

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

BADJI MOKHTAR - ANNABA UNIVERSITY

جامعة باجي مختار - عنابة

UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA



Année 2009

Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'électronique

MEMOIRE

*Présenté pour l'obtention du diplôme de **Magister***

Option :

Commande, détection des défauts et diagnostic des processus industriels

THEME

DETECTION ET DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DES MOTEURS ASYNCHRONES

Présenté par : *M^r ROUAIBIA Reda*

Directeur de mémoire : BAHI Tahar. MC. U. ANNABA

Devant le jury

Président : DEBBACHE N.E Pr U. ANNABA

Examineurs : ABBASSI E.H.A Pr U. ANNABA

: LAKEL F MC U. ANNABA

: ARBAOUI F MC U.SKIKDA

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

*mes très chers parents qui ont toujours veillé sur
moi et ont mis à ma disposition tout ce qu'ils
possèdent pour ma réussite.*

A ma soeur et mes frères

A toute ma famille

A mes amis

*A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir
et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs*

REMERCIEMENTS

*Je tiens tout d'abord à remercier, mon directeur de mémoire **BAHI Tahar** maître de conférences à l'université Badji Mokhtar Annaba, d'avoir accepté la direction scientifique de ce travail. Je lui exprime toute ma gratitude pour ses encouragements, son suivi, sa rigueur, ses précieux conseils, et ses qualités humaines.*

Je remercie tous les membres de jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail :

*Monsieur **DEBBACHE Nasr Eddine**, Professeur à l'université Badji Mokhtar Annaba et Doyen de la faculté des sciences de l'ingénieur pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ce mémoire.*

*Monsieur **ABBASSI hadj Ahmed** , Professeur à l'université Badji Mokhtar Annaba, directeur de laboratoire d'automatique et signaux de Annaba et responsable de la formation de magister « Commande, détection des défauts et diagnostic des processus industriels » pour sa participation au jury en tant qu'examineur.*

*Monsieur **LAKEL Rabah**, Maître de conférences à l'université Badji Mokhtar Annaba, pour sa participation au jury en tant qu'examineur.*

*Monsieur **ARBAOUI Fayçal**, Maître de conférences à l'université 20 Aout 55 de Skikda, pour sa participation au jury en tant qu'examineur.*

Je n'oublie pas, de remercier tous les enseignants, du département d'électronique de l'université de Badji Mokhtar Annaba.

Sur un plan plus personnel, je tiens à remercier profondément, ma mère, mon père, mes frères nadir, Moufid, Sofiane, ma sœur Nawel, d'avoir été la pour mois sans eux, je ne serais pas là pour écrire quelques lignes de ce mémoire.

Nombreux sont ceux et celles qui mon apporté aide et encouragements au cours de la préparation de ce mémoire. Qu'ils en soient tous chaleureusement remerciés.

Résumé

Les entraînements électriques à vitesse variable utilisent de plus en plus les moteurs asynchrones, grâce à leurs robustesses, puissance massique et faible cout. La maintenance et le diagnostic de défauts de ces entraînements sont de nos jours un enjeu économique, donc il est important de détecter de manière précoce les défauts qui peuvent apparaître dans ces machines et dans leurs systèmes d'alimentation (onduleur) en développant des méthodes de surveillance du fonctionnement ou de maintenance préventif afin d'éviter les arrêts intensifs de l'installation.

Dans ce mémoire, on s'intéresse à la détection et la localisation de défauts dans la machine asynchrone et dans l'onduleur. Concernant ceux dans la machine, la majorité des travaux réalisés considèrent que la machine est alimentée par une source sinusoïdale, or, l'originalité de ce travail, consiste à reconsidérer la détection et la localisation des défauts de rupture de barres, anneaux et de défauts d'excentricités lorsque la machine est alimentée par un onduleur de tension.

Nous considérons l'analyse de défauts des semi conducteurs de l'onduleur par deux approches. En premier nous montrons, la détection et la localisation du transistor en défaut sont faite en analysant les courants statoriques de chaque phase, et la deuxième par l'analyse des composantes directe et en quadratique des courants de phases statoriques.

Finalement, nous mettons au point une interface graphique dédiée à l'étude des défauts étudiés d'une manière interactive.

Abstract

The electric drives with variable speed use the asynchronous motor more and more, because of their robustness, of their specific power, and their low costs. The maintenance and the diagnosis of defect of these drives are nowadays an economic stake. It is significant to detect in an early way the defects which can appear in these machines and their feeding system (inverter) by developing methods of monitoring of preventive operation or maintenance in order to avoid the stops intensive of the installation. In this work we intereste to the detection and the localization of defects in the asynchronous machine and the inverter. For the defects in the machine, the majority of work carries consider the machine supplied with a sinusoidal source but the originality of this work,we reconsiders the detection and the localization of the defects of rupture of bar, rings and of defect of eccentricity when the machine east fed by an inverter . Concerning, the inverter, we consider the analysis of defects of conducting sowing by two approach. First, we show the detection and the localization of the transistor at fault by analyzing the stator currents of each phase, in continuation reconsiders of it work with direct analysis of the components into quadratic of the currents of phases stator. Finally, we develop a graphic interface to dedicate for the study of the defects considers in a manner interactive.

ملخص

نظرا لما تتميز به المحركات الـلـا تزامنية من خصائص و المتمثلة في المتانة الاستطاعة الكتلية و كذلك تكلفتها , فإنها أصبحت شيأ فشيأ الاكثر استعمالا في ميدان الجر الكهربائي و بالتالي فإن صيانتها وتشخيصها اصبحا يلعبان دورا اقتصاديا فعالا . من المهم القيام بكشف مسبق لمختلف الاعطال التي يمكن ان تطرأ على هذه الاماكن , و هذا قصد تطوير طرق تسمح بمراقبة التشغيل او القيام بأعمال وقائية لتجنب الأعطال المتكررة و تحقيقا لهذه الغاية , في هذا العمل يركز على اكتشاف أماكن وجود خلل كبير في إدخال الآلات الـلـا تزامنية والعاكس فيما يخص عيوب في الآلة , فإن الجزء الأكبر من الإنجازات الكبيرة التي حققها عن طريق منع جيبى , وعلينا إعادة النظر في الكشف عن أماكن وجود عيوب وكسر العارضة , خواتم , وعدم وجود شذوذ في الآلة يتغذى به الجهد العاكس.

وفيما يتعلق , نعتبر تحليل العيوب بطريقتين. أولا , تبين للكشف وتحديد المواقع من الترانزستور في تقصير المحول عن طريق تحليل اشارة العضو الساكن و ثانيا مع مباشرة تحليل مكونات التيار التريبيعية.

وأخيرا , نحن في صدد وضع واجهة مخصصة لدراسة عيوب الآلة و العاكس بطريقة تفاعلية.

Notations et Symboles

V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}	Tensions statoriques
i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}	Courants statoriques
V_r	Tensions rotoriques
C_r	Couple de charge
C_e	Couple électromagnétique
Φ_s	Flux statorique
ω_r	Vitesse de rotation
L_{sr}	Inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques
N_r	Nombre de barres rotoriques
R_s	Résistance statorique
R_b	Résistance d'une barre
L_{cb}	Inductance d'une barre
R_e	Résistance d'une portion d'anneau
L_{ce}	Inductance d'une portion d'anneau
p	Nombre de paire de poles
J_t	Inertie totale
K_v	Coefficient de frottement visqueux
F_0	Fréquence d'alimentation
R_r	Rayon moyen de l'entrefer
N_s	Nombre de spires de l'enroulement d'une phase
l	Longueur de la machine
g_0	Epaisseur de l'entrefer
μ_0	Perméabilité de l'air
$a=2*\pi*p/Nr$	Pas entre deux encoches rotoriques
L_f	Inductance de fuite

Liste des figures

Chapitre I ETAT DE L'ART		page
Figure 1.1	Vue d'une machine asynchrone	3
Figure 1.2	Enroulements statoriques d'une phase d'une machine à 4 pôles	4
Figure 1.3	Rotor à cage d'écureuil	5
Figure 1.4	Structure d'un roulement à billes	9
Figure 1.5	Représentation d'un court circuit dans une bobine	10
Figure 1.6	Défauts d'excentricités : statique, dynamique	13
Chapitre II MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE		
Figure 2.1	Circuit équivalent du rotor à cage d'écureuil	19
Figure 2.2	Circuit équivalent de trois mailles d'un rotor à cage d'écureuil	19
Figure 2.3	Champ créé par une maille rotorique	24
Figure 2.4	Vitesse de rotation et son spectre	28
Figure 2.5	Couple électromagnétique et son spectre	27
Figure 2.6	Courant statorique , son zoom et spectre , Cas d'un moteur sain sous une charge de 5Nm ($g \approx 0.05$).	29
Figure 2.7	Courants rotoriques des quarte premières mailles pour une machine saine	30
Figure 2.8	Variation de l'entrefer, cas d'une machine saine.	30
Figure 2.9	Structure d'un onduleur de tension.	32
Figure 2.10	Tension simple à la sortie d'onduleur commande à pleine onde.	33
Figure 2.11	Tensions à la sortie de l'onduleur commandé en MLI .	34
Figure 2.12	Schéma de principe d'un onduleur à MLI	35
Figure 2.13	Etats logiques de commutation	36
Figure 2.14	Vitesse de rotation et son spectre	38
Figure 2.15	Couple électromagnétique et son spectre	38
Figure 2.16	Courants rotoriques des quarte premières mailles .	39
Figure 2.17	Courant statorique , son zoom ,spectre du courant statorique	39

Chapitre III ANALYSE ET DIAGNOSTIC DE DEFAUTS

Figure 3.1	Ruptures d'une et de deux barres non adjacentes	42
Figure 3.2	Caractéristiques de la vitesse et du couple	43
Figure 3.3	Courants rotoriques des quatre premières barres rotoriques	44
Figure 3.4	Analyse du courant statorique	44
Figure 3.5	Vitesse et couple lors d'une alimentation par onduleur	44
Figure 3.6	Courants statoriques et rotoriques et spectre fréquentiel	47
Figure 3.7	Entrefer de la machine avec rotor excentrique	48
Figure 3.8	Simulation de défaut d'excentricité statique $\delta_d=10\%$ avec alimentation sinusoidale.	51
Figure 3.9	Simulation de défaut d'excentricité statique $\delta_s=10\%$ avec alimentation par onduleur	52
Figure 3.10	Simulation d'un défaut d'excentricité dynamique $\delta_d=20\%$ avec alimentation sinusoidale	54
Figure 3.11	Simulation d'un défaut d'excentricité dynamique $\delta_d=20\%$ avec alimentation par onduleur	55
Figure 3.12	Simulation avec défaut d'excentricité mixte (10% statique et 20% dynamique) avec alimentation sinusoidale	57
Figure 3.13	Simulation avec défaut d'excentricité mixte (10% statique et 20% dynamique) alimenté par un onduleur	59
Figure 3.14	commutations des interrupteurs	60
Figure 3.15	Présentation d'un interrupteur	61
Figure 3.16	Fonctionnement d'un bras de l'onduleur pour un courant positif	62
Figure 3.17	Fonctionnement d'un bras de l'onduleur pour un courant negatif	63
Figure 3.18	Défauts d'un transistor du 1 ^{ère} bras	68
Figure 3.19	Défauts d'un transistor du 2 ^{ème} bras	69
Figure 3.20	Défauts d'un transistor du 3 ^{ème} bras	70
Figure 3.21	Présentation, dans le plans de Park des transistors en défauts	71
Figure 3.22	Différents cas de défauts de transistors	72

Chapitre IV INTERFACE GRAPHIQUE

Figure 4.1	Synoptique de fonctionnement	74
Figure 4.2	Organigramme de détection d'un défaut	75
Figure 4.3	Fenêtre de menu générale.	76

Figure 4.4	Fenêtre paramètres d'alimentations	77
Figure 4.5	Fenêtre paramètres électriques de la machine	78
Figure 4.6	Fenêtre paramètres géométriques de la machine	78
Figure 4.7	Fenêtre simulation de défauts	79
Figure 4.8	Fenêtre défauts de l'onduleur	80
Figure 4.9	Fenêtre affichage des résultats	80

Liste des Tableaux

Tableau 1	Données de la machine	26
Tableau 2	Relation entre les états des interrupteurs et la tension	36
Tableau 3	Fréquences théoriques des harmoniques de l'onduleur	37

Sommaire

	<i>page</i>
<i>Résumé</i>	
<i>Notations et symboles</i>	
<i>Liste des figures</i>	
<i>Liste des tableaux</i>	
<i>Introduction générale</i>	<i>1</i>
 <i>Chapitre I</i> <i>Etat de l'art</i>	
<i>1.1 Introduction</i>	<i>3</i>
<i>1.2 Constitution de la machine</i>	<i>3</i>
<i>1.2.1 Le stator</i>	<i>4</i>
<i>1.2.2 Le rotor</i>	<i>4</i>
<i>1.2.3 Les organes mécaniques</i>	<i>5</i>
<i>1.3 Différents types de défauts</i>	<i>5</i>
<i>1.3.1 Défauts électriques</i>	<i>5</i>
<i>1.3.2 Défauts de fabrication</i>	<i>6</i>
<i>1.3.3 Défauts mécaniques</i>	<i>6</i>
<i>1.3.4 Défauts électromagnétiques</i>	<i>6</i>
<i>1.3.5 Causes des défauts</i>	<i>6</i>
<i>1.4 Techniques de diagnostic des machines électriques</i>	<i>6</i>
<i>1.4.1 Techniques électriques</i>	<i>7</i>
<i>1.4.1.1 Diagnostic par mesure du courant statorique</i>	<i>7</i>
<i>1.4.1.2 Diagnostic par les courants de Park</i>	<i>7</i>
<i>1.4.2 Techniques magnétiques</i>	<i>8</i>
<i>1.4.2.1 Diagnostic par mesure du flux magnétique</i>	<i>8</i>
<i>1.4.3 Techniques mécaniques</i>	<i>8</i>
<i>1.4.3.1 Diagnostic par mesure des vibrations</i>	<i>8</i>
<i>1.5 Principaux défauts d'une machine asynchrone triphasée</i>	<i>9</i>

1.5.1	Défauts de roulements	9
1.5.2	Défauts statoriques	10
1.5.3	Défauts de barres rotoriques	11
1.5.4	Défaut d'excentricité	12
1.6	Conclusion	13

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone

2.1	Introduction	14
2.2	Méthodes de modélisation	14
2.2.1	Méthode à éléments finis	15
2.2.2	Méthode des réseaux de perméances	15
2.2.3	Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés	15
2.3	Modèle de la machine en absence de défaillance	16
2.3.1	Equations du système	16
2.3.1.1	Equations des tensions statoriques	16
2.3.1.2	Equations des tensions rotoriques	18
2.3.1.3	Equation mécanique	21
2.4	Calcul des inductances	23
2.5	Résultats de simulations	26
2.5.1	Cas sain (alimentation sinusoïdale)	26
2.6	Modes d'alimentation des moteurs asynchrones	31
2.6.1	Onduleur	32
2.6.1.1	Onduleur commandé à pleine onde	32
2.6.1.2	Onduleur commandé en MLI	33
2.6.1.3	Modélisation de l'onduleur MLI	35
2.6.1.4	Résultats de simulations	37
2.7	Conclusion	40

Chapitre III

Analyse et diagnostique de défauts

3.1	Introduction	41
3.2	Modélisation des cassures de barres	41
	3.2.1 Cassures de barres	42
	3.2.1.1 Alimentation sinusoïdale	42
	3.2.1.2 Alimentation avec onduleur commandé en MLI	45
3.3	Modélisation des défauts d'excentricité	48
	3.3.1 Calcul de la permiance	49
	3.3.2 Simulation avec excentricité statique	50
	3.3.2.1 Cas d'une alimentation sinusoïdale	50
	3.3.2.2 Cas d'une alimentation par onduleur MLI	50
	3.3.3 Simulation avec excentricité dynamique	53
	3.3.3.1 Cas d'une alimentation sinusoïdale	53
	3.3.3.2 Cas d'une alimentation par onduleur MLI	53
	3.3.4 Simulation avec excentricité mixte	56
	3.3.4.1 Cas d'une alimentation sinusoïdale	56
	3.3.4.2 Cas d'une alimentation par onduleur MLI	58
3.4	Défaut de l'onduleur	60
3.5	Théories des fonctions de commutation	63
	3.5.1 fonction de commutation de l'onduleur sans défauts	63
	3.5.2 fonction de commutation de l'onduleur en cas de défauts	64
	3.5.2.1 La fonction de commutation du dispositif à semi-conducteurs en cas de défaut de T_{r1}	64
	3.5.2.2 La fonction de commutation du dispositif à semi-conducteurs en cas de défaut de T_{r2}	64
	3.5.2.3 La fonction de commutation du dispositif à semi-conducteurs en cas de défaut de T_{r3}	65
	3.5.2.4 La fonction de commutation du dispositif à semi-conducteurs en cas de défaut de T_{r4}	65
	3.5.2.5 La fonction de commutation du dispositif à semi-conducteurs en cas de défaut de T_{r5}	65
	3.5.2.6 la fonction de commutation du dispositif à semi-conducteurs en cas de défaut de T_{r6}	65

3.6	<i>Simulation des défauts de transistors</i>	66
3.7	<i>Détection des défauts de transistors selon les composantes de Park</i>	66
3.8	<i>Conclusion</i>	72

Chapitre IV

Interface graphique

4.1	<i>Introduction</i>	73
4.2	<i>Environnement de GUI</i>	73
4.3	<i>Présentation de l'interface graphique</i>	73
4.4	<i>Organigramme de l'interface développé</i>	74
4.5	<i>Interface graphique développé</i>	76
4.6	<i>Conclusion</i>	81

	<i>Conclusion générale</i>	82
--	-----------------------------------	----

	<i>Références bibliographiques</i>	83
--	------------------------------------	----

Introduction générale

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La machine asynchrone est célèbre grâce à sa qualité de robustesse et à son faible coût de construction. Dans les milieux industriels, il est nécessaire de mettre en place des programmes de maintenances préventives et correctives pour assurer leur continuité de fonctionnement. La fiabilité et la sûreté de son fonctionnement permettant d'assurer la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations.

Malheureusement, ces machines sont soumises à plusieurs contraintes de natures différentes (électriques, mécaniques, thermiques, magnétiques et environnementales). Le cumul de ces contraintes cause des défauts dans les différentes parties du moteur, ce qui engendre par conséquence des arrêts non programmés conduisant à des pertes de production et à des réparations coûteuses. La maintenance classique des machines électriques ne peut pas éviter l'apparition de ces défauts et leurs conséquences sur ces dernières. En effet, car d'une part l'appareillage de protection n'intervient qu'au dernier stade du défaut, c'est à dire dans le cas critique de son évolution. Et d'autre part, dans la plupart des cas, il ne peut pas détecter ces défauts, avec l'utilisation des techniques rudimentaires tels que, le cas des vérifications des différentes parties de la machine lorsqu'elle est à l'arrêt.

Dans ce mémoire, nous utilisons une technique basée sur l'analyse spectrale du courant statorique afin de détecter un défaut de coupure partielle ou totale des barres, de l'anneau d'extrémité du rotor ou un défaut d'excentricité de l'axe de rotor et aussi les défauts des semi conducteurs de l'onduleur. De nombreux travaux ont été consacrés à cette procédure de détection qui utilisent différentes techniques de diagnostic préventif. La plupart de ces techniques utilisent les grandeurs mécaniques (couple, vitesse, vibration, bruit,...etc.), ce qui nécessite par conséquent l'emploi des capteurs au niveau de la machine, et parfois, exige la conception d'une machine spéciale et coûteuse.

Le présent mémoire est rédigé en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art de notre étude. Nous présentons dans sa première partie, les éléments de construction de la machine et on définit les différents défauts pouvant survenir sur chacun de ses éléments (causes et effets). Cette partie fait état des différentes origines des défaillances qui peuvent se produire dans la machine asynchrone. En suite, elle présente les différents défauts que peut subir un convertisseur de puissance.

Dans la deuxième partie, nous énumérons quelques outils nécessaires à l'analyse de signaux temporels dans les domaines fréquentiels et de prédiction pour la détection des défauts. Finalement nous terminons le premier chapitre par une analyse des différentes techniques de diagnostic utilisées.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation d'un modèle basé sur le couplage magnétique des circuits électriques pour analyser le comportement de la machine en présence de défauts.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons les résultats de la simulation pour différentes conditions de fonctionnement et les différents défauts ainsi que leurs conséquences sur les grandeurs électromécaniques de la machine.

Dans le quatrième chapitre, nous développerons un logiciel interactif exploitable graphiquement, permettant la simulation des différents défauts considérés dans ce mémoire. Après de brefs notions de base sur la simulation graphique et les objectifs de son utilisation, nous présentons à la fin du chapitre le mode d'emploi du logiciel.

Finalement, on clôture ce mémoire par une conclusion générale faisant ressortir l'intérêt de ce travail ainsi que les perspectives et les recommandations relatives au développement futur du travail effectué.

Chapitre I

Etat de l'art

CHAPITRE I

ÉTAT DE L'ART

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous rappelons les éléments de constitution de la machine asynchrone, et les défauts pouvant survenir, ensuite les divers techniques de traitement pouvant être utilisés pour la détection d'un défaut électrique ou mécanique. A la fin, nous discutons les méthodes de diagnostic actuellement appliquées à la machine asynchrone.

1.2 Constitution de la machine

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments montrés sur la figure 1.1 :

- *Le stator* est une partie fixe constituée de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- *Le rotor* est la partie tournante constituée de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement.
- *Les organes mécaniques* permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

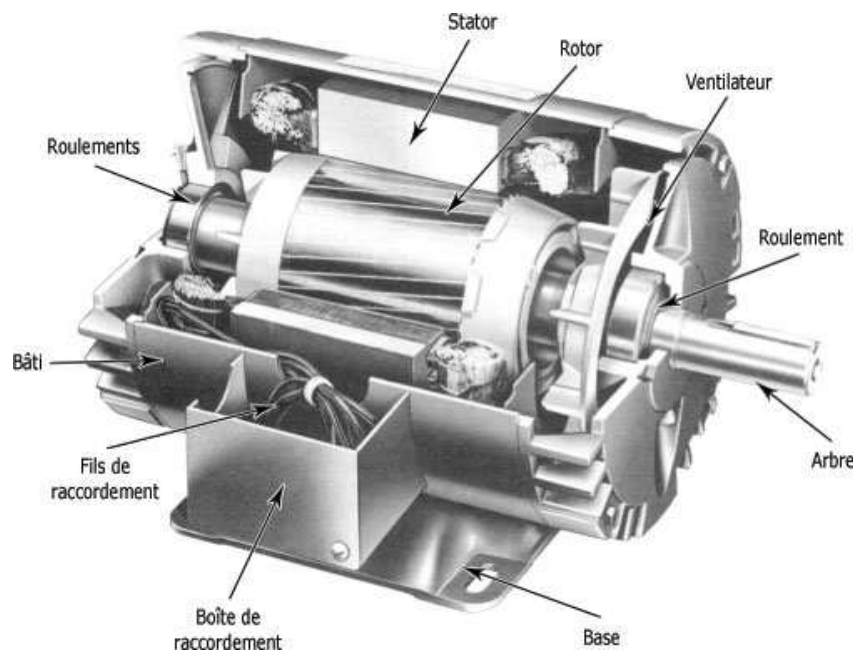


Fig 1.1 Vue d'une machine asynchrone

1.2.1 Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Le circuit magnétique est schématisé en figure 1.2. Il est constitué d'un empilage de tôles minces découpées par des encoches parallèles à l'axe de la machine dont l'épaisseur varie entre 0÷50mm pour minimiser les pertes dans le circuit magnétique [1]. Un bobinage statorique peut être décomposé en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique qui est à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant une circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre, afin d'obtenir une répartition sinusoïdale des forces magnétomotrices et du flux et limiter les ondulations du couple électromagnétique .

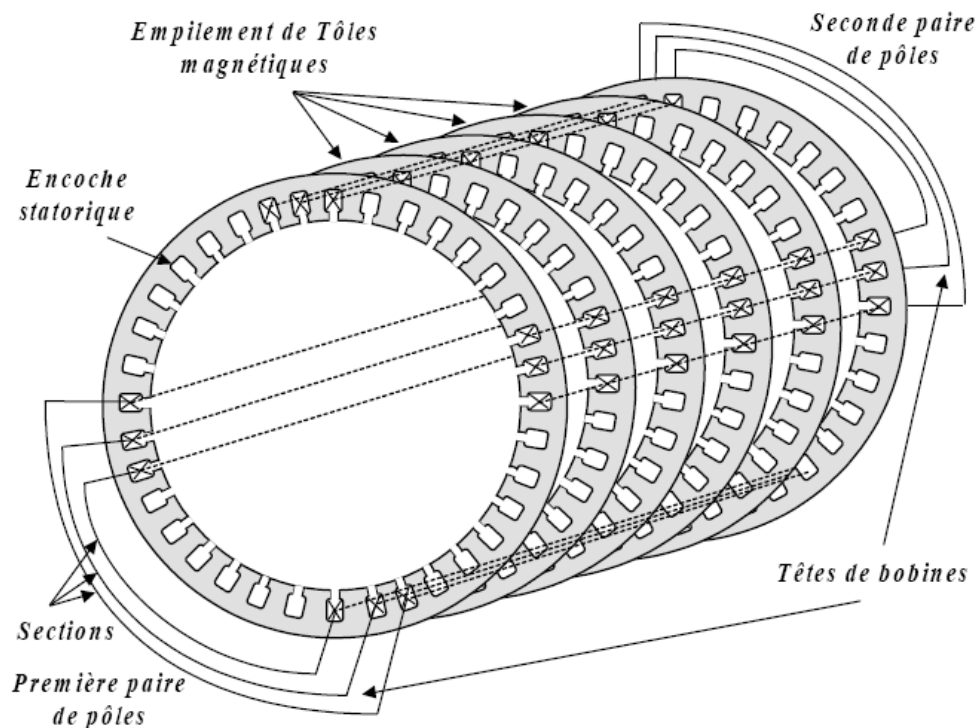


Fig. 1.2 Enroulements statoriques d'une phase d'une machine à 4 pôles

1.2.2 Le rotor

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

Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique (insertion

des enroulements dans les encoches rotoriques). 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 (figure 1.3), les enroulements sont constitués de barres en cuivre pour les gros moteurs ou en aluminium pour les petits moteurs. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit", eux aussi fabriqués en cuivre ou en aluminium.



Fig 1.3 Rotor à cage d'écureuil

1.2.3 Les organes mécaniques

La carcasse joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission comprenant 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. Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent sa libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance.

1.3 Différents types de défauts

Les principaux défauts de la machine asynchrone peuvent être d'ordre électrique et/ou mécanique.

1.3.1 Défauts électriques

De tels défauts sont dus à un court circuit, à un circuit ouvert au niveau du bobinage statorique ou à une connexion anormale des enroulements statoriques [2].

1.3.2 Défauts de fabrication

Un mauvais isolement des conducteurs des enroulements statoriques, et une mauvaise brasure lors de l'encastrement des barres et des anneaux du rotor peuvent causer un sérieux dysfonctionnement de la machine

1.3.3 Défauts mécaniques

- Ecaillage des pistes des roulements de l'arbre mécanique ;
- Ovalisation de l'alésage statorique ou rotorique résultant d'un défaut d'usinage ;
- Non alignement des axes du stator et du rotor ;
- Saillance de l'alésage.

1.3.4 Défauts électromagnétiques

Ces défauts peuvent être dus à l'excentricité de l'entrefer ou à la déformation de l'arbre .Un défaut d'excentricité provoque un balourd magnétique ce qui fait que l'induction au niveau de l'entrefer n'est plus uniforme dans la direction radiale ou axiale donnent ainsi naissance à des forces attractives non régulières entre le stator et le rotor, provoquant des secousses de la cage [3].La déformation de l'arbre peut provoquer un frottement entre le rotor et le stator provoquant ainsi un endommagement grave du circuit magnétique et des enroulements de la machine.

1.3.5 Causes des défauts

Les causes des défauts sont multiples, elles peuvent être classées en trois groupes :

- ✓ Les initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, usure des éléments mécaniques (roulement à billes), rupture de fixation, problème d'isolation électrique, déséquilibre des tensions et courants de ligne.
- ✓ Les contributions aux défauts : surcharge fréquente, température ambiante élevée , ventilation défaillante, humidité, fortes vibrations, vieillissement.
- ✓ Les défauts et erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protection inadaptées, absence de maintenance.

1.4 Techniques de diagnostic des machines électriques

Parmi les méthodes utilisées, il y a celles qui nécessitent de prélever un ou plusieurs signaux pour les traiter, analyser et conclure avec certitude s'il y a une défaillance ou non. Les

paramètres caractéristiques de la machine asynchrone peuvent servir de très bons indicateurs de défauts. Les techniques de diagnostic et de détection des défauts utilisent en générale les signaux suivants :

- Le courant statorique ;
- Le flux rayonnant de la machine ;
- Les vibrations ;
- La vitesse de rotation.

Les procédures de surveillance de fonctionnement sont généralement orientées vers des défaillances spécifiques intervenant sur l'une des trois parties de la machine : le stator, le rotor ou les paliers. Pour extraire de manière précise les informations relatives aux défauts, les recherches se sont intéressées particulièrement aux spectres des courants statoriques car ces courants sont faciles à mesurer et fournissent des informations sur de nombreux défauts.

1.4.1 Techniques électriques

1.4.1.1 Diagnostic par mesure du courant statorique

L'analyse du courant statorique du moteur et l'une des techniques qui permet de détecter la présence des anomalies mécaniques et électriques, non seulement dans le moteur, mais également dans la charge. Des améliorations considérables sont apportées à cette technique qui est dénommée dans la littérature l'Analyse des Signatures du Courant du Moteur (ASCM). Des composantes fréquentielles ont été déterminées pour chaque type de défaut. Il est important de noter, que l'amplitude de la composante fréquentielle augmente avec la sévérité du défaut [4] [5].

1.4.1.2 Diagnostic utilisant les courants de Park

Il existe une autre méthode d'analyse du courant c'est l'analyse par l'approche des vecteurs de Park. Elle est utilisée pour les moteurs alimentés par un système triphasé. Les trois grandeurs de la machine sont transformées en grandeurs biphasées selon les axes " d " et " q ", et qui sont utilisées pour tracer la courbe de Lissajou " $I_q=f(I_d)$ ". Le changement de la forme et de l'épaisseur de cette courbe donne une information sur le défaut. L'analyse spectrale du module des deux vecteurs de Park est aussi un moyen pour surveiller l'état de la machine [6] [7].

1.4.2 Techniques magnétiques

1.4.2.1 Diagnostic par mesure du flux magnétique

Théoriquement les courants rotoriques et statoriques sont équilibrés, ce qui annule la composante axiale de fuites. En réalité, ces flux de fuites sont présents dans toutes les machines électriques à cause des défauts de fabrication et des fluctuations du réseau électrique.

Le flux de fuite axial peut être détecté, non seulement par une bobine enroulée autour de l'arbre de la machine, mais aussi par n'importe quel arrangement symétrique simple des bobines placées à l'extrémité de la machine ou par d'autres dispositifs sensibles telles que les sondes à effet hall.

L'analyse spectrale de la tension induite dans les bobines peut être utilisée pour identifier les différents défauts tels que :

- Ruptures d'une ou de plusieurs barres rotoriques ;
- Court-circuits entre une ou plusieurs bobines de l'enroulement statorique ;
- Excentricité statique et/ou dynamique.... etc.

1.4.3 Techniques mécaniques

1.4.3.1 Diagnostic par mesure des vibrations

Toutes les machines électriques produisent du bruit et des vibrations. Même une amplitude très petite des vibrations de l'armature de la machine peut produire un bruit élevé. Le bruit et les vibrations sont provoqués principalement par des forces qui sont d'origine magnétique, mécanique ou aérodynamique [8], proportionnelles au carré de l'induction magnétique [9] :

$$\sigma = \frac{B^2}{2\mu_0} \quad (1.1)$$

Où B et μ_0 sont respectivement l'induction magnétique et la perméabilité magnétique de l'air.

Les accéléromètres piézoélectriques sont les capteurs, les plus largement utilisés pour la mesure des vibrations, ceci en raison de leur gamme de fréquence élevée, de leur fiabilité et leur robustesse. En terme de diagnostic, les signaux de vibrations détectés contiennent des informations importantes sur l'état de la machine. L'analyse spectrale de ces signaux nous renseigne sur les différents défauts qui sont à l'origine des vibrations.

1.5 Principaux défauts d'une machine asynchrone triphasée

Dans la machine asynchrone, on distingue les défauts affectant le stator et ceux affectant le rotor.

1.5.1 Défauts de roulements

Les roulements se composent généralement de deux bagues, intérieure et extérieure, entre lesquelles existe un ensemble de billes ou de rouleaux tournants, tel qu'il est illustré sur figure 1.4.

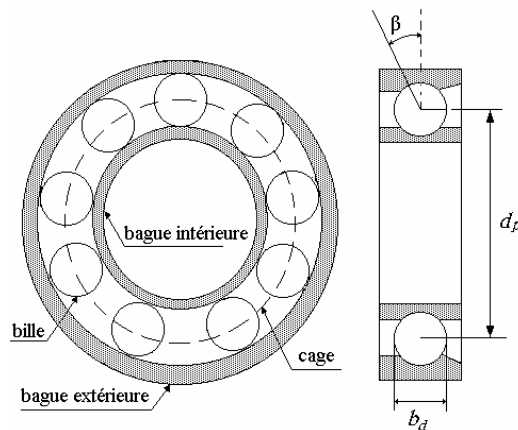


Fig 1.4 Structure d'un roulement à billes

En fonctionnement normal, la défaillance due à la fatigue commence par de petites fissures situées au-dessous des surfaces du chemin de roulement et de l'élément roulant, ces fissures se propagent graduellement sur la surface. Tout changement de l'uniformité du roulement produit des vibrations détectables et augmente le niveau du bruit.

Les défauts de roulement peuvent se manifester comme des défauts de l'asymétrie du rotor. Ils sont généralement classés dans la catégorie des défauts liés à l'excentricité, or les défauts liés aux roulements à billes peuvent se manifester aux fréquences de vibrations, tels que :

Pour le défaut de la bague extérieure :

$$f_{dbex} = (N/2) f_r [1 - b_d \cos(\beta) / d_p] \quad (1.2)$$

Pour le défaut de la bague intérieure :

$$f_{dbin} = (N/2) f_r [1 + b_d \cos(\beta) / d_p] \quad (1.3)$$

Pour le défaut de billes :

$$f_{db} = d_p f_r / d_b \left\{ 1 - [b_d \cos(\beta) / d_p]^2 \right\} \quad (1.4)$$

Pour le défaut de la cage :

$$f_{dc} = (f_r / 2) [1 - b_d \cos(\beta) / d_p] \quad (1.5)$$

Où

f_r : fréquence de rotation ;

N : nombre de billes ;

b_d : diamètre d'une bille ;

d_p : distance entre les centres de deux billes diamétralement opposées ;

β : angle de contact de la bille avec les bagues du roulement .

1.5.2 Défauts statoriques

Ces défauts sont généralement liés à la dégradation de l'isolation électrique. Ils sont généralement connus comme des défauts de court-circuit d'une phase à la terre ou de court-circuit entre phases [10].



Fig 1.5 Présentation d'un court circuit dans une bobine

Il existe plusieurs techniques pour détecter un défaut de court circuit. On cite l'analyse du flux axial de la machine [11], l'emploi d'une bobine concentrique placée autour de l'arbre de la machine [12]. Les fréquences des composantes caractéristiques de ce type de défauts peuvent être détectées dans le spectre du flux axial à des fréquences données par l'expression suivante :

$$f_{st} = f \cdot \left(k \pm \frac{n \cdot (1 - g)}{p} \right) \quad (1.6)$$

Avec $k=1, 3$ et $n=1, 2, 3, \dots, (2p-1)$;

g : glissement ;

p : nombre de paire de pôles ;

f : fréquence de l'alimentation ;

1.5.3 Défauts de barres rotoriques

Une barre cassée signifie que le courant circulant dans celle-ci est nul et le courant qui circulait à travers cette barre se répartit sur les autres barres adjacentes. Ces dernières seront surchargées, ce qui provoquera leurs ruptures, et parfois un arrêt total de la machine. Les phénomènes qui peuvent accompagner la rupture de barres dans une cage rotorique sont :

- a) Contraintes thermiques dues aux surcharges thermiques, points chauds, pertes excessives, et/ ou étincelles ;
- b) Contraintes magnétiques dues aux forces électromagnétiques, traction magnétique déséquilibrée, bruit et/ou vibrations électromagnétiques.
- c) Contraintes résiduelles dues aux problèmes de construction.
- d) Contraintes dynamiques engendrées par les couples de l'arbre et/ou les forces centrifuges ;
- e) Contraintes de l'environnement causées par l'humidité et la poussière.
- f) Contraintes mécaniques dues aux pertes dans les tôles, la fatigue des parties du rotor et le défaut de roulements.

Lorsqu'une barre est cassée, des harmoniques du flux sont produits et induisent des harmoniques de courant dans l'enroulement statorique aux fréquences [13]:

$$f_b = (1 \pm 2kg) f \quad (1.7)$$

Avec $k=1, 2, 3, \dots$, g : est le glissement et f est la fréquence d'alimentation.

D'autres composantes spectrales peuvent apparaître dans le spectre du courant à des fréquences données par l'expression ci-dessous [14] [15][16] :

$$f_b = \left[\frac{k}{p/2} (1 - g) \pm g \right] f_1. \quad (1.8)$$

Avec $\frac{k}{p/2} = 1, 3, 5, 7, 9, 11, \dots$

Les défauts de cassures de barres génèrent également dans les signaux du couple et de la vitesse des composantes de fréquences $2gf$ et $4gf$.

1.5.4 Défaut d'excentricité

L'excentricité de la machine est le résultat du changement de l'épaisseur de l'entrefer. Ce défaut peut survenir suite à une flexion de l'arbre, ou un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator. Il existe deux types d'excentricités qui peuvent apparaître dans une machine électrique :

L'excentricité statique : la position de l'épaisseur minimale de l'entrefer est fixe dans l'espace. L'excentricité statique peut être causée par l'ovalité de la partie intérieure du stator ou par le mauvais positionnement du rotor ou du stator durant la phase de construction (figure 1.6.a). Si l'assemblage du rotor à son arbre est suffisamment rigide, le niveau d'excentricité statique ne change pas.

L'excentricité dynamique : le centre du rotor n'est pas au centre de rotation et la position d'épaisseur minimale d'entrefer tourne avec le rotor (figure 1.6.b). Ceci est dû à plusieurs causes telles que la flexion de l'arbre du rotor, l'usure ou défaut d'alignement du roulement, la résonance mécanique à la vitesse critique, ...etc. Nous pouvons dire que l'excentricité dynamique dépend du temps et de l'espace tandis que l'excentricité statique dépend seulement de l'espace.

La présence de l'excentricité se manifeste par l'apparition d'harmoniques dans le spectre du courant à des fréquences (f_{ecc}) données par l'expression ci dessous [17] [18] [19] [20] :

$$f_{ecc} = f_1 [(k_{nb} \pm n_d)(1 - g) / p \pm v] \quad (1.9)$$

Avec $k= 1,2,3...$, f_1 : la fréquence d'alimentation, n_b : le nombre des barres rotoriques et n_d : le nombre d'ordre d'excentricité : $n_d=0$ pour l'excentricité statique et $n_d=1, 2, 3,...$ pour l'excentricité dynamique, g : le glissement, p : le nombre de paires de pôles et v : l'ordre des harmoniques de temps de la f.m.m , ($v=\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7, \dots$ etc.).

En présence de l'excentricité statique et dynamique c'est à dire une excentricité mixte, il y aura une apparition des harmoniques de basses fréquences (f_m) de part et d'autre du fondamental données par la relation ci dessous:

$$f_m = |f_1 \pm kf_r| \quad (1.10)$$

avec $k= 1,2,3...$ et $f_r=f_1(1-g)/p$.



Fig 1.6. Défauts d'excentricité

(a) : statique,

(b) : dynamique

Les signaux de vibrations, peuvent être aussi utilisés pour détecter les défauts liés à l'excentricité. Dans le cas d'excentricité mixte, les composantes de basses fréquences de vibrations du stator sont données par :

$$f = 2f_1 \pm f_r \quad (1.11)$$

D'autres approches, telle que celle utilisant les vecteurs de Park du courant statorique peut être utilisées pour détecter l'excentricité dans le moteur asynchrone à cage d'écureuil.

1.6 Conclusion

Puisque il est important de détecter d'une manière précoce les défauts d'une machine, plusieurs techniques ont été mises au point. L'intérêt des travaux et de trouver des signatures permettant de détecter et de diagnostiquer un défaut et aussi d'évaluer son ampleur avant l'arrêt intempestif de la machine. Ainsi, on peut intervenir à temps pour éviter des arrêts généralement coûteux. La totalité des recherches donne un intérêt particulier à la modélisation de la machine pour que le model soit fiable. Parmi ces models, nous avons retenu la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés que nous développerons dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Modélisation de la Machine asynchrone

CHAPITRE II

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

2.1 Introduction

La modélisation de la machine électrique est une phase primordiale pour le diagnostic de défauts. Elle est d'un apport précieux dans le domaine de l'étude de défauts, car elle permet de restituer une image du fonctionnement de la machine de ce que l'on peut observer expérimentalement et de prévoir son comportement pour des conditions de fonctionnement différentes. Dans ce chapitre, nous développerons un modèle basé sur le couplage magnétique des circuits électriques que nous validerons par simulations numériques sous **Matlab** dans différents régimes de fonctionnement.

2.2 Méthodes de modélisation

A l'issue de la recherche bibliographique sur la modélisation de la MAS en vue du diagnostic, on a constaté que les modèles qui décrivent le fonctionnement de la machine asynchrone à cage d'écurie peuvent être décomposés en deux catégories bien distinctes :

La première concerne les *modèles physiques* : ils sont exprimés par les phénomènes électromagnétiques qui décrivent le fonctionnement de la machine. Ces modèles sont divers et peuvent varier en complexité et/ou en précision selon la méthode de modélisation utilisée [14] [16] [8] [21], on distingue:

- ✓ méthode des éléments finis ;
- ✓ méthode des réseaux de perméance ;
- ✓ méthode des circuits électriques magnétiquement couplés.

La deuxième, englobe les *modèles comportementaux* : ils reprennent les modèles physiques et y incluent des paramètres supplémentaires qui permettent la détection et parfois la localisation du défaut.

2.2.1 Méthode à éléments finis

La méthode à éléments finis est une approche qui nécessite un temps de calcul important. Le circuit magnétique de la machine est découpé en plusieurs éléments de faibles dimensions pour permettre de considérer que le matériau magnétique est linéaire sur les surfaces correspondantes.

L'utilisation des équations de Maxwell, à partir des formes locales, permet de résoudre le problème. La résolution analytique correspondante est complexe et ne permet de traiter le phénomène de saturation que de façon approchée [22]. De nombreux logiciels ont été développés à cet effet, tel que le Flux 2D, le Flux 3D ou encore Maxwell. Le but de ces logiciels est de déterminer la cartographie du champ magnétique présent dans les machines électriques afin d'optimiser leurs dimensionnements.

2.2.2 Méthode des réseaux de perméances

La méthode des réseaux de perméances est basée sur la décomposition du circuit magnétique de la machine asynchrone, en tubes de flux élémentaires. Chaque tube ainsi obtenu est caractérisé par sa perméance selon qu'il soit dans le fer ou dans l'air. A partir de cette décomposition, on construit un réseau dit de perméance. Ces réseaux peuvent être assimilés à un circuit électrique habituel, seulement ceux sont les flux et les différences de potentiels magnétiques qui sont considérés au lieu des courants et des différences de potentiels électriques. Cette approche permet de prendre en compte les caractéristiques du fer utilisé pour la construction de la machine asynchrone. En effet, le calcul des différentes perméances ne peut se faire qu'en fixant une valeur précise pour la perméabilité relative du fer. Le mouvement de rotation de la machine est pris en compte par l'intermédiaire de perméances dans l'entrefer variables selon la position du rotor de la machine.

2.2.3 Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés

Les inductances propres et mutuelles entre le stator et le rotor de la machine occupent une place importante dans cette méthode de modélisation car elles contiennent des signatures de différents phénomènes pouvant apparaître au sein d'une machine asynchrone. Une modélisation précise de ces inductances mènera à un apport d'informations supplémentaires sur les signaux tels que le courant statorique ou encore la vitesse rotorique. Cette approche offre un bon compromis en terme de précision du modèle et de temps de calcul. De plus, ce type de modélisation permet de prendre en compte un certain nombre de défauts d'origine

Électromagnétique tels que les défauts de court-circuits entre spires statoriques, les défauts de ruptures de barres rotoriques et/ou de portions d'anneaux de courts-circuits. Nous pouvons aussi ajouter à ce type de modèle, les défauts d'excentricités statique et dynamique.

2.3 Modèle de la machine en absence de défaillance

Dans notre étude, nous utiliserons la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés [21] pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone. Les facilités apportées par cette approche pour étudier les défauts magnétiques, nous ont semblé être les plus adéquates pour analyser l'influence d'une rupture de barre ou d'un défaut d'excentricité sur le fonctionnement de la machine asynchrone.

Considérons qu'initialement la machine est constituée d'un stator à bobinage et d'un rotor à cage d'écureuil. Le model proposé est basé sur une approximation de circuits couplés magnétiquement.

2.3.1 Equations du système

Notre modélisation a porté sur un moteur asynchrone triphasé ayant (n_b) barres rotoriques en considérant les hypothèses simplificatrices suivantes : la perméabilité du fer est infinie, les enroulements statoriques sont identiques par rapport à l'axe de symétrie. Les n_b barres rotoriques sont uniformément distribuées. Les courants de Foucault, les frottements, et les pertes d'enroulements sont négligés. La cage rotorique peut être représentée comme n mailles identiques et équidistantes sur la circonférence du rotor. Par exemple, la première maille peut comprendre la $1^{\text{ère}}$ barre et la $(k+1)^{\text{ième}}$ barre et les segments des deux anneaux de court-circuits qui les connectent. Où k est un nombre entier choisi arbitrairement entre ($1 \leq k \leq n_b$). La deuxième boucle comprend la $2^{\text{ème}}$ barre, la $(k+2)^{\text{ième}}$ barre et les segments des deux anneaux de court-circuits, qui les connectent aux deux extrémités et ainsi de suite.

2.3.1.1 Equations des tensions statoriques

On peut écrire les équations des tensions statoriques sous la forme :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (2.1)$$

où

$[V_s]$: vecteur des tensions des phases statoriques ;

$[I_s]$: vecteur des courants des phases statoriques ;

$[\phi_s]$: vecteur des flux qui traverse les phases statoriques ;

$[R_s]$: matrice diagonale des résistances statoriques de dimension 3x3.

où :

$$[\phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [L_{sr}] [I_r] \quad (2.2)$$

$$[V_s] = [v_{sa} \quad v_{sb} \quad v_{sc}]^T \quad (2.3)$$

$$[I_s] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T \quad (2.4)$$

$$[I_r] = [i_{r1} \quad i_{r2} \quad i_{r3} \quad \dots \quad i_{mb} \quad i_{re}]^T \quad (2.5)$$

avec

i_{rj} : courant dans la $j^{\text{ème}}$ barre ;

i_{re} : courant dans l'anneau de court-circuit.

La matrice résistance statorique est :

$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Où r_s est la résistance de chaque phase du stator.

$[L_{ss}]$ est la matrice des inductances statoriques de dimension 3*3 éléments. Elle est exprimée sous la forme suivante :

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{s1p} & L_{s1s2} & L_{s1s3} \\ L_{s2s1} & L_{s2p} & L_{s2s3} \\ L_{s3s1} & L_{s3s2} & L_{s3p} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$L_{sip} = L_s + L_{sf}$$

Où

L_{sip} : l'inductance propre de la $i^{\text{ème}}$ phase ;

L_{sisj} : l'inductance mutuelle entre la $i^{\text{ème}}$ et la $j^{\text{ème}}$ phase si ($i \neq j$) ;

$[L_{sr}]$ est une matrice de $3*(n_b + 1)$ éléments qui constituent les inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques. Elle est donnée par la relation:

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{s1r1} & L_{s1r2} & \dots & L_{s1r(nb-1)} & L_{s1rnb} & 0 \\ L_{s2r1} & L_{s2r2} & \dots & L_{s2r(nb-1)} & L_{s2rnb} & 0 \\ L_{s3r1} & L_{s3r2} & \dots & L_{s3r(nb-1)} & L_{s3rnb} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Les inductances mutuelles entre les phases statoriques et les segments des anneaux de court-circuits sont négligées, ceci est représenté par un zéro dans les dernières colonnes de la matrice.

Où, L_{s1ri} présente l'inductance mutuelle entre la phase "1" et la $i^{\text{ème}}$ maille rotorique. De même pour les phases "2" et "3".

On peut écrire la dérivée du flux statorique de l'équation (2.2) sous la forme suivante :

$$\frac{d[\phi_s]}{dt} = [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \frac{d[L_{sr}]}{dt} [I_r] + [L_{sr}] \frac{d[I_r]}{dt} \quad (2.9)$$

De plus, le deuxième terme de l'équation (2.9), peut aussi s'écrire :

$$\frac{d[L_{sr}]}{dt} = \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.10)$$

Où,

θ_r : position du rotor.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: vitesse du rotor:

En substituant (2.10) dans (2.9) , on obtient l'expression suivantes :

$$\frac{d[\phi_s]}{dt} = [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \omega_r \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} [I_r] + [L_{sr}] \frac{d[I_r]}{dt} \quad (2.11)$$

2.3.1.2 Equations des tensions rotoriques

Le rotor à cage peut être remplacé par un ensemble de mailles couplées magnétiquement où chaque barre du rotor est représentée par une résistance R_b en série avec une inductance de fuite L_b . De même, chaque portion d'anneau de court circuit est modélisée par une résistance R_e en série avec une inductance de fuite L_e . Ainsi, une maille rotorique est formée par deux barres consécutives, reliées à leurs extrémités par deux portions d'anneaux de court circuit. La figure 2.1, montre le schéma équivalent du rotor à cage où sont représentés les courants qui circule dans les mailles et les anneaux de court-circuits.

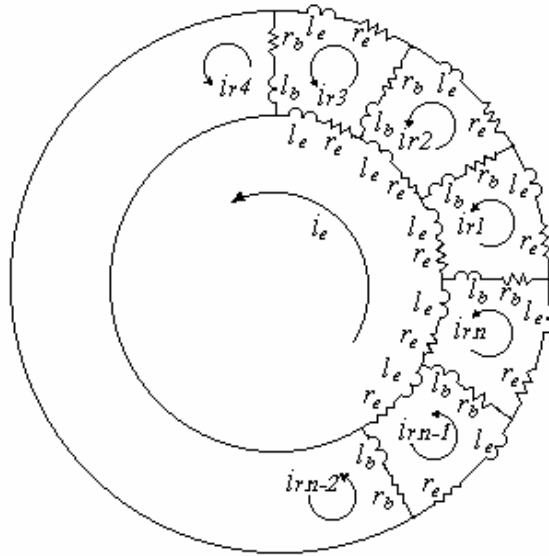


Fig 2.1 Circuit équivalent d'un rotor à cage d'écreuil.

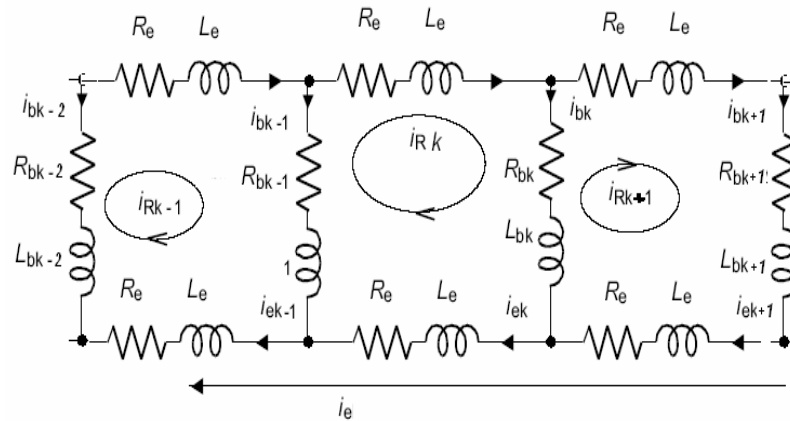


Fig 2.2 Circuit équivalent de trois mailles d'un rotor à cage d'écreuil.

En appliquant la loi de kirchoff à une maille k , on obtient l'équation :

$$2.(R_b + R_e).i_k - R_b.i_{k+1} - R_b.i_{k-1} - R_e.i_e + \frac{d}{dt}[(L_{rKrK}) + 2(L_b + L_e).i_k + (L_{rkrk+1} - l_b).i_{k+1} + (L_{rkrk-1} - l_b).i_{k-1} + \dots - L_e.i_e + L_{rks1}.i_{s1} + \dots + L_{rksm}] = 0 \tag{2.12}$$

On peut généraliser cette équation à toutes les mailles rotoriques, ce qui conduit à l'équation générale du rotor :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \tag{2.13}$$

Où,

$$[V_r] = [v_{r1} v_{r2} v_{r3} \dots v_{rnb} v_e]^T \quad (2.14)$$

Puisque le rotor est court circuité, alors les tensions des mailles rotoriques sont nulles ($V_{rk} = 0$); avec $k=1,2,\dots,n_b$.

$[R_r]$ est une matrice symétrique de $(n_b+1)*(n_b+1)$ éléments exprimée par la relation ci-après :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_r + R_e) & -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & 2(R_r + R_e)_r & -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b & 2(R_r + R_e) & -R_e \\ -R_e & -R_e & \dots & \dots & \dots & -R_e & n_b R_e \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

La dernière ligne et la dernière colonne représentent les résistances des segments des anneaux de court circuit.

Avec :

R_b : résistance d'une barre rotorique ;

R_e : résistance d'un segment d'anneau de court-circuit.

Le flux rotorique (Φ_r) est donné par :

$$[\phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [L_{rs}][I_s] \quad (2.16)$$

Où , $[L_{rr}]$ est la matrice de $(n_b+1)*(n_b+1)$ éléments.

Elle est donnée par la relation ci dessous :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r1r2} - L_b & \dots & L_{r1r(nb-1)} & L_{r1rnb} - L_b & -L_e \\ L_{r2r1} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & \dots & L_{r2r(nb-1)} & L_{r2rnb} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & -L_e \\ L_{r(nb-1)r1} & L_{r(nb-1)r2} & \dots & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r(nb-1)rnb} - L_b & -L_e \\ L_{rnb r1} - L_b & L_{rnb r2} & \dots & L_{rnb r(nb-1)} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & -L_e \\ -L_e & -L_e & \dots & -L_e & -L_e & n_b L_e \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Avec :

L_{mr} : inductance de magnétisation de chaque maille rotorique ;

L_b : inductance de fuite d'une barre rotorique ;

L_e : inductance de fuite d'un segment d'anneau de court-circuit ;

L_{rij} : inductance mutuelle entre la $i^{\text{ème}}$ et la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique ;

L_{rs} : inductances mutuelles entre les mailles rotoriques et les phases statoriques.

En rassemblant les deux équations (2.1) et (2.13), on obtient un système global d'équations électriques de la machine, qui peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \omega_r \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{rs}] \\ [L_{sr}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

2.3.1.3 Equation mécanique

L'équation mécanique du mouvement dépend des caractéristiques de la charge qui diffère largement d'une application à l'autre. L'équation mécanique du mouvement s'écrit sous la forme suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + C_r = C_e \quad (2.19)$$

et :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.20)$$

Où

θ_r : position du rotor ;

ω_r : vitesse du rotor ;

J : moment d'inertie ;

C_r : couple de charge ;

C_e : couple électromagnétique produit par la machine .

Le couple électromagnétique est déduit de la co-énergie magnétique W_{co} à l'aide de l'équation suivante :

$$C_e = \left[\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} \right]_{(I_s, I_r \text{ constants})} \quad (2.21)$$

La co-énergie est l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique, par conséquent dans le cas du moteur à cage, elle peut être exprimée par la relation ci-dessous :

$$W_{co} = \frac{1}{2} \left[[I_s^t] [L_{ss}] [I_s] + [I_s^t] [L_{sr}] [I_r] + [I_r^t] [L_{rs}] [I_s] + [I_r^t] [L_{rr}] [I_r] \right] \quad (2.22)$$

Le couple électromagnétique est donné par la relation :

$$C_e = \frac{1}{2} \left[I_s^t \right] \left[\frac{\partial L_{ss}}{\partial \theta_r} \right] [I_s] + \left[I_s^t \right] \left[\frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} \right] [I_r] + \left[I_r^t \right] \left[\frac{\partial L_{rs}}{\partial \theta_r} \right] [I_s] + \left[I_r^t \right] \left[\frac{\partial L_{rr}}{\partial \theta_r} \right] [I_r] \quad (2.23)$$

Puisque les deux matrices $[L_{rr}]$ et $[L_{ss}]$ sont constantes, l'équation (2.23) devient :

$$C_e = \frac{1}{2} \left[I_s^t \right] \left[\frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} \right] [I_r] + \left[I_r^t \right] \left[\frac{\partial L_{rs}}{\partial \theta_r} \right] [I_s] \quad (2.24)$$

si $[L_{sr}]$ et $[L_{rs}]$ sont égaux, nous obtenons l'expression du couple suivante:

$$C_e = \left[I_s^t \right] \left[\frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} \right] [I_r] \quad (2.25)$$

L'équation mécanique générale, donnée dans (2.19) est associée au système d'équations électriques (2.18). Le modèle complet de la machine prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} [V] \\ [C_e - C_r] \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R] + \frac{d[L]}{d\theta_r} & [0] \\ [0] & [0] \\ [0] & [1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L] & [0] \\ [0] & [J \ 0] \\ [0] & [0 \ 1] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Cette équation est une forme d'équations différentielles du premier ordre elle peut être exprimée sous la représentation d'état suivante :

$$[U] = [A] [\dot{X}] + [B] [X] \quad (2.27)$$

Le vecteur $[\dot{X}]$ peut être calculé par :

$$[\dot{X}] = [A]^{-1} ([U] - [B] [X]) = [A]^{-1} [U] - [A]^{-1} [B] [X] \quad (2.28)$$

L'équation générale devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L] & [0] \\ [0] & [J \ 0] \\ [0] & [0 \ 1] \end{bmatrix}^{-1} \left(\begin{bmatrix} [V] \\ [C_e - C_r] \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} [R] + \frac{d[L]}{d\theta_r} & [0] \\ [0] & [0] \\ [0] & [1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \right) \quad (2.29)$$

Où , le vecteur de commande est:

$$[U] = \left([V] \ [C_e - C_r] \ [0] \right)^T \quad (2.30)$$

et le vecteur d'état est :

$$[X] = \left([I] \quad [\omega_r] \quad [\theta_r] \right)^T \quad . \quad (2.31)$$

2.4 Calcul des inductances

Nous supposons dans ce modèle, que l'enroulement statorique triphasé est à distribution idéale. Ainsi autour de l'entrefer le champ résultant a une forme sinusoïdale. Le déphasage entre chaque phase de l'enroulement statorique est de $2\pi/3$ degré électrique. L'expression de la *f.m.m* (force magnéto motrice) de la phase "a" est donnée par la relation suivante [23]:

$$F_a(\varphi) = \frac{2 N_s}{\pi p} i_{sa} \cos(p\varphi) \quad (2.32)$$

Et, l'induction créée dans l'entrefer est exprimée par :

$$B_a(\varphi) = \frac{2 \mu_0 N_s}{\pi g p} i_{sa} \cos(p\varphi) \quad (2.33)$$

Où

N_s : nombre de tours de l'enroulement de la phase ;

p : nombre de paires de pôles ;

φ : angle décrivant une position dans l'espace ;

μ_0 : perméabilité magnétique de l'air ;

g : épaisseur de l'entrefer.

Le flux magnétique dans l'entrefer par pôle est obtenu par intégration de l'expression (2.33) autour d'un interval polaire le long de la machine :

$$\Phi = BS = \int_0^l dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_a(\varphi) r d\varphi \quad (2.34)$$

Après intégration, on obtient :

$$\Phi = \frac{4 \mu_0 N_s r l}{\pi g p^2} i_{sa} \quad (2.35)$$

Où,

r : rayon moyen de la machine ;

l : longueur de la machine.

Le flux total traversant l'enroulement de la phase "a", dû au courant (i_{sa}) est donné par :

$$\varphi_{sa} = \Phi N_s = \frac{4\mu_0 N_s^2 r l}{\pi g p^2} i_{sa} \quad (2.36)$$

L'inductance de magnétisation de la phase "a" est:

$$L_{am} = \frac{\varphi_{sa}}{i_{sa}} = \frac{4\mu_0 N_s^2 r l}{\pi g p^2} \quad (2.37)$$

L'inductance totale de la phase "a" est égale à la somme des inductances de fuite correspondante au flux de fuite et l'inductance de magnétisation. Elle s'exprime par :

$$L_{sip} = L_{am} + L_{fa} \quad (2.38)$$

Les inductances mutuelles statoriques sont séparées par $2\pi/3$. Ils sont exprimées par :

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{bc} = L_{cb} = L_{ca} = L_{ac} = L_{am} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \frac{-L_{am}}{2} \quad (2.39)$$

Etant donné que les enroulements statoriques sont symétriques, donc les inductances propres des trois phases et les inductances mutuelles sont égales.

Nous supposons que les barres rotoriques sont identiques et régulièrement décalées, séparées l'une de l'autre par un angle ($\alpha_r = 2\pi/n_b$). La figure 2.3, représente le champ créé par une maille rotorique parcourue par le courant i_{rj} .

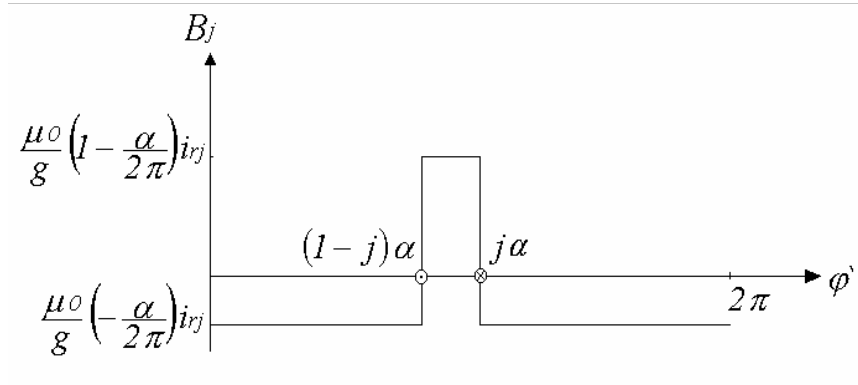


Fig 2.3 Champ créé par une maille rotorique.

Chaque maille rotorique est considérée comme une bobine à une seule spire, parcourue par le courant i_{rj} . Elle est le siège d'un flux propre exprimé par la relation suivante :

$$\varphi_{rjj} = \int_0^l dz \cdot \int_{(j-1)\alpha}^{j\alpha} \frac{\mu_0 r}{g} \left(1 - \frac{\alpha}{2\pi}\right) i_{rj} d(\varphi) \quad (2.40)$$

Avec ($k \neq j$)

Après intégration, on trouve :

$$\varphi_{rkj} = \frac{\mu_0 r l}{g} \left(-\frac{\alpha}{2\pi} \right) \alpha i_{rj} \quad (2.41)$$

L'inductance de magnétisation de la maille j , est exprimée par la relation :

$$L_{mrj} = \frac{\varphi_{rj}}{i_{rj}} = \frac{2\pi\mu_0 (n_b - 1) r l}{g n_b^2} \quad (2.42)$$

L'inductance totale de la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique est égale à la somme des inductances de fuites des deux barres et des inductances de fuites des deux segments d'anneaux de court-circuit et de son inductance de magnétisation. Elle est exprimée par:

$$L_{rjj} = L_{mrj} + L_{b_j} + L_{b(j+1)} + 2L_e \quad (2.43)$$

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer. Les inductances mutuelles entre la $j^{\text{ème}}$ maille, les mailles adjacentes et non adjacentes sont exprimées par les relations suivantes :

$$L_{r(j+1)j} = \frac{\varphi_{r(j+1)rj}}{i_{rj}} - L_{b(j+1)} = -\frac{2\pi\mu_0 r l}{g n_b^2} - L_{b(j+1)} \quad (2.44)$$

$$L_{rkj} = \frac{\varphi_{rk rj}}{i_{rj}} = -\frac{2\pi\mu_0 r l}{g n_b^2} \quad (2.45)$$

$$L_{r(j-1)j} = \frac{\varphi_{r(j-1)rj}}{i_{rj}} - L_{bj} = -\frac{2\pi\mu_0 r l}{g n_b^2} - L_{bj} \quad (2.46)$$

De la transformation dans le repère lié au rotor de l'équation (2.33) de la densité de flux d'entrefer créée par le courant (i_{sa}), il en résulte :

$$B_a(\varphi') = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 N_s}{g p} i_{sa} \cos[p(\varphi' + \omega_r t)] \quad (2.49)$$

Avec :

$$\varphi = \varphi' + \omega_r t \quad (2.50)$$

D'où, le flux traversant la maille j est :

$$\phi_{rja} = \int_0^l dz \int_{(j-1)\alpha}^{j\alpha} B_a(\varphi') r d\varphi' \quad (2.51)$$

L'intégrale de l'équation ci-dessus conduit à :

$$\phi_{rja} = M i_{sa} \cos \left[p \left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t \right) \right] \quad (2.52)$$

Avec :

$$M = \frac{4\mu_0 N_s r l}{\pi g p^2} \sin\left(\frac{\pi p}{n_b}\right) \quad (2.53)$$

L'inductance mutuelle entre la maille rotorique "j" et la phase "a" est donnée par la relation :

$$L_{rja} = \frac{\phi_{rja}}{i_{sa}} = M \cos\left[p\left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t\right)\right] \quad (2.54)$$

De même, les inductances mutuelles entre la $j^{\text{ème}}$ maille et les phases statoriques "b" et "c" sont exprimées par :

$$L_{rjb} = \frac{\phi_{rjb}}{i_{sb}} = M \cos\left[p\left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t\right) - \frac{2\pi}{3}\right] \quad (2.55)$$

$$L_{rjc} = \frac{\phi_{rjc}}{i_{sc}} = M \cos\left[p\left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t\right) + \frac{2\pi}{3}\right] \quad (2.56)$$

2.5 Résultats de simulations

Nous considérons une machine ayant les données consignées dans le tableau 1 :

Nombre de pôles	$2p=2$
Nombre d'encoches statoriques	$N_{es}=36$
Nombre de barres rotoriques	$N_r=16$
Epaisseur de l'entrefer	$g=0.3*10e-3 \text{ m}$
Rayon moyen de l'entrefer	$r=63.2968e-3 \text{ m}$
Nombre de tour	$ns=90$
Longueur de la machine	$l=0.065 \text{ m}$
Moment d'inertie	$J=0.006 \text{ Kg.m}^2$
Résistance d'une phase statorique	$rs=7.828 \text{ } \Omega$.
Inductance de fuite d'une phase statorique	$lsf=0.028 \text{ H}$.
Résistance d'une barre rotorique	$rb=150*10e-6 \text{ } \Omega$
Inductance de fuite d'une barre rotorique	$lb=1e-7 \text{ H}$
Résistance d'un segment d'anneau de court-circuit	$re=72e-7 \text{ } \Omega$.
Inductance de fuite d'un segment d'anneau de court-circuit	$le=0.03 \text{ } \mu\text{H}$

Tableau 1 : Données de la machine.

2.5.1 Cas sain (alimentation sinusoïdale)

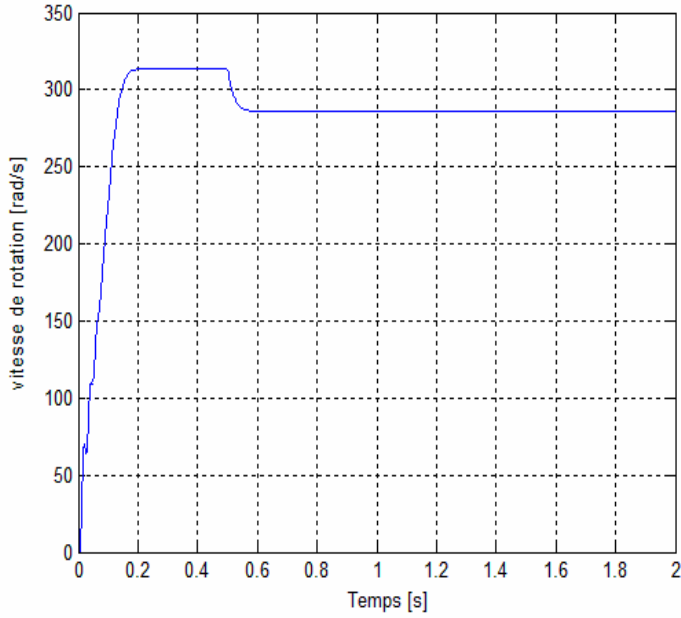
La figure 2.4, illustre les variations de la vitesse en fonction du temps ainsi que son spectre. Le spectre ne contient que la composante continue. On voit qu'après un démarrage d'environ 0.18s la vitesse se stabilise à la valeur 314 *rd/s*. Lorsqu'on lui applique volontairement à l'instant 0.5s une charge de 5 *Nm*, elle chute pour se stabilise à 280 *rd/s*.

La figure 2.5, illustre le couple électromagnétique et son spectre. Le couple oscille au démarrage avec des valeurs allant jusqu'à 33 *N.m* et s'annule en régime permanent, pour égaliser le couple de charge initial, une fois qu'on applique une charge, il augmente pour prendre la valeur de 5 *Nm*.

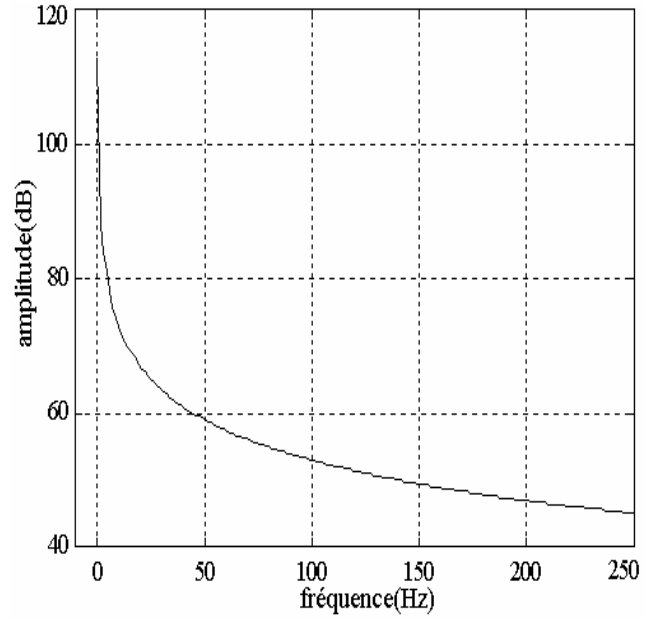
Nous constatons que le spectre de fréquences ne contient que l'harmonique fondamental. La figure 2.6 montre, l'évolution du courant statorique de la phase "a". Après des oscillations dues à la magnétisation de la machine, il rentre en régime permanent d'amplitude de 0.4 A, et augmente avec l'application de la charge pour se stabiliser à l'instant 0.6s. Les autres phases que nous n'avons pas présentées sont identiques mais décalées de $2\pi/3$ et $4\pi/3$.

Les figures 2.7 et 2.8 présentent, respectivement les courants des quatre premières mailles rotoriques ainsi que l'évolution d'entrefer.

Alimentation sinusoïdale

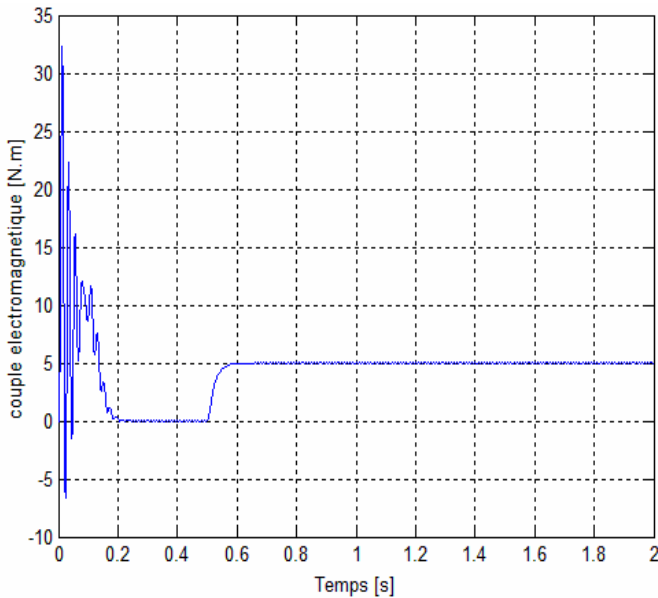


-a-

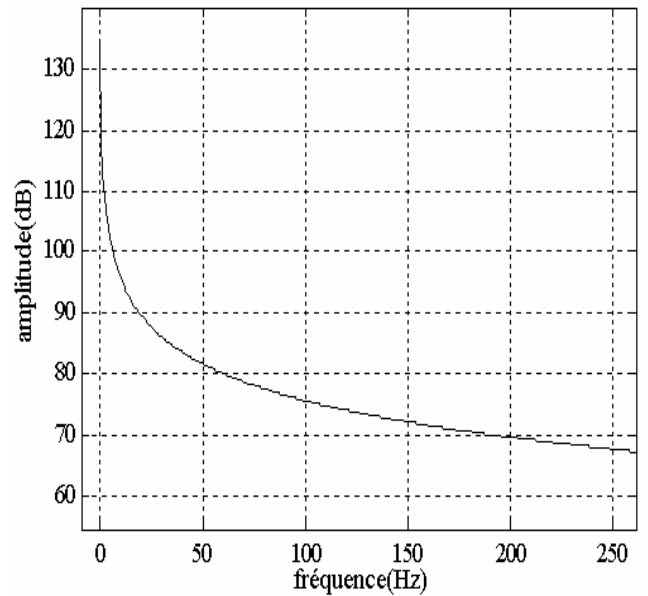


-b-

Fig 2.4. Vitesse de rotation et son spectre.

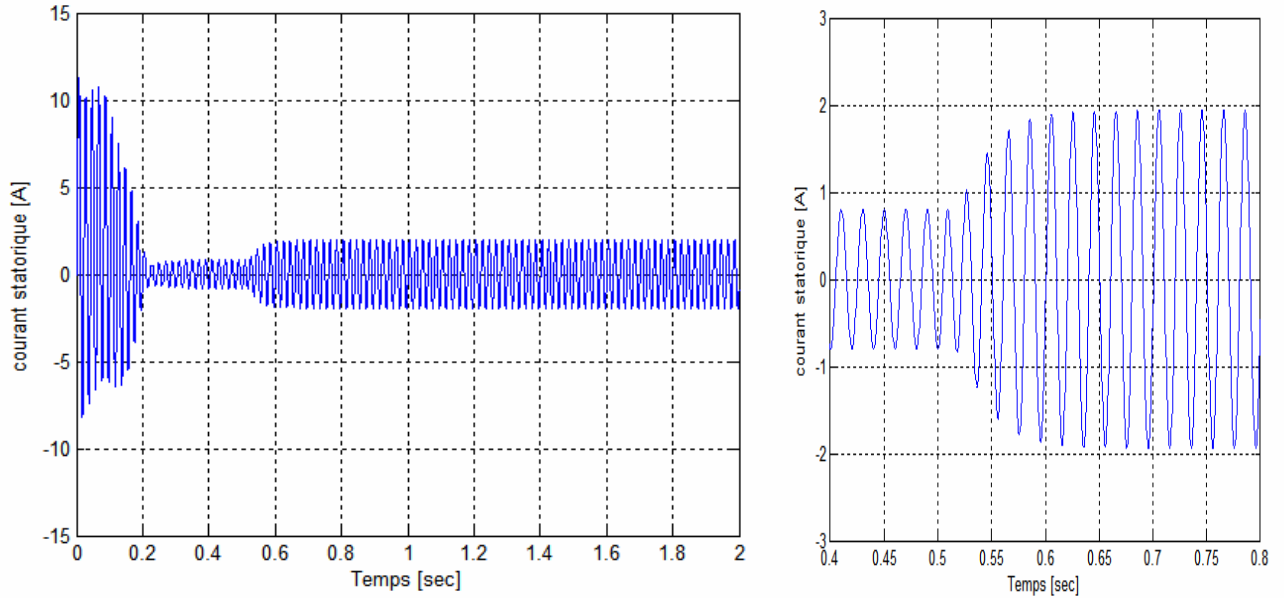


-a-



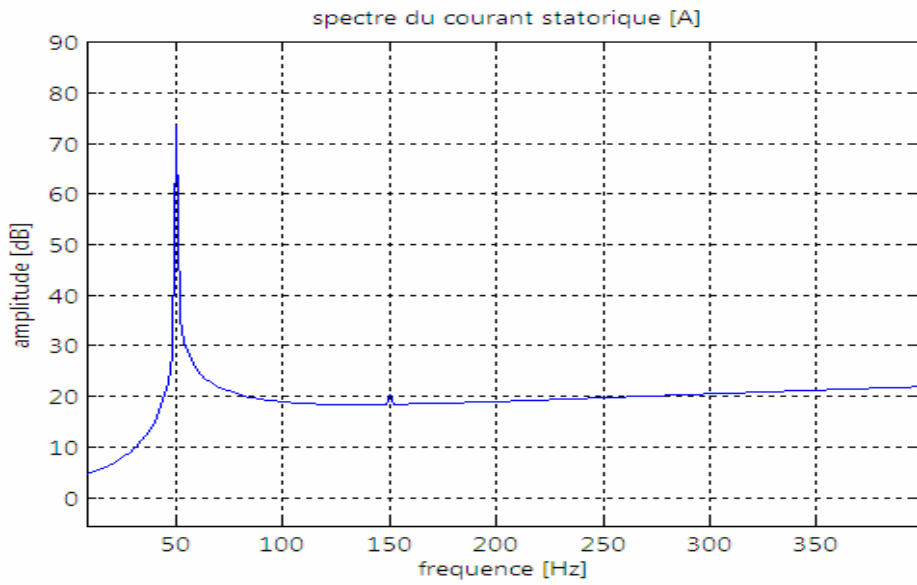
-b-

Fig 2.5 Couple électromagnétique et son spectre.



-a-

-b-



-c-

Fig 2.6 : a) courant statorique b) zoom du courant statorique c) spectre du courant statorique. Pour le cas d'un moteur sain sous une charge de 5Nm ($g \approx 0.05$).

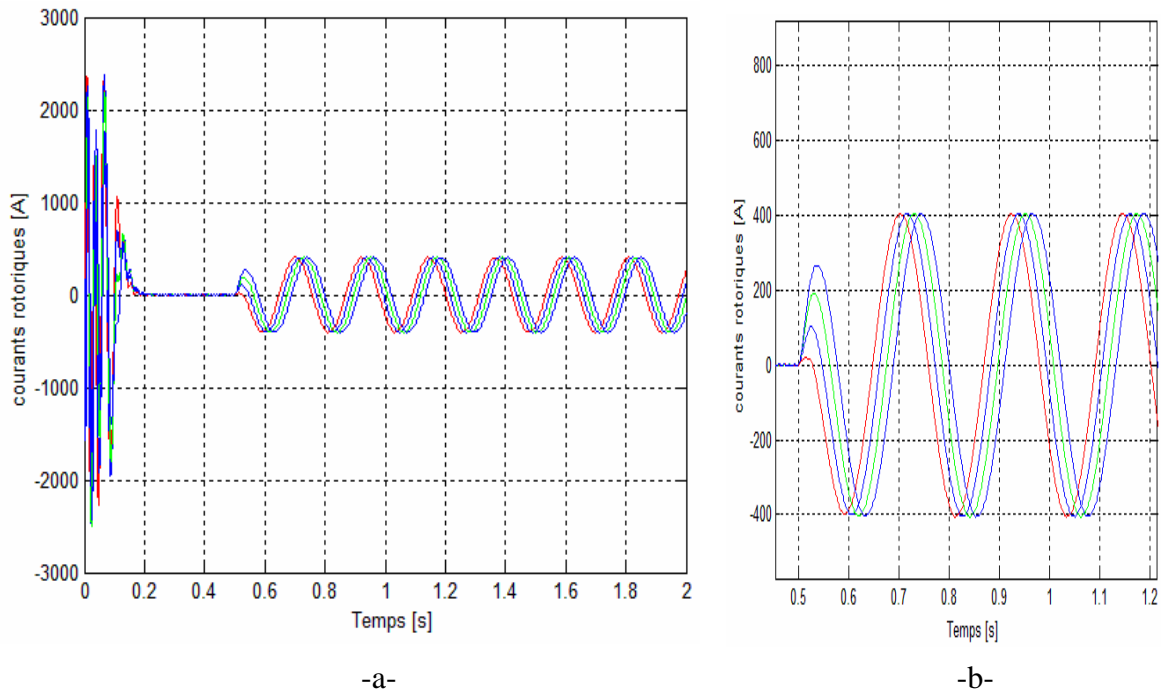


Fig 2.7. Courants rotoriques des quatre premières mailles pour une machine saine.

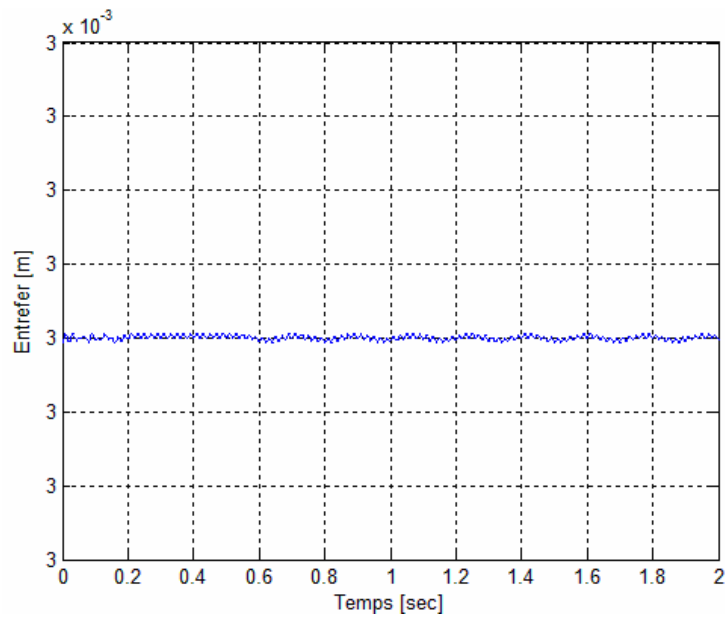


Fig 2.8. Variation de l'entrefer (cas d'une machine saine).

2.6 Modes d'alimentation des moteurs asynchrones

Le moteur asynchrone triphasé est maintenant largement utilisé dans des applications nécessitant une vitesse variable. Il peut faire appel à des commandes de type scalaire ou vectoriel. Ces machines ont la réputation d'être robustes et adaptées à des applications de forte puissance. Au début, les machines asynchrones ont été conçues comme étant des machines à vitesse constante en étroite liaison avec la fréquence du réseau. Le développement de l'industrie dans l'utilisation des entraînements électriques a exigé le fonctionnement de la machine à vitesses variables. Pour ce faire, plusieurs procédés sont utilisés, tels que:

- Modification du nombre de paires de pôles ;
- Cascade hyposynchrone ;
- Action sur le glissement (tension d'alimentation, résistance rotorique..) ;
- Variation de la fréquence d'alimentation ;

Suivant ces modes de variation de la vitesse de la machine asynchrone, on distingue plusieurs modes d'alimentation :

- Alimentation par tension du réseau industriel (amplitude et fréquence constantes) ;
- Alimentation par auto_transformateur (amplitude variable et fréquence constante) ;
- Alimentation par convertisseur statique :
 - ✓ Gradateur (amplitude variable et fréquence constante) ;
 - ✓ cycloconvertisseur ;
 - ✓ Onduleur .

Les commandes avancées de la machine nécessitent la variation de la fréquence d'alimentation. C'est grâce au développement de l'électronique de puissance, que cette exigence est devenue possible.

Les principaux dispositifs d'alimentation qui permettent d'obtenir des tensions à fréquence variable à partir du réseau à tension et fréquence constantes, sont: les cycloconvertisseurs et les associations redresseur onduleur.

les cycloconvertisseurs sont utilisées pour les grandes puissances et aux faibles vitesses (machine de traction, machine d'outillage). Les associations onduleur machine sont les plus utilisées de nos jours. Par la commande d'ouvertures et de fermetures des semi conducteurs de l'onduleur, on obtient des tensions à amplitude et fréquence désirées [24]. Parmi, ces deux structures de variateurs de vitesse associées aux moteurs asynchrones, on retiendra celle

utilisant les onduleurs qui sont actuellement largement utilisées dans diverses applications industrielles.

2.6.1 Onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion du continu vers alternatif (figure 2.9). Si on dispose à l'entrée d'une tension continue « E », grâce aux semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du moteur à la sortie de l'onduleur. Ainsi, on obtient une tension de sortie alternative. La fréquence des changements de connexions donne la fréquence de cette tension [25][26]. L'onduleur est dit autonome, si la fermeture et l'ouverture des connexions entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs. Les stratégies de commandes les plus répandues sont :

- Si on assure aux semi-conducteurs qu'un cycle de fermeture-ouverture par période des grandeurs de la sortie, on dit alors que l'onduleur est commandé en pleine onde.
- Si on utilise des interrupteurs statiques fonctionnant avec une fréquence de commutation élevée (imposer un fonctionnement de plusieurs cycles de fermetures-ouvertures par période), dans le but de former des ondes à plusieurs créneaux de largeurs variables par alternance, on dit alors que l'onduleur est commandé en *Modulation de la Largeur de l'Impulsion [MLI]*.

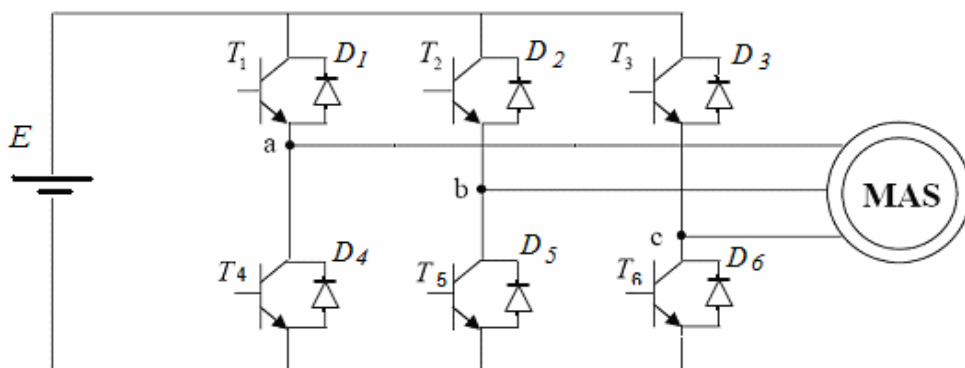


Fig 2.9 : Structure d'un onduleur de tension.

2.6.1.1 Onduleur commandé à pleine onde

Lors d'un fonctionnement à pleine onde, on ferme chaque interrupteur pendant la moitié de la période des tensions alternatives de sortie. Pour que les tensions de sortie forment un système triphasé équilibré. On décale les commandes des phases successives de $1/3$ de la période. Une forme d'onde de tension de sortie de l'onduleur triphasé à commande pleine onde est présentée par la figure 2.10. Le développement en série de Fourier de la tension simple de sortie de fréquence f_s comporte les harmoniques de fréquence $f, 5f, 7f, 11f, 13f \dots$, donc de

rang 1, 5, 7, 11, 13... [24]. Ces harmoniques génèrent à leurs tours des harmoniques de mêmes fréquences sur les spectres des courants statoriques.

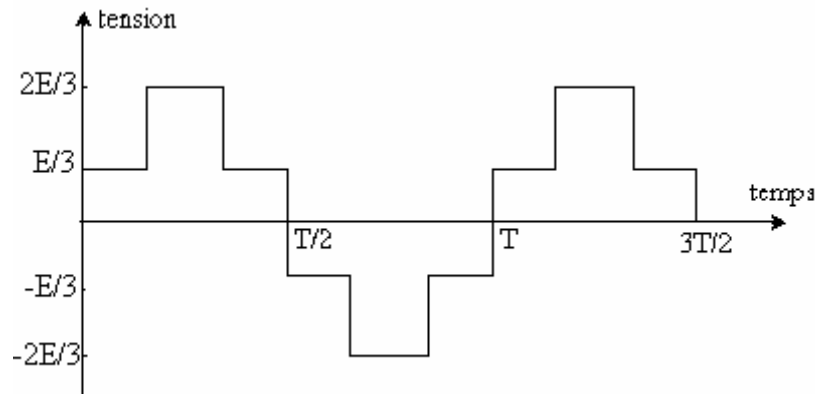


Fig 2.10 : Forme d'une tension simple à la sortie d'un onduleur commandé à pleine onde.

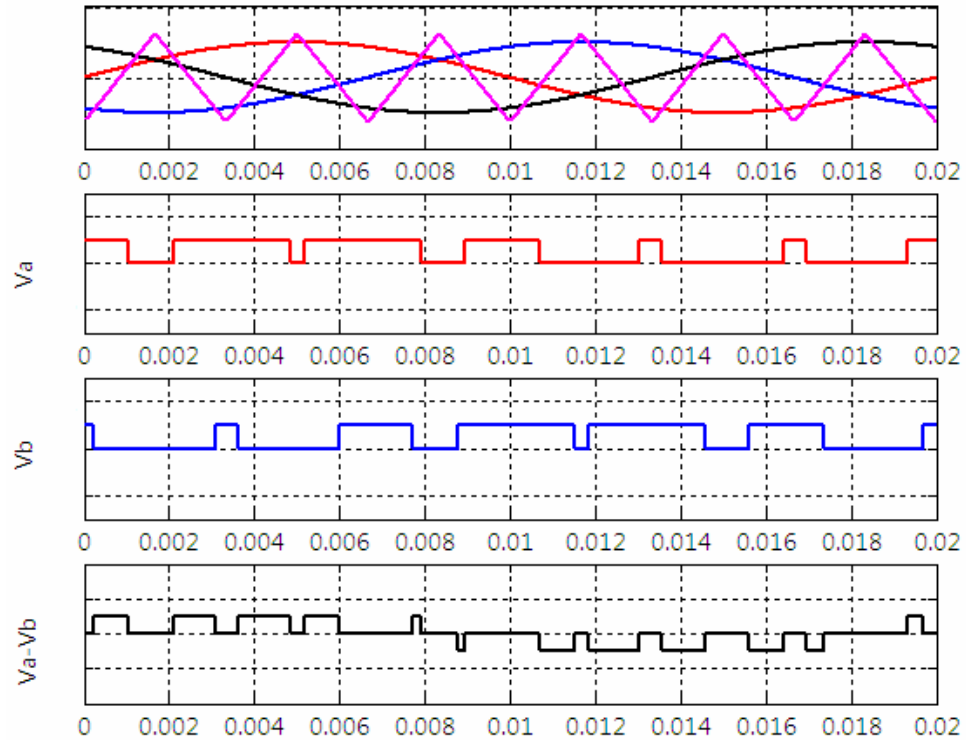
Cette stratégie de commande est la plus simple à mettre en pratique. Par contre, la tension de la sortie est très riche en harmoniques de rang faible, et donc de fréquences basses perturbant la qualité du couple. Le filtrage est par conséquent difficile.

2.6.1.2 Onduleur à commande en MLI

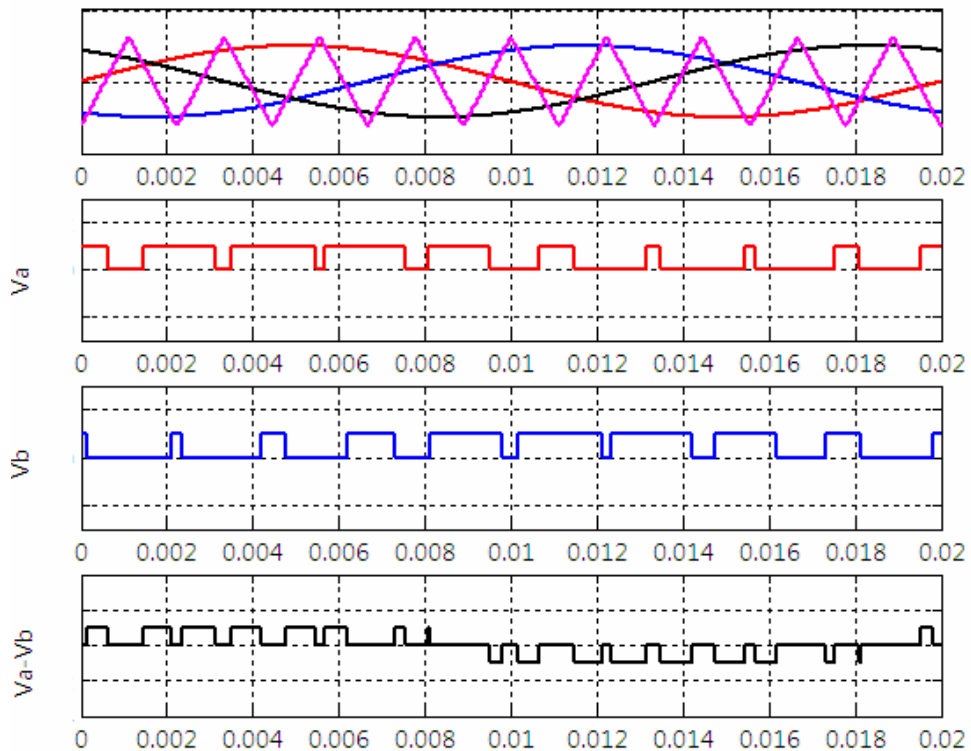
Le principe de commande de l'onduleur réside dans l'utilisation d'un comparateur de tensions. Ce comparateur superpose aux trois tensions sinusoïdales, de référence une tension de forme triangulaire (porteuse f_p). La fréquence des trois sinusoïdes de référence est égale à celle des tensions souhaitées à la sortie de l'onduleur. Les intersections entre les sinusoïdes et l'onde triangulaire détermine la mise en conduction ou non des semis conducteurs (thyristors ou transistors de puissance) selon le cas. Il en résulte un temps d'impulsion "passante" ou "non-passante" variable reconstituant un courant sinusoïdal en sortie du variateur de vitesse. Cette dernière a pour but d'approximer les tensions de sortie aux formes sinusoïdales en faisant varier sinusoïdalement leurs "valeurs moyennes". Pour cette raison, chaque alternance doit être formée non plus d'un créneau, mais d'une succession de créneaux de largeurs convenables. La technique de commande MLI permet un réglage de la fréquence et de la valeur efficace de la tension de sortie qu'on caractérise par les deux paramètres suivants [27]:

- l'indice de modulation ($m=f_p/f_r$), qui influe principalement sur le contenu d'harmoniques de l'onde de sortie.
- le rapport de réglage ($r=V_r/V_p$), où V_r et V_p sont respectivement la valeur maximale de la référence et la valeur de crête de la porteuse.

Les formes d'ondes des tensions de sortie de l'onduleur triphasé à commande MLI sont présentées en figures 2.11 (a et b). Les deux figures montrent en haut les tensions de références sinusoïdales et la porteuse triangulaire. Les autres tracés, illustrent les tensions simples des phases "a" et "b" et la tension composée $V_{ab}=V_a-V_b$, pour $m=6$ et $m=9$ et un même rapport de réglage $r=0.8$.



-a- ($m=6$ et $r=0.8$).



-b- ($m=9$ et $r=0.8$).

Fig 2.11 Tensions à la sortie de l'onduleur commandé en MLI.

La décomposition en série de Fourier de la tension simple de sortie de fréquence f_s , contient des harmoniques dont les plus importants peuvent se diviser en familles [28] :

- La première famille est centrée sur la fréquence $m.f_s$ et comprend, outre le terme de rang m , la paire d'harmoniques de rang $m-2$ et $m+2$, $m-4$ et $m+4$
- La seconde famille est centrée sur la fréquence $2m.f_s$ et comprend la paire d'harmoniques de rang $2m-1$ et $2m+1$, $2m-3$ et $2m+3$
- La troisième famille est centrée sur $3m.f_s$ et comporte les harmoniques de rang $3m, 3m-2$ et $3m+2, 3m-4$ et $3m+4$

L'étude du spectre de la tension de sortie a montré que l'on obtient un harmonique fondamental dont la fréquence et l'amplitude dépendent de celle de la référence, et des harmoniques importantes dont leurs fréquences sont proches de celle de la porteuse (très élevées). Le filtrage est donc très facile.

Cette méthode qui permet d'obtenir un harmonique fondamental variable en amplitude et en fréquence est très utilisée dans les variateurs de vitesse pour les machines asynchrones.

2.6.1.3 Modélisation de l'onduleur MLI

La figure 2.12, présente le schéma de principe de l'onduleur de tension alimentant une machine asynchrone. L'onduleur est placé entre une source de tension continue supposée parfaite et le moteur asynchrone. Il est constitué des interrupteurs statiques $T_{r1}, T_{r2}, T_{r3}, T_{r4}, T_{r5}$ et T_{r6} branchés en antiparallèle avec des diodes de récupération (D_i), afin de renvoyer le courant négatif vers la source. Les états des deux interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaires, l'un étant à l'état passant et l'autre non passant.

Le pilotage de l'onduleur se fait par des fonctions logiques, les tensions appliquées à la machine se déduisent de la tension d'entrée de l'onduleur "E" et des signaux logiques caractérisant l'état de chaque interrupteur [27]:

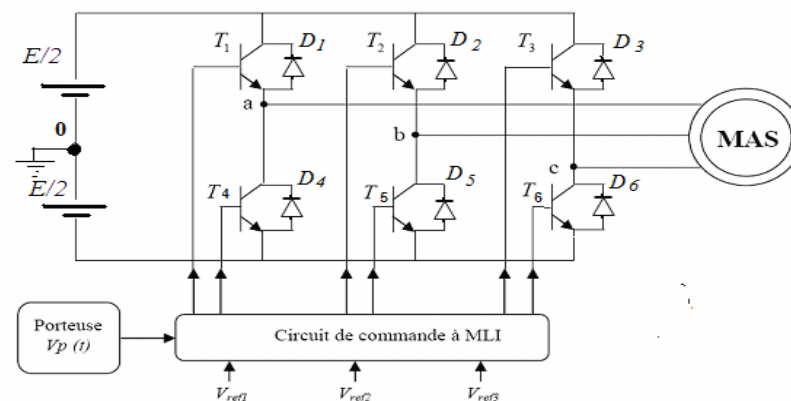


Fig 2.12 : Schéma de principe d'un onduleur à MLI.

Les tensions composées à la sortie de l'onduleur sont exprimées par:

$$\begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_1 - \delta_4 \\ \delta_2 - \delta_5 \\ \delta_3 - \delta_6 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \delta_i \in \{0,1\}$$

Où, E est la tension continue à l'entrée de l'onduleur, et les δ_i ($i=1$ à 6) sont les états logiques correspondant à l'état de conduite ou non du transistor (T_{ri}) [25]. Dans un système triphasé les composantes du vecteur tension sont décalées l'un de l'autre par un angle de 120° . Nous devons mentionner que l'état logique des deux interrupteurs de même bras sont complémentaires. Le tableau 2, montre les combinaisons des états logiques des semi conducteurs et de leurs vecteurs de tensions correspondant. Les positions des extrémités des vecteurs résultants des tensions sont marquées a, b, c, d, e, f, g et h comme le montre la figure suivante :

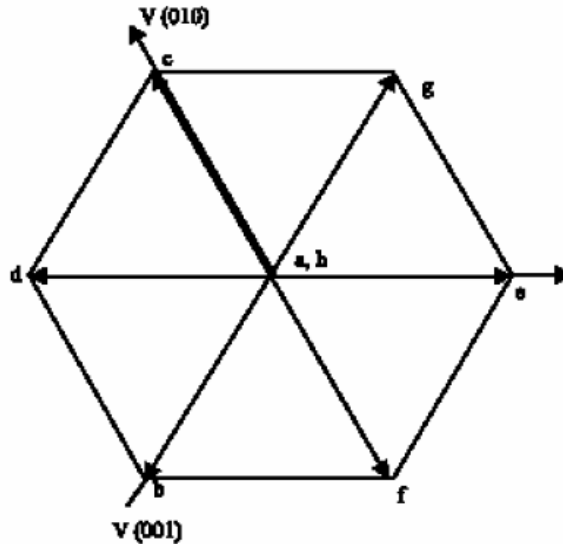


Fig 2.13 Etats logiques des commutations

$\delta_1 = \bar{\delta}_4$	$\delta_2 = \bar{\delta}_5$	$\delta_3 = \bar{\delta}_6$	$[V_a \ V_b \ V_c]$	position
0	0	0	$[0 \ 0 \ 0]$	a
0	0	1	$[-E/3 \ -E/3 \ 2E/3]$	b
0	1	0	$[-E/3 \ 2E/3 \ -E/3]$	c
0	1	1	$[-2E/3 \ E/3 \ E/3]$	d
1	0	0	$[2E/3 \ -E/3 \ -E/3]$	e
1	0	1	$[E/3 \ -2E/3 \ E/3]$	f
1	1	0	$[E/3 \ E/3 \ -2E/3]$	g
1	1	1	$[0 \ 0 \ 0]$	h

Tableau 2 : Relations entre les états des interrupteurs et la tension.

2.6.1.4 Résultats de simulations

La simulation de l'association machine alimentée par onduleur commandé en MLI lorsque la machine est sans défaut et pour une fréquence de référence égale à $f = 50\text{Hz}$, d'un indice de modulation $m = 9$, et d'un coefficient de réglage de $r = 0.8$, nous a donné les résultats des figures suivantes :

Les figures 2.14 (a) et (b) présentent respectivement la vitesse de rotation et son spectre. On voit que la vitesse atteint sa vitesse stable 314 rd/s et lorsque on applique un couple de charge 5N.m après le démarrage de 0.5s la vitesse chute à 270 rd/s .

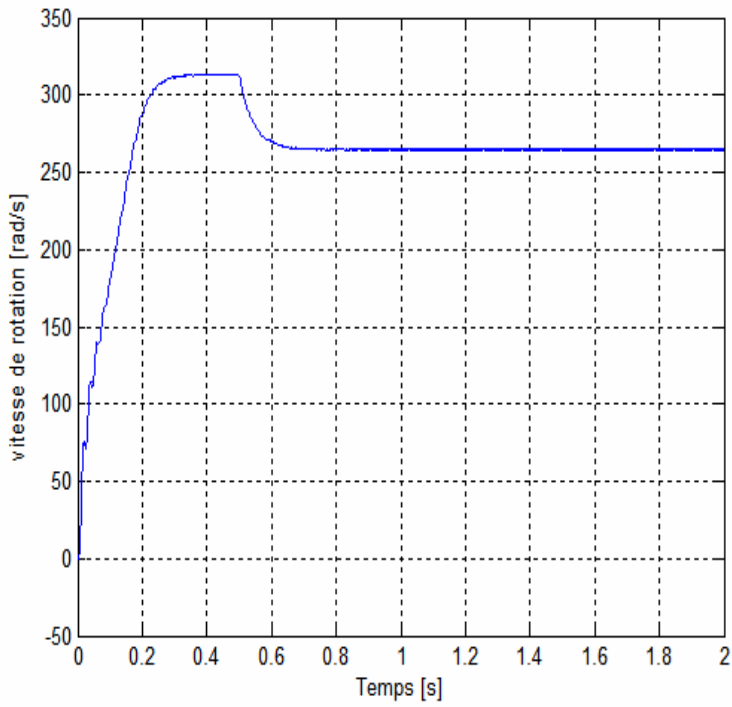
Les figures 2.15 (a) et (b) présentent respectivement le couple et son spectre.

Les figure 2.16 (a) et (b) montrent les courants des quatre premières mailles rotoriques et un zoom sur le courant.

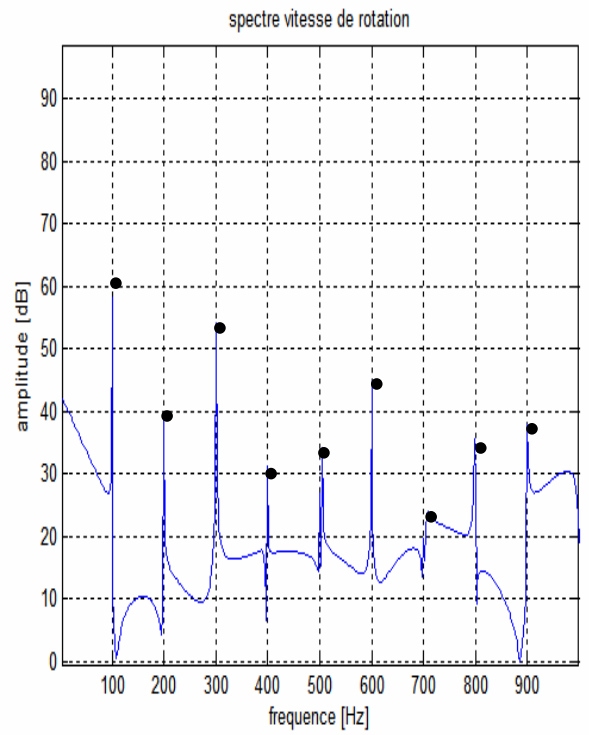
Les figures 2.17 (a ,b et c) présente le courant statorique de la phase "a", son zoom et son spectre .En plus de l'harmonique fondamental, des harmoniques supplémentaires apparaissent. Il s'agit des harmoniques de temps générés par l'onduleur et qui se divisent en familles comme l'indique le tableau 3.

	$m-8$	$m-6$	$m-4$	$m-2$	m	$m+2$	$m+4$	$m+6$	$m+8$	$m+10$
$F = mf$ (Hz)	50	150	250	350	450	550	650	750	850	950

Tableau 3: Fréquences théoriques des harmoniques de l'onduleur

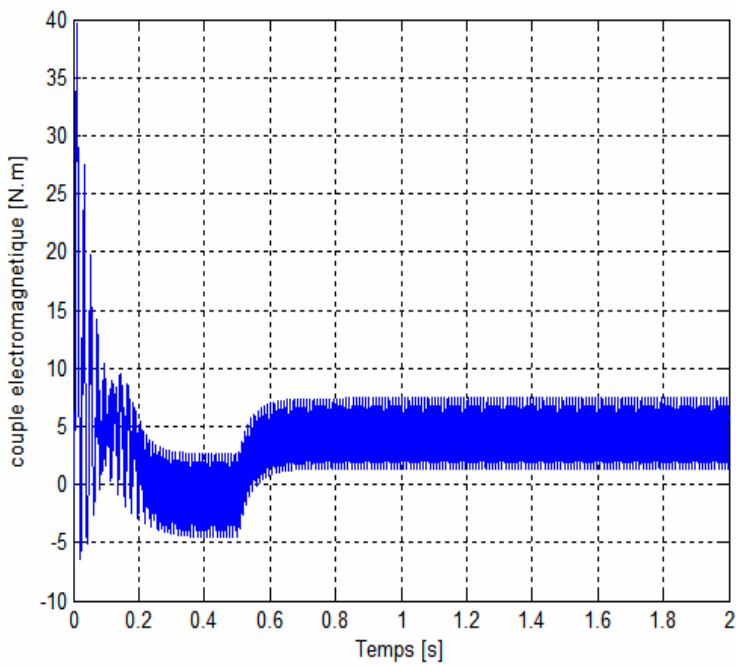


-a-

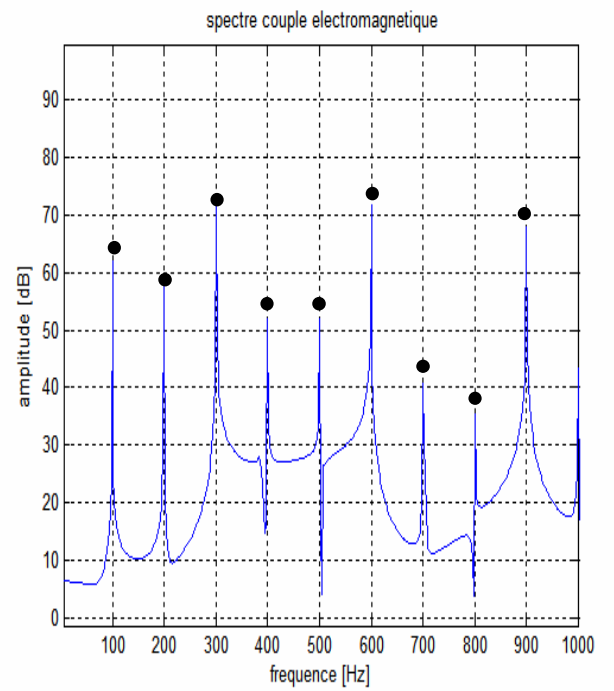


-b-

Fig 2.14 Vitesse de rotation et son spectre.

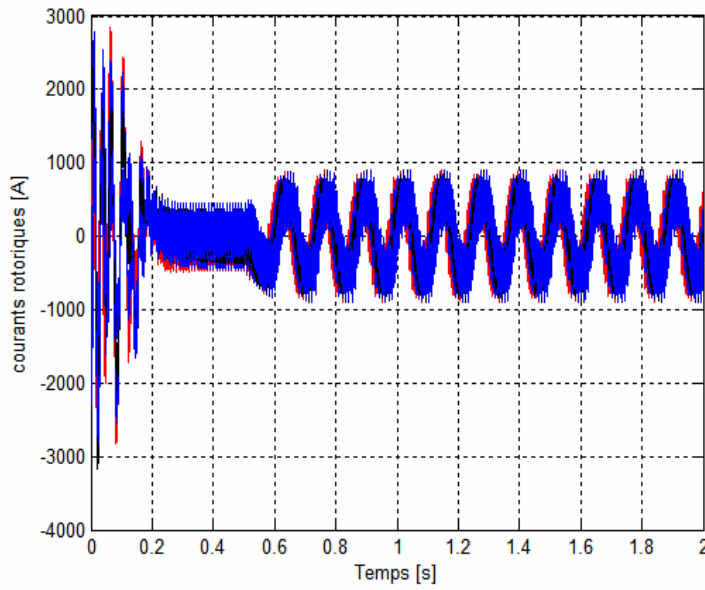


-a-

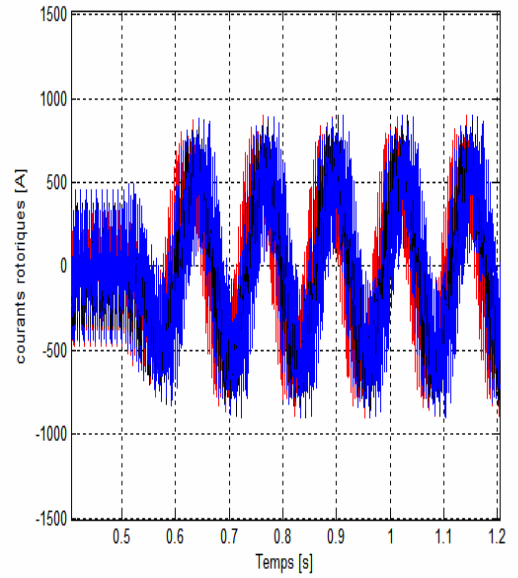


-b-

Fig 2.15 Couple électromagnétique et son spectre.

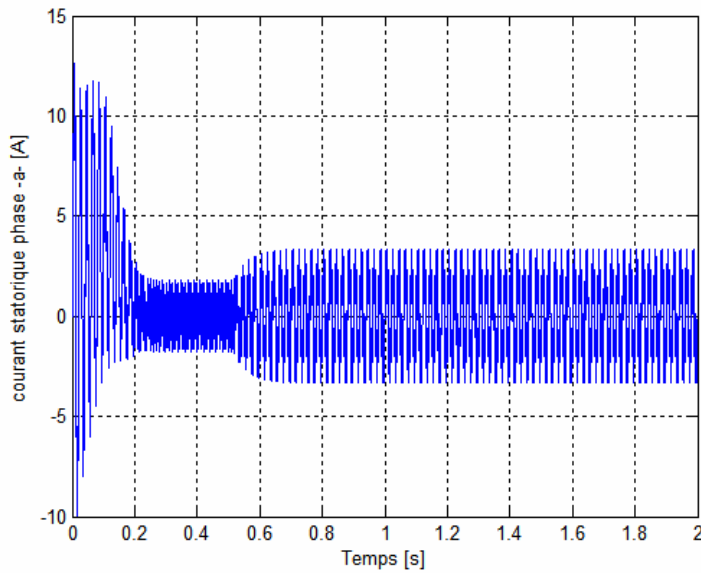


-a-

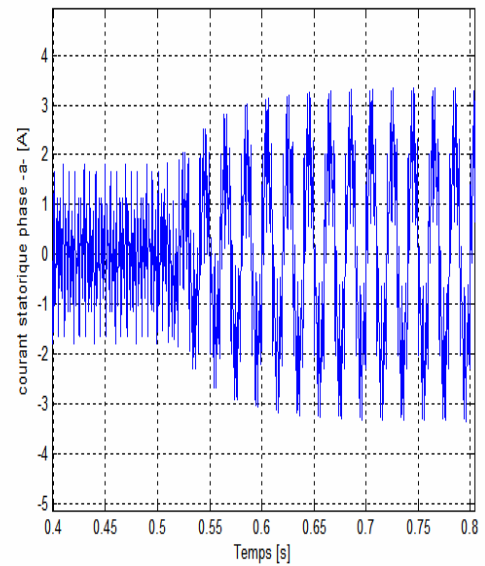


-b-

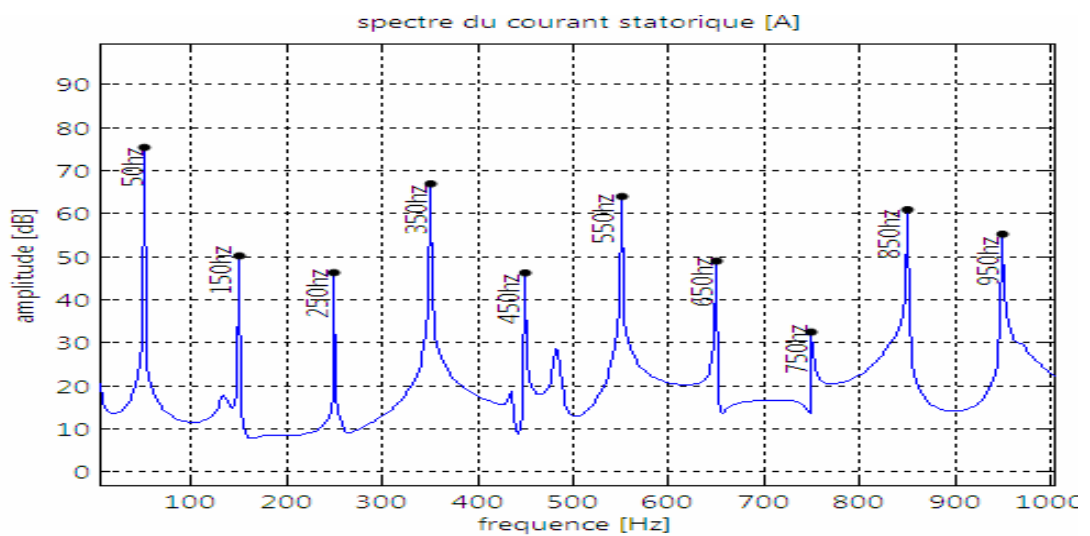
2.16 Courants rotoriques des quatre premières mailles



-a-



-b-



-c-

Fig 2.17 a) courant statorique b) son zoom c) et son spectre.

2.7 Conclusion

Nous avons d'abord présenté une modélisation de la machine basée sur des circuits électriques magnétiquement couplés, où le rotor est modélisé par un ensemble de mailles dont chaque barre et anneau de court-circuit sont remplacés par une résistance en série avec une inductance. La modélisation d'un onduleur triphasé et de sa commande MLI est aussi détaillée. Les grandeurs électriques pour le cas où le moteur est alimenté par une source sinusoïdale et lorsqu'il est alimenté par un onduleur de tension triphasé sont présentées et analysées. Ce model sera considéré pour les chapitres prochains en vue de diagnostiquer les défauts éventuels de la machine.

Chapitre III

Analyse et Diagnostic des défauts

CHAPITRE III

ANALYSE ET DIAGNOSTIC DES DÉFAUTS

3.1 Introduction

Nous étudions les défauts les plus fréquents qui peuvent éventuellement apparaître au rotor des moteurs asynchrones (cassures de barres, cassures d'anneaux et défauts d'excentricités). Nous mettons en évidence les modifications qu'il faut apporter au modèle du moteur sain décrit dans le chapitre précédent. Nous nous intéressons aussi, au diagnostic des défauts des semi conducteurs dans l'onduleur.

3.2 Modélisation des cassures de barres

Une cassure de barre rotorique peut être modélisée soit par élimination de cette barre ou par augmentation de sa résistance. La modélisation par élimination, consiste à considérer la rupture totale de la barre, c'est-à-dire un courant nul circule dans la barre cassée, d'où le courant de la barre est éliminé, et les courants des deux mailles adjacentes I_k et I_{k+1} sont substitués par un seul courant I_k [2] [8] [15]. Cette procédure est substituée dans la matrice des résistances et des inductances par l'addition des deux lignes et deux colonnes qui correspondent aux deux courants. Le courant I_{k+1} et la tension correspondante sont éliminés. Ainsi, l'ordre du système à résoudre diminue. La modélisation par augmentation de la résistance de la barre cassée consiste à introduire la cassure de la barre par augmentation de la résistance de la barre défectueuse, tout en considérant que le courant ne soit pas complètement nul. La procédure consiste à additionner à la matrice des résistances rotoriques, une nouvelle matrice $[R_{\text{défaut}}]$, où les éléments non nuls de cette dernière correspondent aux éléments défailants. Dans le cas où le défaut concerne une barre k par exemple, la matrice $[R_{\text{défaut}}]$ s'écrit comme suit:

$$[R_{\text{défaut}}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & (R_d + 1) * R_b + 2 * R_e & (-R_d) * R_b & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & (-R_d) * R_b & (R_d + 1) * R_b + 2 * R_e & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

On note que l'ordre du système d'équations à résoudre reste le même que celui du cas sans défaut, par contre certains éléments de la matrice $[R_r]$ seront modifiés.

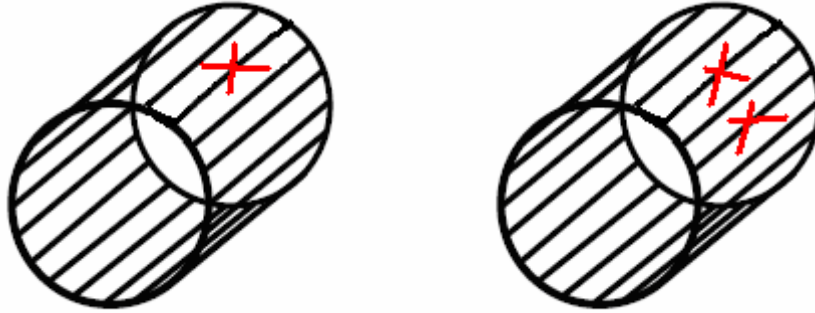


Fig 3.1 Ruptures d'une et de deux barres non adjacentes

Dans notre étude, nous avons considéré la méthode de la modélisation par augmentation de la résistance de la barre cassée est adoptée. La valeur de cette résistance est multipliée par un facteur $k=100$ tel que $(R_d) = 10^2 \cdot R_b$.

3.2.1 Cassures de barres

3.2.1.1 Alimentation Sinusoïdale

Pour simuler le fonctionnement du moteur avec défaut de cassures de barres ou de segments d'anneaux de court-circuit, nous augmentons la valeur de la résistance de la barre ou du segment considéré (r_b ou r_e est multipliée par un facteur $k=10^2$).

Les figures 3.2 (a) et (b), montrent la vitesse et son analyse fréquentielle. Le spectre fait apparaître une harmonique de fréquence $2gf_1=5Hz$ qui est l'harmonique caractéristique du défaut de barres avec $g=0.05$.

La figure 3.2 (c) et (d), montrent respectivement le couple électromagnétique et son spectre. Il apparaît une harmonique de fréquence de $2gf_1=5Hz$ qui caractérise l'harmonique du défaut d'une cassure de barre.

La figure 3.3, illustre l'évolution des courants dans les trois premières barres rotoriques ainsi qu'un zoom d'une partie en régime permanent. Nous pouvons noter que la rupture de la première barre induit une très faible augmentation du courant qui la traverse. Au moment du premier défaut, le courant qui circulait dans la barre défaillante (barre r_{b1}) se partage dans les barres rotoriques adjacentes. Lorsque la seconde barre est cassée (barre r_{b2}), nous remarquons que le courant de la 3^{ème} barre augmente significativement. En effet, c'est le courant qui circulait dans la 2^{ème} barre qui est partagé

La figure 3.4 présente, le courant statorique, son zoom et le spectre de fréquence. Le spectre du courant présente en plus du fondamental deux harmoniques à des fréquences $f_{b1}=(1-2g)f_1$ et $f_{b2}=(1+2g)f_1$. Pour un glissement de $g=0.05$ les harmoniques se manifestent aux fréquences à $f_{b1}=45\text{Hz}$ et $f_{b2}=55\text{Hz}$.

On remarque que l'amplitude des harmoniques, les fluctuations du couple électromagnétique et de la vitesse, ainsi le courant statorique augmente avec le nombre de barres cassées.

a) Cas d'un moteur avec cassure d'une barre sous une charge de 5 N.m

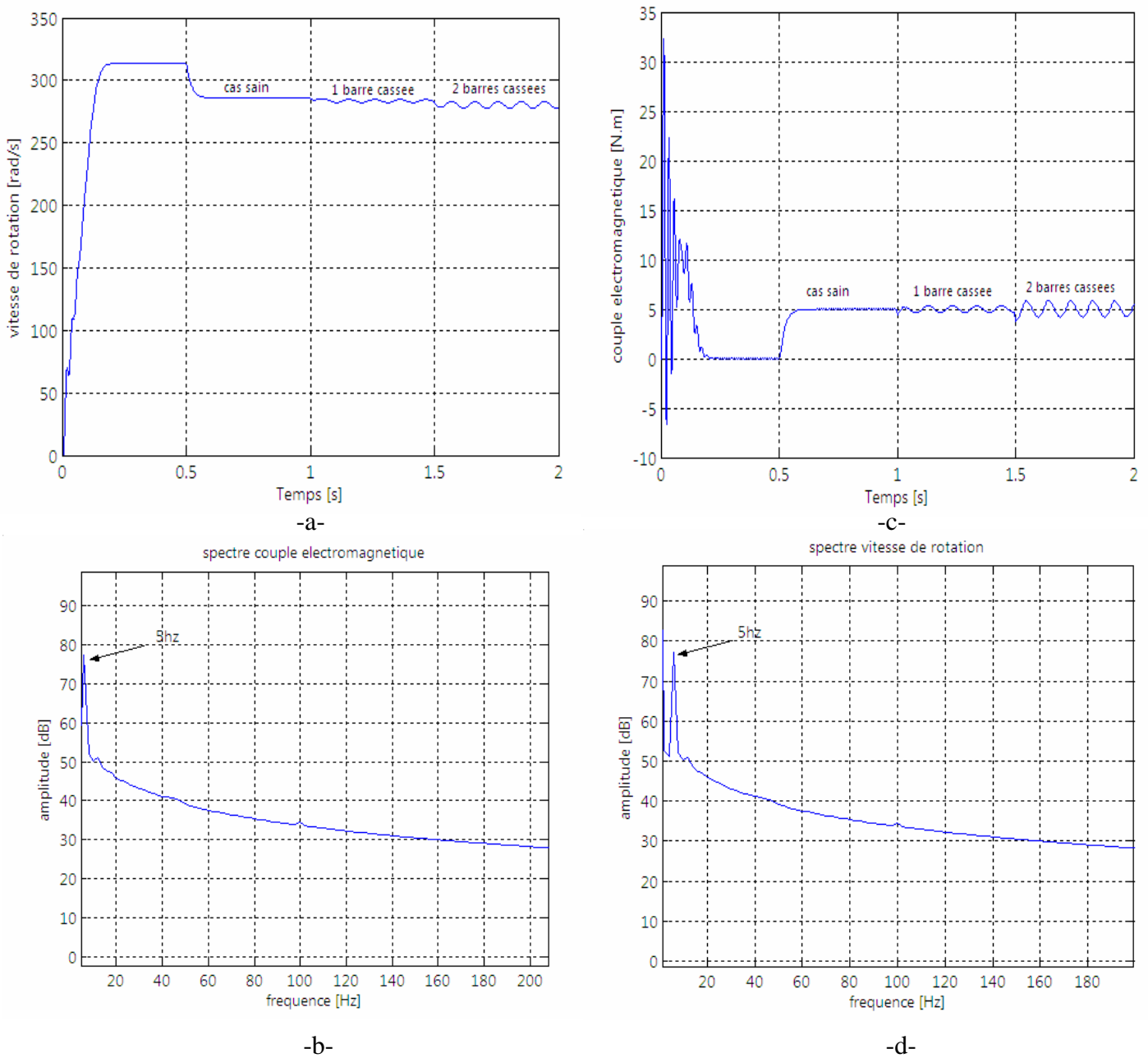


Fig 3.2 Caractéristiques de la vitesse et du couple

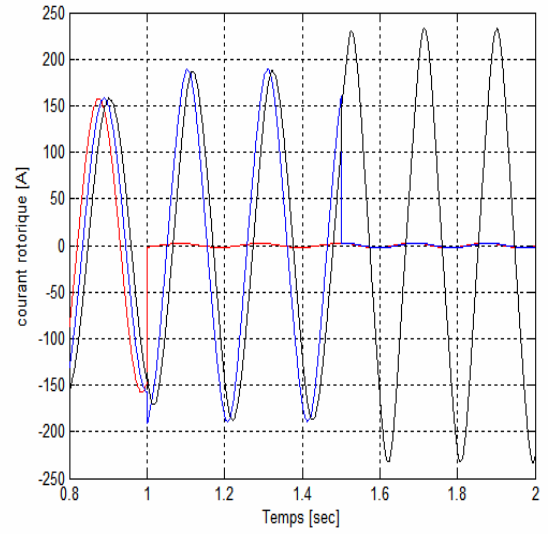
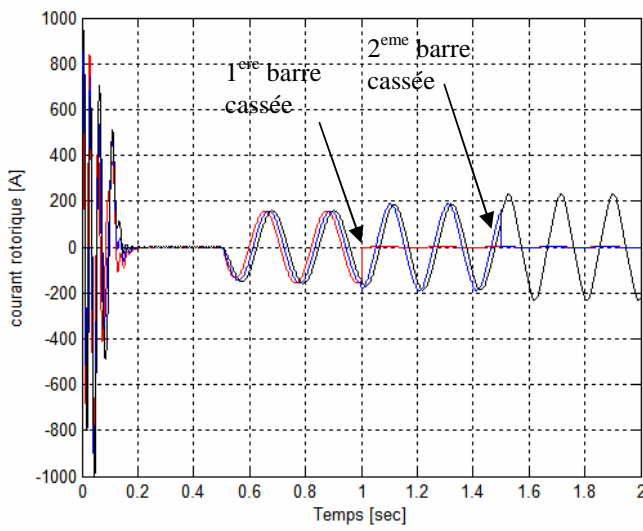
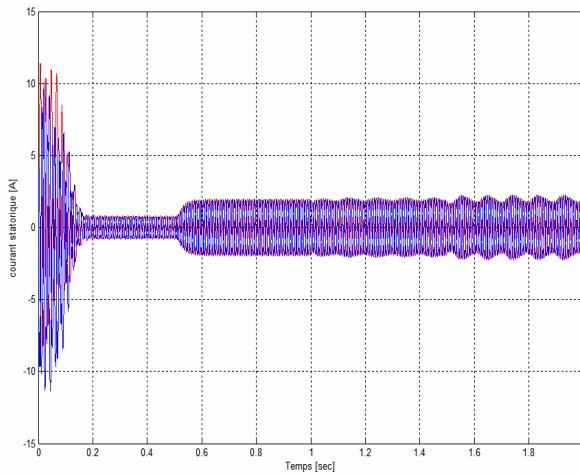
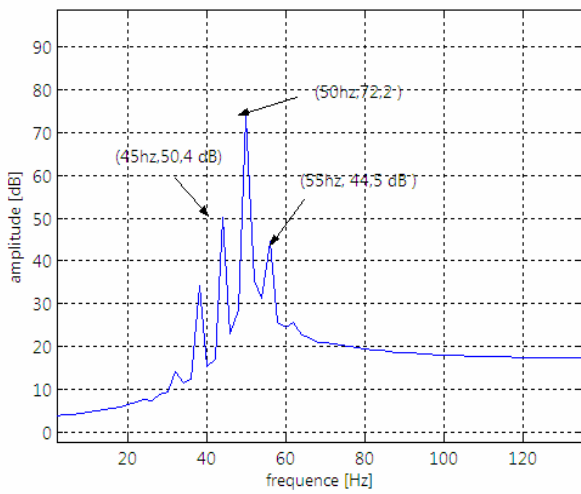


Fig 3.3 Courants rotoriques des quatre premières barres rotoriques

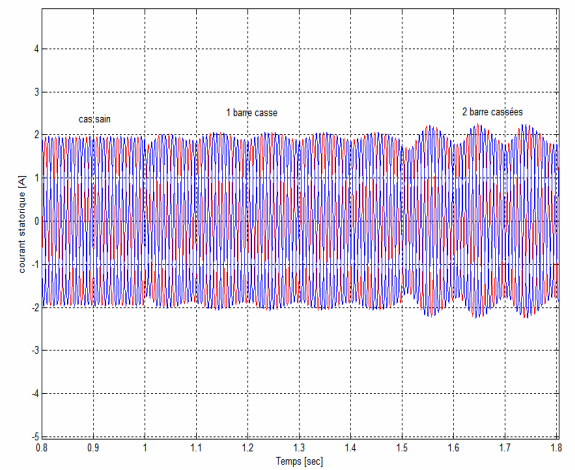


-a-

spectre du courant statorique [A]

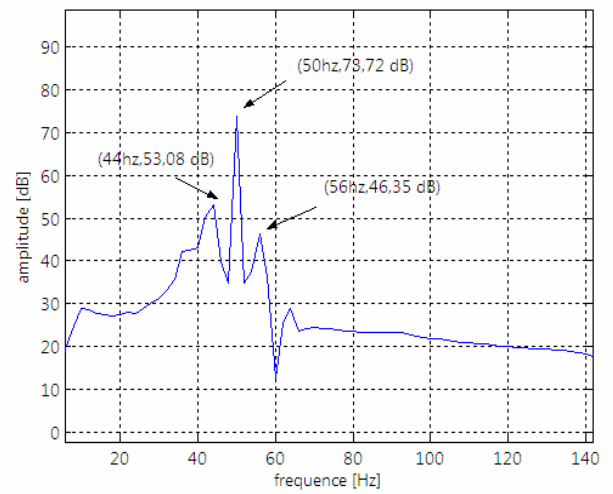


-c-



-b-

spectre du courant statorique [A]



-d-

Fig 3.4: Analyse du courant statorique

3.2.1.2 Alimentation avec onduleur commandé en MLI

Le but de cette simulation est d'analyser les signatures de défauts lors de l'association d'un onduleur à une machine asynchrone, afin de déterminer les fréquences révélatrices des défauts. Dans un premier temps, la simulation du moteur sain alimenté par un onduleur à MLI est faite pour une charge de $5N.m$

et un glissement de $g=0,059$.

La simulation du fonctionnement du moteur alimenté par un onduleur commandé en MLI est réalisée dans le but d'évaluer l'influence des harmoniques de temps lors d'un défaut de barres. Les figures 3.5 (a) et 3.5 (b), présentent, l'évolution de la vitesse lors d'un démarrage suivi d'une application d'une charge de $5Nm$ à l'instant $0.5 s$. Puis une rupture d'une barre à l'instant ($1s$) suivie de la rupture d'une deuxième barre à $1.5s$. La figure 3.5 (b) présente, un zoom de la vitesse en valeurs permanentes montrant l'application de la charge et les deux cassures de barres.

La figure 3.5 (c) et (d) présentent respectivement le comportement du couple et de son zoom dans les mêmes conditions de fonctionnement décrites précédemment.

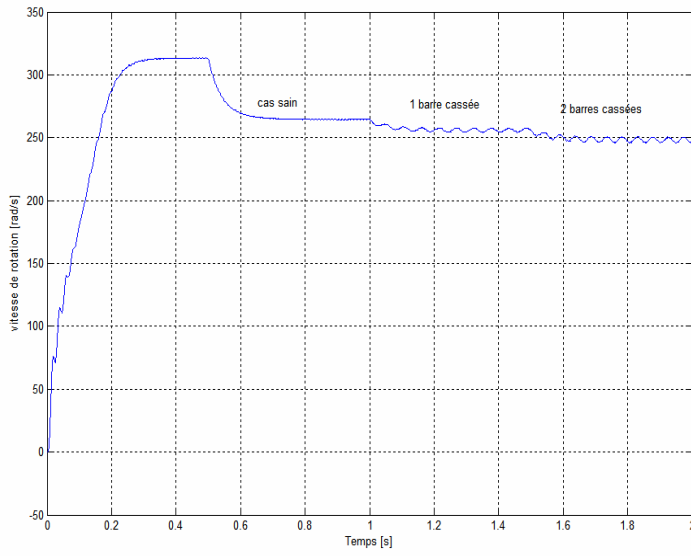
La vitesse de rotation et le couple électromagnétique contiennent des fluctuations qui sont générées à la fois par les harmoniques du défaut et les harmoniques de l'onduleur.

Les figures 3.6 (a) et (b) montrent les courants dans les quatre premières mailles rotoriques, et les figures 3.6 (c) et (d) illustrent les courants statoriques, leurs zooms. On remarque que l'effet des harmoniques de l'onduleur se traduit par l'apparition des ondulations dans les courants statoriques et rotoriques. Le spectre du courant statorique contient des harmoniques dus aux défauts de barres et d'autres harmoniques dus à l'onduleur comme le précise le tableau 3.

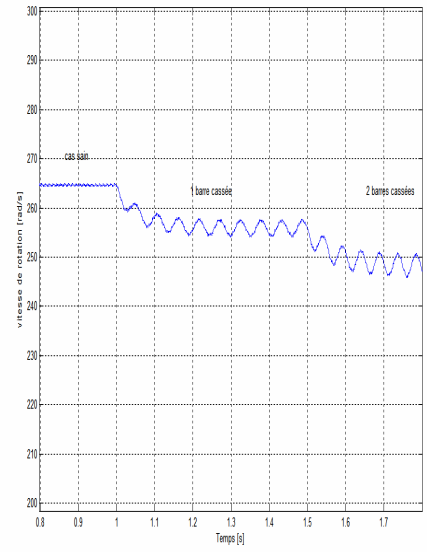
On remarque que les spectres de défaut apparaissent selon l'expression suivante :

$$f_b = (1 \pm 2g)f + 2(K-1)f_s \quad (3.2)$$

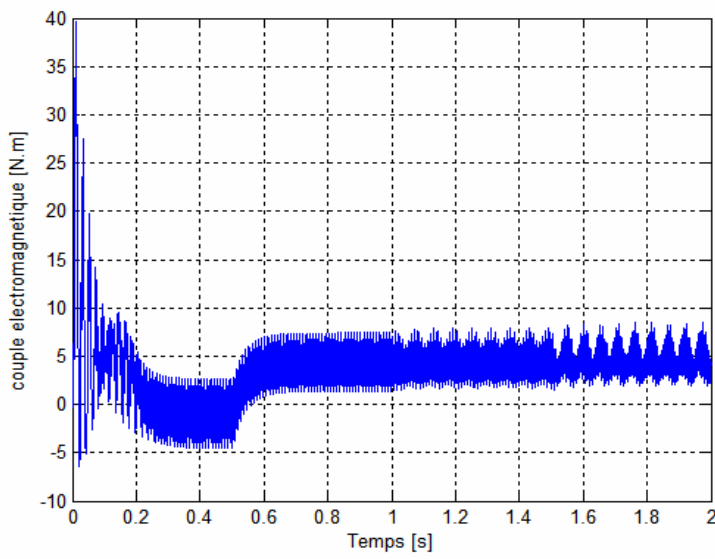
On remarque que la première partie du terme de droite $(1 \pm 2g)f$ de l'expression reflète les spectres de fréquences qui apparaissent lorsque la machine en défaut est alimentée par une source sinusoïdale or que la deuxième partie, soit $2(K-1)f_s$ avec $K=1,2,\dots$, est le terme de correction qu'il faut en tenir compte pour diagnostiquer un défaut de barre. Ceci étant, l'expression utilisée pour le cas d'une machine alimentée par une source sinusoïdale, n'est donc plus valable pour le cas d'une alimentation avec un onduleur.



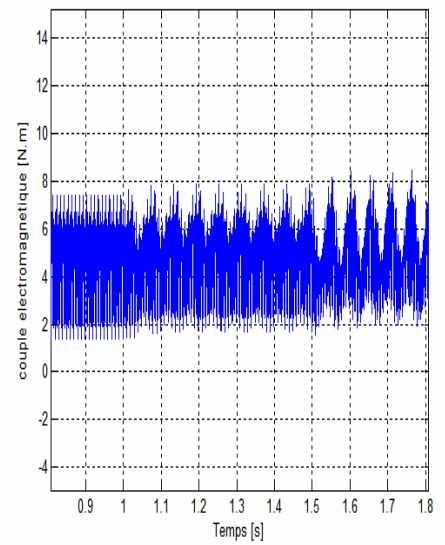
-a-



-b-



-c-



-d-

Fig 3.5 Vitesse et couple lors d'une alimentation par onduleur

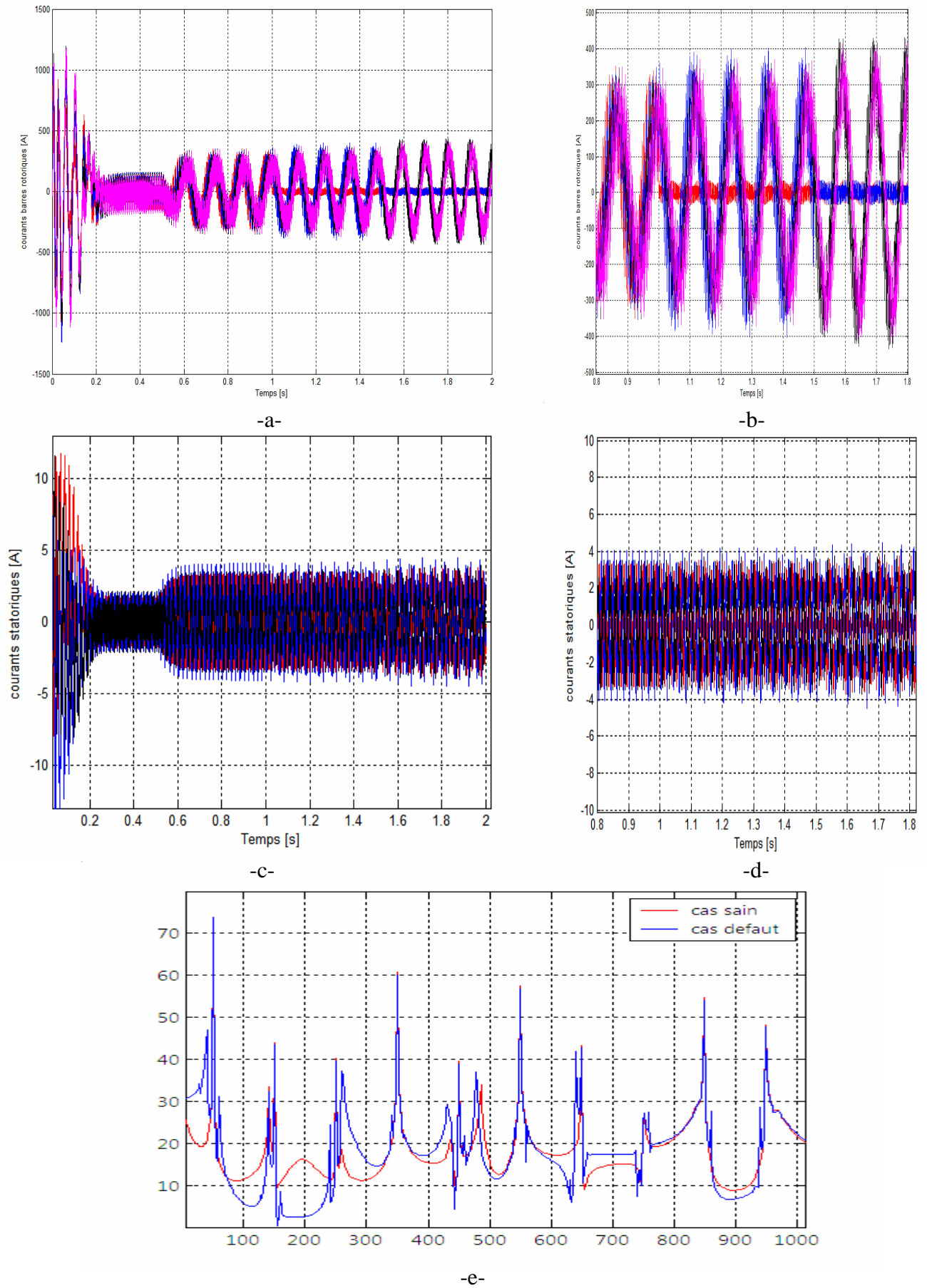


Fig 3.6. Courants statoriques et rotoriques, spectres fréquentiels

3.3 Modélisation des défauts d'excentricités

Le calcul des inductances, par l'Approche de Fonction d'Enroulement (AFE) dans le cas d'un rotor excentrique nécessite la modélisation de la variation de l'épaisseur de l'entrefer. La figure 3.7 illustre une machine avec un rotor excentrique où ; R et r sont respectivement les rayons du stator et du rotor. L'entrefer moyen est représenté par un cercle en ligne discontinu. O et O' sont respectivement le centre du stator et du rotor, φ et φ' représentent respectivement la position d'un point d'un référentiel lié au stator et au rotor. θ_r : donne la position du rotor et δg représente le décalage entre les deux centres.

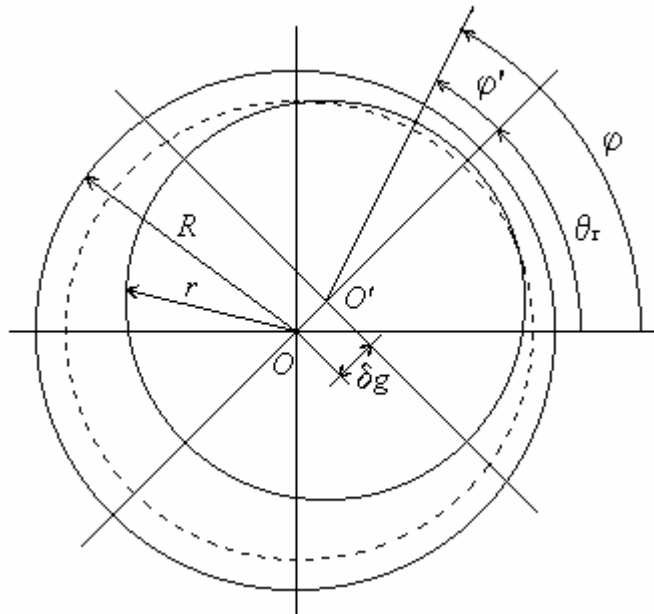


Fig 3.7 Entrefer de la machine avec rotor excentrique

Pour analyser un défaut d'excentricité, on doit utiliser une expression de l'entrefer qui tient compte de ce type de défaut, soit :

$$g_e(\theta_s, \theta_r) = g_0 - \delta_s \cos(\theta_s) - \delta_d \cos(\theta_s - \theta_r) \quad (3.3)$$

où

$$\delta_s = eps * g_0 \quad (3.4)$$

$$\delta_d = epd * g_0 \quad (3.5)$$

avec g_0 : épaisseur moyenne de l'entrefer ;
 δ_s : quantité d'excentricité statique ;
 eps : pourcentage d'excentricité statique ;
 δ_d : quantité d'excentricité dynamique ;
 epd : pourcentage d'excentricité dynamique ;

Pour le calcul des inductances par l'AFE, il est nécessaire d'inverser la fonction d'entrefer. Elle est exprimée dans le cas d'un entrefer non uniforme par l'expression suivante:

$$g_e^{-1}(\theta_s, \theta_r) = \frac{1}{g_0(1 - a_3 \cos(\theta_s - \theta_{r1}))} \quad (3.6)$$

Avec

$$a_3 = \sqrt{\delta_s^2 + 2\delta_s \cdot \delta_d \cos(\theta_r) + \delta_d^2} \quad (3.7)$$

$$\theta_{r1} = \arctan\left(\frac{\delta_d \cdot \sin(\theta_r)}{\delta_s + \delta_d \cdot \cos(\theta_r)}\right) \quad (3.8)$$

On peut écrire la fonction d'entrefer inverse selon l'expression suivante :

$$g_e^{-1}(\theta_s, \theta_r) = A_1 + A_2 \cdot \cos(\theta_s, \theta_r) \quad (3.9)$$

La modélisation du fonctionnement du moteur avec le défaut d'excentricité statique est réalisée en remplaçant dans l'expression (3.3) δ_d par 0 et δ_s par 0, pour un défaut d'excentricité dynamique. L'excentricité mixte est réalisée en considérant que la quantité d'excentricité statique et le degré d'excentricité dynamique soient $\delta_d \neq 0$ et $\delta_s \neq 0$ sont non nulles.

3.3.1 Calcul de la permiance

La permiance par unité de surface correspondante à un entrefer en absence de l'encoche de la surface d'alésage est :

$$P(\theta_s, \theta_r) = \frac{\mu_0}{g_e(\theta_s, \theta_r)} = \mu_0 \cdot g_e^{-1}(\theta_s, \theta_r) \quad (3.10)$$

On obtient une formule de la permiance qui tient compte du défaut d'excentricité :

$$P(\theta_s, \theta_r) = \mu_0 \cdot A_1 + \mu_0 \cdot A_2 \cos(\theta_s - \theta_r) \quad (3.11)$$

$$\text{avec } A_1 = \frac{1}{g_0 \cdot \sqrt{1 - a_3^2}} \quad \text{et } A_2 = \frac{1}{g_0 \cdot \sqrt{1 - a_3^2}} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - a_3^2}}{a_3} \right) \quad (3.12)$$

3.3.2 Simulations avec excentricité statique

3.3.2.1 cas d'une alimentation sinusoïdale

Les figures 3.8. (a) et (b), présentent la vitesse de rotation et de couple électromagnétique du moteur avec un défaut d'excentricité statique de 10% sous une charge de 5 *N.m* dans ce cas $g=0.156$.

Les figures 3.8 (c) et (d), montrent la variation des courants des trois phases statoriques et les courants dans les mailles rotoriques.

Les amplitudes des fluctuations de la vitesse et du couple présentent une légère augmentation par rapport à celle observée dans le cas d'un fonctionnement sans défaut.

La figure 3.8 (e) présente l'analyse spectrale du courant statorique. Nous constatons que le spectre du courant avec excentricité statique contient des harmoniques liés au types de défauts. D'autre part, on remarque que l'amplitude du fondamental augmente par rapport au cas d'un moteur sain.

La figure 3.8 (f) montre la variation de l'entrefer du moteur asynchrone pour un défaut d'excentricité statique de 10%.

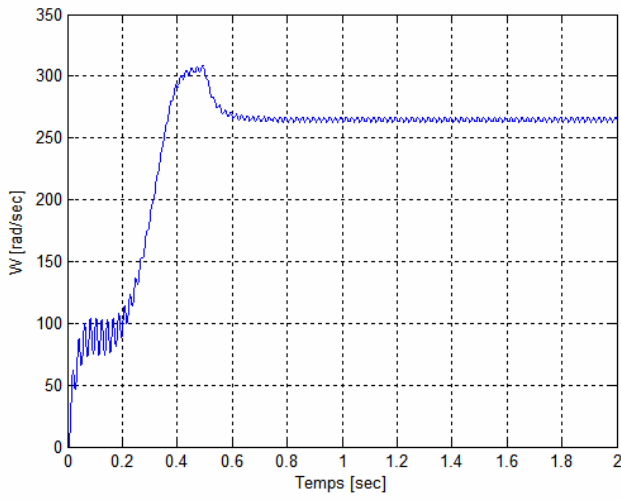
3.3.2.2 cas d'une alimentation par un onduleur de tension

Les figures 3.9 (a) et (b) montrent la vitesse de rotation et de couple électromagnétique du moteur avec un défaut d'excentricité statique de 10% sous une charge de 5 *N.m* ($g=0.156$), lorsqu'il est alimenté par un onduleur de tension.

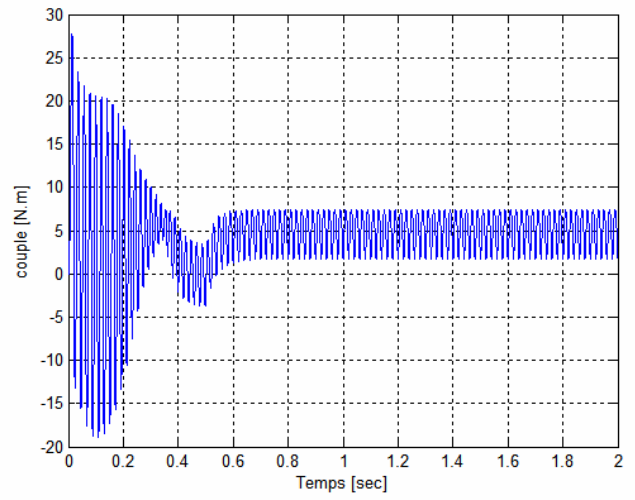
Les figures 3.9 (c) et (d) montrent la variation du courant des trois phases statoriques et le courant dans les mailles rotoriques.

La figure 3.8 (f) montre la variation de l'entrefer du moteur asynchrone dans le cas d'un défaut d'excentricité statique de 10 %. L'épaisseur de l'entrefer prend des valeurs variant autour de la valeur moyenne de l'entrefer.

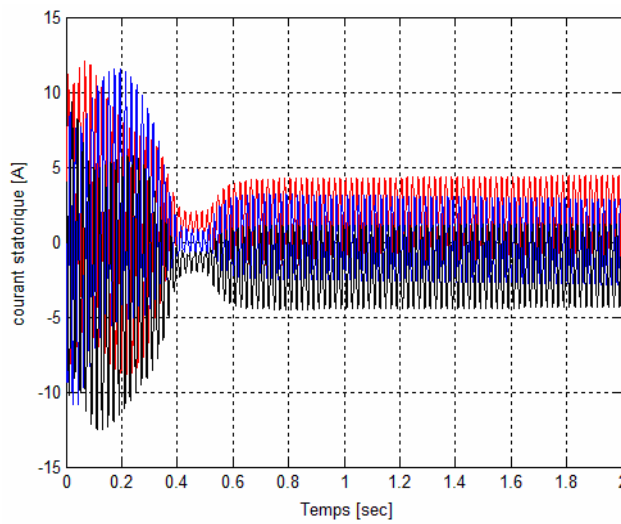
La figure 3.9 (e) présente l'analyse spectrale du moteur .



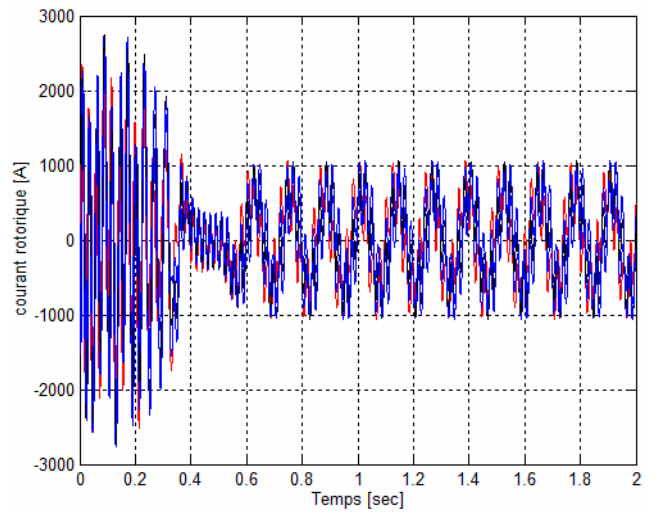
-a-



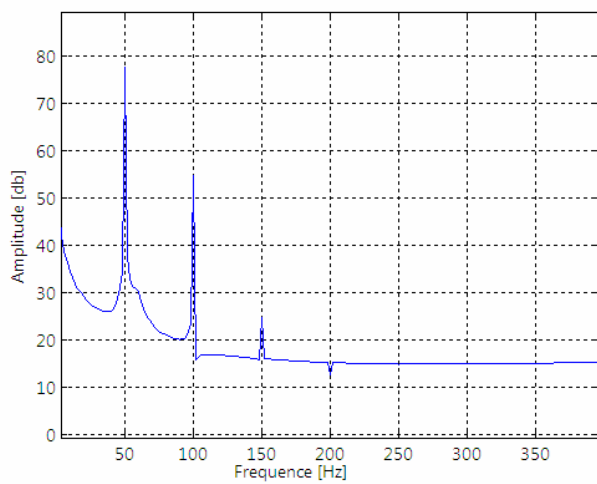
-b-



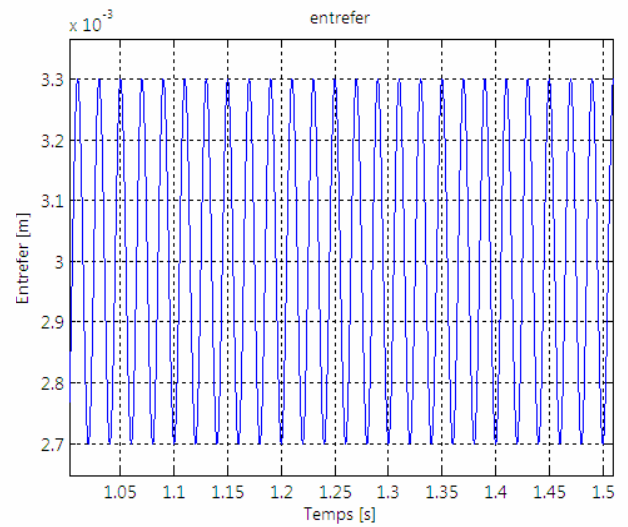
-c-



-d-

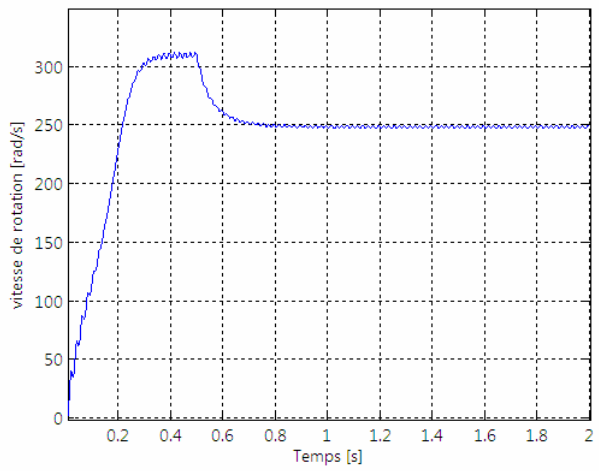


-e-

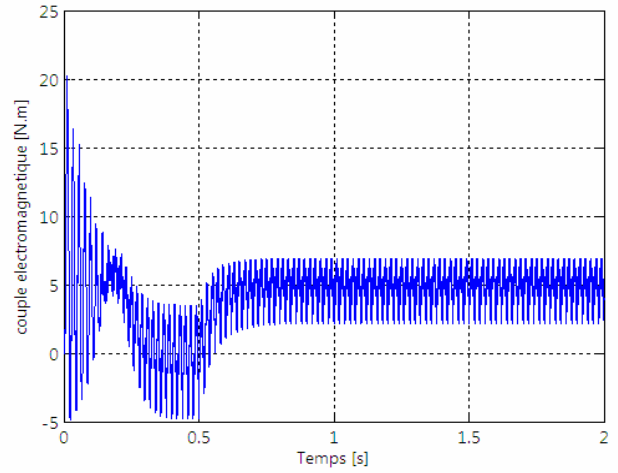


-f-

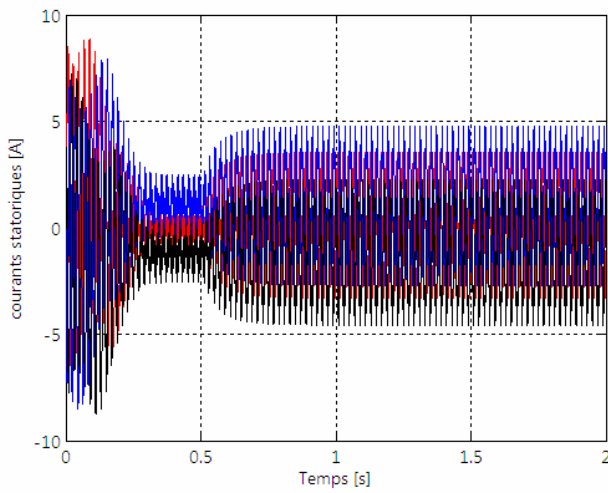
Fig 3.8 Simulation de défaut d'excentricité statique $\delta_s = 10\%$ avec alimentation sinusoïdale



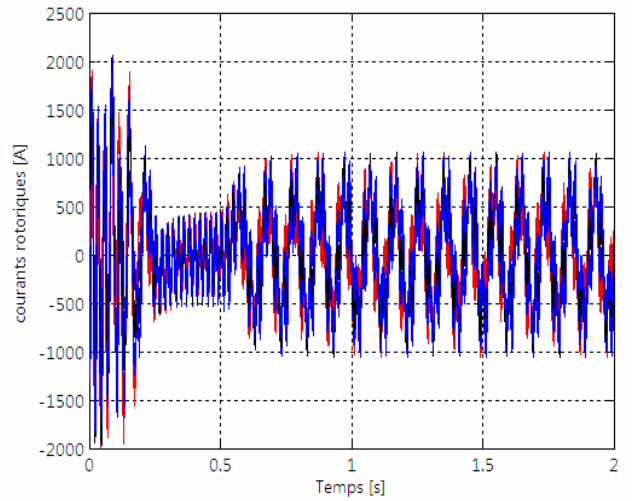
-a-



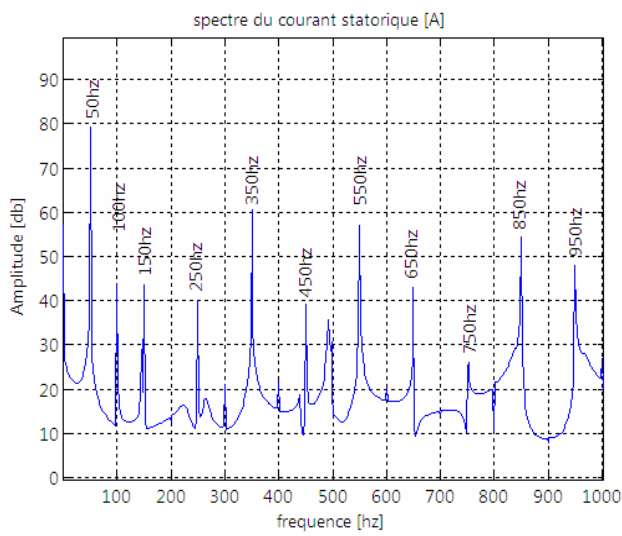
-b-



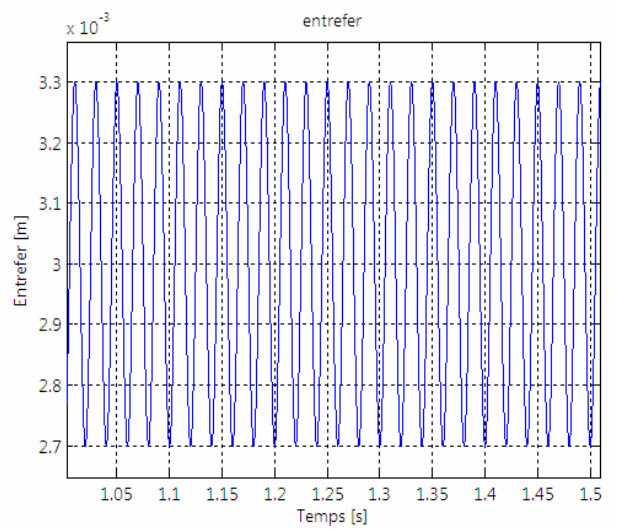
-c-



-d-



-e-



-f-

Fig 3.9 Simulation de défaut d'excentricité statique $\delta_s=10\%$ avec alimentation par onduleur

3.3.3 Simulation avec excentricité dynamique

3.3.3.1 cas d'une alimentation sinusoïdale

La simulation du fonctionnement du moteur avec défaut d'excentricité dynamique est réalisée de la même manière que celle avec défaut d'excentricité statique mais avec un degré d'excentricité statique " δ_s " égale à zéro et un degré d'excentricité dynamique " δ_d " variable.

Les figures 3.10 (a) et 3.10 (b), présentent les grandeurs électromécaniques de la vitesse et du couple dans le cas d'un défaut d'excentricité dynamique de 20% sous une charge de 5Nm.

Les fluctuations de la vitesse de rotation et du couple sont importantes que celles observées dans le cas d'un moteur sain.

Les figures 3.10 (c) et 3.10 (d) présentent respectivement le courant d'une phase statorique et courant d'une maille rotorique. On remarque l'apparition des fluctuations après l'application de la charge à 0.5s.

Les figures 3.10 (e) et 3.10 (f) illustrent la variation en fonction de la quantité d'excentricité dynamique de l'amplitude respectivement du fondamental, et des harmoniques caractéristiques du défaut (f_m) suite à la relation $f_m = f_1 (1 \pm k(1-g)/p)$. L'interprétation de ces courbes ne nous laisse entrevoir aucune indication quant à la sévérité du défaut.

3.3.3.2 cas d'un onduleur de tension

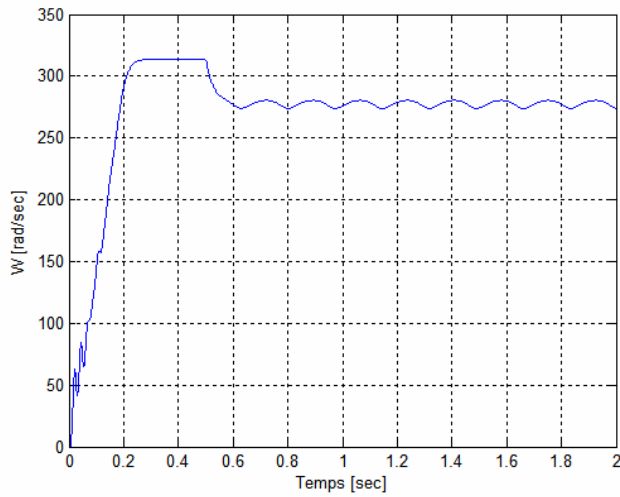
La simulation du fonctionnement du moteur avec défaut d'excentricité dynamique est réalisée de la même manière que celle avec défaut d'excentricité statique mais avec un degré d'excentricité statique " δ_s " égale à zéro et une quantité d'excentricité dynamique " δ_d " variable.

Les figures 3.11 (a) et 3.11 (b), présentent les grandeurs électromécaniques de la vitesse et du couple dans le cas d'un défaut d'excentricité dynamique de 20% sous une charge de 5Nm.

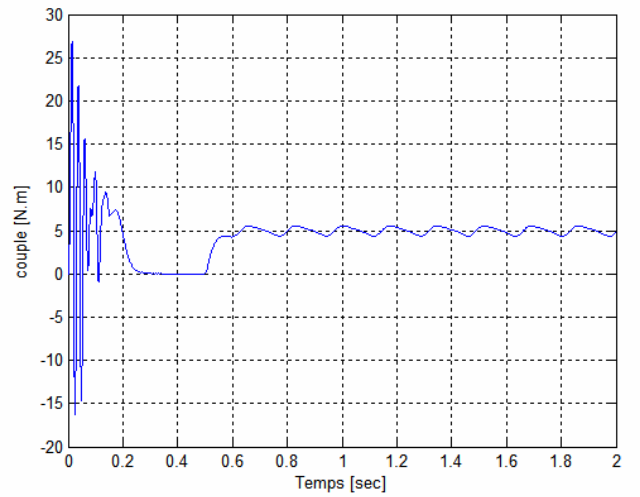
Les fluctuations de la vitesse de rotation et du couple sont importantes que celles observées dans le cas d'un moteur sain.

Les figures 3.11 (c) et 3.11 (d), présentent respectivement le courant des phases statoriques et des courants de mailles rotoriques. Nous constatons l'apparition des fluctuations, après l'application de la charge à 0.5s.

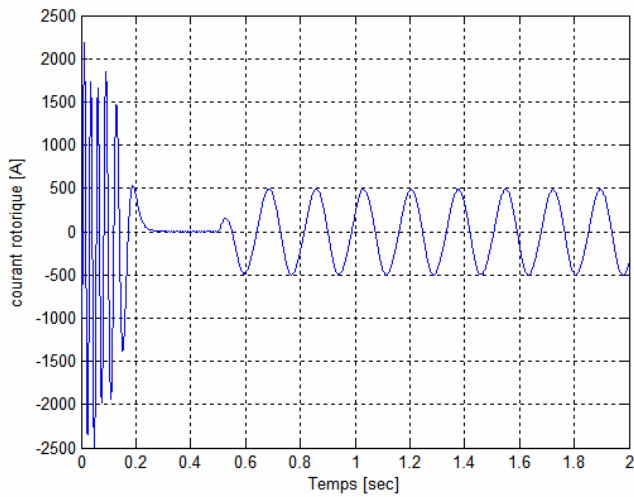
Les figures 3.11 (e), 3.11 (f), illustrent l'analyse spectrale et la variation de l'épaisseur de l'entrefer lors d'une excentricité dynamique. Les harmoniques caractéristiques du défaut (f_m) et donné par la relation $f_m = f_1 (1 \pm k(1-g)/p) + 2(K-1)f_s$.



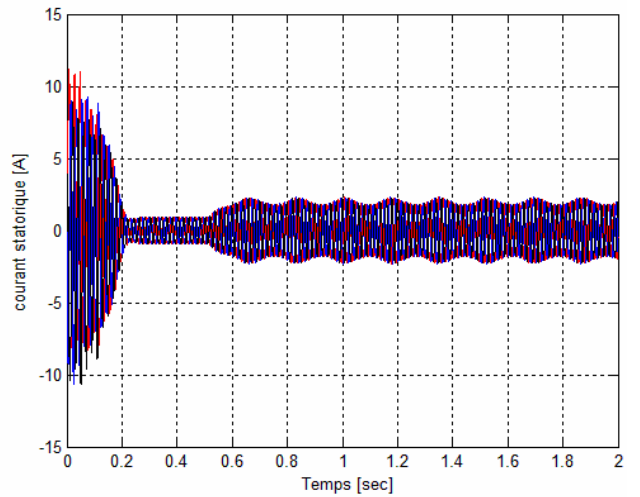
-a-



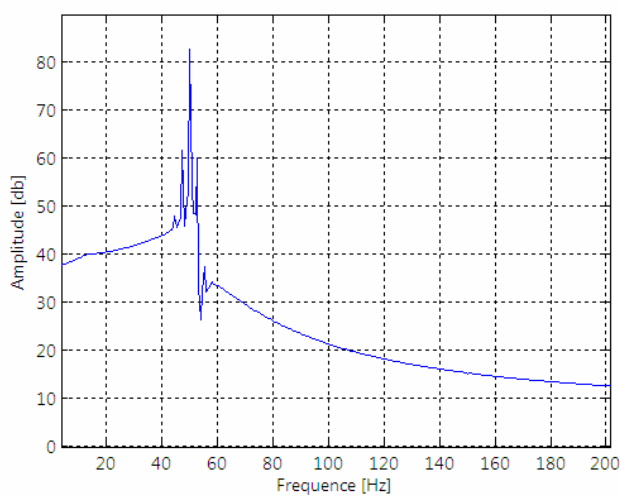
-b-



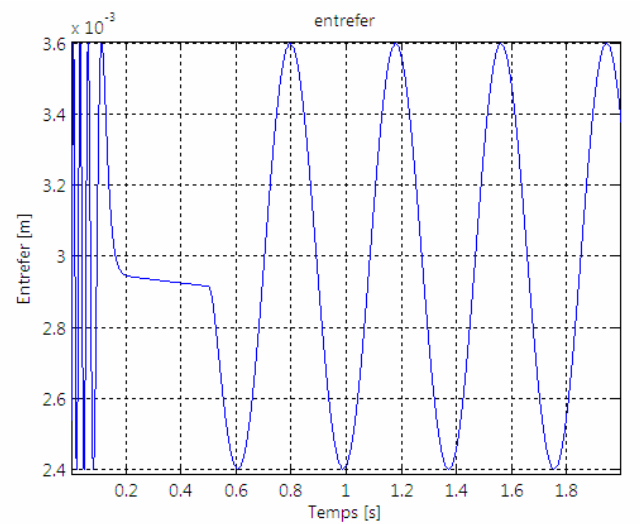
-c-



-d-

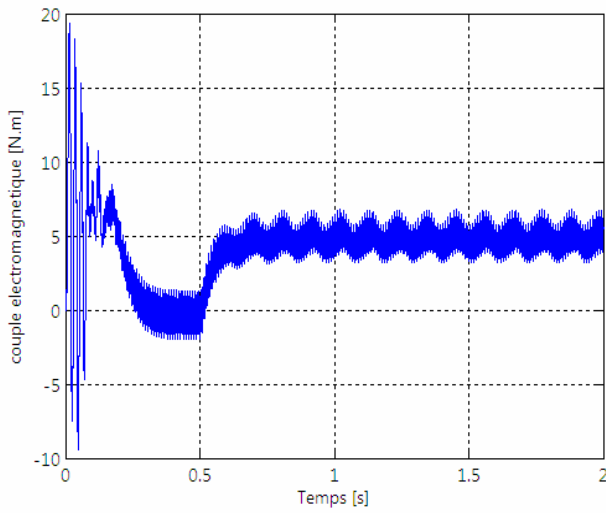


-e-

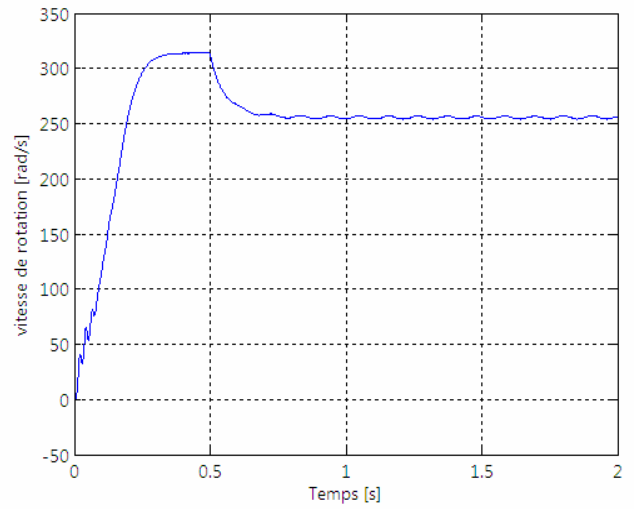


-f-

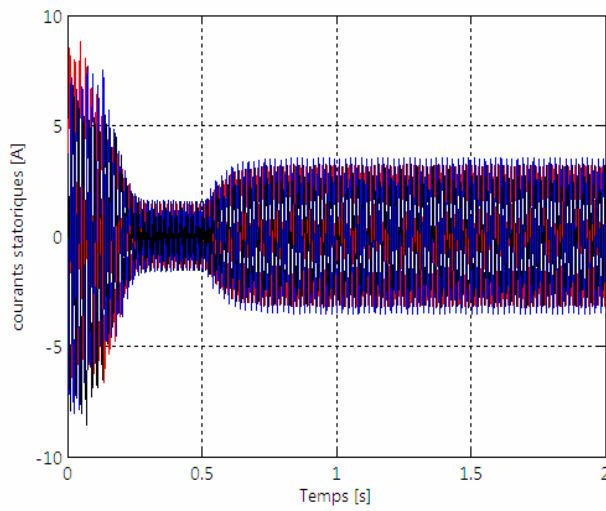
Fig 3.10 Simulation d'un défaut d'excentricité dynamique $\delta_d=20\%$ avec alimentation sinusoïdale



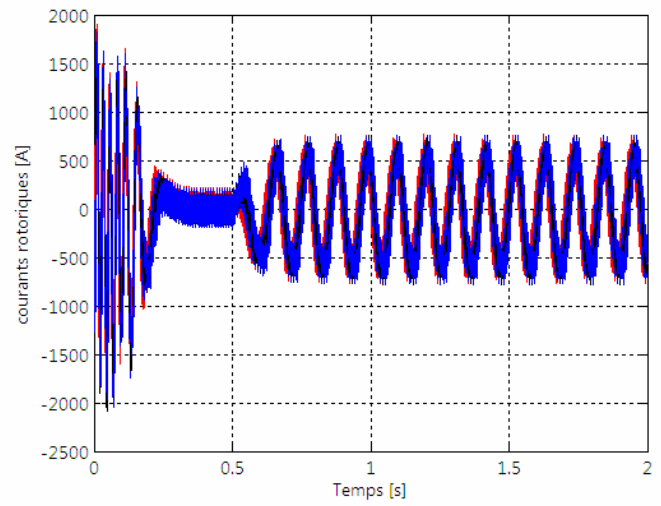
-a-



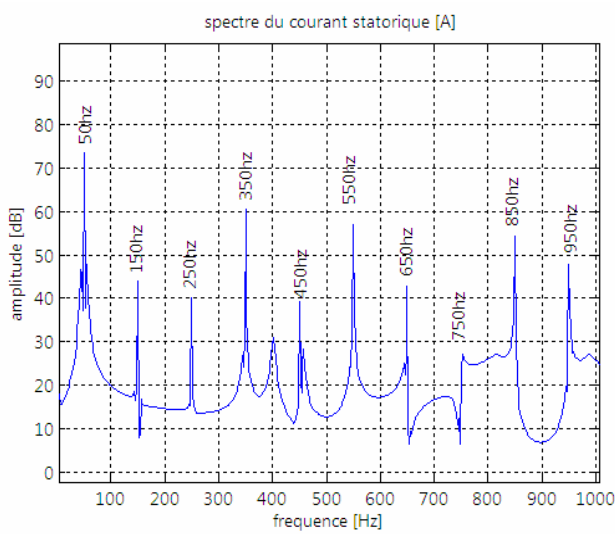
-b-



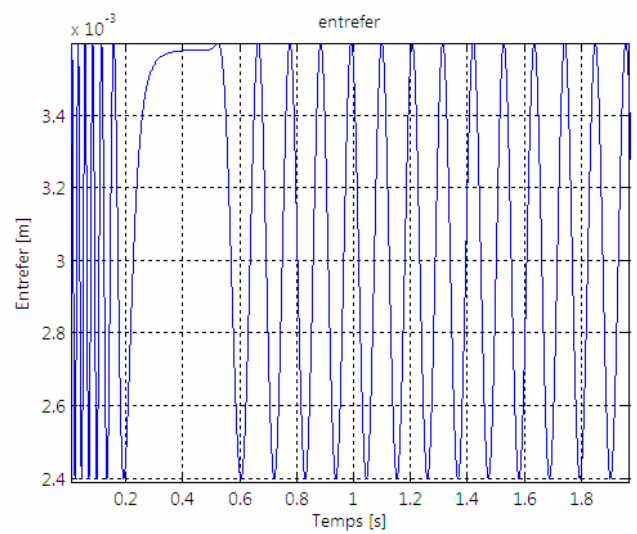
-c-



-d-



-e-



-f-

Fig 3.11 Simulation d'un défaut d'excentricité dynamique $\delta_d=20\%$ avec alimentation par onduleur

3.3.4 Simulation avec excentricité mixte

3.3.4.1 Cas d'une alimentation sinusoïdale

L'excentricité existe dans tous moteurs et elle est forcément mixte. La simulation du fonctionnement avec ce défaut est réalisée en faisant varier la quantité d'excentricité statique ($\delta_s \neq 0$) et celle d'excentricité dynamique ($\delta_d \neq 0$).

La figure 3.12 (a) et 3.12 (b) présentent la vitesse et le couple électromagnétique du moteur lors d'une excentricité mixte (un degré d'excentricité statique de $\delta_s=10\%$ et un degré d'excentricité dynamique de $\delta_d=20\%$) sous une charge de 5Nm.

Les fluctuations des grandeurs mécaniques sont plus importantes que celles d'un moteur sain, ou avec uniquement un défaut d'excentricité statique ou d'excentricité dynamique.

Les figures 3.12 (c) et 3.12 (d) présentent respectivement le courant des phases statoriques, et le courant d'une maille rotorique.

Ces résultats, nous indiquent qu'en plus des harmoniques créés par l'excentricité dynamique, l'excentricité mixte se manifeste par la création de deux harmoniques d'amplitudes importantes de part et d'autre du fondamental à des fréquences $(1+g)f_i/2$ et $(3-g)f_i/2$ [19] [20] et d'autres harmoniques qui se manifestent plus avec l'augmentation de la sévérité du défaut figure 3.9 (c) et dont les fréquences sont tirées de l'équation (1.20).

La figure 3.12 (e), présente les fréquences en fonction du degré d'excentricité statique (avec un degré d'excentricité dynamique fixe) de l'amplitude respectivement du fondamental, du premier harmonique créé par l'excentricité mixte, du deuxième harmonique créé par l'excentricité mixte,.

Les résultats des simulations, de manière générale, nous renseignent pas sur la sévérité du défaut, sauf pour le premier harmonique principal caractéristique du défaut d'excentricité mixte. Nous constatons que l'amplitude de cet harmonique est seulement proportionnelle au degré de sévérité du défaut.

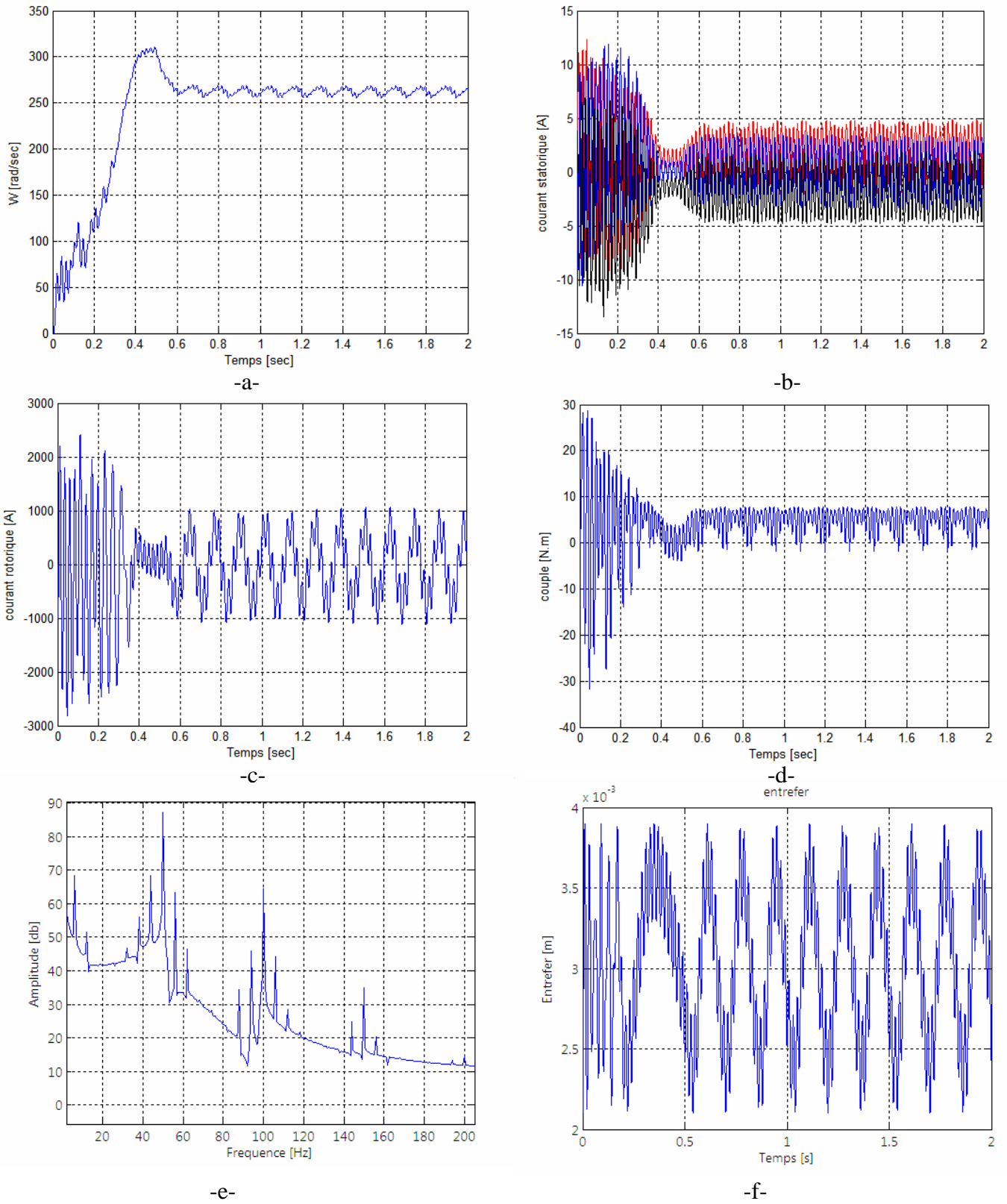


Fig 3.12 Simulation de défaut d'excentricité mixte ($\delta_s = 10\%$ et $\delta_d = 20\%$) avec alimentation sinusoïdale

3.3.4.2 cas d'un onduleur de tension

Les grandeurs électromécaniques vitesse et couple électromagnétique du moteur sous une quantité d'excentricité mixte ($\delta_s=10\%$ et $\delta_d=20\%$) sous une charge de 5Nm et un glissement de 0.052 sont respectivement données par les figures 3.12 (a) et (b) .

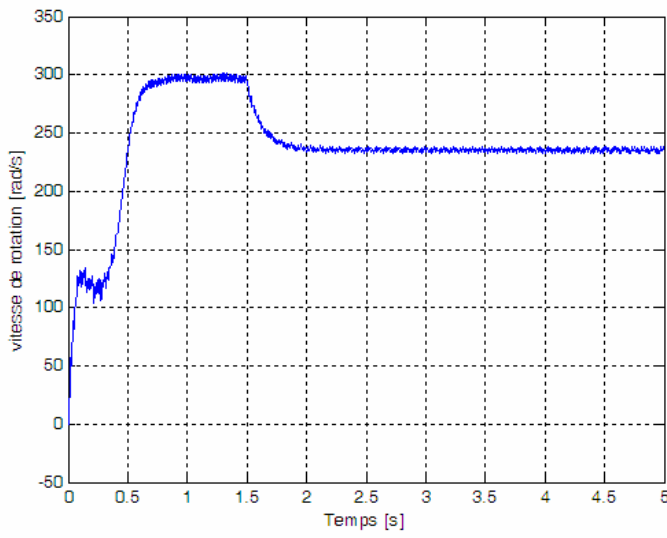
L'introduction de l'onduleur se fait par la création des fluctuations plus importantes que celles du moteur avec alimentation sinusoïdale et avec le même défaut (excentricité mixte).

L'onduleur influe aussi sur le courant statorique par la création des ondulations plus importantes que celle obtenues avec alimentation sinusoïdale et aussi par la création des harmoniques dont leurs fréquences sont données par le tableau 3.

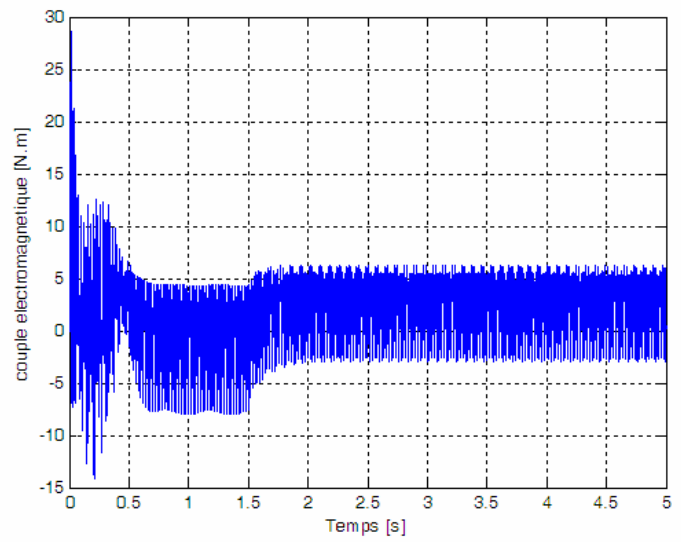
On remarque que les spectres de défaut apparaissent selon l'expression suivante :

$$f_{exc} = |f.(1 \pm k(1-g)/p)| + 2(K-1)f_s \quad (3.13)$$

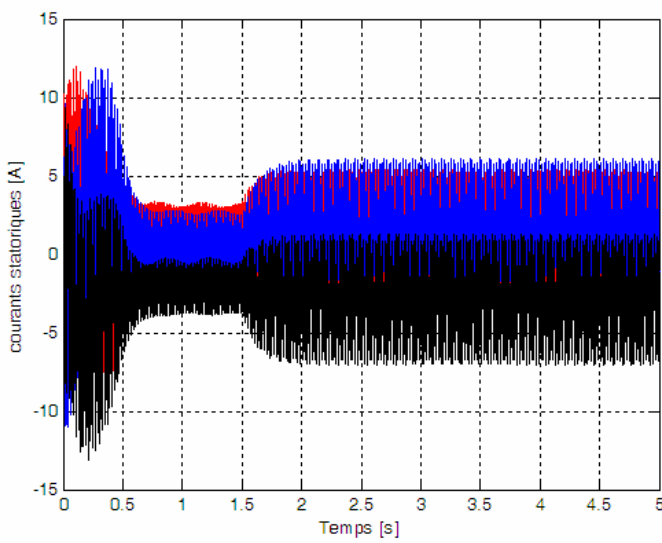
On remarque que la première partie du terme de droite $|f.(1 \pm k(1-g)/p)|$ de l'expression reflète les spectres de fréquences qui apparaissent lorsque la machine en défaut est alimentée par une source sinusoïdale or que la deuxième partie ,soit $2(K-1)f_s$ avec $K=1,2,\dots$, est le terme de correction qu'il faut tenir en compte pour diagnostiquer un défaut d'excentricité mixte. Ceci étant l'expression utilisée pour le cas d'une machine alimentée par une source sinusoïdale n'est plus valable pour le cas d'une alimentation avec un onduleur.



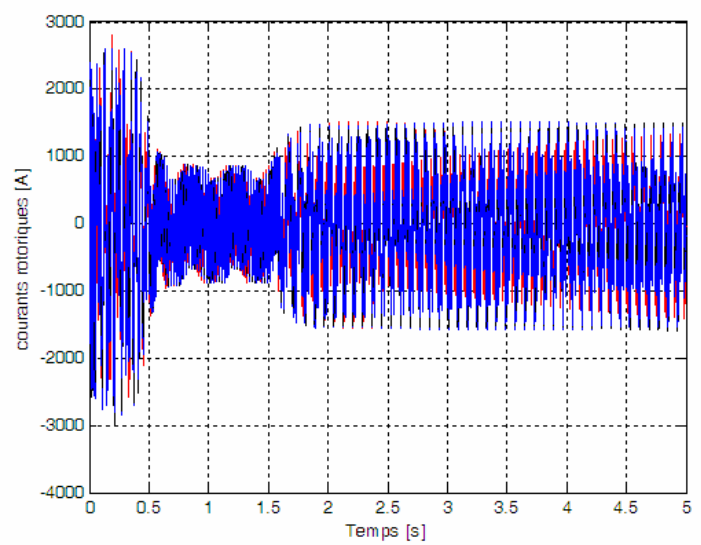
-a-



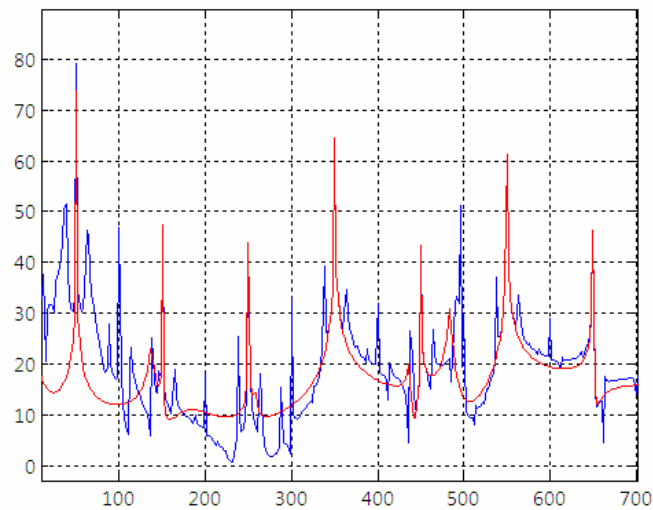
-b-



-c-



-d-



-e-

Fig 3.13. Simulation avec défaut d'excentricité mixte (10% et 20%) alimenté par un onduleur

3.5 Défaits dans l'onduleur

En plus des défauts qui peuvent apparaître dans le moteur, il n'est pas exclu que le défaut soit dû à une défaillance de l'un des semi conducteurs. Un mauvais fonctionnement d'un semi conducteur peut causer la perte de la commande et l'arrêt même du bras de l'onduleur. Ces types de défauts sont graves et ils causent des défauts des autres dispositifs. Nous présentons une étude pour un défaut de semi conducteur en circuit ouvert.

Pour permettre au courant i_j de circuler au niveau des interrupteurs du bras j , il faut qu'au moins un des deux interrupteurs T_j et T'_j soit à l'état fermé, mais pour éviter de court-circuiter la source E , ils ne peuvent pas être fermés simultanément. Les états des deux interrupteurs de chaque bras doivent donc être complémentaires, l'un étant fermé l'autre ouvert (figure 3.14)

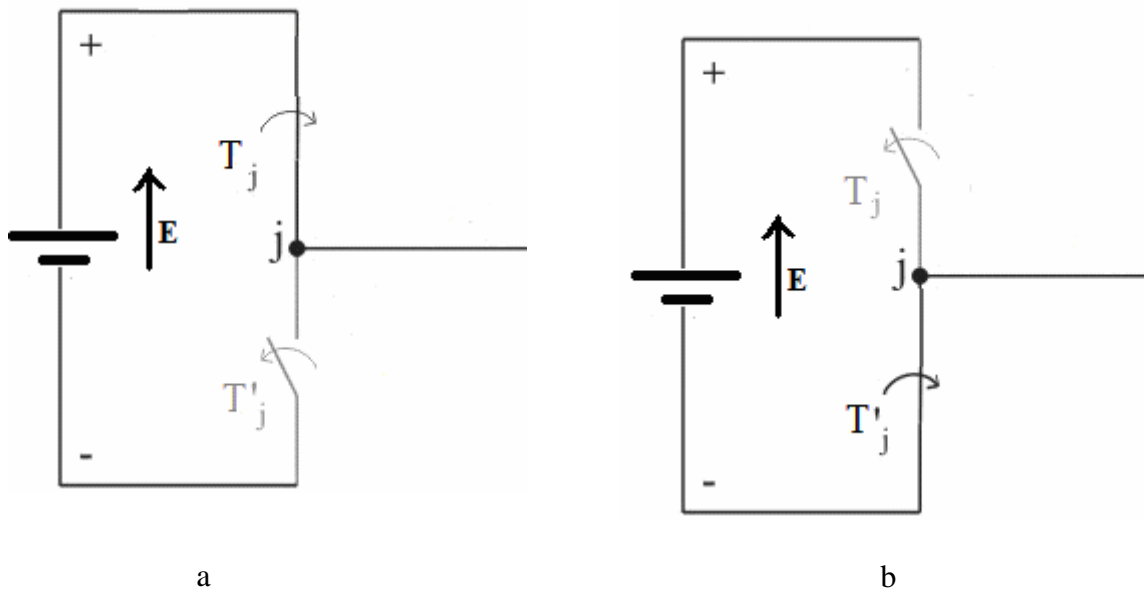


Fig 3.14 Commutations de l'interrupteur

Lorsque l'interrupteur T_j est fermé, il est traversé par le courant i_j . Comme ce courant est un courant alternatif, il est parfois positif, parfois négatif : donc l'interrupteur T_j doit être réversible en courant. Lorsque l'interrupteur T_j est ouvert, l'interrupteur T'_j est fermé, la tension aux bornes de T_j est égale à U . Cette tension est une tension continue, donc toujours positive.

L'interrupteur T_j est un interrupteur constitué d'un transistor auquel une diode est montée en antiparallèle comme la montre la figure 3.15 (a), suivant :

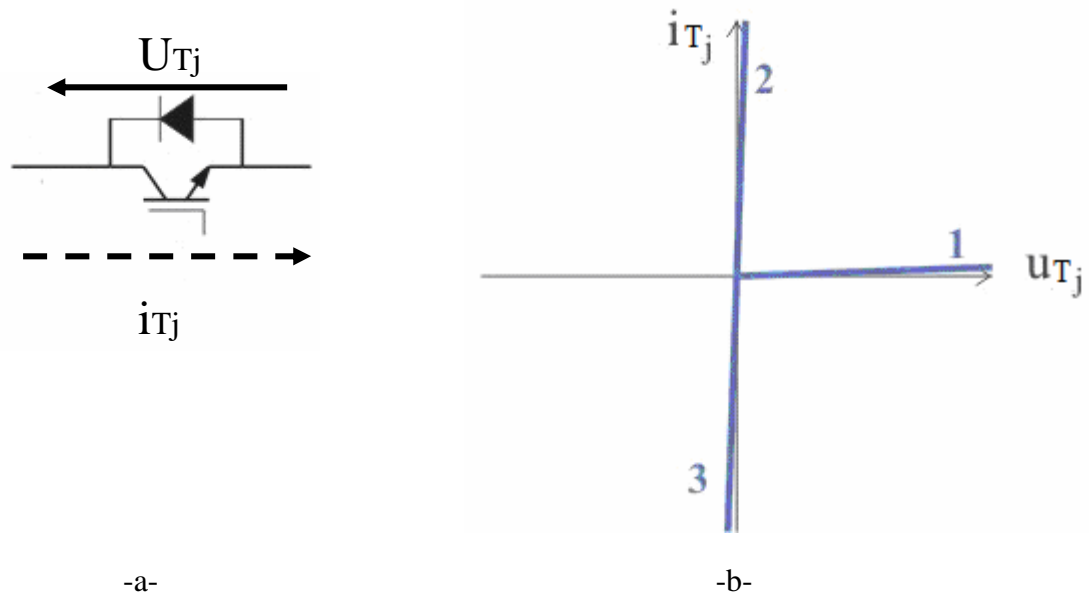


Fig 3.15 Présentation d'un interrupteur

La figure 3.15, montre

- la branche 1 : correspond à l'état bloquant du transistor et de la diode
- la branche 2 : correspond à la conduction du transistor
- la branche 3 : correspond à la conduction de la diode.

Lorsque le transistor est conducteur (branche 2) la diode est soumise à une tension négative très faible égale à la chute de tension $(V_{CE})_{sat}$ du transistor à l'état passant.

Lorsque la diode est conductrice (branche 3) le transistor est soumis à une très faible tension négative égale à la chute de tension V_D à l'état passant de la diode : lorsqu'on est sur la branche 3 on peut commander l'état fermé du transistor de manière à permettre un passage automatique à la branche 2 si le courant i_j cesse d'être négatif pour devenir positif.

L'interrupteur T'_j présente les mêmes caractéristiques que l'interrupteur T_j ; il est donc aussi formé de la mise en parallèle inverse d'une diode et d'un transistor .

Les états des interrupteurs T_j et T'_j doivent être complémentaires. Donc, pour assurer la circulation du courant i_j sans court-circuiter la source U , on doit avoir :

- soit T_j fermé et T'_j ouvert
- soit T_j ouvert et T'_j fermé.

Pour passer de $T_j=1$ et $T'_j=0$ à $T_j=0$ et $T'_j=1$, deux cas doivent être considérés

- soit le courant i_j est positif
- soit le courant i_j est négatif

Passage de $T_j = 1, T'_j = 0$ à $T_j = 0, T'_j = 1$ pour $i_j > 0$.

Si i_j est positif :

- lorsque T_j est fermé, c'est le transistor T_{rj} qui est conducteur (figure 3.16-a).
- lorsque T'_j est fermé, c'est la diode D'_j qui est conductrice (figure 3.16-b).

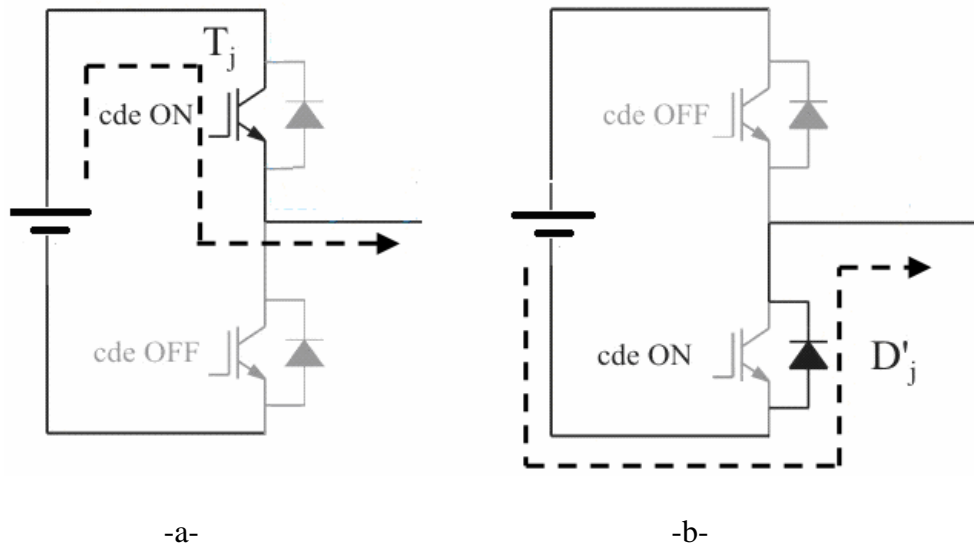


Fig 3.16 Fonctionnement d'un bras de l'onduleur pour un courant positif

La commutation de T_j fermé (T_{rj} conducteur) à T'_j fermé, (D'_j conductrice) s'opère en commandant le blocage de T_{rj} . Lorsque T_{rj} est ouvert, on peut commander l'état fermé de T'_j pour que T'_j reste fermé même si le courant i_j cesse d'être positif et devient négatif

Passage de $T_j = 1, T'_j = 0$ à $T_j = 0, T'_j = 1$ pour $i_j < 0$.

Si i_j est négatif,

- lorsque T_j est fermé, c'est la diode D_j qui est conductrice (figure 3.17-a)
- lorsque T'_j est fermé, c'est le transistor T_{rj} qui est conducteur (figure 3.17-b).

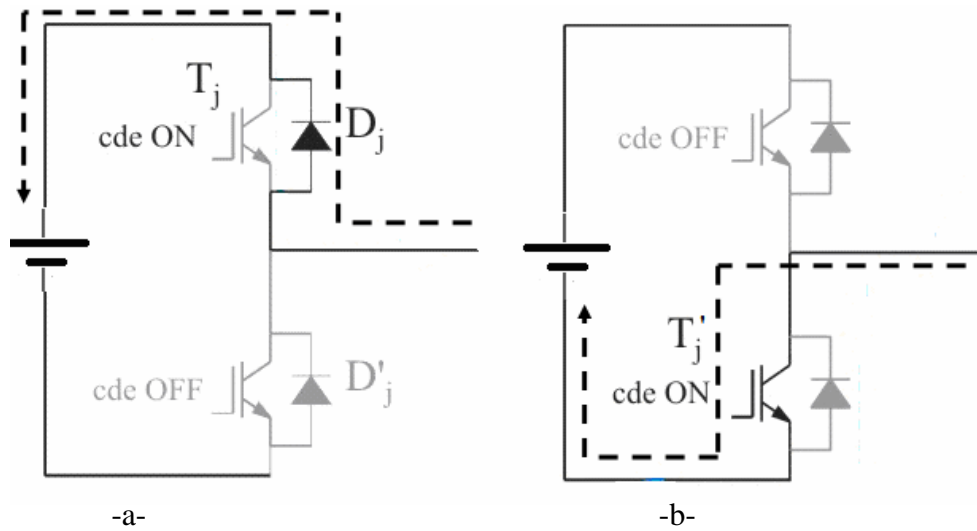


Fig 3.17 fonctionnement d'un bras de l'onduleur pour un courant négatif

La commutation de T_j fermé (D_j conductrice) à T'_j fermé (T_{rj} conducteur) s'opère en commandant l'amorçage de T_j après avoir préalablement bloqué T_{rj} pour éviter d'avoir une conduction simultanée de T_j et T'_j et donc un court-circuit de la source E .

3.5 Théories des fonctions de commutations

3.5.1 Fonction de commutation de l'onduleur sans défauts

L'onduleur peut être considéré comme un convertisseur idéal. Notre model est basé sur la technique et la stratégie de commande en Modulation Largeur d'Impulsion. Pour les dispositifs idéal, « 1 », représente le mode marche et le « 0 » le mode arrêt du dispositif [33] [34].

$$S_w = \begin{cases} 1 & \text{si } T_r \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } T_r \text{ est ouvert} \end{cases}$$

En utilisant la notion de fonction de commutation des interrupteurs, la relation entre l'entrée et la sortie de l'onduleur, est :

$$[V_{ao}, V_{bo}, V_{co}] = TF.V_d \tag{3.14}$$

Où,

V_{ao}, V_{bo}, V_{co} : tensions de sortie de l'onduleur

TF : fonction de transfert ;

V_d : la tension d'entrée.

Généralement la fonction de transfert peut être présenté comme suite :

$$TF = (SW_1, SW_2, SW_3). \tag{3.15}$$

Avec

$$\begin{aligned}
 V_{a0} &= \frac{V_d}{2} SW_1 \\
 V_{b0} &= \frac{V_d}{2} SW_2 \\
 V_{c0} &= \frac{V_d}{2} SW_3
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Pour une connexion étoile du moteur V_{n0} est calculé comme suit :

$$V_{n0} = (V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) / 3 \tag{3.17}$$

La tension des phases sont obtenues selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases}
 V_{an} = V_{a0} - V_{n0} \\
 V_{bn} = V_{b0} - V_{n0} \\
 V_{cn} = V_{c0} - V_{n0}
 \end{cases} \tag{3.18}$$

3.5.2 Fonctions de commutation de l'onduleur en cas de défauts

3.5.2.1 Fonction de commutation du dispositif à semi-conducteurs en cas de défaut de T_{r1}

En cas où un défaut du semi-conducteur en circuit ouvert T_{r1} s'est produite, V_{bo} et V_{co} ne sont pas touchées. La phase « a » du moteur est connectée à l'électrode positive de la source continue à travers le courant qui traverse la diode D_1 . La tension V_{an} dépend de l'état du semi-conducteurs T_{r4} et de la direction du courant de phase I_{an} . Dans ce cas, les fonctions de commutations SW_2 et SW_3 restent les mêmes mais, SW_1 peut être obtenue selon l'algorithme suivant:

$$SW_1 = \begin{cases}
 -1 & \text{si } i_{an} > 0 \\
 -1 & \text{si } i_{an} < 0, T_{r4} \text{ à l'état } 1 \\
 1 & \text{si } i_{an} < 0, T_{r4} \text{ à l'état } 0
 \end{cases} \tag{3.19}$$

3.5.2.2 Fonction de commutation du dispositif à semi-conducteurs en cas de défaut de T_{r2}

En cas où un défaut du semi-conducteur en circuit ouvert T_{r2} s'est produite, V_{bo} et V_{co} ne sont pas touchées. La phase « b » du moteur est connectée à l'électrode positive de la source continue à travers le courant qui traverse la diode D_2 . La tension V_{bn} dépend alors, du semi-conducteurs T_{r5} et de la direction du courant de phase I_{bn} .

Les fonctions de commutations SW_1 et SW_3 restent les mêmes mais, SW_2 sera exprimée par:

$$SW_2 = \begin{cases} -1 & \text{si } i_{bn} > 0 \\ -1 & \text{si } i_{bn} < 0, T_{r5} \text{ à l'état } 1 \\ 1 & \text{si } i_{bn} < 0, T_{r5} \text{ à l'état } 0 \end{cases} \quad (3.20)$$

3.5.2.3 Fonction de commutation du dispositif à semi-conducteurs en cas de défaut de T_{r3}

En cas où un défaut d'un semi-conducteur en circuit ouvert T_{r3} s'est produite, V_{ao} et V_{bo} ne sont pas touchées. La phase « c » du moteur est connectée à l'électrode positive de la source continue à travers le courant qui traverse la diode D_3 . La tension V_{cn} dépend du semi-conducteurs T_{r6} et de la direction du courant de phase I_{cn} . Les fonctions de commutations SW_1 et SW_2 restent les mêmes mais, SW_3 peut être obtenue par:

$$SW_3 = \begin{cases} -1 & \text{si } i_{bn} > 0 \\ -1 & \text{si } i_{cn} < 0, T_{r6} \text{ à l'état } 1 \\ 1 & \text{si } i_{cn} < 0, T_{r6} \text{ à l'état } 0 \end{cases} \quad (3.21)$$

3.5.2.4 Fonction de commutation du dispositif à semi-conducteurs en cas de défaut de T_{r4}

En cas où un défaut d'un semi-conducteur en circuit ouvert T_{r4} s'est produite, V_{bo} et V_{co} ne sont pas touchées. La phase « a » du moteur est connectée à l'électrode positive de la source continue à travers le courant qui traverse la diode D_4 . La tension (V_{an}) dépend du semi-conducteurs T_{r1} et de la direction du courant de phase I_{an} .

A cette étape, les fonctions commutations SW_2 et SW_3 restent les mêmes et SW_1 peut être obtenus:

$$SW_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } i_{an} < 0 \\ 1 & \text{si } i_{an} > 0, T_{r1} \text{ à l'état } 1 \\ -1 & \text{si } i_{an} < 0, T_{r1} \text{ à l'état } 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

3.5.2.5 Fonction de commutation du dispositif à semi-conducteurs en cas de défaut de T_{r5}

En cas où un défaut d'un semi-conducteur en circuit ouvert T_{r5} s'est produite, V_{ao} et V_{bo} ne sont pas touchés. la phase « b » du moteur est connectée à l'électrode positive de la source continu à travers le courant qui traverse la diode D_5 . La tension (V_{bn}) dépend du semi-conducteurs T_{r2} et de la direction du courant de phase I_{bn} . Dans ce cas les fonctions de commutations SW_1 et SW_3 restent les mêmes mais , SW_2 peut être obtenue:

$$SW_2 = \begin{cases} -1 & \text{si } i_{bn} < 0 \\ 1 & \text{si } i_{bn} > 0, T_{r2} \text{ à l'état } 1 \\ -1 & \text{si } i_{bn} < 0, T_{r2} \text{ à l'état } 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

3.5.2.6 Fonction de commutation du dispositif à semi-conducteurs en cas de défaut de T_{r6}

En cas où un défaut d'un semi-conducteur en circuit ouvert T_{r6} s'est produit, V_{ao} et V_{bo} ne sont pas touchées. La phase « c » du moteur est connecté à l'électrode positive de la source continue à travers le courant qui traverse la diode D_6 . La tension (V_{cn}) dépend du semi-conducteurs T_{r3} et de la direction du courant de phase I_{cn} . Les fonctions de commutations SW_1 et SW_2 restent les mêmes mais et SW_3 peut être obtenue:

$$SW_3 = \begin{cases} -1 & \text{si } i_{bn} < 0 \\ 1 & \text{si } i_{bn} > 0, T_{r3} \text{ à l'état } 1 \\ -1 & \text{si } i_{bn} < 0, T_{r3} \text{ à l'état } 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

3.6 Simulations des défauts de transistors

Cette partie présente une étude sur les défauts éventuels pouvant être causés par un des semi conducteurs de l'onduleur. Nous analysons, en première étape l'évolution des courants statoriques de chaque phase afin d'en tirer conclusion sur la façon de détecter et diagnostiquer un défaut et précisément le semi conducteur en panne.

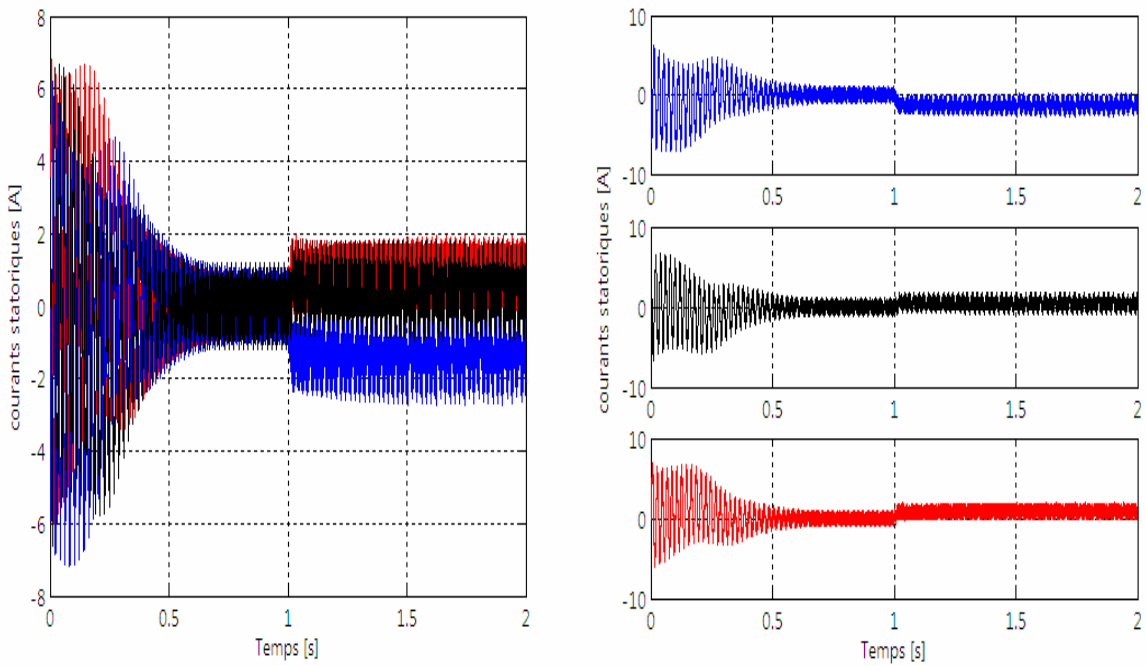
Les figures 3.18 à 3.22 montrent les résultats de simulation obtenus lorsqu'un des semi conducteurs de l'onduleur est en défaut .On remarque, que lors d'un défaut de transistor du première bras (T_{r1} ou T_{r4}) (figure 3.18) l'effet apparaît sur le courant statorique de la phase « a » .En effet ,lorsque T_{r1} est en défaut ,la phase « a » devient totalement au dessous de l'axe de temps (figure 3.18.a), mais lorsque c'est T_{r4} (le transistor complément), qui est en défaut le courant prend des valeurs positives (figure3.18.b). De même lorsque le défaut est dans le 2^{eme} bras, son effet apparaît sur le courant de la phase « b ». Le courant évolue au dessous de l'axe des abscisses (figure 3.19.a), si c'est le transistor du haut T_{r2} qui est en défaut, il évolue au dessous de l'axe des abscisses (figure 3.19.b), si c'est le T_{r5} qui est en panne. Finalement, l'analyse de défaut dans le troisième bras, montre le même effet sur le courant de la phase « c ». Le courant de la phase « c » évolue en bas de l'axe (figure 3.20.a) si c'est le transistor T_{r3} en défaut est vise versa (figure 3.20.b) si c'est le transistor T_{r6} qui est en défaut.

3.7 Détection des défauts de transistors selon les composantes de Park

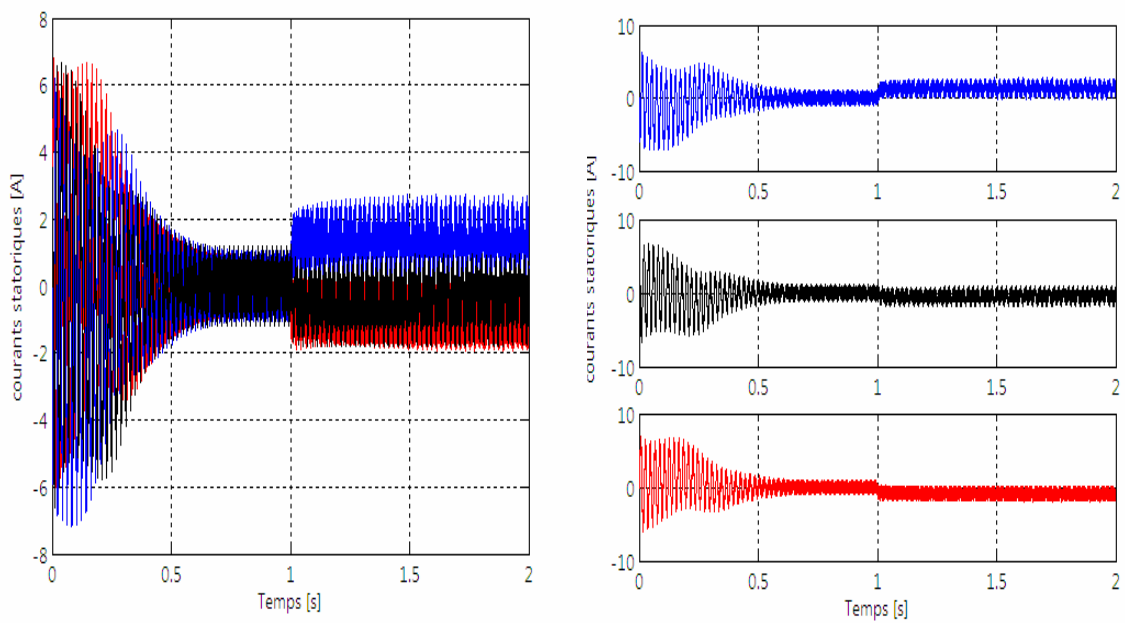
En conclusion, l'enregistrement des courants de phases permet au vue de leur évolution de détecter et localisé un défaut de transistor. Pour le même objectif de détecter et localiser un défaut de semi conducteur, nous avons aussi procédé à l'analyse non plus des courants réels statoriques, mais de leurs composante sur les axes d et q . Dans le cas ou le transistor T_{r1} est endommagé on remarque un spectre additionnel trouvé à la gauche du spectre du convertisseur sain à la prolongation négative de l'axe q . Or quand le transistor T_{r4} est endommagé nous notons que le spectre additionnel

est déplacé à la droite de l'axe q les deux spectres additionnel de T_{r1} et T_{r4} sont séparés par un angle de 180° . L'analyse des autres transistors à donnée le même résultat (T_{r2} , T_{r5}) et (T_{r3} , T_{r6}). Nous concluons que pour la même cellule, quand un des deux commutateurs est endommagé on remarque que leurs coupes additionnelles correspondantes sont séparées par un angle de 180° (figure3.21 (a) et (b), figure3.21 (c) et (d), figure3.21 (e) et (f)). Supposons que le défaut est dans la partie supérieur de l'onduleur (T_{r1} , T_{r2} , T_{r3}), leurs spectres additionnels correspondants sont séparées par un angle de 120° (figure3.24 (a),(c) et (e)) que la même conclusion est tirée quand nous considérons le cas de l' endommagement d'un des commutateurs de la position inférieure de l'onduleur (T_{r4} , T_{r5} , T_{r6}). L'angle de séparation entre les spectres additionnels est 120° (figure3.21 (b),(d),(f)), comme le montre la figure 3.21

En comparaison, du tracé de l'évolution des composantes dans le plan de Park pour le cas d'un onduleur (voir figure 2.17). On remarque, que le spectre du courant prend des positions spécifiques au transistor en défaut . Les positions retenues indiquent clairement qu'il y a une défaillance d'un des transistors et en plus leurs positions localisent le transistor défaillant, tel que c'est montré en (figure 3.22 a ÷ f) .

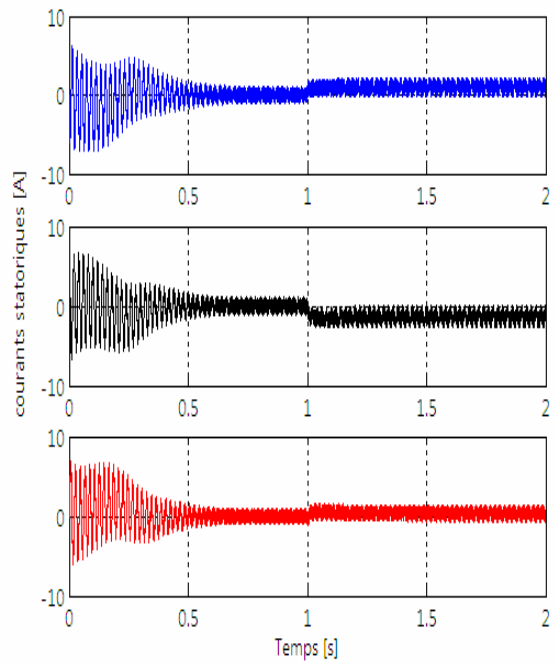
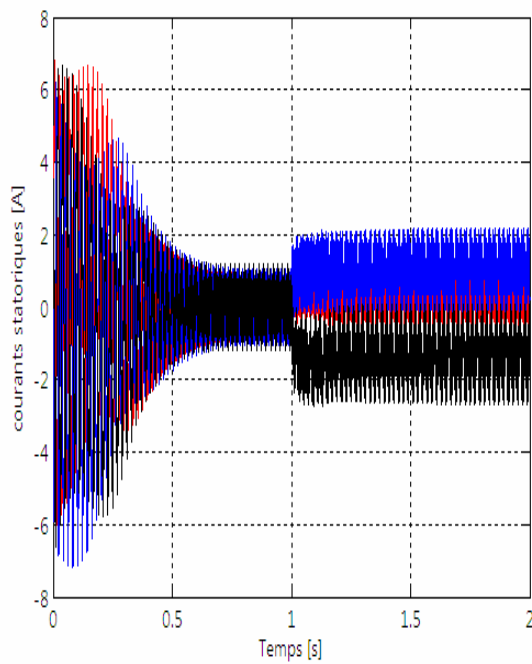


-a- Défaut du transistor T_{r1}

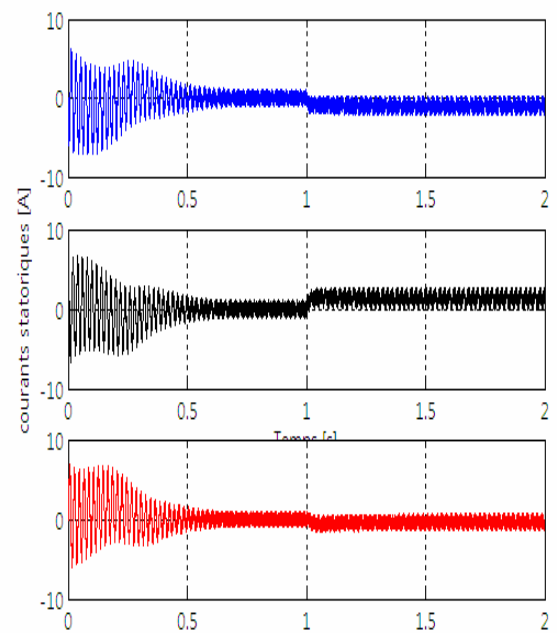
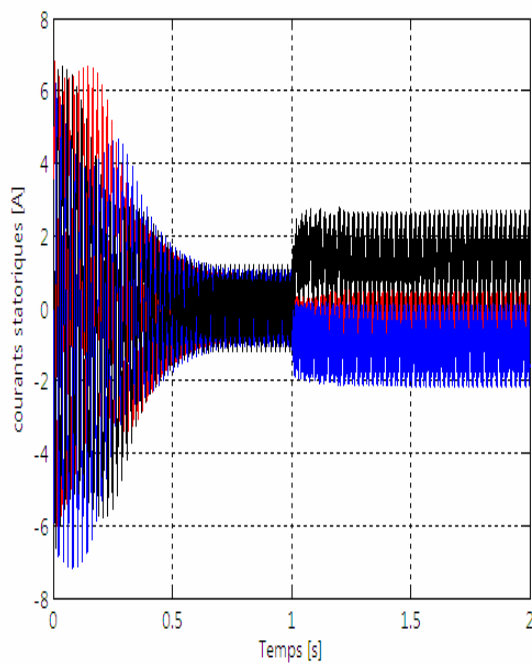


-b- Défaut du transistor T_{r4}

Fig 3.18 Défaits d'un transistor du 1^{er} bras

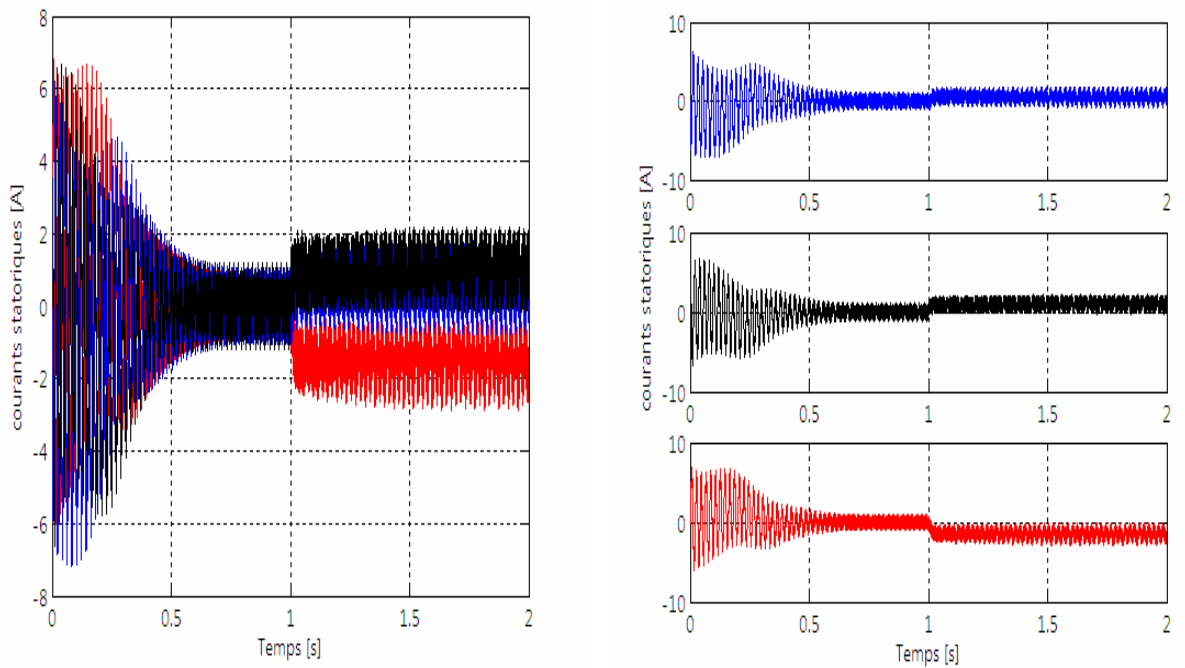


-a- Défaut du transistor T_{r2}

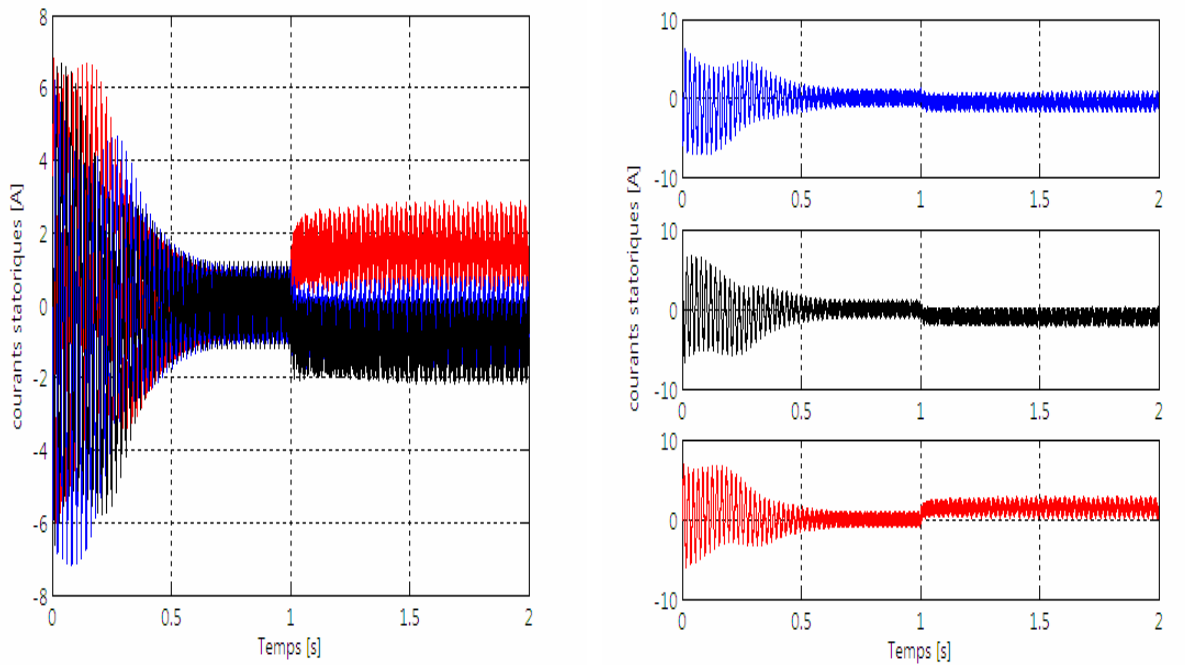


-b- Défaut du transistor T_{r5}

Figure 3.19 Défauts d'un transistor du 2^{eme} bras

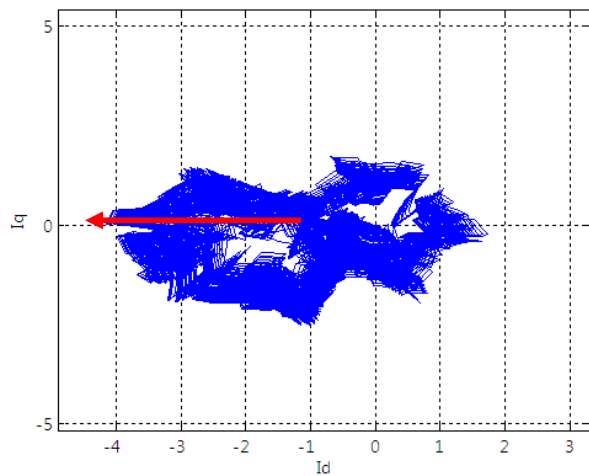


-a- Défaut du transistor T_{r3}

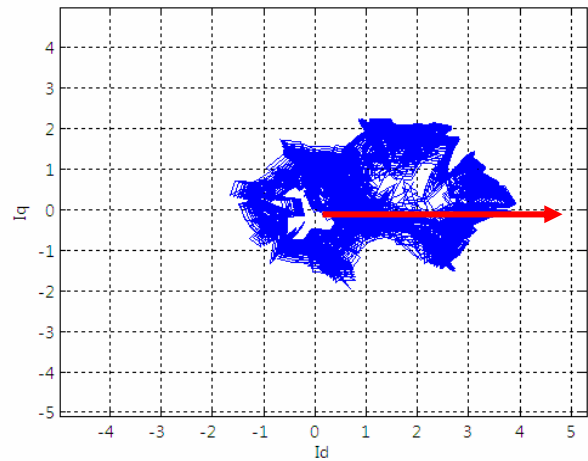


-b- Défaut du transistor T_{r6}

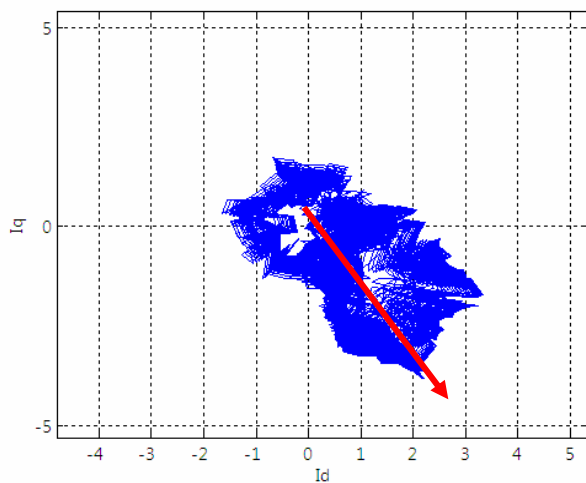
Figure 3.20 Défaits d'un transistor du 3^{eme} bras



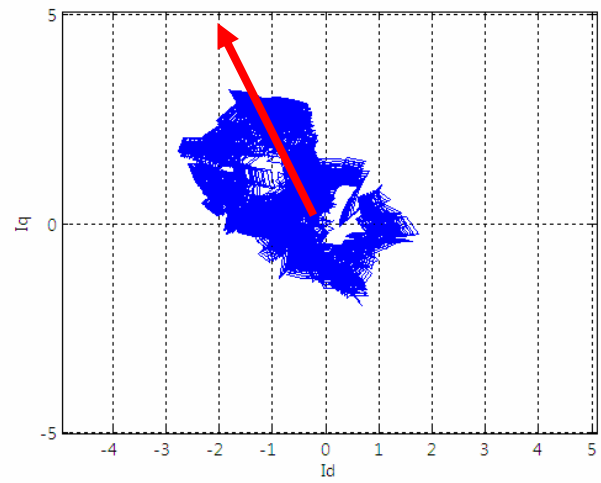
-a- Défaut de T_{r1}



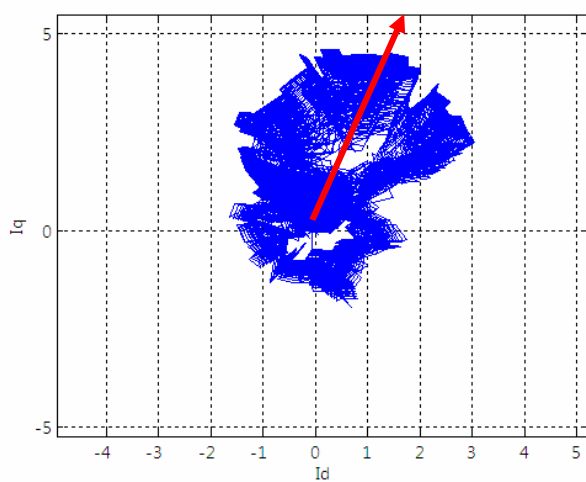
-b- Défaut de T_{r4}



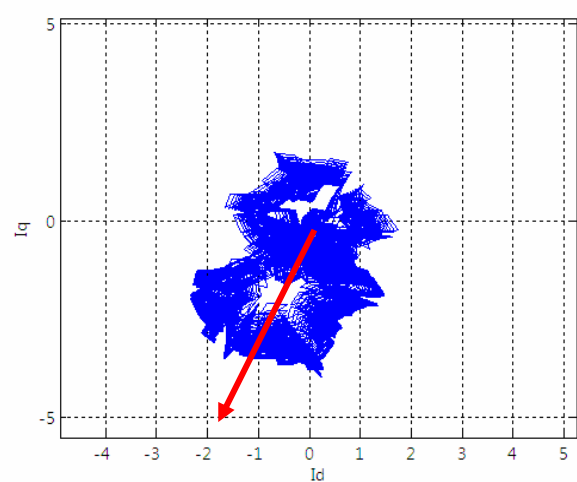
-c- Défaut de T_{r2}



-d- Défaut de T_{r5}



-e- Défaut de T_{r3}



-f- Défaut de T_{r6}

Fig 3.21 Présentation dans le plan de Park des différents transistors en défaut

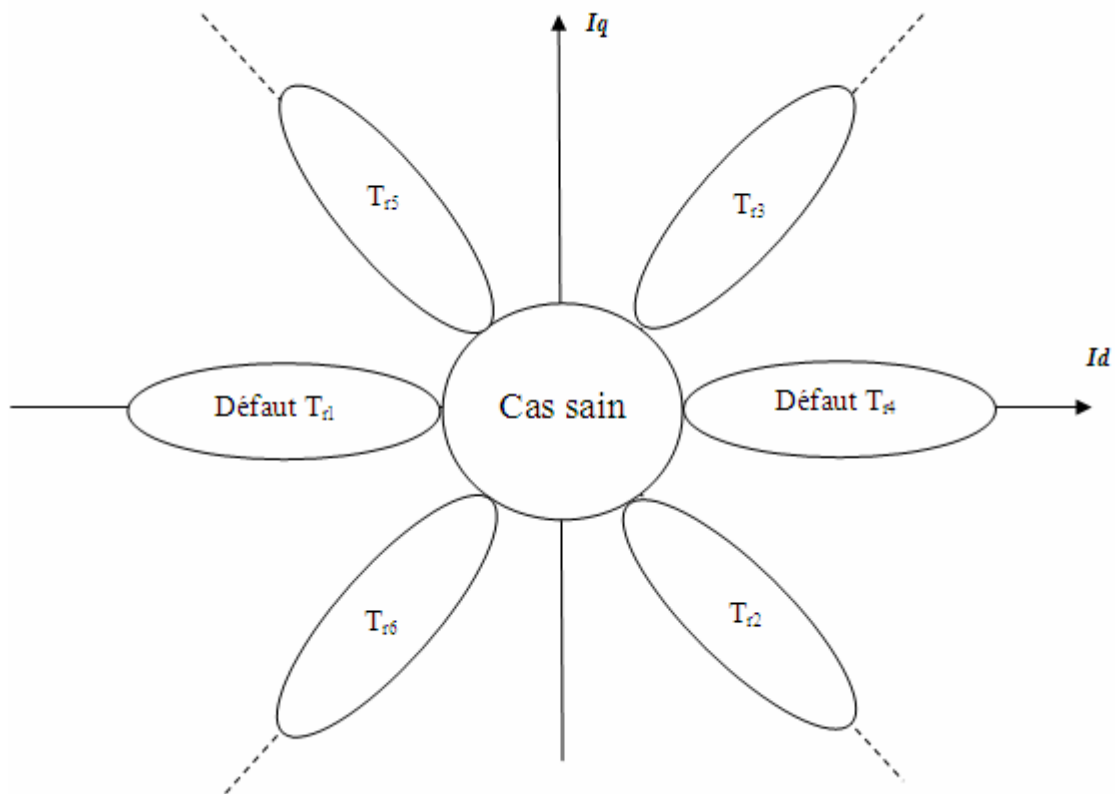


Fig 3.22 Différents cas des défauts de transistors

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait la simulation des différents défauts de la machine asynchrone tel que les cassures de barres et l'excentricité statique, dynamique, et mixte avec une alimentation purement sinusoïdale ou par un onduleur de tension.

Concernant, l'onduleur, nous avons fait l'analyse de défauts des semi conducteurs (transistors) par deux approches. La première approche, permet la détection et la localisation du transistor en défaut en analysant les courants statoriques de chaque phase, et la deuxième par l'analyse des composantes directe et en quadratique de Park des courants de phases statoriques.

Chapitre IV

Interface graphique

CHAPITRE IV

INTERFACE GRAPHIQUE

4.1 Introduction

Les Interfaces Homme Machine (**IHM**), sont appelées en anglo-saxon Human Machine Interface (**HMI**). On trouve cette interface dans le logiciel MATLAB sous le nom Graphical User Interfaces (**GUI**). Elles permettent à l'utilisateur grâce à des objets graphiques (boutons, menus, cases à cocher, ...) d'interagir avec un programme informatique MATLAB. Ils possèdent un outil dédié à la création des interfaces graphiques qui permet de concevoir intuitivement des interfaces graphiques.

A l'issue du travail réalisé dans les chapitres précédents, il s'est avéré utile de réaliser un interface graphique interactive dans un environnement Matlab. Cet interface sert de support pédagogique et scientifique pour l'étude des défauts éventuels dans un entraînement électrique à vitesse variable tels que les défauts des semi conducteurs d'un onduleur et les défauts de ruptures de barres, d'anneaux de court-circuit et d'excentricité statique, dynamique et mixte, dans une machine asynchrone à cage d'écureuil.

4.2 Environnement de GUI

L'environnement de développement Graphique d'Interface Utilisateurs de MATLAB, fournit un ensemble d'outils pour créer les interfaces utilisateurs graphiques. Ces outils simplifient le processus de présenter et de programmer.

4.3 Présentation de l'interface graphique

Il s'agit d'une interface permettant de diagnostiquer un défaut d'un transistor de l'onduleur triphasé associé à une machine asynchrone à cage, ou un défaut dans la machine elle-même. Une fois le fichier lancé, une fenêtre représentant le menu interactif s'affiche. Par simple choix du cas d'étude souhaité vous allez être guidé, jusqu'à l'étape de visualisation des résultats. La figure 4.1 présente, le contenu de l'interface et les blocs que nous pouvons rencontrer.

4.4 Synoptique de l'interface développée

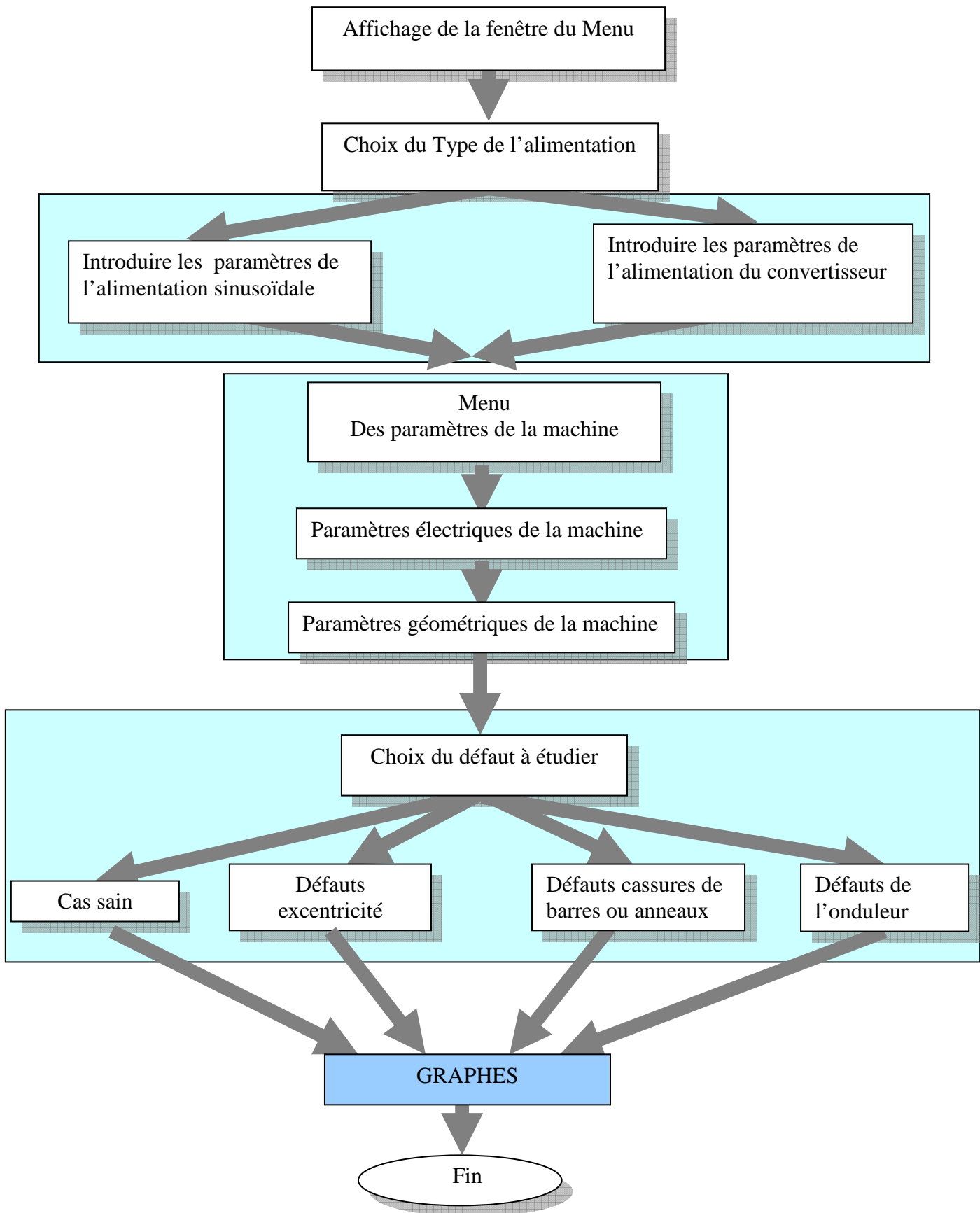


Fig 4.1. Synoptique de fonctionnement

L'organigramme pour l'analyse fréquentiel des courants statoriques est représenté par la figure 4.2

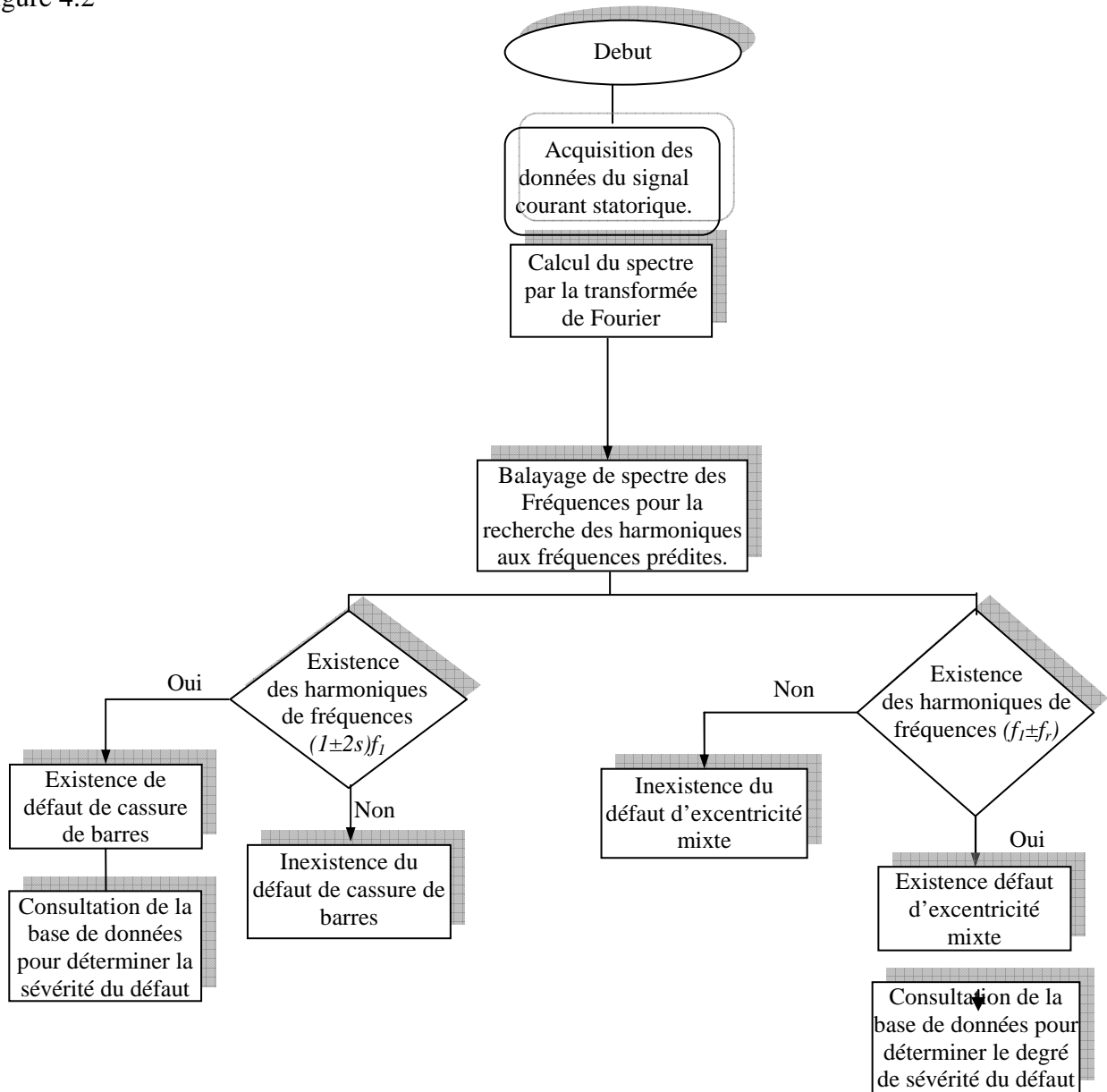


Fig 4.2 Organigramme de détection d'un défaut

4.5 Interface graphique développé

A la lancée du programme de l'interface. La fenêtre de la figure 4.3 intitulée « Détection de défauts de la machine asynchrone », visualise le menu principal :

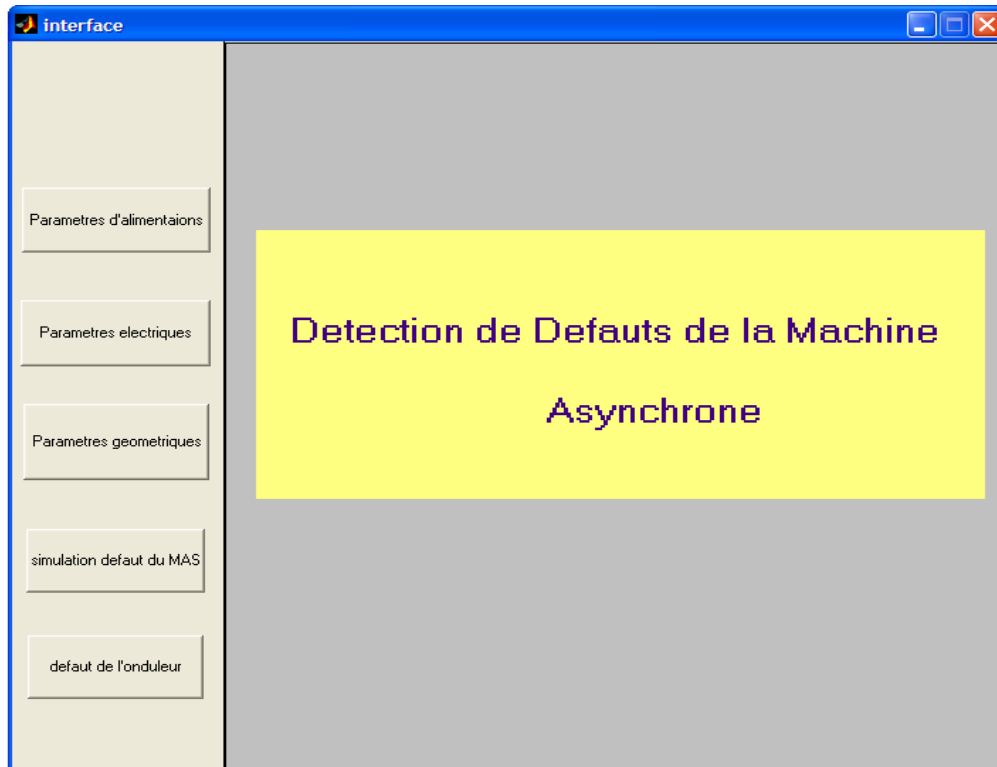


Fig 4.3 Fenêtre de menu générale.

A gauche de la fenêtre, on aura le menu pouvant être activé :

- Paramètres d'alimentations.
- Paramètres électriques.
- Paramètres géométriques.
- Simulation défauts du MAS.
- Défauts de l'onduleur.

-Concernant les paramètres de l'alimentation ; la fenêtre représentée en figure 4.4, nous permet de choisir le type d'alimentation ; soit sinusoïdale ou par un onduleur de tension.

Remarque : si on fait le choix de l'un , l'autre sera automatiquement désactivé.

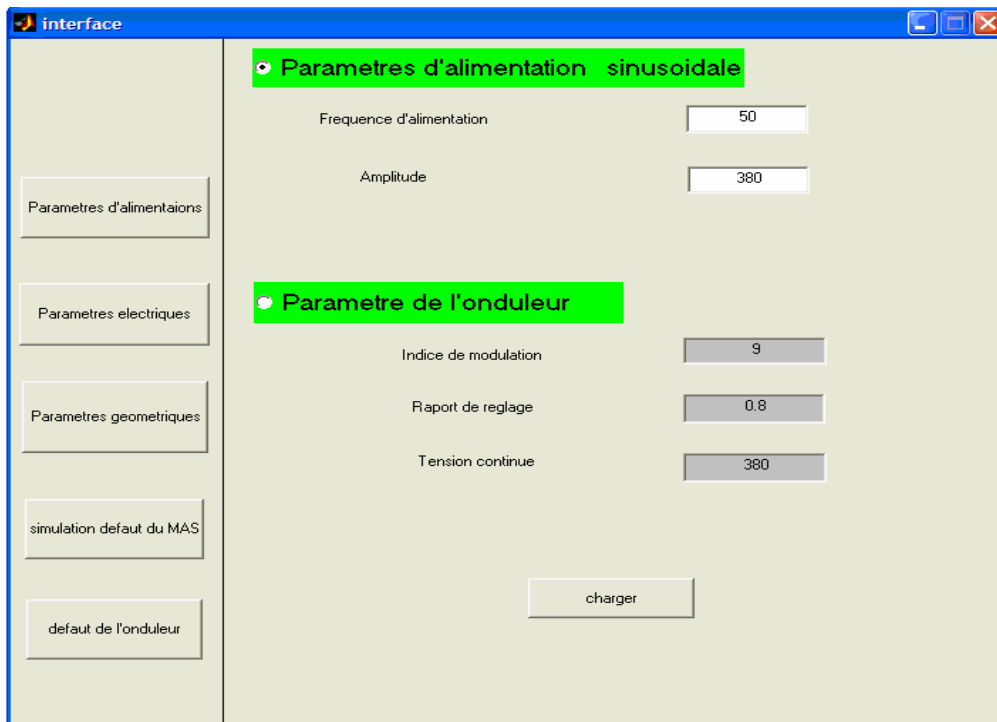


Fig 4.4 Fenêtre paramètres d'alimentations.

Donc pour une alimentation sinusoïdale, nous pouvons remplir dans les éditeurs les valeurs de la fréquence du réseau et l'amplitude de la tension or, pour le deuxièmes choix nous avons trois paramètres à remplir qui sont :

- Indice de modulation ;
- Rapport de réglage ;
- Tension continue.

Une fois le choix et les paramètres de l'alimentation sont saisi, on peut charger le contenu grâce au bouton «charger » qui apparait au bas de la fenêtre.

Après le choix de l'alimentation, on passe aux paramètres électriques de la machine qui sont présentés à la fenêtre de la figure suivante.

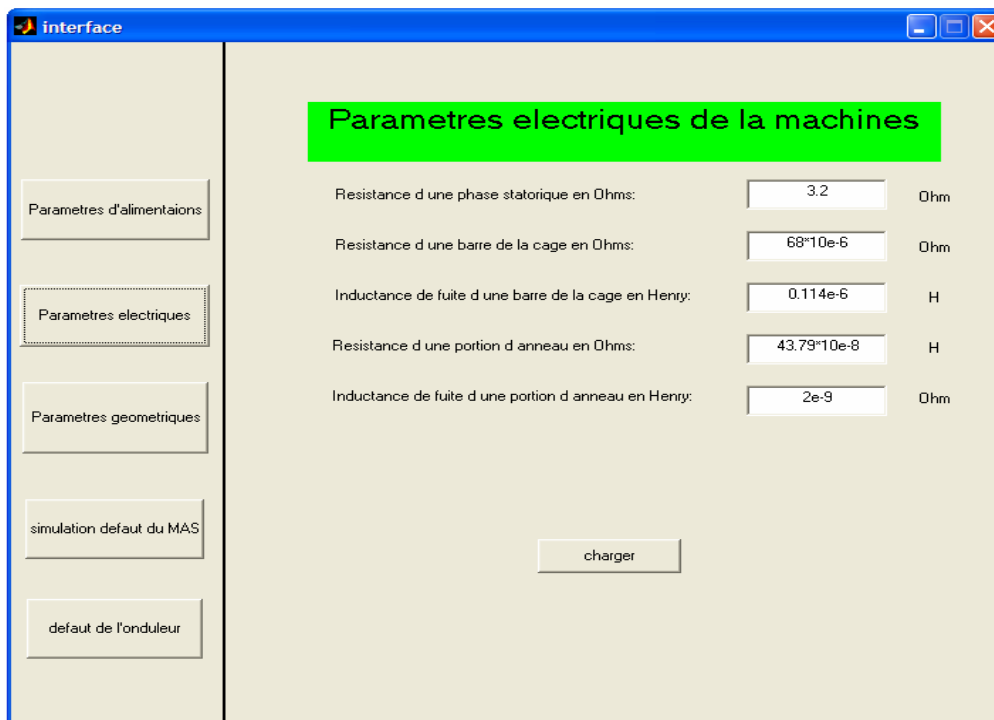


Fig 4.5 Fenêtre paramètres électriques de la machine

On remplit les paramètres dans les éditeurs est en charge en appuyant sur le bouton « charger ». De même pour le cas des paramètres géométriques de la machine leur fenêtre est illustrée par la figure 4.6 suivante :

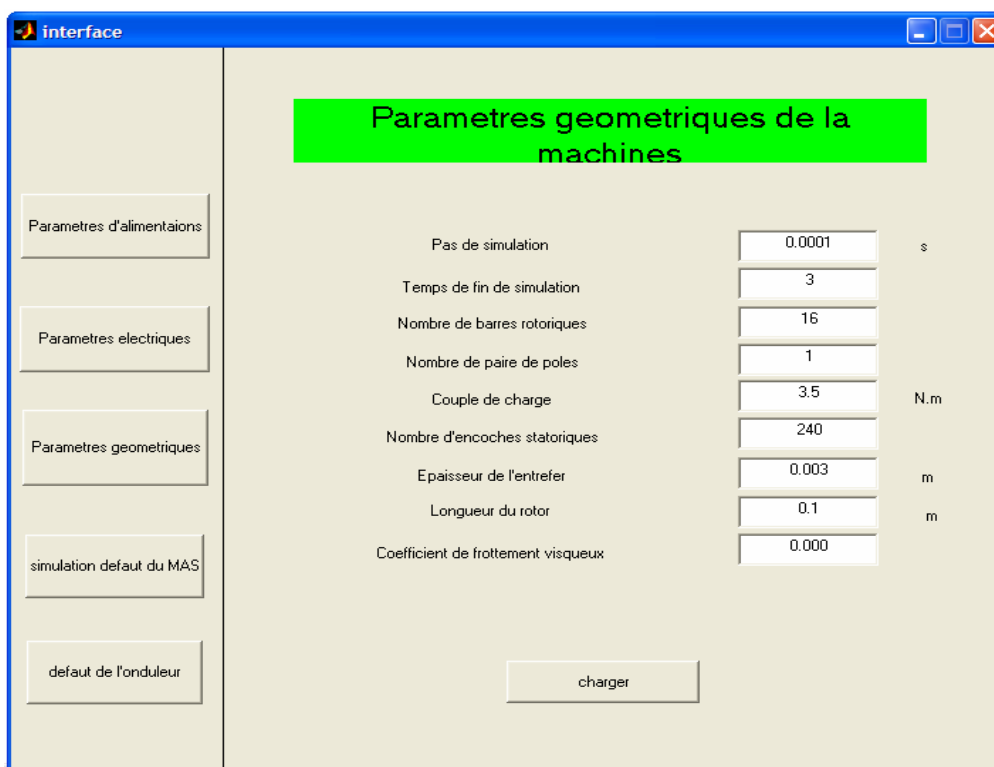


Fig 4.6 Fenêtre paramètres géométriques de la machine

Une fois qu'on a fait le choix de l'alimentation, paramètres électriques et géométriques on passe à l'étape de simulation. La fenêtre est représentée par la figure 4.7, nous donne la possibilité de choisir le cas désiré :

- Cas sain ;
- Rupture de barres ;
- Rupture d'anneaux d'extrémité ;
- Pourcentage d'excentricité statique ;
- Pourcentage d'excentricité dynamique ;
- Pourcentage d'excentricité mixte.

Après la sélection d'une des cases en appuyant sur le bouton de simulation active selon le choix de type d'alimentations dans la fenêtre les paramètres d'alimentations.

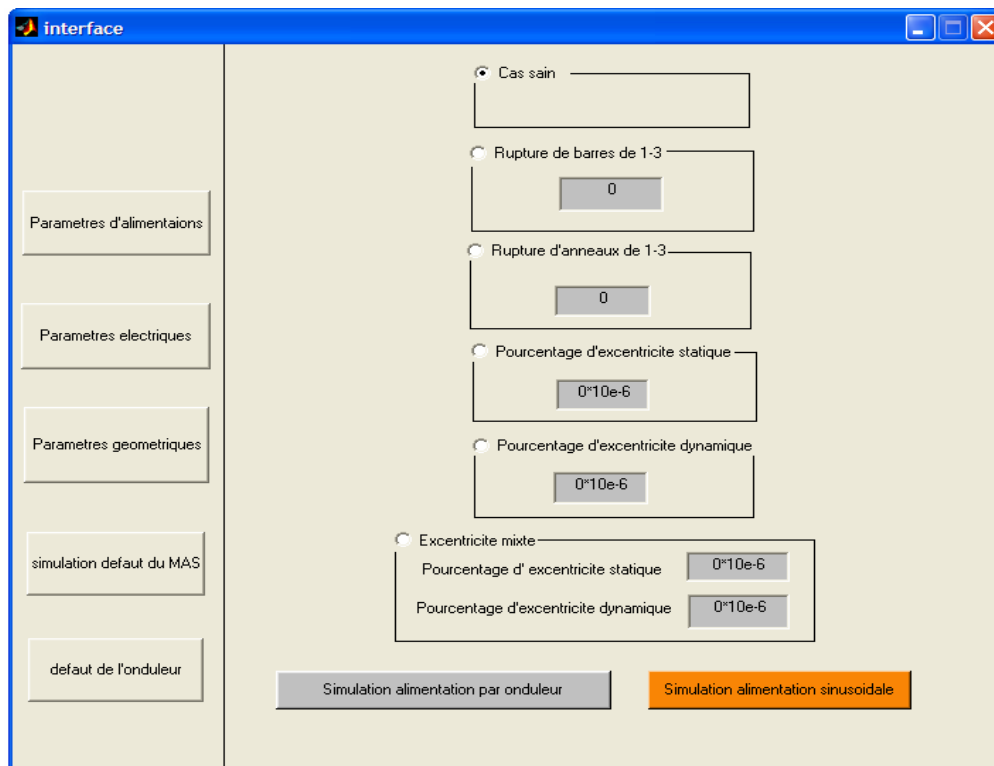


Fig 4.7 Fenêtre simulation de défauts

De même cas pour le défaut de l'onduleur, on fait un choix du transistor en défaut et on lance la simulation comme le montre la figure 4.8.

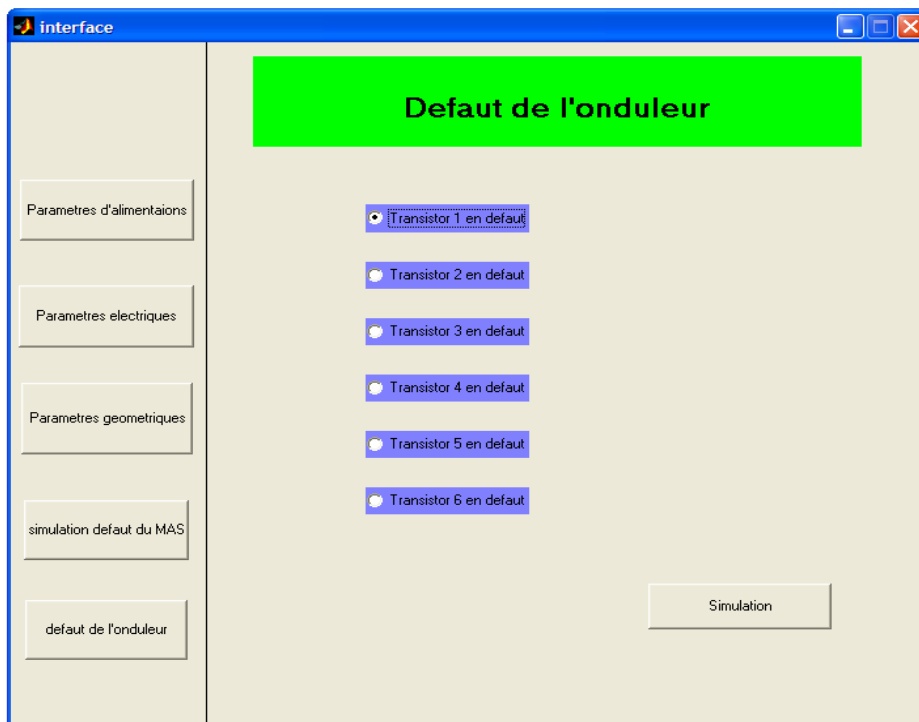


Fig 4.8 Fenêtre défauts de l'onduleur

A l'issue de l'un de ces essais, on pourra visualiser les résultats de simulation grâce à la fenêtre 4.9, qui nous permet de choisir la grandeur à analyser, tel que les courants statoriques, courants rotoriques, vitesse de rotation, couple électromagnétique, FFT du courant statorique et du courant de Park.

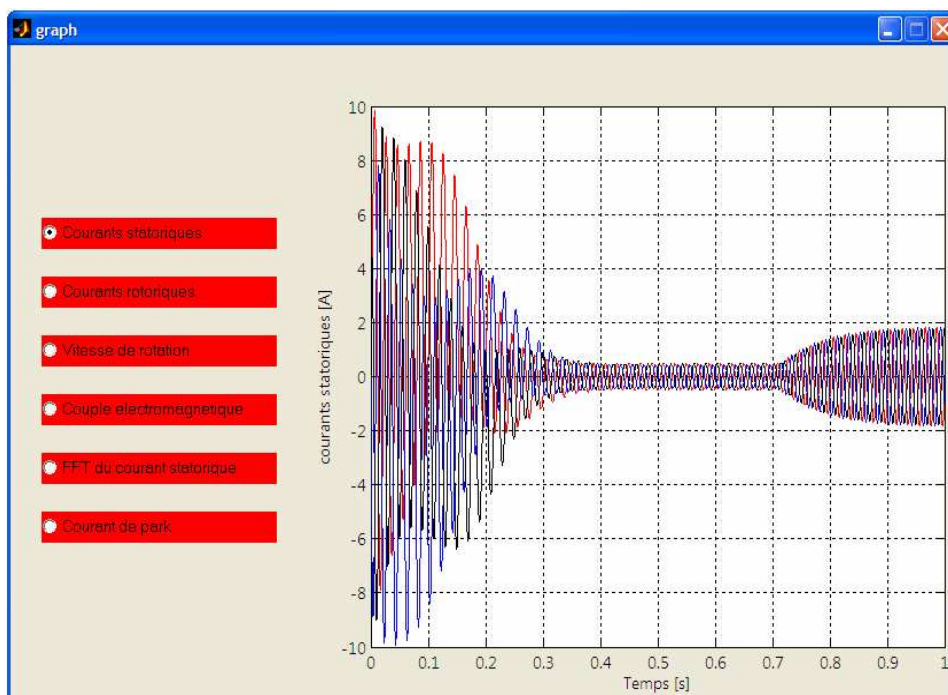


Fig 4.9 Fenêtre affichage des résultats

4.6 Conclusion

L'idée de mettre au point, l'interface réalisé s'est avérée nécessaire est prometteuse. En effet cette partie pourra être repris et compléter elle permet dorénavant aux personnes voulant travailler sur le diagnostic de défauts d'une association onduleur machine, de leur facilite la tâche. Toutefois, le travail de cet interface pourra aussi faire l'objet de l'amélioration dans un travail futur. Il peut être compléter par des parties permettant d'étudier d'autres défauts et représenter d'autres fenêtres.

Conclusion générale

Conclusion Générale

Dans ce travail, nous avons commencé à considérer les défauts éventuels dans un entraînement électrique à vitesse variable. Les défauts de cassures de barres, d'anneaux et d'excentricité ont été modélisés et analysés. Grâce à l'analyse de ces défauts des fréquences spécifiques sont mis au point. Donc, la quantification du spectre permet de nous renseigner sur le type de défauts.

Rappelons, que la partie bibliographique nous a fait conclure que la majorité des travaux réalisés dans le domaines du diagnostic de la machine, considèrent que cette dernière est alimentée par une source de tension sinusoïdale. Donc, nous nous sommes intéressés de reconsidérer les discussions faites dans ces travaux afin de les vérifier. Pour le cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension (cas des entraînements à vitesse variables), il ressort que les fréquences ne sont pas valides et qu'il faut les corriger. Par conséquent, le diagnostic de la machine s'est fait par une alimentation sinusoïdale et onduleurs.

Le défaut des transistors, dans l'onduleur a été aussi considéré. Sa détection et sa localisation a fait l'objet de deux méthodes; l'évolution des courants statoriques et de leurs composantes dans le plan de Park. C'est deux approches permettent sans ambiguïté de détecter et localiser le transistor défaillant.

Finalement, ce travail sur le diagnostic est alors plus accessible grâce à l'interface graphique que nous avons développé. Ce dernier permet d'une manière interactive de comprendre et tester des défauts éventuels.

Référence

Bibliographiques

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Gaetan DIDIER, « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances », Thèse de doctorat, nancy , France2004 .
- [2] Laribi Souad, « Synthèse des Méthodes de Diagnostic Appliquées à la Détection des Défauts dans les Machines Asynchrones », Mémoire de Magister, USTO Oran 2005.
- [3] Hadjami Marouane, « Diagnostic des machines asynchrones : étude et modélisation dédiées à la détection des défauts », Mémoire de magister, skikda 2008.
- [4] W.T. Thomson, M. Fenger, « Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults », In IEEEIAS magazine, July/August 2001, pp. 26-34. June 2000.
- [5] J. Faiz, B. M. Ebrahimi and M. B. B. Sharifian, « Different faults and their diagnosis techniques in three-phase squirrel cage induction motor »-A review Electromagnetics , vol. 26, pp. 543-569, 2006.
- [6] M. Drif, N.Benouzza, A. Benyettou, A. Bendiabdellah and J. Dente, « Application de l'Approche des Vecteurs des Courants de Park pour la Détection des Défauts des Moteur Asynchrones Triphasés », ICEM 98,1998.
- [7] N.Benouzza, A.Benyettou and A.Bendiabdellah, « An Advanced Park's Vectors Approach for Rotor Cage Diagnosis », Proceeding of CNGE 2004 , Université Ibn Khaldoun de Tiaret.
- [8] P.J. Tavner, B.G. Gaydon and D.M. Ward, « Monitoring Generators and Large Motors », IEEE Proceedings, Vol 133, N°4 ,May,1986.

- [9] P. Alger, «The Induction Machine Their Behavior and Uses », Oxford press 1970.
- [10] J. Penman, H.G. Sedding. B.A.Lloyd, W.T Fink, , « Detection and Location of Inter-turn Short Circuits in the Stator Windings of Operating Motors », IEEE Transactions on Energy Conversion, pp. 652-658, 1994.
- [11] G. Houdouin , G. Barakat, B. Dakyo, E. Destobbeleer, « A methode of the simulation of inter-shrort circuits in squirrel cage induction machines », EPE-PEM, Cdubrovnik and cavtat , 2002.
- [12] S. Williamson and P. Mirzoian, « Analysis of cage induction motor with stator winding faults », IEEE-PES, Summer Meeting, July 1984.
- [13] A. R. Munoz, T.A. Lipo, « Complex Vector Model of the Squirrel-Cage Induction Machine Including Instantaneous Rotor Bar Currents », In IEEE-IAS, Vol.35, N°6, 1999.purposes », In Procedings EPE'99, 7-9, Lausanne, Suisse, Septembre1999.
- [14] H. Razik ,H. Henao and R. Carlson, « The Effect of Inter –bar Currents on the Diagnostic of the Induction Motor », IEEE; pp 797-802, 2004.
- [15] A. Menacer, M. S. Nait Said, A. Benakcha, S. Drid, « Détection d'une Cassure de Barre Rotorique d'un Moteur Asynchrone par Analyse Spectrale du Courant Statorique », CNGE'2004, Première Conférence Nationale sur le Génie Electrique 29/11/-01/12,2004.pp 261-265, Université Ibn Khaldoun Tiaret – Algérie, 2004.
- [16] Bulent Ayhan, Mo-Yuen Chow, and Myung-Hyun Song, « Multiple Signature Processing-Based Fault Detection Schemes for Broken Rotor Bar in Induction Motors», IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, N°. 2, June 2005.

- [17] Antonino-Daviua, P. Joverb, M. Rieraa, A. Arkkiob, J. Roger- Folcha « DWT analysis of numerical and experimental data for the diagnosis of dynamic eccentricities in induction motors », *Mechanical Systems and Signal Processing* 21, 2575–2589, 2007.
- [18] Gojko M. Joksimovic', « Dynamic Simulation of Dynamic Eccentricity in Induction Machines Winding Function » *Approach IEEE Transactions on Energy Conversion*, VOL. 15, No. 2, juin 2000.
- [19] H.A toliyat, M.s Arefeen and A.G parlos « A Method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines », *IEEE Trans .Ind.Applicat*, Vol32, o4, pp. 910- 917, jul/aug.1996.
- [20] J. Faucher and al, « Modélisation de la machine asynchrone en vue du diagnostic », *Journées SDSE-00*, Lyon, pp. 48-54, 2000.
- [21] D. Toumi, N. Benouzza, B. Kraloua, A. bendiabdellah et A. Benyettou , « Emploi de l'Analyse Spectrale du Courant de Ligne pour la Détection des Défauts d'Excentricités dans les Moteurs Asynchrones à Cage d'Ecureuil » *SNGE'2001*, 3^{ème} Séminaire National en Génie Electrique 29-30, Université Mohamed Khider de Biskra, octobre 2001.
- [22] E. Schaefer, « Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts », *Thèse de doctorat*, Ecole Centrale de Nantes, 1999.
- [23] Mostafa Elmokadem , « Contribution à la modélisation des défauts rotoriques de la machine asynchrone par le biais de son model interne ». *Mémoire de fin d'étude*, havre ,2000.

- [24] F. Labrique and G. Séguier , «Les convertisseurs de l'Electronique de Puissance », Edition Tech & Doc/Lavoisier 1995.
- [25] J. Bonal and G. Séguier, « Entraînements Electriques à Vitesse Variable », Volume 2 Edition Tech & Doc/Lavoisier 1999.
- [26] F. Labrique and G. Séguier, « Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance », Volume 5, Edition Tech & Doc/Lavoisier 1995.
- [27] Guy Segulier, «Electronique de puissance les fonctions de base et leurs principales applications »,7^{eme} édition DUNOD.
- [28] S. Nandi, H. A. Toliyat, and X. Li, « Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors » A review IEEE Trans. On Energy Conversion, vol. 20, n° 4, pp. 719-729, Sept. 2005.
- [29] Z. Liu, X. Yin, Z. Zhang and D. Chen, «Online rotor mixed fault diagnosis way based on spectrum analysis of instantaneous power in squirrel cage induction motors » IEEE Trans. on Energy Conversion , n°3, pp. 485-490, Sept. 2004.
- [30] M. E. H. Benbouzid, « A review of induction motors signature analysis as medium for fault detection » IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 47, n° 5,pp.984-993, October 2000.
- [31] V.ostiv, «Dynamics of Saturated Eelectric Machines ».new york:spring-Verlag,1989.
- [32] S. Nandi, H.A. Toliyat, « Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors », A review, IEEE Transactions on Energy Conversion 20 (4), 719–729, 2005.

- [33] J.A. Antonino-Daviu, « Diagnosis of bar breakages and other electromechanical faults in induction machines through the study of the startup transient using the wavelet transform », Ph.D. Dissertation, Dept. Elect. Eng., Polytechnic Univ. Valencia, Valencia, Spain, September 2006.
- [34] N. Benouzza, A. Benyettou and A. Bendiabdellah, « An Advanced Park's Vectors Approach for Rotor Cage Diagnosis », Proceeding of CNGE'2004 01, Université Ibn Khaldoun de Tiaret ,2004 .
- [35] T. Bahi, M. Fezzari, G. Baraket, N. Debbache, «Localization of faulty in a three phase inverter » Asian journal of information technology 4 (11) :1068-1073,2005.
- [36] B. Cui , « Simulation of inverter with switch open faults based on switching function ». Proceeding of the IEEE international conference on automation and logistics, china, august 2007.
- [37] T. Bensliman, C. Boukhmis « A new diagnostic method of faulty transistor in a three phase inverter » Journal of electrical and electronics engineering, Istanbul 2006.
- [38] José Alex and Restrepo Z, « Speed Measurement of AC Machines Using the Instantaneous Power Spectrum (IPS) », Grupo de Electrónica de Potencia - Departamento de Electrónica y Circuitos Universidad Simón Bolívar - Apartado 89000, Caracas 1080A – Venezuela.
- [39] R. Rouaibia , T. Bahi et M. Fisli
« Détection de Ruptures de Barres et Anneaux Rotoriques dans une Machine Asynchrone Alimentée par un Onduleur de Tension », Conférence sur le génie Electrique CGE'06 EMP, ALGERIE, Avril, 2009.

- [40] R. Rouaibia , T. Bahi et M. Fisli
« Détection du Défaut d'Excentricité dans une Machine Asynchrone »
International Conference on Electrical Engineering and its Applications,
ICEEA'08, Sidi Bel-Abbes, Algeria , May 2008.
- [41] R. Rouaibia , T. Bahi et M. Fisli
« Détection du Défaut d'Excentricité dans une Machine Asynchrone Alimentée
par un Onduleur de Tension »,International Conference on Systeme and
Information Processing, ICSP'09, Guelma, Algeria , May 2009 .