

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE AMAR TELIDJI DE LAGHOAT



FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département d'électrotechnique

**Mémoire de Fin d'étude pour l'obtention du Master**

Option : **Electromécanique**

Présenté par :

**BEN SAFFEDDINE Taher Abdelatif**

**BOUKHEIR Saad Ely**

**THEME :**

***Commande et analyse des défauts électriques  
d'une machine asynchrone à cage***

**Devant le jury composé de :**

ROGTI Fatiha	Pr	Président
BENSAOUCHA Saddam	MCB	Examineur
BESSEDIK Sid Ahmed	Pr	Encadreur
AMEUR Aissa	Pr	Co-encadreur

## *Remerciements*

Nous remercions très infiniment dieu le tout puissant pour nous avoir donné le courage et la volonté d'élaborer ce travail.

Nos sincères remerciements vont également à notre encadreur, Monsieur **Bessedik Sid Ahmed**, pour son accompagnement, son soutien et son expertise tout au long de ce projet. Nous tenons également à remercier chaleureusement notre co-encadreur, Monsieur **Ameur Aissa**, pour sa disponibilité et sa patience qui ont été essentielles pour surmonter les défis rencontrés lors de la partie de simulation.

Nous remercions tous les membres de jury qui nous ont fait l'honneur d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.

Nous remercions aussi tous ceux qui de près ou de loin nous ont aidés et soutenus pour la réalisation de ce modeste travail.

## *Dédicaces*

Je dédie ce travail

À ma chère mère et mon cher père pour votre soutien, vos encouragements et vos innombrables sacrifices qui m'ont permis de poursuivre mes études et d'atteindre mes objectifs.

A mes chers frères

A mes chères sœurs

Tous mes amis

*Saad*

## *Dédicaces*

*Ce travail est le fruit de la combinaison d'efforts de plusieurs personnes. Je remercie tout d'abord le tout puissant qui, par sa grâce m'a permis d'arriver au bout de mes efforts en me donnant la santé, la force, le courage et en me faisant entourer des merveilleuses personnes dont je tiens à remercier.*

*Je remercie à mon père **NOURDINE** et Ma mère **FATMA** pour leur amour inestimable, leur confiance, leur sacrifice, leur soutien.  
A Mes Frères et sœurs pour leurs encouragements durant tout mon parcours.*

*Enfin, mes remerciements s'adressent également à tous mes professeurs pour leurs générosités et la grande patience dont ils ont su faire preuve malgré leurs charges académiques et professionnelles.*

***Abdelatif***

## ملخص

التحكم وتحليل الأعطال الكهربائية في المحرك الحثي ذو القفص هي عناصر أساسية لضمان أدائها الأمثل وموثوقيتها. يتيح التحكم في الآلة تنظيم العزم وسرعة الدوران بكفاءة، مع تحقيق أقصى كفاءة للاستخدام للطاقة من خلال استخدام تقنيات التحكم المتقدمة مثل التحكم المتجه.

أما تحليل الأعطال الكهربائية، فهو يهدف إلى كشف وتشخيص وتحديد مواقع المشاكل المحتملة التي يمكن أن تنشأ في الجزء الثابت أو الدوار. ومن بين هذه الأعطال، يمكن ذكر قصر في الدارة أو كسر قضبان الدوار. تهدف هذه المذكرة بشكل رئيسي إلى إجراء تحليل مفصل للأعطال الكهربائية في المحرك الحثي ذو القفص، بالإضافة إلى دراسة التحكم فيها من خلال دراسة سلوكها في حالة الوجود أو عدم وجود هذه الأعطال. الهدف النهائي هو ضمان الأداء الأمثل والمتانة والسلامة للآلة.

**الكلمات المفتاحية:** المحرك الحثي، تحليل الأعطال الكهربائية، عطل قصر في الدارة ، عطل كسر قضبان الدوار ، التحكم المتجه.

# *Résumé*

La commande et l'analyse des défauts électriques d'une machine asynchrone à cage sont des éléments indispensables pour assurer son fonctionnement optimal et sa fiabilité. La commande de la machine permet de réguler efficacement le couple et la vitesse de rotation, tout en maximisant son rendement énergétique grâce à l'utilisation de techniques de contrôle avancées comme la commande vectorielle.

Quant à l'analyse des défauts électriques, elle vise à détecter, diagnostiquer et localiser les éventuels problèmes susceptibles de survenir au niveau du stator ou du rotor. Parmi ces défauts, on peut citer les courts-circuits ou les cassures des barres rotoriques. Ce mémoire vise principalement à effectuer une analyse approfondie des défauts électriques d'une machine asynchrone à cage, ainsi qu'à étudier sa commande en examinant son comportement en l'absence ou en présence de ces défauts. L'objectif ultime est d'assurer le fonctionnement optimal, la durabilité et la sécurité de la machine.

**Mots clés :** machine asynchrone à cage, analyse des défauts électriques, défaut de court-circuit, défaut cassure des barres, commande vectorielle.

# *Abstract*

The control and analysis of electrical faults in a cage induction machine are essential elements to ensure its optimal operation and reliability. The machine control allows for efficient regulation of torque and rotational speed while maximizing energy efficiency through the use of advanced control techniques such as vector control.

The analysis of electrical faults aims to detect, diagnose, and locate potential problems that may occur in the stator or rotor. Among these faults, we can mention short circuits or rotor bar breaks. This thesis primarily aims to conduct a thorough analysis of electrical faults in a cage induction machine while studying its control by examining its behavior in the absence or presence of these faults. The ultimate goal is to ensure optimal operation, durability, and safety of the machine.

**Keywords:** Induction machine, analysis of electrical faults, short-circuit fault, rotor bar break, vector control.

# **LISET DES SYMBOLES**

**Symboles liés à la machine asynchrone**

$u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}$	Tensions statoriques suivant les axes $a_s, b_s$ et $c_s$
$u_{dq_s}$	Composantes $d$ et $q$ des tensions statoriques
$u_{\alpha Q_s}$	Composantes $\alpha$ et $\beta$ des tensions statoriques
$u_{\alpha Q_r}$	Composantes $\alpha$ et $\beta$ des tensions rotoriques
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	Courants statoriques suivant les axes $a_s, b_s$ et $c_s$
$i_{dq_s}$	Composantes $d$ et $q$ des courants statoriques
$i_{dq_m}$	Composantes $d$ et $q$ des courants magnétisant
$i_{dq_{cc}}$	Composantes $d$ et $q$ du courant de court-circuit dans les spires court-circuitées
$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$	Flux statoriques suivant les axes $a_s, b_s$ et $c_s$
$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$	Flux rotoriques suivant les axes $a_s, b_s$ et $c_s$
$\phi_{dq_s}$	Composantes $d$ et $q$ du flux statorique
$\phi_{dq_r}$	Composantes $d$ et $q$ du flux rotorique
$\phi_{\alpha Q_m}$	Composantes $d$ et $q$ du flux magnétisant
$\phi_{\alpha Q_f}$	Composantes $d$ et $q$ du flux de fuite statorique
$R_s$	Résistance statorique
$R_r$	Résistance rotorique
$L_{sp}$	Inductance propre d'une phase statorique
$L_{rp}$	Inductance propre rotorique
$L_s$	Inductance cyclique statorique
$L_r$	Inductance cyclique rotorique

---

<b>L<sub>m</sub></b>	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor
<b>L<sub>f</sub></b>	Inductance de fuite
<b>L<sub>cc</sub></b>	Inductance propre de la bobine de court-circuit <b>B<sub>cc</sub></b>
<b>M<sub>s</sub></b>	Inductance mutuelle entre deux phases du stator
<b>M<sub>r</sub></b>	Inductance mutuelle entre deux phases du rotor
<b>N<sub>b</sub></b>	Nombre total de barres au rotor
<b>N<sub>ckk</sub></b>	Nombre de spires en court-circuit de la k <sup>ième</sup> phase
<b>N<sub>s</sub></b>	Nombre total de spires dans une phase statorique sans défaut
<b>μ<sub>ckk</sub></b>	Pourcentage de spires en court-circuit de la k <sup>ième</sup> phase
<b>θ<sub>ckk</sub></b>	Angle de repère du bobinage en court-circuit de la k <sup>ième</sup> phase
<b>θ<sub>r</sub></b>	Angle électrique de la position du rotor
<b>Q(θ<sub>cc</sub>)</b>	Matrice donnant l'angle du bobinage en court-circuit
<b>Q<sub>ckk</sub></b>	Quadripôle représentant un défaut de court-circuit de la k <sup>ième</sup> phase
<b>P</b>	Nombre de paires de pôles
<b>m</b>	Vitesse angulaire électrique du rotor
<b>Ω</b>	Vitesse de l'arbre moteur, égale à ω/P
<b>m<sub>a</sub></b>	Vitesse angulaire du repère de référence
<b>g</b>	Glissement de la machine
<b>C<sub>em</sub></b>	Couple électromagnétique
<b>C<sub>r</sub></b>	Couple résistant
<b>f<sub>v</sub></b>	Coefficient de frottement visqueux
<b>J</b>	Moment d'inertie

---

**Chapitre I : Etat de l'art sur les méthodes de diagnostic des machines asynchrones** Page

<b>Figure I.1:</b> Les éléments de constitution de la machine asynchrone.	3
<b>Figure I.2:</b> Les parties du rotor à cage de la MAS.	4
<b>Figure I.3 :</b> Évolution du pourcentage des défauts pendant une décennie.	7
<b>Figure I.4 :</b> Défaut de court-circuit entre spires.	9
<b>Figure I.5:</b> Rupture de barre.	10
<b>Figure I.6:</b> Rupture d'anneau de court-circuit.	11
<b>Figure I.7 :</b> Types d'excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte.	12
<b>Figure I.8 :</b> Schéma de principe de la méthode par l'analyse de spectrale.	14
<b>Figure I.9:</b> Vue éclatée des éléments constitutifs d'un roulement bilent.	14
<b>Figure I.10 :</b> Le capteur d'émission acoustique de type WD.	15
<b>Tableau I.1 :</b> Défauts des machines électriques selon leurs origines.	6

**Chapitre II : Modélisations de la machine asynchrone à cage**

<b>Figure II.1:</b> Représentation d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor.	21
<b>Figure II.2:</b> Principe de la transformation de Park.	23
<b>Figure II.3:</b> Modèle de la machine saine dans le repère de Park lié au rotor.	26
<b>Figure II.4:</b> Court-circuit de spires sur la phase $b_s$ du stator.	29
<b>Figure II.5 :</b> Modèle de court-circuit dans le repère lié au stator.	33
<b>Figure II.6 :</b> Modèle électrique de la machine en présence de défauts dans les trois phases statoriques.	34
<b>Figure II.7:</b> Modélisation par dipôles élémentaires du rotor en défaut.	37
<b>Figure II. 8:</b> Modèle de défaut rotorique de la machine asynchrone dans le repère de Park.	39
<b>Figure II.9:</b> Modèle de défaut rotorique de la machine asynchrone.	40

<b>Figure II.10</b> : Modèle de défauts mixte stator/rotor de la machine asynchrone.	43
--------------------------------------------------------------------------------------	----

---

### **Chapitre III : Commande vectorielle de la MAS en présence de défaut**

<b>Figure III.1</b> : Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CV-OFRI)	50
<b>Figure III.2</b> : Analogie avec le moteur à courant continu.	51
<b>Figure III.3</b> : Schéma de l'association machine asynchrone onduleur de tension.	51
<b>Figure III.4</b> : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.	52
<b>Figure III.5</b> : Boucle de régulation du courant.	54
<b>Figure III.6</b> : Boucle de régulation de la vitesse.	55
<b>Figure III.7</b> : Boucle définitive de régulation de Vitesse.	56

### **Chapitre IV : Résultats de simulation**

<b>Figure IV.1</b> : Modélisation du moteur asynchrone à cage sous Simulink/Matlab.	60
<b>Figure IV.2</b> : Evolution des courants des phases statoriques au démarrage, puis en charge.	61
<b>Figure IV.3</b> : Spectre du courant de la phase $a_s$ : cas de la machine saine.	62
<b>Figure IV.4</b> : Evolution du couple électromagnétique au démarrage, puis en charge.	62
<b>Figure IV.5</b> : Evolution de la vitesse de rotation au démarrage, puis en charge.	63
<b>Figure IV.6</b> : Modélisation du moteur asynchrone à cage en présence défaut statorique sous Simulink/Matlab.	64
<b>Figure IV.7</b> : Courants simulés en charge, puis lors d'un court-circuit de 18 spires sur la phase $a_s$ .	64
<b>Figure IV.8</b> : Evolution du couple électromagnétique, en charge puis lors d'un court-circuit de 18 spires sur la phase $a_s$ .	65
<b>Figure IV.9</b> : Vitesse de rotation au démarrage, en charge puis lors d'un court-circuit de 18 spires sur la phase $a_s$ .	65
<b>Figure IV.10</b> : Spectre du courant statorique pour un court-circuit de 18 spires sur la phase $a_s$ .	66

## *Liste des figures et des tableaux*

<b>Figure IV.11</b> : Modélisation du moteur asynchrone à cage en présence défaut rotorique sous Simulink/Matlab.	67
<b>Figure IV.12</b> : Evolution des courants statoriques à vide, en charge puis lors de la rupture de barres.	67
<b>Figure IV.13</b> : Evolution du couple électromagnétique au démarrage, en charge puis lors de la rupture de barres.	68
<b>Figure IV.14</b> : Vitesse de rotation au démarrage, en charge puis lors de la rupture de barres.	68
<b>Figure IV.15</b> : Spectre du courant statorique pour une machine avec une barre cassée.	69
<b>Figure IV.16</b> : Spectre du courant statorique pour une machine avec deux barres cassées.	69
<b>Figure IV.17</b> : Modélisation du moteur asynchrone à cage en présence défaut mixte sous Simulink/Matlab.	70
<b>Figure IV.18</b> : Courants statoriques de la machine en présence de défaut simultané stator/rotor.	71
<b>Figure IV.19</b> : Spectre du courant statorique pour une machine avec défaut simultané.	71
<b>Figure IV.20</b> : Evolution du couple électromagnétique en présence de défaut simultané stator/rotor.	72
<b>Figure IV.21</b> : Evolution du couple électromagnétique en présence de défaut simultané stator/rotor.	72
<b>Figure IV.22</b> : Simulation du moteur asynchrone à cage avec commande réalisée sous Simulink/Matlab.	73
<b>Figure IV.23</b> : Variation de la vitesse de rotation sous l'influence de la commande.	73
<b>Figure IV.24</b> : Variation du couple électromagnétique sous l'influence de la commande.	74
<b>Figure IV.25</b> : Variation des courants statoriques sous l'influence de la commande.	74
<b>Figure IV.26</b> : Variation de la tension sous l'influence de la commande.	74
<b>Figure IV.27</b> : Variation des courants statoriques avec défaut de court-circuit sous commande.	75
<b>Figure IV.28</b> : Variation du couple électromagnétique avec défaut de court-circuit sous commande.	76
<b>Figure IV.29</b> : Variation de la Vitesse avec défaut de court-circuit sous commande.	76

---

# Table des matières

<b>Introduction générale.....</b>	<b>01</b>
<b>Chapitre I : Etat de l'art sur les méthodes de diagnostic des machines asynchrones</b>	
<b>I.1 Introduction .....</b>	<b>03</b>
<b>I.2 Constitution de la machine asynchrone.....</b>	<b>03</b>
<b>I.2.1 Le stator.....</b>	<b>03</b>
<b>I.2.2 Le rotor.....</b>	<b>04</b>
<b>I.2.3 Les organes mécaniques.....</b>	<b>05</b>
<b>I.3 Les défaillances des machines asynchrones.....</b>	<b>05</b>
<b>I.3.1 Défautes internes et externes.....</b>	<b>05</b>
<b>I.3.2 Etude statistique des défaillances de la machine asynchrone.....</b>	<b>06</b>
<b>I.4 Défautes statoriques .....</b>	<b>08</b>
<b>I.4.1 Défautes d'isolant dans un enroulement.....</b>	<b>08</b>
<b>I.4.2 Court-circuit entre spires.....</b>	<b>08</b>
<b>I.4.3 Court-circuit entre phases.....</b>	<b>09</b>
<b>I.4.4 Court-circuit phase/bâti .....</b>	<b>09</b>
<b>I.4.5 Défautes de circuit magnétique.....</b>	<b>10</b>
<b>I.5 Défautes rotorique.....</b>	<b>10</b>
<b>I.5.1 Ruptures de barres.....</b>	<b>10</b>
<b>I.5.2 Ruptures d'anneaux.....</b>	<b>11</b>
<b>I.5.3 Excentricité statique et dynamique.....</b>	<b>11</b>
<b>I.5.4 Défaut de roulement.....</b>	<b>12</b>
<b>I.6 Différentes techniques de diagnostic des machines électriques .....</b>	<b>12</b>
<b>I.7 Conclusion .....</b>	<b>17</b>
<b>Chapitre II : Modélisations de la machine asynchrone à cage</b>	
<b>II.1 Introduction.....</b>	<b>19</b>
<b>II.2 Modélisation du fonctionnement de la machine saine.....</b>	<b>20</b>
<b>II.2.1 Hypothèses de départ.....</b>	<b>20</b>
<b>II.2.2 Schéma d'un moteur asynchrone triphasé.....</b>	<b>20</b>
<b>II.2.3 Equations électriques de la machine asynchrone.....</b>	<b>21</b>
<b>II.2.4 Transformation biphasée de Park.....</b>	<b>22</b>
<b>II.2.5 Modèle de la machine dans le repère de Park.....</b>	<b>24</b>

II.2.6 Représentation d'état de la machine saine.....	27
II.3. Modèle de défauts statoriques.....	28
II.3.1 Modélisation du défaut stator dans le repère de Park.....	28
II.3.2 Modélisation de la machine dans le repère de Park lié au stator.....	30
II.3.3. Généralisation du modèle de défaut statorique.....	33
II.3.4. Représentation d'état du modèle de défaut statorique.....	35
II.4. Modèle de défauts rotoriques.....	36
II.4.1. Modélisation du rotor en défaut.....	37
II.4.2. Modélisation du défaut de rupture des barres.....	38
II.4.3. Schéma électrique équivalent.....	40
II.4.4. Représentation d'état du modèle de défauts rotoriques.....	42
II.5. Modèle de défaut simultané stator/rotor.....	43
II.5.1. Modèle global de la machine asynchrone en défaut stator/rotor.....	43
II.5.2. Représentation d'état du modèle de défaut simultané stator/rotor.....	44
II.6. Conclusion.....	45
<b>Chapitre III : Commande vectorielle de la Mas en présence de défaut</b>	
III.1 Introduction.....	47
III.2 Modèle de la machine en vue de sa commande.....	47
III.2.1 Commande vectorielle indirecte.....	49
III. 3 Modélisation de l'association moteur asynchrone -onduleur de tension.....	51
III. 3.1 Modélisation de l'onduleur de tension.....	52
III. 4 Régulation des courants .....	54
III. 5 Régulation de vitesse .....	55
III. 6 Conclusion.....	57
<b>Chapitre IV : Résultats de simulation</b>	
IV.1 Introduction .....	59
IV.1.1. Paramètres et grandeurs utilisés dans cette étude.....	59
IV.2 Résultats de simulation du model.....	60
IV.3 Résultats de simulation en fonctionnement sain.....	60
IV.4 Résultats de simulation du modèle de défaut statorique.....	63
IV.5 Résultats de simulation du modèle de défauts rotoriques .....	66

<b>IV.6 Résultats de simulation du modèle de défaut simultané stator/rotor .....</b>	<b>70</b>
<b>IV.7 Résultats de simulation de la commande.....</b>	<b>73</b>
<b>IV.7.1 Essai en charge Machine saine.....</b>	<b>73</b>
<b>IV.7.2 Essai en charge Machine avec défaut statorique .....</b>	<b>75</b>
<b>IV.8 Conclusion .....</b>	<b>78</b>
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>79</b>
<b>Références Bibliographiques.....</b>	<b>80</b>

# *Introduction Générale*

Actuellement, Les machines asynchrones sont considérées comme l'outil de conversion électromécanique le plus utilisé dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électrique. Ces machines ont remplacé les machines à courant continu, grâce à leur simplicité de construction, son faible cout d'achat et sa robustesse mécanique. Des applications de la machine asynchrone à vitesse variable, les recherches dans le domaine des énergies renouvelables ont conduit à l'introduction des machines asynchrones comme générateur.

De nos jours, la surveillance de la machine asynchrone est une tâche très importante et primordiale dans le milieu industriel. En effet, le rôle premier de la surveillance de la machine asynchrone est d'augmenter sa disponibilité afin de réduire les coûts directs et indirects de la maintenance. Les tâches de détection et de localisation des défaillances trouvent ainsi tout naturellement leur place dans un tel système de surveillance.

Notre projet s'intéresse à la commande et analyse des défauts électriques d'une machine asynchrone à cage.

Dans ce contexte, notre mémoire est structuré en quatre chapitres :

Le premier chapitre un état de l'art sur les différents types de défaillance qui peuvent survenir sur les machines électriques et les techniques de détections et de localisation du défaut.

Le deuxième chapitre de notre étude se concentre sur la modélisation de la machine asynchrone dans deux scénarios : l'état normal de fonctionnement et l'état défaillant en présence de défauts tels que les courts-circuits entre spires, les ruptures de barres rotoriques et les défauts combinés (stator /rotor).

Le troisième chapitre de notre étude aborde la modélisation de la commande de la machine asynchrone à l'aide de la commande vectorielle, en tenant compte des défauts au niveau du stator. Cette approche vise à évaluer l'impact de ces défauts sur la commande de la machine.

Enfin, le dernier chapitre s'intéresse aux résultats de simulation et leurs interprétations.

Nous clôturons ce travail par une conclusion générale permettant de synthétiser les résultats obtenus et d'envisager quelques perspectives [3][24].

# Chapitre I :

*Etat de l'art sur les méthodes de  
diagnostic des machines  
asynchrones*

## I.1 Introduction

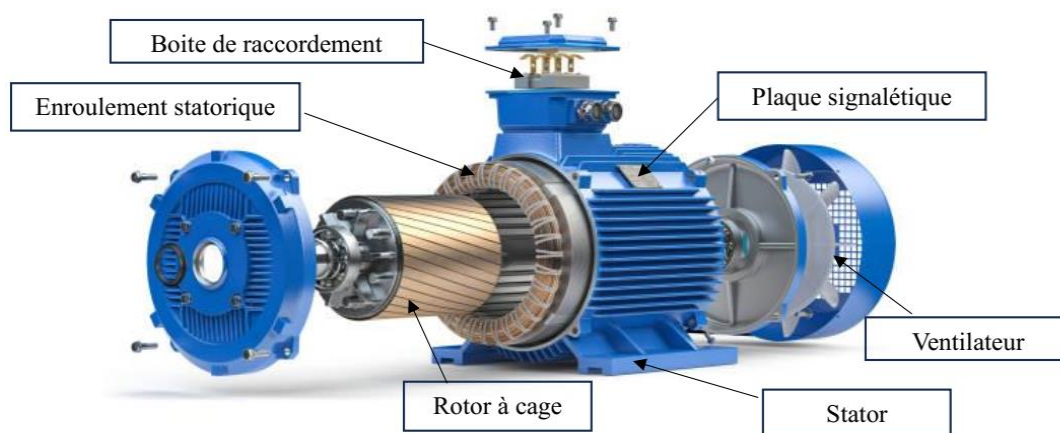
Actuellement, les machines asynchrones sont considérées comme l'outil de conversion électromécanique le plus utilisé dans le milieu industriel. Cet engouement pour ce type de machine est justifié par sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et sa robustesse mécanique. Des applications de la machine asynchrone à vitesse variable ont vu le jour dans divers domaines.

Malgré ses qualités, les machines asynchrones peuvent présenter une multitude de défauts électriques, mécaniques, environnementaux, ou magnétiques qui sont prévisibles ou inopportuns. Après avoir rappelé les éléments de constitution de cette machine, nous présentons dans ce chapitre les divers défauts, leurs causes ainsi que leurs éventuels effets et les solutions possibles pour leurs détections. Puis nous énumérons les méthodes qui sont employées pour le diagnostic des machines [1].

## I.2 Constitution de la machine asynchrone

La machine à induction comprend un stator et un rotor constitués de tôles d'acier au Silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements.

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :



**Figure (I.1) :** Les éléments de constitution de la machine

### I.2.1 Le stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est un empilement de tôles fines d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. Les tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Le bobinage statorique peut être décomposé en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines.

Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer un champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes des 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 [2-3].

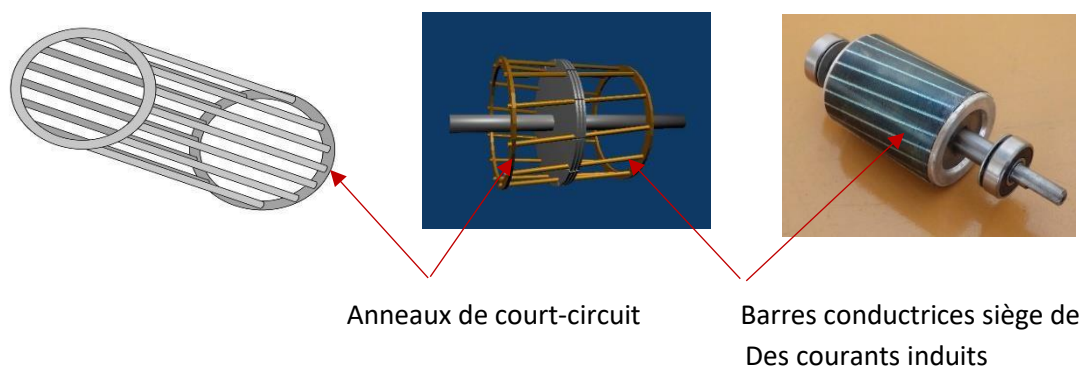
### **I.2.2 Le rotor**

Le rotor se décompose aussi d'un circuit magnétique constitué de tôles d'acier qui sont en général de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Le rotor de la machine asynchrone peut être de deux types : bobiné ou à cage d'écureuil [2]

- ❖ **Le rotor à cage** : est constitué de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits, ces barres sont reliées entre elles à chacune des extrémités du rotor par un anneau de court-circuit. Très souvent les barres sont uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et aussi diminuer fortement le bruit lors de l'accélération de la machine.

Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre [2].

Le rotor de la machine asynchrone est aussi pourvu d'ailettes de ventilation pour permettre un refroidissement de la cage le plus efficace possible. Le rotor à cage d'écureuil peut aussi être considéré comme un enroulement polyphasé fermé.



**Figure (I.2) : Les parties du rotor à cage de la MAS**

- ❖ **Le rotor bobiné** : est construit de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans leurs encoches rotoriques). Les phases rotoriques sont alors accessibles grâce à un système de bagues- balais positionné sur l'arbre de la machine.

### **I.2.3 Les organes mécaniques**

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 le quel est fixé un demi accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulement pour les machines de petite et moyenne puissance [2-3].

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

Dans ce paragraphe, on expose divers défauts des machines électriques, ainsi que leurs origines et leurs catégories.

La défaillance d'une machine électrique désigne toute situation qui entraîne un comportement inhabituel de la machine et qui peut entraîner des dommages à court ou long terme [4].

Les pannes des machines tournantes électriques sont causées par la conception, la tolérance de fabrication, l'assemblage, l'installation, l'environnement de travail, la charge et le calendrier de maintenance.

#### **I.3.1 Défauts internes et externes**

Selon [1-4], on peut distinguer deux catégories de défauts en fonction de leur origine : interne et externe. Les éléments internes de la machine (bobinages du stator et du rotor, circuits magnétiques, cage rotorique, entrefer mécanique, etc.) sont responsables des défauts internes. Le type d'alimentation, la charge mécanique et l'environnement d'utilisation de la machine sont responsables des défauts externes.

Une classification des défauts qui existent dans les machines électriques selon leurs origines est présentée dans le Tableau I.1 :

Défaillances des machines électriques	Interne	Mécanique	Contact entre le stator et rotor
			Défaut de roulements
			Excentricité
			Mouvement des enroulements et des tôles
		Électrique	Défaillance au niveau de l'isolation
			Rupture de barre
	Externe	Mécanique	Défaillance au niveau du circuit magnétique
			Charge oscillante
			Surcharge de la machine
		Environnementale	Défaut de montage
			Humidité
			Température
		Électrique	Propreté
Fluctuation de la tension			
Sources de tensions déséquilibrées			
		Réseau bruité	

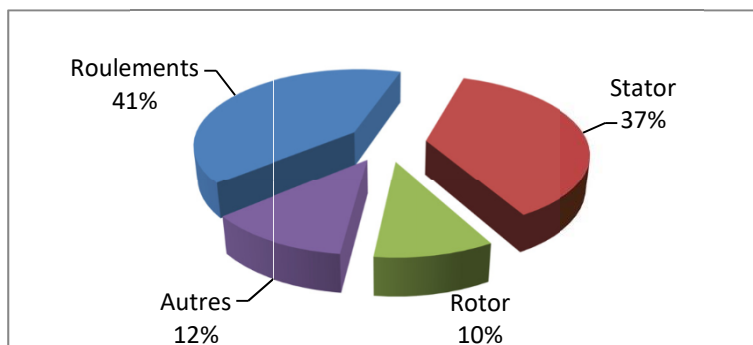
**Tableau I.1** : Défauts des machines électriques selon leurs origines

Le recensement des pannes et des défauts de machines électriques n'est pas automatique dans tous les parcs d'exploitation et ateliers de maintenance, ce qui rend statistiquement difficile de donner une répartition précise des défaillances [4].

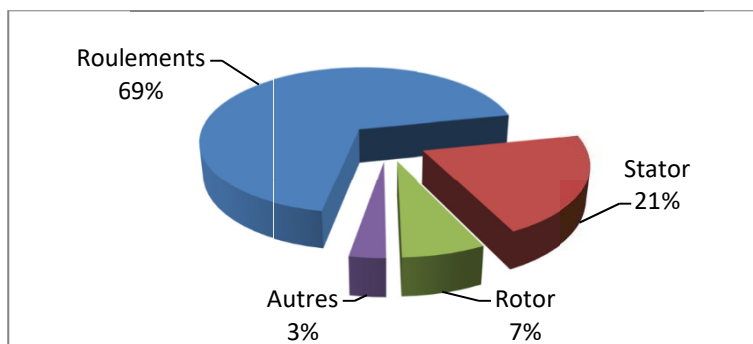
### **I.3.2 Etude statistique des défaillances de la machine asynchrone**

Depuis les années 80 jusqu'à nos jours, de nombreuses études statistiques sur des machines ont été menées. Toutes ces données citées dans [4-5-6] portent sur les machines asynchrones de moyenne et de grande puissance utilisées dans le secteur industriel.

Les études effectuées sur des machines asynchrones de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) dans les années 90 par Thorsen [7] mentionnées après par Thomson [6] ont montré que sur cette gamme de puissance certaines pannes sont plus fréquentes que d'autres et les pannes le plus fréquentes sont du type mécanique (voir Figure I.3).



(a) Thomson 1999 [6]



(b) Bonnett 2008 [4]

**Figure (I.3) :** Étude statistique du pourcentage des défauts pendant une décennie

Bonnett [12] a récemment réalisé une étude statistique sur les machines asynchrones de grande puissance utilisées dans l'industrie pétrochimique.

À l'instar de l'étude [6], la distribution donnée dans confirme que les défauts des machines de grande puissance sont principalement dus aux roulements et au bobinage statorique (Fig. I.3(a), (b)).

Par ailleurs, ces recherches démontrent que pendant une décennie, la répartition du pourcentage de ces défauts a évolué. Les défauts de roulements ont passé de 41 % à 9 %, les défauts au stator de 37 % à 21 % et ceux au rotor de 10 % à 7 %.

Il est observé que les imperfections du stator et du rotor sont de moins en moins courantes. Cela s'explique par l'évolution de la technique de fabrication des machines électriques (par exemple, l'amélioration des isolants). Le roulement demeure la principale cause de défaillance.

Il convient de souligner que les méthodes d'alimentation des machines électriques entraînent également des pannes, telles que l'excitation des enroulements par des tensions causées par des fronts raides, ce qui accélère le vieillissement de l'isolation du bobinage statorique.

## **I.4 Défauts statoriques**

Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème thermique (surcharge), électrique (diélectrique), mécanique (bobinage,) et environnemental (agression, etc.). Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit [3] [8].

### **I.4.1 Défauts d'isolant dans un enroulement**

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique...) engendrent des phénomènes thermiques se traduisant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. De ce fait, si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière prématurée ou accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction [2] [9].

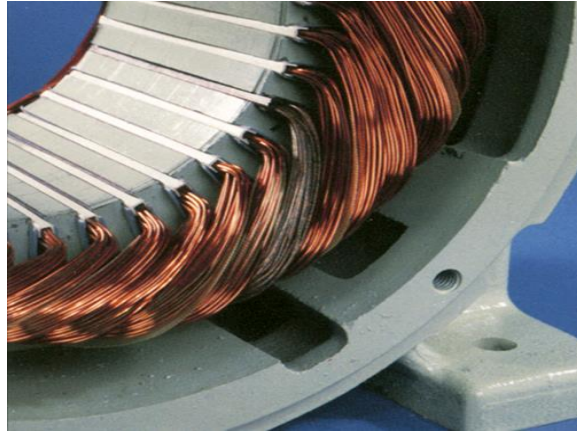
Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- Dégradation de l'isolant à la fabrication.
- Tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- Courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolation
- Vibrations mécaniques.
- Vieillessement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation 'normale', l'isolant finit naturellement par se dégrader.
- Fonctionnement dans un environnement sévère.

### **I.4.2 Court-circuit entre spires**

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et de ce fait une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne

(apparition d'un 2<sup>ème</sup> court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut [2] [8-9].



**Figure (I.4) :** Défaut de court-circuit entre spires

### **I.4.3 Court-circuit entre phases**

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système. L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs. Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît. Les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases [2] [8-9].

### **I.4.4 Court-circuit phase/bâti**

Le bâti a généralement un potentiel flottant, mais pour des raisons de liaisons mécaniques, il est souvent relié à la masse. Si le potentiel est flottant, un court-circuit entre l'enroulement et le bâti n'a pas d'importance du point de vue matériel, excepté les effets capacitifs, le bâti prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit. Par contre, au niveau de la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels). En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas. Cependant le courant circulant dans

cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. De plus, cette défaillance va générer une composante homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire. Une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut [9].

#### **I.4.5 Défauts de circuit magnétique**

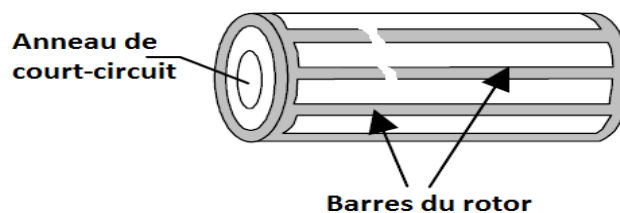
Ces défauts aboutissent dans la plupart des cas à une dissymétrie au niveau du fonctionnement de la machine, qui à son tour peut accentuer le problème par des phénomènes de surchauffe, de surtension, d'élévation importante du courant, etc. [9]

#### **I.5 Défauts rotorique**

Ces défauts aboutissent dans la plupart des cas à une dissymétrie rotorique au niveau du fonctionnement de la machine, qui à son tour peut accentuer des problèmes tels que : thermique (surcharge), électromagnétique (excentricité), résiduel (déformation), dynamique (arbre de transmission) et mécanique (roulement). Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit [10]

##### **I.5.1 Ruptures de barres**

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées [9].



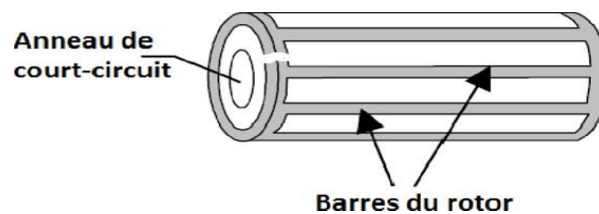
**Figure (I.5) : Rupture de barre [4].**

### I.5.2 Ruptures d'anneaux

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux [3] [9].

Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voir confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques. Ces 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 (température, humidité, ...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres

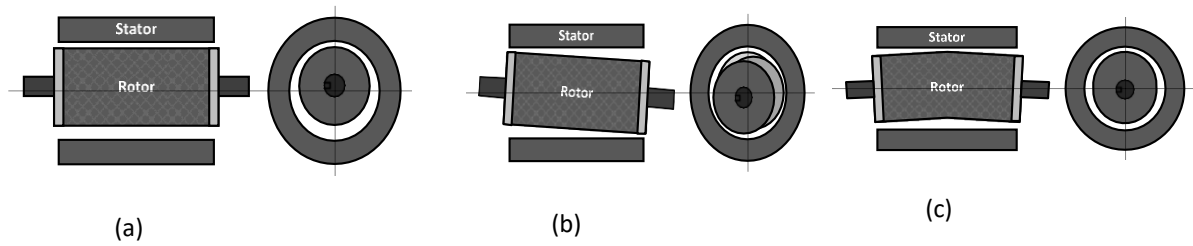


**Figure (I.6) :** Rupture d'anneau de court-circuit

### I.5.3 Excentricité statique et dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor, (figure I.7). Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage). Trois cas d'excentricité sont généralement distingués [2][8-9].

- **L'excentricité statique**, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe
- **L'excentricité dynamique**, le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe
- **L'excentricité** qu'on pourrait qualifier de '**mixte**', associant les deux cas précédemment cités



**Figure (I.7) :** Types d'excentricité : (a) statique ; (b) dynamique ; (c) mixte [4].

### **I.5.4 Défaut de roulement**

Les roulements sont constitués généralement de deux bagues, intérieure et extérieure, entre lesquelles existe un ensemble de billes ou de rouleaux tournants. Les défauts de roulement sont généralement classés dans la catégorie des défauts liés à l'excentricité. Les défauts de roulements à billes peuvent être classifiés comme suit [9] :

- Défaut de la bague extérieure.
- Défaut de bague intérieure.
- Défaut de billes.

### **I.6 Différentes techniques de diagnostic des machines électriques**

Les chercheurs de par le monde travaillent sur le diagnostic des machines asynchrones afin d'améliorer et de faciliter la détection des anomalies pouvant les affecter. La raison pour laquelle, nous avons choisi de décrire sommairement les méthodes les plus couramment rencontrées pour le diagnostic des défaillances de la machine asynchrone [11].

#### **❖ Méthodes de surveillance de la machine asynchrone**

Le diagnostic fait partie de la surveillance. Il a pour objectif de détecter d'une manière précoce un défaut avant qu'il ne conduise à une défaillance totale dans l'installation industrielle. Les deux principales tâches de diagnostic sont :

- ✓ La détection : la détection consiste à signaler l'existence du défaut,
- ✓ La localisation des défauts : qui a pour objet de trouver le type de défaut.

#### **❖ Redondance physique ou matérielle**

La redondance physique consiste à utiliser plusieurs capteurs, actionneurs, processeurs et logiciels pour mesurer et/ou contrôler une variable particulière.

Un principe de vote est appliqué sur les valeurs redondantes pour décider si une faute est présente ou non. Cette approche entraîne un coût important en instrumentation mais s'avère extrêmement fiable et simple à implanter. Elle est mise en œuvre essentiellement sur des systèmes à hauts risques tels que les centrales nucléaires ou les avions [11].

### ❖ **Redondance analytique ou méthodes basées sur un modèle**

Le concept de redondance analytique repose sur l'utilisation d'un modèle mathématique du système à surveiller. Pour cette raison, les méthodes utilisant la redondance analytique pour la surveillance sont appelées méthodes à base de modèle. Le principe de la surveillance utilisant un modèle peut être séparé en deux étapes principales :

- La génération de résidus.
- La localisation des défauts.

Les méthodes à base de modèles analytiques exploitent des données numériques issues d'un modèle du système étudié.

Ces données sont ensuite comparées aux mesures effectuées sur le système, un écart révélant une anomalie.

Ces méthodes reposent donc sur le principe de redondance analytique : des équations analytiques décrivant le fonctionnement nominal du système sont utilisées pour établir puis vérifier des relations liant les grandeurs mesurées entre elles.

Pour mettre au point une telle procédure de diagnostic, la première étape consiste à mettre au point un modèle du système. Une fois le modèle validé, la procédure de diagnostic en elle-même comporte trois phases :

- ✓ La génération de résidus, grandeurs sensibles aux défauts ;
- ✓ La détection de défauts éventuellement présents, par l'analyse des résidus ;
- ✓ La localisation et l'identification du type de défaillance.

Les méthodes de surveillance à base de modèles utilisent la redondance d'information présente sur un système [11].

### ❖ **Méthodes basées sur l'analyse spectrale**

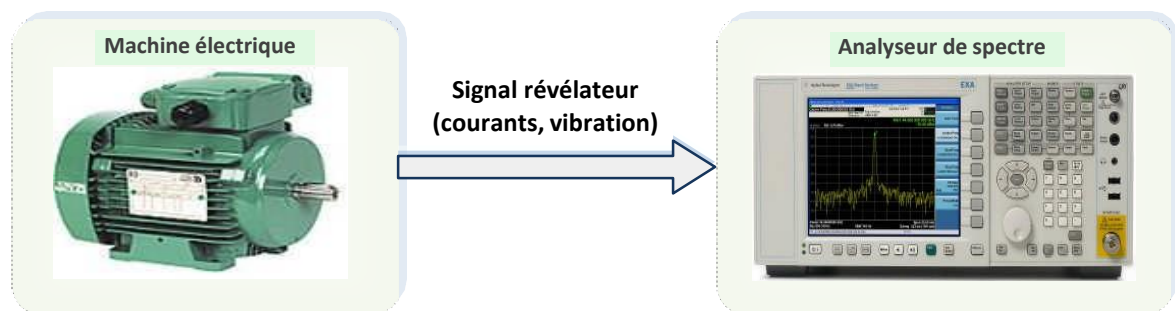
L'analyse spectrale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres et/ou de portions d'anneaux au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les courts-circuits dans les bobinages. Ces cas se

## Chapitre I : Etat de l'art sur les méthodes de diagnostic des machines asynchrones

prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation.

La surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste à effectuer une simple transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine (figure I.8)

Les grandeurs choisies sont soit les grandeurs électriques (plus particulièrement les courants de ligne), soit les grandeurs mécaniques (vibration, couple électromagnétique).

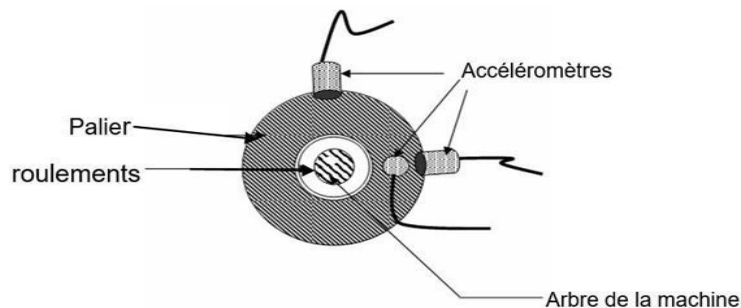


**Figure (I.8) :** Schéma de principe de la méthode par l'analyse de spectrale

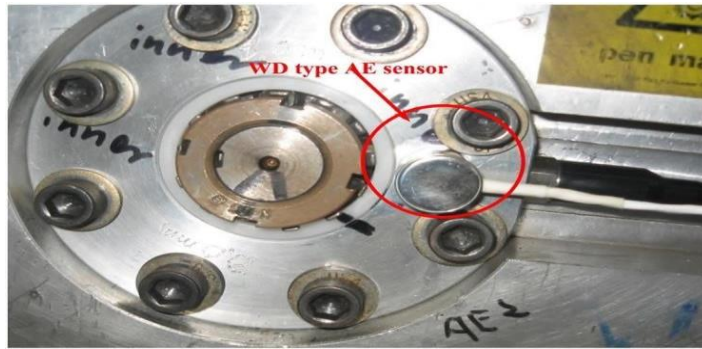
Ces méthodes ont l'avantage de l'indépendance de l'analyse par rapport aux fluctuations internes du système. D'autre part, l'information contenue dans les signaux, n'étant pas filtrée par la modélisation, reste intacte [3][11].

### ❖ A - Analyses vibratoires de la machine

L'analyse vibratoire de la machine asynchrone peut être menée grâce à des accéléromètres placés sur les paliers dans les directions verticales, axiales et radiales



**Figure (I.9) :** Vue éclatée des éléments constitutifs d'un roulement billet



**Figure (I.10) :** Le capteur d'émission acoustique de type WD

Les vibrations de la machine fournissent des informations sur pratiquement tous les défauts fréquemment rencontrés, notamment ceux mécaniques. Cependant, ces analyses vibratoires comportent certains inconvénients [11] :

- Problème d'accessibilité,
- Difficultés rencontrées dans les connexions mécaniques des accéléromètres pour effectuer les mesures nécessaires au voisinage direct du défaut.

De plus, le coût de ces capteurs reste relativement élevé par rapport aux autres capteurs tels que les capteurs de vitesse ou de courant. Pour s'affranchir de ces problèmes, les recherches focalisent leurs efforts pour détecter et localiser les défauts par l'analyse d'autres signaux.

#### ❖ **B - Analyse des flux**

La conversion électromécanique de l'énergie est localisée dans l'entrefer. Cette conversion est donc affectée par tout déséquilibre magnétique, mécanique, électrique ou électromagnétique au rotor ou au stator.

Le flux d'entrefer et par-là même l'induction magnétique dans cet entrefer, le flux embrassé dans les enroulements statoriques ou encore le flux de fuite dans l'axe du rotor sont des paramètres qui, à cause de leur sensibilité à tout déséquilibre de la machine, méritent d'être analysés.

Ces grandeurs sont difficilement mesurables mais des études ont été menées pour extraire des signatures spécifiques à certains défauts.

Le flux axial est toujours présent dans les machines électriques à cause des dissymétries inhérentes à leur fabrication. L'étude des variations de flux peut donc être une solution pour détecter et localiser un défaut à travers de l'utilisation de bobines exploratrices placées à l'extérieur de la machine, perpendiculairement à l'axe du rotor [11].

### ❖ C - Analyse du couple électromagnétique

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

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

### ❖ D - Analyse des courants statoriques

Les signaux évoqués précédemment permettent de détecter un grand nombre de défauts sur la machine. Cependant, ces signaux nécessitent la mise en place d'un grand nombre de capteurs (flux, couple mètre, accéléromètres...) souvent onéreux, sensibles et délicats à placer dans des environnements contraignants.

Pour ces inconvénients et 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.

Les défauts de la machine asynchrone se traduisent dans le spectre du courant statorique soit par :

- ✓ L'apparition des raies spectrales dont les fréquences sont directement liées à la fréquence de rotation de la machine, aux fréquences des champs tournants et aux paramètres physiques de la machine (nombre d'encoche rotorique et nombre de paires de pôles).
- ✓ La modification de l'amplitude des raies spectrales, présentés dans le spectre du Courant.

Cette approche de surveillance des entraînements électriques a été largement utilisée depuis ces dernières années elle est connue sous le nom de **MCSA (Motor Current Signature Analysis)**.

L'avantage, comparé aux signaux précédents, est que les capteurs de courants sont désormais présents dans tous les systèmes de commande des entraînements électriques et offrent donc, un accès aisé à la mesure sans une implémentation (de capteur) supplémentaire [11].

### **❖ Méthodes basées sur l'intelligence artificielle**

En dépit des diverses techniques mentionnées précédemment, ces dernières années, la surveillance et la détection de défaut des machines électriques se sont éloignées des techniques traditionnelles pour s'orienter vers des techniques dites d'intelligence artificielle.

L'intelligence artificielle (IA) est une branche de l'informatique qui traite la reproduction par la machine de certains aspects de l'intelligence humaine tels qu'apprendre à partir d'une expérience passée à reconnaître des formes complexes et à effectuer des déductions [3].

## **I.7 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons examiné divers aspects généraux liés aux machines asynchrones. Nous avons décrit leur structure, discuté des différentes pannes auxquelles elles peuvent être confrontées, et enfin, présenté les avancées récentes dans les techniques de diagnostic des machines électriques. Le prochain chapitre se concentrera sur la modélisation de la machine asynchrone à cage dans deux états distincts : l'état normal de fonctionnement et l'état défaillant.

# Chapitre II :

## *Modélisations de la machine asynchrone à cage dédiée aux défauts électrique*

## II.1 Introduction

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone (MAS) dans l'objectif de son identification ont été et restent, l'objet de nombreux travaux [3]. Dans le cadre du diagnostic par identification paramétrique et d'après [12], la machine asynchrone présente en plus d'un comportement dynamique conventionnel, un comportement dû au défaut. Ainsi, ces études ont permis l'élaboration de modèles permettant le découplage de deux modes :

- Le mode commun, image du comportement sain de la machine, est exprimé dans le repère triphasé ou dans le repère de Park, et tire ses paramètres des composants électriques de la machine.
- Le mode différentiel est une partie supplémentaire, dû à la présence d'un défaut et permet d'exprimer l'écart entre le mode commun et le fonctionnement défaillant de la machine. L'intérêt majeur de ce mode est que l'identification de ses paramètres permet la détection et la localisation du défaut.

Nous nous intéressons dans ce travail à deux types de défauts internes de la machine, le défaut de court-circuit entre spires au stator et le défaut de rupture de barres au rotor. Notre méthodologie de diagnostic de ces défauts fait appel à une étude du comportement de la machine en régime défectueux.

Dans le but de simuler les signatures caractéristiques de ces deux défauts, il faudra disposer d'un modèle qui puisse traduire ces défauts. Ces signatures nous serviront pour la détection et la localisation des défauts précédemment cités.

Un modèle de défaut est une représentation formelle de la connaissance des défauts et de leurs façons d'influencer le système. Pour cette raison, dans cette partie nous présentons les deux modèles de défaut de la machine asynchrone : un modèle de défaut statorique traduisant le dysfonctionnement de la machine en présence de court-circuit entre spires sur les trois phases statoriques et un modèle de défaut rotorique de type rupture de barres. Une panne de type court-circuit au stator et rupture de barres au rotor apparaissant simultanément n'étant pas à exclure lors de grandes sollicitations de la machine, pour cela un modèle global de la machine avec défauts simultanés stator/rotor sera présenté. Ce modèle permettra une surveillance généralisée de la machine.

Les modèles de défaut dédiés au diagnostic de la machine asynchrone par identification paramétrique seront validés en simulation sous l'environnement de simulation Matlab/Simulink.

## II.2 Modélisation du fonctionnement de la machine saine

Dans cette section, nous allons considérer le cas des moteurs asynchrones à cage d'écureuil. En revanche, on admet que sa structure rotorique est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné. Le champ tournant induit des courants rotoriques dans les barreaux de la cage d'écureuil (ou enroulements) : ces courants induits génèrent un couple qui permet au rotor de tourner à une vitesse proche de celle du champ tournant, mais nécessairement inférieure.

Conserver les équations supposées de la machine asynchrone est classique, nous n'évoquerons que les points qui nous paraissent essentiels et les choix qui nous sont propres par rapport à ce que nous faisons habituellement.

### II.2.1 Hypothèses de départ

Le modèle de la MAS est établi en tenant compte des hypothèses de base suivantes [3][13] :

- La machine est symétrique à entrefer constant,
- La répartition dans l'entrefer de la force magnétomotrice et du flux est sinusoïdale,
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et à perméabilité constante,
- Les pertes fer par hystérésis et courants de Foucault, l'effet de peau et les effets de dentures sont négligeables,
- L'effet des encoches est négligé

Toutes ces hypothèses permettent ainsi de s'appuyer sur des propriétés telles que l'additivité du flux magnétique, l'invariance des inductances propres, ou la loi d'évolution des inductances mutuelles entre le rotor et le stator sinusoïdale.

### II.2.2 Schéma d'un moteur asynchrone triphasé

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure II.1. Elle comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face internes du stator sont longé trois enroulements identiques, à  $P$  paire de pôles ; leurs axes sont décalés de  $120^\circ$  [3][13].

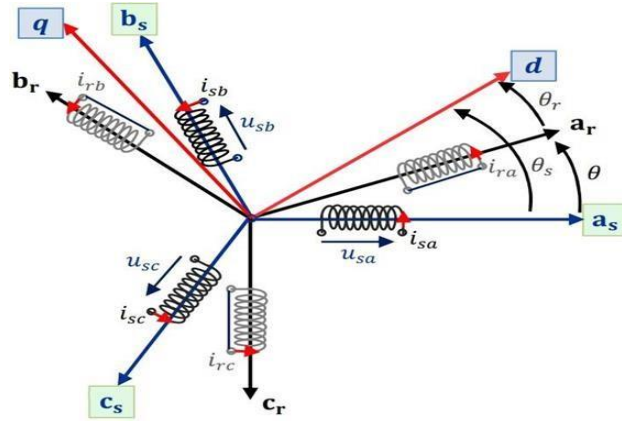


Figure (II.1) : Représentation d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor

### II.2.3 Equations électriques de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée par deux circuits couplés électromagnétiquement.

Pour représenter le modèle d'une machine dans un repère triphasé, il faut écrire les équations différentielles liant les tensions, les courants et les flux pour chaque enroulement du stator et du rotor selon le modèle présenté sur la figure II.1.

Les équations des tensions régissant le fonctionnement d'une machine asynchrone s'écrivent sous forme matricielle [3][14] :

$$\begin{cases} u_s = [R_s] \cdot i_s + \frac{d}{dt} \phi_s \\ 0 = [R_r] \cdot i_r + \frac{d}{dt} \phi_r \end{cases} \quad (II.1)$$

avec :

$$u_s = \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix}; i_s = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; \phi_s = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$u_r = \begin{bmatrix} u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix}; i_r = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; \phi_r = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$u_s, u_r$  : Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.

$i_s, i_r$  : Vecteurs des courants statoriques et rotoriques.

$\phi_s, \phi_r$  : Vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

$[R_s], [R_r]$  : Matrices des résistances statoriques et rotoriques.

Les flux totalisés  $\phi_s$  et  $\phi_r$  des phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

$$\begin{cases} \phi_s = [L_s] \cdot i_s + [M_{rs}] \cdot i_r \\ \phi_r = [M_{rs}] \cdot i_s + [L_r] \cdot i_r \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

L'isotropie et la symétrie de la machine font que les inductances propres des phases statoriques sont égales, de même pour celles du rotor. Les matrices  $[L_s]$  et  $[L_r]$  deviennent :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{sp} & M_s & M_s \\ M_s & L_{sp} & M_s \\ M_s & M_s & L_{sp} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{rp} & M_r & M_r \\ M_r & L_{rp} & M_r \\ M_r & M_r & L_{rp} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$L_{sp}, L_{rp}$ : Inductances propres statoriques et rotoriques.

$M_s$  : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.

$M_r$  : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire  $\theta$  entre l'axe du stator et celui du rotor :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T = M_{rs} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \cos(p\theta - 2\pi/3) & \cos(p\theta - 4\pi/3) \\ \cos(p\theta - 4\pi/3) & \cos(p\theta) & \cos(p\theta - 2\pi/3) \\ \cos(p\theta - 2\pi/3) & \cos(p\theta - 4\pi/3) & \cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Le modèle de représentation d'un moteur asynchrone que nous venons de présenter présente l'inconvénient d'être relativement complexe, puisque la matrice contient des éléments qui varient selon l'angle de rotation  $\theta$ . Pour simplifier le modèle, des transformations mathématiques sont appliquées au système. Ce dernier est souvent utilisé pour étudier les machines tournantes, notamment en changeant le référentiel ( $abc$ ) en un référentiel diphasique ( $d, q$ ). Cette transformation est la transformation du Park. En plus d'être simple, le modèle de Park permet de réduire significativement le temps de calcul et donc le temps de simulation [14].

## II.2.4 Transformation biphasée de Park

Le principe de cette transformation repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé équilibré peut l'être aussi, à l'identique, par un système biphasé de deux bobines décalées de  $\pi/2$  dans l'espace, alimentées par des courants déphasés de  $\pi/2$  dans le temps. Cette transformation est orthonormée, elle conserve donc la puissance instantanée dans les enroulements équivalents [13-15]. La

La transformation de Park consiste à projeter les grandeurs statoriques et rotoriques sur deux axes en quadrature, elle fait appel à deux changements de coordonnées : la transformation de Concordia et un changement de repère par rotation. Il est à noter que la transformation de Park est effectuée uniquement sur les grandeurs du régime sain (axes triphasés équilibrés de la machine). Comme la montre la figure II.2, nous remplaçons les trois phases d'axes fixes ( $a_s, b_s, c_s$ ) du stator par un enroulement équivalent formé des deux bobinages d'axes en quadrature ( $d, q$ ) tournant à la vitesse  $\omega_a$ . De même, au rotor, nous substituons deux bobinages  $r_d$  et  $r_q$  aux enroulements triphasés équivalents. Nous notons par  $\theta_s$  (resp.  $\theta_r$ ) l'angle de transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. Rotoriques). Nous remarquons qu'ils sont liés à  $\theta$  par la relation (6) suivante :

$$\theta_s - \theta_r = \theta \tag{II.6}$$

Ceci simplifie les équations et par conséquent le modèle final.

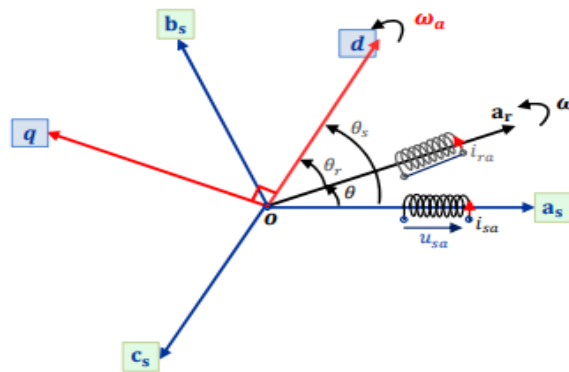


Figure (II.2) : Principe de la transformation de Park

Le système de coordonnées fixe ( $a_s, b_s, c_s$ ) est ainsi transformé en un système de coordonnées orthogonales tournant ( $dqo$ ). Comme la machine est équilibrée, les composantes homopolaires "o" sont nulles. Nous passons des coordonnées triphasées ( $a_s, b_s, c_s$ ) aux nouvelles coordonnées ( $dq$ ) de Park, en appliquant la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \end{bmatrix} = P(-\theta) \cdot T_{32} \cdot \begin{bmatrix} x_{as} \\ x_{bs} \\ x_{cs} \end{bmatrix} \tag{II.7}$$

$$\begin{bmatrix} x_{as} \\ x_{bs} \\ x_{cs} \end{bmatrix} = T_{23} \cdot P(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Où  $x$  : Tension, courant ou flux.

- $d$  : indice de l'axe direct.
- $q$  : indice de l'axe en quadrature.

$T_{32}$ , la matrice de transformation modifiée qui est orthogonale, s'écrit :

et:

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$T_{23} = [T_{32}]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

- La matrice de rotation d'angle ( $\theta$ ) :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

- La matrice de rotation d'angle ( $-\theta$ ) :

$$P(-\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \sin(-\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

## II.2.5 Modèle de la machine dans le repère de Park

Dans un souci de simplification du modèle de la machine asynchrone, on choisit de totaliser les fuites magnétiques au stator [14-16].

Par définition, le système d'axes ( $d, q$ ) tourne à la vitesse  $\omega_a$ . Il est intéressant de pouvoir changer de repère selon les besoins de l'utilisateur. Ainsi, pour un référentiel noté ( $x$ ) tournant à une vitesse  $\omega_a$  par rapport au stator de la machine asynchrone, l'ensemble des équations électriques de la machine s'écrit [13-14] :

$$\begin{cases} \underline{u}_{dq_s}^{(x)} = R_s \underline{i}_{dq_s}^{(x)} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_s}^{(x)} + \omega_a \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \underline{\phi}_{dq_s}^{(x)} \\ \underline{u}_{dq_r}^{(x)} = 0 = R_r \underline{i}_{dq_r}^{(x)} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_r}^{(x)} + (\omega_a - \omega) \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \underline{\phi}_{dq_r}^{(x)} \\ \underline{\phi}_{dq_s}^{(x)} = L_s \underline{i}_{dq_s}^{(x)} + L_m \underline{i}_{dq_r}^{(x)} \\ \underline{\phi}_{dq_r}^{(x)} = L_m \underline{i}_{dq_s}^{(x)} + L_r \underline{i}_{dq_r}^{(x)} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

avec :

$L_s = L_{sp} - M_s$  : inductance cyclique statorique

$L_r = L_{rp} - M_r$  : inductance cyclique rotorique

$L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$  : inductance mutuelle cyclique stator-rotor

$\omega = p\Omega$  : pulsation électrique de rotor

et

$$P\left(\frac{\pi}{2}\right) = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) & \cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) & \sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix}$$

Si on fait l'hypothèse que les fuites magnétiques sont totalisées au stator et en définissant :

$$\begin{cases} L_s = L_f + L_m \\ L_r = L_m \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

l'équation II.9 se réécrit alors :

$$\begin{cases} \underline{u}_{dq_s}^{(x)} = R_s \underline{i}_{dq_s}^{(x)} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_s}^{(x)} + \omega_a \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \underline{\phi}_{dq_s}^{(x)} \\ \underline{u}_{dq_r}^{(x)} = 0 = R_r \underline{i}_{dq_r}^{(x)} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_r}^{(x)} + (\omega_a - \omega) \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \underline{\phi}_{dq_r}^{(x)} \\ \underline{\phi}_{dq_s}^{(x)} = L_s \underline{i}_{dq_s}^{(x)} + L_m \underline{i}_{dq_r}^{(x)} \\ \underline{\phi}_{dq_r}^{(x)} = L_m \underline{i}_{dq_s}^{(x)} + L_r \underline{i}_{dq_r}^{(x)} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Le fonctionnement de la machine asynchrone est habituellement analysé dans trois repères : un repère lié au stator, un repère lié au rotor et un repère lié au champ tournant. Le choix du référentiel dépend de la vitesse de rotation  $\omega_a$  du système d'axes ( $dq$ ) selon [3] :

- Si le référentiel est fixe par rapport au stator alors  $\omega_a = 0$  et on obtient un système électrique où les grandeurs statoriques sont purement alternatives et à la fréquence de l'alimentation. La simulation de la machine asynchrone dans ce repère n'exige donc aucune connaissance de la position du rotor, ce qui constitue un avantage pour la commande sans capteur de position. L'inconvénient majeur est la manipulation de signaux à fréquence élevée.
- Si le référentiel tourne à la vitesse de synchronisme alors  $\omega_a = \omega_s = 2\pi f_s$  et on obtient un système électrique purement continu qui est très bien adapté aux techniques d'identification. Cependant la position du champ tournant doit être reconstituée à chaque instant d'échantillonnage.
- Si le référentiel est fixe par rapport au rotor alors  $\omega_a = \omega$  et les signaux

électriques sont alors quasi-continus. La pulsation des grandeurs électriques est égale à  $g\omega$  (où  $g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$  est le glissement de la machine) qui est faible dans les conditions réelles de fonctionnement. Lorsqu'on a accès à la position mécanique, ce repère est privilégié du fait de la quasi-continuité des grandeurs électriques.

Dans ce travail nous avons opté pour le référentiel lié au rotor car c'est celui qui nécessite le moins de transformations/estimations.

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

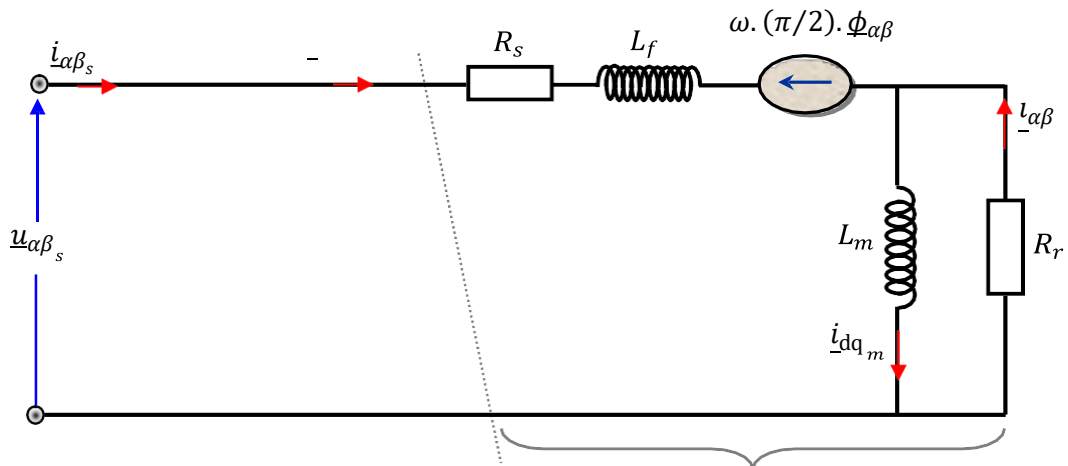


Figure (II.3) : Modèle de la machine saine dans le repère de Park lié au rotor

Le modèle de la machine se caractérise alors par quatre paramètres physiques :  $R_s$ ,  $R_r$ ,  $L_m$  et  $L_f$ . Ce sont donc ces quatre paramètres que nous allons chercher à estimer par la suite dans le cas d'une machine saine.

Pour pouvoir accéder au rotor et concevoir le modèle complet de la machine, il faut tenir compte de l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad (II.12)$$

$\Omega = \dot{\theta} = \frac{\omega}{p}$  est la vitesse de l'arbre moteur.

$J$ : le moment d'inertie,

$C_{em}$  : le couple électromagnétique,

$C_r$  : l'ensemble des couples résistifs

$f_v$  : le coefficient de frottement visqueux.

Le couple électromagnétique peut s'écrire dans le repère diphasé lié au rotor [3] :

$$C_{em} = p \cdot (i_{qs} \varphi_{dr} - i_{ds} \varphi_{qr}) \quad (\text{II.13})$$

En plaçant l'équation 2.13 dans 2.12 on obtient l'équation différentielle électromécanique de la pulsation  $\omega$  :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2}{J} \cdot (i_{qs} \varphi_{dr} - i_{ds} \varphi_{qr}) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega - \frac{p}{J} \cdot C_r \quad (\text{II.14})$$

Modéliser la machine de cette manière permet de réduire le nombre de grandeurs nécessaires pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

## II.2.6 Représentation d'état de la machine saine

En considérant les dynamiques des flux rotoriques  $\phi_{dqr}$ , des courants statoriques  $i_{dqs}$  et les dynamiques électromécaniques ( $\omega$ ,  $\theta$ ), le système peut alors être décrit par le système d'équations non linéaires [3][14] :

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = \underline{f}(\underline{x}) + \underline{g} \cdot \underline{u} \\ \underline{y} = \underline{h}(\underline{x}) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

avec :

$\underline{x} = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \omega \ \theta]^T$ : Vecteur d'état

$\underline{u} = [u_{ds} \ u_{qs} \ C_r]^T$  et  $\underline{y} = [i_{ds} \ i_{qs} \ \omega]^T$ : entrées et sorties du système, respectivement.

$$f(\underline{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_r}{L_f} \cdot i_{ds} + \omega \cdot i_{qs} + \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} \cdot \phi_{dr} + \frac{\omega}{L_f} \cdot \phi_{qr} \\ -\omega \cdot i_{ds} - \frac{R_s + R_r}{L_f} \cdot i_{qs} - \frac{\omega}{L_f} \cdot \phi_{dr} + \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} \cdot \phi_{qr} \\ R_r \cdot i_{ds} - \frac{R_r}{L_m} \cdot \phi_{dr} \\ R_r \cdot i_{qs} - \frac{R_r}{L_m} \cdot \phi_{qr} \\ \frac{p^2}{J} \cdot (i_{qs} \cdot \phi_{dr} - i_{ds} \cdot \phi_{qr}) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega \\ \omega \end{bmatrix}, g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{p}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, h(\underline{x}) = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \omega \end{bmatrix}$$

La résolution des équations de ce modèle a été faite par la méthode de Runge-Kutta d'ordre 4 avec une période d'échantillonnage de 0.7 ms. Nous excitions la machine avec une entrée triphasée sinusoïdale  $u_s$ , et à chaque pas d'échantillonnage, nous calculons les tensions statoriques  $udqs$  de Park [14] :

$$u_{dqs} = P(-\theta) \cdot T_{23} \cdot u_s \quad (\text{II.16})$$

Pour pouvoir tracer les courants de chaque phase statorique, nous les avons calculés en simulation à partir des courants de Park  $idqs$  [14] :

$$i_s = T_{32} \cdot P(\theta) \cdot i_{dqs} \quad (\text{II.17})$$

### II.3. Modèle de défauts statoriques

Les études de recherche visant à concevoir un système de surveillance et diagnostic de la MAS efficace et fiable sont toujours d'actualité. Différents modèles ont été proposés pour considérer le type de défaut. On peut rappeler certains modèles où un court-circuit apparaît entre les spires des enroulements du stator. Nous pouvons citer les modèles triphasés basés sur la description de la topologie constitutive et géométrique de la machine asynchrone à cage, sous la forme de circuits électriques équivalents magnétiquement couplés [17] ou bien les modèles multi enroulements qui représentent la machine par des enroulements au stator et au rotor. Au niveau du stator le modèle est représenté par trois enroulements. Le nombre d'enroulements utilisé pour représenter le rotor est égal au nombre de barres de la cage [3].

Ces modèles triphasés, classés parmi les modèles "complexes" [18], présentent l'avantage d'être fidèles à la structure électrique et magnétique de la machine en défaut. Cependant, ils sont très complexes à mettre en œuvre puisque les hypothèses de simplification liées à la symétrie de la structure de la machine saine ne sont plus valables. De plus la résolution de ces modèles implique des moyens informatiques de calcul puissants ce qui en limite la mise en œuvre.

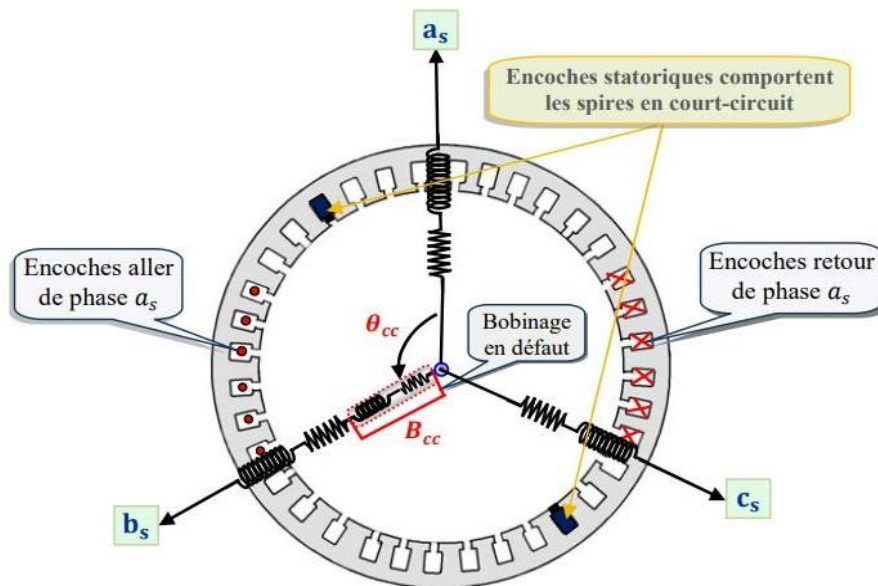
#### II.3.1. Modélisation du défaut stator dans le repère de Park

Dans ce travail de mémoire, nous utilisons un modèle relativement simple et adéquat, qui a été développé en vue du diagnostic de la machine asynchrone à cage. Ce modèle est basé sur le fait que, en situation de défaut, la MAS présente en plus

d'un comportement dynamique classique, un comportement dû au défaut [12]. Il est alors essentiel d'envisager deux modes ; un mode "commun" et un mode "différentiel". Le mode commun doit correspondre au modèle dynamique de la MAS. Exprimé en repère triphasé ou biphasé, il traduit le fonctionnement sain de la machine. Le mode différentiel a pour objectif de traduire le dysfonctionnement et ses paramètres doivent être essentiellement sensibles au défaut.

Il s'agit de modéliser une machine fictive équivalente dont le stator et le rotor sont toujours constitués de trois phases identiques parcourues par des courants triphasés. Pour prendre en compte l'existence de spires en court-circuit au stator de la machine asynchrone, on introduit une bobine supplémentaire court-circuitée dont le nombre de spires  $N_{cc}$  est égal au nombre de spires en défaut dans la machine [12]. Ainsi, en présence d'un déséquilibre statorique, la machine comporte, en plus des bobinages triphasés statoriques et rotoriques, un bobinage court-circuité à l'origine du champ stationnaire de direction fixe  $\theta_{cc}$  par rapport au stator

La figure II.4 illustre le stator d'une machine asynchrone à une paire de pôles avec court-circuit sur la phase  $b_s$  du stator [3].



**Figure (II.4) :** Court-circuit de spires sur la phase  $b_s$  du stator

On peut constater que le défaut fait apparaître dans la machine un nouveau bobinage  $B_{cc}$ , dont le nombre de spires est égal au nombre de spires en court-circuit et la direction égale à  $2\pi/3$  (direction de la phase  $b_s$ ). Afin de définir ce défaut, il est nécessaire d'introduire deux paramètres [14] :

- Le rapport de court-circuit, noté  $\mu_{cck} \frac{N_{cck}}{N_s}$  égal au rapport du nombre de

spires en court-circuit ( $N_{cck}$ ) de la  $k^{\text{ième}}$  phase sur le nombre total de spires ( $N_s$ ) dans une phase statorique sans défaut. Ce paramètre permet de quantifier le déséquilibre et d'obtenir le nombre de spires en court-circuit.

- L'angle électrique, noté  $\theta_{cck}$ , repère le bobinage en court-circuit par rapport à l'axe de référence de la phase  $as$ . Ce paramètre permet la localisation du bobinage en défaut et ne peut prendre que les trois valeurs :  $0$ ,  $2\pi/3$  ou  $4\pi/3$ , correspondant respectivement à un court-circuit sur les phases  $as$ ,  $bs$  ou  $cs$ .

Nous allons maintenant exprimer les différentes équations de tensions et de flux de la machine asynchrone en présence d'un défaut statorique de type court-circuit, en introduisant les paramètres électriques de la bobine en court-circuit  $B_{cc}$ .

### II.3.2 Modélisation de la machine dans le repère de Park lié au stator

Les équations de tension et de flux de la bobine  $B_{cc}$  exprimées dans le repère biphasé d'axe  $\alpha$  et  $\beta$  lié au stator sont les suivantes [14-16] :

$$\begin{cases} 0 = \mu_{cc} \cdot R_s \cdot i_{cc} + \frac{d\phi_{cc}}{dt} \\ \phi_{cc} = \mu_{cc}^2 \cdot \left( \frac{2}{3} \cdot L_m + L_f \right) \cdot i_{cc} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mu_{cc} \cdot L_m [\cos(\theta_{cc}) \sin(\theta_{cc})] (\underline{i}_{\alpha\beta_s} + \underline{i}_{\alpha\beta_r}) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

$L_m$  et  $L_f$ : inductance magnétisante et inductance de fuite.

$R_s$  : résistance propre d'une phase statorique.

$\theta_{cc}$  et  $\theta$  : angle du bobinage en court-circuit et angle mécanique, respectivement.

Nombre de spires en court – circuit

$$\mu_{cc} = \frac{\text{Nombre de spires en court – circuit}}{\text{Nombre total de spires sur une phase saine}}$$

Le courant  $i_{cc}$  dans le bobinage en défaut est à l'origine du champ magnétique stationnaire par rapport au stator, dirigé selon l'axe  $\theta_{cc}$ . Ce champ magnétique est à l'origine du flux  $\phi_{cc}$ . En projetant  $i_{cc}$  et  $\phi_{cc}$  sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$ , on leur associe les vecteurs stationnaires :

$$\underline{i}_{\alpha\beta_{cc}} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \cdot i_{cc} \quad \text{et} \quad \underline{\phi}_{\alpha\beta_{cc}} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \cdot \phi_{cc} \quad (\text{II.19})$$

Les relations de l'équation (II.18) deviennent des relations entre des vecteurs stationnaires par rapport au stator. Ainsi, le modèle global de la machine asynchrone en défaut de court-circuit s'écrit :

Pour le stator :

$$\begin{cases} \underline{u}_{\alpha\beta_s} = R_s \cdot \underline{i}_{\alpha\beta_s} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{\alpha\beta_s} \\ \underline{\phi}_{\alpha\beta_s} = L_f \cdot \underline{i}_{\alpha\beta_s} + L_m \cdot \left( \underline{i}_{\alpha\beta_s} + \underline{i}_{\alpha\beta_r} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mu_{cc} \cdot \underline{i}_{\alpha\beta_{cc}} \right) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \underline{u}_{\alpha\beta_r} = 0 = R_r \underline{i}_{\alpha\beta_r} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{\alpha\beta_r} - \omega \cdot P \left( \frac{\pi}{2} \right) \underline{\phi}_{\alpha\beta_r} \\ \underline{\phi}_{\alpha\beta_r} = L_m \cdot \left( \underline{i}_{\alpha\beta_s} + \underline{i}_{\alpha\beta_r} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mu_{cc} \cdot \underline{i}_{\alpha\beta_{cc}} \right) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Et pour le bobinage en défaut :

$$\begin{cases} 0 = \mu_{cc} \cdot R_s \cdot \underline{i}_{\alpha\beta_{cc}} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{\alpha\beta_{cc}} \\ \underline{\phi}_{\alpha\beta_{cc}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mu_{cc} \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot \left[ L_m \cdot \left( \underline{i}_{\alpha\beta_s} + \underline{i}_{\alpha\beta_r} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mu_{cc} \cdot \underline{i}_{\alpha\beta_{cc}} \right) + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mu_{cc} \cdot \underline{i}_{\alpha\beta_{cc}} \right] \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

avec :

$\underline{u}_{\alpha\beta_s}$   $\underline{u}_{\alpha\beta_r}$  : Tensions statoriques et rotoriques sur les deux axes  $\alpha$  et  $\beta$ .

$R_r$  : La résistance propre d'une phase rotorique.

$\omega_m$  : La pulsation mécanique.

$$Q(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc})^2 & \cos(\theta_{cc}) \cdot \sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc}) \cdot \sin(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc})^2 \end{bmatrix}$$

Par analogie avec le schéma équivalent ramenée au primaire des transformateurs et en négligeant le terme en  $L_f$  devant  $L_m$  dans l'expression du flux de court-circuit (équation (II.22)), les équations de flux de la machine asynchrone en défaut statorique deviennent :

$$\begin{cases} \underline{\phi}_{\alpha\beta_s} = \underline{\phi}_{\alpha\beta_f} + \underline{\phi}_{\alpha\beta_m} = L_f \cdot \underline{i}_{\alpha\beta_s} + L_m \cdot (\underline{i}_{\alpha\beta_s} + \underline{i}_{\alpha\beta_r} - \underline{\tilde{i}}_{\alpha\beta_{cc}}) \\ \underline{\phi}_{\alpha\beta_r} = \underline{\phi}_{\alpha\beta_m} = L_m \cdot (\underline{i}_{\alpha\beta_s} + \underline{i}_{\alpha\beta_r} - \underline{\tilde{i}}_{\alpha\beta_{cc}}) \\ \underline{\tilde{\phi}}_{\alpha\beta_0} \approx \mu_{cc} \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot \underline{\phi}_{\alpha\beta_m} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

avec :

$$\underline{\tilde{i}}_{\alpha\beta_{cc}} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mu_{cc} \cdot \underline{i}_{\alpha\beta_{cc}} \quad \text{et} \quad \underline{\tilde{\phi}}_{\alpha\beta_{cc}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \underline{\phi}_{\alpha\beta_{cc}}$$

$\underline{\phi}_{\alpha\beta_m}$  et  $\underline{\phi}_{\alpha\beta_f}$ : flux magnétisant et flux de fuite statorique.

Ainsi, l'équation de tension du bobinage en défaut ramenée au primaire s'écrit :

$$\underline{\tilde{i}}_{\alpha\beta_{cc}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\mu_{cc}}{R_s} \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot \frac{d\underline{\phi}_{\alpha\beta_m}}{dt} \quad (\text{II.24})$$

D'après cette équation, la bobine en défaut se ramène à un simple quadripôle résistif, non équilibré, mis en parallèle avec l'inductance magnétisante.

L'existence de la matrice  $(\theta_{cc})$  fait que la représentation d'état dans le repère du stator reste complexe. En négligeant les chutes de tension dues à  $R_s$  et  $L_f$  devant les tensions d'entrée  $u_{\alpha\beta_s}$ , on peut approcher les tensions aux bornes du quadripôle de court-circuit par les tensions statoriques. Les courants de ligne sont alors la somme des courants dus au court-circuit et des courants consommés par le modèle classique de Park. Ainsi, il devient possible d'exprimer simplement l'équation du bobinage en défaut dans le repère statorique :

$$\underline{\tilde{i}}_{\alpha\beta_{cc}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\mu_{cc}}{R_s} \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot \underline{u}_{\alpha\beta_s} \quad (\text{II.25})$$

La figure II.5 représente le schéma équivalent de la machine asynchrone en régime dynamique à fuites totalisées au stator, tenant compte du défaut de court-circuit [14].

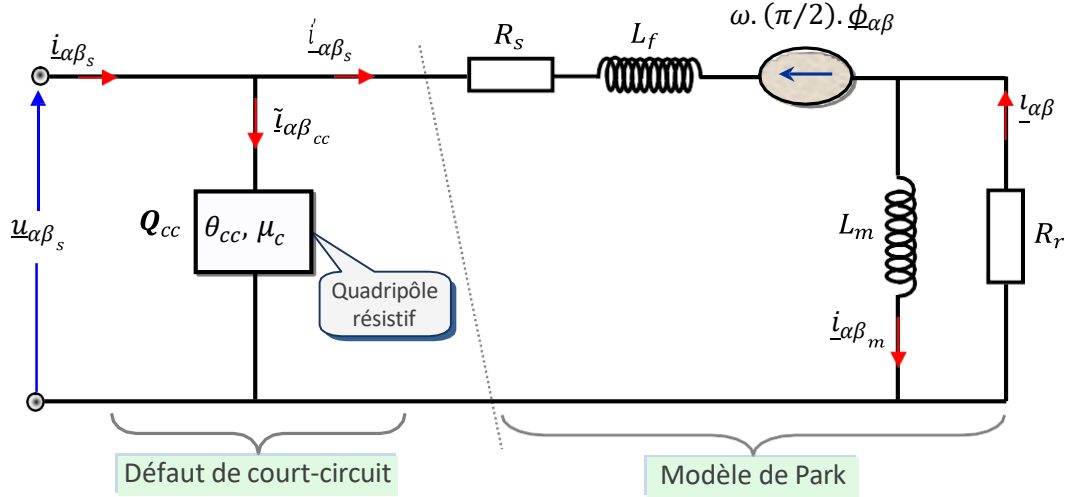


Figure (II.5) : Modèle de court-circuit dans le repère lié au stator

### II.3.3. Généralisation du modèle de défaut statorique

Très simple à implanter car exprimé dans le repère de Park lié au rotor, le modèle de défaut stator que nous venons de présenter offre l'avantage d'expliquer le défaut à travers un quadripôle résistif dédié au bobinage en défaut. Par contre, il est inadapté dans le cas d'un défaut simultané sur plusieurs phases. En effet, cette représentation n'est valide que dans le cas d'un défaut sur une seule phase, le quadripôle de court-circuit se chargeant alors d'expliquer le défaut à travers les deux paramètres  $\theta_{cc}$  et  $\mu_c$ . En présence de courts-circuits sur plusieurs phases, ce modèle risque de traduire le défaut par des paramètres aberrants, vu qu'il ne tient compte que d'un seul bobinage [14].

Pour y remédier, ce modèle est généralisé, associant ainsi à chaque phase du stator un quadripôle de court-circuit qui prend en charge l'explication d'éventuels bobinages en défaut [14-16]. Ainsi, en présence de plusieurs courts-circuits, chaque quadripôle permet le diagnostic d'une phase en surveillant la valeur du paramètre  $\mu_{cc}$  et le simple dépassement d'un seuil permet de détecter la présence d'un déséquilibre au stator.

Le mode différentiel représenté par le quadripôle  $Q_{cc}$  étant indépendant de la dynamique du mode commun, il serait judicieux de généraliser le modèle de défaut au cas d'un défaut simultané sur plusieurs phases en associant à chaque phase un quadripôle de court-circuit.

$$\tilde{i}_{dq_{cc_k}} = \frac{2\mu_{cc_k}}{3R_s} P(-\theta) \cdot Q(\theta_{cc_k}) \cdot P(\theta) \cdot \underline{u}_{dq_s} \tag{II.26}$$

$Q(\theta_{cck})$  : matrice situant l'angle du bobinage en court-circuit (si le court-circuit se produit sur la phase as (resp. bs et cs ) alors l'angle est égal à 0 rad (resp.  $2\pi/3$  et  $4\pi/3$ ).

La figure II.6 donne le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone en régime transitoire dans le repère de Park avec fuites totalisées au stator, en tenant compte d'un éventuel défaut de court-circuit sur une ou plusieurs phases.

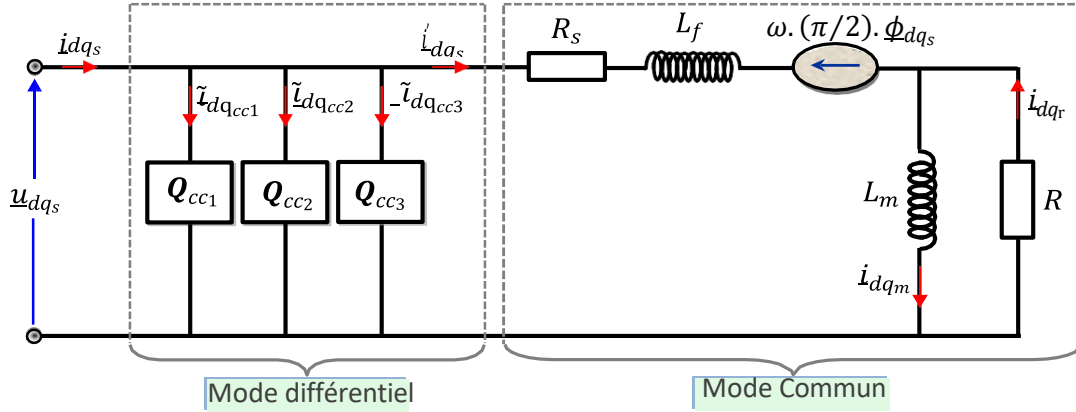


Figure (II.6) : Modèle électrique de la machine en présence de défauts dans les trois phases statoriques

diagnostiquer chaque phase indépendamment en surveillant la valeur du rapport  $\mu_{cck}$  et le simple dépassement d'un seuil permet de signaler la présence d'un déséquilibre sur celle-ci. Le modèle global de défaut statorique sera donc paramétrisé par 7 termes  $\langle R_s, R_r, L_m, L_f, \mu_{cc1}, \mu_{cc2}, \mu_{cc3} \rangle$ .

Dans un référentiel noté  $(x)$  tournant à une vitesse  $\omega_a$  par rapport au stator de la machine asynchrone, l'ensemble des équations électriques de la machine asynchrone en défaut de court-circuit statorique s'écrit [3-14-16] :

$$\begin{cases} \underline{u}_{dq_s}^{(x)} = R_s \cdot \underline{i}'_{dq_s}^{(x)} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_s}^{(x)} + \omega_a \cdot P \left( \frac{\pi}{2} \right) \cdot \underline{\phi}_{dq_s}^{(x)} \\ \underline{\phi}_{dq_s}^{(x)} = (L_f + L_m) \cdot \underline{i}'_{dq_s}^{(x)} + L_m \cdot \underline{i}'_{dq_r}^{(x)} \end{cases} \quad (II.27)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot \underline{i}'_{dq_r}^{(x)} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_r}^{(x)} + (\omega_a - \omega) \cdot P \left( \frac{\pi}{2} \right) \cdot \underline{\phi}_{dq_r}^{(x)} \\ \underline{\phi}_{dq_r}^{(x)} = L_m \cdot (\underline{i}'_{dq_s}^{(x)} + \underline{i}'_{dq_r}^{(x)}) \end{cases} \quad (II.28)$$

$$\underline{i}_{dq_s}^{(x)} = \underline{i}_{dq_s}^{(x)} + \tilde{\underline{i}}_{dq_{cc}}^{(x)} = \underline{i}_{dq_s}^{(x)} + \sum_{k=1}^3 \tilde{\underline{i}}_{dq_{cc_k}}^{(x)} \quad (\text{II.29})$$

$$\tilde{\underline{i}}_{dq_{cc_k}}^{(x)} = \frac{2\mu_{cc_k}}{3R_s} P(-\theta_a) \cdot Q(\theta_{cc_k}) \cdot P(\theta_a) \quad (\text{II.30})$$

Si on veut procéder à un diagnostic par identification paramétrique, on est obligé de se placer dans le repère du rotor. Ainsi les équations de tensions et de flux de la machine asynchrone en présence d'un défaut statorique de type court-circuit, dans un référentiel lié au rotor, deviennent :

- Mode commun (stator et rotor) :

$$\begin{cases} \underline{u}_{dq_s} = R_s \cdot \underline{i}'_{dq_s} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_s} + \omega P\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \underline{\phi}_{dq_s} \\ \underline{\phi}_{dq_s} = (L_f + L_m) \cdot \underline{i}'_{dq_s} + L_m \cdot \underline{i}_{dq_r} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot \underline{i}_{dq_r} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_r} \\ \underline{\phi}_{dq_r} = L_m \cdot (\underline{i}'_{dq_s} + \underline{i}_{dq_r}) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

- Mode différentiel (courants de court-circuit) :

$$\tilde{\underline{i}}_{dq_{cc_k}} = \frac{2\mu_{cc_k}}{3R_s} \cdot P(-\theta) \cdot Q(\theta_{cc_k}) \cdot P(\theta) \cdot \underline{u}_{dq_s} \quad (\text{II.33})$$

- Courant résultant :

$$\underline{i}_{dq_s} = \underline{i}'_{dq_s} + \tilde{\underline{i}}_{dq_{cc}} = \underline{i}'_{dq_s} + \sum_{k=1}^3 \tilde{\underline{i}}_{dq_{cc_k}} \quad (\text{II.34})$$

### II.3.4. Représentation d'état du modèle de défaut statorique :

En considérant les dynamiques des flux rotoriques  $\underline{\phi}_{dq_r}$ , des courants statoriques  $\underline{i}_{dq_s}$  et les dynamiques électromécaniques  $(\omega, \theta)$ , le système peut alors être décrit par le système d'équations non linéaires :

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = \underline{f}(\underline{x}) + \underline{g} \cdot \underline{u} \\ \underline{y} = \underline{h}(\underline{x}) + \underline{H}(\underline{x}) \cdot \underline{u} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

avec:

$\underline{x} = [i'_{ds} \ i'_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \omega \ \theta]^T$ : Vecteur d'état

$\underline{u} = [u_{ds} \ u_{qs} \ C_r]^T$  et  $\underline{y} = [i_{ds} \ i_{qs} \ \omega]^T$ : entrées et sorties du système,

respectivement.

$$f(\underline{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s+R_r}{L_f} \cdot i'_{d_s} + \omega \cdot i'_{q_s} + \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} \cdot \phi_{d_r} + \frac{\omega}{L_f} \cdot \phi_{q_r} \\ -\omega \cdot i'_{d_s} - \frac{R_s+R_r}{L_f} \cdot i'_{q_s} - \frac{\omega}{L_f} \cdot \phi_{d_r} + \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} \cdot \phi_{q_r} \\ R_r \cdot i'_{d_s} - \frac{R_r}{L_m} \cdot \phi_{d_r} \\ R_r \cdot i'_{q_s} - \frac{R_r}{L_m} \cdot \phi_{q_r} \\ \frac{p^2}{J} \cdot (i'_{q_s} \cdot \phi_{d_r} - i'_{d_s} \cdot \phi_{q_r}) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega \\ \omega \end{bmatrix}, g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{p}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$h(\underline{x}) = \begin{bmatrix} i'_{d_s} \\ i'_{q_s} \\ \omega \end{bmatrix}$$

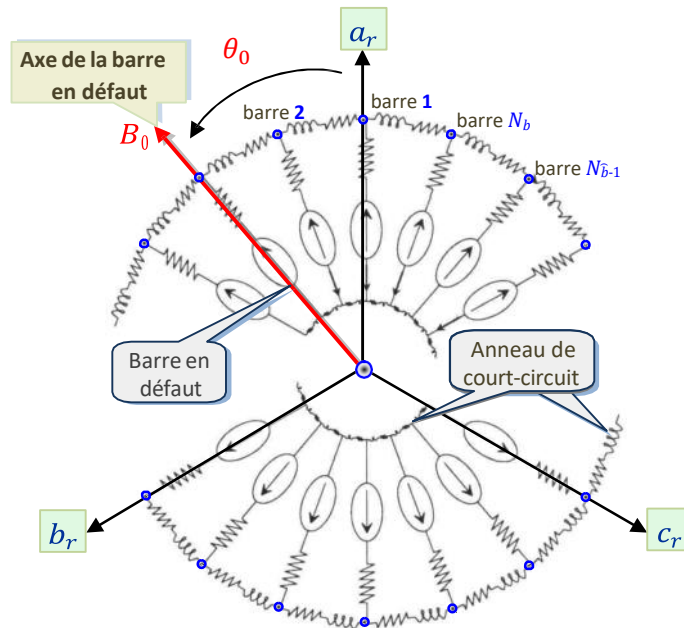
$$, H(\underline{x}) = \begin{bmatrix} \frac{2}{3R_s} \cdot \sum_{k=1}^3 \mu_{cc_k} \cdot P(-\theta) \cdot Q(\theta_{cc_k}) \cdot P(\theta) & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{0} \end{bmatrix}$$

## II.4. Modèle de défauts rotoriques

Plusieurs modèles de rupture de barres sont proposés dans la littérature. Dans le cadre du diagnostic des défauts rotoriques, la mise au point d'un modèle est surtout motivée par les possibilités de simuler ces défauts. Les références [19] proposent une modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil faisant intervenir les paramètres électriques des barres et de l'anneau. La simulation de rupture de barre pourrait également être réalisée en diminuant le nombre de barres ou en augmentant leur résistance. En plus d'être complexes, l'inconvénient de ces modèles est qu'ils nécessitent une connaissance approfondie des paramètres électriques de la machine. Dans le cas d'une approche paramétrique, ce modèle est inapproprié en raison du nombre élevé des paramètres qui le régissent. Comme dans le cas de la modélisation des courts-circuits au stator, le modèle de défaut rotorique, que nous allons présenter dans ce paragraphe, explique le déséquilibre à travers des paramètres qui sont l'image du défaut présent dans la machine. Ces paramètres permettent ainsi de quantifier et de localiser le défaut.

### II.4.1. Modélisation du rotor en défaut

La figure II .7 illustre la modélisation conventionnelle du rotor par dipôles élémentaires avec une barre cassée [3, 19].



**Figure (II.7) :** Modélisation par dipôles élémentaires du rotor en défaut

Comme pour un défaut statorique, une rupture de barre rotorique est à l'origine d'un champ stationnaire  $H_0$  par rapport au rotor, dirigé selon l'angle  $\theta_0$  de la barre en défaut. Un paramètre supplémentaire  $\eta_0$  est naturellement introduit pour quantifier le défaut rotorique [20]. Le rotor, dans le repère biphasé, comporte donc un troisième bobinage court-circuité du fait de la cage d'écureuil, parcouru par un courant de défaut fictif  $i_0$  et dont le nombre de spires fictives est proportionnel au taux de défaut. Pour tenir compte de cette anomalie de champ, ce bobinage doit obligatoirement avoir la même direction que la barre en défaut. Par conséquent, le mode différentiel introduit comporte deux paramètres de défaut permettant la détection et la localisation des barres cassées :

- ✓ L'angle électrique noté  $\theta_0$  repérant le bobinage en défaut. Ce paramètre permet la localisation de la barre en défaut.
- ✓ Le rapport de défaut noté  $\eta_0$  égal au rapport du nombre de spires en défaut sur le nombre total de spires dans une phase triphasée rotorique fictive sans défaut. Ce Paramètre permet de quantifier le déséquilibre et d'obtenir le nombre de barres cassées.

Le nombre de spires au rotor étant fictif, pour un rotor de  $N_b$  barres, si on considère une spire rotorique comme étant une maille constituée de deux barres court-circuitées par deux portions d'anneaux [20], alors le nombre total de spires rotoriques est égal au nombre de barres au rotor. Une phase fictive est donc constituée de  $N_b/3$  barres. Pour  $N_{bc}$  barres cassées sur une phase, l'expression du rapport de défaut  $\eta_0$  est donnée par :

$$\eta_0 = \frac{3 \cdot N_{bc}}{N_b} \quad (\text{II.36})$$

#### II.4.2. Modélisation du défaut de rupture des barres

Les équations de tension et de flux de la bobine en défaut  $B_0$  exprimées dans le repère biphasé d'axe  $d$  et  $q$  lié au rotor sont les suivantes [3][20] :

$$\begin{cases} 0 = \eta_0 \cdot R_r \cdot i_0 + \frac{d\phi_0}{dt} \\ \phi_0 = \frac{2}{3} \eta_0^2 \cdot L_r \cdot i_0 + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \eta_0 \cdot L_r \cdot [\cos(\theta_0) \sin(\theta_0)] \cdot (\underline{i}_{dq_s} + \underline{i}_{dq_r}) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

avec:

$$\eta_0 = \frac{\text{Nombre de spires fictives en défaut}}{\text{Nombre total de spires fictives sur une phase}}$$

$\theta_0$  = angle repérant le défaut

Le courant  $\underline{i}_0$  dans le bobinage représentant le défaut est donc à l'origine du champ Magnétiques  $H_0$  stationnaire par rapport au rotor et dirigé selon l'axe  $\theta_0$ . Ce champ magnétique est à l'origine du flux  $\phi_0$ . En projetant  $\underline{i}_0$  et  $\phi_0$  sur les axes  $d$  et  $q$  de Park, on leur associe les vecteurs stationnaires :

$$\underline{i}_{dq_0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0) \\ \sin(\theta_0) \end{bmatrix} \cdot i_0; \quad \underline{\phi}_{dq_0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0) \\ \sin(\theta_0) \end{bmatrix} \cdot \phi_0 \quad (\text{II.38})$$

La relation II.37 devient une relation entre des vecteurs stationnaires par rapport au rotor. Ainsi, dans le repère rotorique, l'ensemble des équations de la matrice au stator, au rotor et au bobinage  $B_0$  est donné par :

$$\begin{cases} \underline{u}_{dq_s} = R_s \cdot \underline{i}_{dq_s} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_s} + \omega \cdot P \left( \frac{\pi}{2} \right) \cdot \underline{\phi}_{dq_s} \\ \underline{\phi}_{dq_s} = L_f \cdot \underline{i}_{dq_s} + L_m \cdot \left( \underline{i}_{dq_s} + \underline{i}_{dq_r} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \eta_0 \cdot \underline{i}_{dq_0} \right) \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

$$\begin{cases} \underline{0} = R_r \underline{i}_{dq_r} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_r} \\ \underline{\phi}_{dq_r} = L_m \cdot \left( \underline{i}_{dq_s} + \underline{i}_{dq_r} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \eta_0 \cdot \underline{i}_{dq_0} \right) \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

$$\begin{cases} \underline{0} = \eta_0 \cdot R_r \cdot \underline{i}_{dq_0} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_0} \\ \underline{\phi}_{dq_0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \eta_0 \cdot L_m \cdot Q(\theta_0) \cdot \left( \underline{i}_{dq_s} + \underline{i}_{dq_r} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \eta_0 \cdot \underline{i}_{dq_0} \right) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

avec :

$$Q(\theta_0) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0)^2 & \cos(\theta_0) \cdot \sin(\theta_0) \\ \cos(\theta_0) \cdot \sin(\theta_0) & \sin(\theta_0)^2 \end{bmatrix} \text{ et } P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix}$$

Par analogie avec le schéma équivalent ramené au primaire des transformateurs, les équations de flux de la machine asynchrone en défaut rotorique deviennent :

$$\begin{cases} \underline{\phi}_{dq_s} = \underline{\phi}_{dq_f} + \underline{\phi}_{dq_m} = L_f \cdot \underline{i}_{dq_s} + L_m \cdot (\underline{i}_{dq_s} + \underline{i}_{dq_r} - \tilde{i}_{dq_0}) \\ \underline{\phi}_{dq_r} = \underline{\phi}_{dq_m} = L_m \cdot (\underline{i}_{dq_s} + \underline{i}_{dq_r} - \tilde{i}_{dq_0}) \\ \underline{\tilde{\phi}}_{dq_0} = \eta_0 \cdot Q(\vartheta_0) \cdot \underline{\phi}_{dq_m} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

avec :

$$\tilde{i}_{dq_0} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \eta_0 \cdot \underline{i}_{dq_0}; \quad \underline{\tilde{\phi}}_{dq_0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \underline{\phi}_{dq_m}$$

De même, l'équation de tension du bobinage en défaut ramenée au primaire s'écrit :

$$\tilde{i}_{dq_0} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\eta_0}{R_r} \cdot Q(\theta_0) \cdot \frac{d\underline{\phi}_{dq_m}}{dt} = R_0^{-1} \cdot \frac{d\underline{\phi}_{dq_m}}{dt} \quad (\text{II.43})$$

Le schéma équivalent de la machine asynchrone en défaut de rupture de barres dans le repère de Park lié au rotor est représenté par la figure II.8

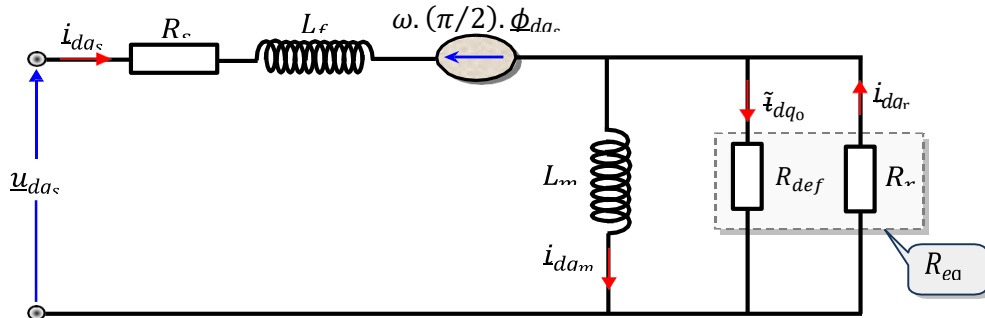


Figure (II.8) : Modèle de défaut rotorique de la machine asynchrone dans le repère de Park

### II.4.3. Schéma électrique équivalent

Le schéma équivalent peut être représenté en considérant la résistance  $R_{eq}$  équivalente et cela par la mise en parallèle de la résistance  $R_r$  et la résistance de défaut  $R_0$ :

$$R_{eq}^{-1} = R_r^{-1} + R_0^{-1} = R_r^{-1} + \frac{2}{3} \cdot R_r^{-1} \cdot Q(\theta_0) \tag{II.44}$$

En inversant pour obtenir l'expression de la matrice équivalente :

$$R_{eq} = R_r + R_{déf} = R_r - \frac{\alpha}{1 + \alpha} \cdot Q(\theta_0) \cdot R_r \tag{II.45}$$

avec :  $\alpha = \frac{2}{3} \cdot \eta_0$

Ainsi on obtient un schéma équivalent avec la mise en série de la résistance  $R_r$  et de la matrice de défaut  $R_{déf}$

La figure II.9 illustre le schéma équivalent de la machine asynchrone avec un défaut rotorique en régime dynamique avec fuites ramenées au stator, dans le repère rotorique.

La rupture de barre au rotor se ramène à un simple quadripôle résistif  $R_{déf}$  mis en série avec la résistance rotorique.

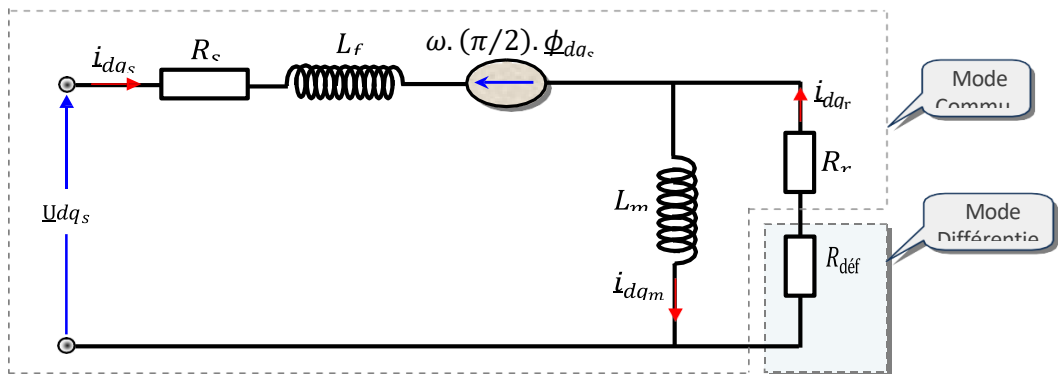


Figure (II.9) : Modèle de défaut rotorique de la machine asynchrone

La distinction entre les résistances  $R_r$  saine et de défaut  $R_{\text{déf}}$  se fait à travers :

$$R_r = R_r \cdot I_2 = R_r \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

et

$$R_{\text{déf}} = -\frac{\alpha}{1 + \alpha} \cdot R_r \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_0)^2 & \cos(\theta_0) \cdot \sin(\theta_0) \\ \cos(\theta_0) \cdot \sin(\theta_0) & \sin(\theta_0)^2 \end{bmatrix}$$

On remarque que la résistance de défaut, au contraire de la résistance saine, possède des termes de couplage.

Si la machine est saine ( $\alpha = 0$ ), ce qui correspond à  $R_{\text{déf}}$  nulle, ce qui revient à court-circuiter le quadripôle de défaut, le schéma équivalent correspond donc à celui du modèle classique de Park lié au rotor.

Lorsque le paramètre  $\alpha$  est non nul, la résistance  $R_{\text{déf}}$  introduit un déséquilibre dans les grandeurs rotoriques ainsi que des termes de couplage sur les axes  $d$  et  $q$  du rotor.

Par conséquent, de nouvelles composantes dont la pulsation est proportionnelle au glissement de la machine sont introduites, et se retrouvent de ce fait dans les courants statoriques, traduisant ainsi un déséquilibre rotorique [3].

L'angle  $\theta_0$  permet d'effectuer un repérage absolu du bobinage en défaut par rapport à l'axe  $d$ . En effet, les courants réels induits dans les encoches rotoriques étant  $N_b$  phasés, l'angle  $\theta_0$  est donc fixé par la position initiale du rotor par rapport au stator. Pour localiser une barre cassée il faut donc imposer au rotor une référence qui permet de repérer les barres selon l'angle :  $\theta_0$  il suffit pour cela d'effectuer la mesure de la position du rotor grâce à un capteur de position.

L'ensemble des équations électriques de la machine asynchrone en défaut rotorique, dans un référentiel lié au rotor, s'écrit :

$$\begin{cases} \underline{u}_{dq_s} = R_s \cdot \underline{i}_{dq_s} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_s} + \omega \cdot P \left( \frac{\pi}{2} \right) \cdot \underline{\phi}_{dq_s} \\ \underline{\phi}_{dq_s} = (L_f + L_m) \cdot \underline{i}_{dq_s} + L_m \cdot \underline{i}_{dq_r} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot \underline{i}_{dq_r} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_r} \\ \underline{\phi}_{dq_r} = L_m \cdot (\underline{i}_{dq_s} + \underline{i}_{dq_r}) \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

$$\begin{cases} R_{eq} = R_r \cdot I_2 + R_{\text{déf}} \\ R_{\text{déf}} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot Q(\theta_0) \cdot R_r \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

#### II.4.4. Représentation d'état du modèle de défauts rotoriques

Le système global simulé est obtenu en introduisant l'équation électromécanique de la machine. Ainsi, la machine asynchrone en défaut de rupture de barre peut être décrite par le système d'équations différentielles :

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = \underline{f}(\underline{x}) + \underline{g} \cdot \underline{u} \\ \underline{y} = \underline{h}(\underline{x}) \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

avec :

$\underline{x} = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \omega \ \theta]^T$  : Vecteur d'état

$\underline{u} = [u_{ds} \ u_{qs} \ C_r]^T$  et  $\underline{y} = [i_{ds} \ i_{qs} \ \omega]^T$  : entrées et sorties du système, respectivement.

$$\underline{f}(\underline{x}) = \begin{bmatrix} -\left((R_s I + R_{eq}) \cdot L_f^{-1} + \omega \cdot P(\pi/2)\right) \cdot \underline{i}_{dq_s} + (R_{eq} \cdot L_m^{-1} - \omega \cdot P(\pi/2)) \cdot L_f^{-1} \cdot \underline{\phi}_{dq_r} \\ R_{eq} \cdot \underline{i}_{dq_s} - R_{eq} \cdot L_m^{-1} \cdot \underline{\phi}_{dq_r} \\ \frac{p^2}{J} \cdot (i_{qs} \cdot \phi_{dr} - i_{ds} \cdot \phi_{qr}) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega \\ \omega \end{bmatrix}$$

$$\underline{g} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{p}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \underline{h}(\underline{x}) = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \omega \end{bmatrix}$$

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

## II.5. Modèle de défaut simultané stator/rotor

Nous avons présenté, dans les paragraphes précédents, deux modèles de défaut de la machine asynchrone à cage. Chaque modèle est dédié à un défaut particulier : court-circuit des spires au stator et rupture de barres au rotor. En milieu industriel, les défauts intervenant en cours de fonctionnement sont rarement localisés dans une seule partie de la machine. En effet, la réaction en chaîne des incidents est fortement envisageable car le rotor, comme le stator, sont soumis au même environnement. Ainsi, il est intéressant, dans une optique de surveillance généralisée de la machine, d'envisager un diagnostic de défauts simultanés stator/rotor [3].

### II.5.1. Modèle global de la machine asynchrone en défaut stator/rotor

En situation de défaut combiné stator/rotor, la signature d'un défaut statorique est différente d'un défaut rotorique. En effet, un quelconque défaut statorique est à l'origine d'un champ stationnaire par rapport au stator dirigé selon l'axe de la bobine en défaut, les grandeurs qui en découlent sont alors naturellement autour des hautes fréquences (fréquence du champ tournant). Par contre, un défaut rotorique est à l'origine d'un champ stationnaire par rapport au rotor dirigé selon l'axe de la barre en défaut. Le rotor étant mobile, les grandeurs du défaut sont alors proches des basses fréquences (fréquence de glissement).

Etant donné que les deux principaux défauts peuvent être découplés, on propose le modèle global de défaut simultané stator/rotor [19, 31] représenté sur la figure II.10

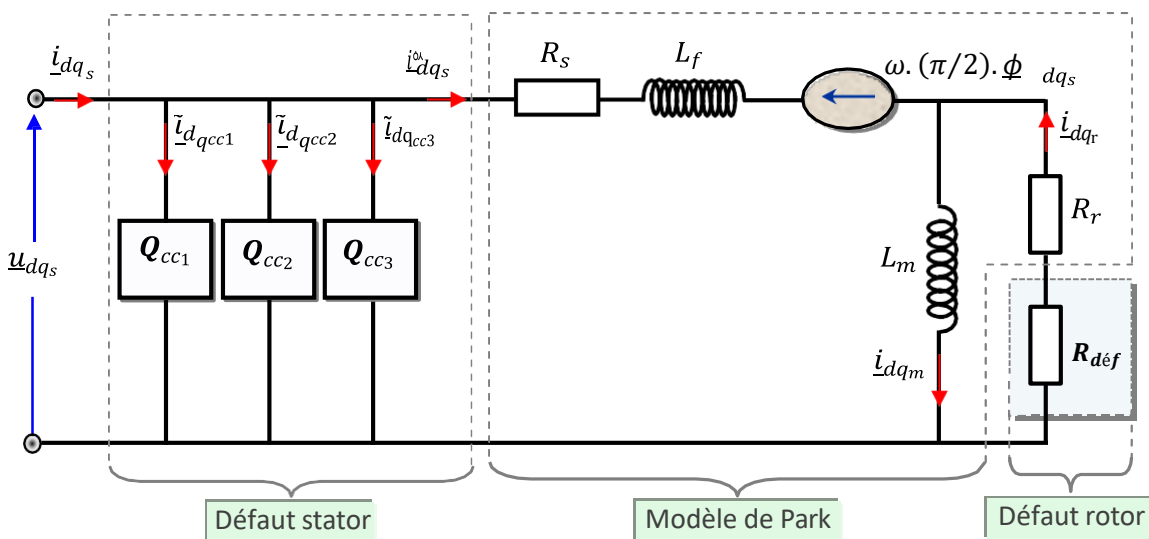


Figure (II.10) : Modèle de défauts mixte stator/rotor de la machine asynchrone

Ce modèle fait intervenir le fonctionnement sain de la machine (modèle de Park), les courts-circuits de spires au stator à travers des quadripôles de court-circuit, et la rupture de barres au rotor à travers la matrice résistance de défaut.

L'ensemble des équations électriques de la machine asynchrone en défaut simultané stator/rotor, dans le repère de Park lié au rotor, s'écrit alors :

$$\begin{cases} \underline{u}_{dq_s} = R_s \underline{i}'_{dq_s} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_s} + \omega \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \underline{\phi}_{dq_s} \\ \underline{\phi}_{dq_s} = (L_f + L_m) \cdot \underline{i}'_{dq_s} + L_m \cdot \underline{i}_{dq_r} \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

$$\begin{cases} 0 = R_{eq} \cdot \underline{i}_{dq_r} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_r} \\ \underline{\phi}_{dq_r} = L_m \cdot (\underline{i}'_{dq_s} + \underline{i}_{dq_r}) \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

$$\underline{i}_{dq_s} = \underline{i}'_{dq_s} + \sum_1^3 L_{dq_{cc_k}} \quad (\text{II.52})$$

$$\underline{\tilde{u}}_{dq_{cc_k}} = \frac{2\mu_{cc}}{3R_s} \cdot P(-\theta) \cdot Q(\theta_{cc_k}) \cdot P(\theta) \cdot \underline{u}_{dq_s} \quad (\text{II.53})$$

$$\begin{cases} R_{eq} = R_r \cdot I_2 + R_{\text{déf}} \\ R_{\text{déf}} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot Q(\theta_0) \cdot R_r \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

Le modèle de défaut mixte stator/rotor permet la détection et la localisation de spires en court-circuit à partir des rapports  $\mu_{cc}$  et des angles  $\theta_{cc_k}$  ainsi que la quantification du nombre de barres cassées à travers le rapport  $\eta_0$ . Ainsi, la connaissance de ces paramètres par identification paramétrique permet une surveillance généralisée de la machine asynchrone.

### II.5.2. Représentation d'état du modèle de défaut simultané stator/rotor

En introduisant l'équation électromécanique, on écrit le modèle de la machine asynchrone avec défaut simultané stator/rotor dans le repère de Park lié au rotor [3] :

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = \underline{f}(\underline{x}) + \underline{g} \cdot \underline{u} \\ \underline{y} = \underline{h}(\underline{x}) + \underline{H}(\underline{x}) \cdot \underline{u} \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

$\underline{x} = [i'_{ds} \ i'_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \omega \ \theta]^T$  : Vecteur d'état

$\underline{u} = [u_{ds} \ u_{qs} \ C_r]^T$  et  $\underline{y} = [i_{ds} \ i_q \ \omega]^T$  : entrées et sorties du système, respectivement.

$$f(\underline{x}) = \begin{bmatrix} -\left((R_s \cdot I + [R_{eq}])L_f^{-1} + \omega P(\pi/2)\right) i'_{dq_s} + ([R_{eq}]L_m^{-1} - \omega P(\pi/2))L_f^{-1} \underline{\phi}_{dq_r} \\ [R_{eq}] \cdot i'_{dq_s} - [R_{eq}] \cdot L_m \cdot \underline{\phi}_{dq_r} \\ \frac{p^2}{J} \cdot (i'_{q_s} \cdot \phi_{d_r} - i'_{d_s} \cdot \phi_{q_r}) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega \\ \omega \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{p}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, h(\underline{x}) = \begin{bmatrix} i'_{d_s} \\ i'_{q_s} \\ \omega \end{bmatrix}, H(\underline{x}) = \begin{bmatrix} \frac{2}{3R_s} \cdot \sum_{k=1}^3 \mu_{cc_k} \cdot P(-\theta) \cdot Q(\theta_{cc_k}) \cdot P(\theta) & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{0} \end{bmatrix}$$

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

## II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit une modélisation basée sur des circuits électriques équivalents pour représenter le moteur asynchrone triphasé à cage, en prenant en compte sa structure spécifique. Nous avons utilisé ce modèle pour étudier deux types de défauts : les courts-circuits entre spires d'une même phase et les défauts rotoriques tels que les ruptures de barres.

L'objectif de cette modélisation était de comprendre l'origine de ces défauts, leur apparition et leur évolution potentielle. Dans le dernier chapitre, nous examinerons en détail les résultats obtenus à partir de cette modélisation, notamment en analysant les grandeurs électriques, le couple et la vitesse de rotation de la machine dans différents scénarios de défauts.

# Chapitre III :

*Commande vectorielle de la MAS en  
présence de défaut*

### III.1 Introduction :

De nos jours, les machines asynchrones sont largement utilisées dans divers secteurs industriels, ce qui souligne l'importance de la fiabilité et de la disponibilité du système. Un exemple significatif est la traction électrique ferroviaire, où les machines fonctionnent à des vitesses variables sous commande. Ces conditions de fonctionnement engendrent une fatigue accrue pour les machines qui ne sont pas spécifiquement conçues pour ces exigences. Il devient donc crucial de pouvoir détecter les signes de fatigue et les premiers signes de défaillance en les surveillant en ligne.

Dans la première partie de ce chapitre, nous abordons la modélisation et la régulation de la machine asynchrone du point de vue de la commande vectorielle. Nous examinons comment cette approche permet de contrôler efficacement la machine, en prenant en compte ses caractéristiques électriques et mécaniques.

Dans la dernière partie, nous nous concentrons sur l'impact des défauts de court-circuit sur la commande de la machine. Nous étudions comment ces défauts peuvent perturber le fonctionnement normal de la machine et influencer sa performance.

### III.2 Modèle de la machine en vue de sa commande

Dans cette partie, Nous sommes intéressés aux modèles de la machine asynchrone qui permettent de simuler son fonctionnement en régimes transitoires, ainsi que ceux qui aboutissent sur une commande suivant un schéma de contrôle vectoriel par orientation de flux rotorique. puis nous verrons par la suite le modèle qui prend en considération le défaut du stator, En conservent les mêmes hypothèses et transformations (Clark et Park) que dans le deuxième chapitre pour la mise en équation.

Le modèle à quatre paramètres de Park fournit les équations qui dépendent du flux, du couple et du courant statorique, comme indiqué dans l'équation (III.1). Effectivement, le choix du repère d-q tournant à  $\omega_s$  (repère lié au champ tournant) et calé sur le flux rotorique revient à poser que [23-24] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_{dqr} I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ 0 = R_{dqr} I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \quad \varphi_{qr} = 0 \quad (\text{III.2})$$

Les équations (III-1) et (III.3) sont arrangées de manière à obtenir les équations correspondantes au modèle de commande de la machine alimentée en tension en orientant le flux rotorique [23-24] :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \sigma L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2L_{rc}} \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \sigma L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_{ss} \cdot \frac{n_b \cdot M_{ss}}{2L_{rc}} \varphi_r + \omega_s \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{ds} \\ T_r \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = \frac{3}{2} M_{sr} \cdot I_{dss} \\ \omega_r = \frac{3}{T_r} \frac{M_{sr}}{\varphi_r} \cdot I_{qs} \\ C_e = \frac{3}{4} p \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{L_{rc}} \cdot \varphi_r \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

avec:

$$T_s = \frac{L_{sc}}{R_s} \quad \text{et} \quad T_r = \frac{L_{rc}}{R_{rdq}}$$

Appliquons la transformation de Laplace, les équations précédentes peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_r = \varphi_{dr} \\ V_{ds} = (R_s + s \cdot \sigma \cdot L_{scc})I_{ds} + s \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{2 \cdot L_{rs}} \cdot \varphi_r - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_{sc} \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s \cdot \sigma \cdot L_{sc})I_{qs} + \omega_s \sigma \cdot L_{sc} I_{ds} + \omega_s \cdot \frac{n_b \cdot M_{ssl}}{2 \cdot L_{rr}} \varphi_r \\ \varphi_r = \frac{3}{2} M_{ssr} \cdot I_{ds} \\ \omega_r = \frac{3}{T_r} \frac{M_{sr}}{\varphi_r} \cdot I_{qs} \\ C_e = \frac{3}{4} p \cdot \frac{n_b \cdot M_{sr}}{L_{rc}} \cdot \varphi_r \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (III.4)$$

On peut citer deux techniques de commande vectorielle directe et indirecte existantes : L'angle de Park  $\theta_s$  est calculé dans la commande indirecte en utilisant la pulsation statorique, qui est reconstituée en utilisant la vitesse de la machine et la pulsation rotorique  $\omega_r$ . En ce qui concerne la commande directe, on calcule directement l'angle de Park en utilisant les grandeurs mesurées ou estimées. Nous allons utiliser la commande vectorielle indirecte dans notre étude.

Si la commande vectorielle n'est pas régulée par le flux, elle est appelée une commande à boucle ouverte. Dans ce cas, le flux impose par  $I_{ds}$ , tandis que la pulsation statorique ne peut être estimée que par la relation (III.4). Dans le cas de boucle fermée, on calcule cette pulsation en se basant sur la valeur du flux rotorique ou du courant magnétisant. Dans ce cas, on tient compte de la constante de temps rotorique  $T_r$ .

### III.2.1 Commande vectorielle indirecte :

La commande vectorielle indirecte est généralement la plus pratique employée. Cela s'explique par le fait que dans la méthode indirecte, il n'est pas indispensable de connaître la position du flux rotorique. Cependant, cela nécessite une connaissance approfondie des paramètres de La machine, notamment la constante de temps rotorique, qui varie considérablement en fonction de la température et du niveau de saturation. Ainsi, une estimation mauvaise de la constante de temps rotorique entraîne une erreur dans le calcul de la vitesse de glissement, ce qui entraîne une dégradation des performances de la commande, ce qui se manifeste par des oscillations au couple de la machine.

Le schéma bloc de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique indirect (CV-OFRI) de la machine asynchrone est illustré dans la figure (III.1), avec la régulation de la vitesse



$$\varphi_r = \frac{\frac{3}{2}M_{sr}}{1+s \cdot T_r} \cdot I_{ds} \tag{III.7}$$

$$\omega_r = \frac{\frac{3}{2}M_{sr}}{T_r \varphi_r} \cdot I_{qs}$$

On peut utiliser ces expressions de manière indépendante pour effectuer la commande vectorielle, cependant, elles présentent un inconvénient majeur : les tensions Vds et Vqs ont un impact à la fois sur Ids et Iqs, ce qui affecte le flux et le couple (couplage entre les actions sur les axes d et q).

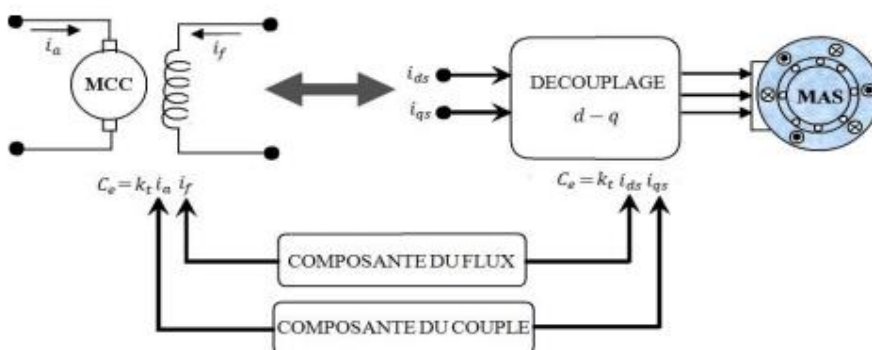


Figure (III.2) : Analogie avec le moteur à courant continu.

Un découplage entre Vds et Vqs est donc requis pour permettre un contrôle indépendant (le couple par la composante Iqs et le flux rotorique par la composante Ids).

### III. 3 Modélisation de l'association moteur asynchrone -onduleur de tension

Dans cette partie nous allons étudier la machine asynchrone associée à deux convertisseurs en cascade, qui permettra d'assurer le transfert d'énergie entre la machine asynchrone et une source alternative. L'importance de l'association convertisseur-machine. Le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre et le convertisseur coté machine comporte un onduleur de tension triphasé [23-25].

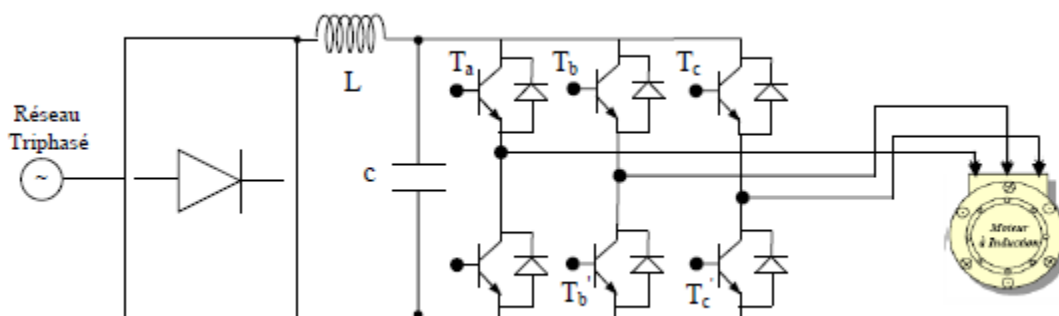
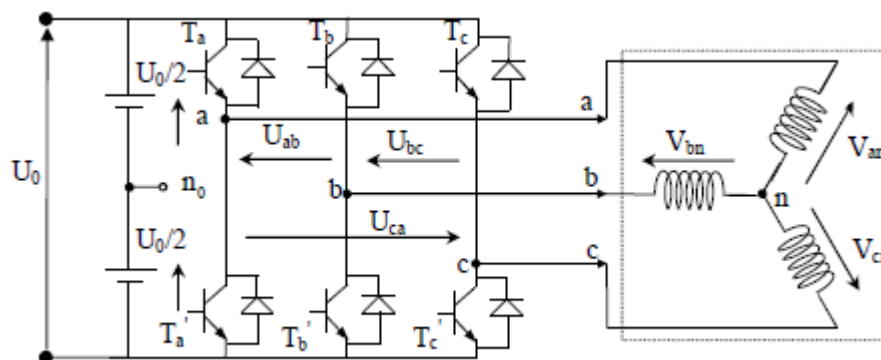


Figure (III.3) : Schéma de l'association machine asynchrone onduleur de tension

### III. 3.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour la modélisation de l'onduleur de tension nous considérons que son alimentation est une source parfaite, supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à  $U_0 / 2$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$  [23].



**Figure (III.4) :** Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On appelle  $T_i$  et  $T_i'$  les transistors (Supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- Si  $S_i = 1$ , alors  $T_i$  est passant et  $T_i'$  est ouvert,
- Si  $S_i = 0$ , alors  $T_i$  est ouvert et  $T_i'$  est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{ac} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (III.8)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme Nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (III.9)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence  $n_0$ .

$$\begin{cases} V_{an} = V_{nn0} - V_{an0} \\ V_{bn} = V_{nn0} - V_{bn0} \\ U_{cn} = V_{nn0} - V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{III.11})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits  $\leftrightarrow$  Si ( $i = a, b, c$ ) on a :

$$V_{ino} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{III.12})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

En remplaçant (III.10) dans (III.13), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

En remplaçant (III.10) dans (III.11), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Concordia pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

### III.4 Régulation des courants :

Chaque boucle de courant est dotée d'un régulateur proportionnel intégral (PI) classique, il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et sa propre consigne. Le schéma fonctionnel du contrôle du courant  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  est représenté par la figure suivante [24].

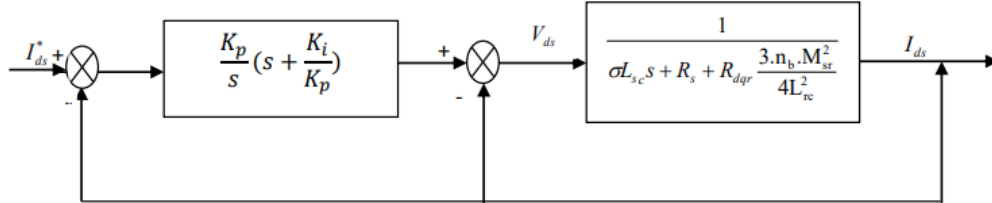


Figure (III.5) : Boucle de régulation du courant

On pose:

$$A(s) = \frac{1}{\sigma L_{sc}s + R_s + R_{dq} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2}} = \frac{b}{s + a} \quad (III.16)$$

D'où :

$$a = \frac{R_s + R_{dq} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2}}{\sigma L_{sc}} \text{ et } b = \frac{1}{\sigma L_{sc}}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte  $F_{d0}(s)$  est comme suit :

$$F_{TBO}(s) = A(s) \cdot K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right) = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_{sc}}{R_s + R_{dq} \frac{3n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2}} s} \cdot K_i \left( \frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) = \frac{A_0}{1 + \tau s} K_i \left( \frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)$$

Avec :  $A_0 = \frac{1}{R_s + R_{dq} \frac{3n_b \cdot M_{sr}^2}{4L_{rc}^2}}$

D'où:

$$\frac{K_p}{K_i} s + 1 = 1 + \tau s \Rightarrow \tau = \frac{K_p}{K_i} = \frac{1}{a}$$

avec :

$\tau$  : la constante de temps dans la boucle interne.

La fonction de transfert en boucle fermée  $F_{TBF}(s)$  est :

$$F_{TBF}(s) = \frac{\frac{A_0}{1 + \tau\xi} K_i \left( \frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{\left( s + \frac{A_0}{1 + \tau} K_i \left( \frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) \right)} \Rightarrow \tau_{BF} = \frac{1}{A_0 K_i} \quad (III.17)$$

Les paramètres du régulateur sont alors donnés par :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{A_0 \tau_{bf}} \\ K_p = \frac{\tau}{A_0 \tau_{bf}} \end{cases} \quad (III.18)$$

### III. 5 Régulation de vitesse :

Pour assurer le réglage du couple on agit sur le courant  $i_{qs}$  ou sur le flux, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse), constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant  $i_{qs}$ )[22-24].

Le régulateur intégral proportionnelle est largement utilisé pour la commande vectorielle des machines asynchrone à cause de ses bonnes performances : simplicité et facilité d'implémentation pour cela ce type de régulation (Figure III.6)

Le schéma de réglage de vitesse est représenté par la figure suivante :

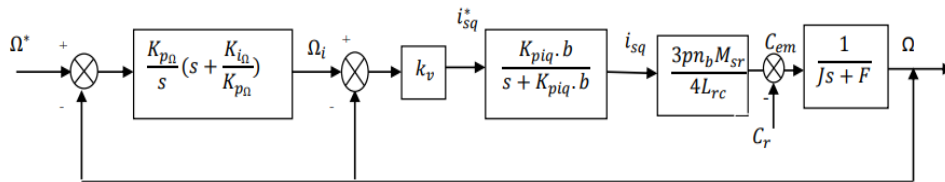


Figure (III.6) : Boucle de régulation de la vitesse

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{3 \cdot K_v \cdot K_q \cdot b \cdot p \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r / (4 \cdot L_{rc} \cdot J)}{s^2 + \left( K_p \cdot b + \frac{F}{J} \right) s + \frac{K_p \cdot b \cdot F}{J} + \frac{3 \cdot K_v \cdot K_p \cdot b \cdot p \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r}{4 \cdot L_{rc} \cdot J}} \quad (III.19)$$

La fonction est de la forme standard  $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}$  d'où on aura :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_{nv} = K_p \cdot b + \frac{F}{J} \\ \omega_{nv}^2 = \frac{K_p \cdot b \cdot F}{J} + \frac{3 \cdot K_v \cdot K_p \cdot b \cdot F \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r}{4 \cdot L_{rc} \cdot J} \end{cases}$$

Puis on détermine:

$$K_v = \left( \omega_{nv}^2 - \frac{K_p \cdot b \cdot F}{J} \right) \cdot \frac{4 \cdot L_{rc} \cdot J}{3 \cdot K_v \cdot K_p \cdot b \cdot p \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r}$$

La fonction de transfert en boucle interne peut s'écrire comme suivant :

$$\frac{\Omega}{\Omega_i} = \frac{3 \cdot K_v \cdot K_p \cdot b \cdot p \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r / (4 \cdot L_{rc} \cdot J)}{(s + \omega_{nv})^2}$$

Le schéma de réglage devient :

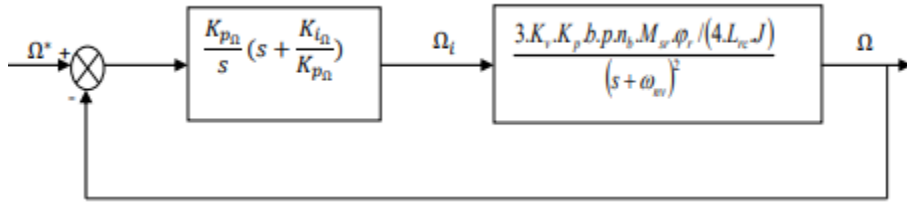


Figure (III.7) : Boucle définitive de régulation de Vitesse

Par compensation de zéro introduit par le régulateur avec un des deux pôles du système on a :

$$\frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} = \omega_{nv} \tag{III.20}$$

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{3 \cdot K_{p\Omega} \cdot K_v \cdot K_p \cdot b \cdot p \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r / (4 \cdot L_{rc} \cdot J)}{s^2 + \omega_{nv}s + \frac{3 \cdot K_{p\Omega} \cdot K_v \cdot K_p \cdot b \cdot p \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r}{4 \cdot L_{rc} \cdot J}} \tag{III.21}$$

La fonction est de la forme standard  $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}$  d'où on aura :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_{nv} = K_p \cdot b + \frac{F}{J} \\ \omega_{nv}^2 = \frac{K_p \cdot b \cdot F}{J} + \frac{3 \cdot K_v \cdot K_p \cdot b \cdot F \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r}{4 \cdot L_{rc} \cdot J} \end{cases}$$

On trouve:

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{4 \cdot L_{rc} J \cdot \omega_{nv}^2}{3 \cdot K_v \cdot K_{p\Omega} \cdot b \cdot p \cdot n_b \cdot M_{sr} \cdot \varphi_r} \\ K_{i\Omega} = K_{p\Omega} \cdot \omega_{nv} \end{cases}$$

**III.6 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons abordé le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, également connue sous le nom de commande vectorielle indirecte. Ce type de commande permet de rendre le comportement électromagnétique de la machine asynchrone similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

L'approche de commande vectorielle permet de réguler de manière indépendante le courant et la vitesse de la machine. Cela signifie qu'il est possible de contrôler précisément le flux magnétique produit par la machine ainsi que la vitesse de rotation du rotor.

En utilisant cette méthode, il est possible d'obtenir une réponse dynamique rapide et une régulation précise du couple. Cela permet d'optimiser les performances de la machine asynchrone dans différentes conditions de fonctionnement.

# Chapitre IV :

## *Résultats de simulation*

## IV.1 Introduction :

Ce chapitre présente les résultats de simulation du moteur asynchrone, en examinant deux aspects principaux. Premièrement, nous étudions les performances du moteur avec et sans différents types de défauts tels que les court-circuits, les ruptures de barres et les défauts mixtes stator/rotor. Les simulations permettent de visualiser les effets de ces défauts sur le fonctionnement global du moteur.

Deuxièmement, nous analysons les résultats de simulation de la commande vectorielle dans deux scénarios. Le premier scénario concerne le fonctionnement normal du moteur, sans aucun défaut. Le deuxième scénario examine les performances de la commande vectorielle en présence d'un défaut de court-circuit statorique. Ces résultats de simulation fournissent des informations précieuses sur l'impact des défauts sur le moteur asynchrone et la capacité de la commande vectorielle à maintenir des performances optimales malgré la présence de défauts.

### IV.1.1. Paramètres et grandeurs utilisés dans cette étude :

Il est pertinent d'indiquer les conditions et les différentes mesures employées dans cette recherche. Le tableau suivant résume ces informations :

220/380V; 50Hz; 1.1kW	
Les paramètres	Valeurs
Résistance statorique	$R_s = 9.8\Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 5.3\Omega$
Inductance rotorique	$L_m = 0.5H$
Inductance de fuites	$L_f = 0.04H$
Coefficient de frottement visqueux	$f_v = 1.1910^{-3} \text{ N.m.s/rad}$
Moment d'inertie	$J = 12.510^{-3} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$
Nombre de paires de pôles	$P = 2$
Nombre de barres au rotor	$N_b = 28$
Nombre de spires par phase	$N_s = 464$

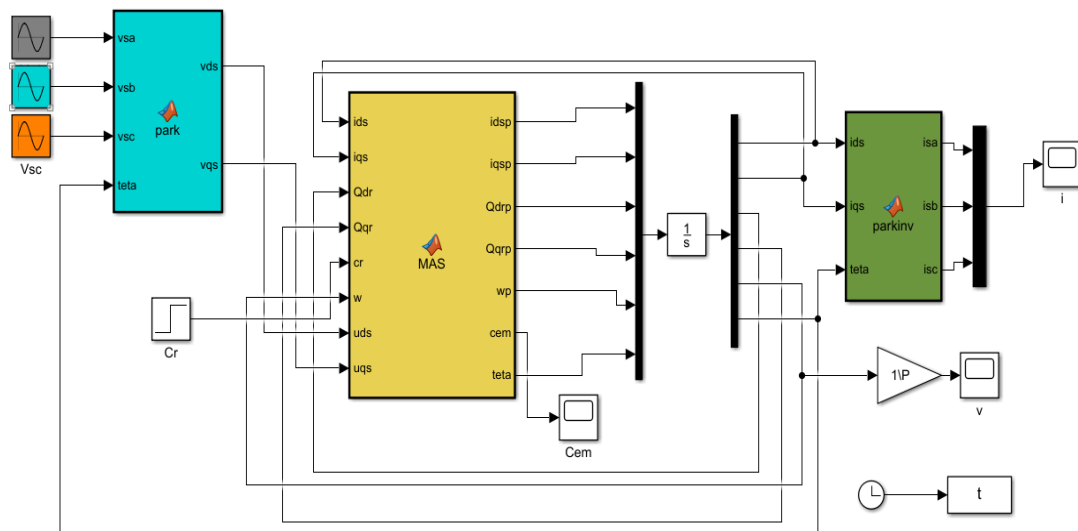
**Tableau IV.1:** Grandeurs et Paramètres.

## IV.2 Résultats de simulation du model :

Les résultats de simulation que nous allons présenter dans cette partie vont permettre d'analyser le comportement des grandeurs de la MAS pour un fonctionnement sain et avec défaut.

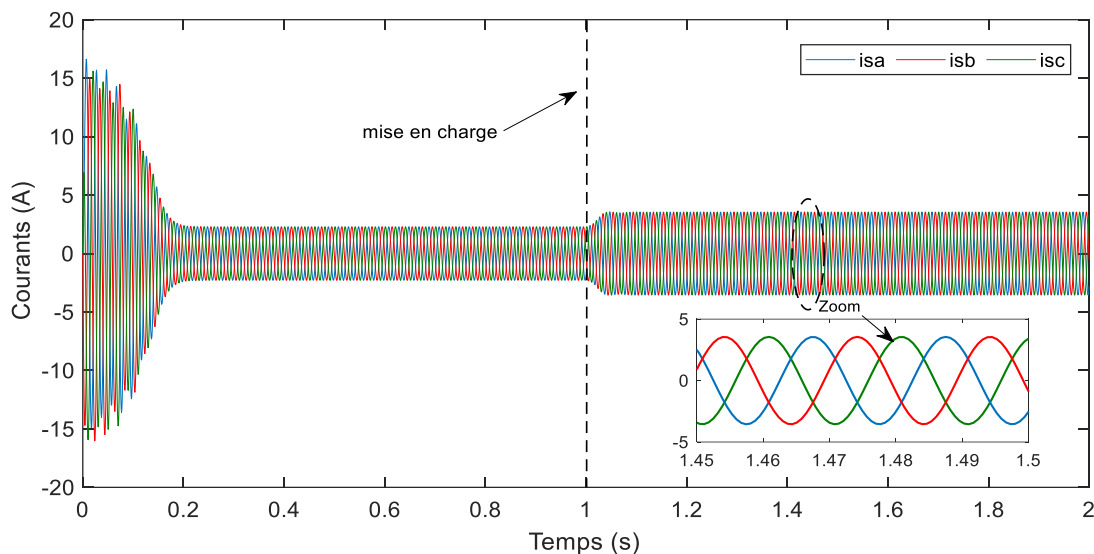
La figure (IV.1) présente le modèle Simulink de la machine sous la forme de divers blocs. L'alimentation de la machine asynchrone par le réseau électrique de 220/380 V à 50 Hz est représentée par le bloc source. Le bloc de Park renferme les équations de la transformation de Park, tandis que les équations de la machine asynchrone sont regroupées à l'intérieur du bloc MAS.

## IV.3 Résultats de simulation en fonctionnement sain :



**Figure (IV.1) :** Modélisation du moteur asynchrone à cage sous Simulink/Matlab

A partir du modèle précédent de la machine asynchrone en fonctionnement sain, nous pouvons commenter l'évolution des grandeurs temporelles tels que les courants, le couple ou encore la vitesse rotorique lorsque la machine ne présente aucune défaillance.



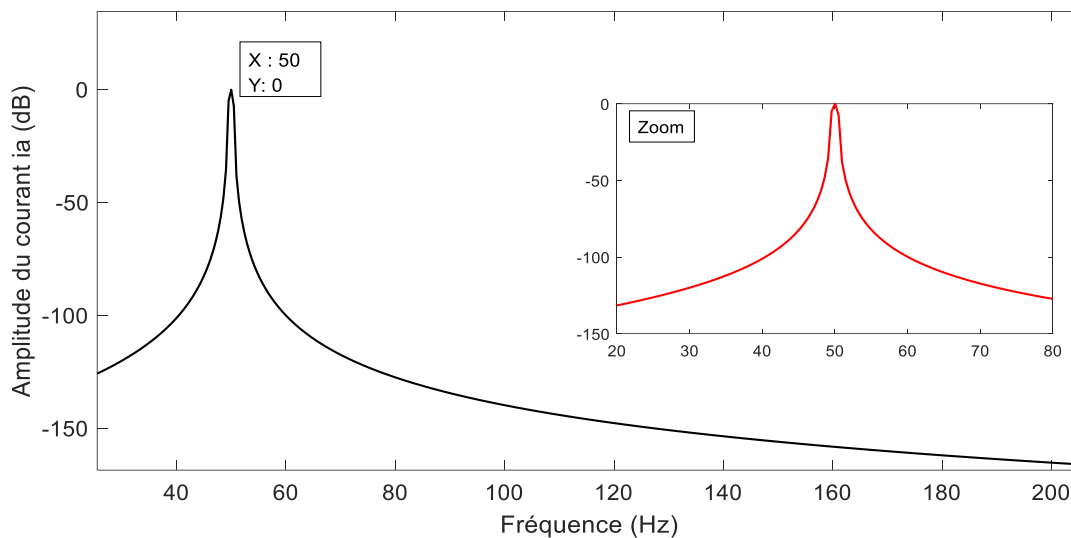
**Figure (IV.2) :** Evolution des courants des phases statoriques au démarrage, puis en charge

La figure (IV.2) montre l'évolution des courants statoriques de la machine en fonction du temps, lors d'un démarrage à vide, puis en charge, sous une tension nominale avec une alimentation sinusoïdale équilibrée.

Etant donné que le rotor est initialement à l'arrêt, le régime transitoire se manifeste par des amplitudes de courant qui atteignent des valeurs maximales allant jusqu'à 15 A et qui dure 0.2 sec. Par la suite un régime permanent s'établit et se traduit par la chute des courants avec des oscillations sinusoïdales autour de la valeur nulle.

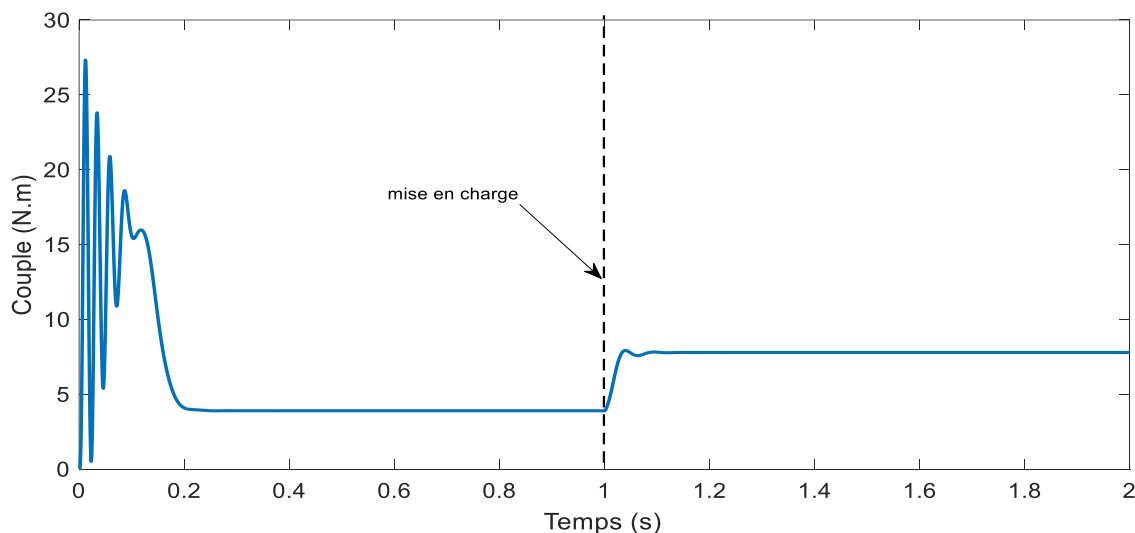
A l'instant  $t = 1$  sec, nous insérons un couple résistant nominal de 5 Nm.se qui traduit par une augmentation des courants qui atteignent une valeur maximale de 2.65 A. Cet effet est dû à l'augmentation de la réaction magnétique du rotor qui est, elle-même, due à l'augmentation de l'amplitude des courants rétorques.

L'analyse par Transformée de Fourier Rapide (FFT) permet de mettre en évidence les raies présentes dans le spectre du signal.



**Figure (IV.3) :** Spectre du courant de la phase  $a_s$  : cas de la machine saine

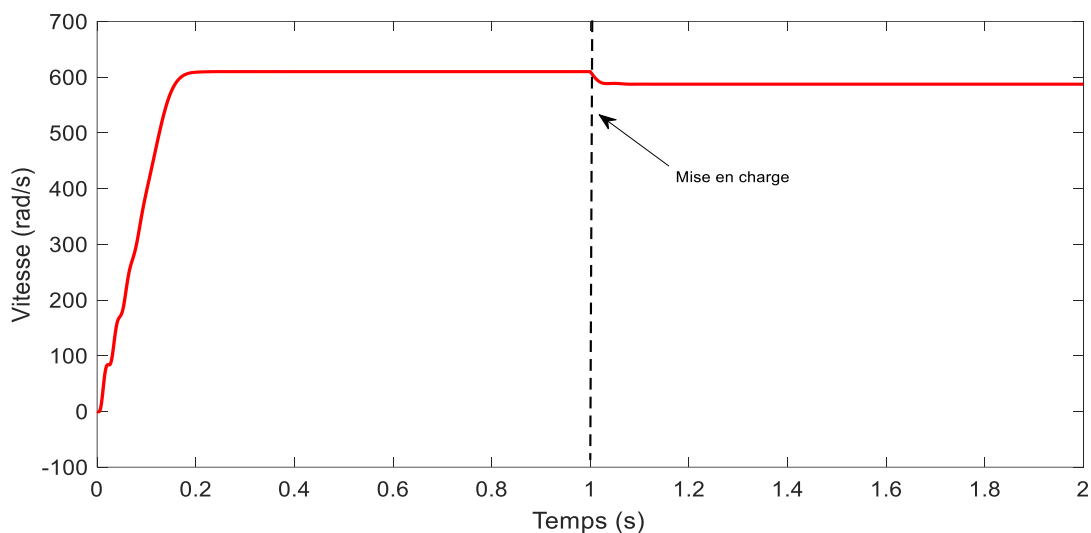
La figure (IV.3) montre le spectre du courant de la phase  $a_s$  dans le cas de la machine saine. L'analyse spectrale du courant de la phase statorique  $a_s$  en régime permanent montre que seule la fréquence fondamentale apparaît.



**Figure (IV.4) :** Evolution du couple électromagnétique au démarrage, puis en charge

La figure (IV.4) montre l'évolution du couple électromagnétique. Qui présente au premier instant de démarrage une pic transitoire qui dû au courant de démarrage qui dépasse

parfois 2 à 5 le courant nominale, A partir de  $t = 0.2$  sec, le couple chute rapidement pour atteindre une valeur presque nulle et égale à celle du couple de frottement fluide. A l'instant  $t = 1$  sec, nous appliquons un couple de 5 Nm. Evidement le couple électromagnétique réagit d'une manière inverse de sorte à s'opposer au couple résistant.

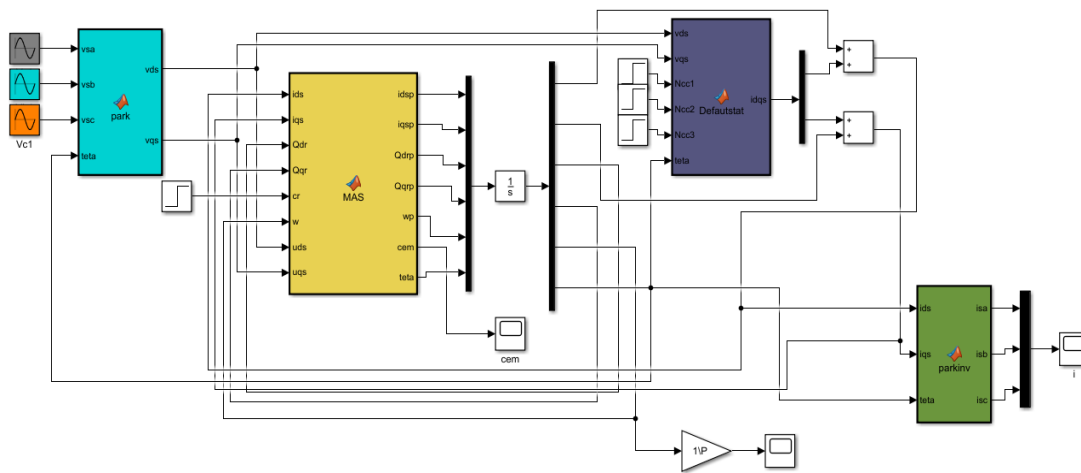


**Figure (IV.5) :** Evolution de la vitesse de rotation au démarrage, puis en charge

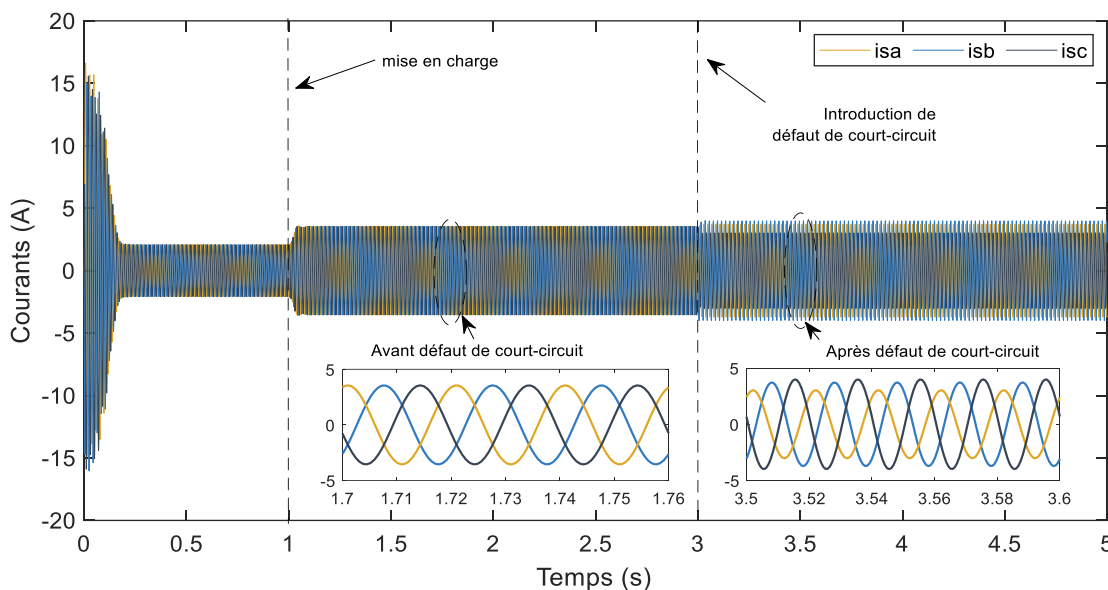
La figure (IV.5) montre l'évolution de la vitesse de rotation du rotor. Lors du démarrage, la vitesse caractérise par une augmentation de 0 à 610 rad/s dans un intervalle de temps de 0.2 sec, atteignant ainsi le régime permanent. A l'instant  $t = 1$ sec, l'application d'un couple résistant de 5 Nm a tendance à freiner l'arbre moteur d'où la diminution de la vitesse.

#### IV.4 Résultats de simulation du modèle de défaut statorique :

Les résultats de simulation obtenus à partir du modèle de défaut statorique sont présentés dans cette section. Ces résultats permettent d'évaluer la performance de la machine et de détecter d'éventuels défauts statoriques.



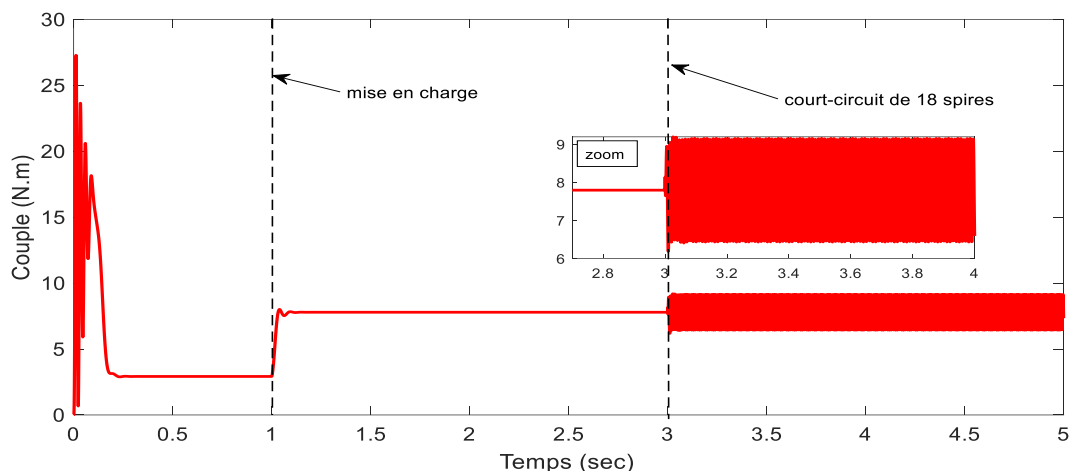
**Figure (IV.6) :** Modélisation du moteur asynchrone à cage en présence défaut statorique sous Simulink/Matlab



**Figure (IV.7) :** Courants simulés en charge, puis lors d'un court-circuit de 18 spires sur la phase  $a_s$

La figure (IV.7) représente la comparaison des trois courants statoriques pour un défaut de court-circuit de 18 spires dans la phase  $a_s$ . A  $t=3\text{sec}$ , on remarque un déséquilibre se manifeste sous forme d'une augmentation importante du courant de la phase où c'est produit le défaut (phase  $a_s$ ) et d'une augmentation moins importante pour les deux autres phases (phases  $b_s$  et  $c_s$ ).

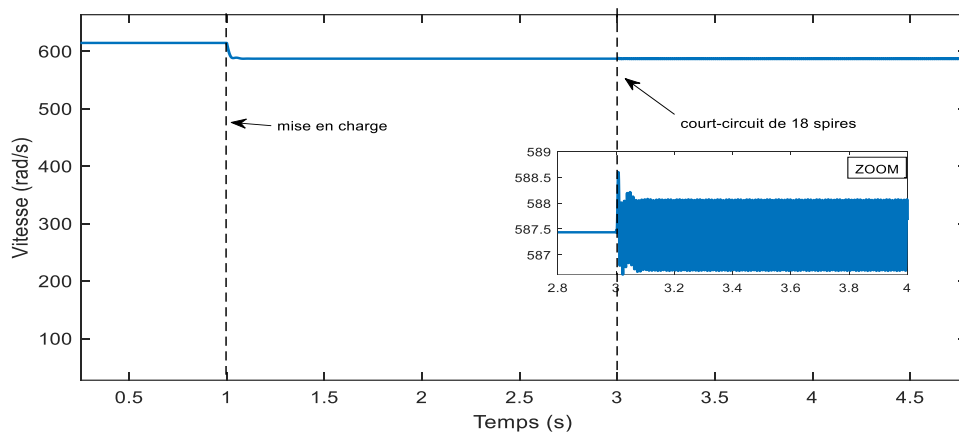
Nous avons remarqué qu'on plus le nombre de spires en court-circuit est important, c'est qui traduit par une augmentation forte des courant, nous remarquons aussi un déséquilibre au niveau des déphasages illustré par la (Figure IV.7). Ce déphasage n'est plus égal à  $120^\circ$  (cas de fonctionnement sain).



**Figure (IV.8) :** Evolution du couple électromagnétique, en charge puis lors d'un court-circuit de 18 spires sur la phase  $a_s$

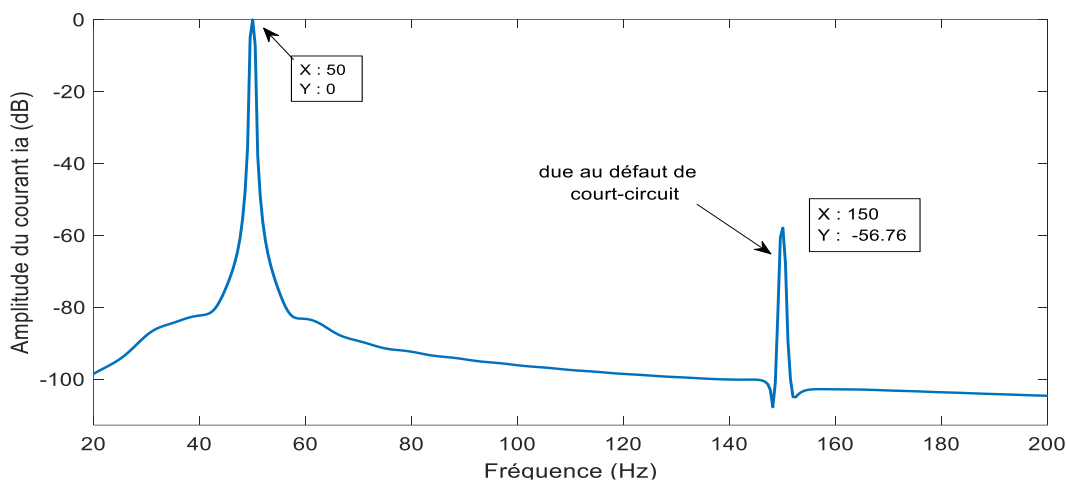
La figure (IV.8), représentant l'évolution du couple électromagnétique, lors de l'application du défaut de court-circuit entre spires d'une même phase une nouvelle interaction entre la bobine court-circuitée et le rotor s'ajoute à celle qui existe dans le régime de fonctionnement. Ainsi, les ondulations du couple électromagnétique sont à l'origine de cette interaction créée dans l'entrefer. Ces ondulations augmentent avec l'augmentation du nombre de spires en court-circuit, sans changer la valeur moyenne du couple par rapport à la valeur en conditions saines.

Les résultats de simulation montrent que le défaut de court-circuit au stator affecte aussi la vitesse de rotation (figure IV.9).



**Figure (IV.9) :** Vitesse de rotation au démarrage, en charge puis lors d'un court-circuit de 18 spires sur la phase  $a_s$

Nous avons aussi remarqué que plus le nombre de spires en court-circuit est important, plus forte est l'augmentation des courants. En plus du déséquilibre du courant, nous remarquons aussi un déséquilibre au niveau des déphasages illustré par la figure (IV.10). Ce déphasage n'est plus égal à  $120^\circ$  (cas de fonctionnement sain).



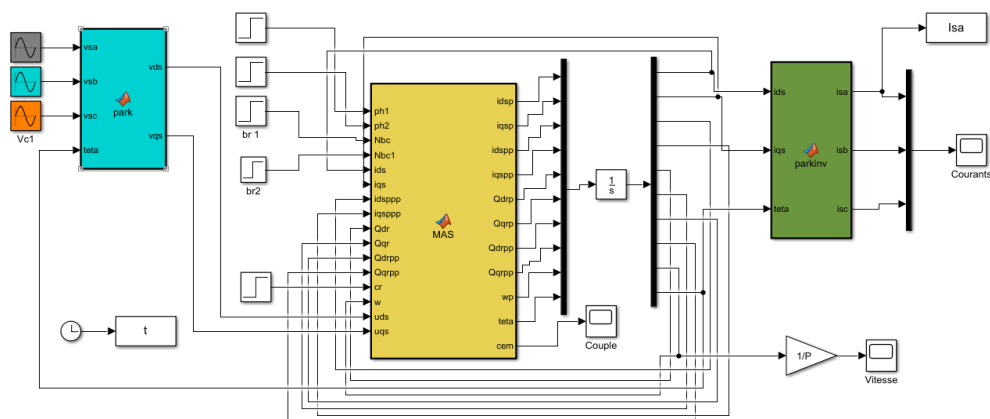
**Figure (IV.10) :** Spectre du courant statorique pour un court-circuit de 18 spires sur la phase  $a_s$

Durant le défaut de court-circuit entre spires à la phase  $a_s$ , on remarque une seule nouvelle composante de fréquence visible dans les spectres au voisinage du fondamental à 150 Hz. La composante de 150 Hz, dans le cas d'un court-circuit entre spires, peut être considérée comme un résultat de l'asymétrie dans l'enroulement statorique qui fait apparaître un courant de fréquence située à 150 Hz.

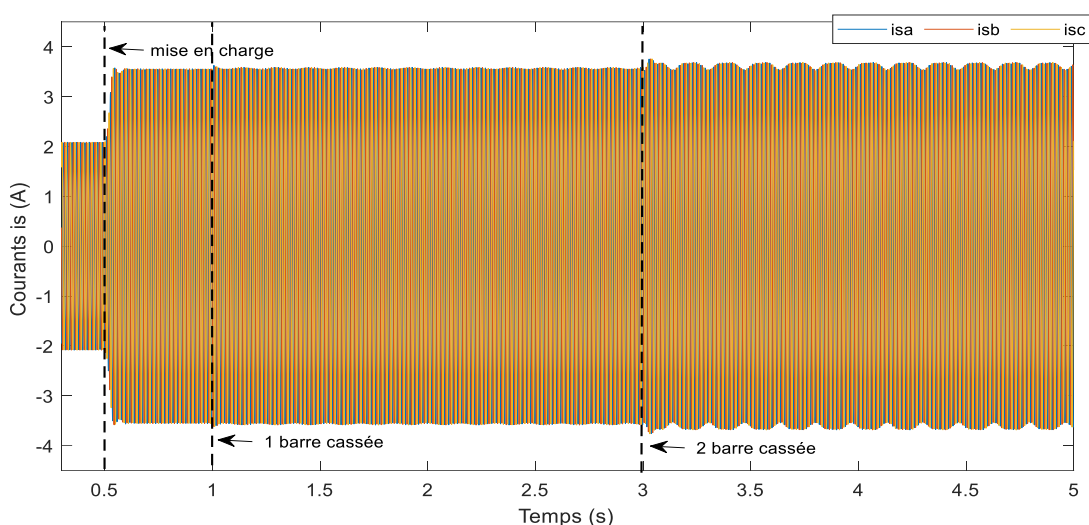
#### IV.5 Résultats de simulation du modèle de défauts rotoriques :

Le démarrage s'effectue à vide sous tension nominale avec une alimentation triphasée sinusoïdale équilibrée. La simulation est menée sur une durée de 5 sec de la manière suivante :

- À l'instant  $t = 0.5$  sec la machine est soumise à un couple résistant  $C_r = 5 \text{ N.m}$
- À l'instant  $t = 1$  sec nous simulons la rupture de la première barre,
- Par la suite, la rupture de la deuxième barre se produit à  $t = 3$  sec pour mettre en évidence l'effet du nombre de barres rompues.

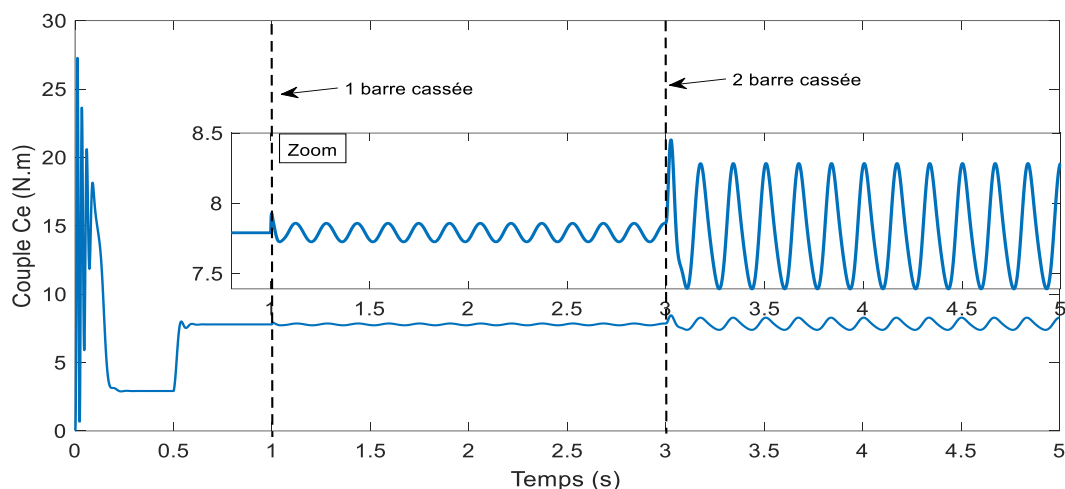


**Figure (IV.11) :** Modélisation du moteur asynchrone à cage en présence défaut rotorique sous Simulink/Matlab



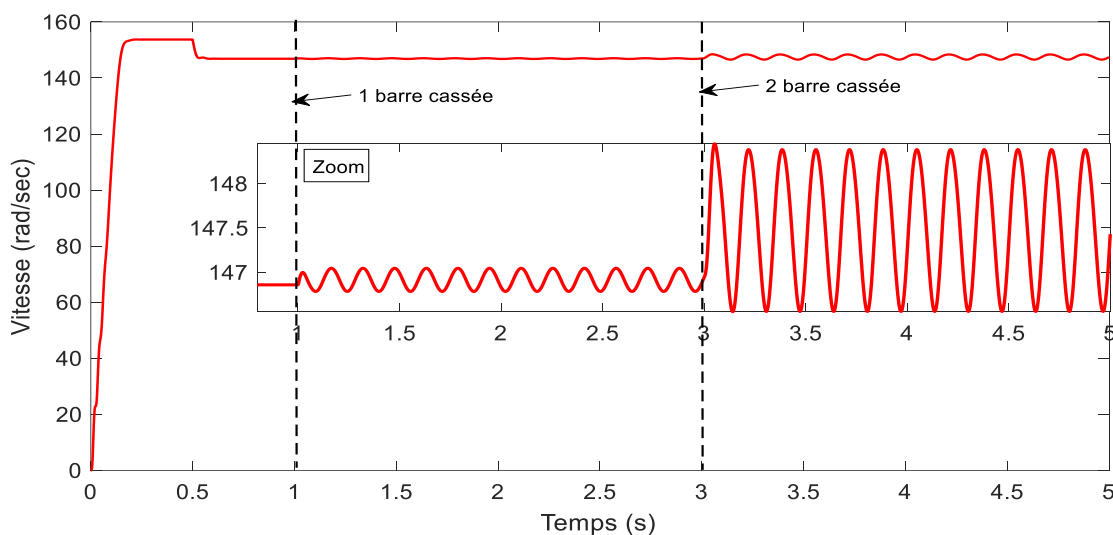
**Figure (IV.12) :** Evolution des courants statoriques à vide, en charge puis lors de la rupture de barres

La figure (IV.12) représente l'évolution des courants de ligne absorbés par les phases statoriques. Comme on peut le constater, lors d'un défaut de rupture de barres au rotor, il y a apparition d'ondulations identiques sur les trois courants statoriques tout en restant toujours déphasés de  $120^\circ$  entre eux. Cependant, l'amplitude de cette ondulation est proportionnelle au nombre de barres cassées. Nous remarquons que l'amplitude des oscillations augmente avec l'augmentation du nombre de barres cassées.



**Figure (IV.13) :** Evolution du couple électromagnétique au démarrage, en charge puis lors de la rupture de barres

L'analyse du couple électromagnétique (figure (IV.13)) montre une modification importante de son allure lorsque les défauts rotoriques apparaissent. La présence d'une oscillation lorsque le rotor de la machine est sain est due à la prise en compte des harmoniques. Nous apercevons qu'une légère modulation vient perturber l'évolution du couple lorsque la première barre est cassée. Nous remarquons aussi que cette modulation prend plus d'importance avec l'apparition du second défaut. En théorie, cette modulation d'amplitude a une fréquence identique à celle de la vitesse, c'est-à-dire ( $2.g.f_s$ ).



**Figure (IV.14) :** Vitesse de rotation au démarrage, en charge puis lors de la rupture de barres

En analysant la figure (IV.14) présentant l'évolution de la vitesse rotorique, nous remarquons l'apparition d'une légère ondulation lorsque la rupture de la première barre rotorique apparaît. Cette ondulation, qui augmente lorsque le deuxième défaut est créé, oscille à une fréquence de  $(2.g. f_s)$ . Cette variation de vitesse est très faible car elle dépend essentiellement de l'inertie  $J$  de l'ensemble machine-charge. Plus l'inertie de l'ensemble sera grande, moins la variation de vitesse sera importante.

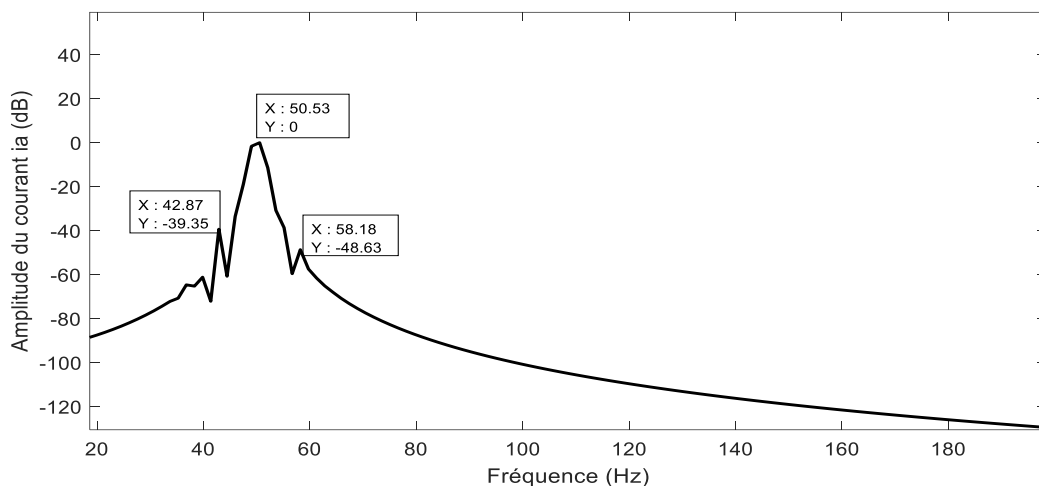


Figure (IV.15) : Spectre du courant statorique pour une machine avec une barre cassée

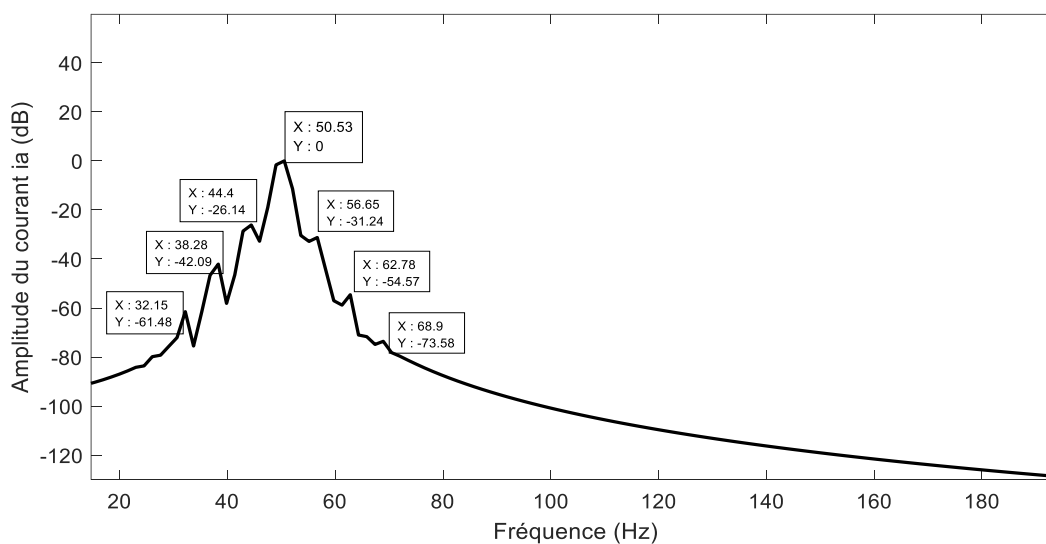


Figure (IV.16) : Spectre du courant statorique pour une machine avec deux barres cassées

On considère que la machine est alimentée directement à travers un réseau triphasé avec une charge moyenne de 5 N.m. L'analyse spectrale par la FFT est effectuée sur le courant d'une phase statorique pour un rotor avec une et deux barres cassées, avec un fenêtrage de type Hamming. Ces résultats sont présentés sur les figures (IV.15) et (IV.16).

L'analyse par FFT permet de mettre en évidence les raies présentes dans le spectre du signal. En fonctionnement sain de la machine, on n'observe aucune raie latérale autour du fondamentale à 50Hz (figure IV.15). En fonctionnement avec défaut d'une barre et deux barres cassées comme le montre respectivement la figure (IV.15) et (IV.16), il y a une apparition des raies latérales au voisinage du fondamental correspondant aux raies de défaut. On constate l'apparition de raies en symétrie autour de la fréquence fondamentale, de fréquence de l'ordre de  $f_s (1 \pm 2.g)$ . La différenciation entre une et deux barres cassées ne semble pas évidente même si l'amplitude des raies augmente avec la sévérité du défaut.

#### IV.6. Résultats de simulation du modèle de défaut simultané stator/rotor :

La simulation est effectuée pour une durée de 5sec A l'instant  $t=0.5$  nous procédons à l'application d'un échelon de couple résistant de 5 N.m. Pour simuler un défaut simultané stator/rotor, on introduit en régime établi une rupture de deux barres à l'instant  $t=1$ sec et un court-circuit de 18 spires sur la phase  $a_s$  à l'instant  $t=3$ sec.

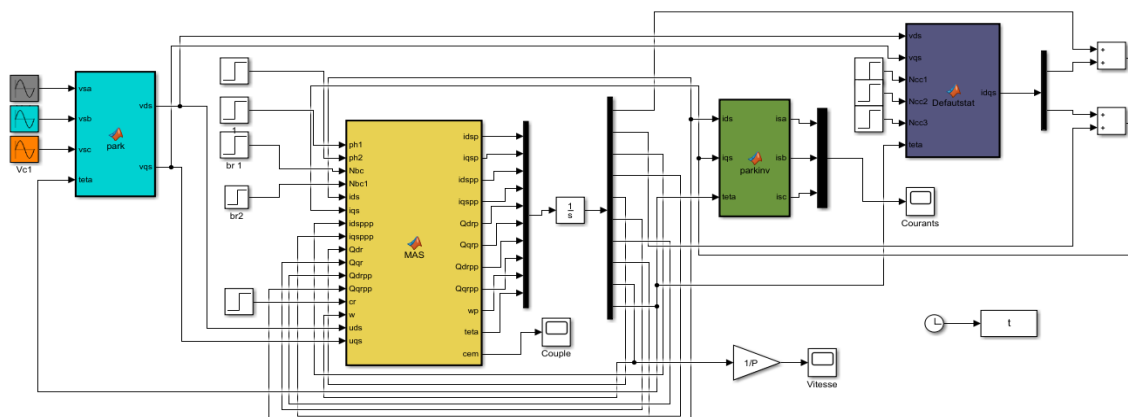


Figure (IV.17) : Modélisation du moteur asynchrone à cage en présence défaut mixte sous Simulink/Matlab

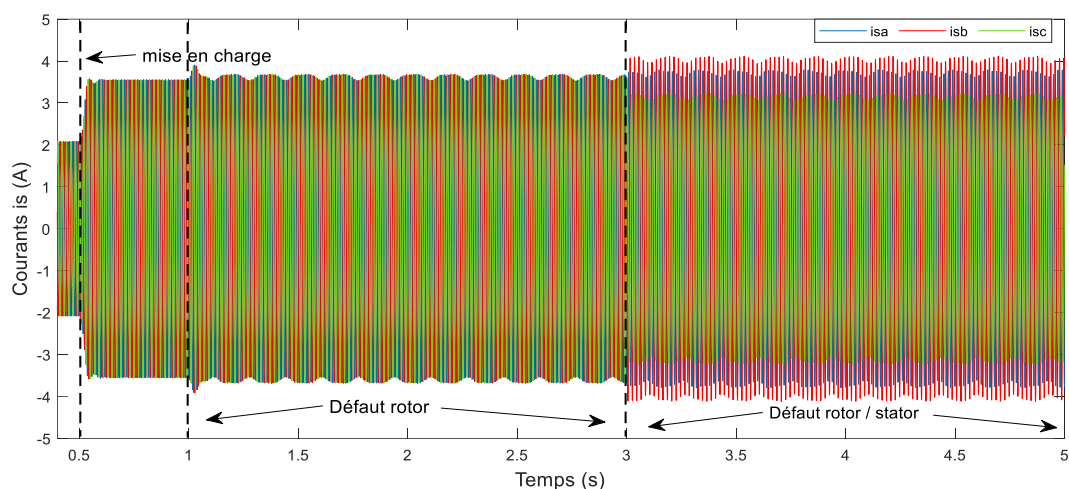


Figure (IV.18) : Courants statoriques de la machine en présence de défaut simultané stator/rotor

La figure (IV.18) montre les courants de ligne avec un défaut simultané stator/rotor : un défaut statorique de  $u_{cc1} = 3.88\%$  de spires court-circuitées sur la phase  $a_s$  et un défaut rotorique de type rupture de deux barres cassées. On peut remarquer qu'à partir de  $t=1\text{sec}$ , de nouvelles composantes dues aux barres cassées apparaissent dans les trois courants (cas de défaut rotor). A  $t=3\text{sec}$ , le court-circuit fait augmenter le courant dans la phase  $a_s$  où s'est produit le défaut (cas de défaut stator).

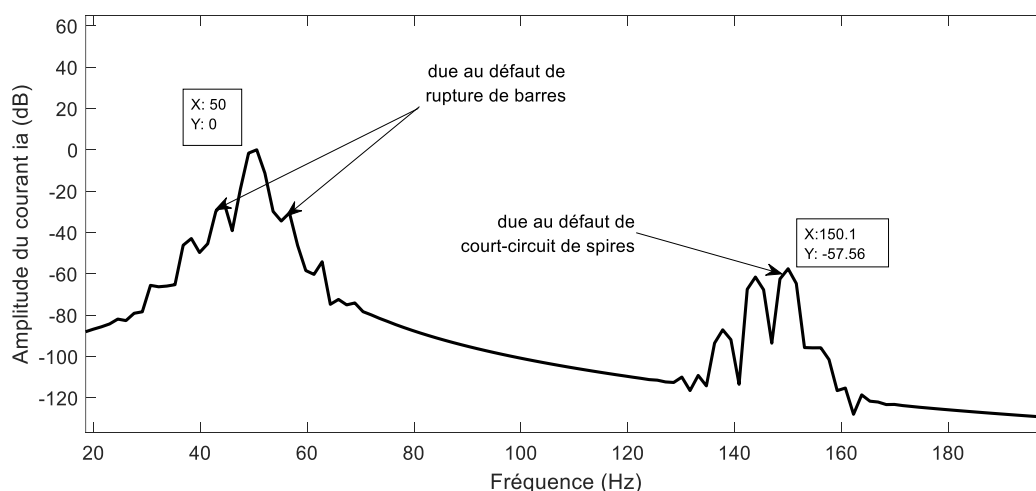
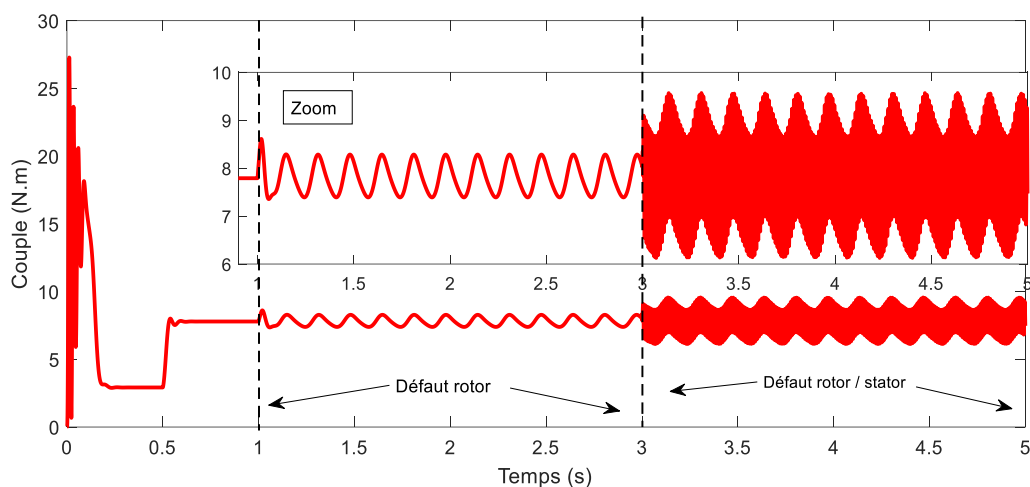
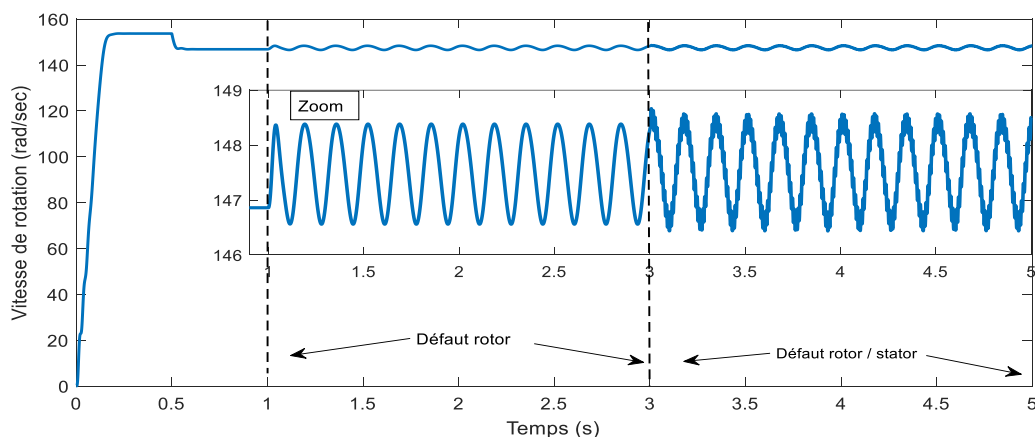


Figure (IV.19) : Spectre du courant statorique pour une machine avec défaut simultané

La figure (IV.19) montre le spectre du courant statorique pour une machine avec un défaut mixte. On peut voir des raies latérales (à la fréquence  $(1 \pm 2. k. g). f_s$ ) au voisinage du fondamental (50 Hz) correspondant aux raies du défaut rotorique, de plus leur amplitude est une indication du degré de sévérité du défaut. L'apparition de la raie de 150 Hz correspond au défaut de court-circuit entre spires.



**Figure (IV.20) :** Evolution du couple électromagnétique en présence de défaut simultané stator/rotor



**Figure (IV.21) :** Evolution de la vitesse de rotation en présence de défaut simultané stator/rotor

Les figures IV.20 et IV.21, représentent respectivement l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation, lors de la création du défaut de deux barres successives puis lors de l'introduction du défaut de court-circuit de 18 spires ( $u_{cc1} = 3.88\%$ ) sur la phase  $a_s$ . A partir de  $t=3$ sec nous retrouvons les mêmes phénomènes combinés des deux défauts.



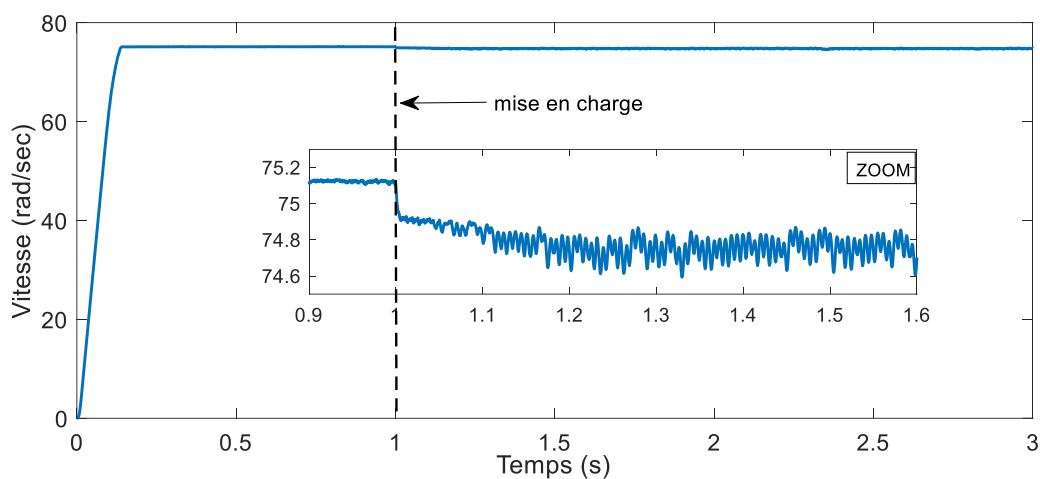


Figure (IV.23) : Variation de la vitesse de rotation sous l'influence de la commande

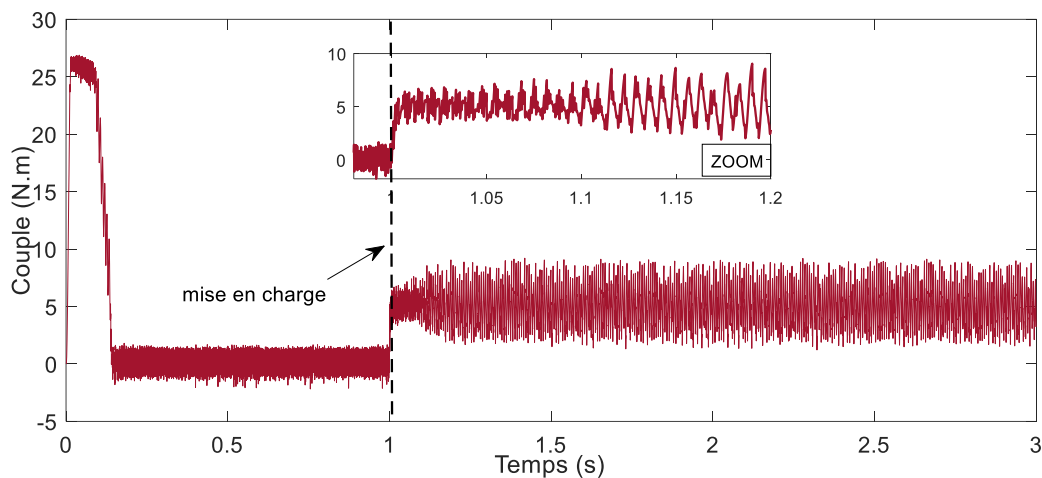


Figure (IV.24) : Variation du couple électromagnétique sous l'influence de la commande

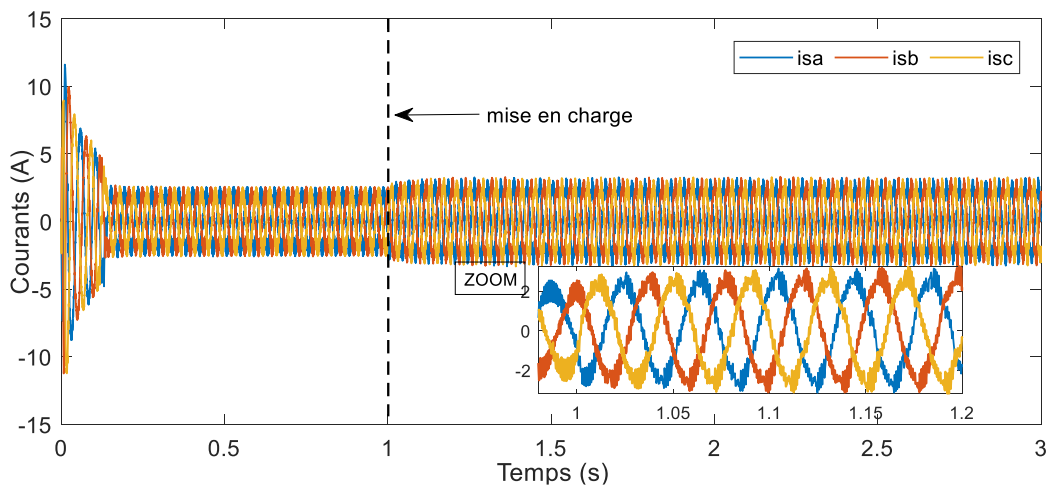
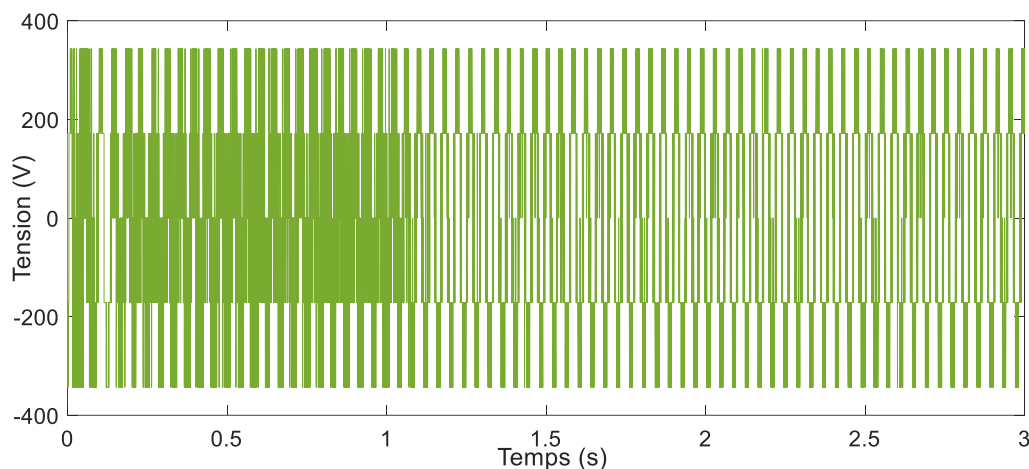


Figure (IV.25) : Variation des courants statoriques sous l'influence de la commande



**Figure (IV.26) :** Variation de la tension sous l'influence de la commande

D'après les résultats obtenus (figures IV.23, IV.24 et IV.25), une observation significative est que la vitesse de la machine atteint sa valeur nominale initiale, puis diminue en raison de la charge appliquée. En revanche, le couple de la machine présente une valeur importante pendant la période transitoire, puis se stabilise à la valeur de la charge en régime permanent. De plus, les courants présentent de légères oscillations en raison de la modulation vectorielle de l'onduleur, induisant des commutations.

#### **IV.7.2 Essai en charge Machine avec défaut statorique :**

Dans cette section, nous analysons les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine en présence d'un court-circuit statorique. À l'instant  $t=1s$ , un couple de charge de 5 Nm est appliqué, suivi d'un court-circuit de type court-circuit de 18 spires sur la phase (as) à l'instant  $t=2s$ . Nous examinons les effets de ce défaut sur les performances et le comportement de la machine afin de mieux comprendre son impact sur le système.

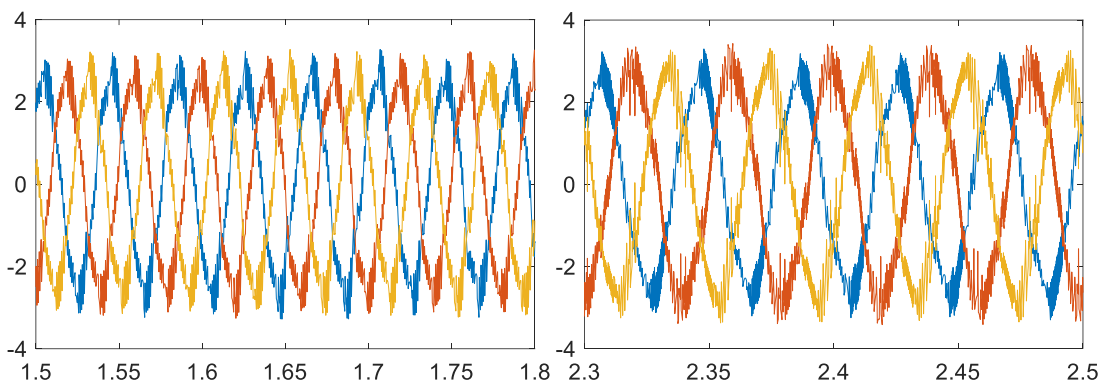
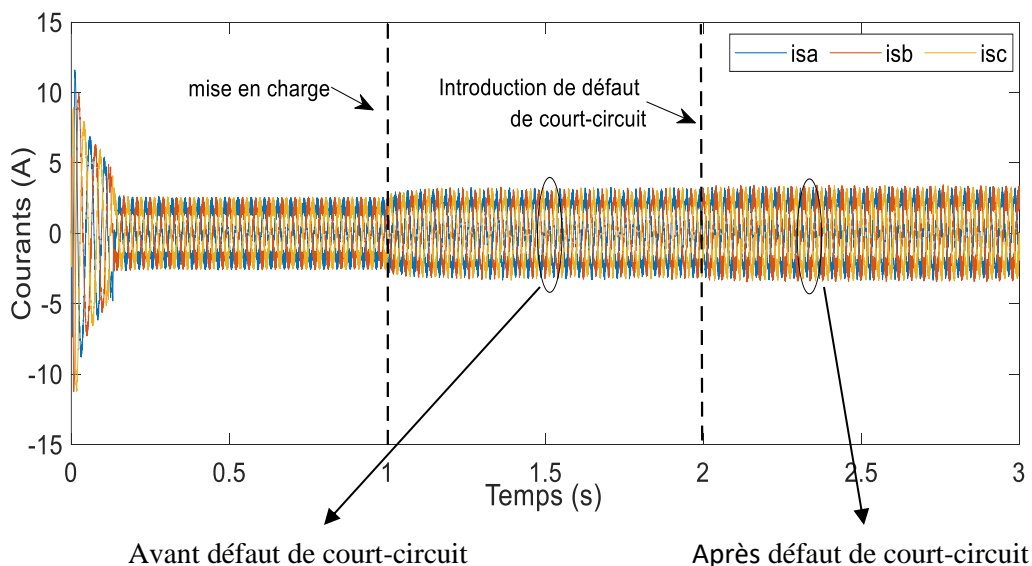


Figure (IV.27) : Variation des courants statoriques avec défaut de court-circuit sous commande

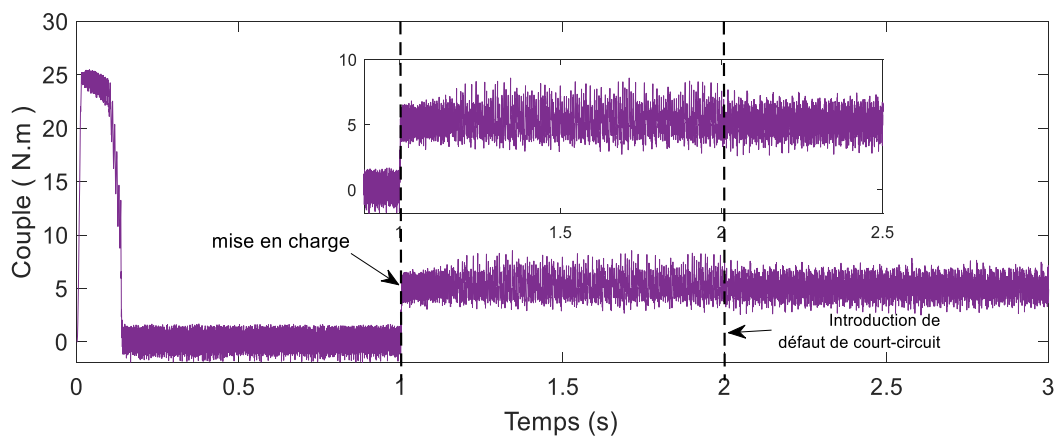
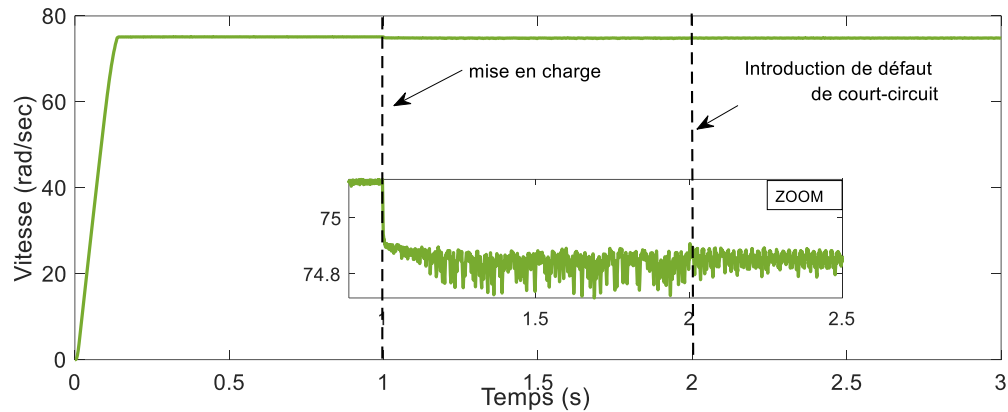


Figure (IV.28) : Variation du couple électromagnétique avec défaut de court-circuit sous commande



**Figure (IV.29) :** Variation de la Vitesse avec défaut de court-circuit sous commande

Les figures IV.27, IV.28 et IV.29 illustrent l'impact d'un défaut statorique de type court-circuit sur le fonctionnement de la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine.

Les résultats mettent en évidence que la présence du défaut de court-circuit entraîne de légères oscillations de la vitesse du rotor et du couple électromagnétique. De plus, les courants statoriques subissent une variation significative, principalement au niveau de leurs pics.

Ces observations soulignent l'influence néfaste du défaut de court-circuit sur les performances et le comportement global de la machine, en affectant la stabilité de la vitesse du rotor et en provoquant des perturbations importantes dans les courants statoriques.

## IV.8 Conclusion :

En conclusion de ce chapitre, nous avons étudié les résultats de simulation du moteur asynchrone avec différents types de défauts, tels que les court-circuits, les ruptures de barres et les défauts mixtes stator/rotor. Nous avons également analysé les performances de la commande vectorielle en l'absence et en présence d'un défaut de court-circuit statorique.

De plus, nous avons employé la méthode de la transformation de Fourier rapide (FFT) afin d'analyser les caractéristiques fréquentielles des défauts présents au niveau du stator et du rotor.

Les résultats ont clairement démontré l'impact significatif des défauts sur le fonctionnement global du moteur. Les oscillations de la vitesse du rotor, les variations des courants statoriques et les perturbations du couple électromagnétique ont été observées en présence de défauts. Ces résultats soulignent l'importance de détecter et de prendre en compte ces défauts pour assurer un fonctionnement fiable et efficace du moteur asynchrone.

De plus, la commande vectorielle a montré une capacité à maintenir des performances satisfaisantes malgré la présence de défauts, en ajustant les paramètres de commande en temps réel. Cependant, des améliorations supplémentaires peuvent être nécessaires pour atténuer davantage les effets indésirables des défauts.

En résumé, ce chapitre met en évidence l'importance de la détection et de la gestion des défauts dans le fonctionnement du moteur asynchrone, ainsi que le potentiel de la commande vectorielle pour maintenir des performances acceptables dans des conditions dégradées. Ces résultats fournissent des bases solides pour le développement de stratégies de maintenance préventive et de contrôle avancées pour les moteurs asynchrones.

# *Conclusion Générale*

Ce travail a abordé différents aspects liés aux défauts et à la commande de la machine asynchrone. Le premier chapitre a présenté un état de l'art sur les types de défaillances possibles et les techniques de détection et de localisation des défauts.

Le deuxième chapitre s'est concentré sur la modélisation de la machine asynchrone dans deux scénarios : le fonctionnement normal et le fonctionnement défaillant avec des défauts tels que les court-circuits entre les spires, les ruptures de barres rotoriques et les défauts combinés stator/rotor. Cette modélisation a permis d'évaluer les effets de ces défauts sur les performances globales de la machine.

Le troisième chapitre a porté sur la modélisation de la commande de la machine asynchrone en utilisant la commande vectorielle, en prenant en compte les défauts au niveau du stator. L'objectif était d'évaluer l'impact de ces défauts sur la commande et de développer des stratégies de commandes adaptatives pour maintenir les performances malgré les défauts.

Enfin, le dernier chapitre a présenté les résultats de simulation obtenus et leur interprétation. Les simulations ont permis de mettre en évidence les effets des défauts sur le fonctionnement de la machine et de la commande vectorielle.

Ce travail a contribué à une meilleure compréhension des défauts et de leur impact sur la machine asynchrone. Les techniques de détection et de localisation des défauts ainsi que la commande adaptative peuvent jouer un rôle crucial dans le maintien des performances et la fiabilité de la machine en présence de défauts. Des perspectives futures peuvent inclure l'amélioration des techniques de détection, l'exploration de nouvelles méthodes de commande adaptative et l'application de ces résultats à des cas réels pour une meilleure gestion des machines asynchrones défaillantes.

## *Références Bibliographiques*

- [1] **NAIT SAIDJ AMRANE ET TIGUERCHA LYNDA:** "Etude de la machine asynchrone double étoiles en régime dégradé", Mémoire de Master, Université Mouloud Mammeri Tizi Ouzou, Faculté de Génie Electrique et d'Informatique Département d'Électrotechnique, 2018.
- [2] **Metrouh Mohamed et Moussi Rafik:** "*Identification d'une machine asynchrone à cage*", Mémoire de Master", Université Mouloud Mammeri Tizi Ouzou, Faculté de Génie Electrique et d'Informatique Département d'Electrotechnique, 2017, pp. 3-6.
- [3] **Abdallah HAMOUDI:**'' contribution au diagnostic de la machine asynchrone par les techniques d'identification'', Thèse de Doctorat. Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2018.
- [4] **ANDRIAN CEBAN** "METHODE GLOBALE DE DIAGNOSTIC DES MACHINES ELECTRIQUES" Thèse de Doctorat. Université Lille de Nord de France – École doctorale SPI, février 2012.
- [5] **H. Henao, C. Demian, and G. A. Capolino,** "A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, pp. 1272-1279, September/October 2003.
- [6] **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.
- [7] **O. V. Thorsen and M. Dalva,** "Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 35, pp. 810-818, 1999
- [8] **Metatla A., Bahi T., Hadjadj L. and Medoued A,** "Failure detection of eccentricity in asynchronous machine". International Conference of System and Computer, 25-27 November 2008, Cairo. Egypt, 2008
- [9] **MEDOUED AMMAR** "Surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques : Applications aux moteurs asynchrones" Thèse de Doctorat. Université de Skikda, 2012.

- [10] **Derbali Belgacem et Badjadi Chouaib:** "Diagnostic d'un moteur asynchrone d'un compresseur à piston", Mémoire de Master, Université Hamma Lakhder Oued Souf Faculté de la Technologie, 2021, pp. 12-13
- [11] **N. Allal:** "Cours sur le diagnostic des défauts dans les machines électriques", Université Amar Telidji de Laghouat Faculté de Technologie Département d'Electrotechnique, 2024.
- [12] **E. SCHAEFFER:** "Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts", Thèse de doctorat, Institut de Recherche en Cybernétique de Nantes, École Centrale de Nantes, Nantes, France, 1999
- [13] **J.-P. Caron et J.-P. Hautier:** "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Editions Technique, France, 1995.
- [14] **A. Hamoudi:** "Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par les techniques d'identification", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2018.
- [15] **M. B. K. Bouzid:** "Diagnostic de défauts de la machine asynchrone par réseaux de neurones", Thèse de Doctorat, Université Tunis El Manar Ecole Nationale d'Ingenieurs de Tunis , 2009
- [16] **S. Bachir:** "Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique", Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, France, 2002
- [17] **G. Didier:** "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2004.
- [18] **J.-P. Caron, and J.-P. Hautier:**"Modélisation et commande de la machine asynchrone", Editions Technique, France, 1995
- [19] **A. Abed, L. Baghli, H. Razik, A. Rezzoug:** "Modelling induction motors for diagnosis purposes", EPE'99, Lausanne, Suisse, pp.1–8, 7–9 September 1999.
- [20] **S. Bachir, S. Tnani, J-C. Trigeassou, G. Champenois:** "Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 3, pp. 963–973, June 2006
- [21] **I. BEN AMEUR BAZINE:** "Identification en boucle fermée de la machine asynchrone: Application à la détection de défaut", Thèse de doctorat, Université de Poitiers et Université de Tunis El-Manar, 2008

[22] **HAMMOUYA Brahim, TOUATI HAMAD AI MOATEZ BELLAH:** "Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à cage d'Ecureuil" Mémoire de Master, Université Echahid Hamma Lakhdar - El Oued, 2022

[23] **M. ABBAS NACER EDDINE:** "Commande vectorielle a flux orienté directe d'un moteur asynchrone" pour l'obtention du diplôme d'ingénieur, Ecole supérieure de sciences appliquée de Tlemcen;2022.

[24] **Souad LARIBI:"** Contribution à la Commande et Diagnostic des Défauts Statoriques et Rotoriques de la Machine Asynchrone à Cage d'Ecureuil" Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf,2016

[25] **Ameur AISSA:** "Cours sur le commande des machines électriques", Université Amar Telidji de Laghouat Faculté de Technologie Département d'Electrotechnique, 2024.