



Mémoire de Projet de Fin d'Études

Présenté par

Babaci Mohamed
&
Ramdane Abdelkader

Pour l'obtention du diplôme Master en électrotechnique option Machine électrique

Thème

Analyse et diagnostic de la machine Asynchrone déséquilibrée

Proposé par : **Mr. Abdelazize. Ferdjouni**

Année Universitaire 2013-2014

Remerciements

Nos remerciements vont premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la Santé, et la patience, qu'il nous a données durant toutes ces années d'étude.

Nous exprimons nos profondes gratitudee à nos parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les Sacrifices qu'ils ont endurés.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre promoteur le docteur **ferdjouni Abdelazize** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi tout le long de la réalisation de Ce mémoire, et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils et remarques.

Nos remerciements vont également au porteur de spécialité machine électrique le Docteur

Belazoug Mesaoude pour son attention et son suivi durant notre formation.

Nos sincères remerciements à messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département de génie électrique.

Je ne saurai enfin oublier les jeunes étudiants et notre collègues qui, durant ces années, ont entretenu une très bonne ambiance et ont fait preuve de solidarité.

Je souhaite aux eux du succès dans leurs recherches ainsi que dans leurs vies professionnelles

A mes chers Parents

Mes Sœurs, Malika, Salsabil, et le seul mon frère Aboubakre.

Mes grands-parents et mes Proches, A tous mes amis Mohamed, Kheira et Djamel, Moussa, Amine, Asma, et A Ma chère binôme Ramdane Abdelkader, et tous mes famille BABACI, Boutaleb et BEN KUIDER.

A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir.

Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs.

ملخص:

يتم هذا البحث بمراقبة و تشخيص الأعطاب في الآلات الكهربائية غير المتزامنة، و التذكير ببعض المفاهيم الأساسية في هذا المجال، و إلقاء الضوء على بعض من الطرق المستعملة في معالجة مشكلات المراقبة و الصيانة و تشخيص الأخطاء فيها، و من ثم وضع التدابير اللازمة و البحث عن الخيارات و المواصفات و نماذج الأداء المنشود.

يندرج عملنا هذا في تشخيص الأخطاء في الآلات الكهربائية غير المتزامنة ذات قفص السنجاب. الغرض من هذا، هو الحفاظ على الآلات الكهربائية و صيانتها من أجل تمديد مدة خدمتها و تحسين أدائها و مردودها . و يرجع سبب دراسة هذه الآلات الكهربائية غير المتزامنة لكونها الآلة الأكثر استخداما في المجال الصناعي و ذلك لبساطة بنيتها، انخفاض تكاليف شرائها و تصنيعها، و قوة متانتها و عدم تكاليف صيانتها. بما أن تيار الساكن، للآلة مقدار قابل للقياس و المراقبة اللحظية، اعتمدنا في بحثنا هذا على تتبع إشارة شعاع هذا التيار و وضع عدة طرق و تقنيات من أجل المراقبة اللحظية لهذا العامل و إجراء مقارنة مع إشارة تيار الآلة السليمة.

الكلمات المفتاحية : الآلة الكهربائية غير التزامنية ذات قفص السنجاب، الأعطاب، التشخيص.

Résumé :

Les entraînements électriques utilisent de plus en plus les moteurs asynchrones à cause de Leur robustesse, de leur puissance massique et de leur coût. Leur maintenance et leur diagnostic deviennent donc un enjeu économique.

Il est important de détecter de manière précoce les défauts qui peuvent apparaître dans ces machines et donc de développer des méthodes de surveillance de fonctionnement ou de maintenance préventive. Il est donc important de développer des systèmes de diagnostic pour détecter de manière anticipée les défauts pouvant apparaître dans ce type de machines.

Notre contribution s'inscrit dans le cadre de synthèse et de choix des méthodes et des techniques de surveillance et de diagnostic des défauts dans la machine asynchrone à cage d'écureuil tels que les défauts de déséquilibre statoriques et les défauts de court-circuit entre spires statoriques.

Dans ce contexte, nous avons proposé deux approches de détection de défaut par la surveillance du courants statoriques en l'occurrence l'approche signal et l'analyse de courants de Park.

Mots clés : Machine asynchrone à cage d'écureuil, surveillance et diagnostic, défauts.

Abstract :

This work of thesis is a part of the thematic of monitoring and fault diagnosis of the squirrel cage three-phase induction machine. The choice of this type of machine is justified by the growing success it has exhibited, mainly, in the electric drives with variable speed. Besides its simple construction, low cost, mechanical robustness and mainly its quasi absence of maintenance justified its large presence in the industrial sector.

Despite all these advantages, it is important to develop some diagnostic systems to detect, in advance, the failures that may appear in this type of machine. Our main contribution resides in the development of methods and technologies for monitoring and fault diagnosis electrical machines in special the stator imbalance.

In this context, we proposed tow approaches of fault detection by monitoring the stator current: the signal approach and the analyze pf PARK's stator currents approach.

Keywords: Squirrel cage induction machine, monitoring and diagnosis, faults.

Sommaire

Introduction général.....	1
Chapitre 1 : Constitution et diagnostique de la MAS.....	3
1.1 Introduction.....	3
1.2 Constitution de la Machine Asynchrone	4
1.2.1 Le stator.....	4
1.2.2 Le rotor.....	5
1.2.3 Les organes mécaniques.....	5
1.3 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone	6
1.4 Défaillances de la machine asynchrone.....	7
1.4 .1 Défaillances au stator des machines électriques.....	7
1.4.2.1 Origines des défauts de courts-circuits statoriques.....	8
1.5 Conséquences des défauts statoriques.....	9
1.6 Quelque statistique sur les défaillances.....	10
1.7 Diagnostique des défauts.....	11
1.7.1 Méthodes de diagnostic avec analyse spectral.....	12
1.7.2 Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park.....	13
1.8 Conclusion.....	14
Chapitre2 : Modélisation de la MAS alimentée En tension.....	15
2.1 Modèle dynamique de la Machine Asynchrone.....	16
2.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	16
2.2.2 Equations des tensions et des flux.....	17
2.3 Modèle de Park de la Machine Asynchrone.....	18
2.3.1 Transformation de Park.....	19
2.3.2 Application aux équations des tensions.....	20
2.3.3 Application aux équations des flux.....	21
2.3.4 Choix du référentiel.....	22
2.4 Expressions du couple électromagnétique.....	24
2.5 Mise sous forme d'équations d'état.....	25
2.6 Résultats de simulation.....	26
2.7 Interprétation des courbes.....	30
2.8 Conclusion.....	31

Chapitre 3 : Modèle de défaut de la MAS.....	32
3.1 Introduction.....	33
3.2 Modélisation de la MAS avec défaut statorique.....	33
3.2.2 Hypothèses simplificatrices.....	34
2.2.3 Mise en équation.....	34
2.2.3.1 Equations des tensions et flux.....	35
3.2.3. 2 L'équation de Couple électromagnétique.....	36
3.2.4 Transformation de Park.....	40
3.2.4.1 Application aux équations des tensions.....	41
3.2.4.2 Application aux équations des flux.....	44
3.2.5 Expression en modèle d'état.....	45
3.2.6 Résultats de simulation.....	50
3.2.7 Interprétation des courbes.....	51
3.3 Conclusion.....	52
Chapitre 4 : Analyse Expérimental de la MAS.....	52
4.1 Introduction.....	53
4.2 Représentation de La banc d'essais.....	53
4.2.1 Composantes électromagnétiques.....	54
4.2.2 Composantes électroniques.....	54
4.2.2.1 Alimentation de la machine asynchrone.....	54
4.2.2.1.1 Alimentation de la machine par le réseau triphasé.....	54
4.2.2.1.2 Alimentation de la MAS par le variateur de vitesse.....	55
4.2.2.2 systèmes de contrôle en temps réel DSPACE.....	56
4.2.2.3 Capteur de courant.....	56
2.2.2.4 Capteur de tension.....	57
Partie expérimental A.....	57
4.3 Analyse par L'application de Park.....	57
4.3.1 Cas de la machine sain.....	57
4.3.1.1 Raccordement aux réseaux triphasés.....	58
4.3.1.2 Raccordement par variateur de vitesse.....	59

4.3.2 Cas de la machine en défaut.....	59
4.3.2.1 Raccordement aux réseaux triphasés.....	61
4.3.2.2 Raccordement par variateur de vitesse.....	62
4.3.3 Transformation de Park.....	63
4.3.3.1 Résultats de la simulation dans le Cas sain.....	63
4.3.3.1.1 Alimentée aux réseaux triphasés.....	63
4.3.3.1.2 Alimentée par variateur de vitesse.....	64
4.3.3.2.1 Alimentée aux réseaux triphasés.....	64
4.3.3.2.2 Alimentée au variateur de vitesse.....	65
4.3.4 L'interprétation des figures.....	66
Partie expérimental B.....	66
4.4 Analyse spectral.....	66
4.4.1 Présentation du banc d'essai.....	67
3.4.2 Résultats expérimentaux.....	69
3.4.3 Cas de la machine sain.....	69
4.4 Conclusion.....	70
Conclusion général.....	

Listes des acronymes et abréviations

- [V_{ss}] : Vecteur tension statorique.
[V_{rr}] : Vecteur tension rotorique.
[I_{ss}] : Vecteur courant statorique.
[I_{rr}] : Vecteur courant rotorique.
[R_s] : Matrice résistance statorique.
[R_r] : Matrice résistance rotorique.
[ϕ_s] : Vecteur flux statorique.
[ϕ_r] : Vecteur flux rotorique.
[L_{ss}] : Matrice inductance statorique.
[L_{rr}] : Matrice inductance rotorique.
[M_{sr}] : Matrice inductance mutuelle stator-rotor.
 R_s : Résistance statorique
 R_r : Résistance rotorique.
 l_s : Inductance propre d'une phase statorique.
 l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.
 M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statorique.
 M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotorique.
 M_{sr} : Inductance mutuelle maximale quand l'axe a_s coïncide avec l'axe « a_r ».
 L_s : Inductance cyclique statorique.
 L_r : Inductance cyclique rotorique.
 L_m : Inductance cyclique mutuelle entre stator-rotor.
 S, r : Indice relatif au stator et rotor respectivement.
 θ_s : L'angle électrique entre l'axe « a_s » et l'axe d .
 θ_r : L'angle électrique entre l'axe « a_r » et l'axe d .
 θ : La position angulaire du rotor par rapport au stator.

ω_s	:	Pulsation électrique statorique.
ω_r	:	Pulsation de glissement ($\omega_s - \omega$).
ω	:	Vitesse angulaire de rotation.
Ω	:	Vitesse de rotation mécanique.
C_e	:	Couple électromagnétique.
C_r	:	Couple résistant.
J	:	Moment d'inertie des masses tournantes.
f_v	:	Coefficient de frottement visqueux.
T_s, T_r	:	Constantes de temps statorique et rotorique.
σ	:	Coefficient de dispersion.
P	:	Nombre de paires de pôles.
$[P(\theta)]$:	Matrice de Park.
d	:	Indice de l'axe direct.
q	:	Indice de l'axe en quadrature.

Liste des figures

<i>Figure 1.1</i> Photo du stator de machine asynchrone.	4
<i>Figure 1.2</i> Photo du rotor de machine asynchrone.	5
Figure 1.3 Représentation schématique d'une MAS triphasée.	6
<i>Figure 2.1</i> Photo de la machine asynchrone triphasée.	15
<i>Figure 2.2</i> Représentation schématique de Modèle de Park de la MAS	15
<i>Figure 2.3</i> Représentation des axes de la MAS.	19
<i>Figure 2.4</i> Réponse de la vitesse mécanique.	27
<i>Figure 2.5</i> Réponse du couple électromagnétique.	27
<i>Figure 2.6</i> Réponse des courants statoriques.	28
<i>Figure 2.7</i> Réponse du flux statoriques.	28
<i>Figure 2.8</i> Réponse des courants rotoriques.	29
<i>Figure 2.8</i> Réponse du flux rotoriques.	29
<i>Figure 2.9</i> Réponse des flux de Park stators f_{ds} , f_{qs} .	29
<i>Figure 2.10</i> Réponse du flux rotors.	30
<i>Figure 2.11</i> Réponse des flux de Park rotor f_{dr} , f_{qr} .	31
<i>Figure 2.12</i> Réponse des courants rotors.	31
<i>Figure 2.13</i> Réponse des courants de Park rotors i_{dr} , i_{qr} .	32
<i>Figure 2.14</i> Réponse des courants statoriques.	33
<i>Figure 2.15</i> Réponse des courants statoriques de Park.	33
<i>Figure 2.16</i> Réponse des courants de Park rotors i_{dr} , i_{qr} .	34
<i>Figure 2.17</i> Réponse des flux de Park stators f_{ds} , f_{qs} .	35
<i>Figure 2.18</i> Réponse des flux de Park rotor f_{dr} , f_{qr} .	36
<i>Figure 3.1</i> Modèle général d'un court-circuit entre spires dans une phase.	44
<i>Figure 3.2</i> Réponse de la vitesse mécanique.	46
<i>Figure 3.3</i> Réponse du couple électromagnétique.	46
<i>Figure 3.4</i> Réponse des courants statoriques.	47
<i>Figure 3.5</i> Réponse des courants rotoriques.	47
<i>Figure 3.6</i> Réponse du flux statoriques.	48
<i>Figure 3.7</i> Réponse du flux rotoriques.	48
Figure 3.8 Réponse de flux de court-circuit.	49
Figure 3.9 Réponse de courant de court-circuit.	49

Figure 4.1 Photo de La banc d'essais.	53
Figure 4.2 Photo de La plaque signalétique de MAS.	53
Figure 4.3 Photo de La carte DSPACE.	56
Figure 4.4 Photo des capteurs de tension et du courant.	56
Figure 4.5 Les courants statoriques triphasé.	57
Figure 4.6 La vitesse de rotation.	57
Figure 4.7 Les tensions statoriques triphasé.	58
Figure 4.8 Les courants statoriques triphasé.	58
Figure 4.9 Les tensions statoriques triphasé.	59
Figure 4.10 Les courants statoriques triphasé.	60
Figure 4.11. Les tensions statoriques triphasé.	60
Figure 4.12 Les courants statoriques triphasé.	61
Figure 4.13 Les tensions statoriques triphasé.	61
Figure 4.14 Représentation des tensions triphasées.	63
Figure 4.15 Représentation des courants triphasés.	63
Figure 4.16 Représentation de tensions triphasées.	63
Figure 4.17 Représentation des courants triphasés.	63
Figure 4.18 Représentation des tensions triphasée.	64
Figure 4.19 Représentation des courants triphasés.	64
Figure 4.20 Représentation de tensions triphasées.	64
Figure 4.21 Représentation des courants triphasés.	64
Figure 4.22 FFT du courant « as » statorique équilibrée et son spectre.	67
Figure 4.23 FFT du courant « as » statorique déséquilibrée et son spectre.	67
Figure 4.24 FFT du courant « as » statorique déséquilibrée et leur spectre.	68
Figure 4.25 FFT du courant « as » statorique déséquilibrée et son spectre.	68

Introduction générale

Le diagnostic des machines asynchrones (MAS) s'est fortement développé dans le monde industriel car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient, pour certaines applications, indispensable. Le travail proposé focalise sur le diagnostic des machines asynchrones triphasé à cage d'écuriel. La croissance sur la demande de type de machine, essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et de fabrication, sa robustesse mécanique ou encore sa quasi-absence d'entretien, est telle que nous la trouvons maintenant dans tous les domaines industriels et en particulier dans les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie ou encore les transports ferroviaires.

A titre d'exemple aux Etats-Unis, 70 millions de MAS sont fabriquées chaque année [4], nécessitant de porter une attention plus accrue quant à leur fonctionnement et leur disponibilité.

Certaines utilisations des MAS ne tolèrent pas les pannes. Ces pannes peuvent être dues aux machines et être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur les spires des enroulements statoriques, usure des roulements,...) ou électrique et magnétique (court circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau, cassure de dents ...).

Les imperfections peuvent aussi être dues à d'autres éléments de l'entraînement, citons par exemple des défauts dans l'alimentation, dans la charge ou dans les réducteurs mécaniques.

Le premier chapitre de ce document rappelle le contexte de l'étude de diagnostic des défauts qui peuvent se produire dans la machine asynchrone à cage d'écuriel. Nous présentons dans un premier temps les éléments de constitution de ce type de machine ainsi que les différents défauts pouvant l'affecter. Dans un deuxième temps, nous deux outils de l'analyse des signaux temporels destinés au diagnostic, le premier est l'analyse par les vecteurs de Park [18] et le second est l'analyse spectrale des courants statoriques [5].

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation et à la simulation de la MAS, alimentée en tension. Nous utilisons un modèle pour analyser le comportement de la machine en absence de défaillances.

Le troisième chapitre est dédié à l'élaboration du modèle de défaut de la MAS. Ce chapitre est consacré au défaut statorique de type court-circuit de spires dans les enroulements statoriques.

Enfin, le quatrième chapitre présente le banc d'essais qui a été mise en place dans l'objectif de mener notre travail expérimental. Dans un premier temps, la mise en place de l'acquisition de données, à savoir, les mesures des courants, tensions et vitesse rotorique. L'utilisation de la carte DSPACE et du logiciel qui lui est associé « CONTROLDESK ». Deux cas sont considérés pour l'alimentation de la MAS : alimentation par réseau triphasé et alimentation par onduleur. L'impossibilité de disposer d'une MAS avec bobinage accessible pour effectuer les courts circuits de spires, ce dernier a été remplacé par la mise en série d'une résistance. Après avoir recueilli les données expérimentales, on utilise les vecteurs de Park pour les analyser. Dans un deuxième temps on passe à l'analyse spectrale, à l'aide d'un oscilloscope numérique, relié à un PC, en utilisant la fonction (FFT) dans les cas sain et en présence de défaut pour plusieurs valeurs de résistance.

Chapitre 1 Constitution et diagnostique de la MAS

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous décrivons le système étudié qui se limite, dans notre cas, à la machine asynchrone triphasé à cage d'écureuil. Après avoir rappelé les éléments de constitution de celle-ci, nous effectuons une analyse des différents défauts pouvant survenir sur chaque partie.

Comme la conception et l'analyse des MAS jouent un rôle important en termes de coût de production et d'entretien, le diagnostique des défauts est un aspect qui attire de plus en plus l'attention des concepteurs et des utilisateurs. En effet, la détection, la localisation et l'analyse des défauts sont devenues essentielles à leur bon fonctionnement. Ces tâches sont tout aussi indispensables pour la sécurité, la fiabilité, l'efficacité et la performance du système. Les MAS modernes étant, de plus en plus, alimentées par des variateurs de vitesse, les stratégies de surveillance de leur état doivent évoluer afin de faire face à l'augmentation des contraintes physiques qui leurs sont imposées.

En suite, on explique les deux méthodes de diagnostics que nous peuvent utilisée à la suite dans l'analyse expérimental, dans le premier temps on utilise l'analyse par vecteur de Park appliqué aux courants statoriques, après on passe à la l'analyse spectral.

1.2 Constitution de la Machine Asynchrone

La machine asynchrone, appelée aussi 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. Le stator est fixe, on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on définit deux types de rotor à bobine ou à cage d'écureuil.

Dans ce chapitre, nous allons considérer le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Toutefois, nous admettrons que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobine dont les enroulements sont en court-circuit, et les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

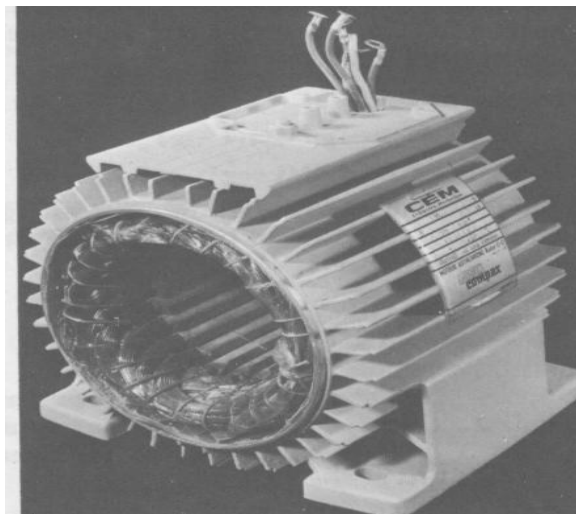


Figure 1.1 : Photo de stator de la machine asynchrone.

1.2.1 Le stator

Le stator de la Machine Asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique. Une fois l'assemblage terminé, les enroulements

statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements insérés peuvent être imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la Machine asynchrone. Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique.

1.2.2 Le rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des Machines Asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cages d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que les stators, les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine.

En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués des barres de cuivre pour les grosses machines ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux "de court-circuit".

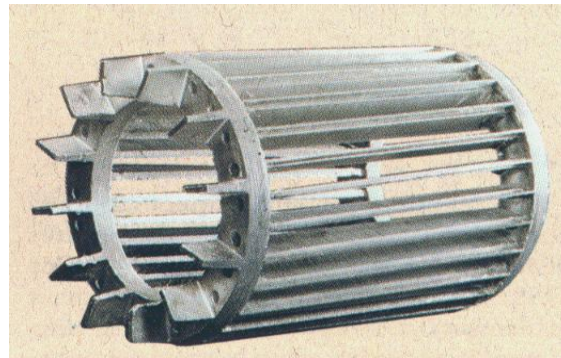


Figure 1. 2 : Photo du rotor de la machine

1.2.3 Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en

acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus au forces centrifuges. Des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation [1].

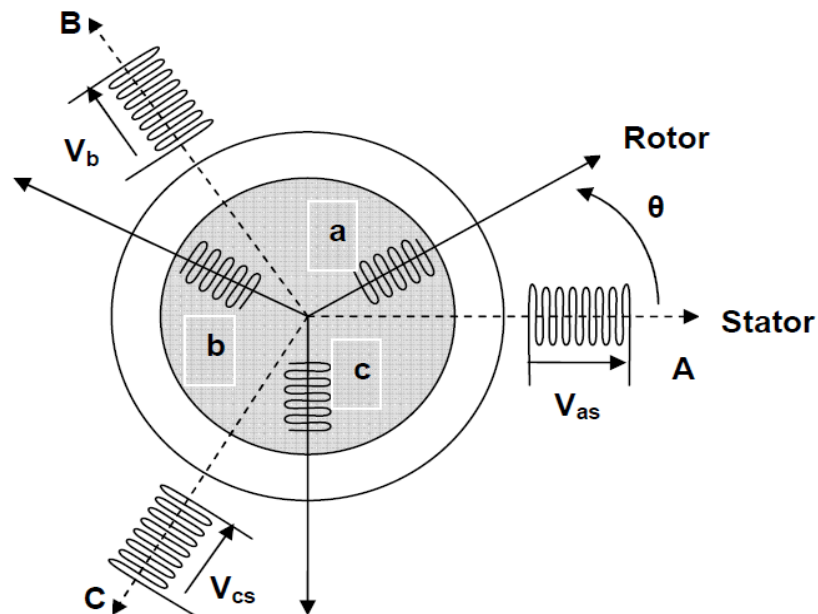


Figure 1.3 Représentation schématique d'une MAS triphasée.

1.3 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

On alimente un système de trois bobines décalées de 120° dans l'espace par un système de trois courants triphasés. Il se crée dans l'entrefer un champ magnétique tournant. Le rotor, soumis à un champ variable est alors le siège de f.é.m. induites donc de courants induits (rotor en court – circuit). Ce courant rotorique et le champ magnétique tournant statoriques engendrent un couple de force sur le rotor d'après la loi de LAPLACE. Ce couple de forces agissant sur le rotor tend à rattraper le champ tournant statoriques (loi de LENZ), le rotor tourne donc dans le même sens que le champ tournant [2].

1.4 Défaillances de la machine asynchrone

La machine asynchrone est par excellence la machine la plus répandue dans l'industrie. Comme toute autre machine électrique, celle-ci peut subir des défaillances d'ordre électrique ou mécanique.

Le diagnostic des défauts fait l'objet d'un intérêt grandissant depuis les deux dernières décennies. L'histoire du diagnostic de défaut et de la protection remonte à l'origine des machines elles-mêmes. Les fabricants et les utilisateurs des machines électriques ont initialement mis en œuvre une protection simple telle que la surintensité, la surtension et la protection contre les défauts à la terre, etc. pour assurer un fonctionnement sûr et fiable [3].

Pendant que les tâches accomplies par ces machines devenaient de plus en plus complexes, des améliorations ont été également cherchées dans le domaine du diagnostic de défaut. Dans certaine application, il est maintenant devenu très important de diagnostiquer des défauts dès leur naissance, parce qu'une panne dans l'un des corps constitutifs de la machine peut arrêter tout le processus de production, ce qui cause des pertes financières lourdes.

Les principaux défauts des actionneurs électriques peuvent être regroupés en deux catégories principales :

- Les défauts mécaniques : excentricité du rotor, usure de roulements, désalignement de l'arbre de transmission, défauts de la charge (déséquilibre, défaut de réducteur mécanique ou tout autre défaut pouvant survenir dans la charge entraînée).
- Les défauts électriques : défauts d'isolement des bobinages statoriques, défauts de cage dans les machines asynchrones, défauts d'alimentation,...

1.4.1 Défaillances au stator des machines électriques

Des études statistiques ont montré que les pannes imputables aux défauts des bobinages statoriques sont parmi les défauts les plus fréquents après les défauts de roulement, quelle que soit la gamme de puissance des machines considérées [3].

1.4.1.1 Origines des défauts de courts-circuits statoriques

On classe les origines de cette dégradation en quatre classes : thermique, électrique, mécanique et environnementale :

- **Origine électrique**

Les propriétés diélectriques du matériau isolant recouvrant les conducteurs peuvent être affectées par une contamination par des corps étrangers (poussières, graisses, ...). Ces corps étrangers peuvent provoquer un pont résistif entre les conducteurs et le circuit magnétique. Des petites décharges de courant apparaissent alors dans cette région à cause de l'existence d'une différence de potentiel. Suite à l'accumulation des décharges de courant, le matériau se fissure de plus en plus jusqu'à provoquer un court-circuit des conducteurs avec la carcasse magnétique.

- **Origine Thermique**

Il existe tout d'abord un vieillissement thermique naturel qui affecte les propriétés physiques du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Ce vieillissement inévitable sensibilise aux facteurs de défaillances. Parmi ceux-ci, on peut citer le phénomène de surcharge thermique. Si la tension d'alimentation subit des variations d'amplitude ou n'est pas bien équilibrée, les courants absorbés sont plus élevés et les conducteurs sont soumis à une augmentation de température. L'entraînement d'une charge mécanique trop importante engendre les mêmes effets.

Une surcharge thermique peut également résulter d'un grand nombre de démarrages successifs de la machine. En effet, les courants absorbés lors d'un démarrage brusque ont une amplitude plus élevée qu'en régime nominal et produisent une surchauffe des conducteurs. Suite à l'expansion puis à la rétraction répétée du matériau isolant, ce dernier finit par se craqueler. Ceci peut engendrer la création d'un point chaud qui détériore localement ce dernier.

Enfin, une mauvaise ventilation et un milieu ambiant à haute température affectent aussi sa durée de vie.

- **Origine mécanique**

Suite à un défaut d'excentricité du rotor, ce dernier peut entrer en contact avec les conducteurs statoriques et provoquer l'abrasion du matériau isolant et même du

cuire. Dans le cas de machines ventilées, la projection de corps étrangers absorbés et renvoyés par le ventilateur, d'aluminium fondu, de matériel de soudure, de morceau de dents du circuit magnétique, provoquent les mêmes effets. Par ailleurs, au cours des démarrages, les conducteurs sont soumis à des forces radiales et tangentielles fortes, et le matériau isolant peut se détériorer suite à ces contraintes mécaniques.

- **Origine environnementale**

D'une manière générale, une contamination par les corps étrangers réduit les capacités de dissipation thermique de la machine et affecte alors la durée de vie du matériau isolant. Un milieu ambiant à haute température provoque les mêmes effets. Enfin, un taux important d'humidité favorise l'émergence de décharges partielles de même qu'un milieu ambiant chimiquement corrosif.

1.5 Conséquences des défauts statoriques

Les modes de défaillances associés au bobinage stator impliquent majoritairement une modification topologique du circuit statoriques de la machine considérée avec l'apparition de boucles de court-circuit. Elles peuvent apparaître à différents endroits selon la topologie du bobinage statoriques.

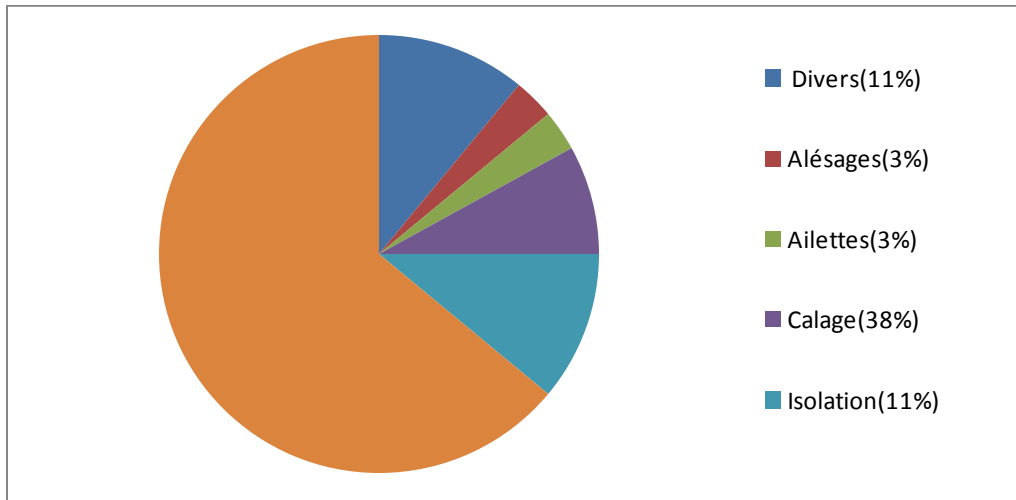
De manière générale, l'effet d'un court-circuit est de perturber la répartition spatiale du champ tournant. D'une part cela conduit à des oscillations du couple électromagnétique, donc de la vitesse. Il en découle des vibrations mécaniques qui, si elles sont fortes, peuvent avoir des effets destructeurs pour les organes mécaniques environnant la machine. D'autre part, le courant circulant dans la boucle créée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées. Il en résulte rapidement une destruction, par effet thermique, du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle. Les risques de dégagement de fumées ou même d'incendies ont alors importants.

1.6 Quelques statistiques sur les défaillances

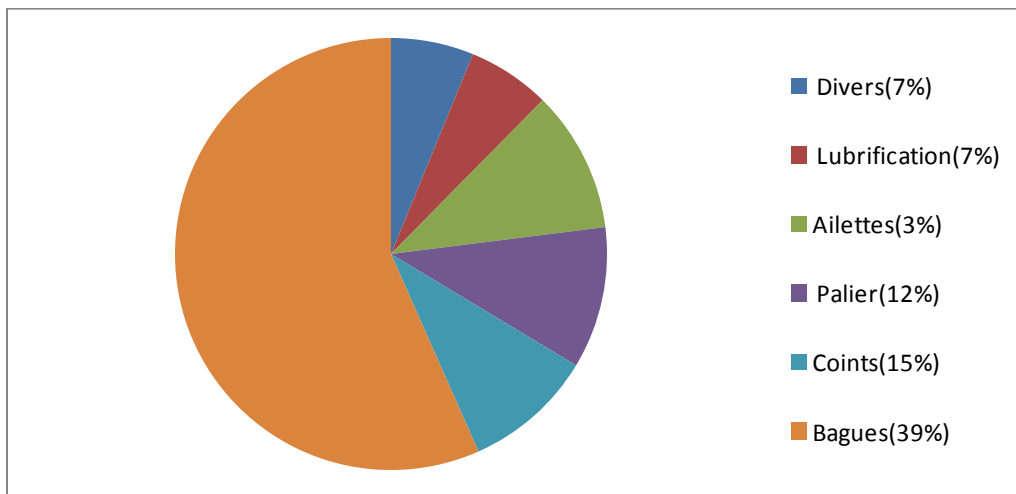
Plusieurs études ont été effectuées sur la fiabilité des machines électriques réalisées par différents groupes industriels. L'étude principale, effectuée par la compagnie

"General Electric", a été publiée dans EPRI (Electric Power Research Institute) en 1982 elle couvre environ 5000 machines, dont approximativement 97% étaient des machines asynchrones triphasés à cage [4] :

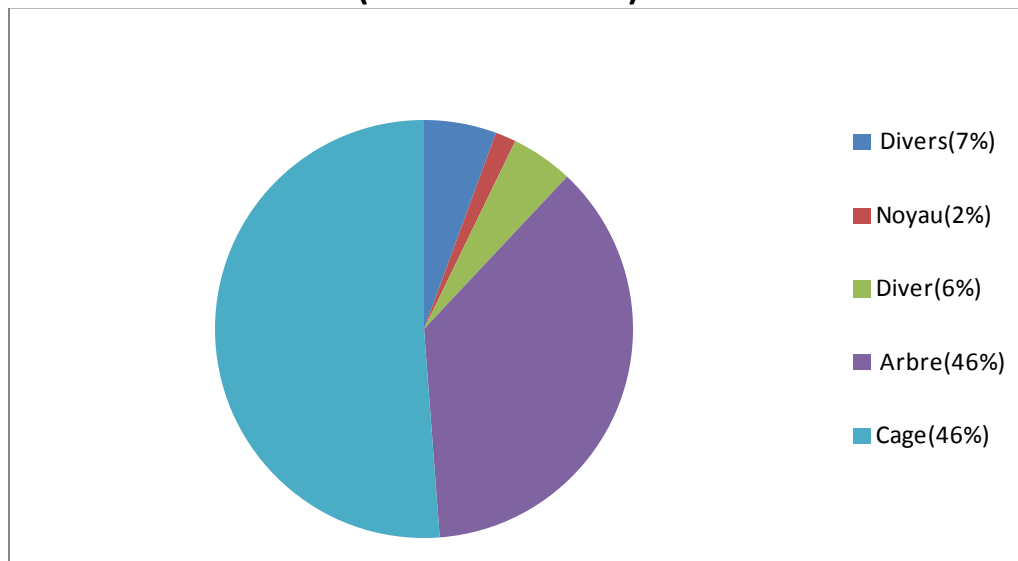
1.6.1 Défaits aux stators (37% des défauts)



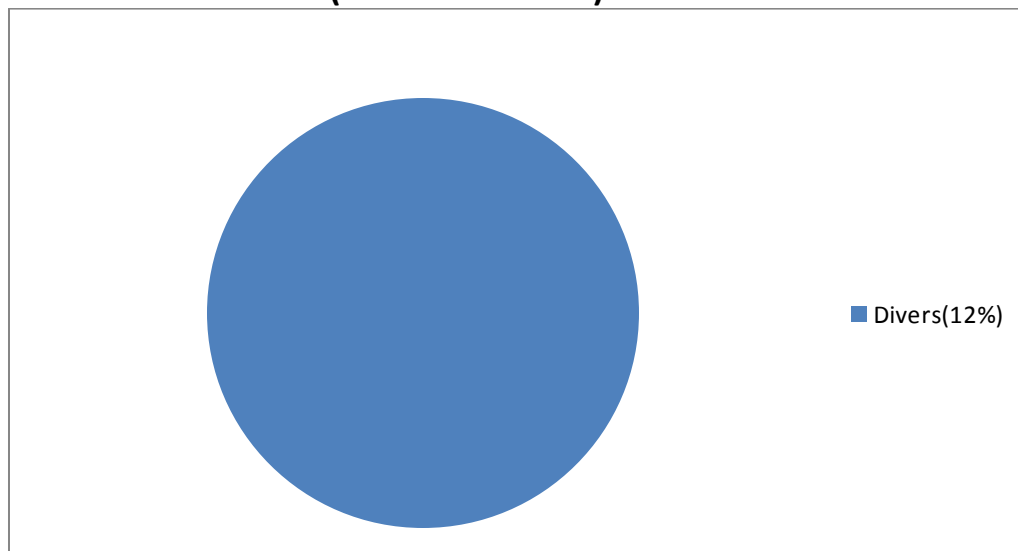
1.6.2 Défaits de Roulements (41% des défauts)



1.6.3 Défaits de rotor (10% des défauts)



1.6.4 Autres défauts (12% des défauts)



Remarque

Dans notre travail, nous nous focaliserons plus particulièrement sur les défauts de nature électrique et plus spécifiquement encore sur les défauts relatifs au bobinage statorique.

1.7 Diagnostic des défauts

Assurer la continuité de fonctionnement de la machine asynchrone nécessite la mise en place de programmes de maintenances préventive et corrective. En effet, la fiabilité et la sûreté de leur fonctionnement permettent en partie d'assurer

la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations. Le diagnostic est une action consistant à identifier les causes probables de les défaillances ou de l'évolution d'un ou de plusieurs paramètres significatifs de dégradations à l'aide d'un raisonnement logique fondée sur un ensemble d'informations. Il permet de confirmer, de compléter ou de modifier les hypothèses faites sur l'origine et la cause des défaillances, et de préciser les opérations de maintenance corrective nécessaires. Il existe plusieurs procédures de diagnostic et le choix d'une approche est lié à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système, mais aussi à la complexité de ce système. Parmi les méthodes de diagnostic il ya les méthodes basées sur l'extraction d'informations par le biais du traitement des signaux mesurés (les courants, les tensions, la vitesse, les vibrations, la température, les émissions sonores) peuvent fournir des informations significatives sur les défauts. Dans notre approche on s'intéresse aux deux méthodes de diagnostic, la méthode basée sur l'analyse spectrale de signaux et la méthode d'analyse des grandeurs de Park.

1.7.1 Méthodes de diagnostic avec analyse spectral

On définit un spectre par la représentation des amplitudes des différentes composantes en fonction de la fréquence [5].

L'analyse spectrale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor, la dégradation des enroulements, les excentricités et les courts circuits dans les bobinages.

La surveillance par analyse spectrale est 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. Les grandeurs choisies sont soit les grandeurs électriques (plus particulièrement les courants de ligne), soit les grandeurs mécaniques (vibration, couple électromagnétique). Cette technique permet une surveillance rapide et car elle exige un capteur de courant ou de vibration. Cependant, l'équipement nécessaire pour l'acquisition et traitement des signaux reste assez coûteux.

La transformée de Fourier (TF) est l'un des outils les plus utilisés par la communauté du Traitement du Signal. Elle permet, en décomposant le signal selon un ensemble de sinusoides, de passer du domaine temps au domaine fréquence. La transformée de Fourier de $X(t)$ est donnée par :

$$X(\gamma) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(t) * (e^{-2j\pi\gamma.t}) * dt.$$

Encore, on peut utiliser une autre fonction pour déterminer les raies des fréquences ou fréquence secondaire, qu'il soit plus proche de fréquence fondamentale. Dans le cas de présence de défaut on obtient ces fréquences secondaires autour de fréquence standard d'amplitude légèrement visualisé, par contre ou est la machine saine, ils sont négligeable, cette équation est représenté par l'équation suivante :

$$fr = (1 \pm 2 * K * g) * fs \quad (4.1)$$

Où :

fr : Les raies des fréquences.

fs : La fréquence du fondamental.

g : Le glissement

K : Une constante entière.

1.7.2 Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park

Une représentation en deux dimensions peut être utilisée pour décrire le phénomène de machines asynchrones triphasées. Une des plus connues et des plus appropriées repose sur le calcul du courant dit de Park. En fonction des courants de phase $i_{sa}(t)$, $i_{sb}(t)$ et $i_{sc}(t)$, les courant de Park $i_d(t)$ et $i_q(t)$ peuvent être calculés grâce à la relation suivante :

$$i_d(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sc}(t). \quad (4.2)$$

$$i_q(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sc}(t). \quad (4.3)$$

Le tracé du plan de phase du courant $i_q(t)$ en fonction du courant $i_d(t)$, pour la machine saine, est un cercle. La présence de défaut ou de déséquilibre induit une déformation de ce cercle.

1.8 Conclusion

Ce chapitre a mis en évidence l'importance de la surveillance de l'état des machines asynchrones triphasée. Des défaillances peuvent se produire sur les principaux éléments de constitution d'une MAS. C'est pour pallier ce problème que le diagnostic de défauts a pris une importance de plus en plus grandissante dans les milieux industriels.

En fin, on a vu que l'analyse des courants statoriques par l'application des vecteurs de Park met en évidence le déséquilibre de cette dernière. L'analyse spectrale permet aussi de détecter les défauts.

Chapitre 2 : Modélisation de la MAS alimenté en tension

2.1 Introduction

Le Moteur Asynchrone, ou Moteur à Induction, est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes au par onduleur, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse synchrone c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînement à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la Machine Asynchrone et sa transformation dans le système diphasé. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation de la Machine Asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé.



Figure 2.1 Photo de la machine asynchrone triphasée.

2.2 Modèle dynamique de la Machine Asynchrone

Un modèle dynamique de la MAS au fait que chaque bonne commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel ; de plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire, et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants. Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques.

Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine.

2.2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la Machine Asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [6] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une (f.m.m) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additive des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

Ainsi, nous pouvons schématiser la MAS comme la montre la figure (1.4). Nous posons (θ) l'angle électrique entre la phase "A" statorique et la phase "a" rotorique.

2.2.2 Equations des tensions et des flux

Les équations des tensions statoriques, écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle par :

$$[v_s] = [R_s] * [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (1.1)$$

Les équations des tensions rotoriques, écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées par :

$$[v_r] = [R_r] * [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (1.2)$$

Où:

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} \quad [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

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

Les flux statoriques et rotoriques instantané par phase, sont donné par :

$$[\phi_s] = [L_{ss}] * [I_s] + [M_{sr}] * [I_r] \quad (1.3)$$

$$[\phi_r] = [M_{rs}] * [I_s] + [L_{rr}] * [I_r] \quad (1.4)$$

D'où :

$$[\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_{ls} + l_{ms} & \frac{-l_{ms}}{2} & \frac{-l_{ms}}{2} \\ \frac{-l_{ms}}{2} & l_{ls} + l_{ms} & \frac{-l_{ms}}{2} \\ \frac{-l_{ms}}{2} & \frac{-l_{ms}}{2} & l_{ls} + l_{ms} \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_{lr} + l_{mr} & \frac{-l_{mr}}{2} & \frac{-l_{mr}}{2} \\ \frac{-l_{mr}}{2} & l_{lr} + l_{mr} & \frac{-l_{mr}}{2} \\ \frac{-l_{mr}}{2} & \frac{-l_{mr}}{2} & l_{lr} + l_{mr} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} * \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

En mettant (1.3) et (1.4) respectivement dans (1.1) et (1.2), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[v_s] = [R_s] * [I_s] + [L_{ss}] * \frac{d}{dt}[I_s] + \frac{d}{dt}[M_{sr}] * [I_r] \quad (1.5)$$

$$[v_r] = [R_r] * [I_r] + [L_{rr}] * \frac{d}{dt}[I_r] + \frac{d}{dt}[M_{rs}] * [I_s] \quad (1.6)$$

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables (1.5) et (1.6). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations. Mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de **R.H.Park**.

2.3 Modèle de Park de la Machine Asynchrone

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel. Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la figure (1.5) [7] :

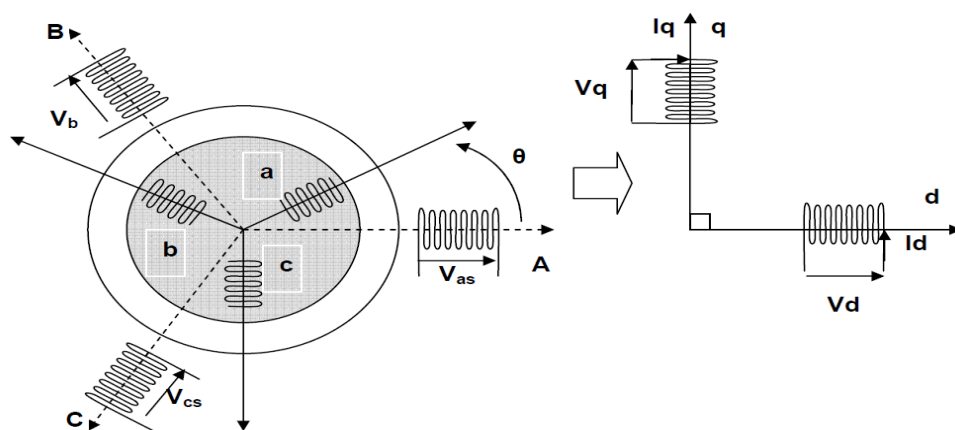


Figure 2.2 Représentation schématique de Modèle de Park de la MAS.

2.3.1 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère mobile dq . Pour chaque ensemble des grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle, les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider.

En effet, si l'on note par θ_s (respectivement. Par (θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (respectivement. rotoriques) (figure 1.6), ceci se fait en liant les angles (θ_s) et (θ_r) par la relation :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (1.7)$$

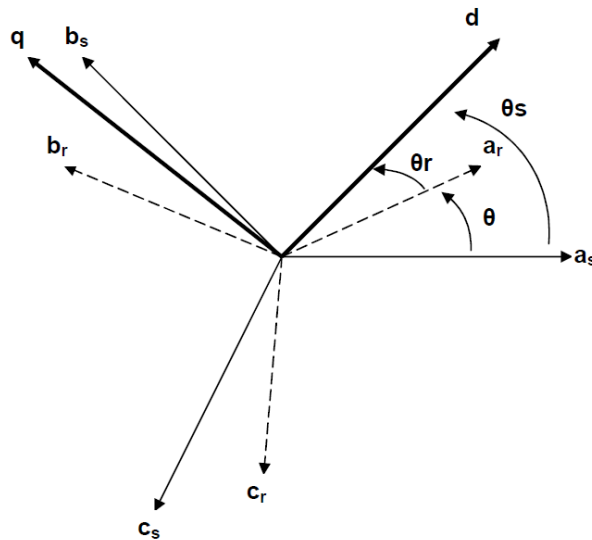


Figure 2.3 Représentation des axes de la MAS.

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives, les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit [7] :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{os} \end{bmatrix} = C * \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$\begin{bmatrix} vds \\ vqs \\ vos \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] * \begin{bmatrix} vas \\ vbs \\ vcs \end{bmatrix} \quad \Rightarrow \quad \begin{bmatrix} vas \\ vbs \\ vcs \end{bmatrix} = [P(\theta_s)]^{-1} * \begin{bmatrix} vds \\ vqs \\ vos \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} vas \\ vbs \\ vcs \end{bmatrix} = C * \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} vds \\ vqs \\ vos \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Où :

C Est une constante qui peut prendre soit la valeur $\frac{2}{3}$ pour la conservation des amplitudes, soit la valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une conservation de puissance. D'où [5] :

$$C = \frac{2}{3} \quad (1.10)$$

Ces équations précédentes peuvent être appliquées aussi pour n'importe quelles autres grandeurs telles que les courants et les flux.

2.3.2 Application aux équations des tensions

Appliquons la transformation de Park ((1.8) et (1.9)) à l'expression (1.1) :

$$[P(\theta_s)]^{-1} * [vdqs] = [Rs] * [P(\theta_s)]^{-1} * [Idqs] + \frac{d}{dt} [[P(\theta_s)]^{-1} [\phi dqs]]$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[vdqs] = [Rs] * [Idqs] + \frac{d}{dt} [\phi dqs] + [P(\theta_s)] * \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} * [\phi dqs] \quad (1.11)$$

Or:

$$\frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \frac{2}{3} * \frac{d\theta_s}{dt} * \begin{bmatrix} -\sin \theta_s & -\cos \theta_s & 0 \\ -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons :

$$[P(\theta_s)] * \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Et l'expression (1.11) devient alors :

$$[vdqs] = [Rs] * [Idqs] + \frac{d}{dt} [\phi dqs] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} [\phi dqs] \quad (1.14)$$

Et encore :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

2.3.3 Application aux équations des flux

Appliquons la transformation de Park (1.8) et (1.9) à l'expression (1.3) :

$$[P(\theta_s)]^{-1} * [\phi_{dq}] = [L_{ss}] * [P(\theta_s)]^{-1} * [I_{dq}] + [M_{sr}] * [[P(\theta_s)]^{-1} * [I_{qr}]] \quad (1.17)$$

Soit :

$$[\phi_{dq}] = [P(\theta_s)] * [L_{ss}] * [P(\theta_s)]^{-1} * [I_{dq}] + [P(\theta_s)] * [M_{sr}] * [[P(\theta_s)]^{-1} * [I_{qr}]] \quad (1.18)$$

Après un calcul simple nous obtenons :

$$[P(\theta_s)] * [L_{ss}] * [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

$$[P(\theta_s)] * [M_{sr}] * [P(\theta_s)]^{-1} = \frac{3}{2} * M_{sr} * \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

En introduisant les inductances cycliques et mutuelle stator-rotor :

$$\begin{cases} L_s = l_s + \frac{3}{2} * l_{ms} \\ L_r = l_r + \frac{3}{2} * l_{mr} \\ L_m = \frac{2}{3} * M_{sr} \end{cases} \quad (1.21)$$

L'expression (1.18) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotoriques, en aura :

$$\begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

2.3.4 Choix du référentiel

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS écrites dans le plan dq , d'après (1.15), (1.16), (1.22) et (1.23), sont les suivantes:

- **Equations des tensions :**

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s * i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} * \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s * i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} * \phi_{ds} \\ 0 = R_r * i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} * \phi_{qr} \\ 0 = R_r * i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} * \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.24)$$

- **Equations des flux :**

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds} = L_s * i_{ds} + L_m * i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s * i_{qs} + L_m * i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_m * i_{ds} + L_r * i_{dr} \\ \phi_{qr} = L_m * i_{qs} + L_r * i_{qr} \end{array} \right. \quad (1.25)$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour dq . En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

- **Référentiel lié au stator :**

Caractérisé par $(\theta_s = 0)$, et par conséquence $(\theta_r = -\theta_s)$.

Le système d'équations (1.24) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s * i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s * i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r * i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r * \phi_{qr} \\ 0 = R_r * i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r * \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.26)$$

Où :

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ est la pulsation mécanique.

- **Référentiel lié au rotor :**

Caractérisé par ($\theta_r = 0$), et par conséquence ($\theta_s = \theta$).

Le système d'équations (1.24) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s * i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega * \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s * i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega * \phi_{ds} \\ 0 = R_r * i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r * i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (1.27)$$

Référentiel lié au synchronisme : dans ce cas, la vitesse repère dq est la vitesse du synchronisme ω_s (vitesse du champ tournant), donc :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$$

Le système d'équations (1.24) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s * i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s * \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s * i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s * \phi_{ds} \\ 0 = R_r * i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) * \phi_{qr} \\ 0 = R_r * i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) * \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.28)$$

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent [6]. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

2.4 Expressions du couple électromagnétique

La détermination du couple instantané dans une machine peut être effectuée de deux manières :

- Par un bilan de puissance instantanée.
- Par la méthode dite « des travaux virtuels » [8].

Nous allons utiliser la première méthode. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes d, q est donnée par l'expression suivante :

$$Pe = vds * ids + vqs * iqs + vdr * idr + vqr * iqr \quad (1.29)$$

En développant cette dernière expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes Joule puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source et puissance mécanique :

$$Pe = Pj + Pem + Pmec \quad (1.30)$$

Où :

$$Pj = Rs * (ids^2 + iqs^2) + Rr * (idr^2 + iqr^2) \quad (1.31)$$

$$Pem = ids * \frac{d\phi ds}{dt} + iqs * \frac{d\phi qs}{dt} + idr * \frac{d\phi dr}{dt} + iqr * \frac{d\phi qr}{dt} \quad (1.32)$$

$$Pmec = \omega * (idr * \phi qr + iqr * \phi dr) \quad (1.33)$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$Ce = \frac{Pem}{\Omega} = P * \frac{Pem}{\omega} \quad (1.34)$$

En tenant compte des expressions (1.25), (1.33) et (1.34), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\left\{ \begin{array}{l} Ce = P * (\phi qr * idr - \phi dr * iqr) \\ Ce = P * (\phi ds * iqs - \phi qs * ids) \\ Ce = P * Lm * (idr * iqs - iqr * ids) \\ Ce = P * \frac{Lm}{Lr} * (\phi dr * iqs - \phi qr * ids) \end{array} \right. \quad (1.35)$$

2.5 Modélisation de l'alimentation

L'alimentation du MAS est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et/ou d'un condensateur. Le premier étage, alimenté par un réseau triphasé, est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation est supposée symétrique, d'une tension d'amplitude et fréquence, imposées et constantes. Le redresseur et le filtre doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MAS []

La figure suivante illustre le schéma synoptique d'un MAS à vitesse variable et de son alimentation.

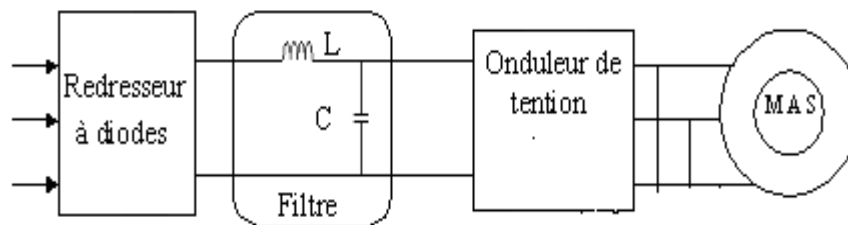


Figure 2.4 schéma synoptique d'un MAS et de son alimentation.

2.5.1 Redresseur triphasé double alternances à diodes

Le redresseur est un convertisseur « alternatif / continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternatif. Ce redresseur comporte trois diodes (D_1, D_2, D_3) à cathode commune assurant l'allée du courant I_d et trois diodes (D'_1, D'_2, D'_3) à anode commune assurant le retour du courant I_d []. On suppose que le redresseur soit alimenté par un réseau triphasé équilibré d'amplitude constante et de fréquence déphasée de 120° entre elles, et si on néglige l'effet de l'empatement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_d = \max[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \min[V_1(t), V_2(t), V_3(t)]$$

La valeur de cette tension redressée est donnée par :

$$\overline{U_d} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} * V = 2.34 * V$$

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

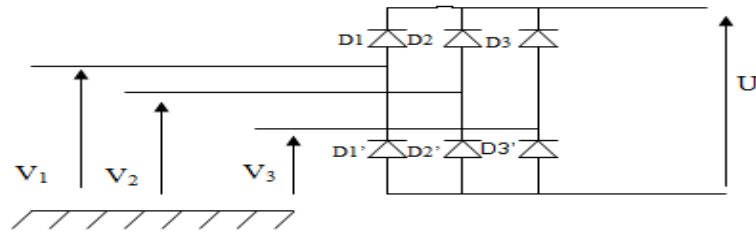


FIGURE 2.5 SCHEMA DU REDRESSEUR A DIODES.

2.5.2 Le filtre

On utilise un filtre bas « Lc », pour éliminer les fautes fréquence. Il permet de réduire les ondulations de la tension et du courant redressés. Ce filtre est schématisé par la figure suivante :

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d = L_f * \frac{di_d}{dt} + U_c \\ \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C_f} * (I_d - I_s) \end{cases}$$

D'où la fonction de transfert du filtre ($I_s = 0$) :

$$F(s) = \frac{U_c(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f * C_f} * S)^2}$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f * C_f}}$$

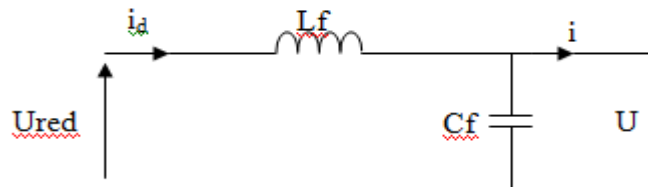


FIGURE 2.6 SCHEMA DU FILTRE.

2.5.3 Modélisation de l'onduleur

La figure 2.7 illustre une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension, composée de six interrupteurs et qui doivent être contrôlés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source.

Le principe de fonctionnement de l'onduleur est basé sur la séquence imposée aux interrupteurs statiques qui réalise une modulation de la largeur des impulsions de tension appliquée aux enroulements de la machine.

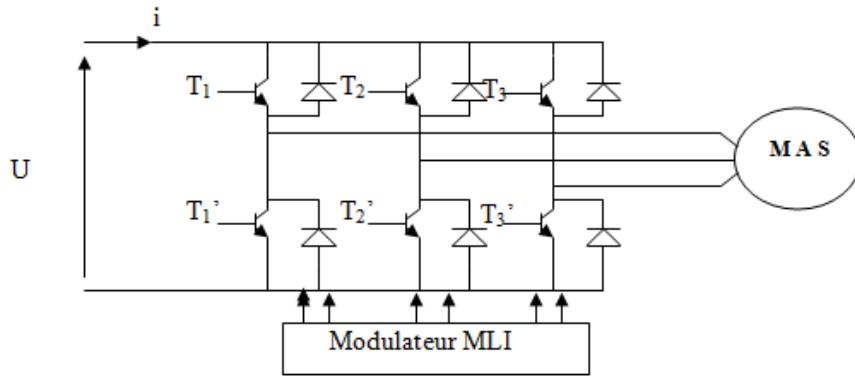


FIGURE 2.7 SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ONDULEUR DE TENSION

2.5.3.1 Concept de modélisation de l'onduleur

Les deux interrupteurs K_i, K_i' ($i = 1, 2, 3$), sont unidirectionnels en tension et bidirectionnel en courant. Ce sont des éléments commandable à l'ouverture et à fermeture. Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion, qui consiste à moduler la tension de sortie avec l'hypothèse où les interrupteurs sont supposée idéaux. Ainsi que chaque bras d'onduleur est associe à une fonction logique de connexion s_i , ($i = 1, 2, 3$) définie comme suit :

Si $s_i = 1$, alors K_i est fermée et K_i' ouvert.

Si $s_i = 0$, alors K_i est ouvert et K_i' fermée.

Les tensions composées V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur comme suit :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AO} - V_{BO} \\ V_{BC} = V_{BO} - V_{CO} \\ V_{CA} = V_{CO} - V_{AO} \end{cases}$$

V_{An}, V_{Bn}, V_{Cn} sont les tensions simple des phases.

Puisque les tensions simples des phases de la machine ont une somme nulle, on peut obtenir les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{An} = \frac{1}{3} * [V_{AB} - V_{AC}] \\ V_{Bn} = \frac{1}{3} * [V_{BC} - V_{AB}] \\ V_{Cn} = \frac{1}{3} * [V_{CA} - V_{BC}] \end{cases}$$

En introduisant la tension du neutre de la machine par rapport au point de référence « O » on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{An} + V_{no} = V_{Ao} \\ V_{Bn} + V_{no} = V_{Bo} \end{cases}$$

$$V_{Cn} + V_{no} = V_{Co}$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{no} = \frac{1}{3} * (V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co})$$

Pour une commutation idéale on obtient :

$$V_{io} = S_i * U_c - \frac{U_c}{2}$$

On à donc :

$$\begin{cases} V_{Ao} = (S_A - 0.5) * U_c \\ V_{Bo} = (S_B - 0.5) * U_c \\ V_{Co} = (S_C - 0.5) * U_c \end{cases}$$

En remplaçant l'équation (2.11) dans l'équation (2.12). On aboutit à :

$$\begin{cases} V_{An} = \frac{2}{3} * V_{Ao} - \frac{1}{3} * V_{Bo} - \frac{1}{3} * V_{Co} \\ V_{Bn} = -\frac{1}{3} * V_{Ao} + \frac{2}{3} * V_{Bo} - \frac{1}{3} * V_{Co} \\ V_{Cn} = -\frac{1}{3} * V_{Ao} - \frac{1}{3} * V_{Bo} + \frac{2}{3} * V_{Co} \end{cases}$$

En remplaçant l'équation (2.13) dans l'équation (2.14). On déduit :

$$\begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} * U_c * \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ i_c \end{bmatrix}$$

2.5.3.2 Stratégies de commande de l'onduleur

Il est nécessaire d'établir des stratégies de commande de l'onduleur telle que la tension générée soit proche de la forme sinusoïde avec un faible taux d'harmonique. La stratégie la plus utilisée est la commande par la modulation de largeur d'impulsion (MLI) []. Plusieurs types de modulation de largeur d'impulsion sont disponibles. Dans ce qui, nous allons présenter le principe de stratégie de contrôle en tension par MLI sinus-triangle.

2.5.3.2.a Principe de la Stratégies sinus-triangulaire (STPWM)

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe son repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement, sinusoïdale avec une porteuse haute fréquence de forme généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance. Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence :

$$m = \frac{f_p}{f_r}$$

- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encor rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse :

$$r = \frac{V_p}{V_r}$$

2.5 Mise sous forme d'équations d'état

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état. Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques v_{ds} et v_{qs} sont les variables de contrôle, et nous considérons les flux rotoriques, les courants statoriques et la pulsation mécanique comme variables d'état. L'équation mécanique de la MAS est donnée par :

$$J * \frac{d\omega}{dt} = Ce - Cr \quad (1.36)$$

Où :

Cr : est le couple résistant incluant les frottements et le couple de charge. En utilisant les expressions (1.25), (1.28) et (1.36) et après arrangement, nous aurons les systèmes suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma * L_s} * \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r * T_r} \right) * i_{ds} + \sigma * L_s * \omega * i_{qs} + \frac{L_m}{L_r * T_r} * \phi_{dr} \right. \\ \qquad \qquad \qquad \left. + \frac{L_m}{L_r} * \omega * \phi_{qr} + v_{qs} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma * L_s} * \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r * T_r} \right) * i_{qs} - \sigma * L_s * \omega * i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} * \omega * \phi_{dr} \right. \\ \qquad \qquad \qquad \left. + \frac{L_m}{L_r * T_r} * \phi_{qr} + v_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} * i_{ds} - \frac{1}{T_r} * \phi_{dr} + (\omega_s - \omega) * \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} * i_{qs} - (\omega_s - \omega) * \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} * \phi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2}{J} * \frac{L_m}{L_r} * (\phi_{dr} * i_{qs} - \phi_{qr} * i_{ds}) - \frac{P}{J} * Cr \end{array} \right.$$

Où :

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s * L_r}$: est le facteur de dispersion de BLONDEL.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: est la constante du temps rotoriques.

2.6 Résultats de simulation

2.6.1 Simulation par réseaux

Pour une machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé (230/400 V, 50Hz) et tournant à vide et en charge, nous visualisons la vitesse mécanique, le couple électromagnétique ainsi que les courants statoriques et rotoriques et les flux statoriques et rotoriques. Les paramètres de la machine sont donnés en Annexe A. Les résultats de simulation sont représentés par les figures suivantes :

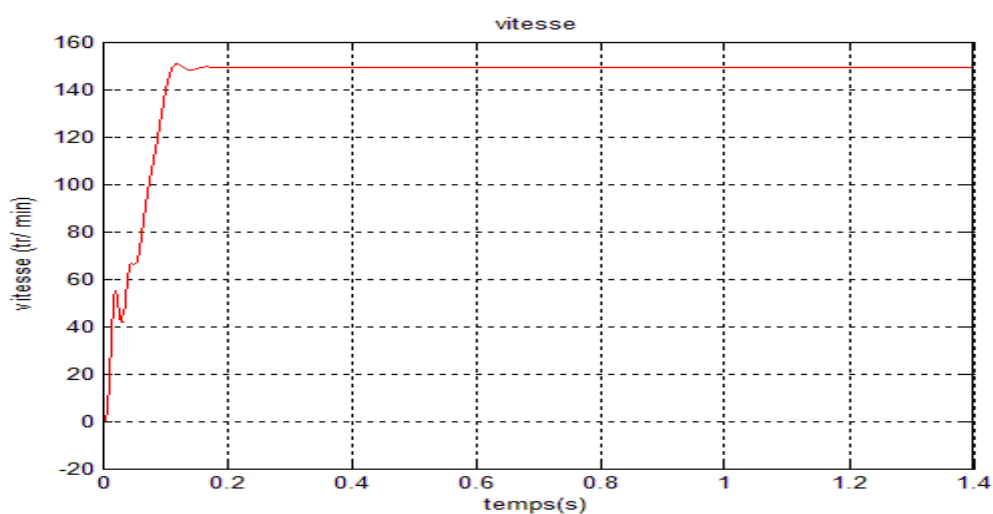


Figure 2.8 Réponse de la vitesse mécanique.

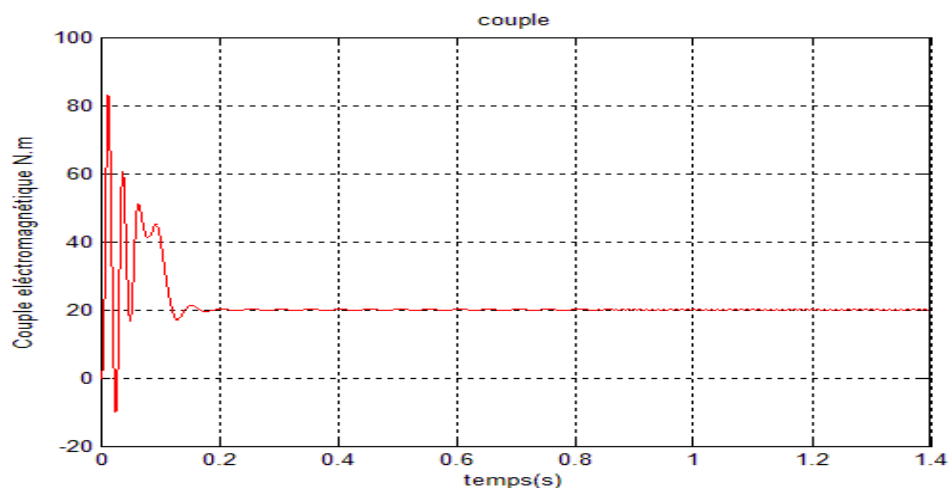


Figure 2.9 Réponse du couple électromagnétique.

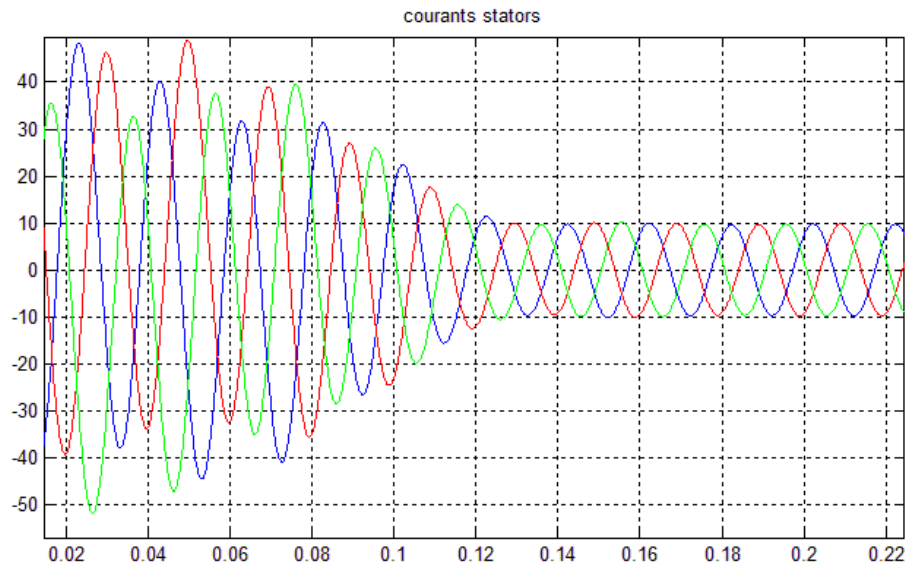


Figure 2.10 Réponse des courants statoriques.

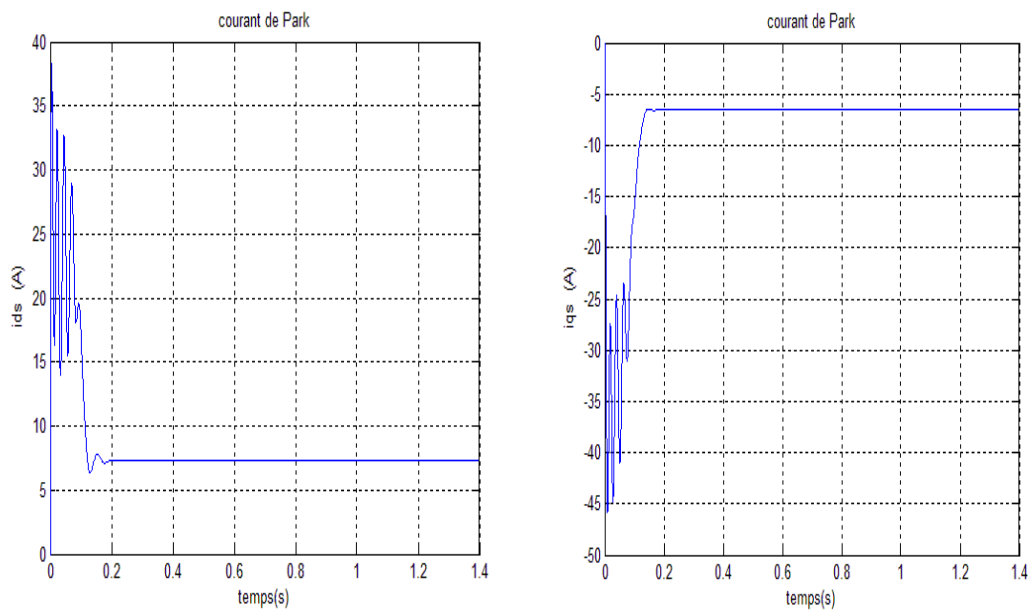


Figure 2.11 Réponse des courants de Park stators i_{ds} , i_{qs} .

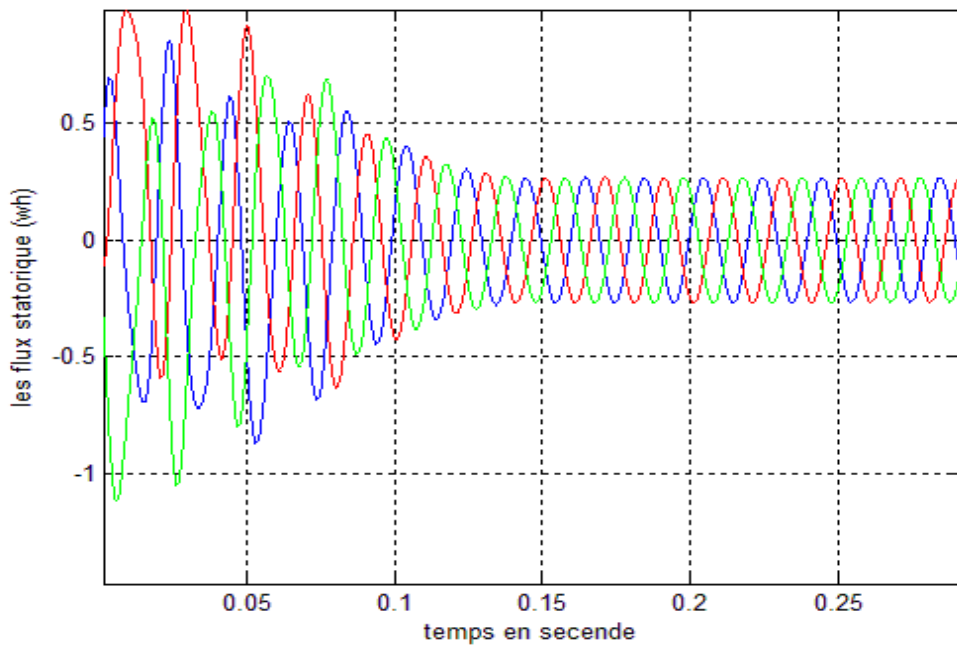


Figure 2.12 Réponse du flux statoriques.

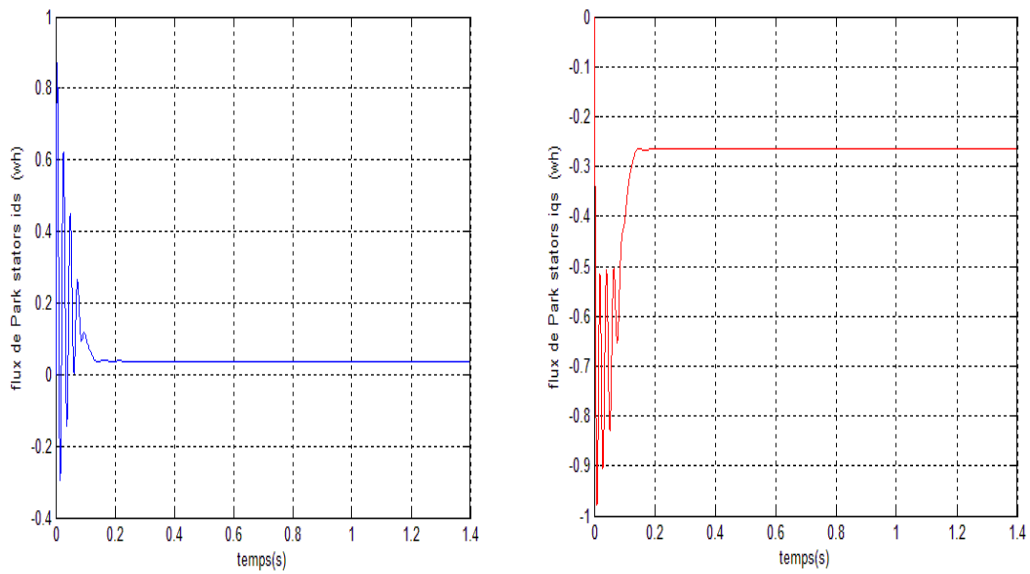


Figure 2.13 Réponse des flux de Park stators f_{ds} , f_{qs} .

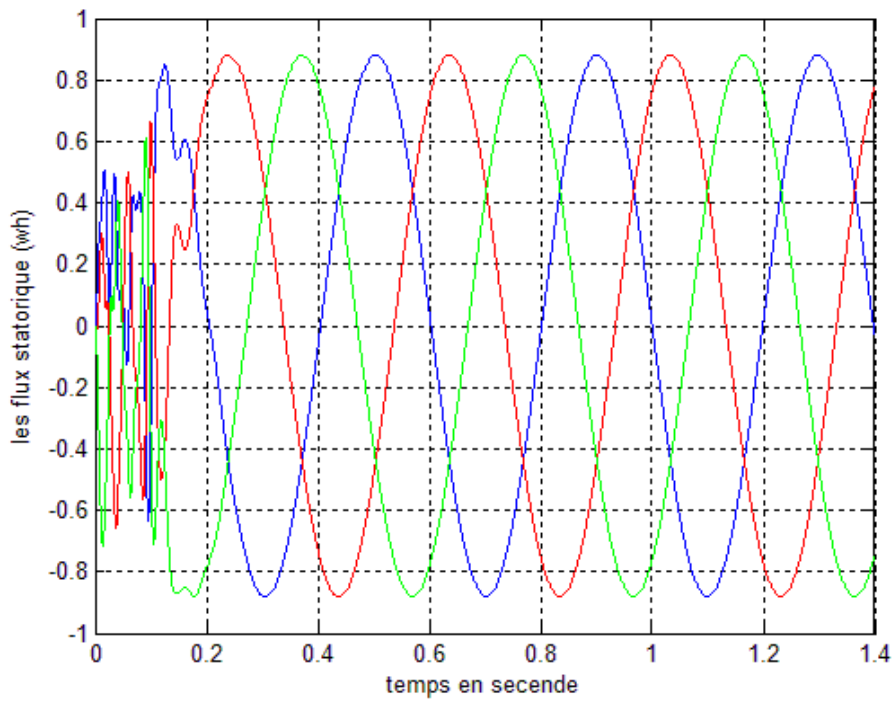


Figure 2.14 Réponse du flux rotors.

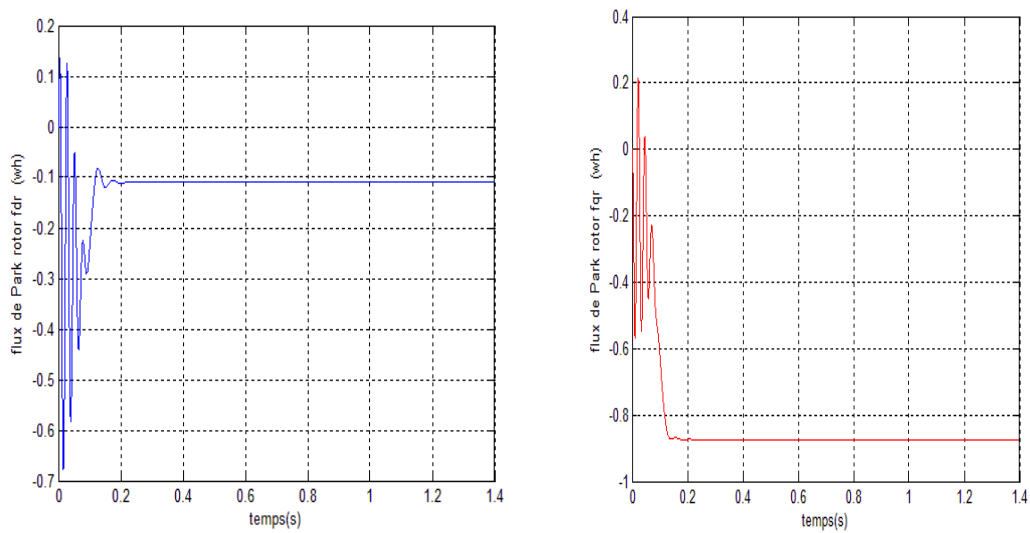


Figure 2.15 Réponse des flux de Park rotor fdr, fqr.

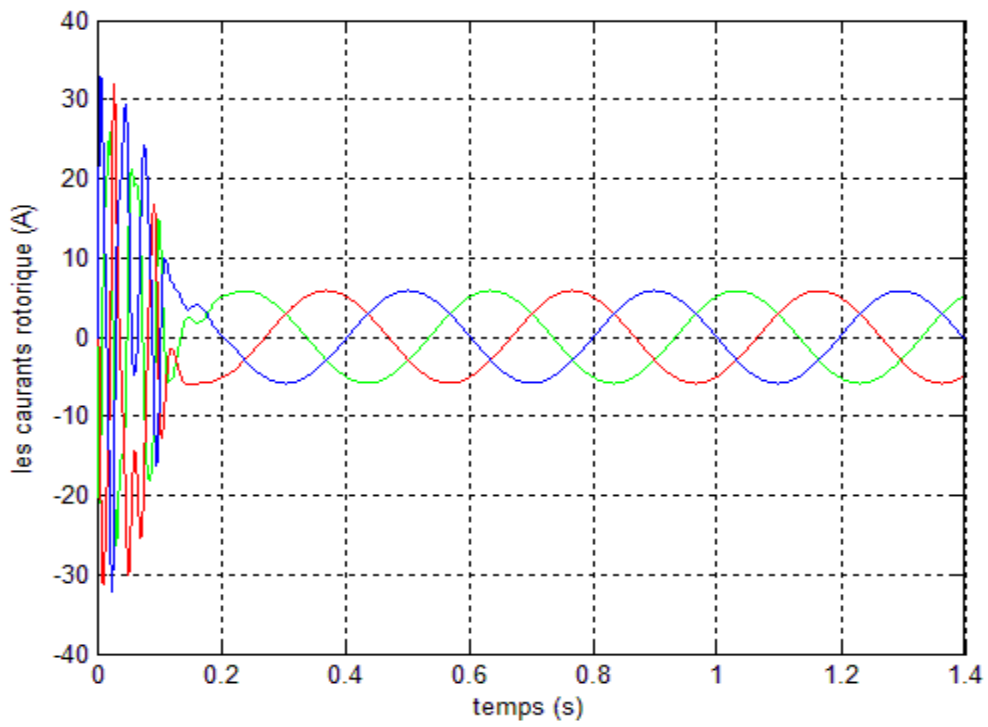


Figure 2.16 Réponse des courants rotors.

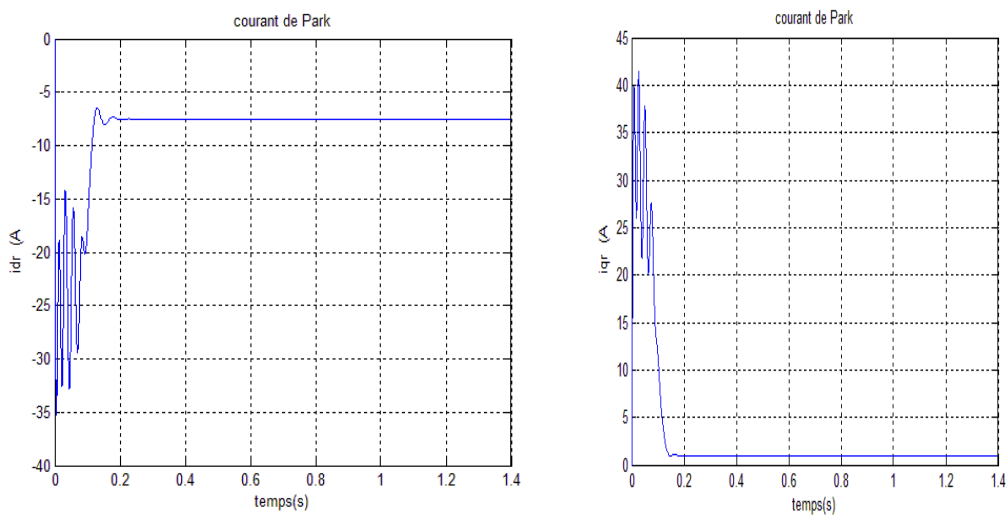


Figure 2.17 Réponse des courants de Park rotors i_{dr} , i_{qr} .

2.6.2 Simulation par Onduleur

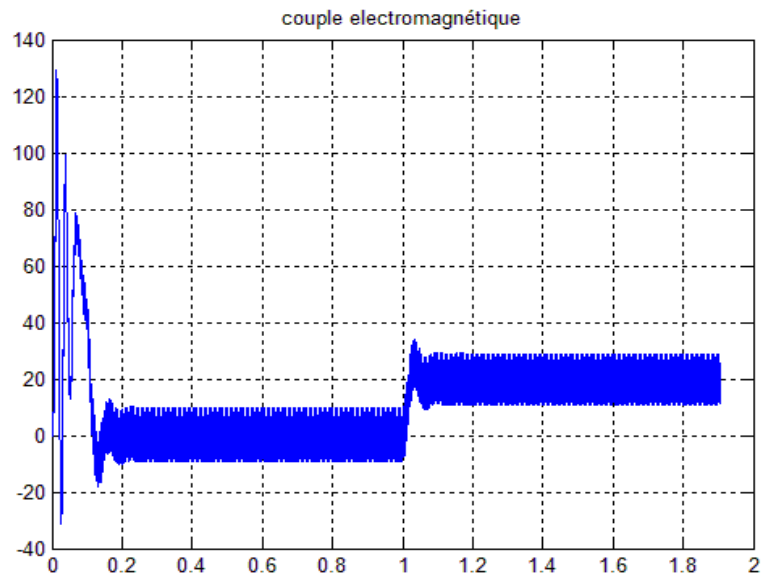


Figure 2.18 Réponse du couple électromagnétique.

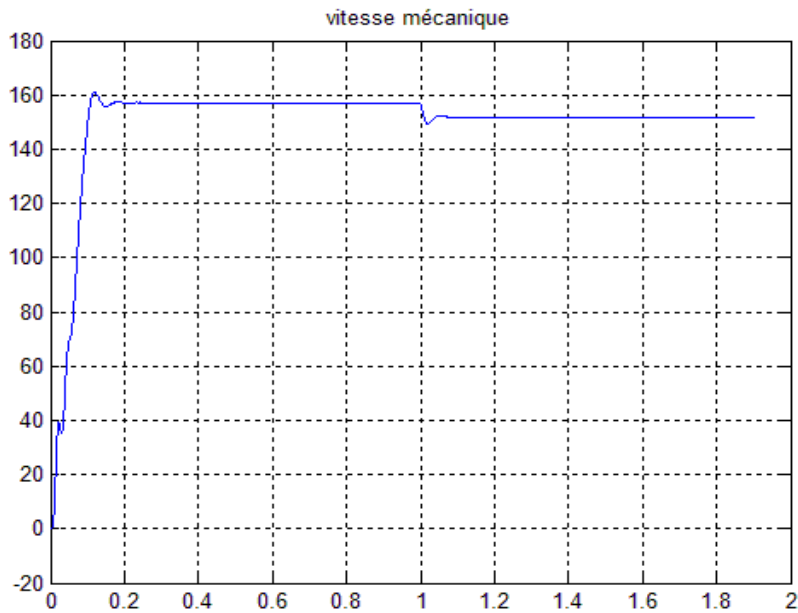


Figure 2.19 Réponse de la vitesse mécanique.

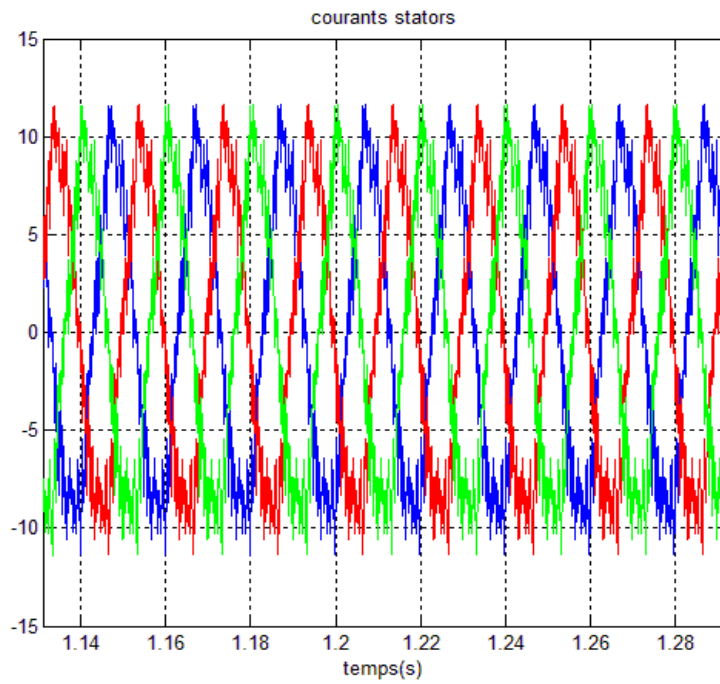


Figure 2.20 Réponse des courants statoriques.

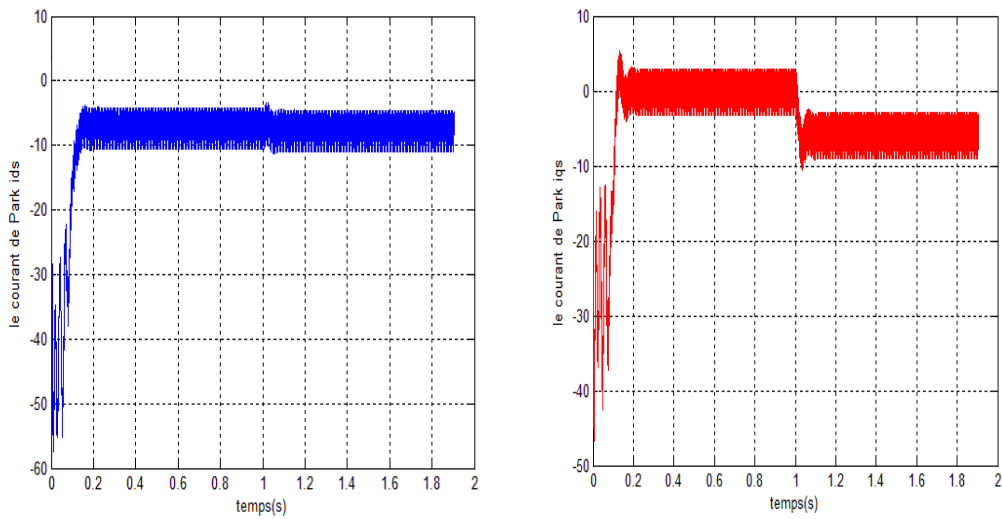


Figure 2.21 Réponse des courants de Park stators ids, iqs.

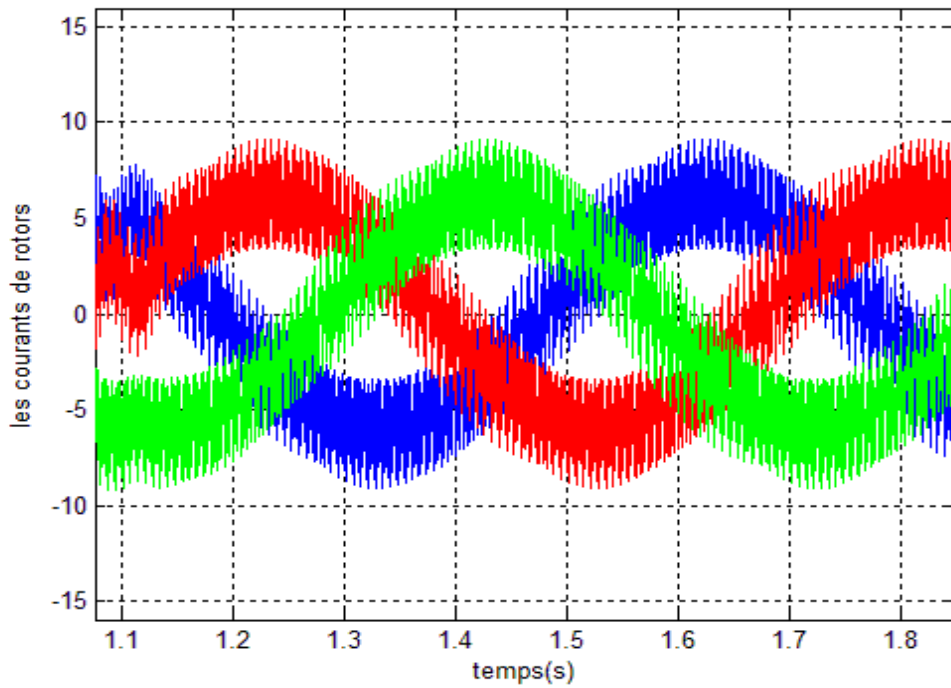


Figure 2.22 Réponse des courants rotors.

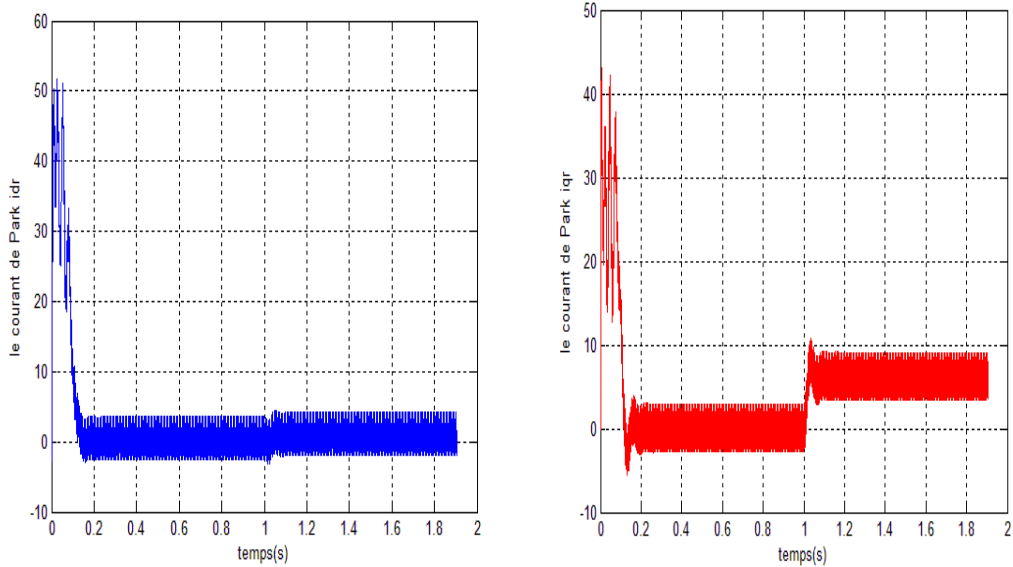


Figure 2.23 Réponse des courants de Park rotors idr, iqr.

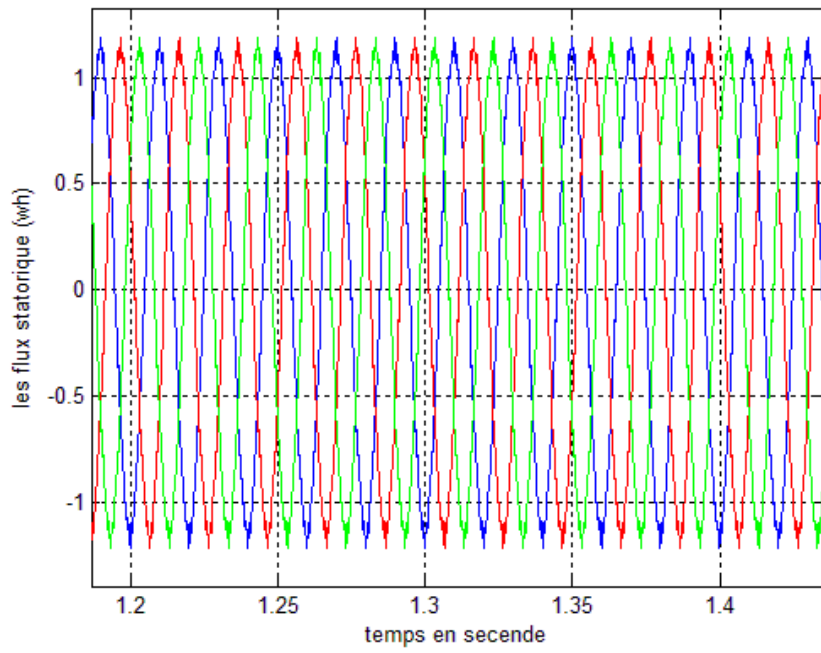


Figure 2.24 Réponse du flux statoriques.

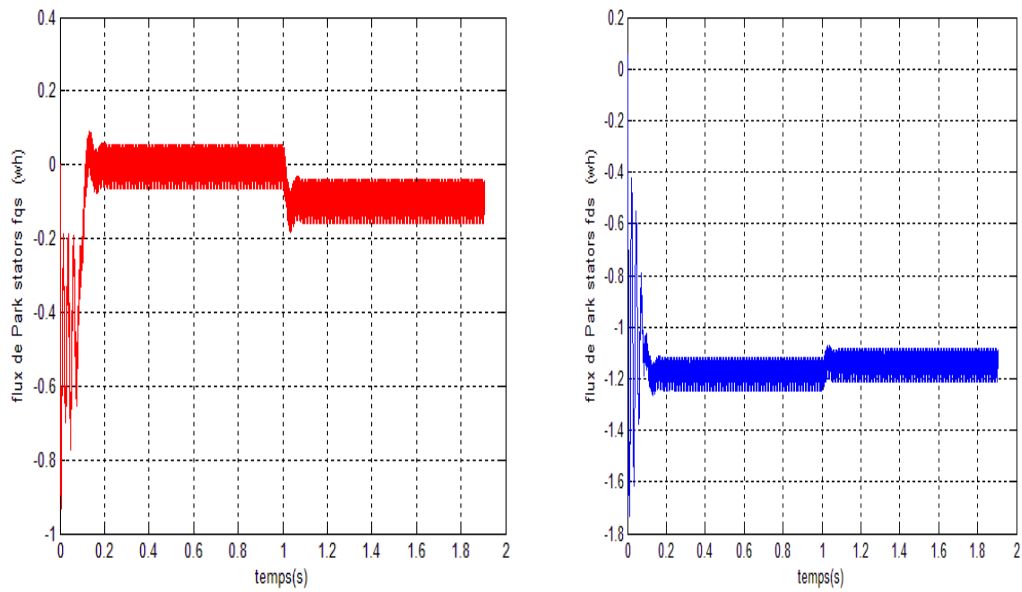


Figure 2.25 Réponse des flux de Park stators fds, fqs.

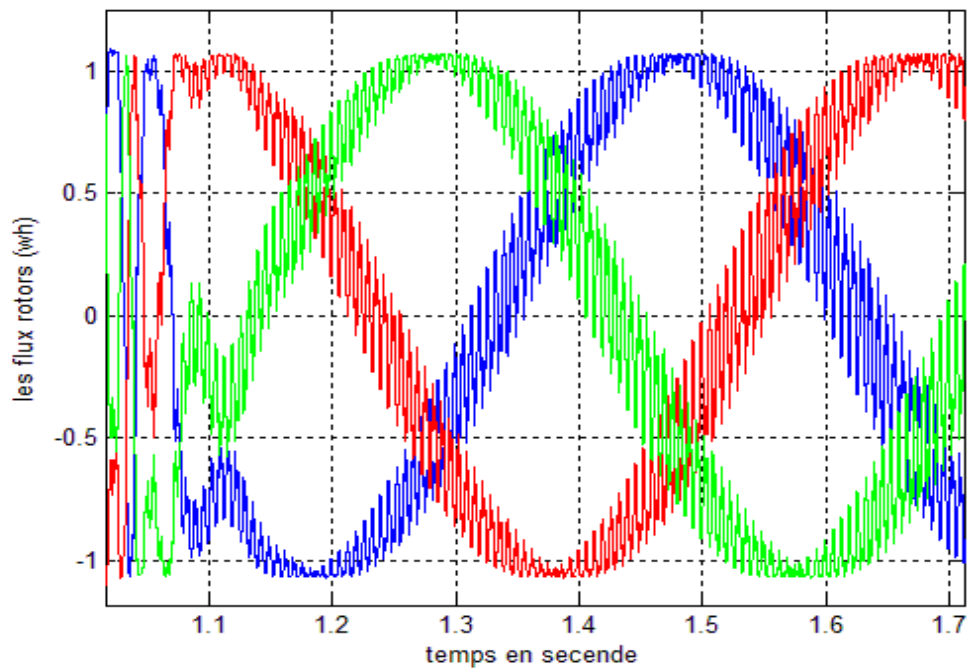


Figure 2.26 Réponse du flux rotors.

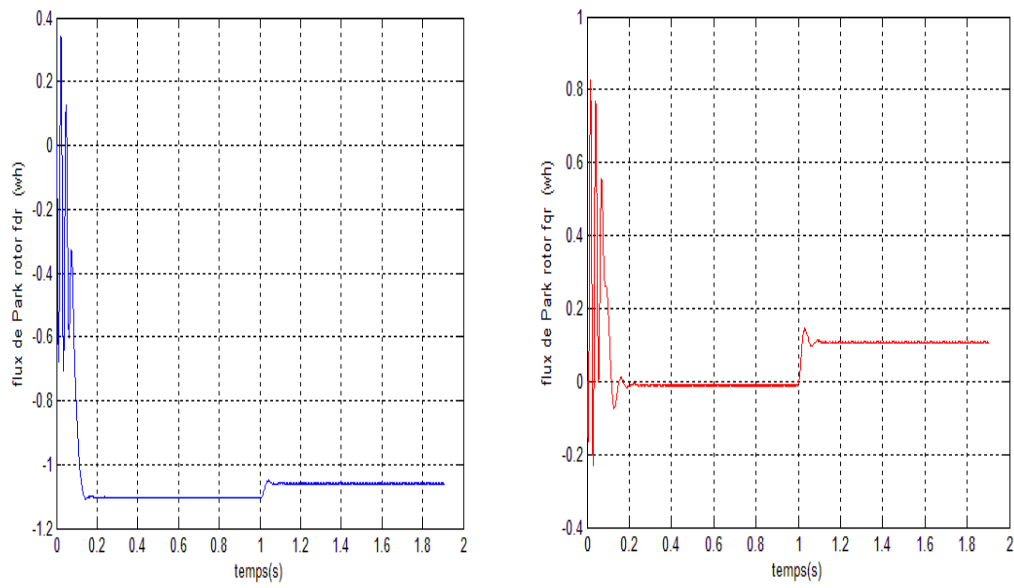


Figure 2.27 Réponse des flux de Park rotor fdr, fqr.

2.7 Interprétation des courbes

Les courbes des figures représentent les résultats de simulation de la MAS pour un démarrage à vide et en charge :

Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatrice. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de 3.5 fois le couple nominale. Ceci est dû aux bruits engendrés par la partie mécanique, et après disparition du régime transitoire, il tend vers la valeur correspondante à la charge entraîné.

La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme car la machine tourne en charge mais il y a une espace d'erreur a cause de la charge.

L'appel au courant est fort au démarrage, il est égal à environ sept fois le courant nominal, qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, en régime permanent, il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur en charge.

Quant au courant rotoriques, il est fort au démarrage puis il reste sinusoïdal au régime permanent.

En suite pour les flux statoriques et rotoriques, il y a des piques au démarrage pour les flux statoriques puis il reste oscillée proche de $[-0.3 \ 0.3]$ et pour les flux rotoriques $[-0.9 \ 0.9]$ sur l'amplitude en (weber) au régime permanent.

2.8 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone à cage d'écureuil alimenté par une source de tension sinusoïdal triphasée et équilibrée à fréquence constante.

Etabli sous des hypothèses simplificatrices, et la simulation après l'utilisation de la transformation du Park pour éviter la complexité des équations différentielles.

Son modèle est fortement non linéaire. Actuellement, les outils informatiques disponibles permettent sa simulation de façon plus adéquate. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation, le processus du démarrage du moteur a été modélisé et simulé à vide et en suite en charge, les résultats sont obtenus montrent la validité du modèle développé.

Chapitre 3 : Modèle de défaut de la MAS

3.1 Introduction

La machine asynchrone occupe une grande place dans les applications industrielles. La croissance d'utilisation de cette machine électrique est essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût, et sa robustesse mécanique.

Cependant, ces machines sont utilisées de plus en plus dans les applications à vitesse variable nécessitant une alimentation par onduleurs de tension dont les composants commutent de plus en plus rapidement.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la modélisation et l'étude de défauts entre spires de l'enroulement statorique afin de pouvoir diagnostiquer ce défaut. Nous allons considérer le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

3.2 Modélisation de la MAS avec défaut statorique

3.2.1 Définition

Dans cette partie, nous considérons un défaut entre spires comme étant un court-circuit qui indique dégradation de l'isolant entre deux spires d'un enroulement d'une même phase du stator. Le défaut d'isolation est modélisé par une résistance connectant deux points de la bobine, sa valeur dépend de la gravité du défaut. Le bobinage du stator de la machine avec défaut entre spires est représenté dans la figure (1). Dans cette figure, le défaut est survenu sur l'enroulement de la phase a_s , la résistance r_f représente une résistance de défaut [9].

Les parties a_{s1} et a_{s2} représentent les parties saine et défectueuse de l'enroulement de la phase a_s respectivement. Lorsque la résistance de défaut r_f diminue vers zéro, le défaut entre spires évolue vers un défaut de court-circuit entre spires « franc ».

L'évolution de la résistance de défaut (r_f) entre une très grande valeur ($r_f = \infty$) et court-circuit franc (complet) ($r_f = 0$) peut être très rapide dans la plupart des matériaux isolants.

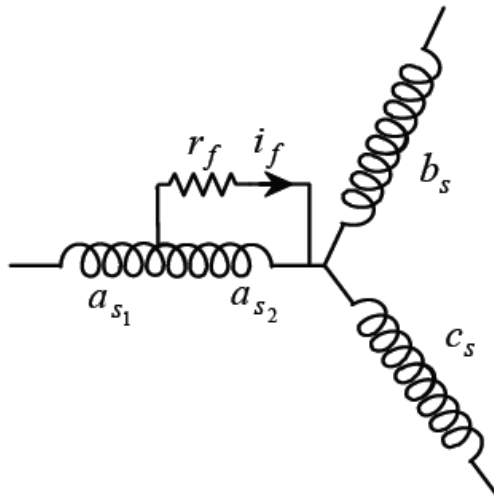


Figure 3.1 Modèle général d'un court-circuit entre spires dans une phase.

3.2.2 Hypothèses simplificatrices

Le premier objectif de cette modélisation est de mettre en évidence l'influence des défauts électriques sur les grandeurs temporelles de la machine asynchrone (courant, vitesse, couple) pour ce fait, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équation des circuits électriques de la machine. Cependant, étant donné le modèle de la machine asynchrone à cage est développé en vue de la surveillance et du diagnostic, il faut imposer un minimum d'hypothèses si nous voulons que le vecteur de sortie (grandeurs temporelles) soit le plus exploitable possible [10] :

- On suppose que le circuit magnétique est non saturé (ce qui permet d'exprimer les flux comme fonction linéaires des courants), et parfaitement feuilleté au stator et au rotor (donc seul les enroulements sont parcourus par des courants), et que la densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires.
- La perméabilité du fer est infinie.
- On suppose que les barres rotoriques sont isolées les unes des autres, ce qui permet d'éliminer les courants entre-barres et leurs effets au sein même de la cage rotoriques, de plus, les effets capacitifs et les effets thermiques ont été négligés dans la construction du modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Toutefois, nous admettons classiquement que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit.

2.2.3 Mise en équation

Avant de commencer d'écrire les équations électriques, nous avons citée des points à prendre en considération pour obtenir un système simple et convenable à implémenter [11]

- Le défaut est survenu au stator sur l'enroulement de la phase (as).
- La résistance r_f représente une résistance de défaut.
- On supposé que la tension de phase (as) soit égale à somme des deux tensions v_{as1} et v_{as2} .

- Le pourcentage (μ) qui représente le nombre de spires en court-circuit par rapport aux nombre de spires de l'enroulement de la phase (a_s).

$$\mu = \frac{n1}{N1}.$$

$n1$: représente le nombre des spires en court-circuit.

$N1$: représente le nombre des spires de la phase statorique.

2.2.3.1 Equations des tensions et flux

Les équations des tensions pour les trois enroulements du stator et celle du rotor peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$[v_{ss}] = [Rs] * [Is] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (2.1)$$

$$[v_{rr}] = [Rr] * [Ir] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \quad (2.2)$$

Où les flux statoriques et rotoriques est donné par :

$$[\phi_{ss}] = [L_{ss}] * [I_{ss}] + [M_{sr}] * [Ir] \quad (2.3)$$

$$[\phi_{rr}] = [M_{rs}] * [I_{ss}] + [L_{rr}] * [Ir] \quad (2.4)$$

Où :

Les vecteurs des tensions statoriques et rotoriques, des courants des phases statoriques et des courants des rotoriques ainsi les vecteurs des flux statoriques et rotoriques sont respectivement donnés par les équations suivantes :

$$[v_{ss}] = [v_{as1} \ v_{as2} \ v_{bs} \ v_{cs}]^t \quad (2.5)$$

$$[v_{rr}] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^t \quad (2.6)$$

$$[I_{ss}] = [i_{as} \ (i_{as} - i_f) \ i_{bs} \ i_{cs}]^t \quad (2.7)$$

$$[I_{rr}] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^t \quad (2.8)$$

$$[\phi_{ss}] = [\phi_{as1} \ \phi_{as2} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^t$$

(2.9)

$$[\phi_{rr}] = [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^t \quad (2.10)$$

Le coefficient μ est introduit dans les différentes matrices :

$$[Rs] = r_s * \begin{bmatrix} (1 - \mu) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad Et \quad [Rr] = r_r * \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

(r_s) : Représente la résistance d'une phase statorique.

(r_r) : Représente la résistance d'une phase rotorique.

Les matrices des inductances de la MAS avec défaut :

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductance statorique en présence de défaut.

$$[L_{ss}] = l_{ms} * A + l_{ls} * B$$

$$[A] = \begin{bmatrix} (1-\mu)^2 & \mu * (1-\mu) & \frac{-(1-\mu)}{2} & \frac{-(1-\mu)}{2} \\ \mu * (1-\mu) & \mu^2 & \frac{-\mu}{2} & \frac{-\mu}{2} \\ \frac{-(1-\mu)}{2} & \frac{-\mu}{2} & 1 & \frac{-\mu}{2} \\ \frac{-(1-\mu)}{2} & \frac{-\mu}{2} & \frac{-\mu}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} (1-\mu) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Remarque

La matrice d'inductance $[L_{ss}]$ est une somme de deux matrices d'inductances ($l_{ms} * A$), celle-ci exprime une matrice d'inductance magnétisante et mutuelle statorique. La deuxième ($l_{ls} * B$), exprime une matrice d'inductance de fuite en fonction du pourcentage de nombre des spires en court-circuit sans le carré.

Encore :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_{lr} + l_{mr} & \frac{-l_{mr}}{2} & \frac{-l_{mr}}{2} \\ \frac{-l_{mr}}{2} & l_{lr} + l_{mr} & \frac{-l_{mr}}{2} \\ \frac{-l_{mr}}{2} & \frac{-l_{mr}}{2} & l_{lr} + l_{mr} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} * \begin{bmatrix} (1-\mu) * (\cos(\theta)) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \mu * \cos(\theta) & \mu * \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \mu * \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t.$$

$[L_{rr}]$: Matrice d'inductance d'une phase rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice d'inductance mutuelle stator/rotor.

De façon générale en écrire que :

$$v\alpha = R\alpha * i\alpha + \frac{d[\phi\alpha]}{dt}$$

Donc:

$$vas1 = Rs * ias1 + \frac{d[\phi as1]}{dt}$$

$$vas2 = Rs * ias2 + \frac{d[\phi as2]}{dt}$$

$$ias1 = ias$$

$$ias2 = ias - if$$

On plus :

$$vas = vas1 + vas2$$

$$\phi as = \phi as1 + \phi as2$$

$$vas = rs * (1 - \mu) * ias + rs * \mu * (ias - if) + \frac{d[\phi as + \phi as2]}{dt} \quad (2.11)$$

$$vas = rs * ias + \frac{d[\phi as]}{dt} - \mu * rs * if \quad (2.12)$$

Après en majoration sur les tensions statoriques et rotoriques on récrire les équations (2.1), (2.2) :

$$[vs] = [Rs] * [Is] + \frac{d[\phi s]}{dt} + \mu * A1 * if \quad (2.13)$$

$$[vrr] = [Rr] * [Irr] + \frac{d[\phi r]}{dt} \quad (2.14)$$

Et de même pour les équations des flux ϕss et ϕrr on obtient :

$$[\phi s] = [Ls] * [Is] + [Msr'] * [Irr] + \mu * A2 * if \quad (2.14)$$

$$[\phi r] = [Mrs'] * [Is] + [Lrr] * [Ir] + \mu * A3 * if \quad (2.15)$$

Les vecteurs des tensions et courants soit statoriques ou rotoriques sont :

$$[vs] = [vas \quad vbs \quad vcs]^t \quad (2.16)$$

$$[vrr] = [var \quad vbr \quad vcr]^t \quad (2.17)$$

$$[Is] = [ias \quad ibs \quad ics]^t \quad (2.18)$$

$$[Irr] = [iar \quad ibr \quad icr]^t \quad (2.19)$$

En suite les vecteurs des flux soit statoriques ou rotoriques deviennent :

$$[\phi s] = [\phi as \quad \phi bs \quad \phi cs]^t \quad (2.20)$$

$$[\phi r] = [\phi ar \quad \phi br \quad \phi cr]^t \quad (2.21)$$

$$[Rs] = rs * \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [Rr] = rr * \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Les matrices A1, A2 et A3 qui interviennent dans les équations (2.13), (2.14) et (2.15) sont donnés par :

$$[A1] = rs * [-1 \ 0 \ 0]^t$$

$$[A2] = \left[(lls + lms) \quad \frac{-lms}{2} \quad \frac{-lms}{2} \right]^t$$

$$[A3] = -lms * \left[\cos(\theta) \quad \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right]^t$$

$$[Ls] = \begin{bmatrix} (lls + lms) & \frac{-lms}{2} & \frac{-lms}{2} \\ \frac{-lms}{2} & (lls + lms) & \frac{-lms}{2} \\ \frac{-lms}{2} & \frac{-lms}{2} & (lls + lms) \end{bmatrix}$$

$$[Msr'] = Msr * \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[Mrs'] = [Msr']^t.$$

Les équations de la tension $vas2$ et du flux $\phi s2$, sont données par :

$$vas2 = rs * \mu * (ias - if) + \frac{d[\phi as2]}{dt} = r f * if \quad (2.22)$$

$$\phi as2 = \mu * \begin{bmatrix} (lls + lms) \\ \frac{-lms}{2} \\ \frac{-lms}{2} \end{bmatrix} * [Is] + \mu * Msr * \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} * [Irr] - \mu * (lls + \mu * lms) * if \quad (2.23)$$

Pour simplifier l'écriture, on déduit :

$$\begin{bmatrix} (lls + lms) \\ \frac{-lms}{2} \\ \frac{-lms}{2} \end{bmatrix} = -[A2] \quad \text{Et} \quad \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = -[A3]$$

$$[\phi as2] = -\mu * A2 * Is - \mu * A3 * Irr - \mu * (lls + \mu * lms) * if \quad (2.24)$$

3.2.3. 2 L'équation de Couple électromagnétique

L'équation du couple électromagnétique [12] est donnée par :

$$C_e = \frac{p}{2} * [I_{ss}]^t * \frac{d[Msr]}{dt} * [I_{rr}] \quad (2.25)$$

En développant l'expression du couple électromagnétique (2.25), on trouve qu'elle peut être dévisée en deux termes :

Le premier terme est en fonction du courant statoriques et rotoriques, comme pour le cas d'un système équilibré ou (machine sain) et le deuxième terme explique l'influence du court-circuit entre spires sur le couple électromagnétique:

$$C_e = \frac{p}{2} * [I_s]^t * \frac{d[Msr']}{dt} * [I_{rr}] - \mu * \frac{p}{2} * Msr * if * \left(\frac{3}{2} * iar * \sin(\theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} * (ibr - icr) * \cos(\theta) \right) \quad (2.26)$$

Les équations que nous avons traité sont écrites dans le repère « abc », ce qui relativement compliqué à résoudre. Donc pour cela, il faut choisir un autre repère pour simplifier le modèle.

3.2.4 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée/diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère mobile dq, pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle, ce qui a été détaillé au premier chapitre. Dans ce chapitre, on choisit le référentiel lié au stator, qui est caractérisé par :

($\theta_s = 0$), et par conséquent ($\theta_r = -\theta$).

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives [12], les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{os} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] * \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$[P(\theta_s)] = C * \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} vas \\ vbs \\ vcs \end{bmatrix} = [P(\theta_s)]^{-1} * \begin{bmatrix} vds \\ vqs \\ vos \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$[P(\theta_s)]^{-1} = C * \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

C est une constante qu'on peut prendre égale à $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une conservation de puissance et $\frac{2}{3}$ pour la conservation de amplitudes [13].

3.2.4.1 Application aux équations des tensions

Appliquons la transformation de Park (2.26) et (2.27) à (2.1) :

$$\begin{aligned} [P(\theta_s)]^{-1} * [vdqos] &= [Rs] * [P(\theta_s)]^{-1} * [Idqos] \\ + \frac{d}{dt} [[P(\theta_s)]^{-1} [\phi dqos] + \mu * if * [A1]] & \end{aligned} \quad (2.29)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$\begin{aligned} [vdqos] &= [Rs] * [Idqos] + \frac{d}{dt} [\phi dqos] + * \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} * [\phi dqos] \\ + \mu * if * [P(\theta_s)] * [A1] & \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \frac{2}{3} * \frac{d\theta_s}{dt} * \begin{bmatrix} -\sin \theta_s & -\cos \theta_s & 0 \\ -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix}$$

Donc, après un calcul matriciel :

$$[P(\theta_s)] * \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$[P(\theta_s)] * \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = 0$, Parce que $(\theta_s = 0)$ implique que $\frac{d}{dt} \theta_s = 0$.

$$[P(\theta_s)] * [A1] = r_s * \begin{bmatrix} -2 & & \\ 3 & 0 & -1 \\ & & 3 \end{bmatrix}^t$$

Et l'expression (2.29) devient alors :

$$[vdqos] = [Rs] * [Idqos] + \frac{d}{dt} [\phi dqos] + \mu * rs * if * \begin{bmatrix} -2 & 0 & -1 \\ 3 & & 3 \end{bmatrix}^t \quad (2.31)$$

On réécrit l'expression (2.31) sous forme plus explicite pour obtenir l'équation (2.31), et de manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} vds \\ vqs \\ vos \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rs & 0 & 0 \\ 0 & Rs & 0 \\ 0 & 0 & Rs \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} ids \\ iqs \\ ios \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi ds \\ \phi qs \\ \phi os \end{bmatrix} + \mu * rs * if * \begin{bmatrix} -2 \\ 3 \\ 0 \\ -1 \\ 3 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$\begin{bmatrix} vdr \\ vqr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rr & 0 \\ 0 & Rr \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} idr \\ iqr \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi dr \\ \phi qr \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta r}{dt} \\ \frac{d\theta r}{dt} & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \phi dr \\ \phi qr \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

3.2.4.2 Application aux équations des flux

Appliquons la transformation de Park (2.26) et (2.27) à l'expression (2.3)

$$[P(\theta_s)]^{-1} * [\phi dqos] = [Ls] * [P(\theta_s)]^{-1} * [Idqos] + [Msr'] * [[P(\theta_s)]^{-1} * [Idqr]] + \mu * if * [A2] \quad (2.34)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[\phi dqos] = [P(\theta_s)] * [Ls] * [P(\theta_s)]^{-1} * [Idqos] + [P(\theta_s)] * [Msr'] * [[P(\theta_s)]^{-1} * [Idqr]] + \mu * if * [P(\theta_s)] * [A2] \quad (2.35)$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons :

$$[P(\theta_s)] * [Ls] * [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} Ls & 0 & 0 \\ 0 & Ls & 0 \\ 0 & 0 & lls \end{bmatrix}$$

$$[P(\theta_s)] * [Msr'] * [P(\theta_r)]^{-1} = \frac{3}{2} * Msr * \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[P(\theta_s)] * [A2] = \begin{bmatrix} -2 * (lls + lms) & & \\ & 0 & -lls \\ & & 3 \end{bmatrix}^t$$

L'expression (2.33) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \phi ds \\ \phi qs \\ \phi os \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ls & 0 & 0 \\ 0 & Ls & 0 \\ 0 & 0 & lls \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} ids \\ iqs \\ ios \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Lm & 0 & 0 \\ 0 & Lm & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} idr \\ iqr \\ ior \end{bmatrix} + \mu * if * \begin{bmatrix} -2 * Ls \\ 3 \\ 0 \\ -lls \\ 3 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotoriques et en introduisant les inductances cycliques:

$$[P(\theta_r)] * [L_{rr}] * [P(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & l_{lr} \end{bmatrix}$$

$$[P(\theta_r)] * [M_{rs}'] * [P(\theta_s)]^{-1} = \frac{3}{2} * M_{sr} * \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[P(\theta_r)] * [A_3] = [-M_{sr} \quad 0 \quad 0]^t$$

L'équation du flux rotoriques sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \mu * i_f * \begin{bmatrix} -2L_m \\ 3 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

En introduisant les inductances cycliques :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_s = l_{ls} + \frac{3}{2} * l_{ms} \\ L_m = \frac{3}{2} * M_{sr} \\ L_r = l_{lr} + \frac{3}{2} * l_{mr} \end{array} \right.$$

On développe les équations de v_{as2} , ϕ_{as2} et v_{os} dans le repère immobile « dq » :

- μ : exprime le nombre des spires réduites dans la phase « as » statoriques, d'où on peut écrire que :

$$v_{as2} = \mu * v_{as} \quad (2.38)$$

$$v_{as2} = r_s * \mu * (i_{as} - i_f) + \frac{d}{dt} \phi_{as2} = r_f * i_f \quad (2.39)$$

De même pour les courants comme les tensions :

$$[i_{abc}] = [[P(\theta_s)]^{-1}] * [i_{dqos}]$$

$$i_{as}' = i_{ds}' + i_{os}$$

On remplace dans l'équation (2.39) doivent être :

$$v_{as2} = r_s * \mu * (i_{ds} + i_{os} - i_f) + \frac{d}{dt} \phi_{as2} \quad (2.40)$$

L'équation de ϕ_{as2} dans le repère « abc » comme :

$$\phi_{as2} = \mu * \begin{bmatrix} (l_{ls} + l_{ms}) \\ -\frac{l_{ms}}{2} \\ -\frac{l_{ms}}{2} \end{bmatrix} * [I_s] + \mu * l_{ms} * \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} - \mu * (l_{ls} + \mu * l_{ms}) * i_f \quad (2.41)$$

Donc :

$$\phi_{as2} = \mu * \phi_{as'} - \mu * (l_{ls} + \mu * l_{ms}) * i_f \quad (2.42)$$

De même pour l'équation de ϕ_{as2} dans le repère « dq » :

$$\phi_{as'} = \phi_{ds'} + \phi_{os'}$$

Ce modèle admet que le bobinage statorique en défaut est équivalent au bobinage sain (en équilibre), plus un terme qui désigne le déséquilibre. Pour une machine saine on a vu que :

$$\phi_{os'} = 0$$

$$v_{os'} = 0$$

$$\phi_{ds} = L_s * i_{ds} + L_m * i_{dr}$$

$$L_s = l_{ls} + l_{ms} \quad \text{Et} \quad l_{ms} = \frac{2}{3} * L_m$$

En résumé, on trouve :

$$\phi_{as'} = \phi_{ds'}$$

$$\phi_{as2} = \mu * \phi_{ds'} - \mu * (l_{ls} + \mu * l_{ms}) * i_f$$

Si on remplace dans ϕ_{as2} on obtient que :

$$\phi_{as2} = \mu * l_{ls} * (i_{ds} - i_f) + \mu * L_m * (i_{ds} + i_{dr} - \frac{2}{3} * \mu * i_f) \quad (2.43)$$

Lorsque la machine est isolée (pas de neutre) :

$$i_{os} = i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$$

$$\phi_{os} = -\frac{1}{3} * \mu * l_{ls} * i_f \quad (2.44)$$

D'où la composant homopolaire des tensions statoriques :

$$v_{os} = -\frac{1}{3} * \mu * \left(r_s + l_{ls} * \frac{d}{dt} \right) * i_f \quad (2.45)$$

L'équation (2.25) de couple électromagnétique dans le repère « dq » devient :

$$C_e = \frac{p}{2} * [I_s]^t * \frac{d[M_{sr}']}{dt} * [I_{rr}] + a * [I_{rr}] \quad (2.46)$$

On redéfinit que:

$$[I_s] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^t$$

$$[I_{rr}] = [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^t$$

$$[M_{sr}'] = M_{sr} * \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$a = -\mu * if * \left[\sin(\theta) \quad \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

$$[iabc_s] = [[P(\theta_s)]]^{-1} * [idqos]$$

Et de même pour les courants rotoriques :

$$[iabc_r] = [[P(\theta_r)]]^{-1} * [idqor]$$

$$\left[[[P(\theta_s)]]^{-1} * [idqos] \right]^t = [idqos]^t * [[P(\theta_s)]]^{-1t}$$

L'équation de couple électromagnétique devient :

$$\begin{aligned} Ce = & \frac{p}{2} * Msr * \left[[idqos]^t * [[P(\theta_s)]]^{-1t} \right] * \frac{d[Msr']}{dt} * [Irrr] \\ & + \frac{p}{2} * Msr * a * [[P(\theta_r)]]^{-1} * [idqor] \end{aligned} \quad (2.47)$$

On simplifie les calculs matriciels et on trouve :

$$Ce = \frac{3}{2} * \frac{p}{2} * Msr * (ids * iqr - iqs * idr) - \frac{p}{2} * \mu * Msr * if * iqr \quad (2.48)$$

3.2.5 Expression en modèle d'état

Maintenant on va réécrire les équations différentielles de la machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques vds et vqs sont les variables de contrôle en modèle d'état, en prenant les flux statoriques ($\phi ds, \phi qs$) et les flux rotoriques ($\phi dr, \phi qr$), en suite la pulsation mécanique (ωr), et le flux ($\phi as2$) comme variables d'états. En utilisant les expressions (2.32), (2.33) et (2.36), (2.37) et après arrangement, nous aurons les systèmes suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\phi_{ds}}{dt} = \frac{-R_s}{\sigma * L_s} * \phi_{ds} + \frac{L_m * R_s}{\sigma * L_r * L_s} \phi_{dr} + \frac{2}{3} * \mu * i_f + v_{ds} \\ \frac{d\phi_{qs}}{dt} = \frac{-R_s}{\sigma * L_s} * \phi_{qs} + \frac{L_m * R_s}{\sigma * L_r * L_s} \phi_{qr} + v_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{-R_r}{\sigma * L_r} * \phi_{dr} + \frac{L_m * R_r}{\sigma * L_r * L_s} \phi_{ds} - \omega * \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{-R_r}{\sigma * L_r} * \phi_{qr} + \frac{L_m * R_r}{\sigma * L_r * L_s} * \phi_{qs} + \omega * \phi_{dr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} * (C_e - C_r - \frac{f_v}{P} * \omega) \\ \frac{d\phi_{as2}}{dt} = \mu * \left(\frac{-R_s}{\sigma * L_s} * \phi_{ds} + \frac{L_m * R_s}{\sigma * L_r * L_s} \phi_{dr} \right) + b_{ff} \end{array} \right.$$

D'où :

$$b_{ff} = \frac{i_f}{3} * (3 * r_f + \mu * R_s * (3 - 2 * \mu))$$

$$i_f = \frac{3}{\mu * l_l s * (2 * \mu - 3)} * \phi_{as2} - \frac{3}{\mu * l_l s * (2 * \mu - 3)} * \phi_{ds}$$

3.2.6 Résultats de simulation

Pour une machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé (230/400 V, 50Hz) et tournant à vide et en charge, nous visualisons la vitesse mécanique, le couple électromagnétique ainsi que les courants statoriques et rotoriques et les flux statoriques et rotoriques ainsi le courant de court-circuit et le flux de (ϕ_{as2}). Les résultats de simulation sont représentés par les figures suivantes :

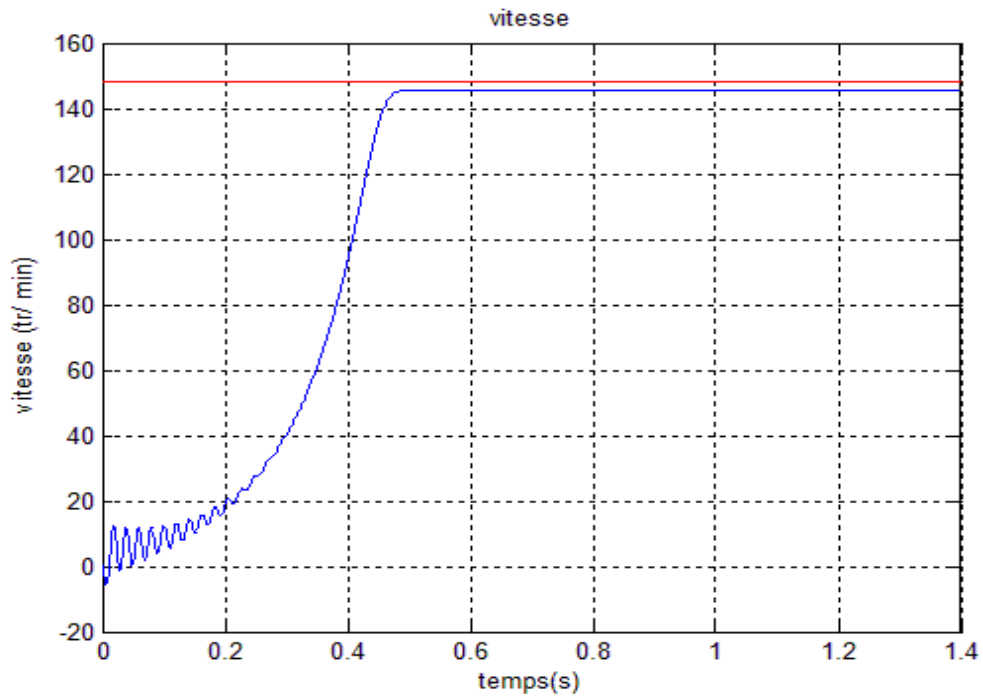


Figure 2.2 Réponse de la vitesse mécanique.

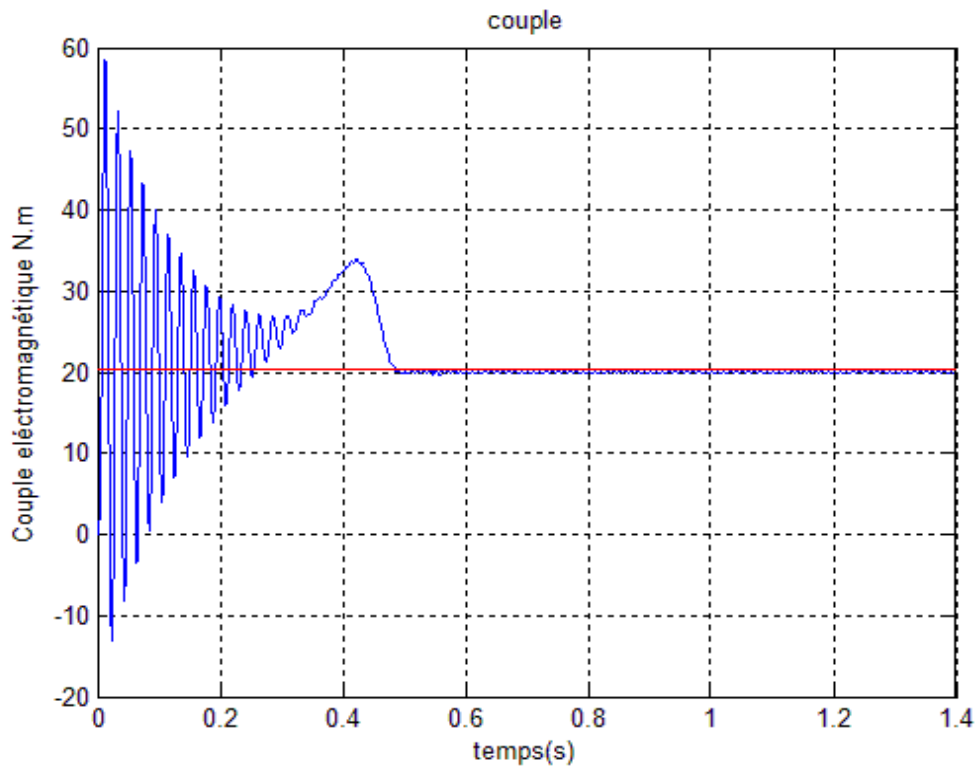


Figure 2.3 Réponse du couple électromagnétique.

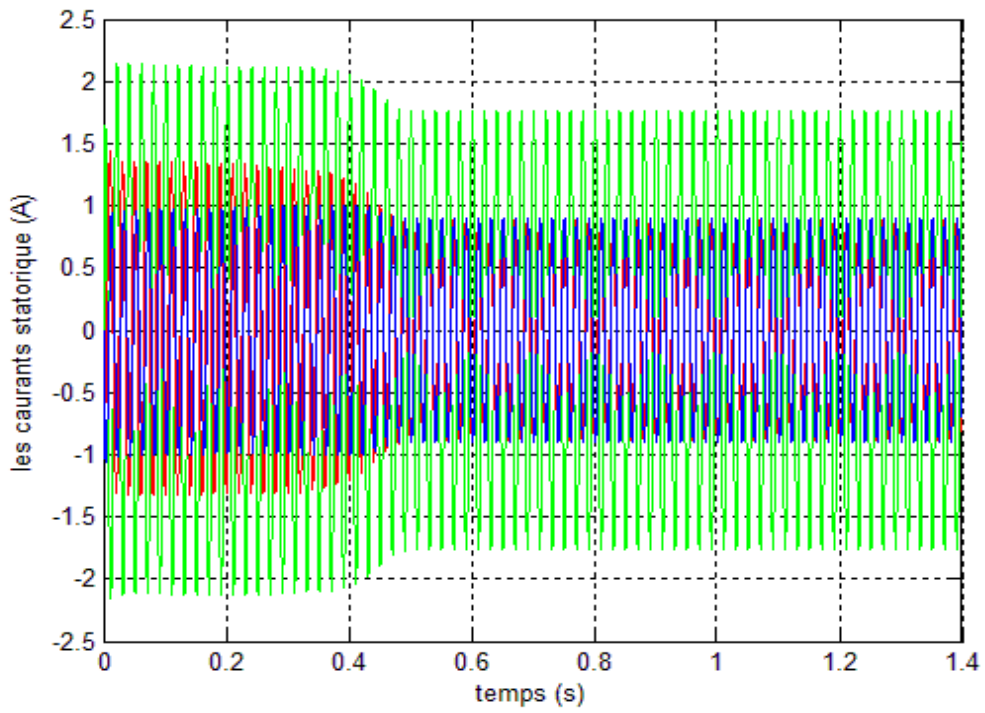


Figure 2.4 Réponse dus courants statoriques.

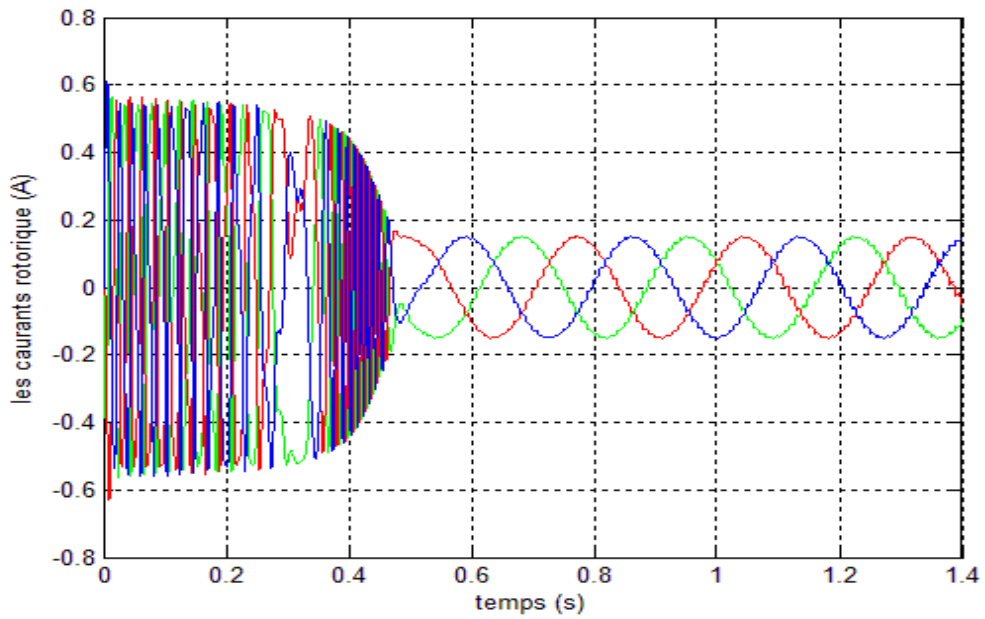


Figure 2.5 Réponse dus courants rotoriques.

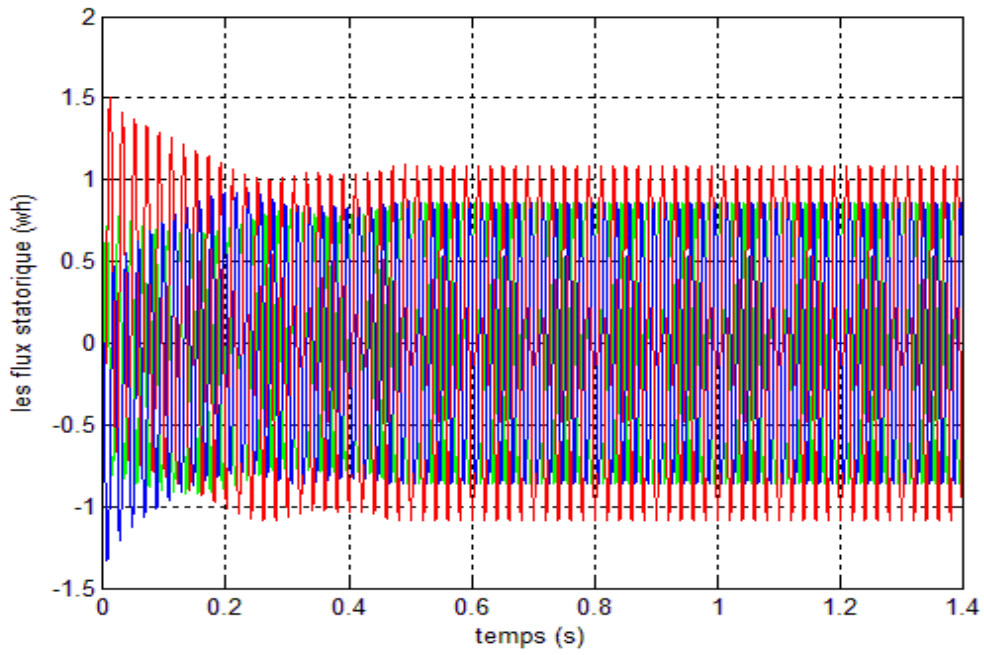


Figure 2.6 Réponse du flux statoriques.

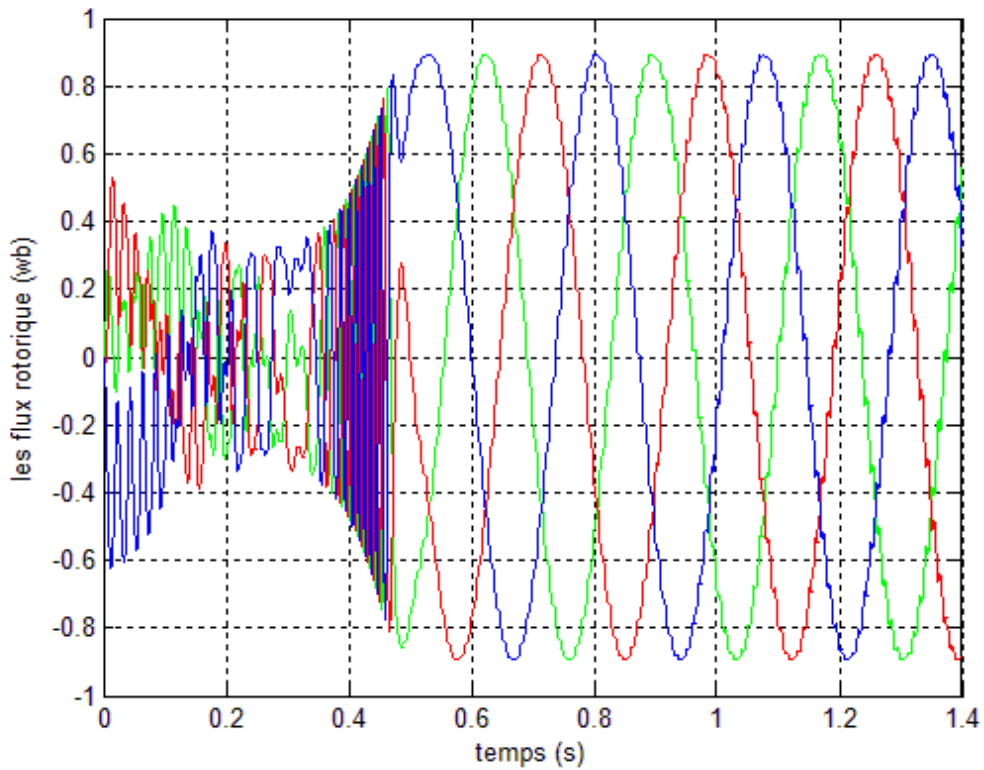


Figure 2.7 Réponse du flux rotoriques.

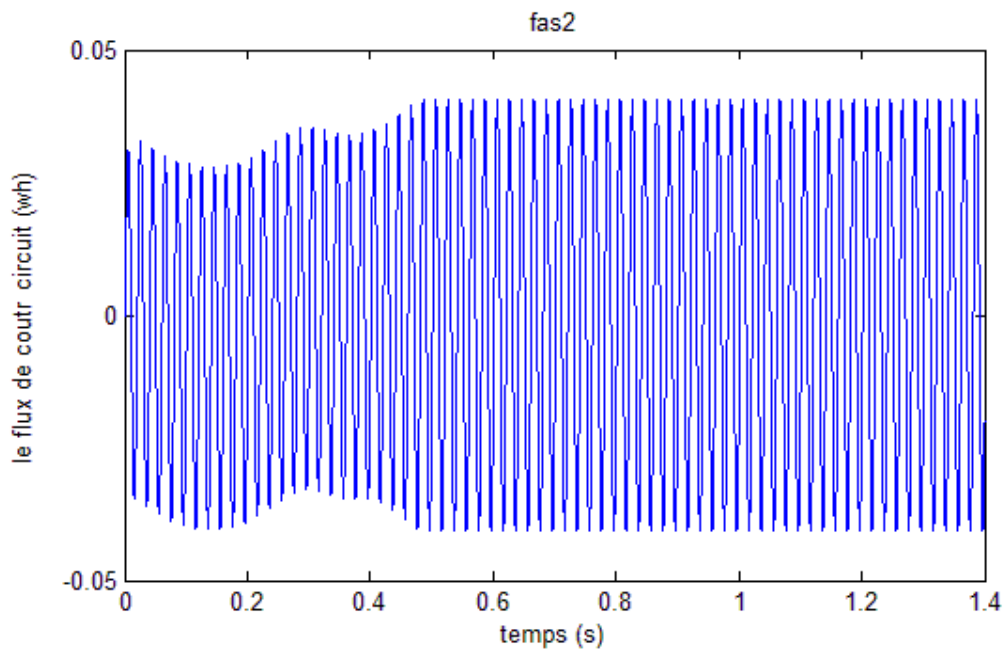


Figure 2.8 Réponse de flux de court-circuit.

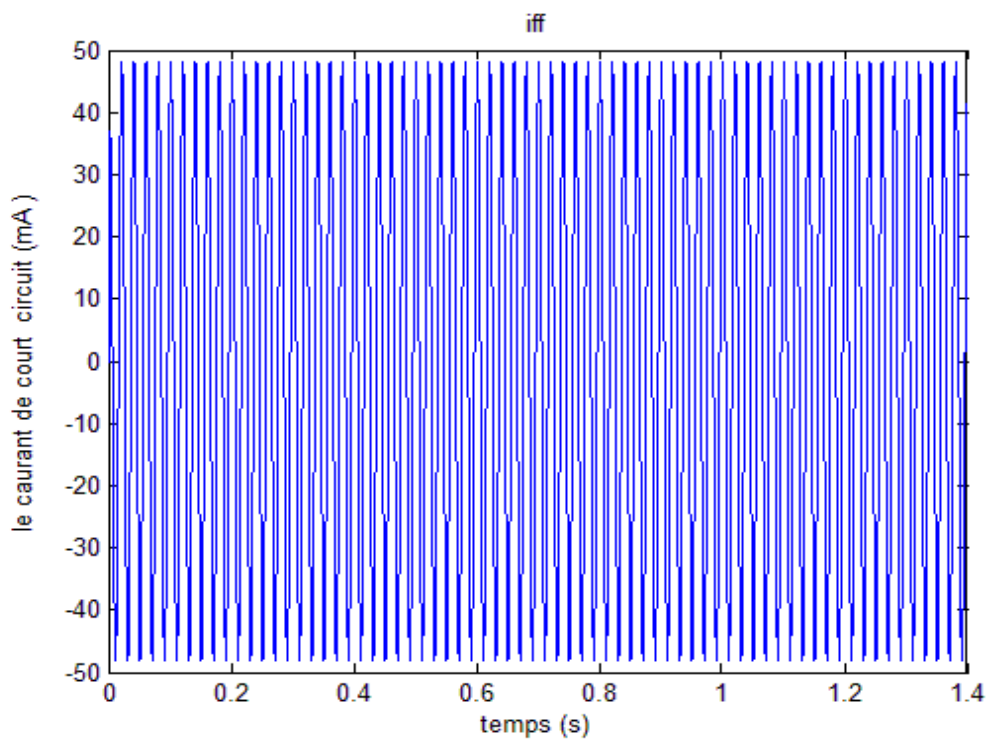


Figure 2.9 Réponse de courant de court-circuit.

3.2.7 Interprétation des courbes

Les courbes des figures représentent les résultats de simulation de la MAS pour un démarrage à vide et en charge :

Au démarrage à vide, la vitesse commence à croître, elle se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme au régime permanent car la machine tourne en charge, il y a une espace d'erreur à cause de la charge.

Le couple est fortement pulsatoire au démarrage (régime transitoire). Il atteint une valeur maximale de l'ordre de 3.5 fois le couple nominale. Ceci est dû aux courants de démarrage et après au régime permanent, il tend vers la valeur correspondante à la charge entraînée.

L'appel du courant est fort au démarrage, il est égal à environ sept fois le courant nominal. En suite, en régime permanent, il se stabilise proche de sa valeur nominale.

Pour les flux statoriques et rotoriques, il n'a pas des pics au démarrage, puis en régime permanent, ils oscillent entre $[-1, 1]$ Wb.

L'effet de courant de court-circuit (if) au démarrage et en régime permanent une oscillation de $[-50,50]$ (mA). Ainsi, l'image de celui-ci qui est le flux de (ϕ_{as2}), il y a une faible oscillation, qui se stabilise au régime permanent entre $[-0.05, 0.05]$ Wb.

3.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le problème de court-circuit entre spires d'une même phase dans le cas des machines asynchrones. Ce dernier est l'un des défauts fréquents dans les machines électriques. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné, il apparaît soit au niveau des têtes de bobines soit dans les encoches, ce qui entraîne une diminution du nombre de spires effectives de l'enroulement.

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.

Par ailleurs, nous avons écrit les équations mathématiques (tensions, courants et flux) en premier temps dans un repère (abc) après en l'on projeté sur un repère orthogonal (d, q) référentielle liée au stator. Cette démarche permet de simplifier les écritures et se prête mieux à la modélisation.

Chapitre 4 : Analyse Expérimental de la MAS

4.1 Introduction

Actuellement, environ 65% de l'énergie est consommée par les machines électrique. Comme les préoccupations environnementales augmentent, l'amélioration de ces machines est plus que jamais souhaitable. Les machines électrique sont utilisées depuis presque deux siècles. Parmi les types des machines électrique, il y a la machines asynchrone et par conséquent rotor à cage est occupe une grande importance dans des domaines de l'électronique de puissance, et recherche, en suite des commendes. L'exigence en termes de fiabilité et de disponibilité sur celui la ne cesse d'accroître non seulement chez les utilisateurs mais aussi chez les fabricants.

Nous avons présenté dans le chapitre précédent une modélisation de défauts entre-spires statoriques dans la machine asynchrone au modèle dans le repère d, q . Dans se chapitre présente l'analyse expérimentaux des performances la machines asynchrone dans le cas sain et en défauts par deux opérations, le premier est par la transformation de Park, le deuxième est l'analyse spectrale. Ensuite, nous introduisons et justifie les formes obtenues. Puis les outils sont validés par des résultats de ces essais expérimentaux.



Figure 4.1 Photo de La banc d'essais.

4.2 Représentation du banc d'essais

La figure (3.1) montre le banc d'essais développée. Les composantes peuvent être classées en deux catégories : électromagnétique et électronique.

4.2.1 Composantes électromagnétiques

Ils consistent en la machine étudiée (en test) de type asynchrone, rotor à cage d'écurieul. Les caractéristiques de celle-ci sont données dans la plaque signalétique. Elle est alimentée en tension triphasé alternative (230, 400 V) à fréquence de 50 Hz. Son courant nominal est de 3,2 A. Sa vitesse nominale est de 1435 tr/min, avec un capteur de vitesse intégré.

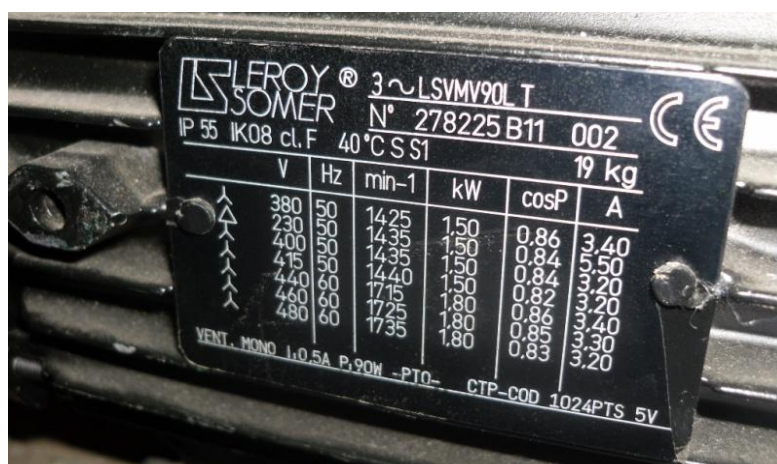


Figure 4.2 Photo de La plaque signalétique de MAS.

4.2.2 Composantes électroniques

Ils englobent principalement un transformateur (source de tension triphasée, alternatif) et un variateur de vitesse (VAR6) et un système de contrôle en temps réel appelé DSPACE. Ce système est constitué autour d'un DSP fonctionnant sous le logiciel MATLAB / simulink et muni d'un logiciel de conduite d'essais appelé CONTROLDESK et deux capteurs l'un pour capter la tension et l'autre pour le courant.

4.2.2.1 Alimentation de la machine asynchrone

Tous les paramètres de la machine asynchrone étant maintenant connus, il nous reste à intégrer l'alimentation électrique. Cette alimentation peut s'effectuer de deux façons différentes, soit la machine alimentée directement à partir du triphasé, soit elle est alimentée à travers un variateur de vitesse (onduleur). De plus, en fonction des informations recueillies sur la plaque signalétique, les phases statoriques de la MAS peuvent être couplées en étoile ou en triangle.

4.2.2.1.1 Alimentation de la machine par le réseau triphasé

Une source de tension de valeur efficace 230 V par phase est appliquée aux bornes des trois phases statoriques de la machine asynchrone couplées en étoile. De plus, elles forment un système de trois tensions triphasées sinusoïdales équilibrées et déphasées entre elles de (120 degrés) et de fréquence (50Hz).

4.2.2.1.2 Alimentation de la MAS par le variateur de vitesse

ACVAR6 est un variateur de vitesse pour moteur asynchrone à cage (jusqu'à 3000 W). Il comporte un terminal de réglage, permettant de multiples fonctions : rampes d'accélération et décélération réglables, roue libre, arrêt rapide, limiteur de vitesse, de couple,... Un potentiomètre en façade règle directement la fréquence d'échantillonnage, donc la vitesse de la rotation du moteur. Un cavalier sélectionne le sens de rotation. Le mode de fonctionnement est raccorder le variateur au réseau 400 VAC triphasé, ensuite raccorder le moteur au variateur mais il faut faire attention parce que les tensions délivrées par le variateur étant de 400 VAC, pour un moteur de (230/400 V) doit être couplé en étoile. Par contre, un moteur (400/690V) doit être couplé en triangle mettre le potentiomètre de vitesse en position 0.

Enfoncer le cavalier de sens de rotation choisi, mettre en marche. Tourner lentement le potentiomètre de réglage de la vitesse. Avant de raccorder le variateur au moteur la première étape est de configurer le variateur de vitesse aux caractéristiques électriques de La plaque signalétique de la machine : l'alimentation, la fréquence, puissance admissible, courant nominale, le facteur de puissance ($\cos(\varphi)$), la vitesse nominal... .

4.2.2.2 systèmes de contrôle en temps réel DSPACE

Dans la plupart des contrôles modernes, Les algorithmes de contrôle utilisent les processeurs de signaux numériques (DSP). En effet, la technologie de contrôle numérique offre à la fois des hautes performances et un cout réduit par rapport aux systèmes analogiques. Dans les DSP, la part logicielle donne une possibilité d'évolution beaucoup plus facile et plus rapide et permet la réalisation des fonctions de monitoring en plus du contrôle classique. Les algorithmes complexes peuvent y être implémentés. Les stratégies de commande dynamique peuvent ainsi être implémentés de sorte que leurs algorithmes s'adaptent en temps réel aux diverses évolutions du système.

DSPACE est un système de contrôle en temps réel complet sur un DSP du type MPC8240. La carte de contrôle utilisé est de type DS1104 avec des entrées/sorties numériques et analogiques. Le DSP principal de cette plateforme peut être directement programmé à l'aide du logiciel MATLAB / simulink. Ce programme est d'abord construit sous simulink en utilisant les fonctions de base et les blocs spécifiques du système DSPACE disponibles dans le TOOLBOX de Simulink.

Après la mise au point, le programme est implanté dans le DSpace. Ce dernier utilisera l'application de pilotage de test, développée avec le logiciel CONTROLDESK, Pour superviser l'expérience. Le système offre notamment la possibilité d'accéder aux différentes mesures, de modifier en ligne les différents paramètres du programme. tel que les gains des régulateurs par exemple, et d'enregistrer les différentes grandeurs. La fenêtre de pilotage des tests est visualisée lors de l'exécution du programme développé sous CONTROLDESK. Elle comporte une fonction de visualisation des grandeurs (vitesse, courants, tensions...), et l'outil d'enregistrement des ces grandeurs.

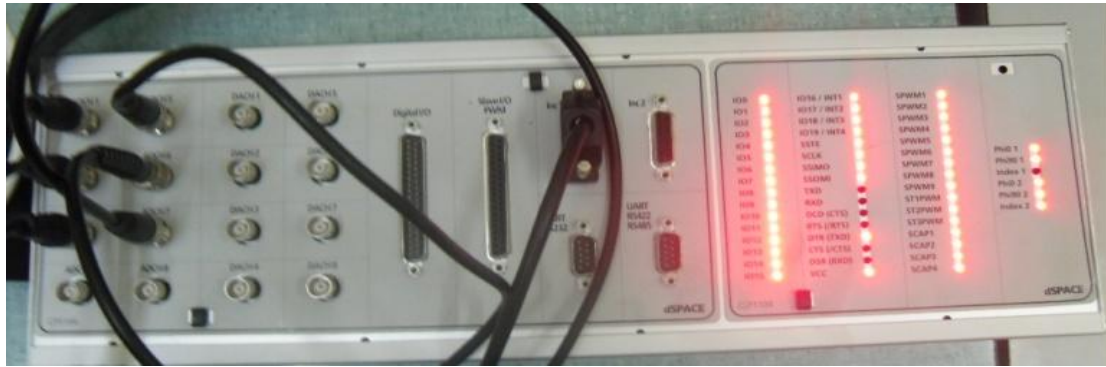


Figure 4.3 Photo de La carte DSPACE

4.2.2.3 Capteur de courant

On utilise la méthode classique expérimental pour calculée le gain soit pour le coutant soit pour le tension par l'utilisation des deux multimètre l'un pour calculée le courant d'entrée et l'autre pour calculée la tension de sortie, pour plusieurs valeur, à la fin on prend la valeur moyenne. Pour un courant d'entrée entre -20 et $+20A$, le signal à la sortie de la carte de conditionnement est entre -10 V et $+10$ V, alors qu'il doit être dans l'intervalle $[0, 3.3 V]$, pour qu'il soit adapté au DSP. Alors le gain total pour le courant est égale à :

$$Gi = \frac{i_{entrée}}{V_{sortie}} \quad (4.2)$$

2.2.2.4 Capteur de tension

Encore est les mêmes façons de calcule mais on calcule deux tensions, la tension d'entrée du carte et la tension de sortie. Pour une tension d'entrée comprise entre -400 et $+400$ V, on aura un signal de sortie -10 et $+10$ V. Et pour la même raison qu'avec le capteur de courant, le signal de sortie doit être adapté et transformée en un signal positif entre $[0, 3.3]$. D'où le gain total pour la tension :

$$Gv = \frac{V_{entrée}}{V_{sortie}} \quad (4.3)$$



Figure 4.4 Photo des capteurs de tension et du courant.

Partie expérimental A

4.3 Analyse par L'application des vecteurs de Park

4.3.1 Cas de la machine saine

4.3.1.1 Raccordement aux réseaux triphasés :

Une machine asynchrone de type rotor à cage d'écureuil, alimentée par une source de tension efficace (230/400 V, 50 Hz), avec le banc d'essais qui a été expliqué précédemment, pour obtenir les résultats expérimentaux ci-dessous.

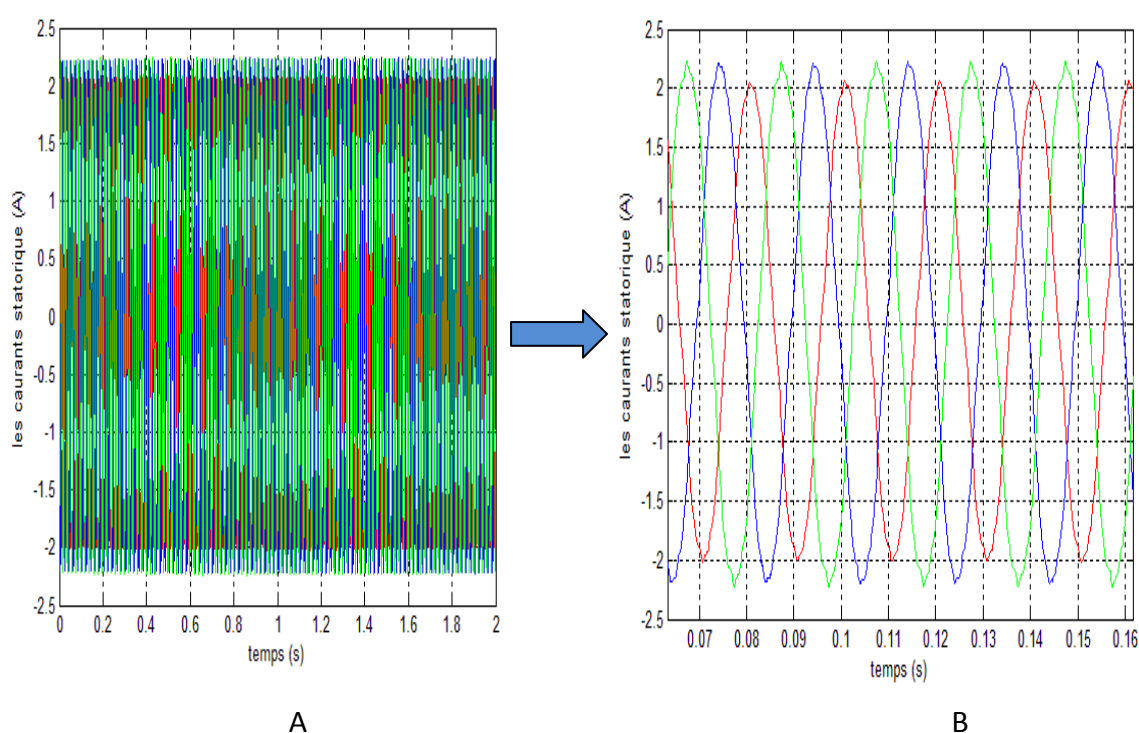


Figure 4.5 Les courants statoriques triphasés, B : zoom.

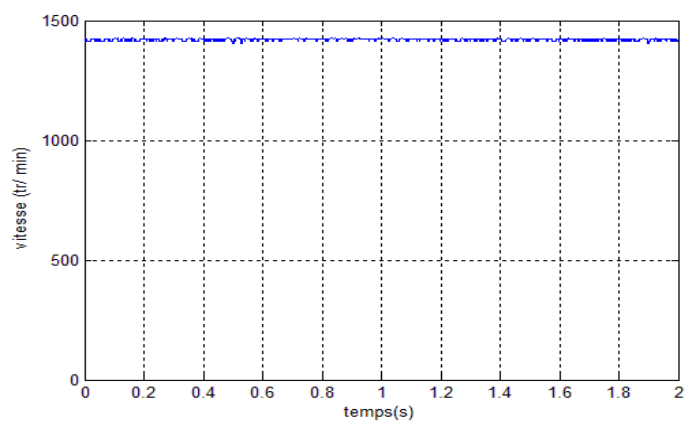


Figure 4.6 La vitesse de rotation en régime permanent.

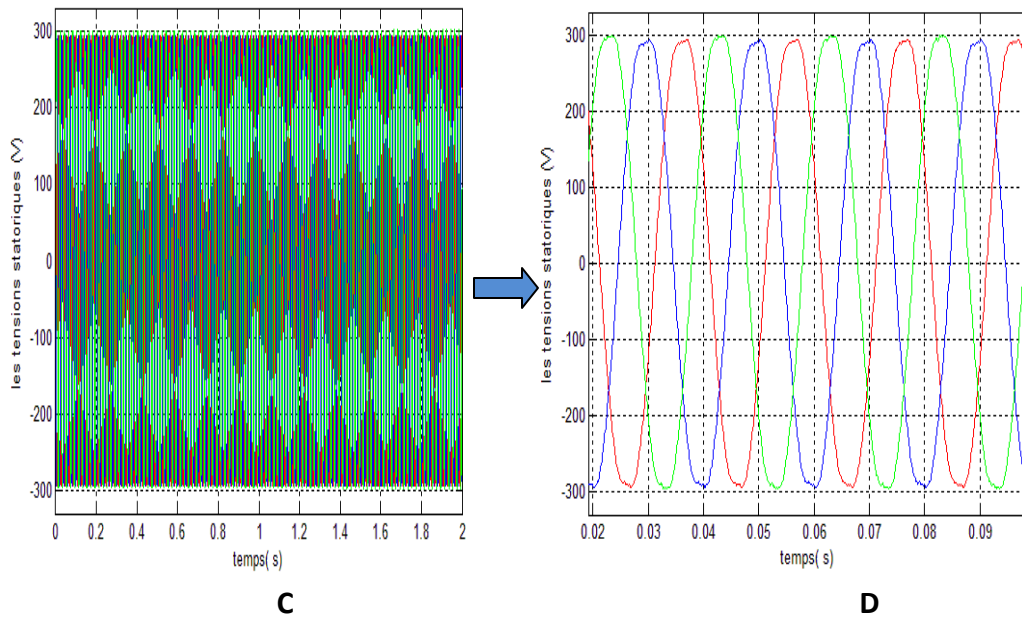


Figure 4.7 Les tensions statoriques triphasé, **D** : Zoom

4.3.1.2 Raccordement par variateur de vitesse

Raccorder les trois secteurs d'entrée la machine aux tensions de sorties délivrées par le variateur de 230/400 V à fréquence variable, en résumé les figures ci-dessous.

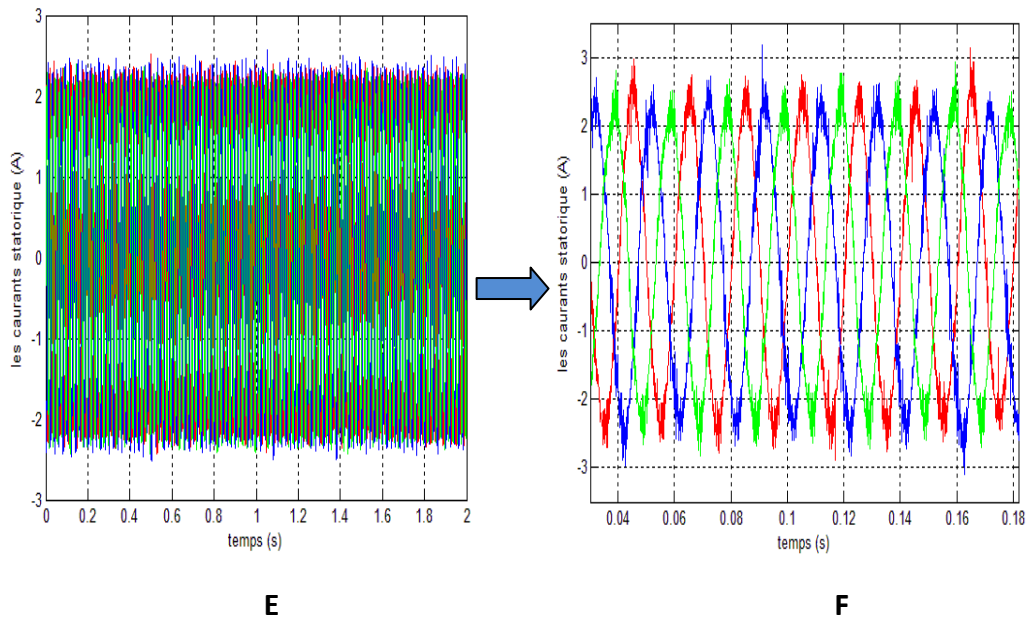


Figure 4.8 Les courants statoriques triphasé, **F** : Zoom.

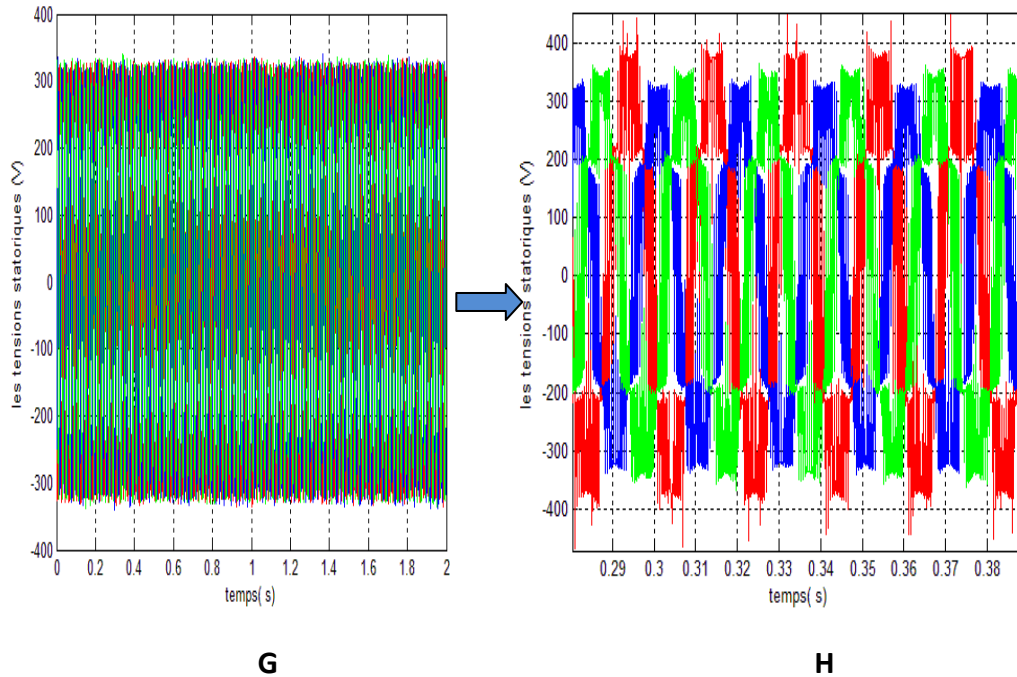


Figure 4.9 Les tensions statoriques triphasé, **H** : Zoom.

4.3.2 Cas de la machine en défaut

La machine asynchrone représente réellement les trois phases statoriques ce qui permet de différencier le comportement de chaque phase. Sachant que l'avènement d'un défaut dans la machine engendre un déséquilibre entre les phases de celle-ci au stator, mais dans notre cas on met une résistance en série avec une phase statorique pour provoquer un déséquilibre, ceci permet d'augmenter la résistance de la phase, par conséquent une chute de tension qui est intervenue.

4.3.2.1 Raccordement aux réseaux triphasés

Les résultats expérimentaux de la machine asynchrone déséquilibrée relié au réseau triphasé équilibré sont comme suit :

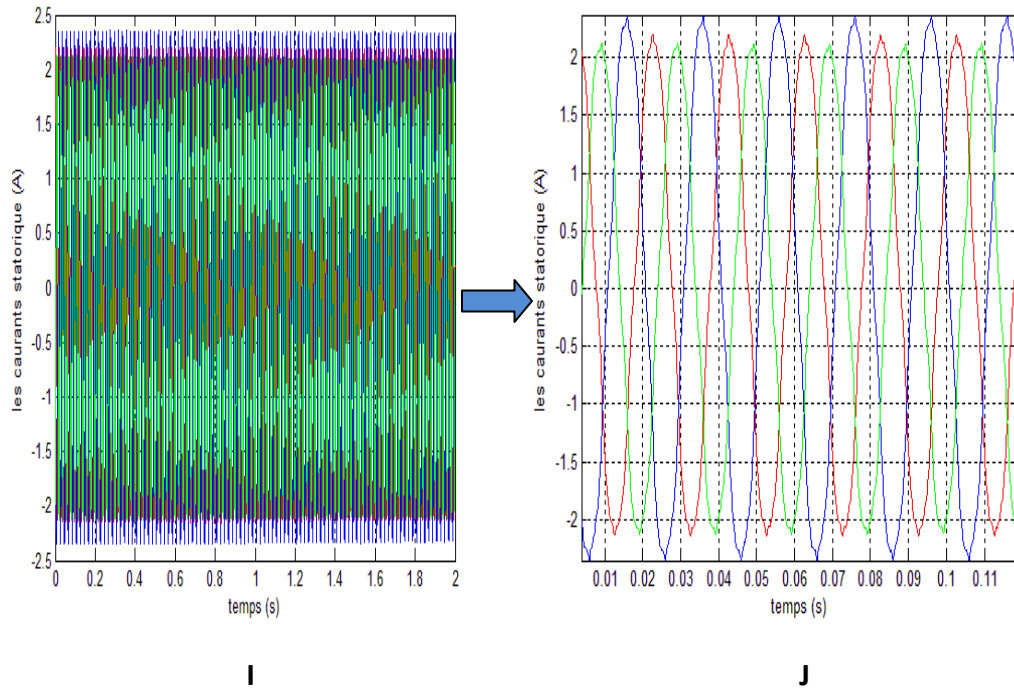


Figure 4.10 Les courants statoriques triphasé, **J** : Zoom.

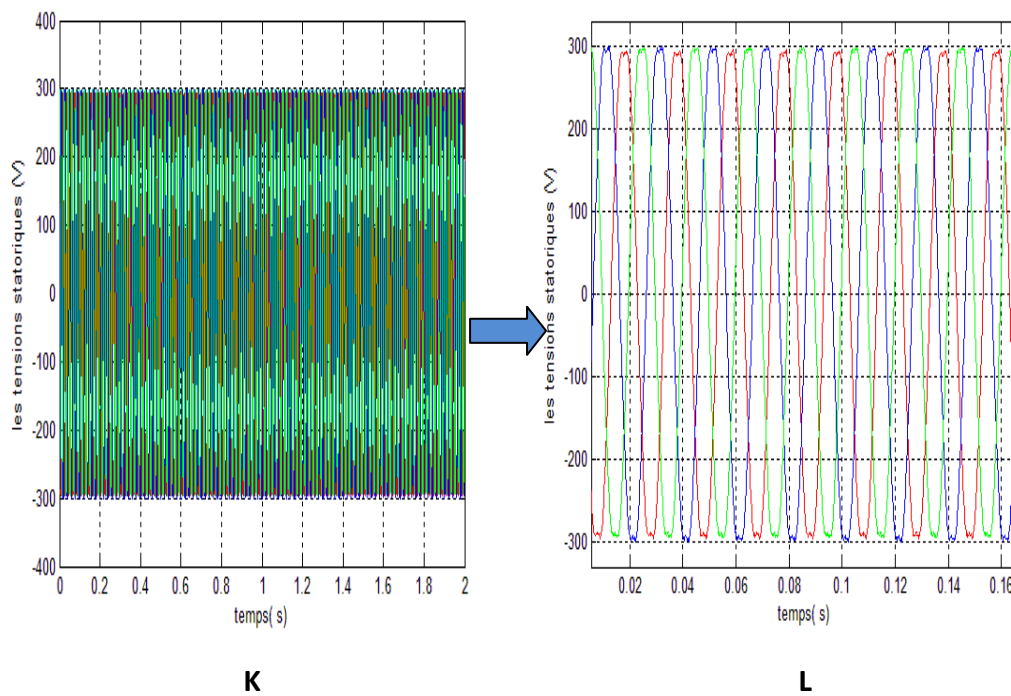


Figure 4.11. Les tensions statoriques triphasé.

4.3.2.2 Alimentation par variateur de vitesse

La machine asynchrone déséquilibrée est reliée au variateur de vitesse, les résultats expérimentaux sont comme les suivants :

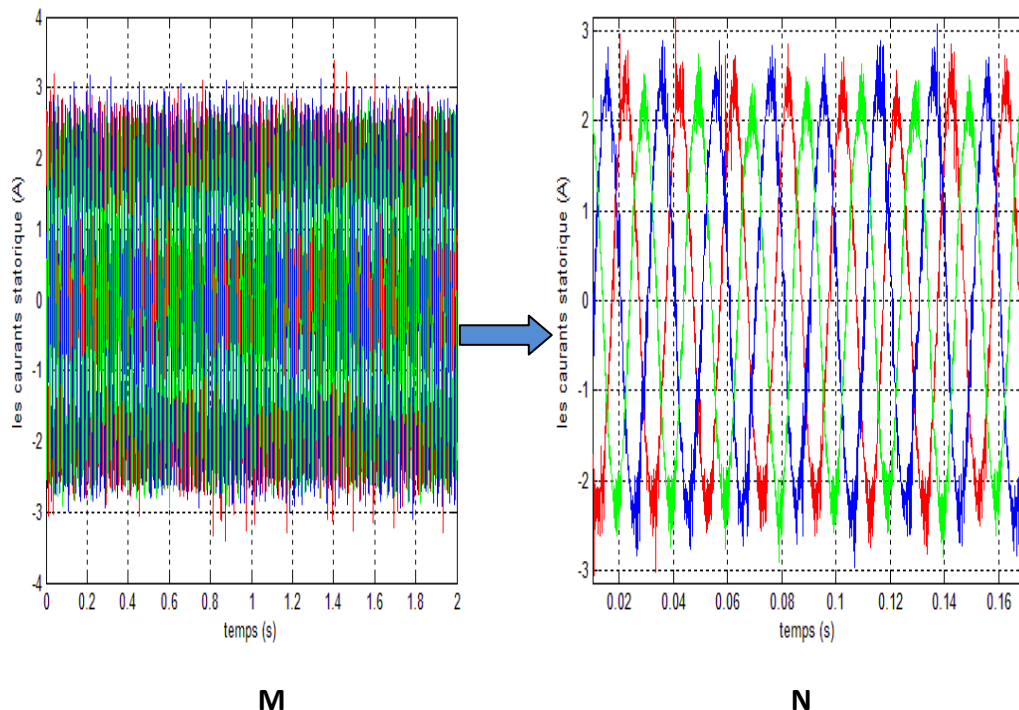


Figure 4.12 Les courants statoriques triphasé, N : Zoom.

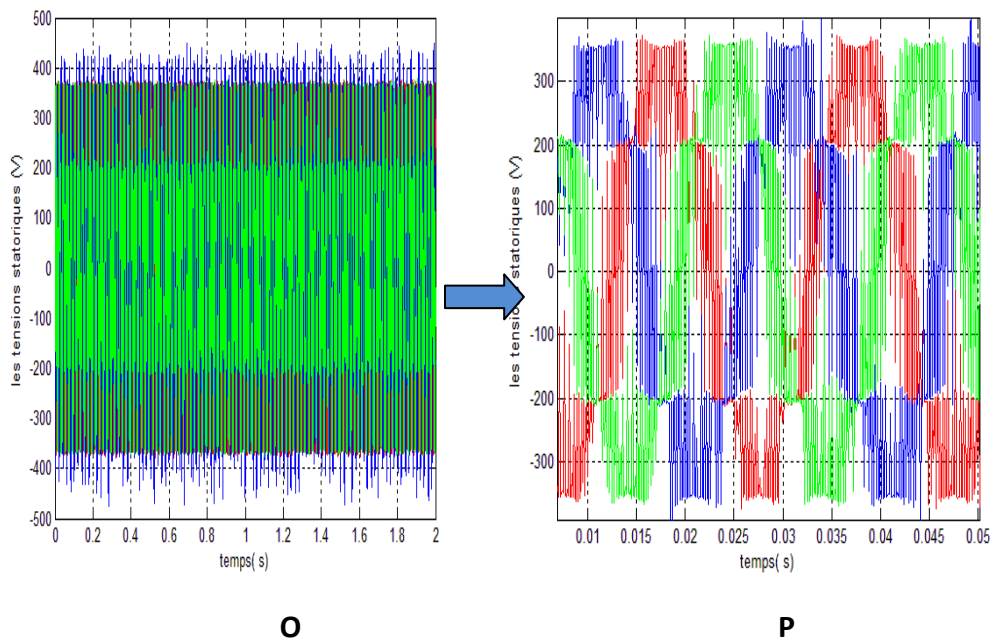


Figure 4.13 Les tensions statoriques triphasées.

4.3.3 Transformation de Park

La représentation de Park ou représentation vectorielle, représente la projection des trois phases de la machine sur un repère biphasé orthogonal.

Le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée [Kostenko 69], en utilisant la matrice de transformation [P] de Park représentée ci-dessous, repose sur la conservation de puissance:

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} * \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Dans cette partie d'analyse, on applique la transformation de Park liée au repère référence stationnaire ($\theta_s = 0$), $P(\theta_s = 0)$ sera :

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} * \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

On applique la multiplication matricielle entre cette matrice et le vecteur de tension et de courant qui sont calculée à partir des données expérimentales précédentes en fonction du temps dans un programme MATLAB, en suite, on dessine à chaque itération la composante en quadrature en fonction de la composante directe, une fois pour les tensions et pour les courants, tels que :

$$[Vs] = \begin{bmatrix} vas \\ vbs \\ vcs \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [Is] = \begin{bmatrix} ias \\ ibs \\ ics \end{bmatrix}$$

D'où

V_s : vecteur des tensions statoriques.

I_s : vecteur des courants statoriques.

4.3.3.1 Résultats de la simulation dans le Cas sain

4.3.3.1.1 Alimentée aux réseaux triphasés

Les résultats de la simulation du programme appliquée au machine équilibrée alimentée en tension triphasée est de suivantes :

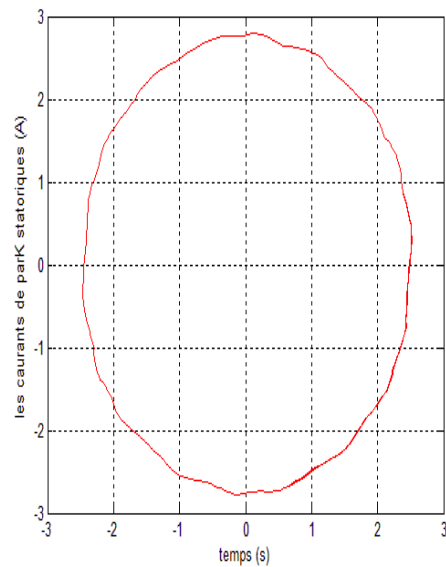
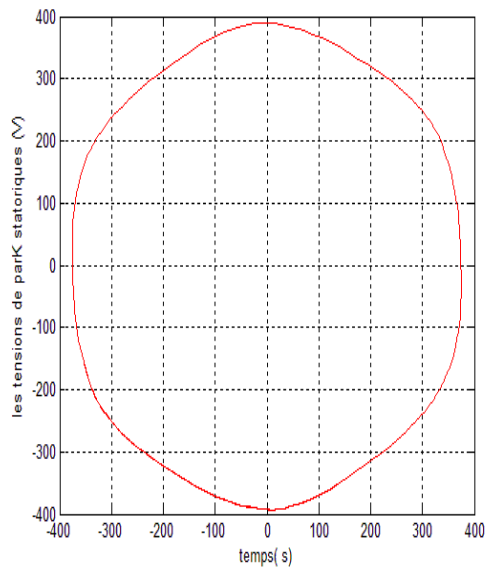


Figure 4.14 Représentation des tensions. Figure 4.15 Représentation des courants.

4.3.3.1.2 Alimentée par onduleur

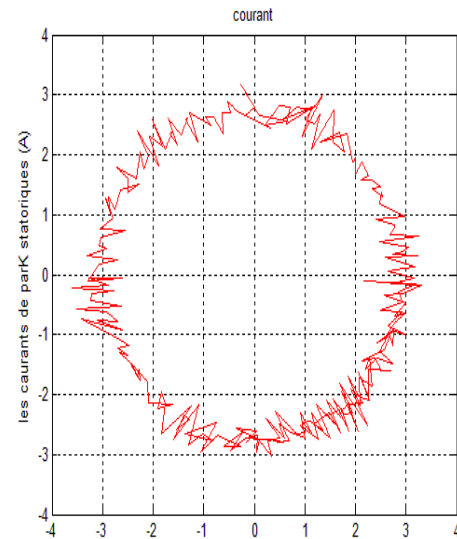
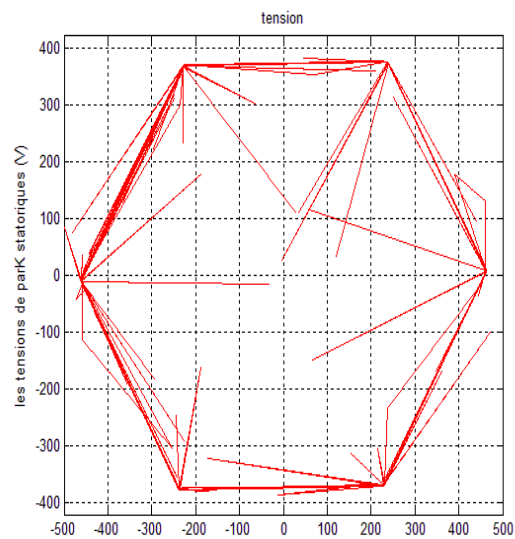


Figure 4.16 Représentation des tensions. Figure 4.17 Représentation des courants.

4.3.3.2.1 Alimentation par réseau triphasé

La machine asynchrone est en défaut de chute de tension provoquée par une résistance supplémentaire, comme nous l'avons déjà expliqué précédemment, d'où les résultats de la simulation sont :

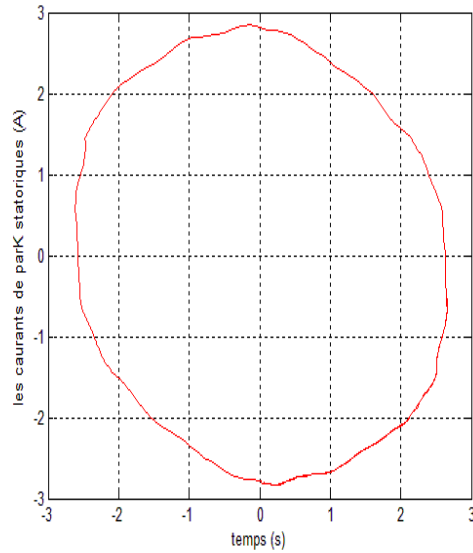
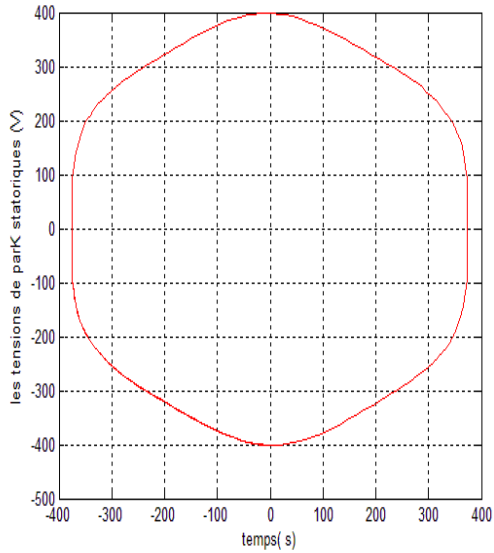


Figure 4.18 Représentation des tensions. **Figure 4.19** Représentation des courants.

4.3.3.2.2 Alimentée au variateur de vitesse

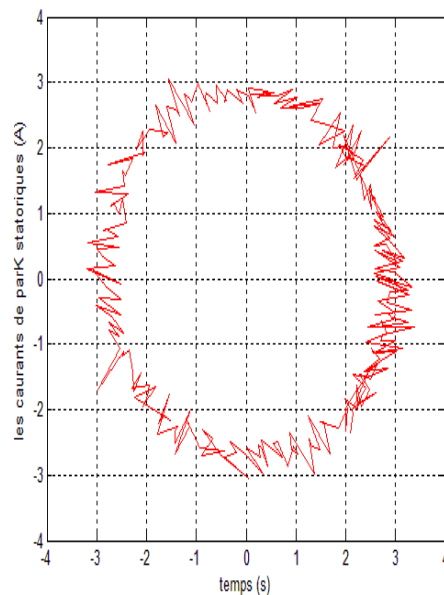
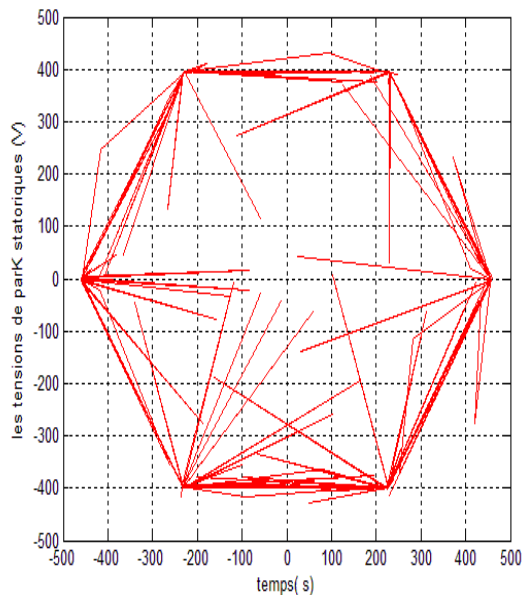


Figure 4.20 Représentation des tensions. **Figure 4.21** Représentation des courants.

4.3.4 L'interprétation des figures

La Figure 4.14 représente les tensions de Park, elles sont sinusoïdales et l'une est sous forme de cosinus, et l'autre sous forme de sinus. Le plan de phase entre elle est un cercle. Il en est de même pour la figure 4.16 dans le cas de la MAS est reliée à l'onduleur, dans le cas au la machine équilibrée.

La Figure 4.15 représente les courants de Park absorbée par la machine, qui forment un cercle, qui est un peu déformé à cause des erreurs expérimentales et du déséquilibrée du réseau qui est délivré par Sonelgaz. Par contre la figure 4.17 qui donne un cercle forme par courants de Park provoquée par les tensions de sortie de l'onduleur, ce cercle est bien défini par ce que le variateur élimine le déséquilibre de réseau.

On remarque que la composant quadrature en fonction de composant directe donne tous jours un cercle dans le cas où la machine est saine.

Dans le deuxième cas (en défaut) la figure 4.19, si on trace la composante quadrature de Park(q) en fonction de composante directe(d) des courants, on n'aura pas un cercle mais une ellipse qui désigne le déséquilibre au niveau du moteur. Au contraire pour les tensions statoriques de figure 4.21 de réseau est reste donnée un cercle.

Pour la dernière expérience de la figure 4.18, un déséquilibre dans une phase statorique (chute de tension) est introduit et l'alimentation de la MAS se fait au moyen du variateur de vitesse. On obtient une ellipse bien déformée pour la figure 4.20 à cause du déséquilibre, et une forme d'hexagone est obtenue pour les tensions. Ce qui correspond aux six états de l'onduleur, si on élimine le cas où les interrupteurs de l'onduleur sont dans le même état (111 ou 000). Il reste donc six cas possible non triviaux, qui peuvent prendre des valeurs 0 et 1. Cela explique comment les composantes de Park peuvent former un hexagone.

Partie expérimental B

4.4 Analyse spectral

L'analyse spectrale est l'un des outils les plus utilisés par la communauté du Traitement du Signal. Elle permet, en décomposant le signal selon un ensemble de sinusoides, de passer du domaine temps au domaine fréquence ou la représentation des amplitudes des différentes composantes en fonction de la fréquence "f". Grâce à l'analyse spectrale du courant statorique [20], nous pourrions observer les raies présentes autour du fondamental dans le cas où la machine asynchrone présence d'un défaut par contre dans le cas contraire (sain), ils sont plus faible (négligeable devant la fréquence du fondamental) dont les fréquences correspondent à la relation mathématique :

$$fr = (1 \pm 2 * K * g) * fs \quad (4.1)$$

Où :

fr : Les raies des fréquences.

fs : La fréquence du fondamental.

g : Le glissement

K : Une constante entière.

Dans notre cas, on applique cette résolution sur la machine asynchrone. Deux cas sont considérés :

- Machine saine
- Ajout de résistances, en série sur une phase, pour provoquer le déséquilibre (chute de tension).

4.4.1 Présentation du banc d'essai

Le banc d'essai expérimentale est constitué de :

- La machine asynchrone saine.
- Réseau triphasé et autotransformateur triphasé.
- Une carte d'acquisition « capteur de courants » et « capteur de tensions ».
- Un oscilloscope numérique [19], il transmet les signaux acquis vers un PC.
- Des résistances de 0.2 Ω , 2 Ω et 3.5 Ω .

3.4.2 Résultats expérimentaux

3.4.2.1 Cas de la machine saine

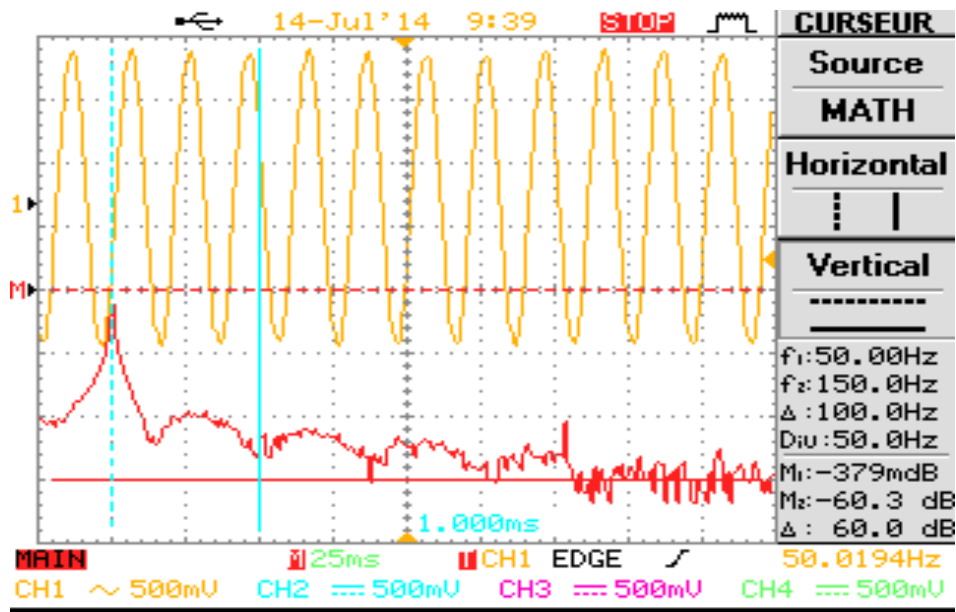


Figure 4.22 FFT du courant « as » statorique équilibrée et son spectre.

4.4.2.2 Cas de la machine en défaut

a. résistance de test de ($2 \cdot 0.1\Omega$)

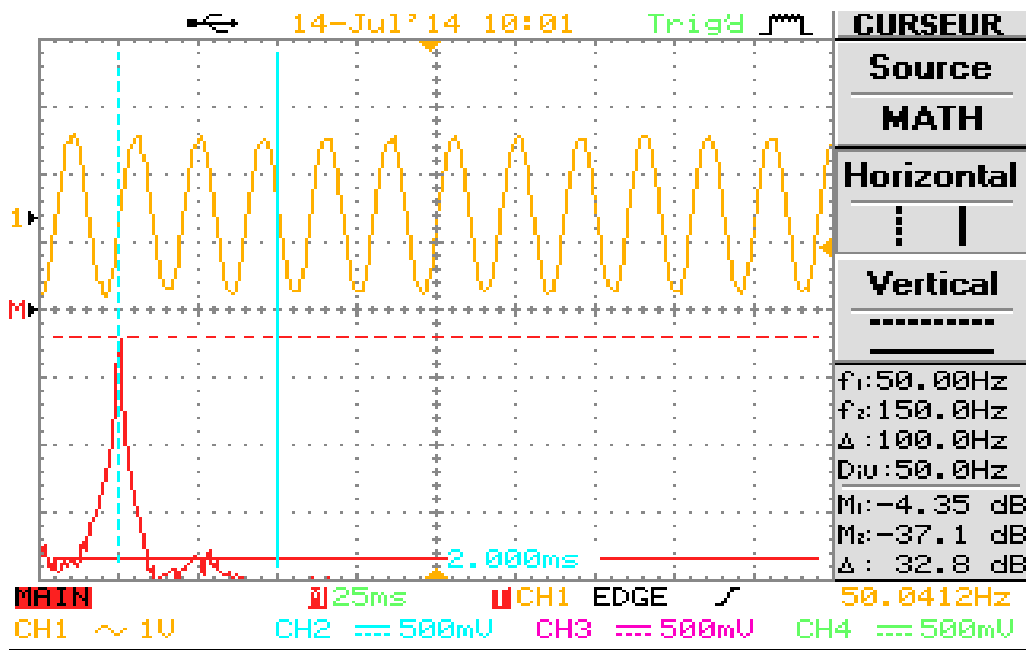


Figure 4.23 FFT du courant « as » statorique déséquilibrée et son spectre.

b. résistance de test de ($2 \cdot 1\Omega$)

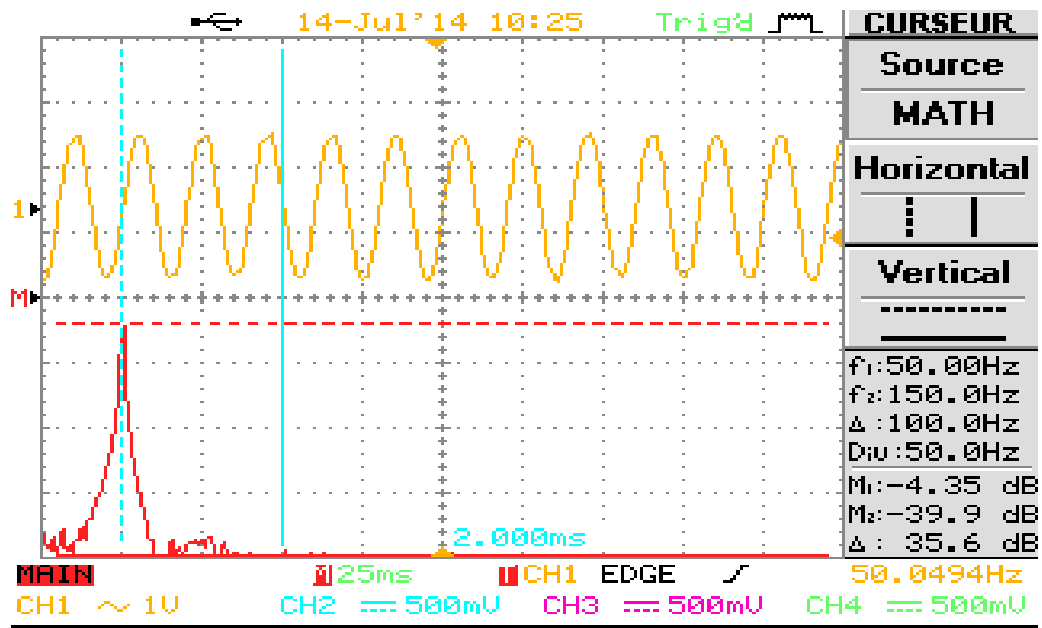


Figure 4.24 FFT du courant « as » statorique déséquilibré et son spectre.

c. résistance de test de ($3.5 \cdot 1\Omega$)

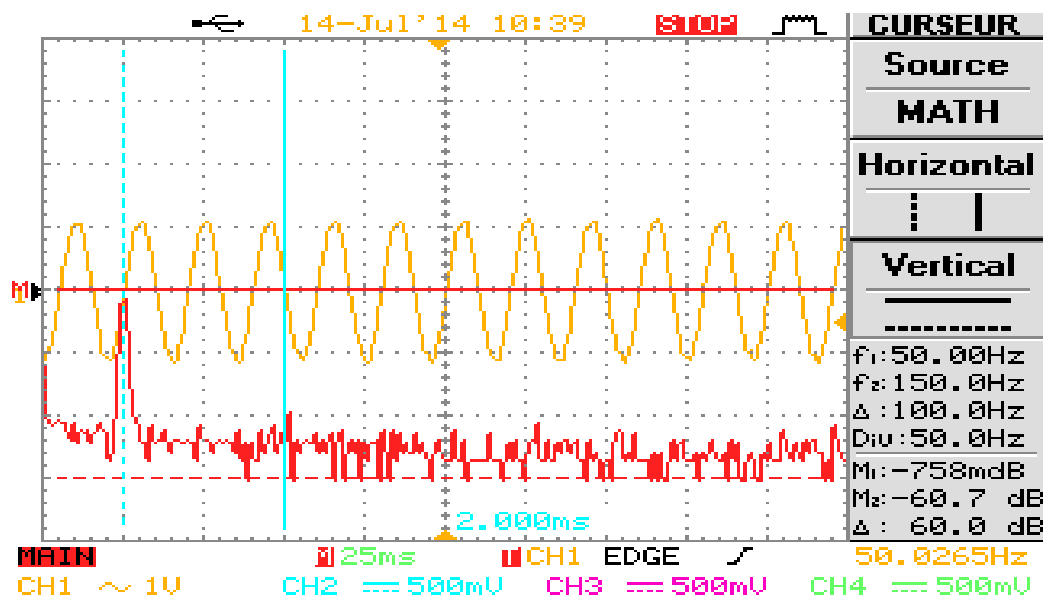


Figure 4.25 FFT du courant « as » statorique déséquilibrée et son spectre.

4.4.2.3 Interprétation des Résultats expérimentaux

La figure (4.21) représente la tension de la phase « *as* » statorique équilibrée d'amplitude constante et sinusoïdale de fréquence F_1 de 50 Hz. C'est le fondamental et son amplitude est la plus élevée. Il ya présence des harmoniques impairs, le premier harmonique le plus proche de la fréquence fondamentale est le troisième harmonique F_3 de 150 Hz. Lorsque la machine est équilibrée, il n y a pas des lobes (fréquences) secondaire proche de la fréquence fondamentale.

La figure (4.22) est le cas de premier défaut de la résistance série de 0.2Ω , il existe des raies secondaire proche de lobe (fréquence) fondamental à faible amplitude, et on voit un déséquilibre sur l'amplitude à cause de défaut.

La figure (4.23) est le cas de défaut par résistance série de 2Ω , encore il existe des raies secondaire au voisinage de la fréquence fondamentale, qui est la conséquence de défaut avec le déséquilibre sur l'amplitude qui sera augmenté a cause de l'augmentation de résistance de test.

La figure (4.24) représente le cas de défaut par résistance série de 3.5Ω , montre toujours l'existence de raies secondaires lorsqu'il y a une présence de défaut mais légèrement grand en comparaisons avec les deux cas précédents, et la chute de tension lorsque on a augmenté la résistance.

4.4 Conclusion

Une MAS du type cage d'écureuil a été utilisé pour des essais expérimentaux sur des défauts de chute de tension sur les phases statorique. La surveillance du courant statorique possède une bonne capacité d'aide à la détection d'un certain nombre de défauts soit mécanique ou électrique.

Le traitement sur la première analyse dudit courant par analyse de Park, elle montre que dans le cas de la machine sain le traitement de signal des composants de courant statorique de Park donne un cercle bien définie, par conséquence dans le cas ou elle est en défaut comme notre cas (résistance chant en série) qui donne un ellipse, c'est pour ça on peut distinguer qu'il y a une présence d'un défaut. Le deuxième traitement dudit courant par analyse spectral permet de mettre en évidence l'existence d'un ou de plusieurs défauts qui se manifestent par la génération de nouvelles raies liées aux fréquences.

Conclusion générale

Ce travail s'inscrit dans la thématique de la surveillance et du diagnostic des défauts de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Le choix de la machine est justifié par le succès grandissant qu'elle a suscité, notamment, dans les entraînements électriques à vitesse variable. Ce travail présenté dans cette thèse est axé sur l'analyse de deux méthodes de diagnostic des machines à courant alternatif. Qui sont basées sur l'analyse des courants statoriques absorbés.

Le premier chapitre est dédié aux généralités sur la machine asynchrone à cage où on a représenté sa construction, et son principe de fonctionnement. Par suite nous avons montré que cette machine peut présenter des défaillances d'ordre mécanique ou électrique qui induisent, précisant les défauts d'ordre électrique au stator, pour la plupart d'entre elles, un arrêt intempestif de la machine asynchrone. C'est pallier ce problème que le diagnostic a pris une importance de plus en plus grandissante dans les milieux industriels. Cet essor a fait naître des techniques de diagnostic dans le but de prémunir de ces arrêtes imprévisibles. Nous avons vu que la détection d'un défaut électrique, s'effectue majoritairement par la surveillance de l'amplitude de composantes spécifique dans le spectre fréquentiel d'une grandeur mesurable ou par l'analyse des courants de PARK lié au stator.

Au deuxième et au troisième chapitre ont été consacrés à l'établissement des modèles mathématiques de la MAS basés sur la théorie unifiée des machines électriques, tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices. Ces deux chapitres présentent des modèles mathématiques pour la machine saine et avec défaut de court-circuit entre spires. Cette décomposition facilite la compréhension des effets induits dans les courants statoriques de la machine suite au défaut. Les résultats de simulation montrent qu'un défaut entre spires produit des spectres et un déséquilibre dans les vecteurs de PARK.

Le dernier chapitre est réservé au travail expérimental sur la machine asynchrone saine et en présentant une chute de tensions d'alimentation. Nous avons

présenté la maquette expérimentale qui a été mise place dans l'objectif de validation des modèles. Une machine de (3 KW) utilisée spécialement pour réaliser ces tests ainsi qu'un système de contrôle en temps réel DSPACE ont été utilisés. Tout d'abord, une description des différents composants de cette maquette est présentée. Le programme informatique (MATLAB) mis au point pour réaliser cette mesure avec les résultats pratiques obtenus est fourni.

Annexe 1

1 Les paramètres de machine asynchrone :

1.1 Les paramètres de MAS en simulation pour les chapitres 1 et 2 :

Puissance nominale	$p_n = 3 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_3 = 220 \text{ V}$
Courant nominale	$i_i = 2.5 \text{ A}$
Vitesse nominale	$N = 1415 \text{ tr/min}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Résistance statorique	$r_s = 1.4$
Résistance rotorique	$r_r = 1.4$
Inductance statorique	$L_s = 0.17 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.17 \text{ H}$
Inductance mutuelle stator -rotor]	$L_m = 0.16 \text{ H}$
Inductance de fuite	$l_{ls} = 0.0147 \text{ H}$
Inductance de fuite	$l_{lr} = 0.0147 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.06 \text{ kg.m}^2$
Nombre de paire de pole	$P = 2$

1.2 Les paramètres de MAS en test (expérimental) :

Puissance nominale	$p_n = 1.5 \text{ kw}$
Tension nominale	$V_\beta = 230 \text{ V}$
Courant nominale	$i_\beta = 2.2 \text{ A}$
Vitesse nominale	$N = 1435 \text{ tr/min}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Résistance statorique	$r_s = 6$
Résistance rotorique	$r_r = 6$
Inductance statorique	$L_s = 0.17 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.17 \text{ H}$
Inductance mutuelle stator -rotor]	$L_m = 0.16 \text{ H}$
Inductance de fuite	$l_{ls} = 0.0147 \text{ H}$
Inductance de fuite	$l_{lr} = 0.0147 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.06 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$F_v = 0.006 \text{ N.m.sird}$
Nombre de paire de pole	$P = 2$

Bibliographie

- [1] O.ONDEL, "Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone", Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, France, 2006.
- [2] R.SALAH EDDINE "COMMANDE DE MACHINE ELECTRIQUE EN ENVIRONNEMENT" : Application à la machine asynchrone Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques, Thèse de magister de l'Université de Mentouri de Constantine.
- [3] Makara KHOV, titre « Surveillance et diagnostic des machines Asynchrones : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique ». Thèse de DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE.
- [4] Article de conférences de Groupe de Recherches en Électrotechnique et Électronique de Nancy G.R.E.E.N. - U.H.P. - U.M.R. – 7037 Université Henri Poincaré - Nancy 1 - B.P. 239 54506 Vandoeuvre - lès - Nancy, Cedex, présentée par Gaëtan DIDIER.
- [5] Gasquet 90] C.Gasquet, P.Witomski, " Analyse de Fourier et applications", Masson, 1990.
- [6] H.TAMRABET, "Robustesse d'un control vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone", thèse de magister de l'Université de Batna, Algérie, 2006.
- [7] A.A.PUJOL, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse de Doctorat de l'Université Polytechnique de Catalogne, Espagne, 2000.
- [8] Ph. BARRET, "*Régimes transitoires des machines tournantes électriques*", Editions Eyrolles, 1982.
- [9] L.BAGHLI, "Contribution à la commande de la machine asynchrone utilisation de la logique flou, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré - Nancy-1, France, 1999.
- [10] S.ZAIDI, "Commande non linéaire du moteur à induction", Thèse de magister de l'Université de Batna, Algérie, 2006.
- [11] Rangarajan M Tallam, Thomas G. Habetler et Renald G. Harley « Modélisation des Inductances des machines court-circuitée entre spires statoriques, Institut de technologie de Georgia. ET Smail BACHIR, « CONTRIBUTION AU

DIAGNOSTIC DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR ESTIMATION PARAMETRIQUE », Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers.

[12] BOURAHLA-Abdelatif, GUERBI Djamel, «Diagnostic des Défauts Statoriques. Dans Une Machine Asynchrone Triphasé Par La Méthode De W.S.T », Thèse d'ingénieur d'état, électronique, Université de BLIDA, 2006.

[13] Jacques LESENNE, Francis NOTELET, Guy SEGUIER. Université des sciences et Techniques de Lille, Edition de technique et Documentation.

[14] Notice d'utilisation « LANGLOIS », Réglages du Variateur REF ACVAR6.

[15] Article de Titre « Etudier et réaliser des applications temps réel pour une carte DSP DS1104 » présentée par. Jean Cédric BEKALE, Damien TARTARIN.

[16] I. Takahashi, T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of induction motor", IEEE Trans. Indus. Appli, Vol.22, N°.5, Sept/Oct 1986.

[17] M. Aggoun et A. Saad, "commande vectorielle d'une machine asynchrone double étoile, Mémoire d'ingénieur", EMP, Alger, 2009.

[18] Work shop on Power électronique and Powr quality application 2013.

[19] Instek GOS 2204.