

Nº D'Ordre/FSI/UMBB/2013

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ M'HAMED BOUGARA - BOUMERDES



Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Mémoire de Magister

Présente par :

SAIDANI Djamal-eddine

En vue de l'obtention du diplôme de **MAGISTER** en :

Filière : MAINTENANCE INDUSTRIELLE.

Option : MAINTENANCE DES SYSTEMES MECANIQUES

Surveillance des systèmes électromécaniques par analyse spectrale de la fréquence instantanée du courant statorique

Devant le jury composé de :

ADJERID. S	Professeur	UMBB	Président
BENFDILA. A	Professeur	UMMTO	Examineur
BENTARZI. H	Professeur	UMBB	Examineur
SI-CHAIB. M	Professeur	UMBB	Examineur
BENAZZOUZ. D	Professeur	UMBB	Rapporteur

Année Universitaire : 2012/ 2013

Remerciement

Remerciement

Je remercie tout d'abord « ALLAH » qui m'a donné la force et le courage pour l'achèvement de ce travail. Je tien a remercier mes parents et toute ma famille qui m'ont apporte tout le soutien nécessaire ainsi que leur réconfort, et qui n'ont pas cesse de m'aider durant toute la période de la réalisation de mémoire.

Je tien a remercier le directeur de laboratoire LMSS(UMBB) ; monsieur le professeur A.SERIDI pour m'avoir accepté dans son équipe de recherche.

Je pense ensuite a monsieur D. BENAZZOUZ (**Professeur-UMBB**), à qui j'exprime ma sincère reconnaissance pour avoir accepté de diriger ce travail.

J'adresse aussi mes sincères remerciements à monsieur le professeur S.ADJERID (**FSI-UMBB**), qui m'a fait l'honneur de présider le jury de soutenance.

Et j'exprime ma grande reconnaissance à monsieur le professeur A. BENFDILA (UMMTO) ainsi qu'à monsieur M. SI-CHAIB (**Professeur-UMBB**), et monsieur A. BENTARZI (**Professeur-UMBB**), de l'honneur qu'ils me font et de l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail, en acceptant de l'examiner.

Je remercie également tout mes collègue sans exception, qui m'ont tellement encouragé ; et spécialement monsieur C.RAHMOUNE

Résumé

La détection et le diagnostic des défauts d'engrenages ont été traditionnellement basés sur l'analyse des signaux vibratoires et acoustiques. Mais, ces méthodes peuvent être coûteuses suite aux difficultés techniques de mise en œuvre de capteurs sur des pièces en rotation. Dans ce mémoire, une méthode de détection de défauts locaux dans des engrenages entraînés par des moteurs électriques est proposée en se basant sur le suivi de la fréquence instantanée des courants statoriques. Le système électromécanique est simulé numériquement en combinant un modèle électrique dynamique de moteurs asynchrones (Modèle de Park) et un modèle mécanique dynamique d'engrenages droits et hélicoïdaux. Le défaut de fissure d'une dent de pignon a été considéré. Un programme écrit en MATLAB, permet de mettre en évidence le comportement du système électromécanique.

De nombreux résultats sont présentés qui illustrent la possibilité et la sensibilité de détection des défauts d'engrenages par mesure de courants électriques sur le moteur. Sur la base de ces simulations, il est conclu que l'analyse de la signature de la fréquence instantanée des courants du moteur apparaît comme une méthode suffisamment précise pour détecter et surveiller les défauts locaux d'engrenage comme les fissures.

Mots clés :

Défaut d'engrenage, fissure, diagnostique, surveillance, moteur électrique, analyse spectrale, Fréquence instantanée, modélisation, simulation.

Abstract

A gear detection and diagnosis have been traditionally based on vibration monitoring. This method is costly and faces some difficulties in sensors placement. In this research work, a detection method of local default in gears driven by electrical motors is proposed. It is based on the monitoring of the instantaneous frequency of statoric currents. This method is cheap and does not face any difficulties in sensors placement. The electromechanical system is numerically simulated using matlab by combining i) an electrical dynamic model of asynchronous motors (Park model) and ii) a mechanical dynamic model of spur and helical gears .a gear faults (crack) is considered .

A number of results are presented, which illustrate the possibility of tooth fault detection by stator current measurements with regard to the position and dimensions of the defect. Based on these simulations, it is concluded that instantaneous frequency signature analysis can be a viable tool for the detecting and localizing faults gear such as tooth crack.

Keywords

Gear fault diagnosis, crack, monitoring, electric motor, Spectral Analysis, instantaneous frequency, modeling, simulation.

جرت العادة على كشف وفحص عيوب المسننات الميكانيكية استنادا إلى تحليل الإشارات الصوتية والاهتزازات. لكن، هذه الطرق يمكن أن تكون مكلفة نظرا للصعوبات التقنية المتعلقة بوضع أجهزة الاستشعار على الأجزاء الدوارة. في هذا العمل، نقترح طريقة للكشف عن العيوب في المسننات الموصولة بمحرك كهربائي لا متزامن تعتمد على معالجة التواتر اللحظي للتيار الكهربائي. النظام الإلكتروني الميكانيكي الذي يحاكي رقميا من خلال الجمع بين نموذج ديناميكي للمحركات الكهربائية (نموذج بارك) ونموذج ديناميكي للمسننات الميكانيكية. نأخذ بعين الاعتبار عيوب المسننات (الشقوق) برنامج مكتوب في ماغلاب يسمح بتسليط الضوء على سلوك النظام الإلكتروني الميكانيكي.

تم عرض العديد من النتائج التي توضح إمكانية الكشف عن الأعطال عن طريق قياس التيارات الكهربائية. بناء على هذه المحاكاة، نستنتج أن طريقة التحليل الطيفي للتواتر اللحظي للتيار الكهربائي طريقة دقيقة بما فيه الكفاية لكشف وتشخيص عيوب المسننات مثل الشقوق

الكلمات المفتاحية

. عيوب المسننات ، الشق ، الكشف ، التشخيص ، المحركات الكهربائية ، التحليل الطيفي ، تواتر لحظي ،

Notations et symboles

s, r : Indice relatif au stator et rotor respectivement

o : indice de l'axe homopolaire.

d : Indice de l'axe direct du repère tournant

q : Indice de l'axe en quadrature du repère tournant

α : Indice de l'axe direct du repère stationnaire

β : Indice de l'axe en quadrature du repère stationnaire

P : Nombre de paires de pôles

θ_s : L'angle électrique entre l'axe a_s et l'axe d

θ_r : L'angle électrique entre l'axe a_r et l'axe d

θ : La position angulaire du rotor par rapport au stator

ω_s : Pulsation électrique statorique

ω_r : Pulsation de glissement ($\omega_s - \omega$)

ω : Vitesse angulaire électrique de rotation

Ω : Vitesse de rotation mécanique

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

R_s : Résistance statorique

R_r : Résistance rotorique

l_s : Inductance propre d'une phase statorique

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statorique

M_r : Inductance mutuelle entre deux phase rotorique

M_{sr} : Inductance mutuelle maximale lorsque l'axe a_s coïncide avec l'axe a_r

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

φ : Flux

Notation et symboles

J : Moment d'inertie des masses tournantes

m : Rapport de transformation

τ : Constante de temp

c : Coefficients d'amortissement

k : Rigidités

Sommaire

<i>Remerciements</i>	<i>I</i>
<i>Résumé</i>	<i>II</i>
<i>Abstract</i>	<i>II</i>
<i>ملخص</i>	<i>III</i>
<i>Notations et symboles</i>	<i>IV</i>

Introduction générale

1. Problématique	1
2. Objectifs	2
3. Organisation du mémoire	2

CHAPITRE I Généralités

I-1. Introduction	3
I.2 Concepts et définitions	3
I.2.1 Maintenance corrective	3
I.2.2 Maintenance préventive	3
I.2.3 Maintenance conditionnelle	4
I.3 Méthodes de diagnostic	4
I.3.1. Les méthodes à base de modèle (Les méthodes internes)	5
I.3.1.1. La méthode du modèle	5
I.3.1.2. La méthode de diagnostic par identification de paramètres.....	6
I.3.1.3. La méthode de diagnostic par estimation du vecteur d'état.....	6
I.3.2. Les méthodes s'appuyant sur une base de connaissance (Les méthodes Externes).....	6
I.3. 2.1.Les réseaux de neurones	6
I.3. 2.2.La reconnaissance de formes	7
I.3. 2.3.Détection des défauts par traitement du signal	7
I.4 Quelques signaux utilisés pour la surveillance des systèmes électromécaniques.....	7
I.4.1.Surveillance mécanique	8
a) Surveillance des vibrations	8
b) Surveillance de bruit ou 'acoustique'	8

I.4.2. Surveillance thermique	9
II.4.3 Surveillance électromagnétique	9
a) Surveillance du couple	9
b) Surveillance du flux magnétique	10
c) Surveillance du courant.	10
c.1) L'approche du vecteur de Park	11
c.2) Surveillance de courant de séquence inverse	12
c.3) Harmonique du deuxième ordre dans le courant de l'axe 'd'	13
c.4) L'analyse spectacle du courant (Motor Current Signature Analysis).....	13
I.5.Conclusion	13
<i>Chapitre II Modélisation du système électromécanique- réducteur sain</i>	
II.1 Introduction	15
II.2 Modélisation de la partie électrique	15
a) Stator	15
b) Rotor	16
c). Les paliers	16
.II.2.1. Hypothèse d'étude	16
II.2.2 Modélisation des bobinages de la machine asynchrone par des schémas électriques.....	17
II.2.3. Equations différentielles associées aux circuits électriques	17
Equations différentielles au stator	18
Equations différentielles au rotor	19
II.2.4 Transformation triphasé - diphasé	19
II.2.5 Transformation de Concordia	20
II.2.6 Transformation de Park	21
.II.2.7 Choix du repère dq	25
II.3 Modélisation de la partie mécanique	26

II.3.1 description du réducteur de vitesse	26
II.3.2 Hypothèses de simplification	26
II.3.3 Modélisation du réducteur de vitesse	27
Modèle d'engrenage	27
II.3.4 Mise en équation	28
II.3.5 Modélisation du phénomène d'engrènement.....	28
II.3.6 Modélisation de La raideur d'engrènement.....	29
II.3.7 Modélisation de l'amortissement.....	31
II.4. Couplage électromécanique global.....	32
Mise en équation	32
II.5 Simulation numérique	33
Conclusion.....	36
 <i>Chapitre III Modélisation des défauts du réducteur de vitesse</i>	
III.1 Introduction.....	37
.III.2 Classification des défauts d'engrenages.....	37
III.2.1 Défauts répartis.....	37
III.2.2 Défauts localisés.....	39
III.3 Modélisation d'une fissure localisée sur une dent du pignon.....	42
III.4 Simulation numérique.....	44
Conclusion.	45
 <i>Chapitre IV Détection des défauts par l'analyse spectrale de la fréquence instantanée</i>	
IV.1 Introduction.....	47
IV.2 Méthode d'analyse spectrale pour le traitement d'un signal électrique.....	47
La réalisation de la Transformée de Fourier Discrète et Rapide.....	47

IV.3 Comparaison des signatures spectrales du courant statorique pour un entraînement sain et défaillant.....	50
IV.4 Analyse spectrale de la fréquence instantanée	51
IV.4.1 Principe de calcul de la fréquence instantanée	51
IV.4.2 Comparaison des signatures spectrales de la fréquence instantanée du courant statorique pour un entraînement sain et défaillant	53
IV.5 Evolution de la fissure d'une dent du pignon.	55
IV.6 Influence de la Variation du couple de charge.	57
Conclusion.....	58
<i>Conclusion générale.....</i>	<i>60</i>
<i>Bibliographie.....</i>	<i>61</i>
<i>Annexe</i>	

1. Problématique

Actuellement, les engrenages sont de plus en plus répandus dans l'industrie pour la transmission de puissance avec variation de vitesse. Ils sont présent dans toutes les transmissions mécaniques tels que : les systèmes électromécanique, l'aéronautique, les voitures, les camions, les autocars, les engins agricoles, etc.

Ils ont pour avantage un excellent rendement, un encombrement plutôt faible et un prix de revient modéré.

Un défaut dans ces composants (les engrenages) peut résulter d'une usure normale, d'une mauvaise conception, d'un mauvais montage (désalignement), d'une mauvaise utilisation, ou d'une combinaison de ces différentes causes. Si un défaut n'est pas détecté suffisamment tôt, il peut entraîner la dégradation complète de la machine. Il est alors indispensable d'éviter ces défaillances. C'est pour cette raison qu'il est donc nécessaire d'identifier et de développer une technique ou un système de prévention pouvant prévenir la présence d'un défaut avant la rupture finale de la dent.

Il existe plusieurs techniques de diagnostic et de détection des défauts dans les engrenages. La plupart des ces techniques sont basées sur l'analyse des signaux vibratoires tels que : L'analyse temps-fréquence [1], L'analyse de la cyclostationnarité [2] [3], La transformé en ondelette [4] [5], Le Kurtosis spectrale [6] [7],

D'autres techniques basées sur l'analyse des émissions acoustiques sont aussi utilisées [8]. Ces techniques (analyse vibratoire ou émission acoustique) présentent des inconvénients par exemple l'analyse vibratoire ne permet pas de couvrir l'ensemble des défauts induisant des fluctuations instantanées de couple ou de vitesse de rotation [9]. Et pour l'analyse des émissions acoustiques seules les ondes à haute fréquence qui seront détecté, ce qui rend cette technique insensible aux résonances de la structure [10].

Pour éviter ces problèmes, les chercheurs actuels ont développé une nouvelle technique, qui permet la détection et la localisation des défauts, basée sur d'autre type de signal (courant statorique).

La technique (MCSA) est très utilisée ces dernières années, mais cette méthode ne peut pas de détecter tout genre de défaut tels que les défauts de fissure naissants; ceci nous ramène a chercher une méthode qui peut nous donner des meilleures résultats , cette

Introduction générale

méthode est celle de l'analyse spectrale de la fréquence instantanée du courant statorique, qui peut être avantageuse que la première ; dans le sens où on peut nettement visualiser les harmonique du défaut

2. Objectifs

L'objectif principale de notre étude est la modélisation du système électromécanique afin d'étudier la capacité du signal fréquence instantanée du courant statorique de la machine à être utilisé pour la détection des défauts naissants au niveau des dents des engrenages. Le second objectif est de déterminer les fréquences caractéristiques des ces défauts dans le spectre de la fréquence instantanée du courant statorique.

Le dernier objectif est d'étudier la possibilité de suivre l'évolution de ces défauts au court du temps afin de stopper la chaîne de production à temps pour intervenir avant que l'arrêt n'engendre des conséquences graves ou dramatiques.

3. Organisation du mémoire

Notre travail est présenté dans un document comprenant quatre chapitres.

Nous présentons dans Le premier chapitre la thématique de surveillance et de diagnostic. Ainsi que les différentes méthodes de surveillance.

Dans le deuxième chapitre nous avons modélisé le système électromécanique en cas d'un réducteur en mode sain.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation des défauts du réducteur

En fin, Le quatrième chapitre est consacré à l'analyse spectrale par transformée de Fourier de la fréquence instantanée du courants statoriques.

Nous terminons par les commentaires des résultats obtenus et en fin une conclusion.

I-1. Introduction :

Actuellement, le domaine de la maintenance préventive devient de plus en plus une préoccupation stratégique des constructeurs et utilisateurs des machines industrielle. En effet, la détection, et l'analyse des défauts sont devenues essentielles au bon fonctionnement des machines. Ces tâches, sont indispensables aussi afin d'augmenter la disponibilité des installations, maintenir une bonne qualité de service et réduire les coûts directs et indirects de la maintenance des équipements de production.

Dans le présent chapitre nous définissons, dans un premier temps, quelques concepts relatifs à la maintenance et au diagnostic industriel. Dans un deuxième temps, nous décrivons les méthodes de diagnostics les plus convoitées surtout lors de cette dernière décennie. Un intérêt particulier sera consacré aux méthodes basées sur l'analyse fréquentielle des grandeurs mesurables, qui sont couramment utilisées par la communauté du génie mécanique.

I.2 Concepts et définitions

Le mot diagnostic peut avoir plusieurs interprétations selon le contexte et le domaine d'application. Le diagnostic des procédés industriels a pour objet de trouver la cause d'une défaillance ou d'un défaut. La définition de ce dernier, adoptée par les instances internationales de normalisation (AFNOR, CEI), (Association Française de Normalisation), est la suivante:

« Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test». [11].

La responsabilité de garantir la disponibilité des systèmes repose sur la maintenance.

D'après la norme AFNOR la maintenance est définie ainsi :

« La maintenance : ensemble des activités destinées à maintenir ou à rétablir un bien dans un état ou dans des conditions données de sûreté de fonctionnement, pour accomplir une fonction requise.» [12].

On peut citer deux types de maintenance :

I.2.1 Maintenance corrective : intervient après la détection et la localisation d'un défaut.

I.2.2 Maintenance préventive : maintenance effectuée dans l'intention de réduire la probabilité de défaillance d'un bien ou la dégradation d'un service rendu. C'est une intervention de maintenance prévue, préparée et programmée avant la date probable d'apparition d'une défaillance.

Le plus souvent elle est systématique, c'est-à-dire une maintenance préventive effectuée selon un échancier établi suivant le temps ou le nombre d'unités d'usage.

Alternative à la maintenance systématique, la maintenance conditionnelle fait l'objet d'une demande croissante dans un grand nombre d'applications industrielles. Cette maintenance est basée sur la surveillance en continu de l'évolution du système, afin de prévenir un dysfonctionnement avant qu'il n'arrive. Elle n'implique pas la connaissance de la loi de dégradation. La décision d'intervention préventive est prise lorsqu'il y a évidence expérimentale du défaut imminent, ou approche d'un seuil de dégradation prédéterminé. Elle impose donc des traitements en ligne, au moins une partie.

Pour accomplir ces fonctions, la maintenance nécessite de connaître l'état de fonctionnement des systèmes. La surveillance donne une réponse aux besoins d'information de la maintenance, sa définition est la suivante [13].

La surveillance est un dispositif passif, informationnel qui analyse l'état du système et fournit des indicateurs. La surveillance consiste notamment à détecter et classer les défaillances en observant l'évolution du système puis à le diagnostiquer en localisant les éléments défaillants et en identifiant les causes premières. La surveillance se compose donc de deux fonctions principales qui sont la détection et le diagnostic.

I.3 Méthodes de diagnostic :

Actuellement, il existe différentes communautés de recherche, telles que la communauté de l'automatique, de l'intelligence artificielle, de génie électrique, de traitement de signal qui s'intéressent au diagnostic.

La littérature sur le diagnostic de défauts dans les processus industriels est vaste, étendant des méthodes analytiques à l'intelligence artificielles. D'un point de vue de modélisation, selon que l'on dispose, ou pas, d'un modèle mathématique représentatif du système, les méthodes de diagnostic se répartissent en deux grandes familles. Dans la première, la plus familière aux automaticiens, on utilise des redondances d'informations et connaissance fournie par le modèle mathématique pour caractériser le mode de fonctionnement ou l'état du système puis décider s'il est normal ou anormal. Dans la deuxième, c'est l'analyse des données fournies par une base de connaissance (reconnaissance de signature déjà observée) qui permet de décider de son état.

Les méthodes de diagnostic industriel tel qu'elles sont présentées dans ce paragraphe sont illustrées sur la (figure I.1). D'autre façon de classer les diverses méthodes et techniques de diagnostic ont été proposées

Dans l'étude qui suit, il sera question de présenter les différentes méthodes de diagnostic des défauts.

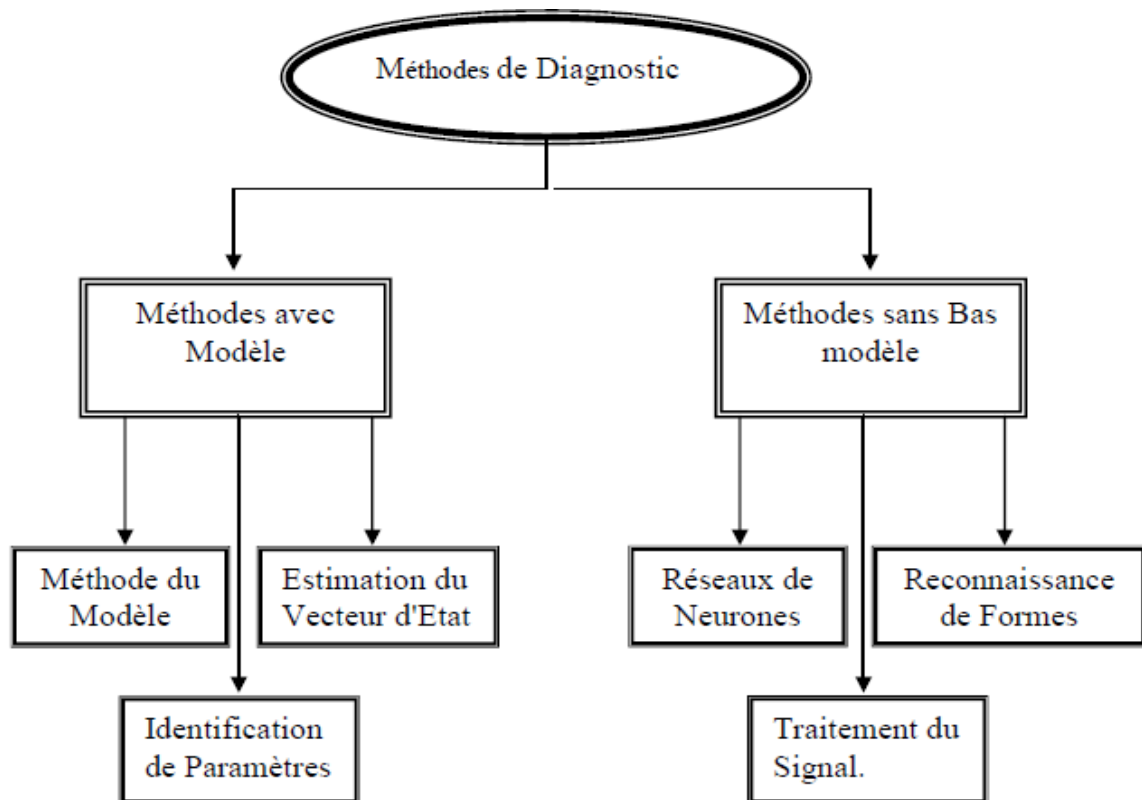


Figure I.1: Les différentes méthodes de diagnostic [13]

I.3.1. Les méthodes à base de modèle (Les méthodes internes) :

Les méthodes de diagnostic à base de modèle sont issues principalement de l'automatique et supposent une connaissance a priori du système. Elles prennent en compte les équations régissant les phénomènes internes du système et qui expriment les connaissances profondes sous la forme d'un modèle mathématique. Les méthodes proposées, dans ce contexte, peuvent être regroupées en 03 catégories:

I.3.1.1. La méthode du modèle : la méthode de diagnostic de défaillance par la méthode du modèle consiste à comparer les grandeurs déduites d'un modèle représentatif du fonctionnement des différentes entités du processus avec les mesures directement observées sur le processus industriel.

I.3.1.2. La méthode de diagnostic par identification de paramètres : cette méthode s'applique au cas très particulier où l'on souhaite suivre l'évolution de certains paramètres physiques critiques pour le fonctionnement d'un processus et qui ne sont pas mesurables directement.

I.3.1.3. La méthode de diagnostic par estimation du vecteur d'état:

La généralisation du principe de diagnostic de défaillance par la méthode de l'identification de paramètre a été rendue possible en considérant les modèles physiques d'un processus sous la forme d'équation d'état.

Bien que ces approches soient différentes, leur but est le même; il consiste à générer un vecteur caractéristique: le résidu (Signal conçu comme indicateur d'anomalies fonctionnelles ou comportementales). L'objectif du résidu est d'être sensible aux défauts.

Ainsi, normalement, en l'absence de défaut, le résidu doit avoir une valeur nulle. Au contraire, en présence d'un défaut, le résidu aura une valeur non nulle. De ce fait, le problème de diagnostic des défauts par ces méthodes peut se reformuler sous la forme d'un problème de génération de résidus.

I.3.2. Les méthodes s'appuyant sur une base de connaissance (Les méthodes Externes) :

Ces méthodes ont la particularité de ne pas nécessiter la connaissance d'un modèle mathématique ou structurel du procédé, contrairement aux méthodes à base de modèle.

Seulement la disponibilité de grande quantité de données historiques du processus (signatures déjà observées) est nécessaire. Il y a diverse façon de traiter ces données et de les présenter en tant que connaissance apriori pour le diagnostic.

Les signatures de défauts obtenus par modélisation ou par mesure sur maquette sont généralement classées dans une base de données. On peut citer :

I.3. 2.1.Les réseaux de neurones :

Basés sur des mécanismes d'apprentissage et de reconnaissance sont très performants mais nécessitent un nombre important d'exemples de fonctionnement du système pour constituer la base d'apprentissage, cela peut être coûteux. [14] [15] [16] utilisent un (RN) pour le diagnostic en temps réel des défauts de la machine à induction à partir de l'analyse spectrale des vibrations ou des bruits.

I.3. 2.2.La reconnaissance de formes :

Classifie et discrimine les états d'un système en constituant des classes, chaque classe étant représentative d'un mode de fonctionnement du système.

Il existe deux types de reconnaissance des formes [17] :

Le premier, appelé reconnaissance des formes structurelle, utilise la grammaire. Les formes y sont essentiellement caractérisées par des propriétés grammaticales. Le second type de reconnaissance des formes, couramment qualifié de reconnaissance des formes statistiques se basent sur des propriétés numériques des formes étudiées.

Dans le domaine du diagnostic des machines électriques, cette approche, quoique plus rarement utilisée, a été mise en œuvre par [18] par exemple.

I.3. 2.3.Détection des défauts par traitement du signal :

Les caractéristiques des signaux fournis par des capteurs sont les données disponibles contenant les informations pertinentes pour le diagnostic. Les méthodes de diagnostic à base de traitement de signal associent, suite à l'analyse des signaux, des signatures propres au fonctionnement sain ou défaillant du système surveillé. La précision de l'analyse effectuée est essentielle pour une bonne décision suite au diagnostic.

Pour extraire les caractéristiques d'un signal relatif à un défaut, généralement, on extrait l'amplitude ou les densités d'amplitude. Il existe toutefois d'autres possibilités qui consistent à déterminer les transformées de Fourier, les fonctions d'auto corrélation ou la densité spectrale [19].

Parmi les approches existantes, les approches basées sur l'analyse de la signature spectrale sont les plus couramment rencontrées pour détecter la présence d'un défaut. Il faut également citer les méthodes temps-fréquence qui peuvent être, dans certain configuration, plus riche que l'analyse spectrale, citons comme exemple les ondelettes [20], [21].

I.4 Quelques signaux utilisés pour la surveillance des systèmes électromécaniques

En règle générale, la surveillance et le diagnostic par approche signal exigent l'analyse des signaux contenant des informations spécifiques (symptômes) qui caractérisent la dégradation de l'entraînement. Thorsen et al. [22] classent principalement ces paramètres comme mécaniques (vibrations, acoustiques, fluctuations de vitesse), électromécaniques

(courants, couples, flux de fuites électromagnétiques, ondes, décharges partielles), thermique et chimique (la surveillance des particules d'huile isolante, l'analyse des gaz).

Dans les paragraphes suivants une brève description des principes de certaines de ces techniques est présentée :

I.4.1. Surveillance mécanique

a) Surveillance des vibrations

Une surveillance des vibrations est basée sur le concept disant que les vibrations mécaniques à différentes fréquences sont liées à des sources identifiables dans la machine et peuvent donc être utilisées pour procurer l'état de la machine. Les défauts de roulement, d'excentricité, des aimants et de déséquilibre des rotors sont les défaillances qui se prêtent aux méthodes de diagnostics basées sur les vibrations. Presque tous les défauts rotoriques et de roulement causent des vibrations mécaniques à des fréquences spécifiques [23]. Les paramètres de mesure peuvent être le déplacement, la vitesse et l'accélération. Les vibrations sont mesurées directement, radialement ou axialement. Les capteurs sont souvent placés sur les roulements pour la détection des défauts mécaniques [24]. Toutefois, en plaçant des sondes sur le stator, il est également possible de détecter les irrégularités de l'entrefer, les défauts de l'enroulement statorique et les défauts rotoriques [25].

L'inconvénient majeur de la surveillance basée sur les vibrations est le coût du capteur des vibrations. Cela limite l'utilisation de cette surveillance dans plusieurs applications notamment, dans les petites machines où le coût est un facteur important.

b) Surveillance de bruit ou 'acoustique'

La surveillance des émissions acoustiques avec les ultrasons et les fréquences audibles est particulièrement favorable pour la détection des défauts de roulement. Le contact entre les éléments roulants sans et avec fissures génère des ondes acoustiques qui se propagent dans la machine à la vitesse du son. Ces ondes ont peu d'énergie, mais elles peuvent être détectées par les capteurs de type piézoélectriques en particulier dans les cas des hautes fréquences. Rienstra et al. [26] présentent une étude sur les principes fondamentaux de la surveillance acoustique et l'utilisation industrielle de cette technique pour la détection des défaillances du roulement. La surveillance acoustique est reconnue comme fiable dans l'identification des défauts électriques, telle que le détachement des bobines statorique [27].

I.4.2. Surveillance thermique

Les utilisateurs des machines électriques prêtent une attention particulière à la surveillance de la température. La règle de base stipule que tous les 10°C supplémentaires par rapport à la température nominale, entraîne une détérioration de l'enroulement deux fois plus vite que la normale. Cela a donné naissance à une préoccupation très sérieuse du bon fonctionnement de la machine. En effet, plusieurs éléments des machines électriques peuvent être touchés de manière irréversible suite à des températures trop élevées. Les aimants permanents d'une machine sont un bon exemple à cet égard car, leurs caractéristiques magnétiques dépendent de la température: une température trop haute peut conduire à leur désaimantation irréversible. Negrea [28] présente une étude portant sur la distribution de la température dans une machine synchrone à aimants permanents utilisée pour la propulsion des navires. Plus précisément, il étudie le comportement transitoire thermique du moteur lors des courts-circuits survenus au niveau des extrémités du moteur. Diverses considérations sur la protection thermique du bobinage statorique et des aimants permanents sont présentées. Il est à noter que, dans le cas d'un défaut entre spires par exemple, la température augmente dans la région du défaut. La détection de cette élévation de la température comme un début du défaut peut-être trop lente, ce qui peut conduire à des défauts plus sévères tels que le court-circuit entre deux phases ou une phase et la terre.

II.4.3 Surveillance électromagnétique

a) Surveillance du couple

Presque tous les défauts des machines se traduisent par un couple d'entrefer avec des harmoniques ayant des fréquences spécifiques. Malheureusement, le couple d'entrefer n'est pas une quantité directement mesurable. Aux bornes de l'entrée de la machine, la puissance instantanée comprend la charge et la décharge d'énergie dans les enroulements. Par conséquent, la puissance instantanée ne peut pas représenter le couple instantané. A la sortie du rotor d'une machine tournante, l'arbre et la charge mécanique, constituent un système à ressort de torsion qui a sa fréquence propre. Les atténuations des composants du couple d'entrefer transmis par le système à ressort de torsion sont différentes pour les divers ordres des composants harmoniques du couple. En règle générale, la forme d'onde du couple d'entrefer est différente du couple mesuré à l'arbre. Hsu [29] a proposé une méthode spéciale pour détecter les barres du rotor fissurées et le déséquilibre des grandeurs statoriques en

utilisant le couple d'entrefer. Wieser et al [30] ont proposé un modèle de courant et un modèle de tension pour estimer le couple électromagnétique d'un moteur asynchrone, appelé 'Vienne Monitoring Method'. La différence entre l'estimation des couples de ces deux modèles donne une indication de l'existence de la rupture des barres.

b) Surveillance du flux magnétique.

La surveillance du flux d'entrefer des machines électriques peut également donner des informations exactes et fiables sur l'état de la machine. Tout changement d'entrefer, du bobinage, de tension et du courant, est reflété dans les spectres harmoniques du flux d'entrefer. Dorrell et al. [31] ont analysé les relations entre les flux d'entrefer, les courants statoriques, le signal des vibrations et l'excentricité de l'entrefer par des équations analytiques.

La mesure du flux d'entrefer peut être faite par des bobines placées soit à l'extérieur soit à l'intérieur. Les bobines externes sont utilisées lorsque la machine est déjà en service. L'utilisation des bobines intérieures est très difficile à mettre en place. Pour les machines ayant une petite longueur d'entrefer, l'installation de ce type de bobines peut exiger des modifications importantes, difficiles à mettre en place et coûteuses.

c) Surveillance du courant.

La mesure des vibrations a été utilisée dans la base de la plupart sur des programmes de surveillance d'état en ligne. En revanche des nouvelles techniques comprenant l'analyse du courant des moteurs commencent à attirer l'attention des chercheurs. Le problème principal concernant les méthodes de surveillance basées sur la mesure de la vitesse de rotation, les vibrations et le flux, est essentiellement l'encombrement. Elles nécessitent des transducteurs qui doivent être montés à l'intérieur ou autour de la machine, avec une interruption évidente de l'exploitation. En plus, la préoccupation du coût, le montage des capteurs supplémentaires est également un problème pratique en termes de conception du moteur et de l'approbation par le fabricant, l'exploitant, ou la législation sur la sécurité.

Des systèmes de surveillance de l'état qui reposent sur l'analyse du courant du moteur sont les plus intéressants. En effet, les capteurs de courant sont habituellement installés par défaut dans le centre du contrôle et de la protection du moteur. En conséquence, une variété de méthodes est appliquée aux plates-formes de microprocesseur permettant de diagnostiquer

avec précision, les défaillances imminentes des machines électriques. Les applications s'appuyant sur la surveillance à partir de l'analyse des courants utilisant généralement l'une des quatre approches ci- dessous :

c.1) L'approche du vecteur de Park

Elle a été appliquée principalement dans le diagnostic des défauts d'enroulement statorique pour la machine asynchrone triphasée. Comme indiqué dans [32], cette technique de diagnostic est capable de détecter et de localiser ces défauts. L'idée de cette méthode se base, dans les conditions idéales, sur le fait que le courant du moteur constitue un vecteur de Park, composé des éléments suivants :

$$i_d = \frac{\sqrt{6}}{2} i_x \sin(\omega t) \dots \dots \dots (I.1)$$

$$i_q = \frac{\sqrt{6}}{2} i_x \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \dots \dots \dots (I.2)$$

i_x : est la valeur maximale du courant réel (A).

ω : est la fréquence angulaire (rad/s).

t : est la variable de temps (s).

La représentation correspondante est un cercle centré à l'origine des coordonnées (**Figure I.2.**). Dans ces conditions, le module du vecteur de Park est une constante.

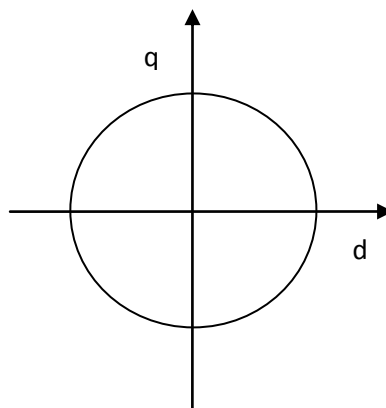


Figure I.2 : Courant statorique dans le plan de Park. Cas d'un moteur sain.

Dans des conditions anormales, les équations (I.1) et (I.2) ne sont plus valables, parce que les courants du moteur contiendront d'autres éléments en plus de la composante de la

séquence positive, ce qui conduit à une représentation différente de la référence. De ce fait, le module du courant du vecteur de Park contiendra une partie dominante continue et une alternative, dont l'existence est directement liée à l'asymétrie soit dans le moteur ou sur la tension d'alimentation du système, voir (Figure I.3).

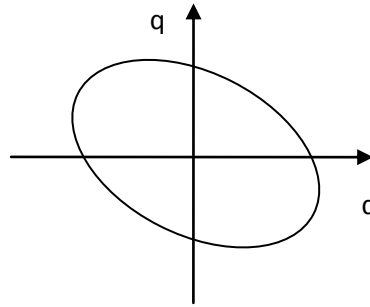


Figure I.3. Courant statorique dans le plan de Park. Cas d'un moteur avec défaut.

Toutefois, l'approche du vecteur de Park ne tient pas compte du non idéalité des machines électriques et des déséquilibres des tensions d'alimentation. Il est également difficile d'isoler les différents défauts en utilisant cette méthode à elle seule, en sachant que plusieurs défaillances peuvent causer un écart similaire du courant.

Cruz et al. [33] introduisent une nouvelle technique, appelée l'extension du vecteur de Park (Extended Park vector Approach, EPVA), qui est le résultat d'une analyse spectrale du courant d'alimentation du moteur. Cette nouvelle implantation de l'approche du vecteur de Park combine la simplicité de l'ancienne technique et le détail aperçu fourni par l'analyse spectrale. En outre, en prenant en compte le courant dans les trois phases, la : EPVA fournit un spectre plus significatif que celui obtenu par l'analyse spectrale conventionnelle du moteur.

c.2) Surveillance de courant de séquence inverse

Un défaut statorique dans une machine triphasée alternative symétrique entraîne un déséquilibre des phases de la machine. Ce déséquilibre induit les composants fondamentaux de séquence inverse dans la tension de phase et les courants statoriques [34]. Ainsi, les courants de séquence négative peuvent également être surveillés pour détecter les défauts d'enroulement du stator. A l'image du vecteur de Park, cette méthode est vulnérable aux déséquilibres des tensions.

c.3) Harmonique du deuxième ordre dans le courant de l'axe 'd'

Cette méthode est basée sur la détection des composants harmoniques du deuxième ordre dans le courant de l'axe 'd' dans des conditions de défaillance. Cette idée a été appliquée sur les moteurs asynchrones. La théorie liée à cette méthode stipule que, lorsqu'un moteur asynchrone fonctionne dans une zone de flux constant (ou couple constant), le courant de l'axe 'd' dans le repère de référence tournant en synchronisme (i_{ds}^*) est constant, alors que le courant de l'axe q dans le même repère de référence (i_{qs}^*) est déterminé par la sortie du contrôleur de vitesse. Cela implique que (i_{ds}^*) reste constant dans les zones du flux constants, même en régime d'un défaut statorique, tandis que (i_{qs}^*) sera affecté par l'harmonique du deuxième ordre présent dans la vitesse de rotation suite à un défaut.

c.4) L'analyse spectacle du courant (Motor Current Signature Analysis)

La technique la plus utilisée, dans la surveillance de l'état du moteur est l'analyse spectrale des courants (ASDC), souvent nommée (Motor Current Signature Analysis, MCSA). Riley et al. [35] montrent qu'il existe une relation entre les vibrations mécaniques d'une machine et l'amplitude des harmoniques du courant statorique. Pour des vibrations mécaniques plus importantes, les amplitudes des harmoniques du courant, augmentent également. Ceci est dû au fait que les vibrations mécaniques modulent l'entrefer à cette fréquence. Ces composants de fréquence apparaissent dans les inductances, et enfin dans les courants statoriques. Pour cette raison, l'ASDC peut être utilisé pour détecter les défauts du rotor. L'induction dans l'entrefer est définie comme le produit de la force magnétomotrice du bobinage (FMM) et la perméance de l'entrefer. Les variations de l'une de ces variables provoqueront des anomalies dans la distribution du flux. Les changements dans la force magnétomotrice dépendent essentiellement de la distribution du bobinage. D'autre part, la perméance de l'entrefer dépend de nombreux paramètres tels que les encoches, les pôles saillants et les excentricités de l'entrefer. Le but de la technique ASDC est donc de détecter des changements dans les perméance de la machine par l'examen des signaux de courant [36].

I.5. Conclusion :

Ce chapitre a eu pour objectif d'introduire les différents concepts relatifs au diagnostic des défauts et de présenter les différentes méthodes proposées dans ce domaine. Ainsi des différents signaux utilisés pour la surveillance des systèmes électromécaniques ont été dressés.

Dans la suite de ce travail nous utiliserons l'analyse spectrale de la fréquence instantanée du courant statorique pour la détection et diagnostic les défauts d'un engrenage car elle semblerait être la méthode la plus fiable et la plus simple à mettre en œuvre.

II.1 Introduction

Ce chapitre sera consacré à la modélisation du comportement électrique et dynamique d'un système électromécanique. Il sera composé de deux grandes parties.

La première partie consiste à modéliser la machine asynchrone ; ensuite nous appliquerons la transformation de Park. Cette transformation consiste à ramener une machine triphasée en une machine biphasée équivalente.

Dans la deuxième partie nous modélisons le réducteur de vitesse qui comporte essentiellement, dans notre étude de cas, à un engrenage à denture droite et à axe parallèle.

II.2 Modélisation de la partie électrique

Pour la modélisation de la machine asynchrone, la connaissance de ses constituants s'avère indispensable. On présentera les éléments importants constituant la machine asynchrone.

a. Stator

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles d'acier qui constitue un cylindre vide Fig. II.1. Ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure et généralement sont isolées entre elles par une couche de vernis afin de limiter la circulation des courants de Foucault. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles loge un bobinage triphasé. Les enroulements statoriques logés dans les encoches peuvent être insérés de manière imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'isolation entre ces enroulements et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

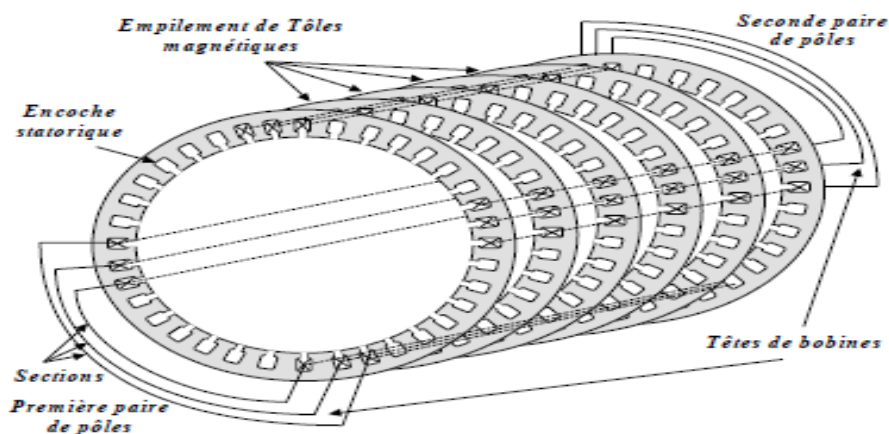


Figure II.1 Enroulements statoriques d'une phase d'une machine à 4 pôles.

b. Rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué d'un empilement de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Il existe deux types de rotors, le rotor bobiné et le rotor à cage d'écureuil.

Le circuit magnétique du rotor bobiné comprend un enroulement triphasé semblable à celui du stator. Placé dans les encoches rotoriques, il est composé de trois enroulements connectés en étoile, l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague qui tourne avec l'arbre.

Ces bagues permettent, grâce à trois balais, d'accéder aux trois phases rotoriques.

En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil Fig. II.2, les enroulements sont constitués de barres de cuivre introduites dans les encoches. Ces barres sont reliées à chaque extrémité par deux anneaux qui les court-circuitent. Pour les moteurs de petites et moyennes puissances, les barres et les anneaux de court-circuit sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé [37].

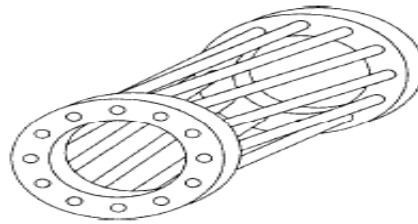


Figure II.2 Rotor à cage d'écureuil de la machine asynchrone.

c. Paliers

Les paliers permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, ils sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble de ces constituants (le stator, le rotor et les paliers) forme alors la machine asynchrone à cage d'écureuil.

II.2.1. Hypothèse d'étude

Pour mettre en évidence l'influence des défauts électriques sur les grandeurs temporelles de la machine asynchrone, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine. Il faut noter que ces hypothèses sont réalistes et considérées par beaucoup de chercheurs [37].....Nous avons

imposé un minimum d'hypothèses de sorte à avoir un vecteur de sortie le plus exploitable possible.

Dans l'approche proposée, nous avons considéré les hypothèses suivantes [37]:

- Circuit magnétique linéaire (la perméabilité du fer très grande devant 1).
- Effet de peau est négligeable.
- Barres rotoriques sont isolées les unes des autres
- Pertes fer, les effets capacitifs et les effets thermiques sont négligeables.
- Pas d'effet d'excentricité.

II.2.2 Modélisation des bobinages de la machine asynchrone par des schémas électriques

Considérons une machine triphasée avec p paires de pôles au stator. Considérons aussi que le rotor peut être vu comme bobiné en triphasé [38]. Ceci nous permettra de représenter la machine asynchrone par trois bobines au stator et trois bobines au rotor tel que le montre la figure II.3.

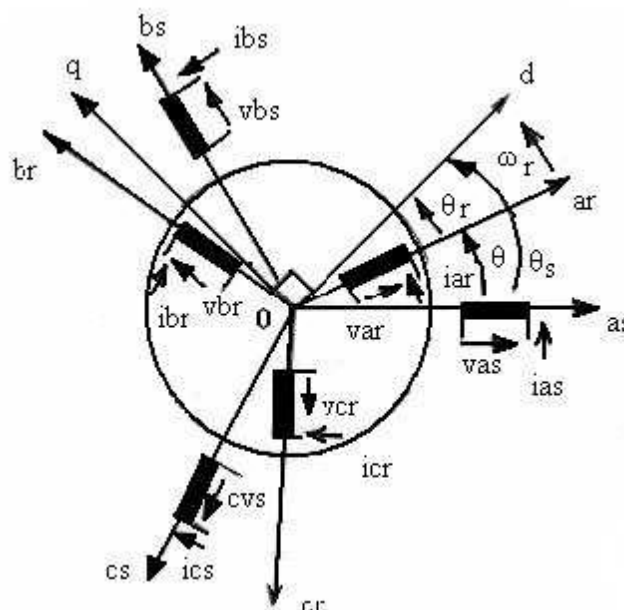


Figure II.3 Enroulements triphasés de la machine asynchrone.

II.2.3. Equations différentielles associées aux circuits électriques

Se basant sur les hypothèses considérées et le type de modélisation du rotor et du stator nous dérivons les équations fondamentales du stator puis du rotor respectivement.

Equations différentielles au stator :

Ces équations différentielles nous permettent d'associer le vecteur des tensions appliquées au bornes des trois enroulements statoriques $\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \mathbf{S}_3$ le vecteur des courants les parcourant, ainsi que le vecteur flux pour les trois phases statoriques.

$$[\mathbf{v}_s] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{i}_s] + \frac{d[\boldsymbol{\phi}_s]}{dt} \quad (\text{II. 1})$$

$[\mathbf{V}_s]$ représente le vecteur tension,

$[\mathbf{i}_s]$ représente le vecteur courant,

et $[\boldsymbol{\phi}_s]$ représente le vecteur flux.

La matrice des résistances, qui regroupe les résistances de chacune des phases statoriques, est donnée sous la forme suivante :

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s3} \end{pmatrix}$$

Les trois phases statoriques sont non seulement magnétiquement couplées entre elles mais également avec les circuits électriques rotoriques. Par conséquent, les courants de boucles rotoriques notés ici $[\mathbf{i}_r]$ interviennent dans les équations des trois flux statoriques.

$$[\boldsymbol{\phi}_s] = [\mathbf{L}_s] \cdot [\mathbf{i}_s] + [\mathbf{M}_{sr}] \cdot [\mathbf{i}_r] \quad (\text{II. 2})$$

La matrice inductance $[\mathbf{L}_s]$ se compose des inductances propres, de magnétisation, de fuites et mutuelles des trois phases statoriques. Elle peut se mettre sous la forme :

$$[\mathbf{L}_s] = \begin{pmatrix} l_{s1} & M_{s12} & M_{s13} \\ M_{s21} & l_{s2} & M_{s23} \\ M_{s31} & M_{s32} & l_{s3} \end{pmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles $[\mathbf{M}_{sr}]$ entre les trois phases statoriques et les trois phases rotoriques se met sous la forme matricielle suivante :

$$[\mathbf{M}_{sr}] = \begin{pmatrix} M_{sr11} \cos(p\theta) & M_{sr12} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr13} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sr21} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr22} \cos(p\theta) & M_{sr23} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sr31} \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr32} \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr33} \cos(p\theta) \end{pmatrix}$$

Le vecteur $[\mathbf{i}_r]$ regroupe les trois courants rotoriques

Equations différentielles au rotor :

Notons $[\mathbf{V}_r]$ le vecteur des tensions de chacune des boucles rotoriques, $[\mathbf{i}_r]$ le vecteur des courants les parcourant et $[\Phi_r]$ le vecteur flux. Ces vecteurs sont reliés grâce à l'Eq.II.3 :

$$[\mathbf{v}_r] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{i}_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \quad (\text{II.3})$$

tel que

$$[\mathbf{R}_r] = \begin{pmatrix} R_{r1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{r2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{r3} \end{pmatrix}$$

Les phases rotoriques étant magnétiquement couplées aux phases statoriques, le vecteur flux $[\Phi_r]$ dépend non seulement des courants rotoriques mais aussi des courants de chacune des phases statoriques si bien que :

$$[\Phi_r] = [\mathbf{L}_r] \cdot [\mathbf{i}_r] + [\mathbf{M}_{sr}]^t \cdot [\mathbf{i}_s] \quad (\text{II.4})$$

où la matrice inductance, $[\mathbf{L}_r]$ décrite ci-dessous, se compose des inductances propres, de magnétisation, de fuite et mutuelles de chaque phase rotorique.

$$[\mathbf{L}_r] = \begin{pmatrix} l_{r1} & M_{r12} & M_{r13} \\ M_{sr1} & l_{r2} & M_{r23} \\ M_{r31} & M_{r32} & l_{r3} \end{pmatrix}$$

Notons qu'à travers la réciprocité des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les phases rotoriques, nous avons :

$$[\mathbf{M}_{rs}] = [\mathbf{M}_{sr}]^T$$

II.2.4 Transformation triphasé - diphasé

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé $\alpha\beta$. Il existe principalement deux transformations : Clarke et Concordia.

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient $3/2$). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes.

II.2.5 Transformation de Concordia

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 5})$$

Le choix de la matrice de passage non normée (Clarke) est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq . En effet, cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur. Mathématiquement parlant, le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse. Nous allons utiliser la transformation de Concordia dans notre modélisation. Son application aux équations de la machine décrites ci-dessous donne :

$$[V_{\alpha\beta s}] = R_s [i_{\alpha\beta s}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{\alpha\beta s}] \quad (\text{II. 6})$$

On a alors réduit le système de 3 équations à un système à 2 équations.

De même pour le rotor :

$$[V_{\alpha\beta r}] = R_r [i_{\alpha\beta r}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{\alpha\beta r}] \quad (\text{II. 7})$$

Ainsi que pour l'écriture des flux en fonction des courants. L'intérêt pour les flux, c'est que les matrices 3x3 des inductances vont être réduites à des matrices 2x2. On a alors l'apparition des inductances cycliques :

$$L_s = l_s - m_s \quad L_r = l_r - m_r \quad \text{et} \quad M = \frac{3}{2} m_{sr}$$

Grâce à cette technique de transformation, on dispose à présent d'une modélisation de la machine asynchrone dans 2 repères séparés. Les grandeurs statoriques sont exprimées dans le repère $\alpha\beta$ stator et les grandeurs rotoriques le sont dans le repère $\alpha\beta$ rotor. Il faut exprimer toute la modélisation dans un repère commun.

En effet, si l'on examine de plus près la matrice des inductances, on s'aperçoit que les grandeurs statoriques sont liées aux grandeurs rotoriques à travers l'angle θ .

On choisit alors de transformer les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques vers un repère commun dit dq et ceci à l'aide de deux transformations dans le plan qui sont des rotations. Ce sont ces transformations ainsi que la transformation de Concordia ou de Clarke qui constitue la transformation de Park.

II.2.6 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq . Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc comme le montre la figure II.4, par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park.

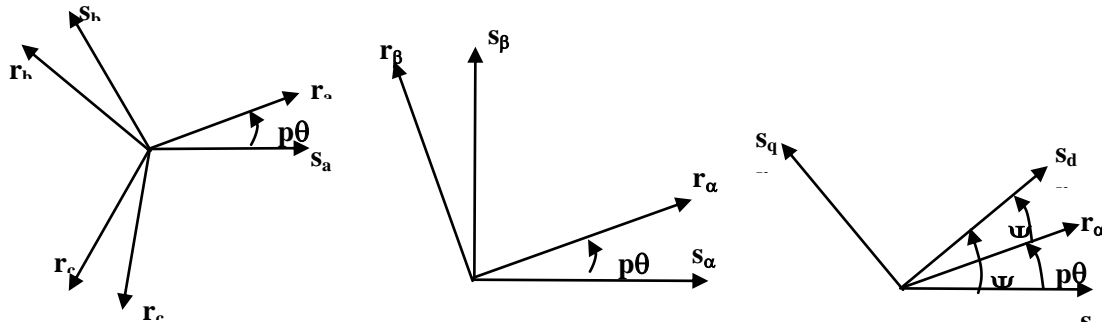


Figure II.4 : Transformation de Park 'générale'.

Revenons au choix de ces angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques). Si l'on note par θ_s (resp. par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques), il existe une relation qui les lie et qui simplifie les équations et par la même le modèle final.

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations (Figure II.3). Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r$$

Les grandeurs statoriques sont transformées : $[x_{\alpha\beta s}] = P(\theta_s) [x_{dq s}]$

et les grandeurs rotoriques également : $[x_{\alpha\beta r}] = P(\theta_r) [x_{dq r}]$

Les équations relatives aux tensions deviennent alors comme suit :

$$[P(\theta_s)]^t [v_{s,d,q,0}] = [R_s] [P(\theta_s)]^t [i_{s,d,q,0}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^t [\phi_{s,d,q,0}]) \tag{II.8}$$

Si on multiplie l'Eq.II.8 par $[P(\theta_s)]$ on obtient alors :

$$[V_{s,d,q,0}] = [R_s] [i_{s,d,q,0}] + [P(\theta_s)] \frac{d[P(\theta_s)]^t}{dt} [\phi_{s,d,q,0}] + \frac{d[\phi_{s,d,q,0}]}{dt} \tag{II.9}$$

Sachant que : $[P(\theta_s)] \frac{d[P(\theta_s)]^t}{dt} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \frac{d\theta_s}{dt}$ on obtient alors :

$$\begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{s0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{s0} \end{pmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} -\phi_{sq} \\ \phi_{sd} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 10})$$

Où $\dot{\theta}_s$ et $\dot{\theta}_r$ sont les dérivées des angles des transformations de Park des grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dqs} \\ \Phi_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left[\begin{array}{c|c} L_s & 0 \\ \hline 0 & L_s \end{array} \right] & \left[\begin{array}{c|c} M & 0 \\ \hline 0 & M \end{array} \right] \\ \left[\begin{array}{c|c} M & 0 \\ \hline 0 & M \end{array} \right] & \left[\begin{array}{c|c} L_r & 0 \\ \hline 0 & L_r \end{array} \right] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \end{bmatrix}$$

En effet, les sous matrices sont maintenant diagonales et ne dépendent plus de θ (l'angle électrique entre le stator et le rotor).

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \Phi_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} &= M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \Phi_{qr} &= M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{aligned} \quad (\text{II. 11})$$

et les tensions :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \phi_{sq} \omega_s \quad (\text{II. 12})$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \phi_{sd} \omega_s \quad (\text{II. 13})$$

$$0 = R_s i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \phi_{rq} (\omega_s - p\Omega) \quad (\text{II. 14})$$

$$0 = R_s i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \phi_{rd} (\omega_s - p\Omega) \quad (\text{II. 15})$$

$$\text{Avec : } \omega_s - p\Omega = \frac{d\psi_r}{dt} = \omega_r \text{ et } \Omega = \frac{d\theta}{dt}$$

Dans ces équations des flux(II11), L_s et L_r sont respectivement les inductances cycliques statorique et rotorique. Alors que M est directement proportionnelle à la mutuelle stator-rotor.

$$L_s = l_s - M_s: \text{ inductance cyclique statorique.}$$

$$L_r = l_r - M_r: \text{ inductance cyclique rotorique.}$$

$$M = \frac{3}{2} M_0$$

Avec ce système d'écriture on peut poser $\underline{X} = X_d + jX_q$. En réduisant les équations ci-dessus(II. 12 – II. 15), on obtient :

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + j\omega_s L_s \underline{i}_s + jM\omega_r \underline{i}_r + j\omega_s \underline{\phi}_s \quad (\text{II. 16})$$

$$\underline{0} = R_r \underline{i}_r + j\omega_r L_r \underline{i}_r + jM\omega_s \underline{i}_s + j(\omega_s - p\Omega) \underline{\phi}_r \quad (\text{II. 17})$$

Si on réalise le schéma électrique équivalent aux Eq.II.16 et Eq.II.17, nous obtiendrons le schéma représenté par la figure II.5.

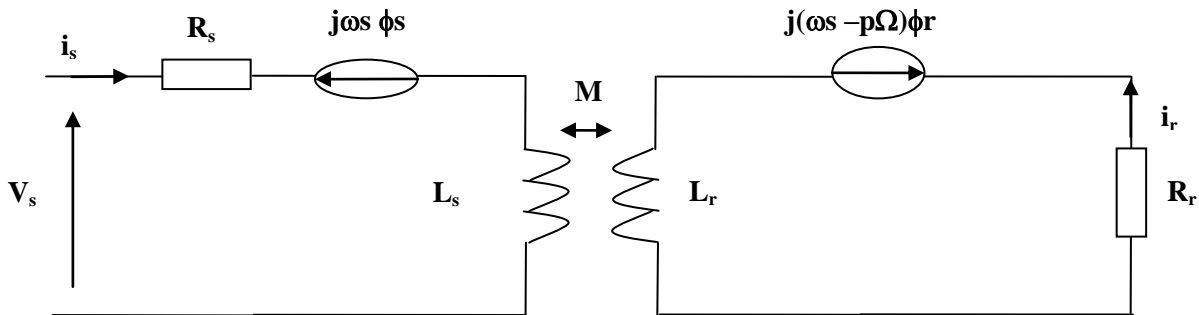


Figure II.5 Modèle équivalent au transformateur triphasé.

Le bloc de gauche, Fig.II.5 représente les équations du stator pour une phase. Celui de droite, celles du rotor. Comme la machine est symétrique, les autres phases sont identiques.

Sous cette forme, il y a une grande similitude avec le transformateur triphasé. Les inductances L_s et L_r sont les inductances cycliques de la machine et considèrent aussi les pertes. En admettant que celles-ci sont distribuées au stator et au rotor, on ramène le secondaire du côté du primaire et on admet aussi un rapport de transformation $m = \frac{l_r}{M_0} = \frac{M_0}{l_s}$ donné par Fig.II.6.

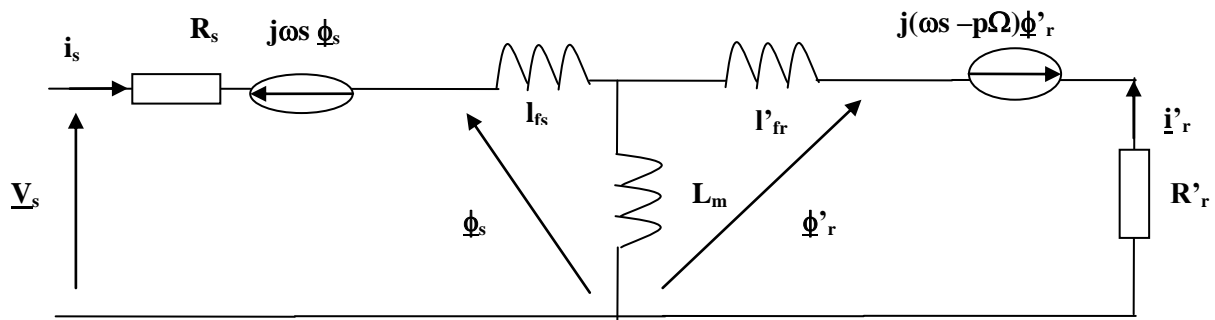


Figure II.6 Modèle avec fuites réparties.

$$L_s = l_{fs} + L_m \text{ et } L'_r = l'_{fr} + L_m \quad \text{avec } X' = m^2 X$$

D'autres hypothèses simplificatrices peuvent être énoncées. Notamment, le rotor n'étant pas bobiné, nous sommes dans l'incapacité, avec ce modèle, de savoir ce qui se passe réellement au niveau des barres de la cage. Les résistances et les inductances du rotor sont purement fictives et ne représentent pas réellement ces barres. Nous pouvons alors supposer l'hypothèse que $m = 1$.

$$\text{Alors : } L_m = M, R'_r = R_r \text{ et } \underline{i}'_r = \underline{i}_r$$

Il est aussi possible de ramener les pertes au stator afin de diminuer le nombre de paramètres. Finalement, nous nous retrouvons avec un modèle dans lequel il apparaît quatre paramètres représentant le fonctionnement électrique de la machine Fig.II.7.

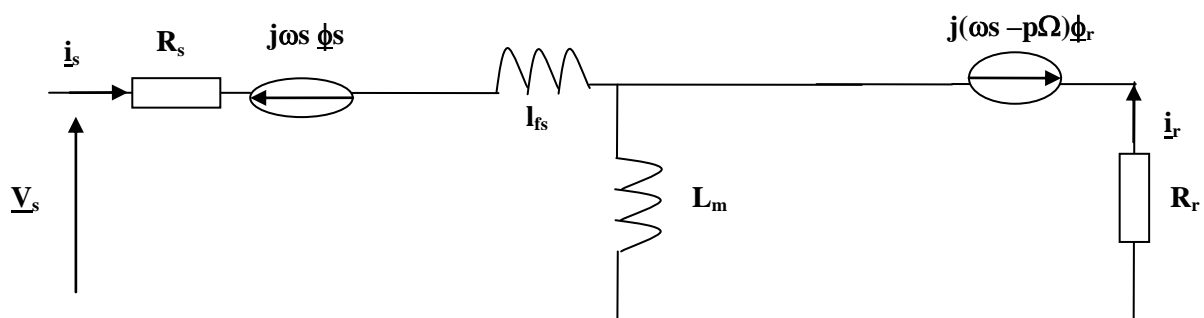


Figure II.7 Modèle avec fuites ramenées au stator.

Nous avons développé les équations simplifiées de la machine mais il nous reste le couple électromagnétique. Ce dernier peut être dérivé à partir de l'expression de la co-énergie, on peut aussi l'obtenir à partir d'un bilan de puissance. Il en résulte l'expression donnée par Eq.II.18 et Eq.II.19, où P représente le nombre de paires de pôles.

$$\underline{T}_{em} = P(i_{qs}\varphi_{dr} - i_{ds}\varphi_{qr}) \quad (II.18)$$

$$\underline{T}_{em} = P \frac{M_{sr}}{L_r} (\underline{i}_s \wedge \underline{\varphi}_r) \quad (II.19)$$

II.2.7 Choix du repère dq

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère dq qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait également un angle électrique θ_r avec le rotor mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre.

Il existe trois choix important. On peut fixer le repère dq au stator, ou au rotor ou encore au champ tournant. Rappelons que le repère dq est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations. On peut donc le lier à un référentiel mobile comme le champ tournant.

Le champ tournant est le champ crée par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique. On parle de vecteur alors qu'on vérité on a tout un champ. Le vecteur permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux.

Le flux rotorique, quant à lui, est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse de synchronisme. En effet, c'est le rotor qui "glisse" par rapport au champ tournant. Mais, en régime permanent, les deux flux, statorique et rotorique tournent à la même vitesse de synchronisme.

Notre choix s'est porté sur le repère rotorique où les grandeurs sont proches du continu, l'information contenue dans l'équation mécanique nous renseigne sur la vitesse de rotation du rotor. En utilisant le repère rotorique, nous pourrions utiliser cette information plus facilement.

Nous pouvons alors écrire alors les équations liées à ce repère comme suit :

$$\begin{aligned} L_f \frac{d}{dt} i_{sd} &= -(R_s + R_r) i_{sd} + L_f P \Omega i_{sq} + \frac{R_r}{L_m} \phi_{rd} + P \Omega \phi_{rq} + u_{sd} \\ L_f \frac{d}{dt} i_{sq} &= -L_f P \Omega i_{sd} - (R_s + R_r) i_{sq} - P \Omega \phi_{rd} + \frac{R_r}{L_m} \phi_{rq} + u_{sq} \\ L_m \frac{d}{dt} \phi_{rd} &= L_m R_r i_{sd} - R_r \phi_{rd} \\ L_m \frac{d}{dt} \phi_{rq} &= L_m R_r i_{sq} - R_r \phi_{rq} \end{aligned} \quad (II.20)$$

II.3 Modélisation de la partie mécanique

Afin de pouvoir modéliser la partie mécanique on commence par présenter les différents éléments constituant le réducteur de vitesse à engrenage.

II.3.1 Description du réducteur de vitesse

Un réducteur de vitesse est une structure mécanique complexe qui se compose principalement de deux arbres sur lesquels se trouvent les roues dentées. Ces deux arbres sont respectivement reliés à l'arbre du moteur et à l'arbre du récepteur par l'intermédiaire d'un accouplement élastique voir Fig. II.4. La première roue est solidaire de l'arbre tandis que la deuxième roue peut être rendu solidaire de l'arbre par un système de crabots. Les roues dentées utilisées sont toutes à denture droite. Les arbres reposent sur des paliers flexibles (à roulements), un roulement à bille pour la partie moteur (primaire), un roulement à bille pour la partie réceptrice (secondaire).

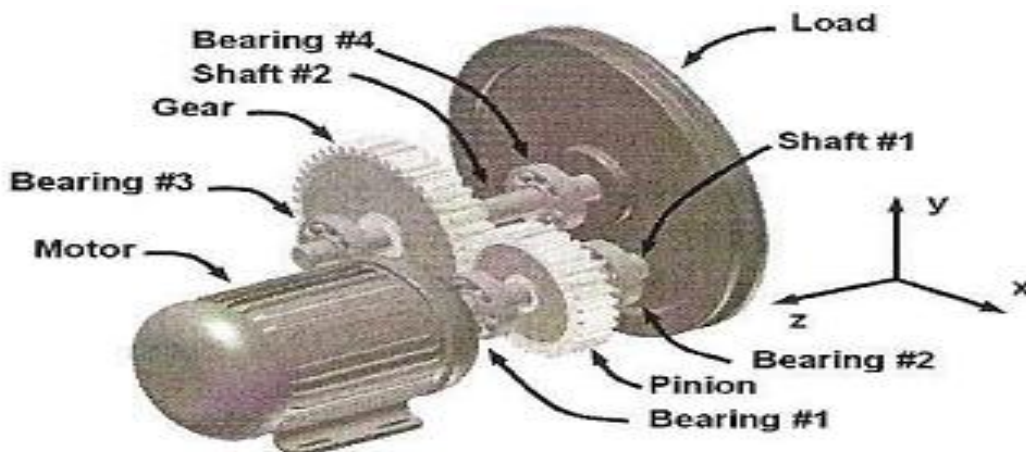


Figure.II.8 Représentation de la partie mécanique de l'entraînement.

II.3.2 Hypothèses de simplification [39]

- Dans ce modèle la roue et le pignon sont considérés comme des corps rigides avec une géométrie idéale. Les frottements entre les dents sont aussi considérés négligeables, cela revient à négliger la réponse suivant la direction X.
- Les rigidités radiales des roulements de la partie motrice et de la partie réceptrice sont constantes et égales. $K_{1y} = K_{2y}$

- Les coefficients d'amortissement des roulements de la partie motrice et de la partie réceptrice sont constants et égaux. $C_{1y} = C_{2y}$
- La rigidité en torsion des deux accouplements élastiques est identique et ainsi leurs coefficient d'amortissement. $K_p = K_g$ et $C_p = C_g$

II.3.3 Modélisation du réducteur de vitesse

Modèle d'engrenage

La figure II.9 montre la modélisation masses-ressorts d'un engrenage cylindrique à denture droite ou hélicoïdale donnée par Wu et al. [40]. C'est un modèle à paramètres concentrés dans lequel les engrenages sont assimilés à des cylindres rigides et la liaison élastique entre le couple d'engrenage est modélisée par une série de raideurs. Ce modèle permet de décrire d'une façon globale le comportement dynamique de l'engrenage et de tenir en compte des écarts de forme et de montage et des variations de la raideur d'engrènement en fonction du temps et du chargement.

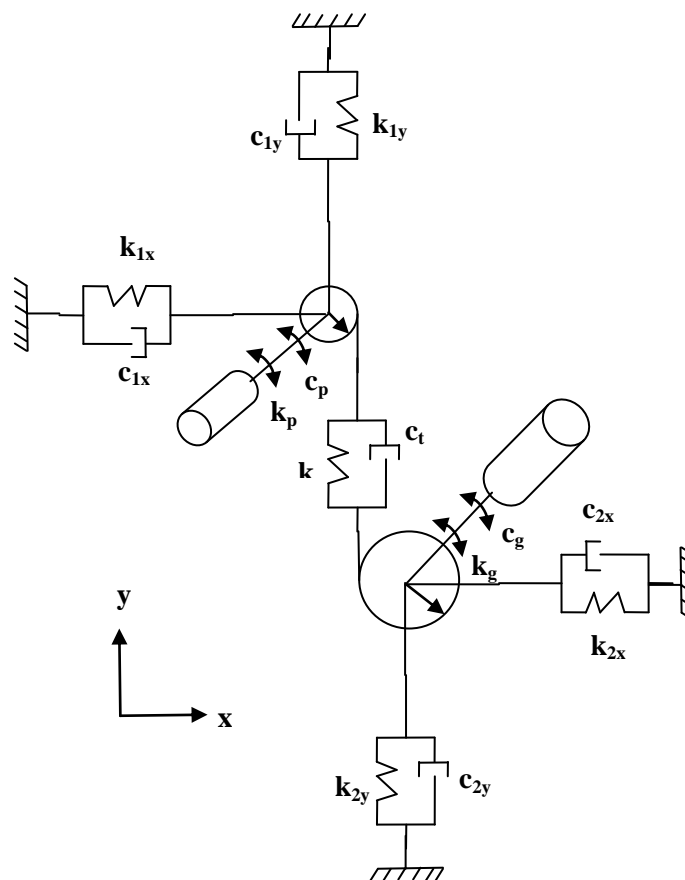


Figure II.9 Modèle du réducteur de vitesse

II.3.4 Mise en équation :

On applique les principes fondamentaux de la dynamique, le comportement dynamique du système peut être représenté par le système d'équations différentielles suivant :

$$m_1 \ddot{y}_1 = k_t (R_{b1} \theta_{m1} - R_{b2} \theta_{m2} - y_1 + y_2) + c_t (R_{b1} \dot{\theta}_{m1} - R_{b2} \dot{\theta}_{m2} - \dot{y}_1 + \dot{y}_2) - k_1 y_1 - c_1 \dot{y}_1,$$

$$m_2 \ddot{y}_2 = k_t (R_{b1} \theta_{m1} - R_{b2} \theta_{m2} - y_1 + y_2) + c_t (R_{b1} \dot{\theta}_{m1} - R_{b2} \dot{\theta}_{m2} - \dot{y}_1 + \dot{y}_2) - k_2 y_2 - c_2 \dot{y}_2,$$

$$I_1 \ddot{\theta}_{m1} = k_p (\theta - \theta_{m1}) + c_p (\dot{\theta} - \dot{\theta}_{m1}) - R_{b1} (k_t (R_{b1} \theta_{m1} - R_{b2} \theta_{m2} - y_1 + y_2) + c_t (R_{b1} \dot{\theta}_{m1} - R_{b2} \dot{\theta}_{m2} - \dot{y}_1 + \dot{y}_2)), \quad (II.21)$$

$$I_2 \ddot{\theta}_{m2} = -k_g (\theta_{m2} - \theta_r) - c_g (\dot{\theta}_{m2} - \dot{\theta}_r) + R_{b2} (k_t (R_{b1} \theta_{m1} - R_{b2} \theta_{m2} - y_1 + y_2) + c_t (R_{b1} \dot{\theta}_{m1} - R_{b2} \dot{\theta}_{m2} - \dot{y}_1 + \dot{y}_2)),$$

$$I_m \ddot{\theta} = T_{em} - k_p (\theta - \theta_{m1}) - c_p (\dot{\theta} - \dot{\theta}_{m1}), \text{ Avec } T_{em} = P(i_{qs} \varphi_{dr} - i_{ds} \varphi_{qr})$$

$$I_r \ddot{\theta}_r = -T_r + k_g (\theta_{m2} - \theta_r) - c_g (\dot{\theta}_{m2} - \dot{\theta}_r),$$

II.3.5 Modélisation du phénomène d'engrènement

Le problème principal de la modélisation du comportement mécanique des engrenages est de prendre en compte, de façon significative, les phénomènes d'engrènement. Deux stratégies sont envisageables [41-42]. La première considère que l'effort statique appliqué sur une dent est une force extérieure au système. Les variations de chargement statique vues par un couple de dents simulent l'engrènement et constituent la source principale d'excitation. Les avantages de ce modèle sont, sa grande simplicité (problème différentiel à coefficients constants) et de fournir une première indication sur les vitesses critiques, ainsi que des valeurs raisonnables pour les efforts dynamiques. En revanche, ce modèle ne permet pas de prendre en compte les changements plus ou moins rapides des raideurs de liaison dus à l'engrènement successif d'un couple de dents, puis de deux couples de dents. La seconde technique, considère l'effort appliqué sur une dent comme un effort intérieur au système. Les excitations sont alors dues aux variations périodiques de la raideur d'engrènement au cours du temps. Cette modélisation s'adapte bien aux systèmes plus complexes, mais elle présente la particularité de conduire à un système différentiel à coefficients périodiques. Il est important de noter que dans les deux cas, le problème de mise en œuvre est identique. Il faut déterminer, soit la variation de l'effort

extérieur appliqué au système, soit la variation de la raideur d'engrènement. Ces deux quantités représentent la même chose ; l'effort élastique associé à la déformation des dents aux points de contact. La différence entre ces deux techniques, réside dans la façon de prendre en compte cet effort dans les équations d'équilibre dynamique. Notre choix s'est porté sur la seconde technique.

II.3.6 Modélisation de La raideur d'engrènement

Quand l'arbre moteur est soumis à un couple de torsion, celui-ci est transmis à travers les dents de l'engrenage à l'arbre récepteur. Ces dernières opposent une raideur à la flexion et à l'écrasement.

La raideur totale k_t , appelée rigidité d'engrènement est calculée pour une paire de dents en contact, elle est aussi fonction d'autres raideurs élémentaires en série, considérées sur la ligne de contact telles que :

$$\frac{1}{k_t} = \frac{1}{k_{f1}} + \frac{1}{k_{ec1}} + \frac{1}{k_{f2}} + \frac{1}{k_{ec2}} + \frac{1}{k_h} \quad (\text{II.22})$$

avec k_f la raideur de flexion des dents, k_{ec} la raideur à l'écrasement, k_h la raideur hertzienne qui caractérise le contact et qui dépend des paramètres physiques des dents.

La raideur à l'écrasement des dents et la raideur hertzienne étant très grandes par rapport à la raideur à la flexion des dents, la raideur équivalente est donc pratiquement égale à cette dernière [43].

Par ailleurs, pendant la période d'engrènement T_{eng} et pour un rapport de conduite ε donnée ($1 < \varepsilon \leq 2$), la roue et le pignon sont d'abord en contact par un seul couple de dents durant un laps de temps $(\varepsilon - 1)T_{eng}$, puis par deux couples de dents durant $(2 - \varepsilon)T_{eng}$ [44]. La figure II.9 représente la schématisation du phénomène d'engrènement.

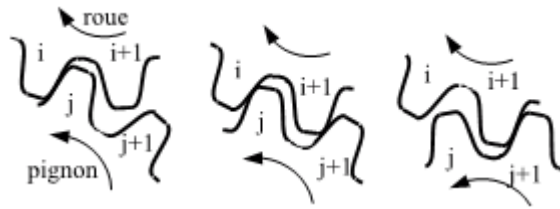


Figure II.10 Schématisation du phénomène d'engrènement [43].

Ainsi, la raideur d'engrènement est dans ce cas périodique de période T_{eng} et peut-être en première approximation estimée par [43-44] :

$$k_t = \begin{cases} k_{max} & si & nT_{eng} \leq t \leq (n + \varepsilon - 1)T_{eng} \\ k_{min} & si & (n + \varepsilon - 1)T_{eng} \leq t \leq (n + 1)T_{eng} \end{cases}$$

n entier.

Le développement en série de Fourier donne :

$$k_t = k_m + \frac{\Delta k}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{i} \left[\sin(2i\pi(\varepsilon - 1)) \cos \frac{2i\pi t}{T_{eng}} + (1 - \cos(2i\pi(\varepsilon - 1))) \sin \frac{2i\pi t}{T_{eng}} \right]$$

(II.23)

$$k_m = k_{max}(\varepsilon - 1) + (2 - \varepsilon)k_{min}$$

$$\Delta k = k_{max} - k_{min}$$

L'allure de la rigidité d'engrènement en fonction du temps est donnée à la figure II.11.

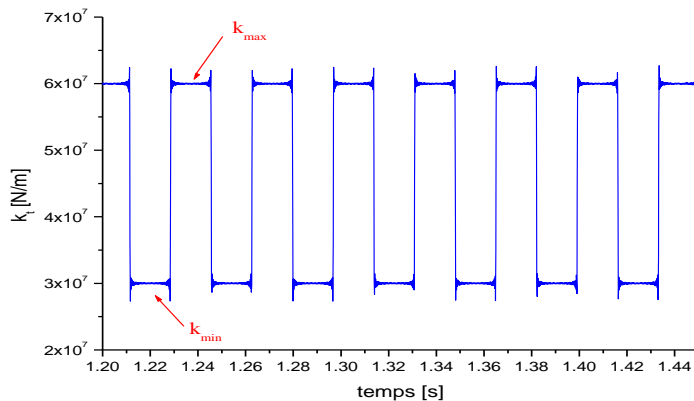


Figure II.11 Allure de la rigidité d'engrènement en fonction du temps.

II.3.7 Modélisation de l'amortissement

Les sources dissipatrices d'énergie dans les réducteurs sont celles dues :

- aux frottements visqueux,
- aux forces de frottements internes entre les matériaux,
- à l'effet d'écrasement du film lubrifiant, notamment en présence de chocs.

Pour caractériser ces pertes énergétiques, on introduit, dans le modèle de contact des dents, un coefficient d'amortissement. Mais la modélisation de l'amortissement présente un souci majeur dans les études menées sur cet élément, ceci à cause de la diversité et de la complexité des formes de dissipation dans les différents éléments de l'engrenage [45-46], ce coefficient reste alors difficilement quantifiable. Malgré ces difficultés, il est important d'estimer l'amortissement pour s'approcher plus de la réalité de fonctionnement de l'élément réducteur et éviter ainsi les zones de fonctionnement instables.

En pratique, pour une modélisation du type masse-ressort voir Fig. II.9, la majorité des auteurs [47] utilisent un coefficient d'amortissement visqueux équivalent quantifié de manière plus ou moins précise, parfois purement empirique. L'expression du coefficient d'amortissement utilisée pour les modèles masse-ressort et retenue pour notre modèle, est défini par l'Eq. II.24.

$$c_t = 2\zeta_r \left(\frac{k_t I_1 I_2}{R_{b1}^2 I_2 + R_{b2}^2 I_1} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.24})$$

Où ζ_r est le taux d'amortissement, généralement compris entre 3% et 17% [47].

Ce coefficient d'amortissement dépend des caractéristiques géométriques et mécaniques du réducteur. Plus les inerties des deux roues et leur rigidité sont importantes, plus grand est l'amortissement. L'allure de l'amortissement en fonction du temps est donnée par la figure II.12.

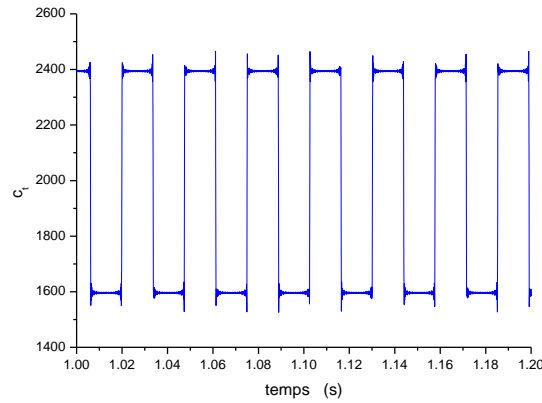


Figure II.12 Allure du coefficient d'amortissement en fonction du temps.

II.4. Couplage électromécanique global

Il s'agit de coupler le modèle électrique des machines asynchrones avec le modèle mécanique d'un engrenage droit ou hélicoïdal afin d'obtenir un modèle électromécanique dynamique global. L'objectif principal du couplage électromécanique est de montrer la capacité de détection et de surveillance des défauts d'engrenages tels que les avaries de contact par l'analyse de la fréquence instantanée des courants captés à partir du moteur électrique.

Mise en équation :

En considérant les dynamiques des flux rotorique ϕ_{rdq} et des courants statorique i_{sdq} , aux dynamiques électromécaniques (θ, Ω) et aux dynamiques mécaniques $(\theta_{m1}, \theta_{m2}, \theta_r, y_1, y_2)$, le système peut alors être décrit par le système d'équations différentielles non linéaires suivant :

$$\begin{aligned}
 L_f \frac{d}{dt} i_{sd} &= -(R_s + R_r) i_{sd} + L_f P \Omega i_{sq} + \frac{R_r}{L_m} \phi_{rd} + P \Omega \phi_{rq} + u_{sd} \\
 L_f \frac{d}{dt} i_{sq} &= -L_f P \Omega i_{sd} - (R_s + R_r) i_{sq} - P \Omega \phi_{rd} + \frac{R_r}{L_m} \phi_{rq} + u_{sq} \\
 L_m \frac{d}{dt} \phi_{rd} &= L_m R_r i_{sd} - R_r \phi_{rd} \\
 L_m \frac{d}{dt} \phi_{rq} &= L_m R_r i_{sq} - R_r \phi_{rq} \\
 I_m \ddot{\theta} &= P(i_{qs} \varphi_{dr} - i_{ds} \varphi_{qr}) - k_p(\theta - \theta_{m1}) - c_p(\dot{\theta} - \dot{\theta}_{m1}), \\
 I_1 \ddot{\theta}_{m1} &= k_p(\theta - \theta_{m1}) + c_p(\dot{\theta} - \dot{\theta}_{m1}) - R_{b1} \left(k_t(R_{b1} \theta_{m1} - R_{b2} \theta_{m2} - y_1 + y_2) + \right. \\
 &\quad \left. ctR_{b1} \theta_{m1} - R_{b2} \theta_{m2} - y_1 + y_2 \right),
 \end{aligned} \tag{II.25}$$

$$\begin{aligned}
I_2 \ddot{\theta}_{m2} &= -k_g(\theta_{m2} - \theta_r) - c_g(\dot{\theta}_{m2} - \dot{\theta}_r) \\
&\quad + R_{b2} \left(k_t(R_{b1}\theta_{m1} - R_{b2}\theta_{m2} - y_1 + y_2) \right. \\
&\quad \left. + c_t(R_{b1}\dot{\theta}_{m1} - R_{b2}\dot{\theta}_{m2} - \dot{y}_1 + \dot{y}_2) \right), \\
I_r \ddot{\theta}_r &= -T_r + k_g(\theta_{m2} - \theta_r) - c_g(\dot{\theta}_{m2} - \dot{\theta}_r), \\
m_1 \ddot{y}_1 &= k_t(R_{b1}\theta_{m1} - R_{b2}\theta_{m2} - y_1 + y_2) + c_t(R_{b1}\dot{\theta}_{m1} - R_{b2}\dot{\theta}_{m2} - \dot{y}_1 + \dot{y}_2) - k_1 y_1 \\
&\quad - c_1 \dot{y}_1, \\
m_2 \ddot{y}_2 &= k_t(R_{b1}\theta_{m1} - R_{b2}\theta_{m2} - y_1 + y_2) + c_t(R_{b1}\dot{\theta}_{m1} - R_{b2}\dot{\theta}_{m2} - \dot{y}_1 + \dot{y}_2) - k_2 y_2 - \\
&\quad c_2 \dot{y}_2,
\end{aligned}$$

On remarque que le système (II.25) est formé de 10 équations différentielles où quatre d'entre elles sont de premier ordre et les autres sont de second ordre

II.5 Simulation numérique

Le modèle complet du système électromécanique est maintenant connu, nous pouvons étudier l'évolution des grandeurs temporelles tels que les courants, le couple ou encore la vitesse rotorique lorsque le système ne présente aucune défaillance. Les figures II.10....représentent les différents résultats obtenus de la simulation développés à partir des équations électriques et mécaniques du réducteur de vitesse considéré.

Les paramètres mécaniques du réducteur, utilisés pour les simulations menées, sont donnés en annexe.

Pour observer le bon comportement de celui-ci un couple de 20 N.m a été soumis au système à l'instant $t = 1s$. Les résultats obtenus sont représentés dans les figures II.13, II.14, II.15, II.16, II.17, II.18, II.19 et II.20.

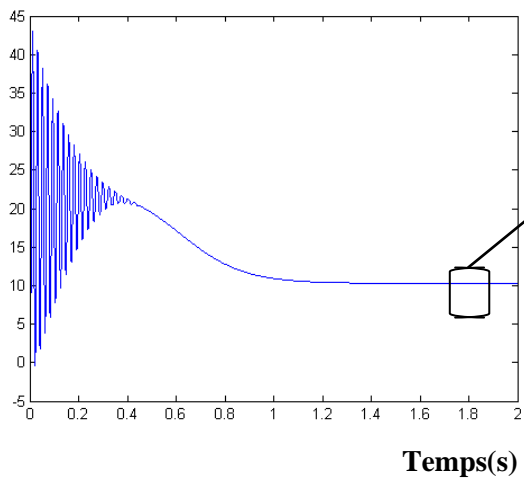


Figure II.13. L'allure du couple électromagnétique

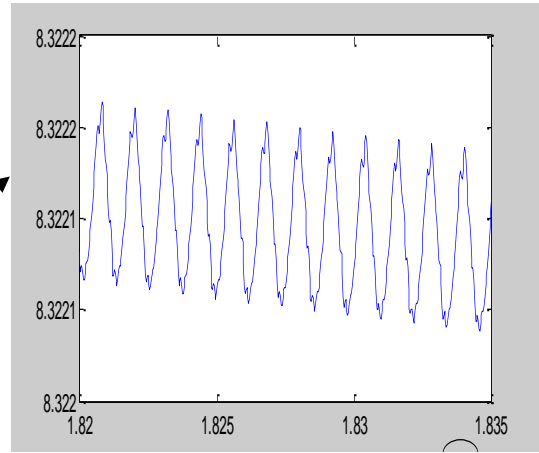
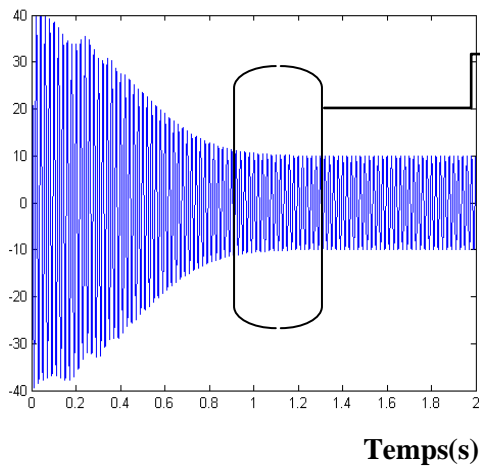
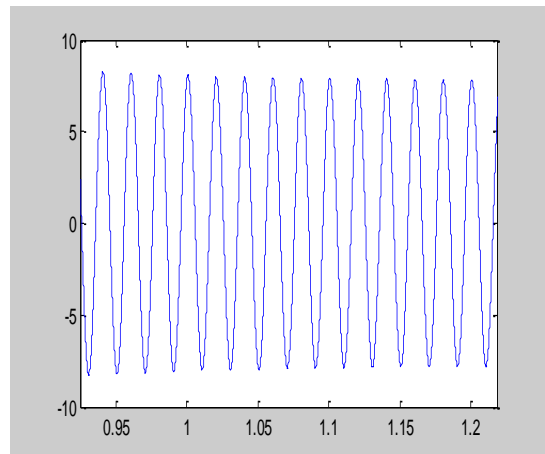


Figure II.14 Evolution du couple électromagnétique



La figure II.15 L'allure du courants statoriques.



La figure II.16 Evolution du courant statorique

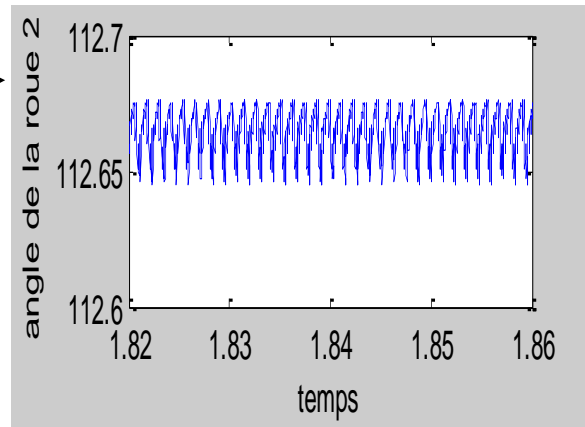
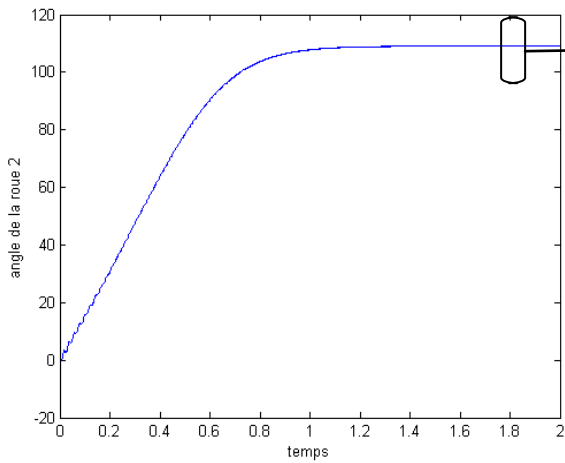


Figure II.17 L'allure de la vitesse de rotation de la grande roue.

Figure II.18 montre l'évolution de la vitesse de rotation de la grande roue

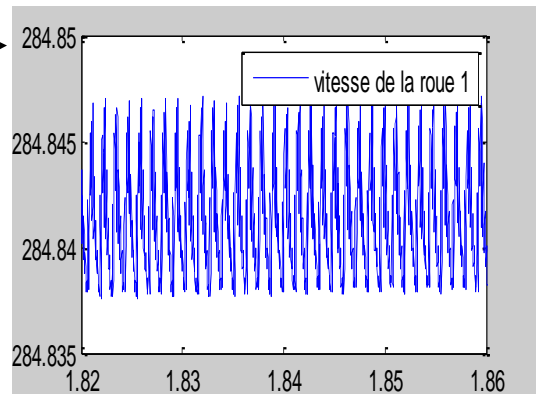
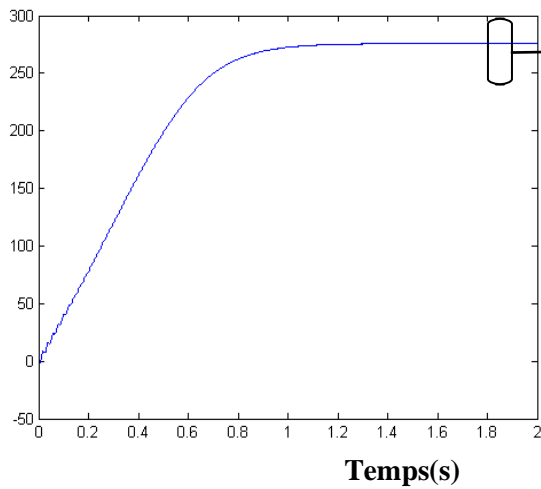


Figure II.19 L'allure de la vitesse de rotation du pignon.

Figure II.20 Evolution de la vitesse de rotation du pignon.

Le rapport entre la vitesse du primaire et du secondaire est égal au rapport de transmission soit 2.54

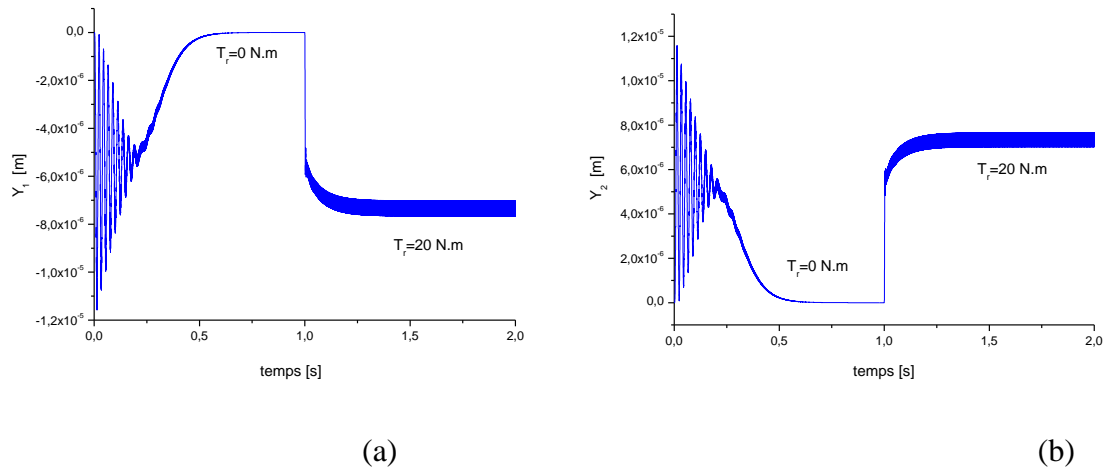


Figure II.21 (a) Allure du déplacement radiale au niveau de palier1 (y_1),
 (b) Allure du déplacement radiale au niveau de palier2 (y_2).

Les déplacements des arbres selon la direction Y au niveau des deux paliers augmentent avec l'application du couple de charge tel que le montre la figure II.18.

Ces résultats correspondent bien à un fonctionnement d'un moteur asynchrone couplé à un réducteur de vitesse sain.

Conclusion

L'objectif de ce chapitre est de mettre en place une modélisation globale d'un système électromécanique composé d'un train à engrenages entraîné par un moteur asynchrone. La modélisation de chaque sous-système a été présentée afin de préparer le travail d'analyse, de détection et surveillance des défauts d'engrenages par mesure des courants statoriques.

Dans ce qui suit, nous allons appliquer ce principe de la modélisation afin de pouvoir introduire des défauts au niveau du réducteur que nous envisageons d'étudier et voir si ce défaut est détectable.

III.1 Introduction

La surveillance d'une machine n'est possible que si l'on connaît les symptômes associés à chaque défaut susceptible d'affecter la machine considérée.

La connaissance de ces effets sur la machine permet de formuler un diagnostic de l'état de la machine.

Nous allons modéliser et simuler l'effet du défaut de fissuration sur l'évolution temporelle des différentes grandeurs de la machine asynchrone. nous partons du fait que les défauts de l'engrenage provoquent des variations de couple et la vitesse de rotation de la roue et le pignon qui seront transmis sur les grandeurs électriques de la machine.

III.2 Classification des défauts d'engrenages

Les défauts d'engrenages les plus rencontrés peuvent être classés en deux groupes d'avaries selon leur caractère réparti ou localisé sur la surface de la denture.

III.2.1 Défauts répartis

- **Usure abrasive** : cette usure est liée à la présence des particules abrasives dans le lubrifiant et elle est due à l'enlèvement de la matière lors d'un glissement important entre les deux surfaces flottantes. Ce phénomène peut être accentué lorsque le lubrifiant contient des substances corrosives. Cependant, le durcissement superficiel de la denture d'engrenage ralentit l'apparition et la progression de cette usure.

- **Piqûres (ou pitting)** : c'est une avarie répartie sur toute la surface de la denture (Figure III-1), elle s'agit d'un ensemble de trous qui ne dépassent pas 0,3 à 0,5 mm de profondeur. Cette avarie se trouve sur toutes les dents et en particulier au niveau du cercle primitif parce que ce phénomène ne se produit que si le mouvement de roulement est plus important que le mouvement de glissement. Les piqûres apparaissent donc à l'endroit où la charge est maximale et elles peuvent être suite à un défaut d'alignement ou aux déformations anormales des pièces. La présence de quelques piqûres ne présente pas un risque immédiat et souvent le phénomène peut être ralenti par le changement d'un lubrifiant plus adapté (de viscosité plus importante).



Figure III-1 : *Puttings évolutifs sur une roue chevron [48].*

- **Grippage généralisé :** Le grippage est une avarie liée au contact entre les surfaces métalliques des dents lors de l'engrènement en entraînant un arrachement de matière. Le grippage apparaît lorsque le film lubrifiant entre les dents est inadéquat.

Ce défaut produit des modifications de l'état de surface de toutes les dents tels que le changement de coloration, les fines rayures et les ondulations de surface pour un engrenage durci et la destruction de toutes les surfaces pour un engrenage non traité ou insuffisamment traité. Après l'apparition de cette avarie, le couple d'engrenage génère plus de vibrations et le facteur de frottement augmente et devient irrégulier.



Figure III-2 : *Grippage couvrant l'ensemble des dentures [48].*

III.2.2 Défauts localisés

- **Ecaillage** : c'est une avarie qui commence toujours par une fissure à l'intérieur du métal à cause de la contrainte de cisaillement maximale appliquée en sous couche.

Ensuite, la fissure se propage jusqu'à atteindre la surface de la denture en libérant des fragments de métal en plaques plus ou moins irréguliers aux dépens de l'état de la surface de la dent. Les zones écaillées représentent des surfaces irrégulières et des profondeurs variables qui suivent une pente plus ou moins douce de la périphérie vers l'intérieur de l'écaillage. Cette avarie est beaucoup plus courante sur des dentures traitées superficiellement (couche superficielle durcie par cémentation ou trempe) que sur celles qui sont traitées à cœur. L'écaillage est un défaut dangereux parce qu'il peut provoquer rapidement la rupture de la dent défectueuse à cause de la propagation de la fissure dans toutes les directions à l'intérieur de la dent en même temps que sa migration vers la surface (diminution de la résistance de la dent aux efforts de flexion).

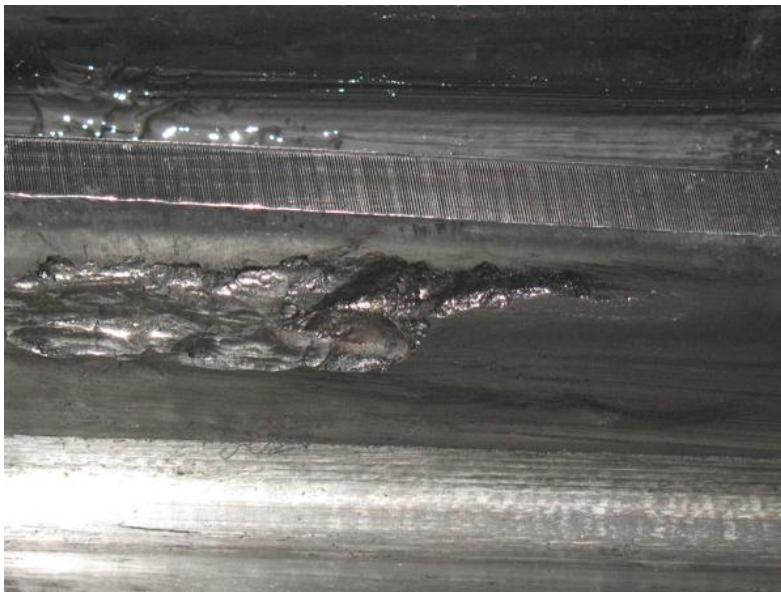


Figure III-3 : *Ecaillage par fatigue* [48].

- **Fissures** : ce défaut se forme souvent au pied de dent. C'est-à-dire à l'endroit de la concentration maximale de contrainte due à la sollicitation en flexion. La présence de ce type de fissures fragilise la dent défectueuse et diminue sa résistance à la rupture. Ce phénomène peut être accentué par la présence d'une écaillage à cet endroit critique de la dent. En plus de la

fatigue due à la sollicitation en flexion, d'autres causes de fissures peuvent se manifester tels que les défauts de fabrication (état des surfaces, criques de rectification) et les criques d'origine thermique.

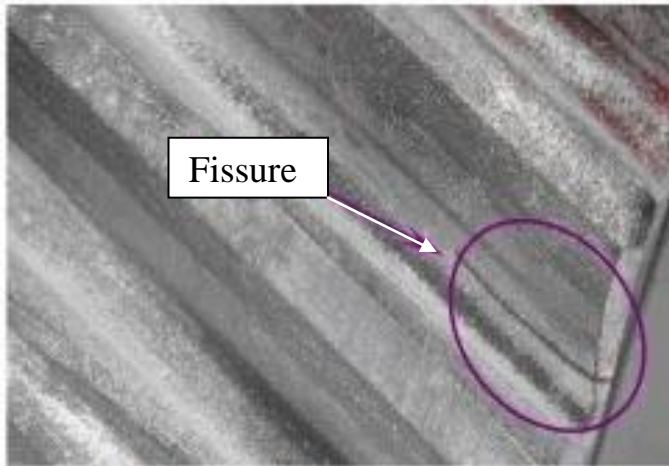


Figure III-4 : *Fissure en pied de dent*

- **Dents cassées** : dans un système de transmission par engrenage, le défaut de rupture des dents est lié à deux phénomènes classiques qui sont : i) les chocs dus aux surcharges et ii) la fatigue due aux charges cycliques de flexion (Figure I-9). En effet, les chocs de surcharges peuvent résulter de certains chocs de torsion dans le système d'entraînement qui sont souvent associés à la défaillance de la charge entraînée par la boîte de transmission. Dans ce cas, les surfaces fracturées montrent une seule zone de rupture avec aucun signe de fatigue. Généralement une ou deux dents sont touchées et les autres sont en bon état et ne présentant aucun signe de fissures. Des effets similaires peuvent également survenir si un corps étranger pénètre dans l'engrènement. D'autre part, la rupture des dents peut également provenir de défaillances par fatigue sous les charges cycliques de flexion appliquées aux dents, ce qui représente un des critères principaux utilisés dans la conception des engrenages. Ce défaut commence par une fissure qui est généralement au pied de la dent et évolue à travers la base de la dent jusqu'à la rupture complète de la dent du corps d'engrenage. Dans ce cas, les dents adjacentes à celle cassée montrent souvent des fissures à un stade précoce de développement.



Figure III-5 : *Dent cassée due aux fissures en pied de dent résultant de la fatigue liée aux charges cycliques de flexion*

• **Grippage localisé :** ce défaut correspond à des arrachements de matière dans une partie de la zone de contact entre les surfaces frottantes. Il peut être dû à la formation d'une micro-soudure immédiatement cisailée suite à une surcharge locale et brutale, à un défaut d'alignement des dentures et/ou à un défaut de lubrification (rupture du film d'huile). Ce type de défaut peut être ralenti ou même stoppé par l'utilisation d'une graisse de rodage appropriée.



Figure III-6 : *Grippage localisé sur les têtes de dent [48].*

III.3 Modélisation d'une fissure localisée sur une dent du pignon.

Il est bien qu'une transmission par engrenage participe de manière notable à la production de vibration et de bruit par des excitations associées aux conditions de contact entre denture. De nombreuses études ont été menées sur le comportement dynamique des engrenages et suivant leurs objectifs [49].

L'apparition d'une fissure sur une dent d'un réducteur représente des aspects dangereux pour le système en lui-même mais notamment tout ce qui peut entourer la machine et le réducteur et se qui peut entourer la machine et le réducteur et se qui peut en résulter comme budget de réparation, donc sa détection et meilleure plutôt que plus tard.

En présence d'un défaut la raideur de la dent affectée s'atténue et cela se produit une fois par cycle de contact de cette dent avec la dent opposée.

Dans notre étude du cas du réducteur nous avons modélisé une fissure localisée sur une dent par rapport à sa position angulaire sur le cercle de base. A cette position on considère une diminution de la raideur d'engrènement, ce phénomène se répète à chaque fois la dent fissurée rentre en contact avec les dents de la roue opposée [50].

Dans ce cas la condition qui régit l'expression de la rigidité en présence d'une fissure localisée sur une dent s'écrit comme suit :

- Si le contact se fait entre des dents saines, la raideur d'engrènement est donnée par K_t
- Si le contact se fait entre la dent fissurée et les dents de la roue opposée, la raideur d'engrènement est donnée par $K_t(1 - \delta)$, avec $0 < \delta < 1$ il représente le taux de dégradation de la rigidité, et il nous informe ainsi sur l'état d'aggravation de la fissure.

Cela revient à supposer que la rigidité d'engrènement en présence d'une fissure localisée sur une dent, comme une fonction modulée par une fonction périodique (Figure III.7) :

$$K(t)_{td} = K(t)_t \times (1 - d(t))$$

Où $d(t)$ est une fonction périodique qui a pour expression (Figure III.7.a):

$$d(t) = \alpha \delta \left(1 + \sum_n \frac{\sin(n\alpha\pi)}{n\alpha\pi} \cos(n \Omega_{mi} t) \right)$$

- $\Omega_{mi} = 2\pi f_{mi}$, $i = 1, 2$. f_{mi} , avec $i = 1, 2$, représente la fréquence de rotation de la roue affectée par la fissure.
- δ : l'amplitude de la fonction $d(t)$, il représente le taux de dégradation de la rigidité et donc l'évolution de la fissure.
- $\alpha = \frac{\tau_i}{T_i} = 1/Z_i$: représente le rapport cyclique, où $\tau_i = T_{eng}/Z_i$ représente la durée dont laquelle la dent fissurée est en contact avec les dents de la roue opposée. $T_{eng} = \frac{1}{f_{eng}}$: représente la période d'engrènement, $f_{eng} = Z_1 f_{m1} = Z_2 \cdot f_{m2}$ représente la fréquence d'engrènement.

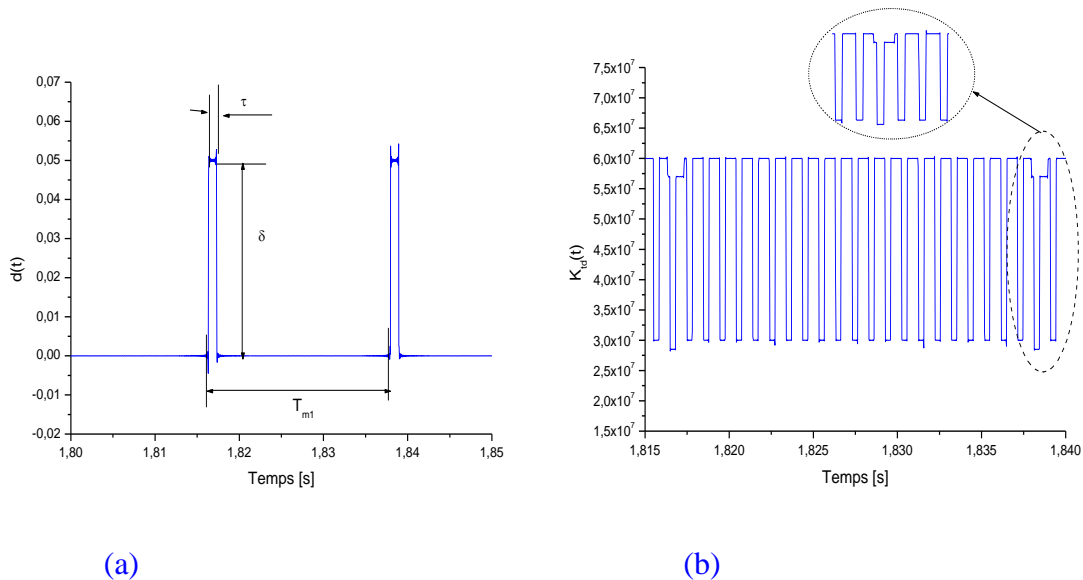


Figure III-7 (a) L'allure de la fonction $d(t)$ utilisé pour la modélisation d'une fissure d'une dent du pignon, (b) L'allure de la raideur d'engrènement en présence d'une fissure au niveau du pignon pour un taux de dégradation ($\delta=5\%$).

III.4 Simulation numérique

Les résultats obtenus en présence d'un défaut de fissure avec ($\delta=2\%$) sont représentées dans les figures suivantes.

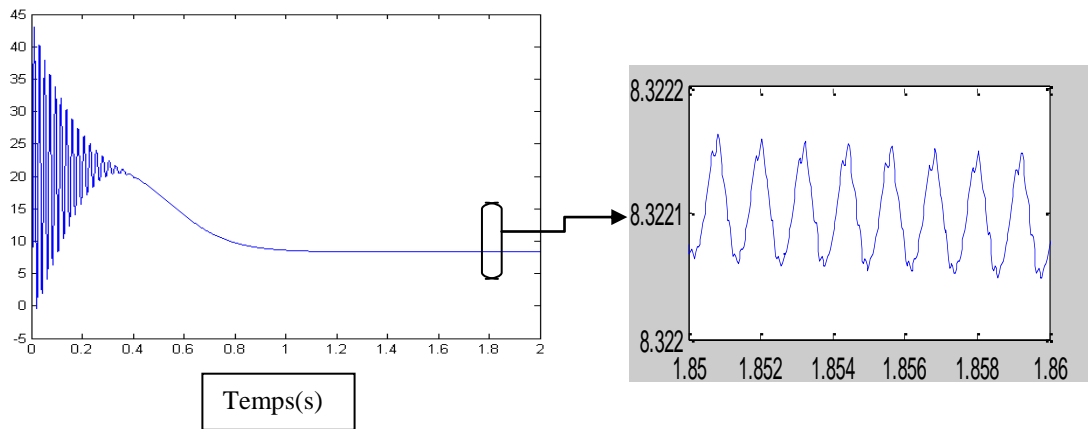


Fig III-8 L'allure de couple électromagnétique en présence d'une fissure ($\delta=2\%$)

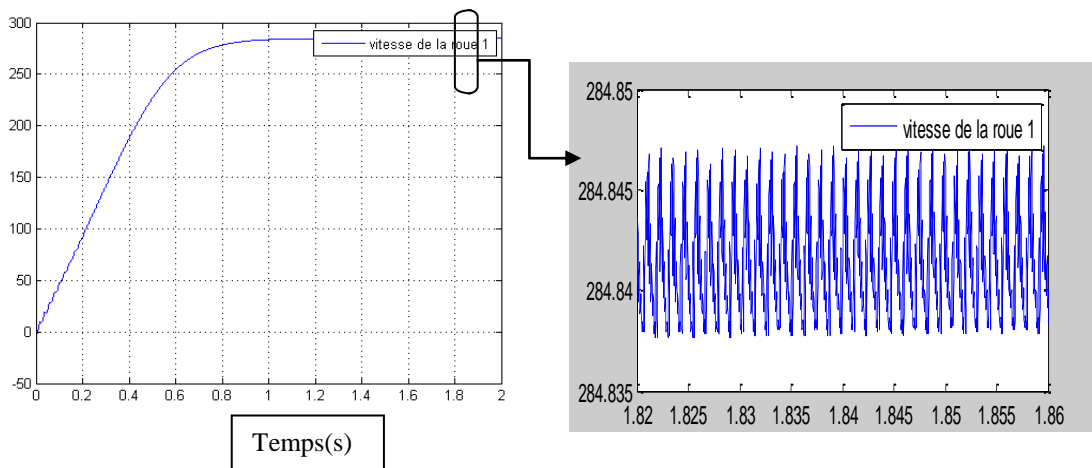


Fig III-9 L'allure de vitesse de rotation du pignon en présence d'une fissure ($\delta=2\%$)

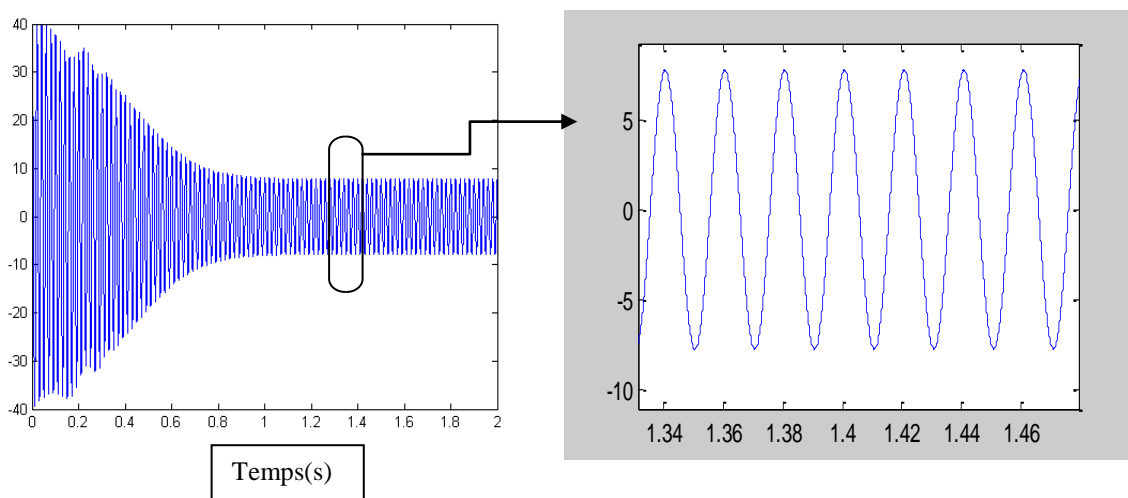


Fig III-10 L'allure de courant statorique en présence d'une fissure ($\delta=2\%$)

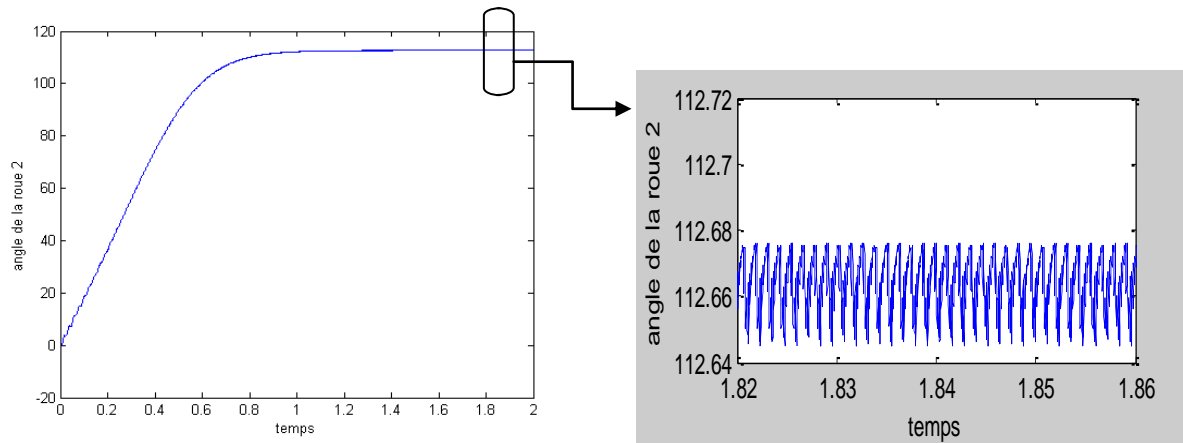


Fig III-11 L'allure de vitesse de rotation de la grande roue en présence d'une fissure ($\delta=2\%$)

En effet, la présence du défaut entraîne des transitoires dans le couple électromagnétique, et dans les deux vitesses de rotation.

Le courant statorique, ne présente visiblement pas de variations.

La présence du défaut n'est pas aisément détectable à partir de la forme d'onde du courant statorique. En revanche, il faudra mener une analyse spectrale pour comparer le contenu fréquentiel des deux courants.

Conclusion.

La simulation qu'on a présentée précédemment nous a donné un ordre de grandeur sur l'effet de défauts qui influent sur les grandeurs physiques de la machine, comme la vitesse de rotation ou le couple électromagnétique. Cependant l'analyse de ces grandeurs temporelles ne permet pas de visualiser aisément l'effet de défaut, car l'ordre des modulations est relativement faible.

C'est la raison pour laquelle on s'est intéressé à l'analyse fréquentielle, plus riche en informations et plus simple interpréter.

Cette analyse mène à une caractérisation des défauts par des signatures spectrales issues de la fréquence instantanée et une comparaison entre le fonctionnement sain du système, pris comme état de référence, et son fonctionnement en mode dégradé. Ceci nous permet de mettre en exergue l'intérêt de l'étude dans laquelle la détection des défauts mécaniques s'effectue uniquement à partir d'un traitement des grandeurs électriques.

L'analyse spectrale du courant statorique après introduction de la transformation de Fourier Rapide, nous a permis de déterminer la composition fréquentielle de ce signal et par la suite retrouver les raies latérales associées au défaut, ensuite il s'est avéré que les défauts naissants n'apparaissent pas et que par l'analyse spectrale de la fréquence instantanée on les visualise mieux.

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter une technique de traitement de signal. C'est la Transformée de Fourier Discrète et Rapide afin de calculer le spectre d'un signal.

Les résultats de simulations issus de modèle étudié dans les chapitres précédents seront présentés. Il s'agit, en particulier, de montrer l'influence d'un défaut de fissure sur une dent du pignon sur la signature de la fréquence instantanée du courant statorique du moteur électrique et sur le comportement dynamique de l'engrenage (raideur d'engrènement). Une étude paramétrique sera réalisée en changeant le taux de dégradation du défaut afin de déterminer le degré de dégradation de l'état de la denture.

Enfin, on étudiera l'influence de couple de charge sur la signature de la fréquence instantanée du courant statorique

IV.2 Méthode d'analyse spectrale pour le traitement d'un signal électrique

Le but de ce paragraphe est de présenter l'outil de traitement du signal exploité pour l'analyse spectrale de la fréquence instantanée du courant d'alimentation de la machine dans le but de déterminer l'état de santé de la charge mécanique entraînée, en tenant compte des conditions de fonctionnement de l'ensemble du système électromécanique.

- **La réalisation de la Transformée de Fourier Discrète et Rapide**

La transformée de Fourier est parmi les méthodes les plus robustes pour le traitement des signaux en régime stationnaire. Ses dérivées discrète (TFD) et rapide (TFR) comptent parmi les outils fondamentaux pour le calcul des caractéristiques spectrales des signaux et utilisent des programmes efficaces moyennant les systèmes numériques.

La durée idéale pour le calcul du spectre d'un signal est un temps infini car cela permet de prendre en considération tous les aspects du signal. Mais ceci s'avère impossible et le calcul pratique de la Transformée de Fourier Discrète nous mène implicitement à considérer le signal sur un intervalle d'observation ou d'acquisition de durée T_{acq} finie, correspondant en numérique à un nombre N_{br} d'informations temporelles prises à la fréquence d'échantillonnage $T_{éch}$. Ceci revient à multiplier le signal par une fonction temporelle, celle de la fenêtre rectangulaire d'observation.

La transformée de Fourier Discrète X d'une séquence d'échantillons d'un signal x est donnée par :

$$X(k) = \sum_{i=1}^{N_{br}} x(i) e^{-j2\pi \frac{(i-1)(k-1)}{N_{br}}} \quad (IV.1)$$

Il est à noter que le théorème de Shannon démontre que la TFD comporte un axe de symétrie par rapport à $\frac{N_{br}}{2}$, et que seulement $\frac{N_{br}}{2}$ points de la réponse fréquentielle sont porteurs d'information sur le signal.

De part ces symétries, on peut démontrer qu'il est possible de réduire le nombre d'opérations que requiert le calcul de la TFD de N_{br}^2 à $N_{br} \log_2(N_{br})$. Ceci mène à des algorithmes de calcul de la TFD sur 2^m points seulement, m étant un entier. Cette transformation prend alors le nom de Transformée de Fourier Rapide (TFR).

La conséquence directe de l'observation sur une période finie est la réduction de la résolution fréquentielle (ou pas fréquentiel) Δf , laquelle est donnée par :

$$\Delta f = \frac{1}{T_{acq}} = \frac{1}{N_{br} \cdot T_{éch}} = \frac{F_{éch}}{N_{br}} \quad (IV.2)$$

Où $F_{éch}$ est la cadence d'échantillonnage du signal.

Pour l'intervalle d'acquisition considéré, la plage fréquentielle balayée est donc de $[0, N_{br} \cdot \Delta f]$.

Il s'en suit aussi l'apparition de lobes dans le spectre du signal étudié. Ces lobes correspondent à la Transformée de Fourier de la fenêtre rectangulaire. Leurs largeurs et leurs amplitudes significatives peuvent cacher les pics présents dans le spectre.

Ce phénomène est gênant pour le diagnostic qui requiert une identification très précise des fréquences présentes dans le spectre et de leurs amplitudes.

Pour y remédier, il faut avoir recours aux fenêtres de pondération qui permettent de réduire la largeur des lobes latéraux. On peut citer le fenêtrage de Hamming, et celui de Hanning qui diminuent la largeur des lobes secondaires mais qui n'ont pas un bon pouvoir séparateur des raies voisines, et le fenêtrage de Blackman qui lui présente l'inconvénient de posséder un lobe principal très large.

Ceci ne résout pas pour autant le problème de la résolution fréquentielle, laquelle résolution reste toujours inversement proportionnelle au temps d'acquisition du signal. En effet, pour diminuer Δf , il faut augmenter la durée d'acquisition du signal, liée à l'échantillonnage et au nombre de points souhaité.

D'autre part, chaque spectre du signal échantillonné est une fonction F_{ech} -périodique. Par conséquent, pour éviter le phénomène de recouvrement de ces spectres, il faut respecter le théorème d'échantillonnage de Shannon suivant lequel la fréquence d'échantillonnage F_{ech} doit être supérieure ou égale à deux fois la fréquence maximale F_{max} présente dans le spectre du signal (pour un signal à spectre borné). Autrement, il n'est pas possible de reconstituer le signal, la TFR n'est donc plus réversible et il y a perte d'informations.

En revanche, les signaux réels ne sont pas forcément à bande fréquentielle bornée ce qui implique l'apparition certaine du phénomène de repliement du spectre. Afin de réduire ce risque pour le traitement, on place en pratique un filtre adéquat en amont de l'échantillonneur.

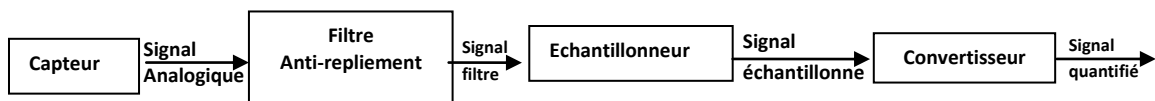


Fig. IV.1. Schéma bloc de la chaîne de traitement d'une acquisition de signal.

Le choix du pas d'échantillonnage implique, en pratique, une connaissance a priori des fréquences présentes dans le signal analogique à échantillonner. Pour éviter les problèmes de repliement du spectre et pour des raisons de reconstitution du signal, il faut filtrer le signal avec un filtre passe-bas pour éliminer les hautes fréquences au-delà d'une valeur limite F_{max} .

La cadence d'échantillonnage doit être généralement nettement supérieure à la limite théorique $2 \cdot F_{max}$ et est prise, en pratique, égale à $2,56 \cdot F_{max}$.

Il est à noter que la Transformée de Fourier se prête bien aux signaux présentant une périodicité temporelle (signaux cycliques). Cependant elle présente des limites pour le calcul des caractéristiques spectrales de signaux correspondant à un régime non stationnaire de fonctionnement, soit une évolution des composantes fréquentielles en fonction du temps.

IV.3 Comparaison des signatures spectrales du courant statorique pour un entraînement sain et défaillant

Nous nous comparons dans ce paragraphe le spectre du **courant statorique** relatif aux conditions de simulation du système électromécanique en absence et en présence d'une dent fissurée au niveau du pignon. Les résultats obtenus sont représentés dans la [Figure. IV.2](#) et la [Figure. IV.3](#).

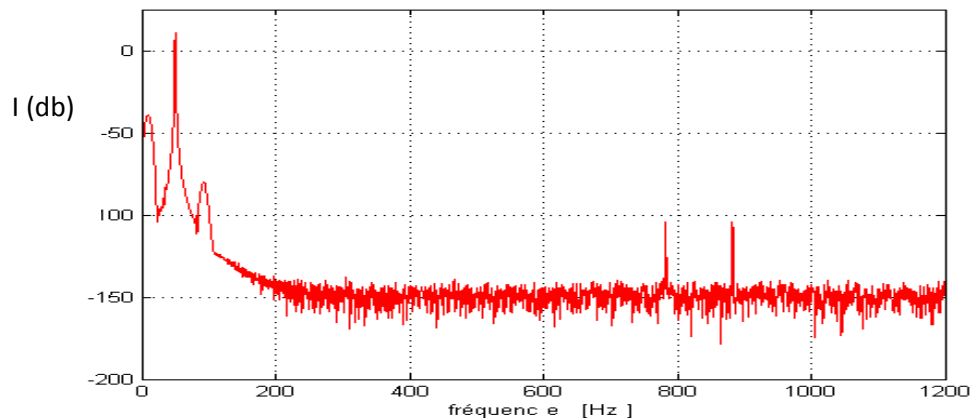


Figure. IV.2. Spectre du courant (réducteur sain)

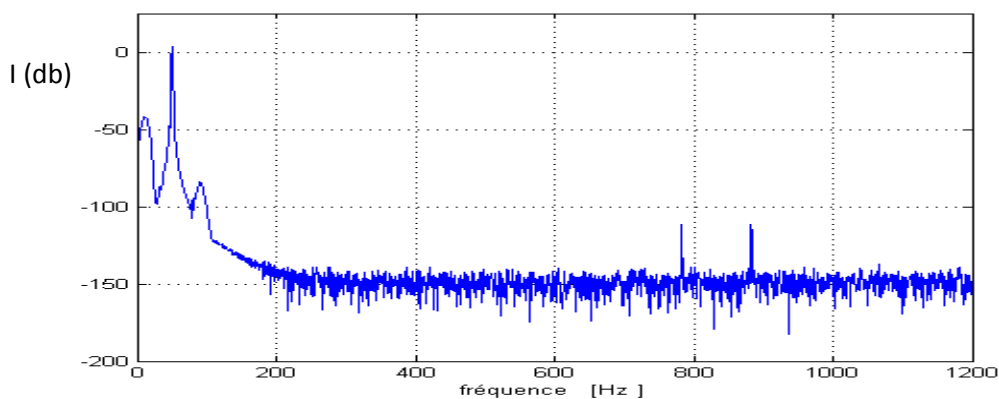


Fig. IV.3. Spectre du courant en présence d'une fissure d'une dent du pignon ($\delta=2\%$).

Comme nous le remarquons sur ces deux spectres, la présence de défaut de fissure naissant sur une dent de pignon ne modifie pas le spectre du courant statorique. Donc la détection de défaut de fissure par l'analyse spectrale du courant statorique est un problème non évident.

IV.4 Analyse spectrale de la fréquence instantanée

Dans le paragraphe précédent nous avons montrés la difficulté de détecté un défaut de fissure d'une dent de pignon a partir de l'analyse spectrale du courant statorique.

Pour cela nous avons réalisé une analyse spectrale de la fréquence instantanée des courants statoriques de la machine en question afin d'étudié la capacité de détecter un défaut de fissure localisée sur une dent de pignon.

IV.4.1 Principe de calcul de la fréquence instantanée

Pour calculé les caractéristiques instantanés (fréquence) d'un signal réel $X(t)$ il est possible d'utilisé le signale analytique $Z(t)$ associé à $X(t)$.

$$Z(t) = X(t) + i Y(t) = a(t)e^{i\theta(t)} \quad \text{IV.3}$$

Où $Y(t)$ est la transformée de Hilbert de $X(t)$, définie par :

$$H\{X(t)\} = Y(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{X(t')}{t-t'} dt'$$

Dans (IV.3) $a(t)$ correspond à l'amplitude instantanée de $Z(t)$:

$$a(t) = \sqrt{X^2(t) + Y^2(t)}$$

Et $\theta(t)$ est la phase instantanée :

$$\theta(t) = \arctan\left(\frac{Y(t)}{X(t)}\right)$$

La fréquence instantanée de $Z(t)$, et donc de $X(t)$, n'est autre que la dérivée de la phase instantanée:

$$\omega = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt}$$

Le calcul de la fréquence instantanée par cette technique a des limitations théoriques : il n'est applicable qu'aux signaux qui peuvent se représenter par une fréquence unique à chaque instant.

L'estimation de l'amplitude instantanée et la fréquence instantanée d'un signal par la transformée de Hilbert est schématisé **Figure. IV.4.**

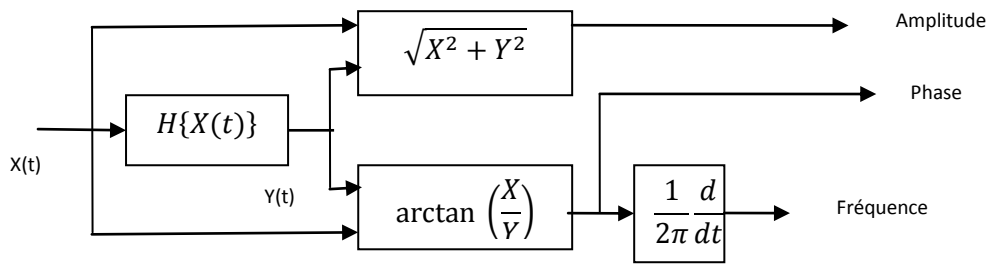


Fig. IV.4. principe de la transformation de Hilbert

Les figures IV.5 et IV.6 représentent l'évolution temporelle de la fréquence instantanée en régime permanent respectivement dans le cas sain et en présence d'une fissure d'une dent du pignon.

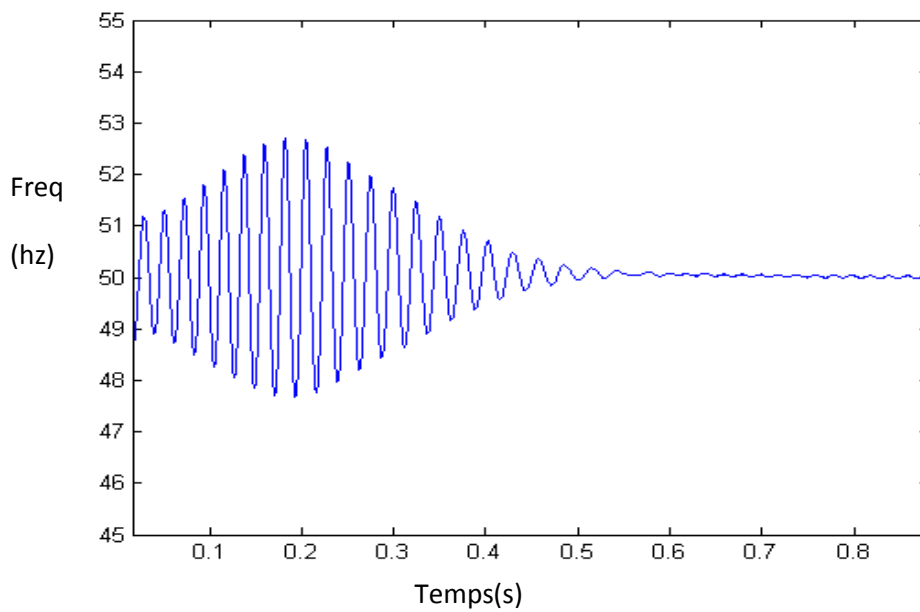


Fig. IV.5. Fréquence instantanée (réducteur sain)

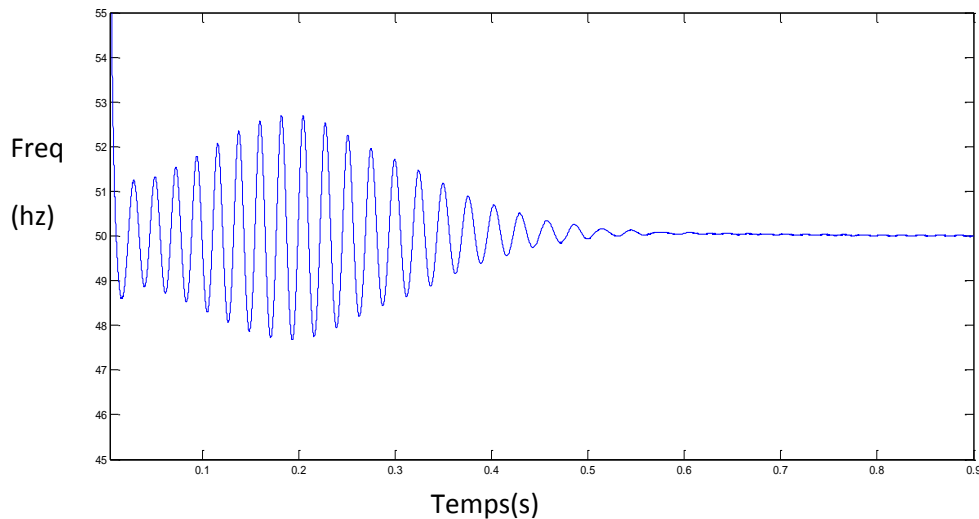


Fig. IV.6. Fréquence instantanée en présence d'une fissure ($\delta=2\%$)

La fréquence instantanée de courant statorique, ne présente visiblement pas de variations (Figure IV.6. b), la présence du défaut n'est pas aisément détectable à partir de la forme d'onde de la fréquence instantanée du courant statorique. En revanche, il faudra mener une analyse spectrale pour comparer le contenu fréquentiel des deux fréquences et conclure ainsi à l'influence du défaut mécanique sur ce signal d'une part et quantifier la contribution de chaque fréquence de défaut et/ou de ses harmoniques dans le contenu spectral de ce signal.

IV.4.2 Comparaison des signatures spectrales de la fréquence instantanée du courant statorique pour un entraînement sain et défaillant

En utilisant l'analyse spectrale de la fréquence instantanée, nous obtenons les signaux donnés par les figures IV.7 et IV.8 :

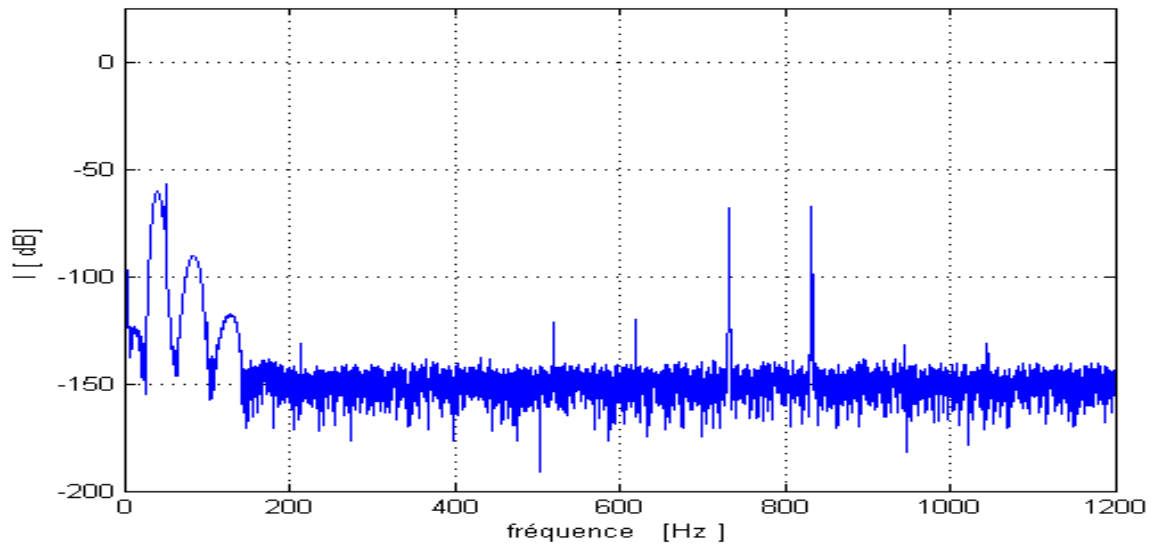


Fig. IV.7. Spectre de la fréquence instantanée (réducteur sain)

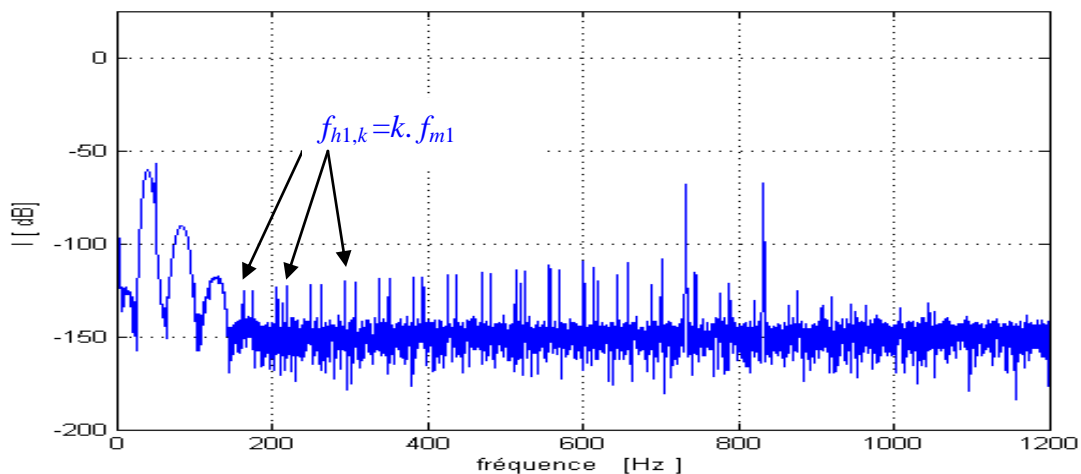


Fig. IV.8. Spectre de la fréquence instantanée en présence d'une fissure d'une dent du pignon pour un taux de dégradation $(\delta=2\%)$.

Les figures **IV.7** et **IV.8** représentent respectivement les spectres de la fréquence instantanée pour un fonctionnement sain et fissure d'une dent du pignon avec un taux de dégradation de la rigidité de 2%.

La comparaison entre les deux spectres montre bien l'apparition de raies introduites par la présence du défaut de la dent. En effet, le contenu du spectre en présence d'une fissure présente des multiples de la fréquence du défaut f_{mi} , soit des harmoniques de la forme :

$f_{h1,k} = k \cdot f_{m1}$ pour le pignon, k entier

Nous pouvons donc conclure que l'analyse spectrale de la fréquence instantanée présente la capacité de détecter la présence d'une fissure naissante d'une dent du réducteur.

IV.5 Evolution de la fissure d'une dent du pignon.

Dans le but d'étudier la relation entre l'amplitude des harmoniques générés par le défaut et l'évolution de la fissure, nous avons provoqué des fissures sur une dent du pignon.

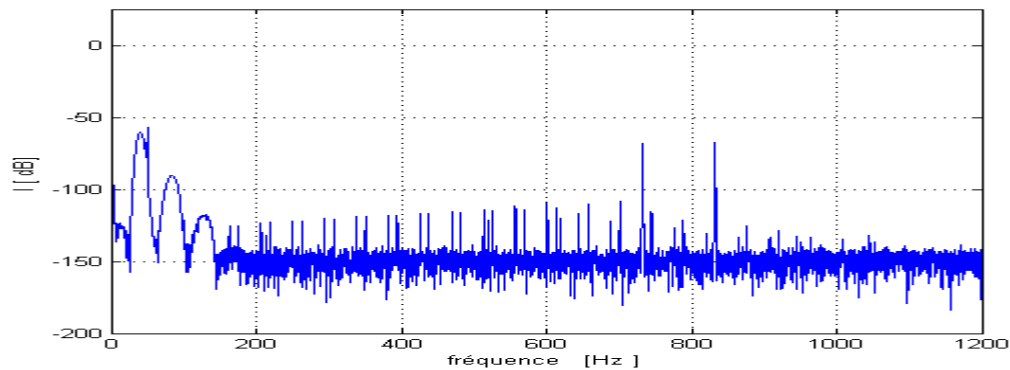


Fig. IV.9. Spectre de la fréquence instantanée en présence d'une fissure d'une dent du pignon ($\delta=3\%$).

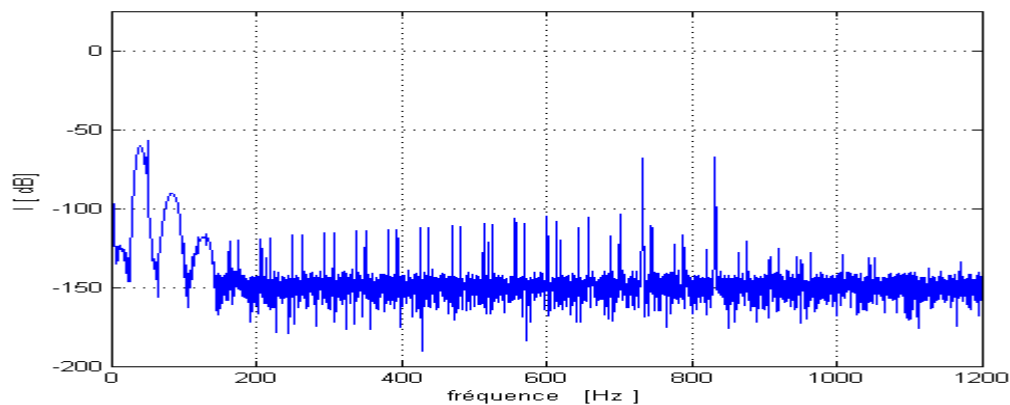


Fig. IV.10. Spectre de la fréquence instantanée en présence d'une fissure d'une dent du pignon ($\delta=5\%$).

En comparant les trois spectres précédents nous avons remarqué une évolution significative des raies relatives aux fréquences caractérisant du défaut.

La figure ci-dessous donne l'évolution de l'amplitude des trois premiers harmoniques générés par les défauts pour les différents niveaux de la fissure de la dent.

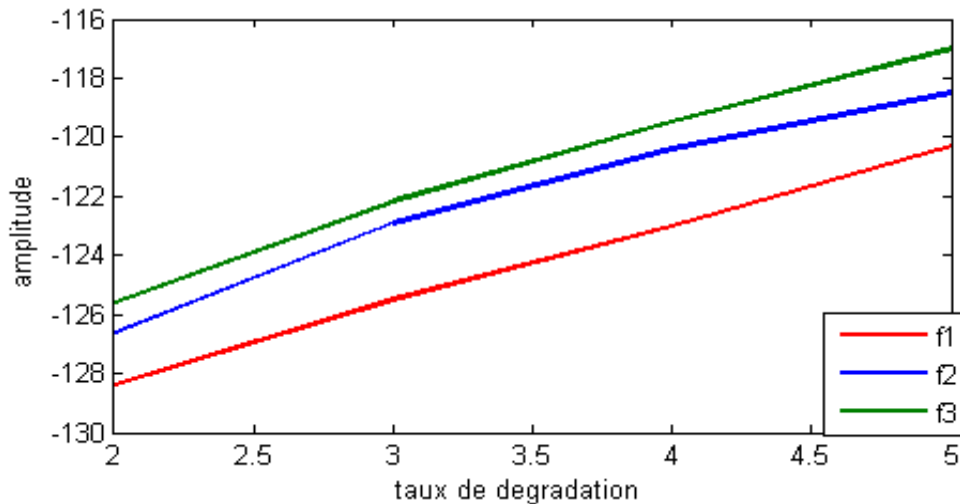


Fig. IV.11. Evolution de l'amplitude des raies caractéristiques en fonction de l'état d'avancement de la fissure.

D'après la figure IV.11 ; l'amplitude des raies caractéristiques le défaut augmente avec l'évolution de défaut de fissure sur une dent de pignon.

Nous pouvons conclure que, pour des conditions de fonctionnement données, les amplitudes des raies caractéristiques du défaut simulées dans la fréquence instantanée du courant statorique représentent un témoin du degré de dégradation de l'état de la denture.

Il est possible de suivre l'évolution de défaut en établant un spectre de référence par analyse spectrale de la fréquence instantanée lorsque le réducteur est sain, puis nous analysons l'évolution de la fréquence instantanée. L'apparition de raies spectrales dont les fréquences sont : $f_{h1,k} = k \cdot f_{m1}$ signifie l'apparition d'un défaut ; en plus l'augmentation de l'amplitude de ses raies signifie l'accroissement de défaut

Cette analyse permettra de déterminer un seuil, afin de stopper la chaîne de production à temps pour intervenir avant que l'arrêt n'engendre des conséquences graves.

IV.6 Influence de la Variation du couple de charge.

Dans le but d'étudier l'influence de la Variation du couple de charge sur l'amplitude des harmoniques générés par un défaut de fissure nous avons calculé les spectres des fréquences instantanées en présence d'un défaut de fissure pour différentes valeurs du couple de charge.

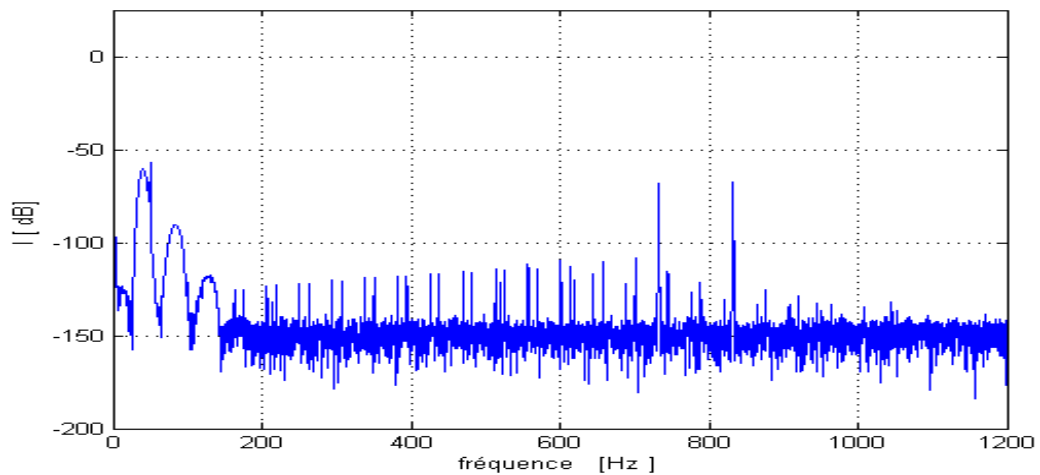


Fig. IV12. Spectre de la fréquence instantanée en présence d'une fissure d'une dent du pignon avec $\delta=2\%$; pour un couple de charge de 20N.m.

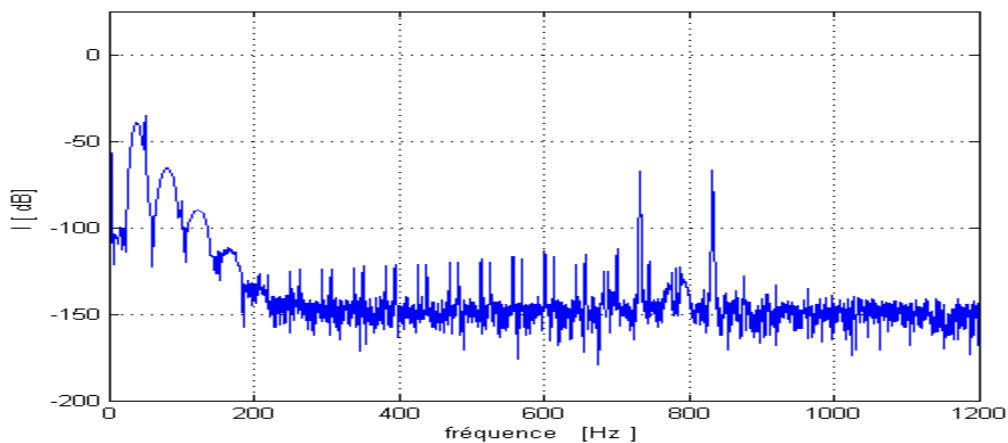


Fig. IV13. Spectre de la fréquence instantanée en présence d'une fissure d'une dent du pignon avec $\delta=2\%$. pour un couple de charge de 10N.m.

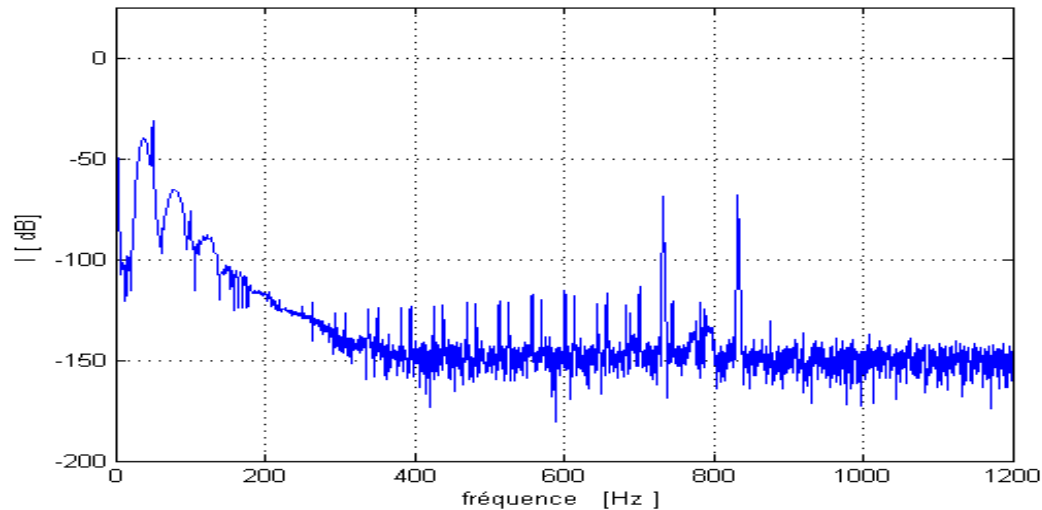


Fig. IV14. Spectre de la fréquence instantanée en présence d'une fissure d'une dent du pignon avec $\delta=2\%$; pour un couple de charge de 5N.m.

D'après ces spectres, pour une valeur de couple de charge 10N.m, le spectre manifeste la même forme de modulation du fondamental par la fréquence du défaut. L'expression des harmoniques générés prend donc la même expression énoncée précédemment. Cependant, leurs amplitudes est moins importantes par rapport à celles obtenus pour un couple de charge nominale

Nous remarquons que l'amplitude des raies caractérisent le défaut augmente avec l'augmentation du couple de charge.

En effet nous pouvons conclure que Pour des faibles valeurs du couple de charge, les raies générées par la présence du défaut admettent des amplitudes moins importantes. La charge est donc un paramètre important à prendre en considération. En effet, la détection de défaut de fissure devient plus délicate lorsque la charge est proche de zéro.

Conclusion

On a montré lors de cette étude que la surveillance de la fréquence instantanée du courant statorique possède une bonne capacité d'aide à la détection d'un défaut purement mécanique (la fissure d'une dent). L'analyse spectrale de la fréquence instantanée du courant statorique permet de mettre en évidence l'existence d'une fissure de la denture, lequel défaut

se manifeste par la génération de nouvelles raies liées aux fréquences caractéristiques du réducteur.

En régime permanent, cette capacité à détecter les présumés défaut reste valable pour différentes conditions de fonctionnement de l'entraînement asynchrone et de sa charge.

D'un autre côté, l'impact du défaut est lié à sa périodicité et à sa sévérité.

L'amplitude des raies relatives à la présence du défaut est alors un moyen probant pour l'élaboration des signatures des différents défauts.

Cependant la difficulté réside dans la détermination des seuils significatifs, par rapport auxquels sera défini le niveau de détérioration de la denture.

Conclusion générale

Dans ce manuscrit, un modèle électromécanique d'un réducteur de vitesse entraîné par un moteur asynchrone a été présenté. Il permet de simuler les interactions dynamiques entre les vibrations mécaniques générées par les engrenages avec ou sans défauts et les courants électriques sur les machines motrices.

Ce modèle consiste à caractériser le système électromécanique par un modèle de Park pour le moteur asynchrone et un modèle de type masses-ressorts pour l'engrenage (modèle à paramètres concentrés avec des raideurs de liaison distribuées).

La rigidité d'engrènement, a été exploitée pour reproduire le défaut pouvant altérer les éléments qui constituent le réducteur. La modélisation a concerné le défaut de fissure d'une dent du pignon de réducteur.

Sur la base des résultats de simulation, il a été démontré que la présence de défaut de fissure localisé sur une dent de pignon d'un réducteur de vitesse a une influence limitée sur le spectre des courants statoriques du moteur. Cependant, la détection à distance de ce défaut par surveillance des courants statoriques semble envisageable à l'aide d'analyses spectrales de la fréquence instantanée du courant statorique.

En comparant les représentations spectrales des signaux avec et sans défaut, une modification spectrale a été constatée, montrant la présence d'un défaut au niveau du pignon. En outre, les amplitudes des spectres de la fréquence instantanée sont modifiées pour des niveaux de chargement différents et des niveaux de dégradation de défaut différents. La répartition des amplitudes des pics est donc différente d'un chargement à un autre et suivant la sévérité de défaut.

Nous avons montré que la surveillance de la fréquence instantanée du courant statorique possède une bonne capacité d'aide à la détection d'un défaut purement mécanique (la fissure d'une dent). L'analyse spectrale de la fréquence instantanée du courant statorique permet de mettre en évidence l'existence d'une fissure de la denture, lequel défaut se manifeste par la génération de nouvelles raies liées aux fréquences caractéristiques du réducteur.

- [1] Yu Yang, Yigang He, Junsheng Cheng et Dejie Yu, 2009. "A gear fault diagnosis using Hilbert spectrum based on MODWPT and a comparison with EMD approach". *Measurement* 42 (2009) 542–551.
- [2] Amani Raad, Jérôme Antoni, et Ménad Sidahmed 2008, "Indicators of cyclostationarity: Theory and application to gear fault monitoring". *Mechanical Systems and Signal Processing*, 22 (2008) 574–587.
- [3] Jérôme Antoni 2009, "Cyclostationarity by examples. Mechanical". *Systems and Signal Processing* 23 (2009) 987–1036
- [4] Xiyang Wang, Viliam Makis, Ming Yang, 2010, "A wavelet approach to fault diagnosis of a gearbox under varying load condition". *Journal of Sound and Vibration* 329 (2010) 1570–1585
- [5] Jing Yuan, Zhengjia He, Yanyang Zi, 2010, "Gear fault detection using customized multiwavelet lifting schemes". *Mechanical Systems and Signal Processing*, 24 (2010) 1509–1528.
- [6] Tomasz Barszcz, Robert B. Randall, 2009, "Application of spectral kurtosis for detection of a tooth crack in the planetary gear of a wind turbine". *Mechanical Systems and Signal Processing*, 23 (2009) 1352–1365.
- [7] Jérôme Antoni, R.B. Randall, 2006, "The spectral kurtosis: application to the vibratory surveillance and diagnostics of rotating machines". *Mechanical Systems and Signal Processing*, 20 (2006) 308–331.
- [8] T.H. Loutas, G. Sotiriades, I. Kalaitzoglou, V. Kostopoulos, 2009, "Condition monitoring of a single-stage gearbox with artificially induced gear cracks utilizing on-line vibration and acoustic emission measurements". *Applied Acoustics*, 70 (2009) 1148–1159.
- [9] Christian Pachaud, 2009, "Contribution de l'analyse de l'intensité du courant électrique à la détection de défauts de machines tournantes". *Revue Internationale sur l'Ingénierie des Risques Industriels (JI-IRI)*, Vol 2, N°1, 2009.
- [10] Chee Keong Tan, Phil Irving et David Mba. 2007, "A comparative experimental study on the diagnostic and prognostic capabilities of acoustics emission, vibration and spectrometric oil analysis for spur gears". *Mechanical Systems and Signal Processing*, 21 (2007) 208–233.
- [11] G. Zwingelstein, 1995, "Diagnostic des Défaillances", Paris, Hermes, 1995.
- [12] M.A. Abed, 2002, "Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Mars 2002.

- [13] kaikaa Mohamed Yazid, 2010, 'Modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la non uniformité de l'entrefer. Application au diagnostic', Thèse de doctorat 2010. Université Mentouri de Constantine
- [14] J. Penman, C. M. Yin, 1992, "The application of artificial NN in identify faults in induction machines", in Proc. IECM'92, Manchester, U.K., pp.1256-1260, Sept. 1992.
- [15] F. Filippetti, G. Franceschini, and C. Tassoni, 1993, "Neural network aided on-line diagnostics of induction motor rotor faults", Conference proceedings of the IEEE Industry Application Society Annual Meeting, pp. 316-323, 1993.
- [16] S. HAYASHI, T. ASAKURA, S. ZHANG , 2002, "Study of machine fault diagnosis system using neural networks", IEEE, IJCNN, pp. 956-961-WCCI 2002.
- [17] R. Casimir, 2003, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des Formes", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2003.
- [18] O. Ondel, 2006, "Diagnostic par reconnaissance des formes: Application a un ensemble convertisseur - machine ", Thèse de Doctorat, L'Ecole Centrale de Lyon, Octobre 2006.
- [19] A. Lebaroud, 2006, " Modélisation et techniques orientées vers le diagnostic de la machine asynchrone associée à des sources variables", Thèse de doctorat, Université Mentouri Constantine, 2006.
- [20] A. Leopoldo et al., 2001, 'Wavelet network-based detection and classification of transients', IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol. 50, no. 5, October, 2001.
- [21] S. Petropol, 2001, 'Ondelettes et diagnostic : Application aux défauts diélectriques et électriques des machines tournantes', thèse de doctorat, université de Grenoble, septembre, 2001.
- [22] O.V. Thorsen, M. Dalva, 1999, "Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, Issue 4, pp.810-818, July-Aug. 1999.
- [23] S. Nandi, H.A. Toliyat, Li. Xiaodong, 2005, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, Issue 4, pp. 719-729, Dec. 2005.
- [24] C. Wang, R. X Gao, 2000, "Sensor placement strategy for in-situ bearing defect detection", Proc. of 17th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conf. IMTC, Baltimore, USA, Vol. 3, pp. 1463-1467, May 2000.

- [25] F.C. Trutt, J. Sottile, J.L. Kohler, 2002, "Condition monitoring of induction motor stator windings using electrically excited vibrations", Conf. Record of 37th IAS Annual Meeting on Industry Applications, Vol. 4, pp. 2301-2305, Oct. 2002.
- [27] A. Gaylard, A. Meyer, C. Landy, 1995, "Acoustic evaluation of faults in electrical machines", 7th International Conference on Electrical Machines and Drives, pp.147-150. Sept. 1995.
- [28] M. Negrea, M. Rosu, 2001, "Thermal analysis of a large permanent magnet synchronous motor for different permanent magnet rotor configurations", IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf., IEMDC, pp. 777-781, 2001.
- [29] J.S. Hsu, 1995, "Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 5, pp. 1016-1021, Sept./Oct. 1995.
- [30] R. S. Wieser, M. Schagginger, C. Kral, & F. Pirker, 1998, "The integration of machine fault detection into an indirect field oriented induction machine drive control scheme the Vienna monitoring method", IEEE Industry Applications Conference, 33rd IAS Annual Meeting, Vol. 1, pp. 278-285, Oct. 1998.
- [31] D.G. Dorrell, W.T. Thomson, S. Roach, 1997, "Analysis of airgap flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors", IEEE Transactions. On Industry Applications, Vol. 33, Issue 1, pp. 24-34, Jan.-Feb. 1997.
- [32] A. J. M. Cardoso, S. M. A. Cruz, and D. S. B. Fonseca, 1999, "Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's Vector Approach", IEEE Tran.on Energy Conversion, Vol.14, pp. 595-598, Sept. 1999.
- [33] S. M. A. Cruz, A. J. M Cardoso, 2001, "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the Extended Park's Vector Approach", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 5, pp. 1227-1233, Sept.-Oct.2001.
- [34] G. B. Kliman, W. J. Premerlani, R. A. Koegl, and D. Hoeweler, 1996, "A new approach to on-line fault detection in AC motors", Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting Conference, San Diego, CA, pp. 687-693,1996.
- [35] C. M. Riley, B. K. Lin, T. G. Habetler, and Gerald B. Kliman, 1999, "Stator current harmonics and their causal vibrations: A preliminary investigation of sensorless vibration monitoring applications", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 1, pp. 94-99, Jan.-Feb. 1999.

- [36] S. Rajagopalan, 2006, "Detection of rotor and load faults in brushless DC motors operating under stationary and non-stationary conditions", PhD dissertation, School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, USA, 2006.
- [37] Smail Bachir, 2002, 'Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique'. Thèse de doctorat présentée à l'université de Poitiers, 2002.
- [38] Ali Ibrahim, 2010, 'Contribution au diagnostic de machines électromécaniques : Exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée', Thèse de Doctorat, UNIVERSITÉ DE SAINT ETIENNE, 2010.
- [40] Wu, S., Zuo, M. J., & Parey, A., 2008, 'Simulation of spur gear dynamics and estimation of fault growth', *Journal of Sound and Vibration*, 317(3-5), 608-624, 2008.
- [41] Badre C, 1995, 'Modélisation du comportement dynamique des transmissions par engrenages. Thèse de doctorat présentée à l'institut national des sciences appliquées de Lyon, N095 ISAL 0031, 296p. 1995.
- [42] Vex, P., 1988, 'Contribution à l'analyse du comportement dynamique de réducteur à engrenages à axes parallèles'. Thèse de doctorat l'institut national des sciences appliquées de Lyon, No 88 ISAL 0032, 188p. 1988.
- [43] Tahar Fakhfakh, Fakher Chaari, Mohamed Haddar, 2005, 'Numerical and experimental analysis of a gear system with teeth defects', *Int. J Adv Manuf. Technol*, 25: 542-550 DOI 10.1007/s00170-003-p.1830-8, 2005.
- [44] Merzoug M, Miloudi A, Brahimi K., 2001, 'Comportement dynamique d'une transmission par engrenages - Analyse de la stabilité', XVème Congrès Français de Mécanique, Nancy, France 3-7 Sept. 2001.
- [45] D. Remond, P. Vex & J. Sabot., 1993, '*Comportement dynamique et acoustique des transmissions par engrenages. Synthèse bibliographique*'. Publications CETIM. Senlis. 1993.
- [46] A. Bourdon., 1997, '*Modélisation dynamique globale des boîtes de vitesse automobile*'. Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon. Septembre 1997.
- [47] K.Y. Yoon & S.S. Rao., 1996, '*Dynamic Load Analysis of spur gears using a new tooth profile*'. School of Mechanical Engineering. Purdue University. *Journal of Mechanical Design*. Vol. 118. N°1. March 1996.
- [49] Mecbah Mohamed Salah, 2010, '*Modélisation de calcul des roues d'échange dans une transmission mécanique par engrenage*'. Thèse de doctorat ... Université Mentouri de Constantine, 2010.

Bibliographies

[50] Rahmoune Chemseddine, 2011, '*Analyse et traitement du courant statorique pour la détection des défauts dans les systèmes électromécaniques*', *Mémoire de magistère, Université M'HmaedBougaraBoumerdes, 2011.*

Webographie

[26] A. Rienstra, J. Hall, "Applying acoustic vibration monitoring to predictive maintenance", Available on web at: <http://www.maintenanceworld.com/Articles/rienstraA/ultrasonic.pdf>.

[39] ZhigangTian, Ming J. Zuo· Siyan Wu, 2009, 'Crack propagation assessment for spur gears using model-based analysis and simulation', *J IntellManuf* DOI10.1007/s10845-009-0357-8.

[48] <http://www.novexa.com/engrenage-defauts.php>