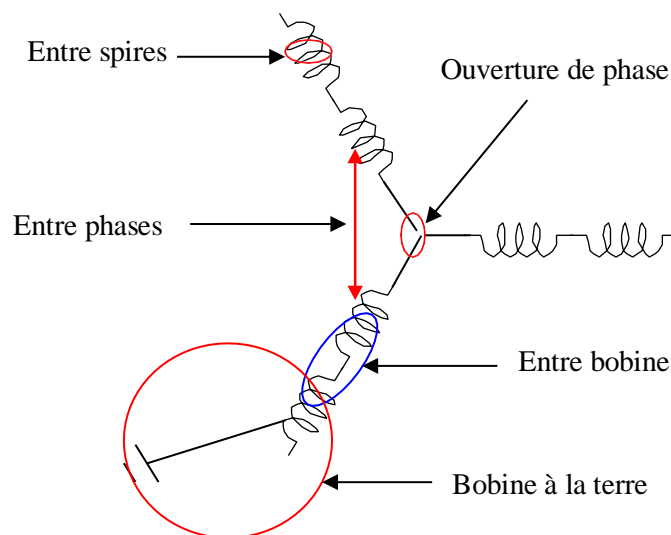
Les défaillances électriques, au niveau du stator ou au niveau du rotor, peuvent avoir plusieurs formes et plusieurs causes. A titre d'exemple : le déséquilibre des tensions d'alimentation de la machine ou encore les démarrages fréquents provoquent un échauffement excessif des bobinages statoriques conduisant à terme à une destruction locale de l'isolant. De même, les efforts électrodynamiques que subissent les conducteurs des phases, se traduisent par des vibrations mécaniques ayant pour effet de détériorer l'isolant. Sur le plan électrique, les fronts de tension générés par les convertisseurs statiques accentuent le phénomène et réduisent, par conséquent, la durée de vie de l'isolant des conducteurs. Quant aux origines environnementales, nous pouvons citer l'humidité, les produits corrosifs ou abrasifs, . . .

#### **I.3. 1.1. Au niveau du stator**

Les défauts statoriques se manifestent sous la forme d'un court-circuit inter spires, d'un court-circuit entre deux phases ou d'un court-circuit entre une phase et la carcasse.

Il est schématisé par la connexion franche entre deux points du bobinage (figure I.9). Les courts-circuits entre phases apparaissent préférentiellement dans les têtes de bobines, puisque c'est dans celles-ci que les conducteurs de phases différentes se côtoient. Les courts-circuits entre spires de la même phase peuvent apparaître soit au niveau des têtes de bobines soit dans les encoches (figure I.10), ce qui entraîne une diminution du nombre de spires effectives de l'enroulement.

Un court-circuit entre phases provoquerait un arrêt net de la machine. Cependant, un court-circuit entre une phase et le neutre (via la carcasse) ou entre spires d'une même phase n'a pas un effet aussi radical. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui a une répercussion directe sur le couple. Ce type de défaut perturbe aussi sensiblement les commandes développées sur la base du modèle de Park (hypothèse d'un modèle équilibré). [1-3]



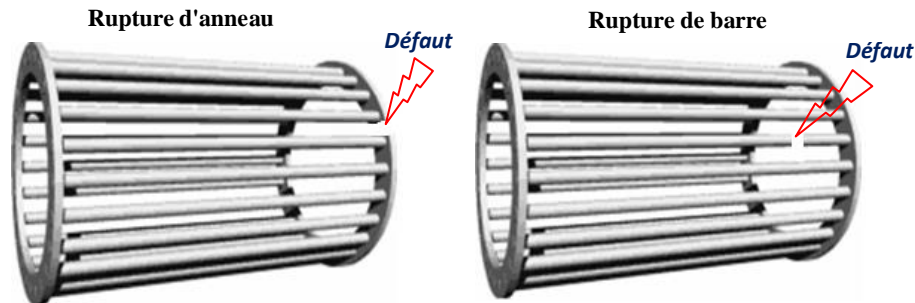
**Figure I.9** : Représentation des différents défauts statoriques possible [7].



**Figure I.10** : Défaut de court-circuit entre spires [3].

### I.3. 1.2. Au niveau du rotor

Un rotor bobiné peut être affecté par les mêmes défauts que le stator. Pour un rotor à cage les défauts se résument à la rupture de barres ou à la rupture d'anneaux de court-circuit (figure I.11).



**Figure I.11** : Défaut de rupture de barre et d'anneau de court-circuit.

Ces ruptures de barres ou de portions d'anneau peuvent être dues, par exemple, à une surcharge mécanique (démarrages fréquents,...), à un échauffement local excessif ou encore à un défaut de fabrication (bulles d'air ou mauvaises soudures). Ce défaut fait apparaître des oscillations sur les courants et le couple électromagnétique d'autant plus apparentes que l'inertie est très grande (vitesse constante). Lorsque l'inertie de l'entraînement est plus faible, des oscillations apparaissent sur la vitesse mécanique et sur l'amplitude des courants statoriques.

La cassure de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. En fait les cassures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux, d'autant que les portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge de couple et donc des courants peuvent entraîner leur cassure.

Un défaut de rupture de barres n'induit pas à un arrêt de la machine, du fait que le courant qui traversait la barre cassée se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, ce qui peut conduire à leur rupture, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt de la machine.

Devant la multitude des défauts envisageables et les conséquences de leurs apparitions, les techniques de surveillance se sont rapidement imposées auprès des utilisateurs des machines électriques. Elles commencent également à intéresser les concepteurs [1].

### I.3.2. Défaillances mécaniques

Plus de 40% de défauts de moteurs asynchrones sont des défauts mécaniques. Ces défauts peuvent être des défauts de roulements, des défauts d'excentricité,...

#### I.3.2.1. Défauts de roulements

La raison principale des défaillances des machines concerne les défauts des roulements à billes qui ont de nombreuses causes telles que la contamination du lubrifiant, l'usure abrasive, l'humidité, la corrosion, le montage incorrect, des ajustements incorrects des bagues sur l'arbre ou dans le palier, glissement des éléments roulants, la défaillance de la cage ou des joints, une charge excessive ou encore des causes électriques comme la circulation de courants de fuite induits par les onduleurs à MLI.

Les défauts de roulements entraînent de manière générale plusieurs effets mécaniques dans les machines tels qu'une augmentation du niveau sonore et l'apparition de vibrations. Il a été montré également que les défauts de roulements induisent des variations dans le couple de charge de la machine asynchrone [3-2]. La figure I.12 présente un défaut de cage à bille.



**Figure I.12** : Défaut de cage à bille [2].

#### I.3.2.2. Défauts d'excentricité

Les conséquences des défauts mécaniques se manifestent généralement au niveau de l'entrefer : par des défauts d'excentricité statique, dynamique [4] ou mixte (figure I.13) :

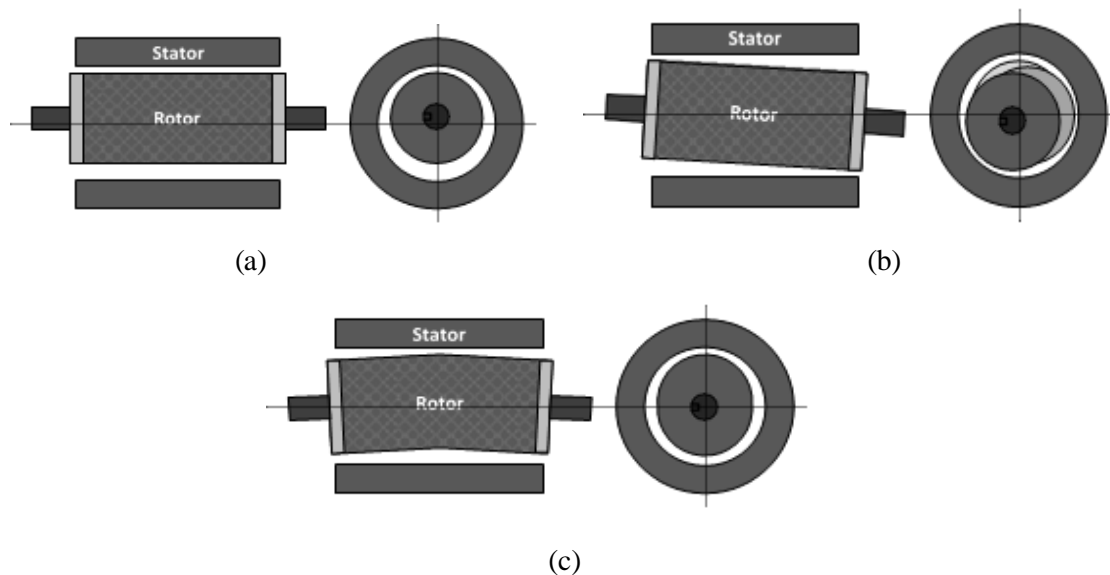
- Le défaut d'excentricité statique est généralement dû à un désalignement de l'axe

de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator, dont la cause la plus fréquente est un défaut de centrage des flasques.

- Le défaut d'excentricité dynamique peut être causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes.

- L'excentricité mixte, la plus fréquente, est la combinaison d'une excentricité statique et d'une excentricité dynamique.

Une analyse vibratoire, une analyse par ultrasons, une analyse fréquentielle des courants absorbés ou simplement une analyse visuelle de l'arbre de la machine permettent de détecter ces types de défaillance. Nous pouvons trouver dans la littérature des ouvrages très complets qui traitent ces divers problèmes [11, 12].



**Figure I.13** : Types d'excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte. [4]

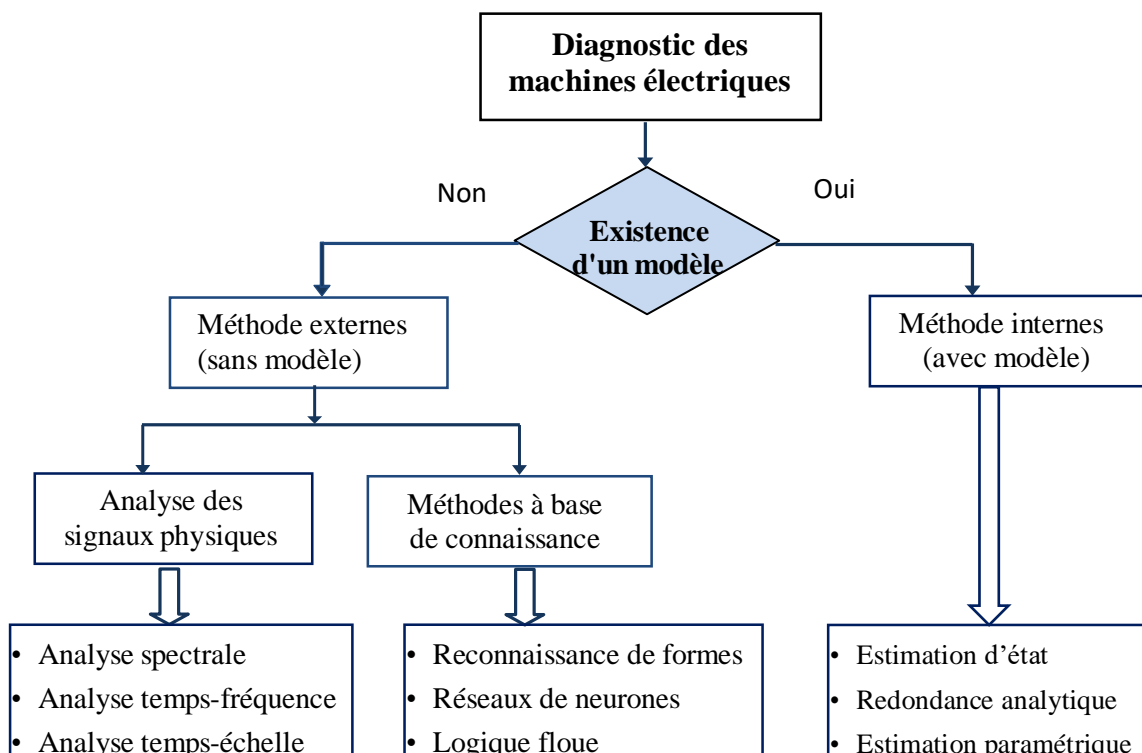
#### I.4. Panorama des méthodes de diagnostic des machines asynchrones

La recherche de signatures ou d'indicateurs de défauts a pour but de caractériser le fonctionnement d'un système en identifiant le type et l'origine de chacun des défauts. Ceci permet d'assurer une certaine discrimination des pannes ou des anomalies qui se produisent.

L'apparition d'un défaut au niveau de l'entraînement modifie le fonctionnement de ce dernier, ce qui affecte ses performances. Etant donné la diversité de ces défauts et la complexité des relations de cause à effet, de nombreuses méthodes, permettant de réaliser

une démarche de diagnostic et de prévenir au mieux la dégradation du système surveillé, ont été développées.

Le but de cette section est de présenter un panorama non exhaustif des méthodes de diagnostic appliquées aux machines électriques. Ces méthodes sont classées en deux grandes catégories, celles qui utilisent un modèle analytique du système et celles qui se dispensent de ce modèle. L'approche analytique est plutôt inspirée par les automaticiens, alors que les communautés du génie électrique et du traitement du signal préfèrent s'intéresser à des méthodes plus heuristiques. Ces méthodes de diagnostic sont reportées sur la figure 1.14. [3]



**Figure I.14** : Méthodes de surveillance d'une machine électrique soumise à un défaut.

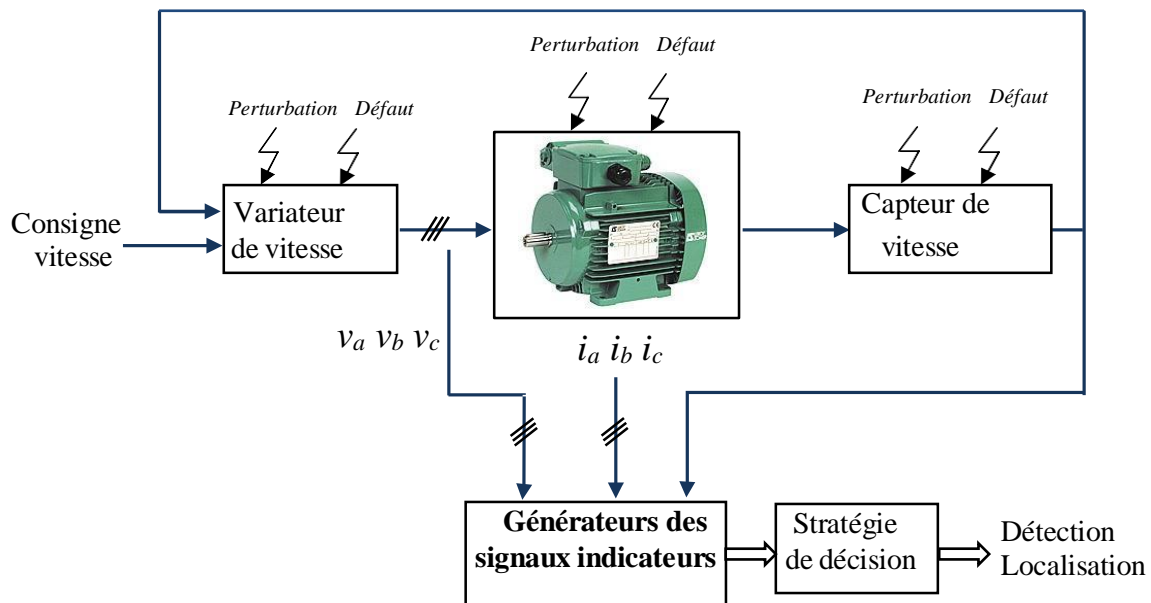
#### I.4.1. Méthodes de diagnostic avec modèle analytique

Le principe de ce type de méthodes repose sur l'utilisation d'un modèle mathématique du système à surveiller. Pour notre cas, cela consiste à comparer le comportement de la machine réelle (éventuellement défaillante) à celui d'un modèle de représentation soumis aux mêmes excitations ; ce modèle de représentation peut correspondre à un modèle sain de la machine ou à un modèle spécifique caractérisant le défaut étudié. Cette comparaison entre le modèle et le système réel fait apparaître des

différences sur certaines grandeurs caractéristiques et forment ainsi des résidus. Ces derniers sont exploités afin de construire un indicateur de présence du défaut étudié. Afin de générer ces résidus, trois approches sont couramment utilisées :

- la surveillance par estimation d'état,
- la surveillance par génération de résidus (redondance analytique)
- la surveillance par estimation paramétrique.

Bien que ces approches soient différentes, leur but est le même ; il consiste à générer un vecteur caractéristique : le résidu, qui est sensiblement nul en absence de défauts et non nul en leur présence. Ainsi, le problème de diagnostic des défauts par ces méthodes peut se reformuler sous la forme d'un problème de génération de résidus. Ces derniers se devant de justifier de certaines propriétés. Le principe général du diagnostic à base de modèles analytiques appliqué à la machine asynchrone est illustré sur la figure I.15 [3].



**Figure I.15 :** Principe général du diagnostic à base de modèles analytiques [6].

#### I.4.2. Méthodes de diagnostic sans modèle analytique

Ces méthodes ne nécessitent pas forcément de modèle précis du système mais reposent plutôt sur une reconnaissance de signatures. Les signatures de défauts, obtenues par modélisation ou par mesure sur maquette, sont généralement classées dans une base de données. L'analyse est réalisée par une interprétation du type signal ou par système expert...

Les défauts étudiés par ces méthodes de diagnostic sont [1] :

- la rupture de barres ou de portions d'anneaux au rotor,

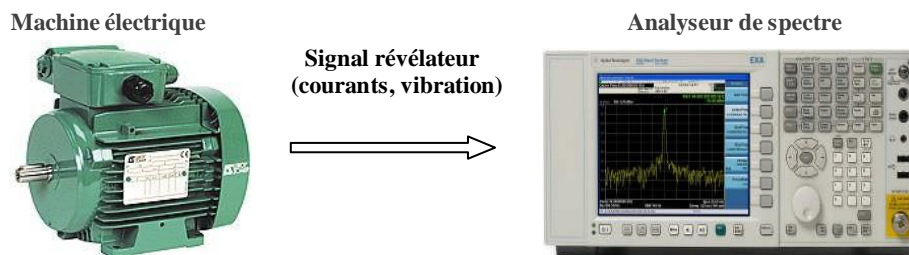
- l'excentricité statique et dynamique,
- la défaillance des paliers,
- le court-circuit entre spires au stator.

#### I.4.2.1. Méthode par traitement de signal

Pour des raisons de simplicité et d'efficacité, l'approche signal est très utilisée actuellement en diagnostic. Cette approche repose sur la connaissance du comportement du système sain, elle est ensuite comparée avec les signaux mesurés. Les méthodes courantes d'analyse des signaux de diagnostic en régime transitoire et en régime permanent sont l'analyse spectrale, le spectrogramme, l'analyse temporelle et la distribution de Wigner-Ville.

Les approches basées sur l'analyse de la signature spectrale (figure I.16) sont les plus couramment rencontrées pour détecter la présence d'une anomalie. Le principal défaut de l'analyse spectrale est qu'elle est très sensible à la qualité de la mesure, ainsi qu'à la fréquence d'échantillonnage et au nombre d'échantillons. Les procédures de surveillance de fonctionnement sont généralement orientées vers des défaillances spécifiques intervenant sur l'une des trois parties de la machine : le stator, le rotor ou les paliers.

Pour extraire de manière précise les informations relatives aux défauts, les recherches ont été particulièrement dirigées vers le spectre des courants statoriques pour deux raisons. Les courants sont faciles à mesurer, ils fournissent des informations sur de nombreux défauts. Mais la mesure des signaux puis leurs traitements dans le domaine spectral « FFT » ne peuvent servir, en terme d'identification, que si les composantes fréquentielles définies pour chaque défaut sont connues. Outre cette limitation, cette méthode nécessite un nombre suffisant de points d'acquisition pour garantir une précision fréquentielle minimale. Cette technique est généralement utilisée durant le régime permanent de la machine [1].



**Figure I.16** : Schéma de principe de la surveillance par analyse spectrale [3].

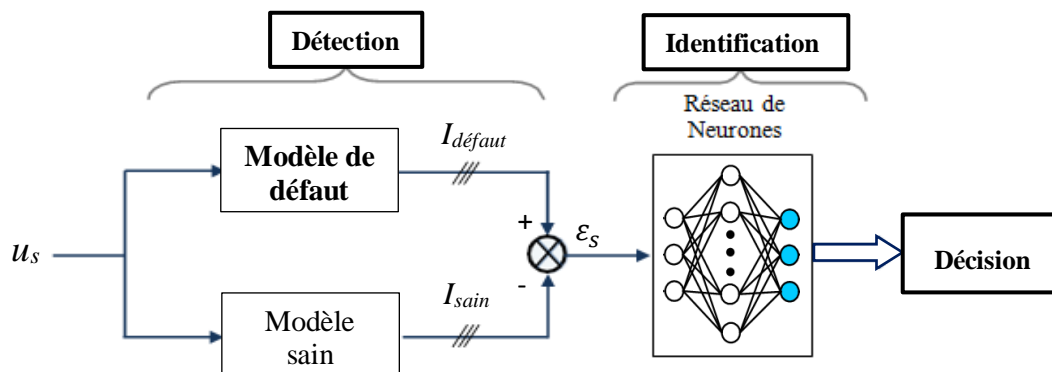


Ces méthodes ont l'avantage de l'indépendance de l'analyse par rapport aux fluctuations internes du système. D'autre part, l'information contenue dans les signaux, n'étant pas filtrée par la modélisation, reste intacte [3].

#### I.4.2.2. Diagnostic par méthodes de connaissances

Comme pour les méthodes précédentes basées sur l'analyse des signaux, les méthodes dites de connaissances, se basent sur des données issues du système étudié sans passer par la formulation d'un modèle analytique. Cependant, ces méthodes utilisent en plus les techniques de classification comme la reconnaissance de formes ou les outils liés à l'intelligence artificielle (réseaux de neurones, logique floue, réseaux bayésiens) afin de renseigner précisément sur l'état du système.

Dans la littérature, l'approche par réseaux de neurones a été particulièrement étudiée ces dernières années pour la détection et localisation des défauts dans les machines électriques. Par exemple dans, la détection des courts-circuits entre spires au stator par la méthode neuronale utilise, en entrée, les tensions et les courants statoriques ainsi que le déphasage entre ces deux grandeurs électriques (figure I.17) [3].



**Figure I.17** : Principe de diagnostic des défauts par réseau de neurones [3].

Dans tous les cas, ces méthodes nécessitent une bonne connaissance au préalable de la machine et du réseau électrique associé, en définissant une base de données initiale la plus précise possible afin de s'assurer de la fiabilité du diagnostic.

Ces deux types de méthodes de diagnostic, internes et externes, donnent un large éventail de signatures plus ou moins pertinentes vis-à-vis des différents défauts pouvant se produire sur un moteur électrique. Ces méthodes ne doivent pas être mises en concurrence, mais au contraire peuvent être utilisées de manière complémentaire pour tirer parti de leurs avantages respectifs.

### **I.5. Position du problème à résoudre**

A la lumière de l'état de l'art du diagnostic de la machine asynchrone, il a été constaté que les défauts des machines sont très nombreux leurs signatures sont très variantes. En conséquence, pour pouvoir simuler certains défauts, il est nécessaire d'élaborer des modèles mathématiques qui peuvent révéler ces signatures. À cet effet, nous nous intéresserons au développement du modèle de la MAS qui permet de simuler certains défauts rotoriques. Ce modèle dite multi enroulement sera dédié au diagnostic pour en sortir certains paramètres indicateurs des défauts.

### **I.6. Conclusion**

Ce chapitre est essentiellement consacré à l'état de l'art de la machine asynchrone, nous avons rappelé les éléments constructifs et panorama de recensement des défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil et nous avons également décrit la majorité des défauts qui peuvent apparaître ainsi que leurs causes et influences sur le comportement de la machine, puis discutons des paramètres indicateurs de défauts.

Nous avons essayé de présenter un aperçu des méthodes et des techniques de surveillance et de diagnostic de machines électriques. Deux grandes familles de méthodes ont été passées en revue : celles basées sur un modèle analytique de la machine et les méthodes sans modèle, basées sur l'analyse de Fourier et sur une approche heuristique.

Le chapitre suivant est consacré à la modélisation de la machine asynchrone en présence de défauts ainsi son alimentation.

---

## Chapitre II

---

### Modélisation du moteur asynchrone en présence de défauts

---

rotorique

#### II.1. Introduction

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

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

Pour cela il fallut s'orienter vers des modèles plus sophistiqués (modèles de type circuit, modèle multi enroulements) pour une description adaptée aux défauts, que ce soit pour une simulation plus réaliste ou pour une utilisation dans la méthode de détection [13]. Et c'est ce que nous allons voir dans ce chapitre.

#### II.2. Modèle multi enroulements

La simulation de la machine asynchrone à cage d'écurueil en présence de défaut de barre cassée est effectuée par un modèle qui met en évidence l'influence des défauts étudiés sur les grandeurs mesurables de la machine, principalement les courants, afin d'étudier les phénomènes mise en jeu, deux approches sont possibles, la première s'appuie sur la distribution des champs et des courants en tout point de la machine, et permet de simuler son fonctionnement en régime de défaut, cette méthode coûteuse en temps de calcul, et nécessite la connaissance des paramètres géométriques et des caractéristiques des matériaux relatifs au moteur asynchrone, la seconde approche consiste à modéliser le rotor de la machine par des mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement, c'est à cette dernière que nous nous sommes intéressés afin de disposer d'un modèle mathématique où les paramètres mesurables apparaissent explicitement et ne nécessitent pas d'outils de calcul complexes[13][4].

Considérons tout d'abord une machine de  $m N_r$  enroulements avec les hypothèses suivantes :

- $m$  enroulements statoriques identiques à axes de symétrie pour permettre d'avoir une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer et que même les harmoniques résultantes de la distribution spatiale de bobine sont nulles ;
- $N_r$  barres isolées, uniformément réparties sur la surface du rotor et court-circuitées par deux anneaux, ce qui permet d'éliminer les courants inter-barres et leurs effets ;
- entrefer uniforme ;
- saturation négligeable ;
- circuit magnétique linéaire ;
- les pertes par courants de Foucault, le frottement (friction) et l'effet de peau sont négligées.

## II.2.1. Calcul des inductances

### II.2.1.1. Stator

L'induction due à la bobine statorique de la phase  $m$  s'écrit [15] :

$$B_{sm}(\theta) = \frac{2\mu_0 N_s I_s}{ep\pi} \cos(p\theta - (m-1)m \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{II.1})$$

$m = 1, 2, 3$  (a, b, c)

Par conséquent, le flux principal de l'enroulement statorique :

$$\Phi_{sp} = \frac{4\mu_0 N_s^2}{ep^2\pi} RL I_s \quad (\text{II.2})$$

D'où l'inductance magnétisante principale :

$$L_{sp} = \frac{\Phi_{sp}}{I_s} = \frac{4\mu_0 N_s^2}{ep^2\pi} RL \quad (\text{II.3})$$

Les hypothèses du système à trois axes et de répartition sinusoïdale de la force magnétomotrice permettant de passer directement aux expressions des inductances mutuelles entre bobinages statorique  $M_s$  et l'inductance propre statorique  $L_s$  [13] :

$$M_s = M_{s(ab)} = M_{s(ac)} = M_{s(bc)} = L_{sp} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.4})$$

Et

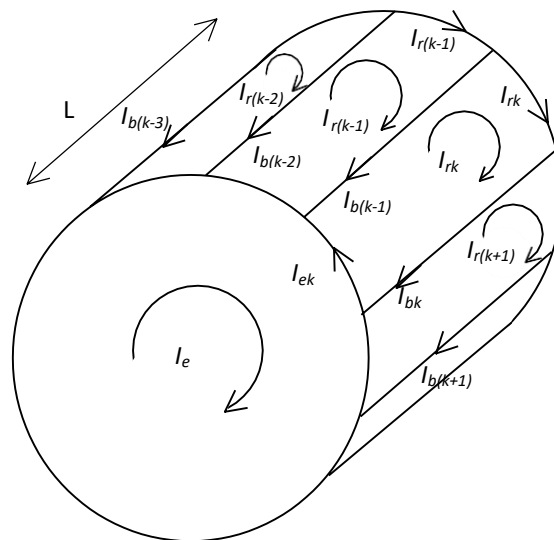
$$L_s = L_{s1} = L_{s2} = L_{s3} = L_{sp} + L_{sf} = \frac{4\mu_0 N_s^2}{ep^2\pi} RL + L_{sf} \quad (\text{II.5})$$

Où  $L$  est la longueur du rotor,  $e$  la longueur moyenne de l'entrefer et  $R$  rayon de la machine au milieu de l'entrefer.

L'inductance propre de la bobine du stator  $L_s$  est la somme de l'inductance principale magnétisante  $L_{sp}$  et l'inductance de fuite  $L_{sf}$ .

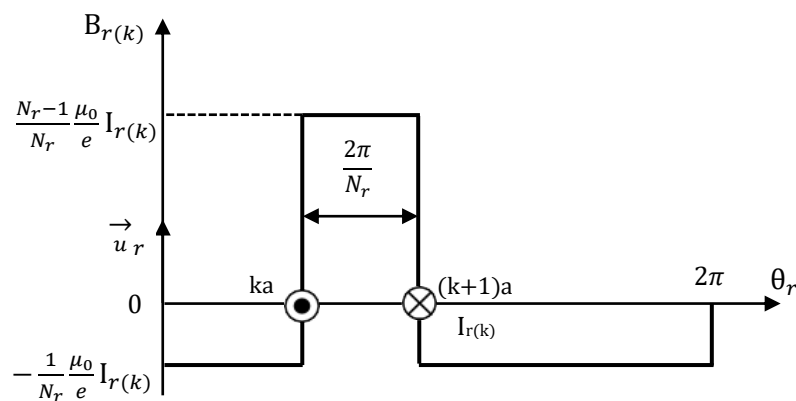
### II.2.1.2. Rotor

Le rotor à cage est représenté par la figure II.1. La figure II.2 représente la forme d'onde de l'induction produite par la maille rotorique  $k$ .



**Figure II.1** : Schéma équivalent de mailles rotorique. [15]

$I_{rk}$  est le courant qui traverse la boucle  $k$ ,  $I_e$  est le courant que parcourt l'anneau et  $I_{bk}$  est le courant qui traverse la barre  $k$  du rotor à cage.



**Figure II.2** : Induction produite par une maille rotorique. [13]

On voit bien, à travers la figure II.2, qu'il n'est pas possible de retenir l'hypothèse du premier harmonique en ce qui concerne l'induction produite par une maille du rotor.

Partant de cette répartition, on calcule alors l'inductance principale d'une maille rotorique  $L_{rp}$  ainsi que la mutuelle entre deux mailles  $M_{rr}$  [15] :

$$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi LR \quad (\text{II.6})$$

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi LR \quad (\text{II.7})$$

### II.2.1. 3. Stator-Rotor

L'induction produite par la bobine statorique de la phase  $m$  induit dans la maille rotorique  $k$  le flux [15] :

$$\Phi_{smrk} = \int_{S_{rk}} \vec{B}_{sm} \vec{d}S_{rk} = - \int_{\frac{\theta}{\pi} + k \frac{2\pi}{N_r} - \frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta}{\pi} + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}} B_{sm}(\theta') LR d\theta' \quad (\text{II.8})$$

$$\Phi_{smrk} = \frac{2\mu_0}{e p \pi} N_s I_s LR \frac{1}{p} \left[ \sin \left( p\theta' - m \frac{2\pi}{3} \right) \right]_{\frac{\theta}{\pi} + k \frac{2\pi}{N_r} - \frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta}{\pi} + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}} \quad (\text{II.9})$$

Avec :  $\theta' = \frac{\theta}{\pi} + k \frac{2\pi}{N_r}$ ,

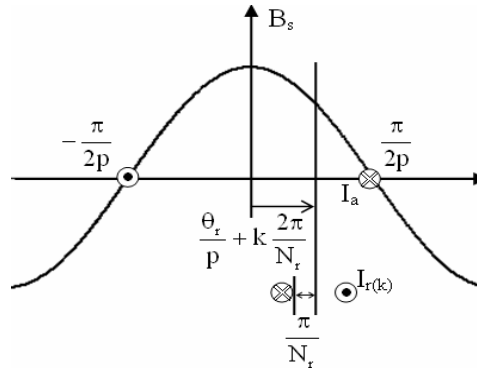
Il en résulte la mutuelle stator-rotor entre la phase statorique  $m$  et la maille rotorique  $k$  :

$$M_{smrk} = -M_{sr} \cos \left[ \left( \left( \theta - m \frac{2\pi}{3} + ka \right) \right) \right] \quad (\text{II.10})$$

Où

$$M_{sr} = \frac{4\mu_0}{e \pi p^2} N_s LR \sin \left( \frac{a}{2} \right) \quad (\text{II.11})$$

Et  $a = p \frac{2\pi}{N_r}$  est l'angle électrique entre deux mailles rotoriques (figure II.3).

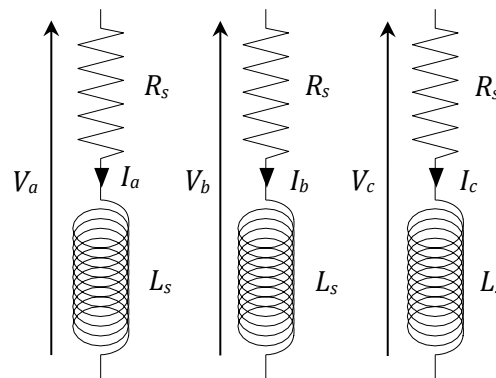


**Figure II.3** : Position de la maille rotorique  $k$ , par rapport à la bobine statorique de la phase. [13]

### II.2. 3. Mise en équation

#### II.2. 3.1. Equation Statorique

Les équations électriques du stator sont élaborées à partir de la théorie des circuits. Les circuits statoriques sont présentés dans la figure la Figure II.4.



**Figure II.4** : Circuits électriques adoptés pour la modélisation des trois phases statoriques. [19]

Les équations des tensions des trois phases statoriques sont :

$$[V_s] = [V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] \quad (\text{II.12})$$

$[V_{abc}] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$  Vecteur de tension statorique

$[I_{abc}] = [I_s] = [I_a \ I_b \ I_c]^T$  Vecteur de courants statorique

$[\Phi_{abc}] = [\Phi_s] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$  Vecteur de flux statorique

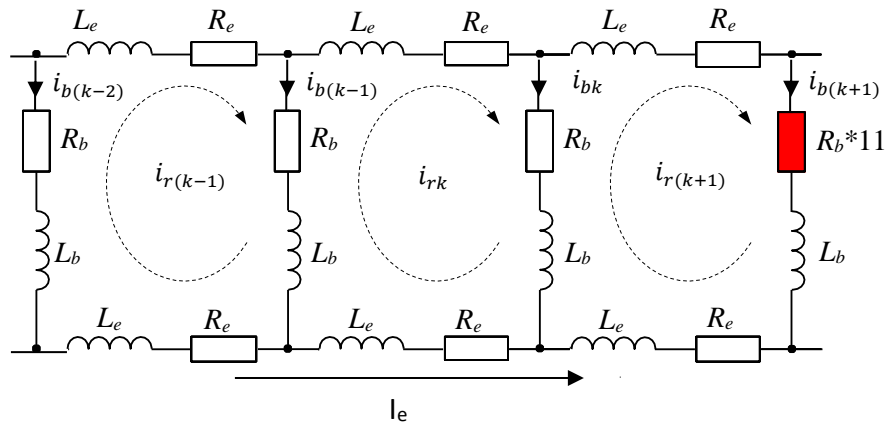
Avec  $[R_s]$  la matrice de résistance du stator donnée par :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Où  $R_s$  représente la résistance de phase d'un enroulement statorique.

### II.2. 3.2. Equation rotorique

La cage d'écurueil de la machine se compose de  $N_r$  encoches rotoriques (nombre de barres rotoriques) qui peuvent se décomposer en  $N_r + 1$  circuits électriques rotoriques indépendants (figure II.1). À chacun de ces circuits (boucles) on associe un courant, ce qui amène à calculer  $N_r + 1$  courants rotoriques. Chaque barre rotorique est modélisée par une inductance en série avec une résistance, tout comme chaque segment d'anneau de court-circuit [4]. Cette topologie des circuits rotoriques nous permettrons d'envisager la rupture de n'importe quelle barre ou de portion d'anneaux. Le nombre d'équations différentielles obtenues est égal au nombre de barres plus un (tenant compte de l'un des deux anneaux)



**Figure II.5** : Circuits électriques adoptés pour la modélisation du rotor d'une machine asynchrone à cage d'écurueil en présence d'une barre cassée. [4]

L'équation électrique de la boucle du rotor  $k$  ( $1 < k \leq N_r$ ) nous donne :

$$R_e i_{rk} + R_{bk} i_{bk} + R_e (i_{bk} - i_e) - R_{b(k-1)} i_{b(k-1)} + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} = 0 \quad (\text{II.14})$$

$$i_{bk} = i_{rk} - i_{r(k+1)} \quad (\text{II.15})$$

$R_{bk}$  : Résistance de la barre  $k$ .

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II.16})$$

Avec :



$[V_r]_{(1 \times (N_r+1))} = [0 \ \dots \ \dots \ 0 \ 0]^T$  Vecteur de tension rotorique

$[I_r]_{(1 \times (N_r+1))} = [I_{r0} \ I_{r1} \ \dots \ I_{r(N_r-1)} \ I_e]^T$  Vecteur de courant rotorique

$[\Phi_r]_{(1 \times (N_r+1))} = [\Phi_{r0} \ \Phi_{r1} \ \dots \ \Phi_{r(N_r-1)} \ \Phi_e]^T$  Vecteur de flux rotorique.

### II.2. 3. 3. Equation globale [4]

Le modèle mathématique du moteur asynchrone à cage d'écurueil peut s'écrire :

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt} [\Phi] = [R][I] + \frac{d}{dt} ([L][I]) \quad (\text{II.17})$$

Où  $[V]$  représente la matrice globale de tension, donnée par la relation :

$$[V] = [[V_s] \ [V_r]]^T \quad (\text{II.18})$$

$[\Phi]$  est la matrice globale de flux :

$$[\Phi] = [[\Phi_s] \ [\Phi_r]]^T \quad (\text{II.19})$$

$[I]$  est la matrice globale de courant :

$$[I] = [[I_s] \ [I_r]]^T \quad (\text{II.20})$$

$[R]$  est la matrice globale de résistance :

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s] & [0]_{3 \times (N_r+1)} \\ [0]_{(N_r+1) \times 3} & [R_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

La matrice  $[R_r]$  est symétrique de type  $N_r + 1$  par  $N_r + 1$ , où  $R_e$  est la résistance d'anneau et  $R_b$  la résistance d'une barre rotorique :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{rr} & -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & R_{rr} & -R_b & \dots & 0 & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & R_{rr} & -R_b & -R_e \\ -R_b & 0 & 0 & \dots & -R_b & R_{rr} & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & \dots & -R_e & -R_e & N_r R_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

La matrice globale d'inductance peut-être présentée par :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

La matrice d'inductance de stator  $[L_s]$  est symétrique avec les éléments constants. Son expression est :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

La matrice d'inductance de boucles rotoriques :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{rr} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \cdots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & -L_e \\ M_{rr} - L_b & L_{rr} & M_{rr} - L_b & \cdots & M_{rr} & M_{rr} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{rr} & M_{rr} & M_{rr} & \cdots & L_{rr} & M_{rr} - L_b & -L_e \\ M_{rr} - L_b & M_{rr} & M_{rr} & \cdots & M_{rr} - L_b & L_{rr} & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & -L_e & -L_e & -L_e & N_r L_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Où  $L_{rr} = L_{rp} + 2(L_b + L_e)$  avec l'inductance de fuite de barre rotorique  $L_b$ ,  $L_e$  l'inductance de fuite d'anneau du rotor et l'inductance mutuelle entre deux boucles  $M_{rr}$

L'inductance mutuelle  $[M_{sr}]$  est une matrice  $3 \times N_r$  composée des inductances mutuelles entre les bobines du stator et des boucles rotoriques :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sr11} & M_{sr12} & \cdots & M_{sr1N_r} \\ M_{sr21} & M_{sr23} & \cdots & M_{sr2N_r} \\ M_{sr31} & M_{sr32} & \cdots & M_{sr3N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdots & -M_{sr} \cos(\theta + ka) & \cdots \\ \cdots & -M_{sr} \cos(\theta + ka) & \cdots \\ \cdots & -M_{sr} \cos(\theta + ka) & \cdots \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{II.27})$$

Le couple électromagnétique est obtenu par dérivation de la co-énergie :

$$C_e = \frac{dW_{co}}{d\theta} = p [I_{sabc}]^T \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

On y ajoute alors les équations mécaniques afin d'avoir la vitesse  $\Omega = \frac{\omega}{p}$  et la position électrique  $\theta$  du rotor :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - f\Omega) \quad (\text{II.29})$$

$$\text{et } \frac{d\theta}{dt} = \omega.$$

La représentation du système par l'expression (II.18) fait apparaître un système d'ordre très élevé car il est constitué de nombre de phases statoriques, du nombre de phases rotoriques et des équations électromécaniques [15].

### II.3. Modèle réduit

Le modèle multi enroulements de dimension  $N_r+4$  est très performant, cependant il se trouve confronté au problème de temps de calcul.

Ce modèle réduit, en plus de ses performances sur la restitution fidèle de la machine asynchrone sur les états sains et en défaut, a un temps de calcul très réduit par comparaison au modèle dont il découle [15].

C'est dans ce contexte que le modèle dq équivalent a été développé en considérant la cage rotorique avec toutes ses barres.

#### II.3. 1. Transformation vers le repère biphasé dq

Pour pouvoir passer au modèle réduit qui découle du modèle multi enroulements, il faut utiliser la transformation de Clarke généralisée. Cette transformation permet de passer d'une modélisation n-phasées "multi enroulements" à une modélisation diphasée équivalente, et elle est écrite de la façon suivante [14] :

$$[X_{odqs}] = [T(\theta)]. [X_{abcs}] \Rightarrow [X_{abcs}] = [T(\theta)]^{-1}. [X_{odqs}] \quad (\text{II.30})$$

$$[X_{odqr}] = [T_{3N_r}(\theta_R)]. [X_{rk}] \Rightarrow [X_{rk}] = [T_{3N_r}(\theta_R)]^{-1}. [X_{odqs}] \quad (\text{II.31})$$

Le référentiel doit être lié au rotor, et les relations angulaires peuvent s'écrire  $\theta_s = \theta + \theta_r$  donc  $\theta_s = \theta$  et  $\theta_r = 0$ .

Telle que :

$$T(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - (2\pi)/3) & \cos(\theta - (4\pi)/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - (2\pi)/3) & -\sin(\theta - (4\pi)/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Ainsi que son inverse :

$$T(\theta_s)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ 1 & \cos(\theta - (2\pi)/3) & -\sin(\theta - (2\pi)/3) \\ 1 & \cos(\theta - (4\pi)/3) & -\sin(\theta - (4\pi)/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

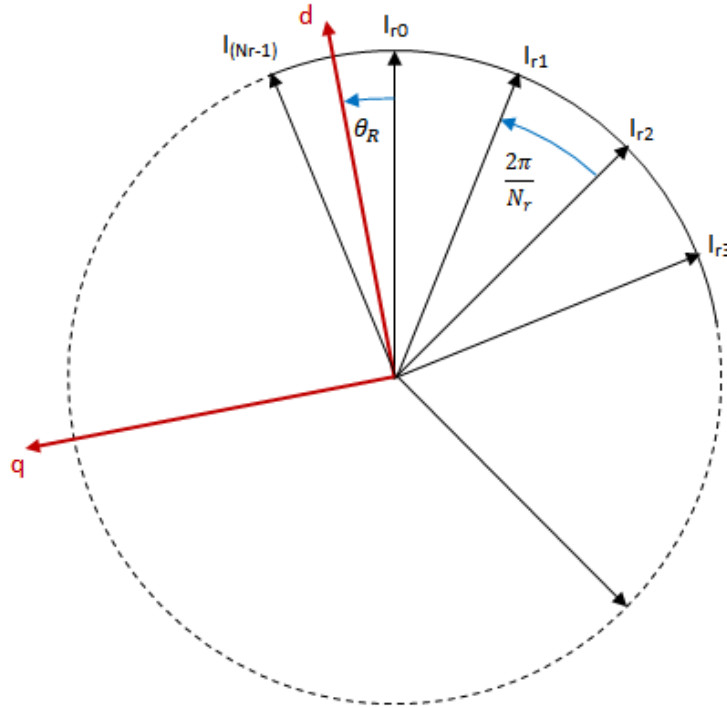
$$T_{3N_r}(\theta_R) = \frac{2}{N_r} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_R) & \dots & \cos(\theta_R - ka) & \dots & \cos(\theta_R - (N_r - 1)a) \\ -\sin(\theta_R) & \dots & -\sin(\theta_R - ka) & \dots & -\sin(\theta_R - (N_r - 1)a) \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Ainsi que son inverse :

$$T_{3N_r}(\theta_R)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & \cos(\theta_R) & \cdots & -\sin(\theta_R) \\ 1 & \cdots & \cos(\theta_R - ka) & \cdots & -\sin(\theta_R - ka) \\ 1 & \cdots & \cos(\theta_R - (N_r - 1)a) & \cdots & -\sin(\theta_R - (N_r - 1)a) \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

$\theta_R$  : Angle entre l'axe de la barre 1 ( $k=0$ ) et l'axe  $d$  du repère  $dq$ , voir la figure II.6.

Avec :  $k=0, \dots, N_r-1$ .



**Figure II.6** : Transformation Nr-phasés vers le repère biphasé  $dq$ .

En considérant le système est équilibré et que la somme instantanée des grandeurs est nulle. Ceci permet d'annuler la composante homopolaire par conséquent, le repère  $(o, d, q)$  peut être réduit à un repère biphasé  $(d, q)$ ;

### II.3. 1.1. Transformation des grandeurs statoriques

Soit la partie statorique :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{[L_s][I_s]\} + \frac{d}{dt} \{[M_{sr}][I_r]\} \quad (\text{II.36})$$

L'application de la transformation donne :

$$\begin{aligned} [V_{dqs}] &= \{[T(\theta)][R_s][T(\theta)]^{-1}\}[I_{dqs}] + \{[T(\theta)][L_s][T(\theta)]^{-1}\} \frac{d}{dt} [I_{dqs}] \\ &+ \left\{ [T(\theta)][L_s] \frac{d}{dt} [T(\theta)]^{-1} \right\} [I_{dqs}] + \{[T(\theta)][M_{sr}][T_{3N_r}(\theta)]^{-1}\} \frac{d}{dt} [I_{dqr}] \end{aligned}$$

$$+ \left\{ [T(\theta)] \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [T_{3Nr}(\theta)]^{-1} \} \right\} [I_{dqr}] \quad (\text{II.37})$$

### II.3. 1.2. Transformation des $N_r$ grandeurs rotoriques

Pour la partie rotorique :

$$[V_r] = [R_r][I_{rk}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_{rk}] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} \quad (\text{II.38})$$

Nous obtenons de la même façon :

$$\begin{aligned} [V_{dqr}] &= \{ [T_{3Nr}(\theta_R)][R_r][T_{3Nr}(\theta_r)]^{-1} \} [I_{dqr}] + \{ [T_{3Nr}(\theta_R)][L_r][T_{3Nr}(\theta_r)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [I_{dqr}] \\ &+ \left\{ [T_{3Nr}(\theta_R)][L_r] \frac{d}{dt} [T_{3Nr}(\theta_r)]^{-1} \right\} [I_{dqr}] \\ &+ \{ [T_{3Nr}(\theta_R)][M_{rs}][T(\theta)]^{-1} \} \frac{d}{dt} [I_{dqs}] \\ &+ \left\{ [T_{3Nr}(\theta_R)] \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][T(\theta)]^{-1} \} \right\} [I_{dqs}] \end{aligned} \quad (\text{II.39})$$

Telle que :

$$[I_{dqr}] = \frac{2}{N_r} \begin{bmatrix} \cos(\theta_R) & \cos(\theta_R + a) & \cos(\theta_R + 2a) & \cdots & \cos(\theta_R + (N_r - 1)a) \\ -\sin(\theta_R) & -\sin(\theta_R + a) & -\sin(\theta_R + 2a) & \cdots & -\sin(\theta_R + (N_r - 1)a) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r0} \\ I_{r1} \\ I_{r2} \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Ainsi :

$$\begin{bmatrix} I_{r0} \\ I_{r1} \\ I_{r2} \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_R) & -\sin(\theta_R) \\ \cos(\theta_R + a) & -\sin(\theta_R + a) \\ \cos(\theta_R + 2a) & -\sin(\theta_R + 2a) \\ \vdots & \vdots \\ \cos(\theta_R + (N_r - 1)a) & -\sin(\theta_R + (N_r - 1)a) \end{bmatrix} [I_{dqr}] \quad (\text{II.41})$$

Après le calcul et simplification des systèmes d'équations (II.37) et (II.39) nous obtenons un modèle de taille réduite pour la machine asynchrone qui se résume à [14] :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_e \end{bmatrix} = [R_{Rtr}] \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} + [L_{Rtr}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_e \end{bmatrix} = [L_{Rtr}] \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

Où :

$[R_{Rtr}]$  : représente la matrice résistance du modèle dq équivalent.

$[L_{Rtr}]$  : représente la matrice inductance du modèle dq équivalent.

Ces matrices réduites  $[R_{Rtr}]$  et  $[L_{Rtr}]$  sont explicitées ci-dessous :

$$[R_{Rtr}] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & 0 & -\omega M_{sr} \frac{N_r}{2} & 0 \\ \omega L_{sc} & R_s & -\omega M_{sr} \frac{N_r}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & N_r R_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

$$[L_{Rtr}] = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -M_{sr} \frac{N_r}{2} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & M_{sr} \frac{N_r}{2} & 0 \\ -\frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & N_r L_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

Avec

$$R_r = 2R_b(1 - \cos a) + 2 \frac{R_e}{N_r} .$$

$$L_{sc} = \frac{3}{2} L_{sp} + L_{sf} .$$

$$L_{rc} = L_{rp} - M_{rr} + 2L_b(1 - \cos a) + 2 \frac{R_e}{N_r} .$$

$R_r$  Résistance rotorique équivalente dq.

$L_{sc}$ ,  $L_{rc}$  inductances cycliques statorique et rotorique respectivement.

Nous pouvons écrire les systèmes d'équation (II.42) et (II.43) de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \\ V_e &= N_r R_e I_e + \frac{d}{dt} \Phi_e \end{aligned} \quad (\text{II.46})$$

Où

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{N_r}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & \frac{N_r}{2} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{rc} & 0 \\ 0 & L_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}$$

$$\Phi_e = N_r L_e I_e$$

Avec :

$[R_s]_{\acute{e}q}$  : Matrice des résistances statorique équivalente dq.

$$[R_s]_{\acute{e}q} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

$[R_r]_{\acute{e}q}$  : Matrice des résistances rotorique équivalente dq.

$$[R_r]_{\acute{e}q} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

$[L_{sc}]_{\acute{e}q}$  : Matrice des inductances statoriques équivalente dq.

$$[L_{sc}]_{\acute{e}q} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

$[L_{rc}]_{\acute{e}q}$  : Matrice des inductances rotorique équivalente dq.

$$[L_{rc}]_{\acute{e}q} = \begin{bmatrix} L_{rc} & 0 \\ 0 & L_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

$[M_{sr}]_{\acute{e}q}$  : Matrice des inductances mutuelles stator-rotor équivalente dq.

$$[M_{sr}]_{\acute{e}q} = \begin{bmatrix} -\frac{N_r}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & \frac{N_r}{2} M_{sr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

$[M_{rs}]_{\acute{e}q}$  : Matrice des inductances mutuelles rotor-stator équivalente dq.

$$[M_{rs}]_{\acute{e}q} = \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

Après l'application de la transformation de Clarke généralisée sur les grandeurs statoriques et rotorique le couple électromagnétique devient [15]:

$$C_e = \frac{3}{2} p N_r M_{sr} \left\{ I_{sd} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \sin(ka) - I_{sq} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \cos(ka) \right\} \quad (\text{II.54})$$

Enfin le couple électromagnétique est :

$$C_e = \frac{3}{2 L_{rc}} p N_r M_{sr} (I_{ds} I_{qr} - I_{qs} I_{dr}) \quad (\text{II.55})$$

Ou encore :

$$C_e = \frac{p}{2L_{rc}} N_r M_{sr} (I_{ds} \Phi_{qr} - I_{qs} \Phi_{dr}) \quad (\text{II.56})$$

Lorsque le moteur est sain :

$$[R_{rdq}] = [R_r]_{\acute{e}q} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$$

Dans le cas d'un défaut rotorique, la matrice  $[R_r]$  doit être modifiée par l'ajout de termes supplémentaires qui résulte du calcul de :

$$[R_{rfdq}] = [T_{2N_r}(\theta_R)]([R_r] + [R_{rf}])[T_{2N_r}(\theta_R)]^{-1} \quad (\text{II.58})$$

Où la matrice  $[R_{rf}]$  concerne les termes des barres en défaut.

$$[R_{rf}] = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & R'_b & -R'_b & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & -R'_b & R'_b & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \end{bmatrix} \quad (\text{II.59})$$

$R'_b$  : représente la nouvelle résistance de la barre cassée.

Enfin la matrice pour l'état sain ou en défaut s'écrit :

$$[R_{rfdq}] = \begin{bmatrix} R_{r1} & R_{r2} \\ R_{r3} & R_{r4} \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

Avec :

$$\begin{aligned} R_{r1} &= R_r + R_{r1df} \\ R_{r2} &= 0 + R_{r2df} \\ R_{r3} &= 0 + R_{r3df} \\ R_{r4} &= R_r + R_{r4df} \end{aligned} \quad (\text{II.61})$$

A l'état sain  $R_{r1} = R_{r4} = R_r$  et  $R_{r2} = R_{r3} = 0$ .

Avec :

$$\begin{aligned} R_{r1df} &= \frac{2}{N_r} (1 - \cos a) \cdot \sum_{k'}^{nk'} R_{bk'f} (1 - \cos(2k' + 1)a) \\ R_{r2df} &= -\frac{2}{N_r} (1 - \cos a) \cdot \sum_{k'}^{nk'} R_{bk'f} \sin(2k' + 1) \\ R_{r3df} &= -\frac{2}{N_r} (1 - \cos a) \cdot \sum_{k'}^{nk'} R_{bk'f} \sin(2k' + 1) \\ R_{r4df} &= \frac{2}{N_r} (1 - \cos a) \cdot \sum_{k'}^{nk'} R_{bk'f} (1 + \cos(2k' + 1)a) \end{aligned} \quad (\text{II.62})$$



Dans ces expressions, l'indice  $k'$  caractérise une barre cassée, la sommation concerne donc toutes les barres qui présentent un défaut,  $R_b$  représente la résistance de la barre rotorique.

Ainsi, pour le modèle diphasé général il suffit de remplacer la matrice  $[R_{rdq}]$  par la matrice  $[R_{rfdq}]$ .

La sous-matrice, relative à la résistance rotorique, est un bon indicateur de la présence d'un défaut. En effet, en cas de défaut  $R_{r1}$  et  $R_{r2}$  ne sont plus égaux comme c'est le cas pour la machine saine. En outre, les termes  $R_{r3}$  et  $R_{r4}$  prennent une valeur non nulle, ce qui témoigne de la présence d'un défaut au rotor [15].

#### II. 4. Mise sous forme d'équation d'état

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques ( $V_{sd}$ ,  $V_{sq}$ ) et la vitesse sont considérées comme variables de commande, le couple résistant  $C_r$  comme perturbation. Nous choisissons le vecteur d'état suivant :  $[X]^T = [I_{sd} \ I_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]$ .

Après avoir fait des transformations sur les systèmes d'équations (II.46) et (II.48) on obtient l'équation d'état suivante :

$$[\dot{X}]^T = [A][X]^T + [B][U] \quad (\text{II.63})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_{sc}\sigma} - \frac{3N_r M_{sr}^2 R_{r1}}{4L_{sc}L_{rc}^2\sigma}\right) & \omega - \frac{3N_r M_{sr}^2 R_{r2}}{4L_{sc}L_{rc}^2\sigma} & -\frac{N_r M_{sr} R_{r1}}{2L_{sc}L_{rc}^2\sigma} & -\left(\frac{\omega N_r M_{sr}}{2L_{sc}L_{rc}\sigma} + \frac{N_r M_{sr} R_{r2}}{2L_{sc}L_{rc}^2\sigma}\right) \\ -\left(\omega + \frac{3N_r M_{sr}^2 R_{r3}}{4L_{sc}L_{rc}^2\sigma}\right) & -\left(\frac{R_s}{L_{sc}\sigma} - \frac{3N_r M_{sr}^2 R_{r4}}{4L_{sc}L_{rc}^2\sigma}\right) & \frac{\omega N_r M_{sr}}{2L_{sc}L_{rc}\sigma} - \frac{N_r M_{sr} R_{r2}}{2L_{sc}L_{rc}^2\sigma} & -\frac{N_r M_{sr} R_{r4}}{2L_{sc}L_{rc}^2\sigma} \\ -\frac{3M_{sr}R_{r1}}{2L_{rc}\sigma} & -\frac{3M_{sr}R_{r2}}{2L_{rc}\sigma} & -\frac{R_{r1}}{L_{rc}} & -\frac{R_{r2}}{L_{rc}} \\ -\frac{3M_{sr}R_{r3}}{2L_{rc}\sigma} & -\frac{3M_{sr}R_{r4}}{2L_{rc}\sigma} & -\frac{R_{r3}}{L_{rc}} & -\frac{R_{r4}}{L_{rc}} \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}.$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{3N_r M_{sr}^2}{4L_{sc}L_{rc}} : \text{Coefficient de dispersion de Blondel.}$$

Pour simuler Le modèle établi au système d'équation (III.46) transformé sous forme d'équation d'état (II.63) il faut dissocier la matrice A en deux matrices  $A_1$  et  $A_r$  de la manière suivante :

$$A = \omega[A_1] + [A_r] \quad (\text{II.64})$$

Telle que :

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & -\frac{N_r M_{sr}}{2L_{sc} L_{rc} \sigma} \\ -1 & 0 & \frac{N_r M_{sr}}{2L_{sc} L_{rc} \sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$A_r = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_{sc} \sigma} - \frac{3N_r M_{sr}^2 R_{r1}}{4L_{sc} L_{rc}^2 \sigma}\right) & -\frac{3N_r M_{sr}^2 R_{r2}}{4L_{sc} L_{rc}^2 \sigma} & -\frac{N_r M_{sr} R_{r1}}{2L_{sc} L_{rc}^2 \sigma} & -\frac{N_r M_{sr} R_{r2}}{2L_{sc} L_{rc}^2 \sigma} \\ -\frac{3N_r M_{sr}^2 R_{r3}}{4L_{sc} L_{rc}^2 \sigma} & -\left(\frac{R_s}{L_{sc} \sigma} - \frac{3N_r M_{sr}^2 R_{r4}}{4L_{sc} L_{rc}^2 \sigma}\right) & -\frac{N_r M_{sr} R_{r2}}{2L_{sc} L_{rc}^2 \sigma} & -\frac{N_r M_{sr} R_{r4}}{2L_{sc} L_{rc}^2 \sigma} \\ -\frac{3M_{sr} R_{r1}}{2L_{rc} \sigma} & -\frac{3M_{sr} R_{r2}}{2L_{rc} \sigma} & -\frac{R_{r1}}{L_{rc}} & -\frac{R_{r2}}{L_{rc}} \\ -\frac{3M_{sr} R_{r3}}{2L_{rc} \sigma} & -\frac{3M_{sr} R_{r4}}{2L_{rc} \sigma} & -\frac{R_{r3}}{L_{rc}} & -\frac{R_{r4}}{L_{rc}} \end{bmatrix}.$$

## II. 5. Alimentation par le convertisseur statique

L'alimentation par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI), s'avère d'un grand intérêt pour la commande des machines électriques. En effet il permet le réglage en amplitude et en fréquence de la tension d'alimentation et de repousser les harmoniques vers des rangs plus élevés.

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. [16-17]

Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulations possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de la variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faibles.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

### II. 5.1. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux

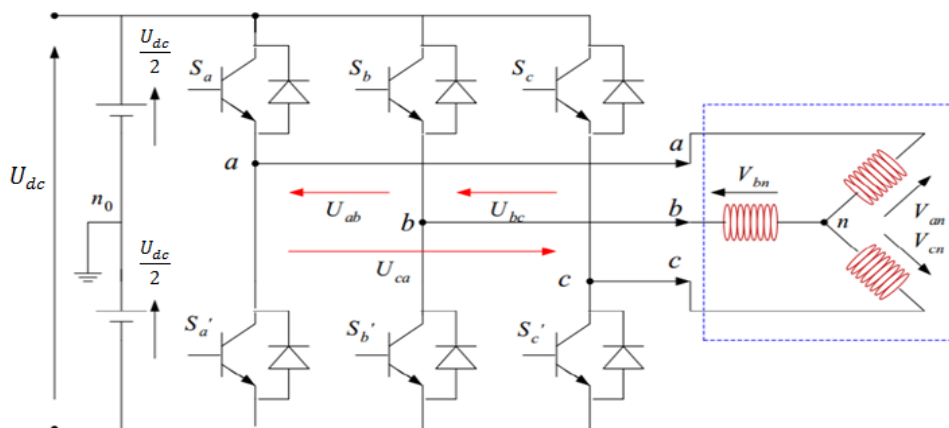
L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative, l'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations sans interruption(ASI), les alimentations de secours,...etc.

Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour laquelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée. [17]

### II. 5.2. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Chaque bras est composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor, la sortie correspondant au point milieu du bras. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

L'onduleur de tension est alimenté par une source de tension continue d'impédance interne négligeable, sa tension n'est pas affectée par les variations du courant qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. [16-18]



**Figure II.7 :** Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux.

L'état des interrupteurs, supposés parfaites peuvent être défini par trois grandeurs booléennes de commande  $S_i$  ( $i = abc$ )

- Si le transistor supérieur est en conduction, les variables  $S_i = 1$
- Si le transistor inférieur est en conduction, les variables  $S_i = 0$

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phase  $U_{ina,b,c}$  en fonction des signaux de commande  $S_i$  :

$$U_{ina,b,c} = S_i U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} \quad (\text{II.65})$$

Les tensions composées des trois phases sont obtenues à partir des relations suivantes en tenant compte du point fictif "  $n_0$ " (figure II.7) :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (\text{II.66})$$

$V_{an_0}$ ,  $V_{bn_0}$  et  $V_{cn_0}$  peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tension continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif :

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{II.67})$$

On a :

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  sont les tensions simples de la machine et  $V_{nn_0}$  est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "n<sub>0</sub>".

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

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.68})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = \frac{1}{3} [V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}] \quad (\text{II.69})$$

En remplaçant (II.69) dans (II.67), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{an_0} - \frac{1}{3} V_{bn_0} - \frac{1}{3} V_{cn_0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{an_0} + \frac{2}{3} V_{bn_0} - \frac{1}{3} V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{an_0} - \frac{1}{3} V_{bn_0} + \frac{2}{3} V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{II.70})$$

Alors :

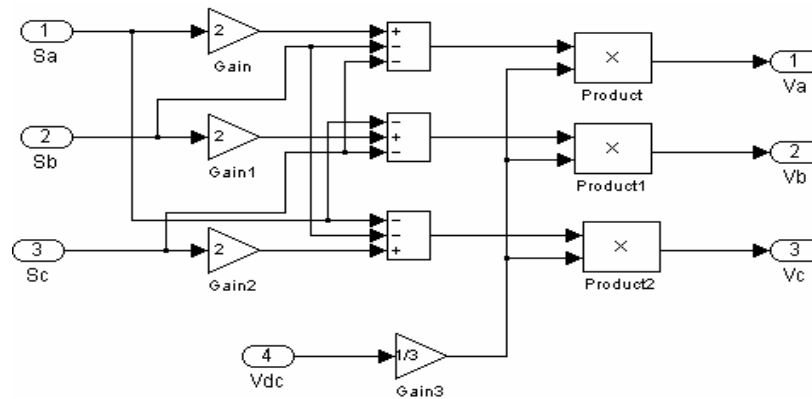
$$\begin{cases} V_{an} = V_a = \frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} = V_b = \frac{V_{dc}}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_{cn} = V_c = \frac{V_{dc}}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.71})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.72})$$

$V_{dc}$  : C'est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

A partir de l'équation (II.71), le schéma bloc de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est donné dans la figure II.8 :



**Figure II.8** : Schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdaux possible, à cet effet, différentes stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions logiques  $S_i$  ( $i=1,2,3$ ).

Dans notre travail, on a appliqué la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) Sinus-triangle.

### II. 5. 3. Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-triangle

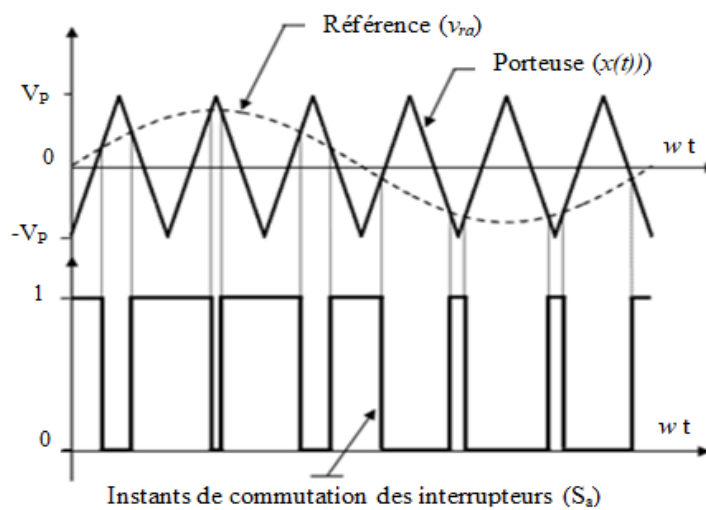
La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation

triangulo-sinusoidale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance. [16]

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoidale :

- L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f$  de la référence :  $m = f_p/f_r$
- Le taux de modulation  $r$  (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_r$  à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse:  $r = V_r/V_p$ .

Le schéma de principe est donné par la figure II.9.



**Figure II.9** : Principe de la commande MLI- ST.

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence  $f_p$  et sa valeur de crête  $V_p$ . On définit l'équation de la porteuse dans sa période  $[0, T_p]$  par :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left( -1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[ 0, \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = V_p \left( 3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[ \frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (\text{II.73})$$

La référence est un signal sinusoidal d'amplitude  $V_r$  et de fréquence  $f_r$ . En triphasé, les trois tensions sinusoidales de référence sont données par :

$$\begin{cases} v_{ra} = V_r \sin 2\pi f_r t \\ v_{rb} = V_r \sin \left( 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{rc} = V_r \sin \left( 2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{II.74})$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation 1.36 suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.75})$$

#### II.5.4. Simulation de la commande MLI sinus – triangle

La figure II.10 représente le modèle Simulink de la commande MLI sinus triangle et la figure II.11 montre la simulation de l'état  $S_a$  et la tension de sortie  $v_a$  pour  $r = 0.9$  et  $m = 20$ .

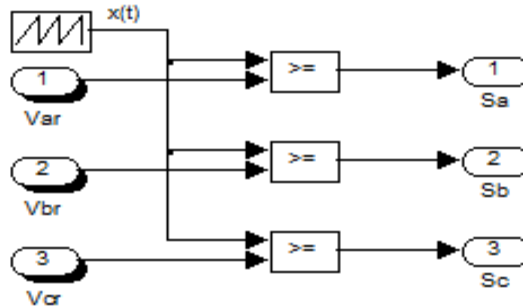
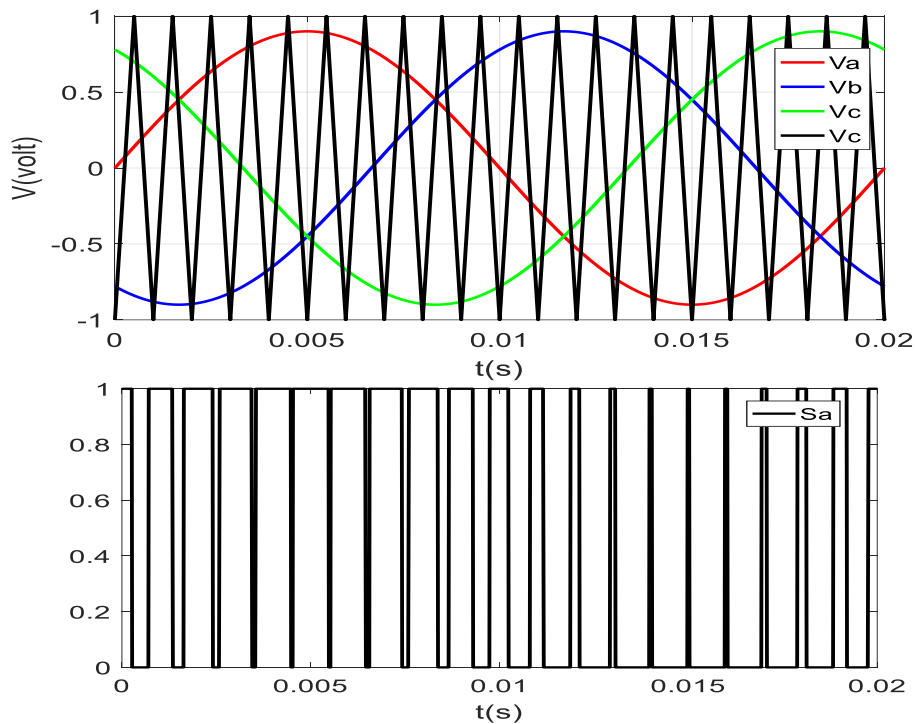
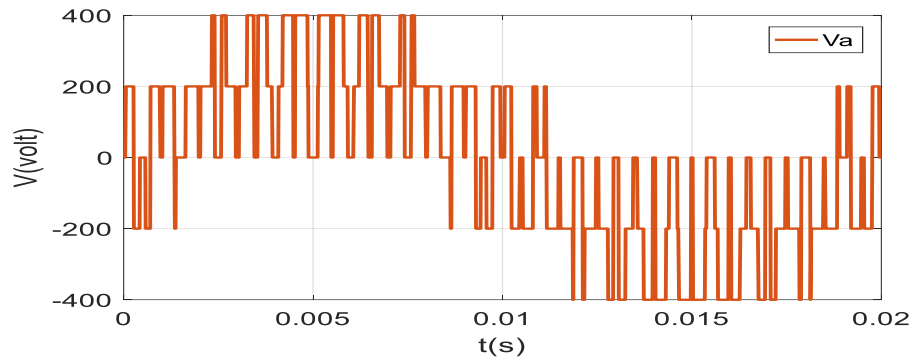


Figure II.10 : Modèle Simulink de la commande MLI – ST.





**Figure II.11** : Simulation de la commande MLI -ST pour  $r = 0.9$  et  $m = 20$ .

## II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le développement d'un modèle mathématique multi enroulement qui prend en considération la structure du rotor, le choix d'un tel modèle est imposé par l'objectif de pouvoir simuler une rupture de barre au rotor, ce type de défaut est modélisé par l'augmentation de la résistance de l'élément défectueux. Ainsi nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par MLI sinus-triangle. Dans le chapitre suivant, nous présenterons les résultats de la simulation obtenus à l'aide de ce modèle.



## Chapitre III

# Simulation du moteur asynchrone en présence de défauts rotorique

### III.1. Introduction

Dans ce chapitre, on considère la simulation du modèle réduit issu du modèle multi enroulements, permettant de représenter les différentes courbes du courant statorique, du courant dans les barres rotoriques, du couple et de la vitesse. La simulation est effectuée dans différentes conditions de fonctionnement : à l'état sain et avec cassure de barre. Ensuite, nous présentons une analyse des différents défauts rotoriques. Cette analyse a pour objectif d'analyser les phénomènes observés sur les grandeurs électriques et mécaniques du moteur, tels que les oscillations du couple et de la vitesse, ainsi que la modulation de l'enveloppe du courant statorique.

### III.2. Simulation de rupture de barres rotoriques

Le modèle ainsi constitué permet donc de simuler la rupture de barres au rotor. La valeur de la résistance doit être bien déterminée. Une augmentation de la résistance de la barre de 11 fois permet d'aboutir à des résultats en concordance avec ceux obtenus expérimentalement [20]. Le modèle a été implanté au sein du logiciel de simulation, MATLAB 9.0 SIMILINK (voir annexe).

#### III.2.1 Résultat de simulation

Les paramètres de la machine utilisée en simulation sont donnés en annexe.

##### III.2.1.1 Cas de la machine alimentée par le réseau

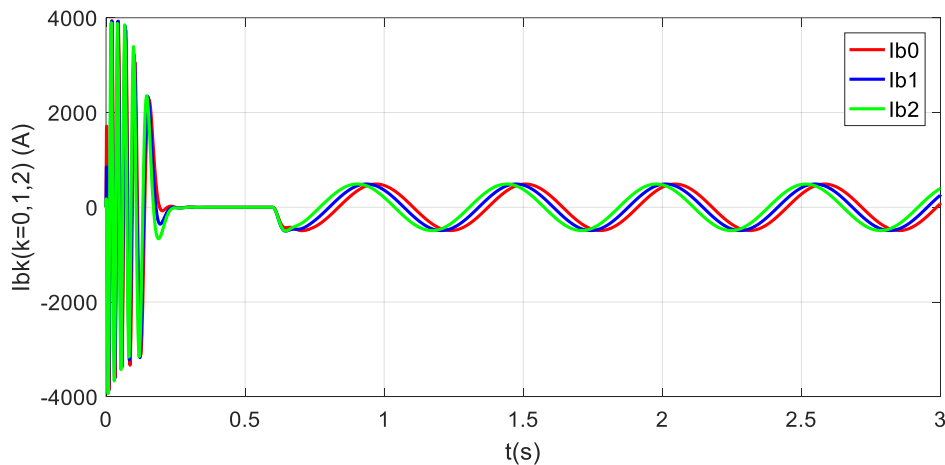
###### III.2.1.1.1 Cas d'une machine saine

Le démarrage s'effectue à vide, à l'instant  $t=0.4s$ , nous appliquons un échelon de couple résistant nominal  $C_r=3.5$  N.m. Les courants des barres rotoriques sont très importants au démarrage, puis on observe des courants de même amplitude parfaitement équilibrés déphasés d'un même angle au régime permanent (figure III.1). La figure III.2 montre l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse, la figure III.3 représente le courant statorique. Les formes des graphes montrent qu'en phase de démarrage le moteur

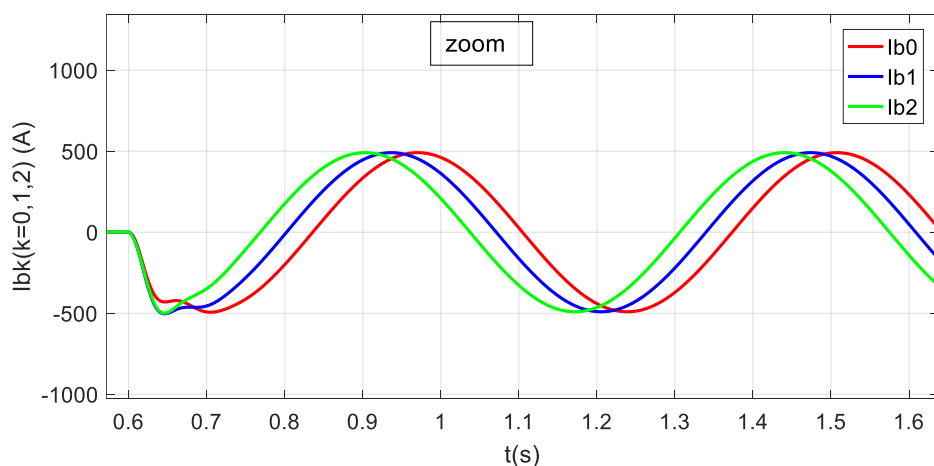
subit un régime transitoire. A titre d'exemple, nous prenons la courbe du couple électromagnétique (figure III.3(a)). Cette dernière comprend au début une série d'oscillations d'amplitude élevées qui s'amortissent au cours de l'accélération du moteur, à la fin du régime de transitoire  $t = 0.2s$  le couple atteint sa valeur maximale, puis s'atténue et puis vient équilibrer le couple résistant. La vitesse chute alors à 2880 tr/mn (figure III.3 (b)).

Pour les courants de phases, à partir de la figure III.3(a) on remarque que, le courant de démarrage atteint presque 7 fois la valeur du courant nominal, puis les courants devient symétriques au régime permanent (figure III.3(b)).

### Les courants dans les barres rotoriques :

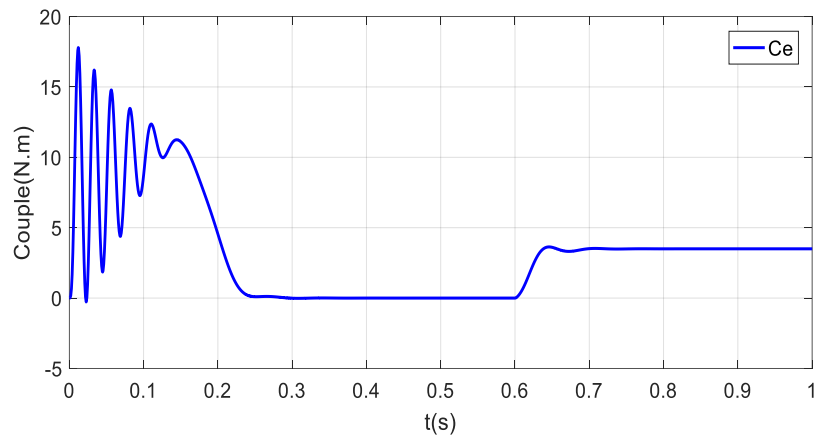


(a)

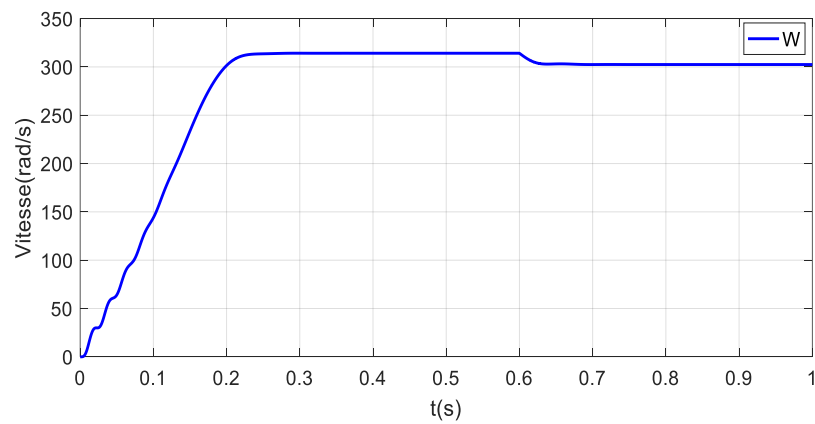


(b)

**Figure III.1** : Courant dans les 3 barres voisines, au démarrage puis en charge à partir de  $t=0.6s$ , alimentation par le réseau (état sain).

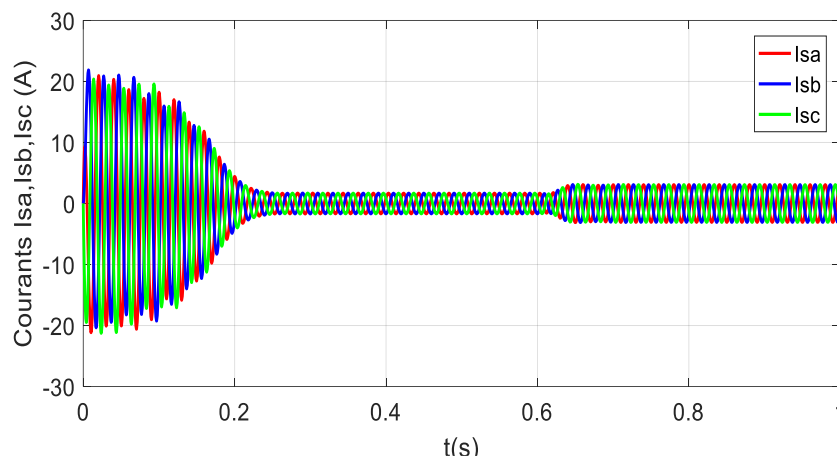
**Le couple électromagnétique et la vitesse mécanique(w) :**

(a)

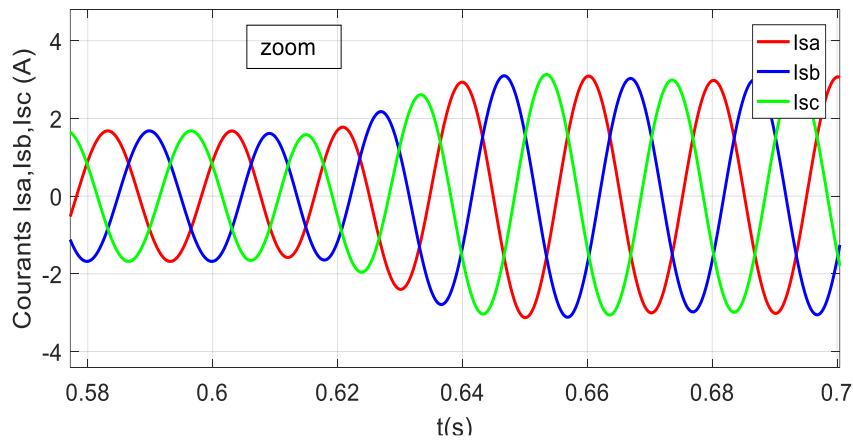


(b)

**Figure III.2** : Le couple et la vitesse au démarrage puis en charge à partir de  $t=0.6$ s, alimentation par le réseau (état sain).

**Les courants statoriques :**

(a)



(b)

**Figure III.3** : Courants statorique au démarrage puis en charge à partir de  $t=0.6s$ , alimentation par le réseau (état sain).

### III.2.1.1.2 Cas d'une machine avec défaut rotorique

Dans la simulation suivante, on va supposer trois défauts successifs: (rupture de barres adjacentes):

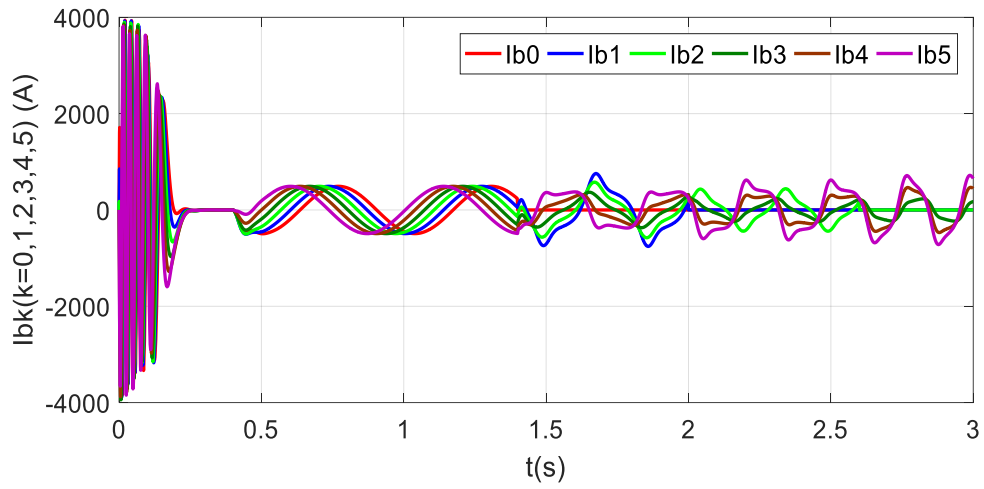
- Rupture de la barre 1( $k=0$ ) à  $t=1.4s$  ;
- Rupture de la barre 2( $k=1$ ) à  $t=2s$  ;
- Rupture de la barre 3( $k=2$ ) à  $t=2.6s$ .

La machine était initialement saine, à  $t=0.4s$  on applique une charge nominale  $C_r=3.5$  N.m.

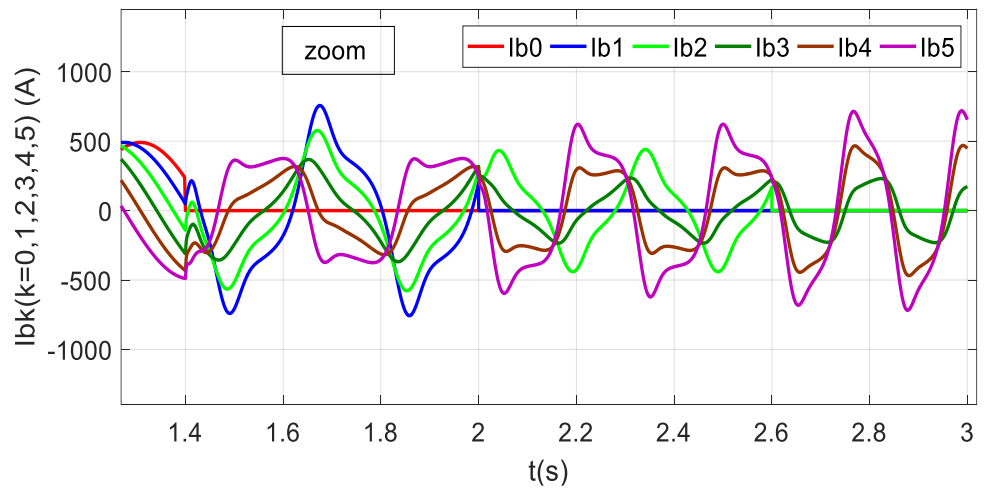
A  $t=1,4s$ , nous simulons la rupture de la première barre ( $k=0$ ) par une augmentation de 11 fois de sa résistance. (Instantanément, le courant dans cette barre chute pratiquement à zéro) (Figure III.4 (a,b)), On remarque que les courants dans les barres deviennent déséquilibrés. Le courant que conduisait la barre ( $k=0$ ) se répartit alors dans les barres voisines.

A  $t=2s$ , on simule la rupture de la barre adjacente ( $k=1$ ) puis à  $t=2.6s$  on simule la rupture de la troisième barre. Les courants dans les barres voisines deviennent alors de moins en moins sinusoïdaux et d'amplitude plus importante qu'avec une seule barre cassée (Figure III.4 (a, b)). Ceci se ressent sur le couple et la vitesse (figure III.5 (a, b)) par une augmentation de l'amplitude des oscillations. Le glissement pour le fonctionnement de la machine saine est 4 %, mais dans les conditions défectueuses avec la même charge, le glissement augmente légèrement conduisant à l'oscillation du couple légèrement supérieur à celui de 4%.

**Les courants dans les barres rotoriques :**



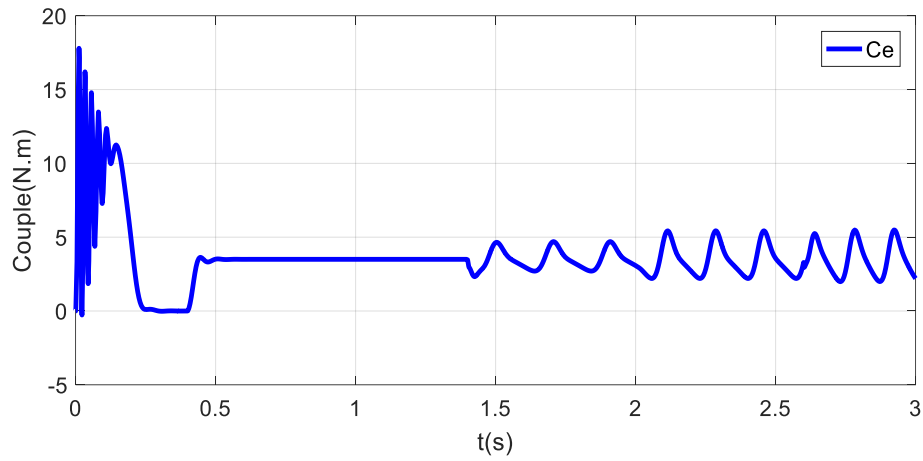
(a)



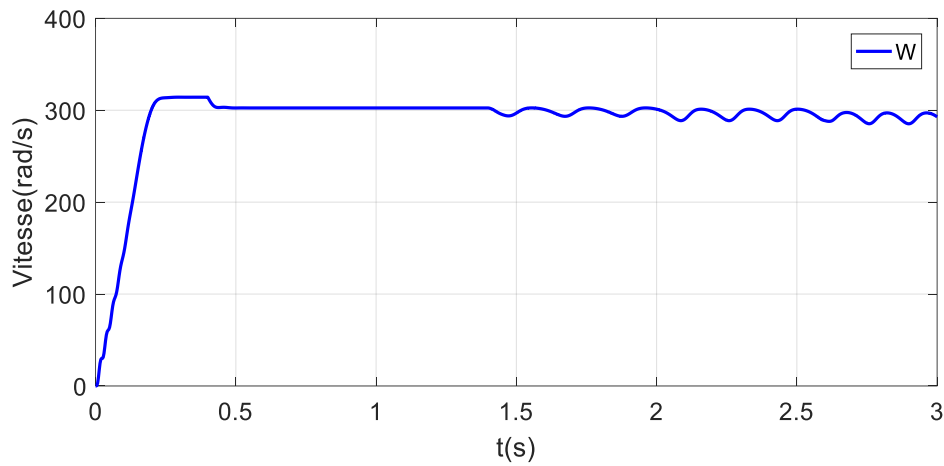
(b)

**Figure III.4 :** Courant dans les six barres voisines, au démarrage, en charge puis rupture des barres(  $k=0$  à  $t=1.4s$ ,  $k=1$  à  $2s$ ,  $k=2$  à  $2.6s$ ), alimentation par le réseau.

**Le couple électromagnétique et la vitesse mécanique(w) :**



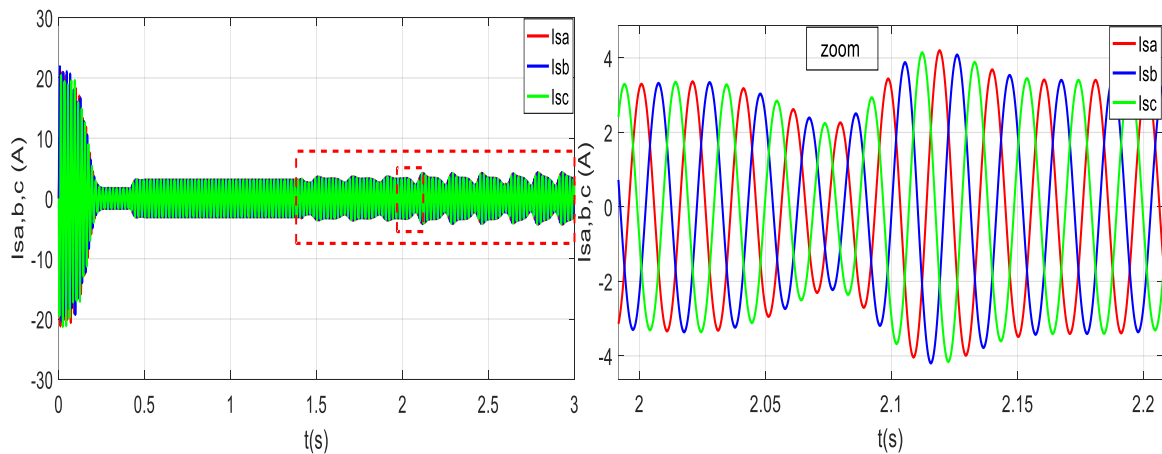
(a)



(b)

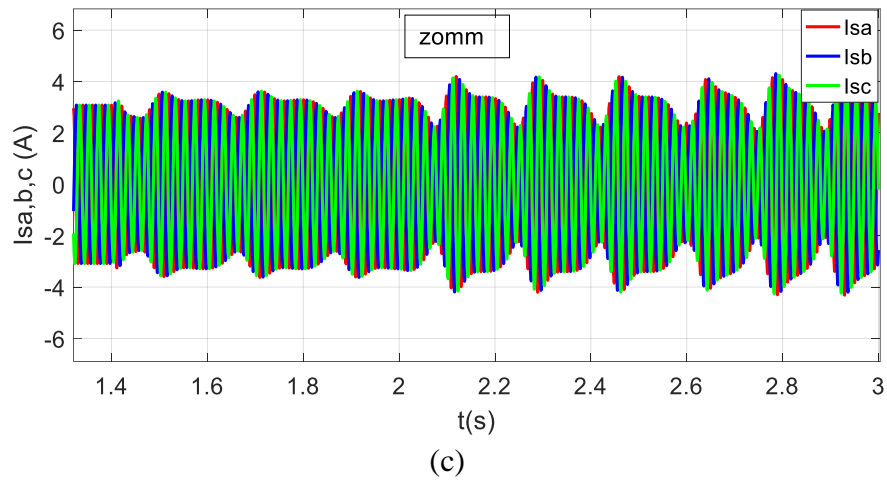
**Figure III.5 :** Le couple et la vitesse au démarrage en charge puis rupture des barres ( $k=0$  à  $t=1.4$ s,  $k=1$  à 2s,  $k=2$  à 2.6s), alimentation par le réseau.

**Les courants statoriques :**



(a)

(b)



**Figure III.6** : Courants statorique au démarrage en charge puis rupture des barres ( $k=0$  à  $t=1.4$ s,  $k=1$  à  $2$ s,  $k=2$  à  $2.6$ s), alimentation par le réseau.

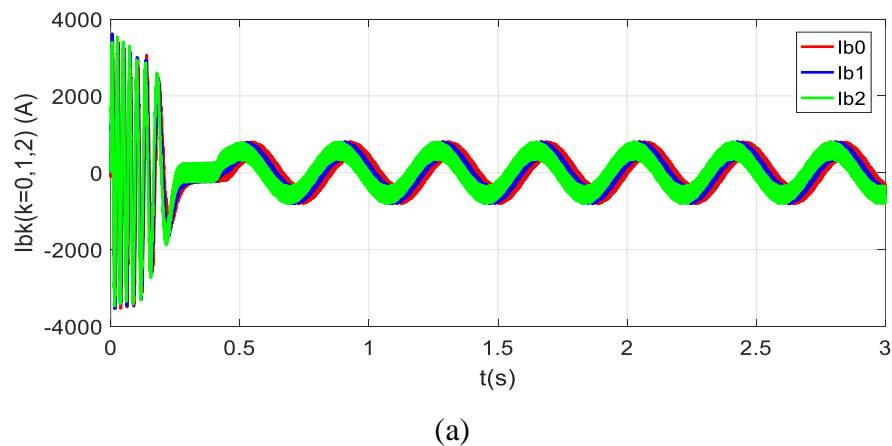
Nous constatons que les courants de phases pour la machine saine sont symétriques (Figure III.3 (a, b)), mais pour la machine avec une barres cassée ces courants ne sont plus équilibrés et plus le nombre de barres cassées augmente le déséquilibre des courants devient plus important (Figure III.6 (a, b, c)).

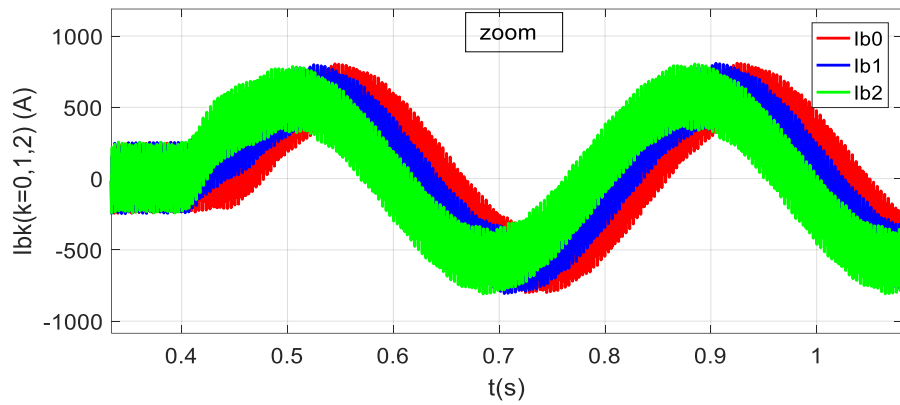
### III.2.1.2. Cas de la machine alimentée par l'onduleur

#### III.2.1.2.1. Cas d'une machine saine

On alimente la machine avec l'onduleur et on suit la même procédure que pour la machine saine alimentée par le réseau. On obtient les résultats suivants :

#### Les courants dans les barres rotoriques

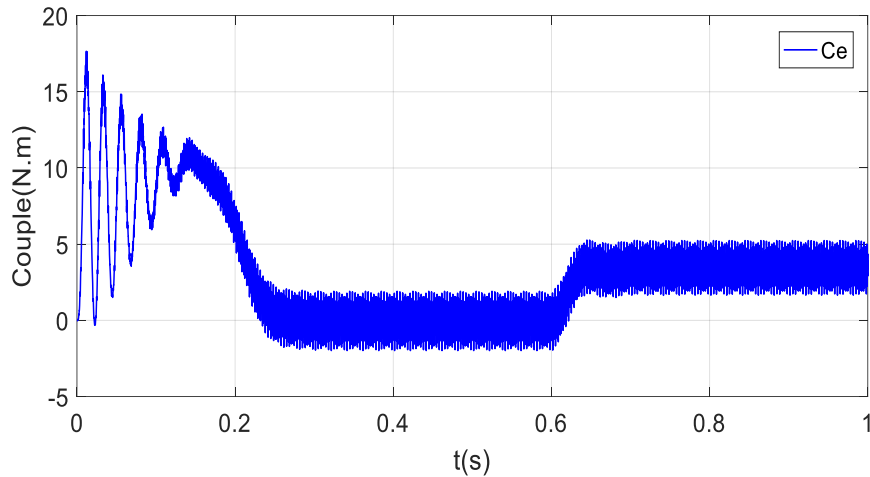




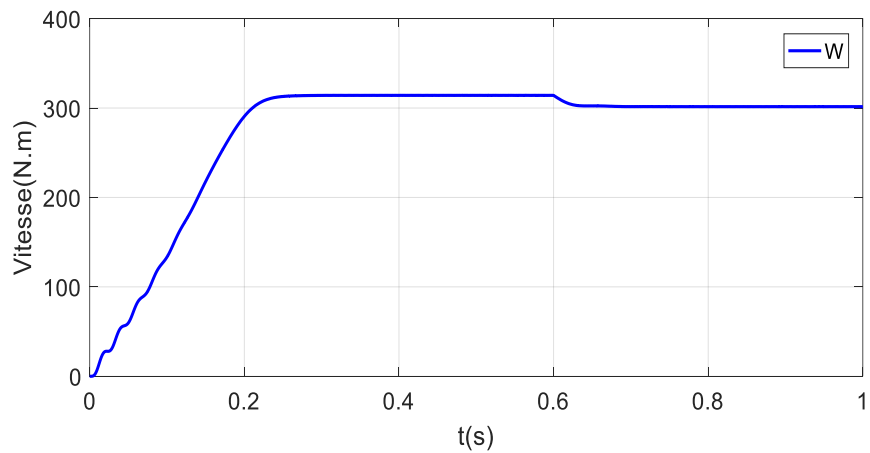
(b)

**Figure III.7 :** Courant dans les 3 barres voisines, au démarrage puis en charge à partir de  $t=0.4s$ , alimentation par l'onduleur (état sain).

**Le couple électromagnétique et la vitesse mécanique(w) :**



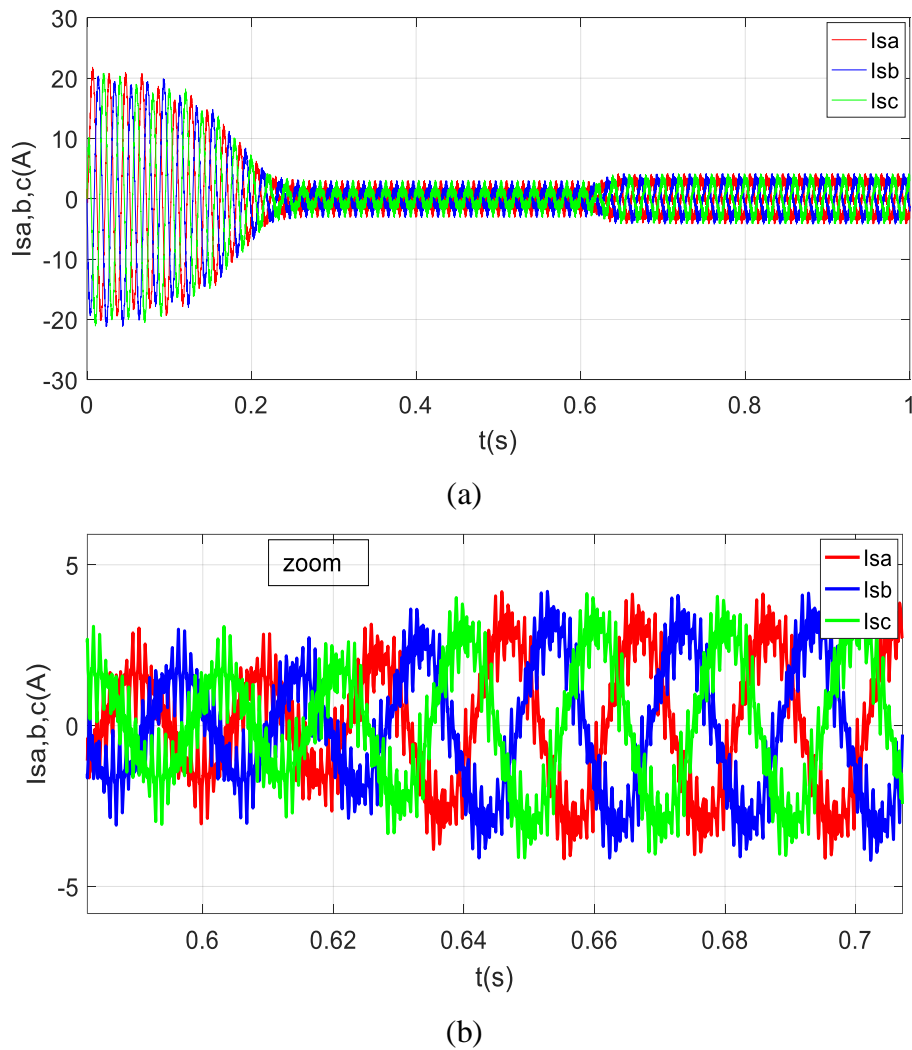
(a)



(c)

**Figure III.8 :** Le couple et la vitesse au démarrage puis en charge à partir de  $t=0.6s$ , alimentation par l'onduleur (état sain).



**Les courants statoriques :**

**Figure III.9 :** Courants statorique au démarrage puis en charge à partir de  $t=0.6s$ , alimentation par l'onduleur (état sain).

On remarque que, la présence de l'onduleur engendre des ondulations sur la réponse du couple et celle du courant. Par contre il donne une bonne réponse pour la vitesse.

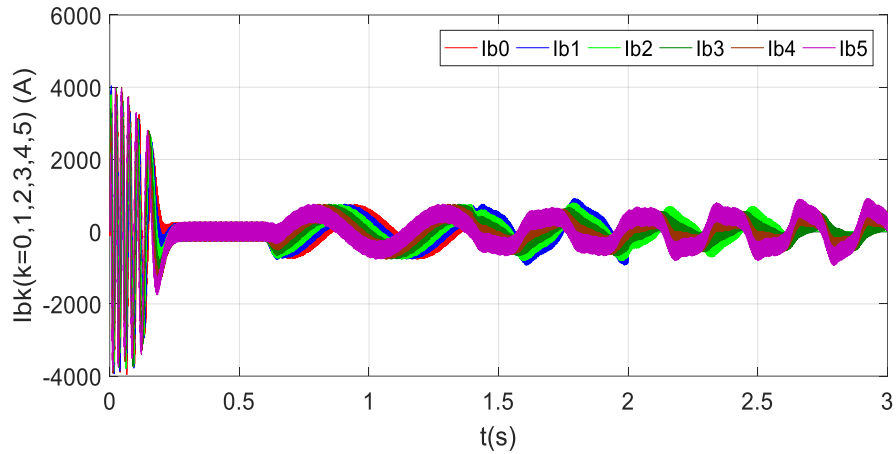
### III.2.1.2.2. Cas d'une machine avec défaut rotorique

Dans la simulation suivante, on va supposer trois défauts successifs: (rupture de barres adjacentes):

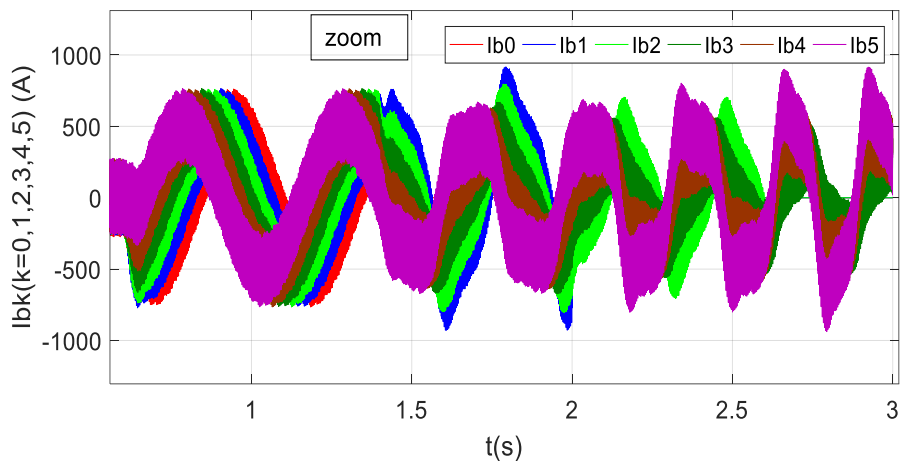
- Rupture de la barre 1( $k=0$ ) à  $t=1.4s$  ;
- Rupture de la barre 2( $k=1$ ) à  $t=2s$  ;
- Rupture de la barre 3( $k=2$ ) à  $t=2.6s$ .

La machine était initialement saine, à  $t=0.6s$  on applique une charge nominale  $C_r=3.5$  N.m. Et on suit la même procédure que pour la machine alimenté par le réseau.

### Le courant dans les barres rotoriques



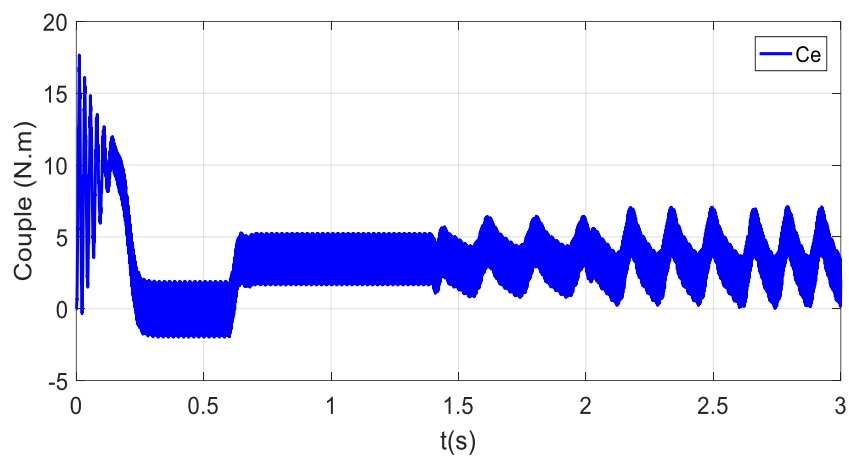
(a)



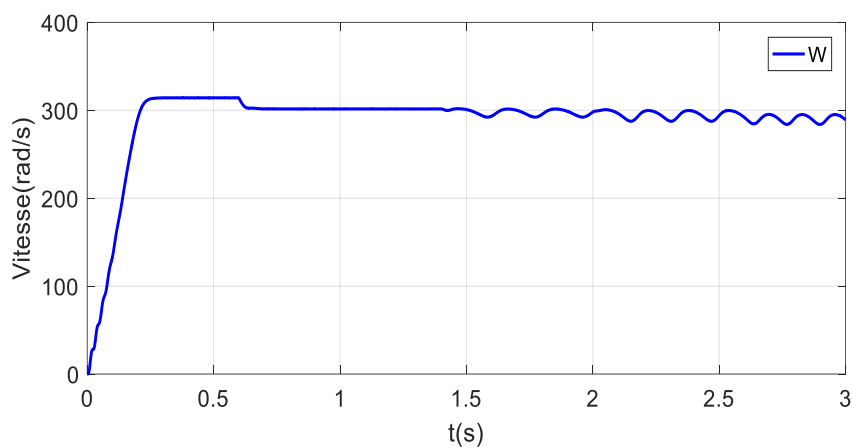
(b)

**Figure III.10** : Courant dans les six barres voisines, au démarrage, en charge puis rupture des barres ( $k=0$  à  $t=1.4s$ ,  $k=1$  à  $2s$ ,  $k=2$  à  $2.6s$ ), alimentation par l'onduleur.

**Le couple électromagnétique et la vitesse mécanique(w) :**



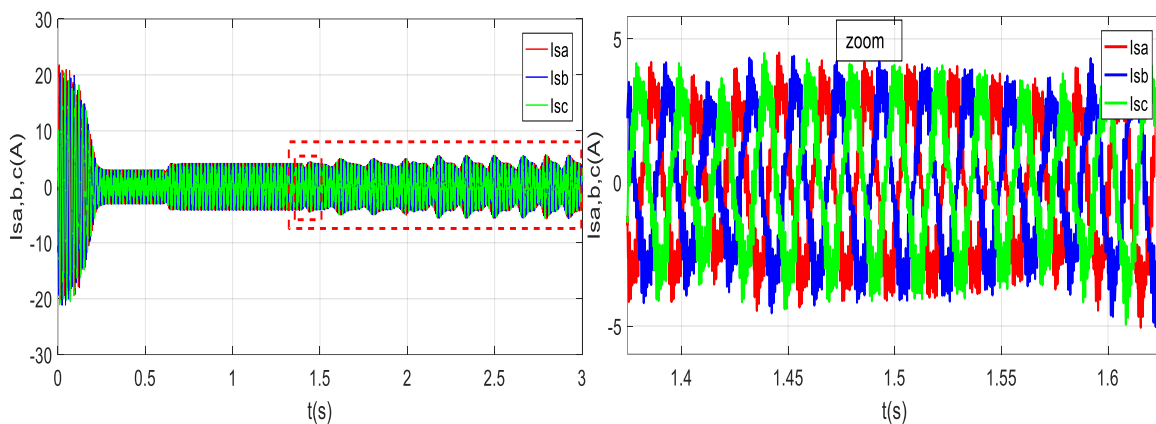
(a)



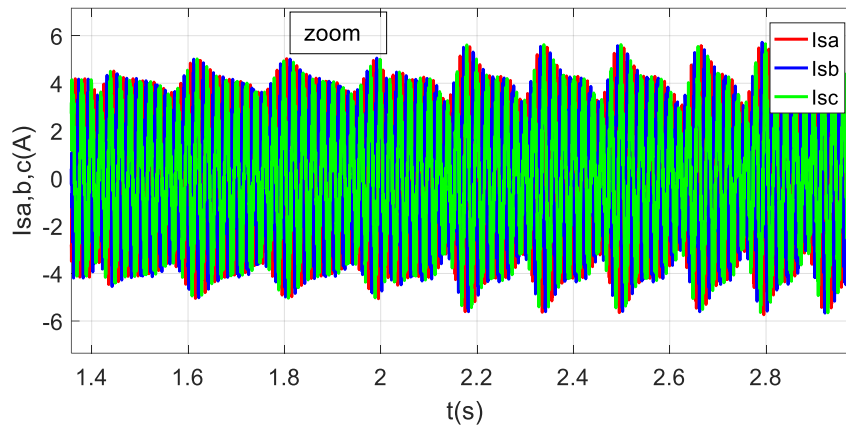
(b)

**Figure III.11** : Le couple et la vitesse au démarrage en charge puis rupture des barres ( $k=0$  à  $t=1.4s$ ,  $k=1$  à  $2s$ ,  $k=2$  à  $2.6s$ ), alimentation par l'onduleur.

**Les courants statoriques :**



(a)



(c)

**Figure III.12** : Courants statorique au démarrage en charge puis rupture des barres ( $k=0$  à  $t=1.4s$ ,  $k=1$  à  $2s$ ,  $k=2$  à  $2.6s$ ), alimentation par l'onduleur.

On constate que l'alimentation par un onduleur engendre des ondulations sur la réponse du couple et du courant, mais donne une bonne réponse pour la vitesse.

### III.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une simulation d'une machine asynchrone pendant les différentes conditions de fonctionnement (en charge, variations de rupture de barres). La rupture d'une barre provoque des oscillations sur le couple et sur la vitesse, ainsi qu'une modulation de l'enveloppe du courant statorique, on peut constater que ces oscillations sont proportionnelles avec le nombre de barres cassées. Donc à l'aide de la visualisation des courants statorique et qui sont accessible et simple à mesurer et analyser on peut détecter la présence de défaut rotorique de la machine asynchrone à cage.

### **Conclusion générale**

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts rotoriques dans les moteurs asynchrones à cage. Au début de ce travail, nous avons rappelé les différents défauts qui peuvent affectés le bon fonctionnement de la machine asynchrone et leurs méthodes de diagnostic.

Ensuite, afin de représenter le comportement de la machine, lors d'un fonctionnement normal (sans défaut) et dégradé (avec défaut), nous avons développé un modèle mathématique multi enroulements pour la cage rotorique. Ensuite, nous avons simulé le modèle à l'aide du MATLAB 9.0. Ceci, nous a permis de visualiser le courant statorique, le couple, la vitesse et les courants dans les barres rotoriques, en considérant les différentes conditions de fonctionnement de la machine (sans et avec défaut).

A la fin nous avons terminé par une conclusion que à l'aide de visualisation des des différents signaux de la machine asynchrone on peut détecter la présence de défauts rotorique.

Comme perspectives, utiliser l'analyse spectrale pour mieux connaître la signature des défauts rotorique, le travail réalisé dans le cadre ce mémoire peut être mené en utilisant la commande vectorielle(CV), la commande par mode de glissement (MG).

---

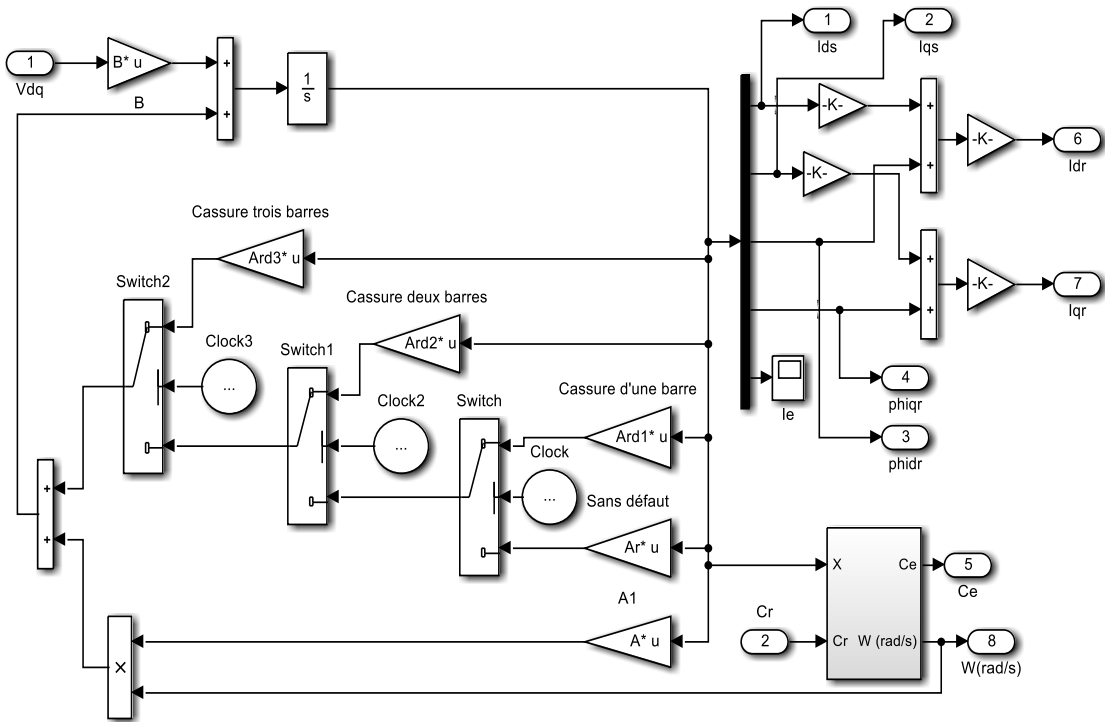
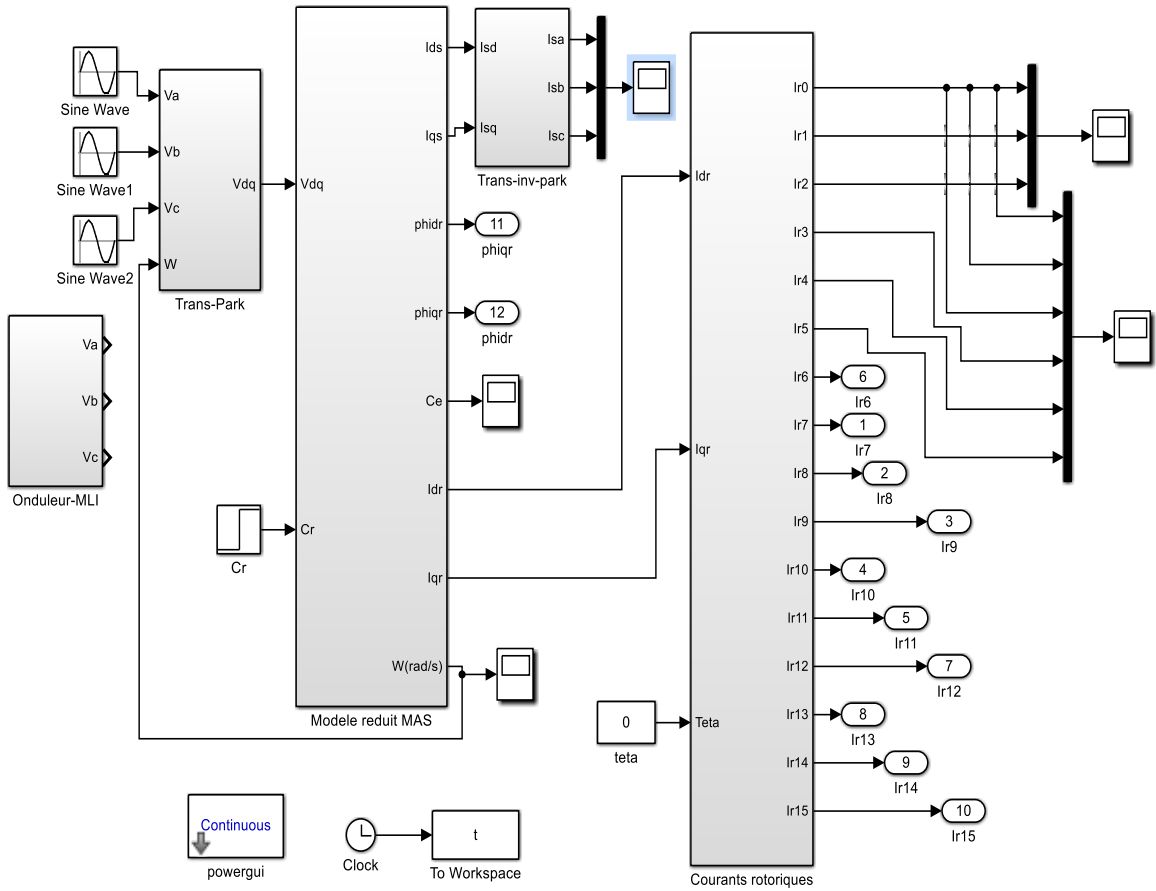
## Bibliographies

- [1] Jean- Claude TRIGEASSOU. Diagnostic des machines électriques. 1iere édition. EGEM Génie électrique. paris : Lavoisier, 2011, 385 pages.
- [2] BAZI, Smail. *Contribution à la Détection et au Diagnostic des Défauts dans un Système Machine à Induction-Convertisseur*. Thèse de doctorat. Electrotechnique. Université de Batna 2, 2016.
- [3] Hamoudi, B. Kouadri. *Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par les techniques d'identifications*. Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, Aout 2021.
- [4] Andrian, CEBAN. *Méthode globale de diagnostic des machines électriques*. thèse de doctorat. Génie électrique. Université Lille de Nord de France, 2012.
- [5] M. Bouzid. *Diagnostic de défauts de la machine asynchrone par réseaux de neurones*. Thèse de doctorat, Génie Electrique, Tunis, Janvier 2009.
- [6] BACHIR, Smail. *Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique*. Thèse de doctorat. Ecole doctorale des sciences pour l'ingénieur. Université de poitiers, 2002.
- [7] BESSOUS, Nourdine. *Contribution Au Diagnostic Des Machines Asynchrones*. Thèse de magister, Electrotechnique. Université mentouri de constantine, 2010.
- [8] G. Grellet " *Convertisseurs et machines électriques* ", Techniques de l'ingénieur, Chapitre Pertes dans les machines tournantes, Dossier D3450, Décembre 1989.
- [9] H. Bonnett and C. Yung, "Increased Efficiency Versus Increased Reliability," Industry Applications Magazine, IEEE, vol. 14, pp. 29-36, 2008.
- [10] W. T. Thomson, "A review of on-line condition monitoring techniques for three-phase squirrelcage induction motors—past, present and future," in *2nd IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives - SDEMPED '99*, Gijon, Spain, 1999, pp. 3-17.
- [11] A. H. Bonnett: "Understanding motor shaft failures", IEEE Applications Magazine, pp. 25-41, Vol. 5, No. 5, September/October 1999.
- [12] A. H. Bonnett : "Root cause AC motor failure analysis with a focus on shaft failures", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 5, p. 1435–1448, September/October 2000.
- [13] A. F. Khatir, K. E. Hemsas. « Diagnostic Des Machines Asynchrones : Utilisation Du Modèle Multi Enroulements ». *4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007*, Université Ferhat Abbas, Sétif, 03-04 November 2007.

- [14] A. Abed. *Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone*. Thèse de doctorat. Génie Electrique. Université Henri Poincaré, Nancy 1, 28 mars 2002.
- [15] BAGHLI, Lotfi. *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*. Thèse de doctorat. Génie Electrique. Université Henri Poincaré, Nancy 1, 1999.
- [16] A. Meroufel. *Contrôle de la machine asynchrone*. Sidi Bel-Abbès : Université Djillali Liabès première année, Cours, 2009, 136p.
- [17] M. Keita. *Techniques de commande des convertisseurs*. Maitrise en Technologie des Systèmes. Ecole de Technologie Supérieure, Montréal, Canada, Aout 1999.
- [18] A. Kaddouri. *Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents*. Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, Novembre 2000.
- [19] G. Didier. *Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances*. Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2004.
- [20] Ritchie, E.; Deng, X.; Jokinen, T., "Dynamic model of three-phase squirrel cage induction motors with rotor faults," in *Proc. ICEM'94*, 1994, pp. 694-698.

# Annexe

## Modèle de la machine sous SIMULINK.





## Paramètres utilisés de la machine

$$P = 1.1 \text{ kW}$$

$$R_s = 7,828 \Omega$$

$$J = 0,006093 \text{ kg m}^2$$

$$f = 0,000725 \text{ Nm s/rd}$$

$$\text{Rayon (R)} = 0,03575 \text{ m}$$

$$\text{Longueur (L)} = 0,065 \text{ m}$$

$$\text{Entrefer (e)} = 0,00025 \text{ m}$$

$$N_s = 160$$

$$N_r = 16$$

$$L_{sl} = 0,018 \text{ H}$$

$$R_{b \text{ sain}} = 150 \cdot 10^{-6} \Omega$$

$$R_{b \text{ cassée}} = 0,03 \Omega$$

$$R_{e \text{ sain}} = 72 \cdot 10^{-6} \Omega \text{ (totale)}$$

$$L_b = 10^{-7} \text{ H}$$

$$L_e = 10^{-7} \text{ H (totale)}$$

## Programme sous MATLAB

```
clear all,clc
%Les Parametres de machine asynchrone
E=670;
uo=4*pi*1e-7; Ns=160; Nr=16; R=0.03575; L=0.065; e=0.00025; p=1;
Lsf=0.018; Lb=1e-7;
Le=1e-7; Re=72e-6; Rb=150e-6;
Rs=7.828; J=0.006093; f=0.000725;

Rb0d1=11*150e-6;Rb1d1=150e-6; Rb2d1=150e-6; Rb3d1=150e-6; Rb4d1=150e-6;
Rb5d1=150e-6; Rb6d1=150e-6;Rb7d1=150e-6;
Rb8d1=150e-6; Rb9d1=150e-6; Rb10d1=150e-6; Rb11d1=150e-6; Rb12d1=150e-6;
Rb13d1=150e-6; Rb14d1=150e-6; Rb15d1=150e-6;

Rb0d2=11*150e-6;Rb1d2=11*150e-6; Rb2d2=150e-6; Rb3d2=150e-6; Rb4d2=150e-
6; Rb5d2=150e-6; Rb6d2=150e-6;Rb7d2=150e-6;
Rb8d2=150e-6; Rb9d2=150e-6; Rb10d2=150e-6; Rb11d2=150e-6; Rb12d2=150e-6;
Rb13d2=150e-6; Rb14d2=150e-6; Rb15d2=150e-6;

Rb0d3=11*150e-6;Rb1d3=11*150e-6; Rb2d3=11*150e-6; Rb3d3=150e-6;
Rb4d3=150e-6; Rb5d3=150e-6; Rb6d3=150e-6;Rb7d3=150e-6;
Rb8d3=150e-6; Rb9d3=150e-6; Rb10d3=150e-6; Rb11d3=150e-6; Rb12d3=150e-6;
Rb13d3=150e-6; Rb14d3=150e-6; Rb15d3=150e-6;

Rbd1=[Rb0d1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0]
```

```

Rbd2=[Rb0d2 Rb1d2 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0]
Rbd3=[Rb0d3 Rb1d3 Rb2d3 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0]
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Lsp=(4*uo*Ns*Ns*R*L)/(e*p*p*pi); %L'inductance principale%
Lsc=(3/2)*Lsp+Lsf;% =(Ls-Ms), Ms=Ls-Lsc L'inductanc propres statorique,
Les deux bobinages statoriques équivalents étant en quadrature, leur
inductance
%mutuelle est nulle et l'inductance cyclique Lsc correspond à leur
inductance propre,
Lrp=((Nr-1)*uo*2*pi*R*L)/(Nr*Nr*e); %L'inductance principale
Lrr=Lrp+2*Lb+2*Le; %L'inductanc propres rotorique
Mrr=- (uo*2*pi*L*R)/(Nr*Nr*e); %l'inductance mutuelle rotorique
a=(p*2*pi)/Nr;
Msr=(4*uo*Ns*R*L*sin(a/2))/(pi*e*p*p); %l'inductance mutuelle entre
stator et rotor
Lrc=Lrp-Mrr+((2*Le)/Nr)+2*Le*(1-cos(a)); %L'inductanc rotorique dq
sig=1-((3*Msr^2*Nr)/(4*Lsc*Lrc));

Rr1=((2*Re)/Nr)+2*Rb*(1-cos(a))
Rr2=0
Rr3=0
Rr4=((2*Re)/Nr)+2*Rb*(1-cos(a))

for k=1:1:16;
S1d1(k)=Rbd1(k)*(1-cos((2*k)-1)*a)
S2d1(k)=Rbd1(k)*sin((2*k)-1)*a);
S3d1(k)=Rbd1(k)*sin((2*k)-1)*a);
S4d1(k)=Rbd1(k)*(1+cos((2*k)-1)*a));

S1d2(k)=Rbd2(k)*(1-cos((2*k)-1)*a));
S2d2(k)=Rbd2(k)*sin((2*k)-1)*a);
S3d2(k)=Rbd2(k)*sin((2*k)-1)*a);
S4d2(k)=Rbd2(k)*(1+cos((2*k)-1)*a));

S1d3(k)=Rbd3(k)*(1-cos((2*k)-1)*a));
S2d3(k)=Rbd3(k)*sin((2*k)-1)*a);
S3d3(k)=Rbd3(k)*sin((2*k)-1)*a);
S4d3(k)=Rbd3(k)*(1+cos((2*k)-1)*a));

end
h=sum(S1d1)
Rr1d1=Rr1+((2/Nr)*(1-cos(a))*sum(S1d1))
Rr2d1=(-(2/Nr)*(1-cos(a))*sum(S2d1))
Rr3d1=(-(2/Nr)*(1-cos(a))*sum(S3d1))
Rr4d1=Rr4+((2/Nr)*(1-cos(a))*sum(S4d1))

Rr1d2=Rr1+((2/Nr)*(1-cos(a))*sum(S1d2))
Rr2d2=(-(2/Nr)*(1-cos(a))*sum(S2d2))
Rr3d2=(-(2/Nr)*(1-cos(a))*sum(S3d2))
Rr4d2=Rr4+((2/Nr)*(1-cos(a))*sum(S4d2))

Rr1d3=Rr1+((2/Nr)*(1-cos(a))*sum(S1d3))

```

```
Rr2d3=(- (2/Nr) * (1-cos (a)) *sum (S2d3))
Rr3d3=(- (2/Nr) * (1-cos (a)) *sum (S3d3))
Rr4d3=Rr4+ ((2/Nr) * (1-cos (a)) *sum (S4d3))
```

```
B=[1/(Lsc*sig) 0 0 0 0;
    0 1/(Lsc*sig) 0 0 0;
    0 0 0 0 0;
    0 0 0 0 0;
    0 0 0 0 0]
```

```
A1=[0 (1) 0 -(Nr*Msr)/(2*Lsc*Lrc*sig) 0;
    -(1) 0 (Nr*Msr)/(2*Lrc*Lsc*sig) 0 0;
    0 0 0 0 0;
    0 0 0 0 0;
    0 0 0 0 0]
```

```
% etat sain
```

```
Ar=[ -(Rs/(Lsc*sig)+((3*Msr^2*Nr*Rr1)/(4*Lsc*Lrc^2*sig))) -
    (3*Msr^2*Nr*Rr2)/(4*Lsc*Lrc^2*sig) -(Nr*Msr*Rr1)/(2*Lsc*Lrc^2*sig) -
    (Nr*Msr*Rr2)/(2*Lsc*Lrc^2*sig) 0 ;
    -(3*Msr^2*Nr*Rr3)/(4*Lsc*Lrc^2*sig) -
    (Rs/(Lsc*sig)+((3*Msr^2*Nr*Rr4)/(4*Lsc*Lrc^2*sig))) -
    (Nr*Msr*Rr3)/(2*Lsc*Lrc^2*sig) -(Nr*Msr*Rr4)/(2*Lsc*Lrc^2*sig) 0;
    -(3*Msr*Rr1)/(2*Lrc) -(3*Msr*Rr2)/(2*Lrc) -(Rr1)/(Lrc) -(Rr2)/(Lrc)
0;
    -(3*Msr*Rr3)/(2*Lrc) -(3*Msr*Rr4)/(2*Lrc) -(Rr3)/(Lrc) -(Rr4)/(Lrc)
0;
    0 0 0 0 -Re/Le]
```

```
% cassure d'une barre
```

```
Ard1=[ -(Rs/(Lsc*sig)+((3*Msr^2*Nr*Rr1d1)/(4*Lsc*Lrc^2*sig))) -
    (3*Msr^2*Nr*Rr2d1)/(4*Lsc*Lrc^2*sig) -(Nr*Msr*Rr1d1)/(2*Lsc*Lrc^2*sig)
-(Nr*Msr*Rr2d1)/(2*Lsc*Lrc^2*sig) 0 ;
    -(3*Msr^2*Nr*Rr3d1)/(4*Lsc*Lrc^2*sig) -
    (Rs/(Lsc*sig)+((3*Msr^2*Nr*Rr4d1)/(4*Lsc*Lrc^2*sig))) -
    (Nr*Msr*Rr3d1)/(2*Lsc*Lrc^2*sig) -(Nr*Msr*Rr4d1)/(2*Lsc*Lrc^2*sig) 0;
    -(3*Msr*Rr1d1)/(2*Lrc) -(3*Msr*Rr2d1)/(2*Lrc) -(Rr1d1)/(Lrc) -
    (Rr2d1)/(Lrc) 0;
    -(3*Msr*Rr3d1)/(2*Lrc) -(3*Msr*Rr4d1)/(2*Lrc) -(Rr3d1)/(Lrc) -
    (Rr4d1)/(Lrc) 0;
    0 0 0 0 -Re/Le]
```

```
% cassure de la deuxieme barre
```

```
Ard2=[ -(Rs/(Lsc*sig)+((3*Msr^2*Nr*Rr1d2)/(4*Lsc*Lrc^2*sig))) -
    (3*Msr^2*Nr*Rr2d2)/(4*Lsc*Lrc^2*sig) -(Nr*Msr*Rr1d2)/(2*Lsc*Lrc^2*sig)
-(Nr*Msr*Rr2d2)/(2*Lsc*Lrc^2*sig) 0 ;
    -(3*Msr^2*Nr*Rr3d2)/(4*Lsc*Lrc^2*sig) -
    (Rs/(Lsc*sig)+((3*Msr^2*Nr*Rr4d2)/(4*Lsc*Lrc^2*sig))) -
    (Nr*Msr*Rr3d2)/(2*Lsc*Lrc^2*sig) -(Nr*Msr*Rr4d2)/(2*Lsc*Lrc^2*sig) 0;
    -(3*Msr*Rr1d2)/(2*Lrc) -(3*Msr*Rr2d2)/(2*Lrc) -(Rr1d2)/(Lrc) -
    (Rr2d2)/(Lrc) 0;
```

```

-(3*Msr*Rr3d2)/(2*Lrc)    -(3*Msr*Rr4d2)/(2*Lrc) -(Rr3d2)/(Lrc) -
(Rr4d2)/(Lrc)  0;
0 0 0 0 -Re/Le]

```

*% cassure de la troisieme barre*

```

Ard3=[ -(Rs/(Lsc*sig)+((3*Msr^2*Nr*Rr1d3)/(4*Lsc*Lrc^2*sig))) -
(3*Msr^2*Nr*Rr2d3)/(4*Lsc*Lrc^2*sig)    -(Nr*Msr*Rr1d3)/(2*Lsc*Lrc^2*sig)
-(Nr*Msr*Rr2d3)/(2*Lsc*Lrc^2*sig)  0 ;
      -(3*Msr^2*Nr*Rr3d3)/(4*Lsc*Lrc^2*sig) -
(Rs/(Lsc*sig)+((3*Msr^2*Nr*Rr4d3)/(4*Lsc*Lrc^2*sig))) -
(Nr*Msr*Rr3d3)/(2*Lsc*Lrc^2*sig)    -(Nr*Msr*Rr4d3)/(2*Lsc*Lrc^2*sig)  0;
-(3*Msr*Rr1d3)/(2*Lrc)    -(3*Msr*Rr2d3)/(2*Lrc) -(Rr1d3)/(Lrc) -
(Rr2d3)/(Lrc)  0;
-(3*Msr*Rr3d3)/(2*Lrc)    -(3*Msr*Rr4d3)/(2*Lrc) -(Rr3d3)/(Lrc) -
(Rr4d3)/(Lrc)  0;
0 0 0 0 -Re/Le]

```