

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES



**Faculté des Sciences de l'ingénieur**

## **Thèse de Doctorat**

Présentée par :

**RAHMOUNE Chemseddine**

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

**Filière : Génie Mécanique**

**Option : Mécatronique**

## **Contribution à la Surveillance des Systèmes Electromécaniques**

**Devant le jury composé de :**

Mr. Smail ADJERID	Professeur	UMBB	Président
Mr. Djamel BENZAOUZ	Professeur	UMBB	Directeur de thèse
Mr. Arezki BENFDILA	Professeur	UMMTO	Examineur
Mr. Djamel BOUKHETALA	Professeur	ENP	Examineur
Mr. Hamid BENTARZI	Professeur	UMBB	Examineur
Mr. Redouane KARA	M.C.(A)	UMMTO	Examineur

Année Universitaire .2014./2015.

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ  
الْحَمْدُ لِلَّهِ الَّذِي بِنِعْمَتِهِ تَتِمُّ الصَّالِحَاتُ

## **Remerciements**

*Ces travaux de thèse de DOCTORAT ont été réalisés au sein du Laboratoire De Mécanique Des Solides Et Systèmes (LMSS) à la faculté des sciences de l'ingénieur de Boumerdès dirigé par le Professeur D. BENAZZOUZ*

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

*Je tien à remercier plus particulièrement mon directeur de thèse Monsieur BENAZZOUZ Djamel, Professeur à l'Université de M'hamed Bougara de Boumerdès, pour la confiance qu'il m'a témoigné et pour la compréhension et la gentillesse qu'il m'a exprimé pour mener à bien et parachever dans les meilleures conditions ce travail.*

*Je remercie messieurs les membres du jury pour la caution qu'ils ont bien voulu apporter à ce travail. J'adresse mes remerciements aux :*

*Monsieur ADJRID Smail, professeur à l'université de M'hamed Bougara de Boumerdès pour m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury en tant que président, mais également pour tout l'intérêt qu'il a manifesté sur ce travail de recherche,*

*Monsieur A. BENFDILA, professeur à l'Université de Tizi-Ouzou, Monsieur R. KARA, Maitre de conférences à l'Université de Tizi-Ouzou, D.BOUKHETALA professeur à l'école nationale polytechnique et Monsieur H. BENTARZI professeur à l'université de M'hamed Bougara de Boumerdès pour m'avoir fait l'honneur de bien vouloir accepter de participer au jury en tant qu'examineurs de mon travail, je les remercie vivement pour l'intérêt qu'ils ont manifesté à mes travaux, pour leur grande qualités humaines.*

## الاسهام في مراقبة الانظمة الالكتروميكانيكية

ملخص -

يمكن بشكل روتيني للطرق التقليدية (التحليل الطيفي و التحليل الزمني) أن تستخدم للكشف عن الاعطاب في الانظمة الالكتروميكانيكية. في السنوات الأخيرة، تحليل الموجات، والتي يمكن أن تؤدي إلى تحديد واضح لطبيعة الاعطاب، تعد الأكثر استعمالاً في مجال تشخيص الاعطاب على مستوى الانظمة الالكتروميكانيكية. تقدم هذه الأطروحة استخدام الـ " Kurtogram " في الكشف والرصد المبكر لبعض الاعطاب التي يتعرض لها المسنن. لهذا الغرض، تم تطوير نموذج ديناميكي لنظام الكتروميكانيكي (مع وبدون أعطاب). بعد ذلك يتم تحليل تيار التغذية باستخدام طريقة الـ " Kurtogram " .

الكلمات المفتاحية:

- محرك لامتزامن - تيار كهربائي
- مراقبة وكشف عن الأعطاب
- أعطاب ميكانيكية
- تحليل طيفي
- نمذجة

## Contribution à la surveillance des systèmes électromécaniques

### Résumé

Les méthodes classiques (t-q l'analyse temporelle et l'analyse fréquentielle) peuvent être systématiquement utilisées pour révéler des informations sur l'état du système à partir de l'analyse du courant statorique. Au cours de ses dernières années, l'analyse en ondelettes, qui peut conduire à une identification claire de la nature des défauts, est largement utilisée pour décrire l'état du système. La capacité de cette méthode à la détection d'une anomalie peut être encore améliorée lorsque les moments de fréquence d'ordre inférieur sont considérés. Cette thèse présente l'utilisation du Kurtogram rapide pour la détection précoce des défauts du réducteur. A cet effet, un modèle dynamique d'un système électromécanique qui un réducteur de vitesse (avec et sans défaut pignon) entraîné par une machine asynchrone triphasé est développé. Ensuite, le courant statorique du moteur est analysé en utilisant le Kurtogramme rapide.

**Mots Clés :** Kurtogramme rapide, réducteur de vitesse, moteur asynchrone, MCSA, surveillance.

## **Contribution to the electromechanical systems condition monitoring**

**Abstract –**

**Conventional methods (i.e. time and frequency analysis) can routinely be used to reveal gear fault-indicating information in the current signal. In recent years, Wavelet analysis, which can lead to a clear identification of the nature of faults, are widely used to describe rotating machine condition. The Capability of this method in the detection of any abnormality can be further improved when its low-order frequency moments are considered. This thesis presents the use of the Fast Kurtogram in the early detection and condition monitoring of crack and pitting faults. For this purpose, a dynamic model of an electromechanical system which is a simple stage gearbox (with and without gear defect) driven by a three phase induction machine is developed. Then motor stator current is analyzed by using a Fast Kurtogram method.**

**Keywords: Fast-Kurtogram, Gearbox, Induction machine, MCSA, Monitoring,**

## List des figures

Chapitre II Modélisation et simulation du système moteur réducteur		9
Figure II.1 (a) Enroulements statoriques d'une phase d'une machine à 4 pôles. (b) rotor a cage d'écureuil de la machine asynchrone		12
Figure II.2 Représentation de la partie mécanique de l'entraînement		12
Figure II.3 Enroulements triphasés de la machine asynchrone.		14
Figure II.4 Transformation de Park		18
Figure II.5 Modèle équivalent transformateur triphasé		21
Figure II.6 Modèle avec fuites réparties		22
Figure II.7 Modèle avec fuites ramenées au stator		22
Figure II.8 Modèle du réducteur de vitesse		25
Figure II.9 Schématisation du phénomène d'engrènement		27
Figure II.10 Rigidité d'engrènement en fonction du temps		28
Figure II.11. (a) Allure du couple électromagnétique, (b) Allure des trois courants statoriques		33
Figure II.12 (a) Allure de la vitesse de rotation du pignon, (b) Allure de la vitesse de rotation de la grande roue		34
Figure II.13 (a) Allure du déplacement radiale au niveau de palier No1 (y1), (b) Allure du déplacement radiale au niveau de palier No2 (y2)		35
Figure II.14 Spectre du courant statorique en mode sain, mise en évidence de l'influence du modèle du réducteur		38
Chapitre III Modélisation des défauts des engrenages		
Figure III.1 Origine des défauts dans les engrenages		41
Figure III.2 Localisation des défauts dans les engrenages.		41
Figure III.3 Piqûres		43

Figure III.4 Ecaillage.	44
Figure III.5 Grippage.	44
Figure III.6 Fissuration.	45
Figure III.7 Défaut d'excentricité dans les engrenages.	46
Figure III.8 Influence des défauts sur la raideur d'engrènement.	47
Figure III.9 Allure du couple électromagnétique en présence d'une fissure au niveau du pignon	50
Figure III.10 Allures des deux vitesses de rotation en présence d'une fissure au niveau du pignon	51
Figure. III.11 Allure du courant statorique en présence d'une fissure au niveau du pignon	52
Figure. III.12 Spectre du courant statorique en présence d'une fissure au niveau du pignon	52
Figure. III.13 spectre du courant statorique en présence d'une fissure au niveau du pignon	53
Figure III.14. (a) Allure du couple électromagnétique, (b) Allure du courant statorique, (c) Allure de la vitesse de rotation du pignon,(d) Allure de la vitesse de rotation de la grande roue.	55
Figure. III.15 spectre du courant statorique en présence des piqûres au niveau du pignon	56

## Chapitre IV Le Kurtogramme

Figure IV. 1 Filtrages passe-bas et passe-haut élémentaires	64
Figure IV. 2 Principe de calcul rapide du kurtogramme par une structure en bancs de filtres arborescente	65
Figure IV. 3 Pavage (fréquence / résolution fréquentielle) du kurtogramme rapide	66

Figure IV.4 kurtogramme du courant statorique en mode sain	67
Figure IV.5 partie réelle de l'enveloppe complexe extraite via le kurtogramme	68
Figure IV.6 spectre du signal de la Figure IV.5	68
Figure IV.7 kurtogramme du courant statorique en présence du défaut de fissure	69
Figure IV.8 partie réelle de l'enveloppe complexe extraite via le kurtogramme avec $B_w = 136.5313\text{Hz}$ et $f_c = 4437.2656\text{Hz}$	70
Figure IV.9 spectre du signal de la Figure IV.8	70
Figure IV.10 Influence de l'évolution de la fissure sur le kurtogramme	71
Figure IV.11 Evolution de la valeur maximale du kurtosis spectrale en fonction de l'évolution de la fissure	72
Figure IV.12 Kurtogramme du courant statorique en présence des piqûres	73
Figure IV.13 Partie réelle de l'enveloppe complexe extraite via le kurtogramme	74
Figure IV.14 Spectre du signal de la Figure IV.13	75
Figure IV.15 Evolution de la valeur maximale du kurtosis spectrale en fonction de l'évolution des piqûres	75
Figure IV.16 kurtogramme du courant statorique en présence d'un défaut de fissure 5 pour un couple de charge de 12.5 N.m	78

## Nomenclature

$n$	Rapport de transmission
$\Omega_{m1}, \Omega_{m2}$	Vitesses mécaniques de rotation des deux roues.
$D_1, D_2$	Respectivement, diamètre du pignon et celui de la roue menée
$M_{sij}$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
$M_{rij}$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
$R_{si}$	Résistance d'une phase statorique
$R_{ri}$	Résistance d'une phase rotorique
$M_{srij}$	Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique
$L_s$	Inductance cyclique statorique.
$L_r$	Inductance cyclique rotorique
$L_f$	Inductance de fuite
$L_m$	Inductance magnétisante
$p$	Nombre de paires de pôles
$\theta$	Angle de rotation mécanique
$l_{si}$	Inductance propre d'une phase statorique
$l_{ri}$	Inductance propre d'une phase rotorique
$i_{si}$	Courant d'une phase statorique
$i_{ri}$	Courant d'une phase rotorique
$T_{em}$	Couple électromagnétique
$T_r$	Couple résistif
$k_1, k_2$	Rigidités radiales des roulements
$c_1, c_2$	Coefficients d'amortissement des roulements
$k_{c1}, k_{c2}$	Rigidité en torsion des accouplements élastiques

$c_{c1}, c_{c2}$	Coefficients d'amortissement en torsion des accouplements élastiques
$k_d$	Raideur d'engrènement en présence des défauts
$d(t)$	La fonction de modulation
$\delta$	Modélise le taux de réduction de l'amplitude de la rigidité
$\alpha_i$	Le rapport cyclique
$\sigma$	Taux changement de phases induit au niveau de la raideur d'engrènement
$f_{eng}$	Fréquence d'engrènement

# Sommaire

Remerciements	II
Résumé	III
List des figures	V
Nomenclature	VIII
<b>Chapitre I Introduction Générale</b>	2
I.1 Mise en contexte du problème	2
I.2 Problématique	3
I.3 Les techniques de traitement du signal utilisées en MCSA	5
I.4 Objectif du travail	7
<b>Chapitre II Modélisation et simulation du système moteur réducteur</b>	9
Introduction	10
II.1 Description du système	11
II.1.1 Machine asynchrone	11
II.1.2 Réducteur de vitesse	12
II.1.3 Caractéristiques du fonctionnement d'un réducteur	13
II.2 Modélisation du comportement dynamique du système électromécanique	14
II.2.1 Modélisation de la partie électrique	14
II.2.1.1 Transformation de Park	17
II.2.1.2 Choix du référentiel	23
II.2.1.3 Expression du couple électromagnétique	23
II.2.2 Modélisation de la partie mécanique - fonctionnement sain	24
II.2.2.2 Mise en équation	25
II.2.2.3 Modélisation du phénomène d'engrènement	26

II.2.2.4 Modélisation de l'amortissement	28
II.3 Modèle d'état du système électromécanique	29
II.4 Simulation numérique	32
II.5 Caractérisation des signatures spectrales du courant statorique pour un entraînement sain	37
Conclusion	39
<b>Chapitre III Modélisation des défauts des engrenages</b>	40
Introduction	41
III.1 Classification des défauts des engrenages	42
III.1.1 Cas des défauts de fabrication	42
III.1.2 Cas des défauts affectant la denture	42
III.1.3 Cas du défaut d'excentricité	45
III.2 Modélisation des défauts du réducteur	46
III.3 Simulation du système électromécanique en présence des défauts	49
III.3.1 Cas d'un défaut de fissure	49
III.3.2 Cas de piqûres sur une dent du pignon.	53
Conclusion	57
<b>Chapitre IV Caractérisation des défauts par analyse spectrale d'ordre quatre</b>	59
Introduction	60
IV.1 Kurtosis spectral des signaux non-stationnaires	61
IV.2 Le Kurtogramme	62
IV.3 Principes d'estimation du Kurtogramme	63
IV.4 Principe du Calcul du kurtogramme	64
IV.5 Caractérisation des défauts	66
IV.5.1 Kurtogramme d'un système non défaillant	67

IV.5.2 Caractérisation des signatures des défauts du réducteur à partir du courant  
statorique 69

Conclusion 79

**Chapitre V Conclusion générale** 80

*Bibliographie*

*Annexe*

# Chapitre I :

## Introduction Générale

## Introduction

La surveillance des machines électriques s'est fortement développée dans le monde industriel car la volonté d'améliorer la sûreté de fonctionnement de ces entraînements devient de plus en plus indispensable.

L'émergence de cette «*nouvelle science*» a concerné aussi les charges mécaniques entraînées par ces moteurs. C'est le cas par exemple du réducteur de vitesse qui est au cœur des mécanismes de transmission utilisés dans de nombreux entraînements. En effet, «*le parfait mariage*» entre moteurs et réducteurs a fait que cet ensemble est exploité dans de nombreuses applications industrielles telles que :

- la commande d'axe qui fait appel à la réduction ou à la multiplication de vitesse tels que les robots ou les bras manipulateurs,
- la traction électrique,
- le levage qui nécessite une transmission de couples importants.

### I.1 Mise en contexte du problème

Les engrenages sont un ensemble d'éléments de machines universellement répandus en mécanique et servent à transmettre un mouvement de rotation d'un arbre menant à un second arbre mené. Comme les engrenages peuvent prendre diverses formes, ils sont utilisés dans tous les secteurs de l'industrie. Par exemple, ils constituent les boîtes de vitesses des véhicules servant au transport, ils transmettent la puissance nécessaire au fonctionnement des machines dans les papeteries et ils mettent en mouvement les bras articulés des robots.

Ce sont cependant des éléments mécaniques complexes à dimensionner et à réaliser. Lors de l'usinage de ces derniers, divers types d'erreurs modifient légèrement leur géométrie. Lors de l'utilisation de ces mêmes engrenages, ils sont introduits à l'intérieur des systèmes mécaniques ayant des arbres avec un certain désalignement, des roulements à billes avec jeu et leur

lubrification peuvent être plus ou moins adéquats. De plus les machines qu'ils entraînent sont souvent surchargées en raison de leur dimension et masse, ils sont souvent très sollicités. Les engrenages peuvent alors présenter des défaillances qui limitent leur durée de vie.

Selon Dudley [1], il existe quatre grandes classes de défaillance des engrenages. La première, et la plus importante, est l'usure des surfaces de contact suite à la présence de particules abrasives ou d'un film d'huile inadéquat. La seconde est la plasticité des surfaces de contact en présence de contraintes supérieures à la limite d'écoulement du matériau. La troisième défaillance est la fatigue des surfaces en présence de contraintes cycliques élevées. La dernière est la rupture d'une dent due à des surcharges ou à un phénomène de fatigue au creux de la dent. La rupture d'une portion de la dent peut être aussi un effet secondaire de la présence d'usure, fissure et de piqûres. Même en présence des trois premières classes de défaillance, l'engrenage demeure en mesure de faire le travail pour lequel il a été conçu. Malheureusement, la rupture d'une dent rend l'engrenage inutilisable.

## **I.2 Problématique**

L'apparition d'un défaut au niveau du réducteur de vitesse peut engendrer des frais de remplacement, des arrêts de production et même des pertes de vie humaines, 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 signaler la présence d'un défaut avant la rupture finale de la dent.

Jusqu'à présent, plusieurs chercheurs ont identifié et développé diverses techniques permettant la détection et le diagnostic de défauts dans les réducteurs à engrenage. La plupart de ces techniques sont basées sur l'analyse des signaux vibratoires. On peut citer par exemple l'analyse temps-fréquence [2], l'analyse de la cyclostationnarité [3, 4], la transformé en ondelette [5, 6], le

Kurtosis spectrale [7, 8], ...etc. d'autres techniques basées sur l'analyse des émissions acoustiques sont aussi utilisées [9].

Malgré la capacité de ces techniques (analyse vibratoire, émission acoustique) à signaler la présence de la majorité des défauts survenant au niveau des engrenages, elles présentent des inconvénients qui traduisent leurs limitations.

L'analyse vibratoire par exemple ne permet pas de couvrir l'ensemble des défauts induisant des fluctuations instantanées de couple ou de vitesse de rotation [10]. La mesure directe du couple instantané (couple-mètre, pont de jauges...) est beaucoup trop intrusive et onéreuse à mettre en œuvre pour l'ériger en tant que technique de surveillance périodique et de diagnostic à des fins de maintenance. L'émission acoustique, à son tour présente le problème d'atténuation du signal lors de la propagation car à ce titre le capteur AE (*Emission Acoustique*) doit être aussi proche de la source que possible ce qui peut être une contrainte pratique lors de l'application de cette technique à certaines machines, en plus de cela seules les ondes à haute fréquence qui seront détectées, ce qui rend cette technique insensible aux résonances de la structure [11].

Pour s'affranchir de ces problèmes, les chercheurs actuels focalisent leurs efforts sur la détection et la localisation des défauts par l'analyse d'autres types de signaux qui peuvent être exploités d'une manière avantageuse soit en terme de coût ou /et de la capacité à détecter des défauts naissants.

Beaucoup d'études ont montré que l'analyse du courant statorique de la machine asynchrone permet de révéler naturellement l'existence de la quasi majorité des défauts électriques et mécaniques survenant au niveau des moteurs asynchrones : rupture des barres rotoriques, défauts de roulement...

Cette approche de surveillance des entraînements électriques est connue sous le nom de *MCSA* (*Motor Current Signature Analysis*) et a fait l'objet de plusieurs publications pendant ces dix dernières années [12, 13]. Par contre, son utilisation pour identifier une gamme de défauts beaucoup plus étendue susceptible d'affecter non seulement le moteur mais toute la chaîne de transmission et le récepteur qui lui sont associés [10, 14] est beaucoup plus récente. On peut citer, par exemple C. Kar et *al* [15] en 2006, qui ont appliqué la transformée en ondelette sur le courant statorique de la machine asynchrone dans le but de détecter la rupture au niveau des dents d'un réducteur de vitesse à plusieurs étages. Les résultats obtenus indiquent bien l'efficacité de cette technique pour la surveillance des réducteurs de vitesse. En 2008 les mêmes auteurs [16] ont utilisé la MFT (Multi-résolution Fourier Transforme) pour la détection de la rupture des dents au niveau des engrenages, mais cette fois-ci, la variation de la charge a été prise en considération. En 2009, C. Pachaud [10] a utilisé l'analyse de l'intensité du courant statorique pour la détection de certains nombres de défauts affectant les organes de transmission mécanique (usure de clavette, dégradation d'un accouplement à denture, ...etc.). En 2012, C. Feki et *al* [17] ont utilisé la transformée en ondelette continue pour la surveillance d'un système électromécanique.

Le premier avantage de la technique MCSA est qu'elle permet, de par les potentialités du courant statorique, la détection d'un grand nombre de défauts mécaniques sans ajout de capteurs supplémentaires spécifiques à des grandeurs mécaniques ou relatives aux vibrations [18]. Le deuxième avantage, est que les capteurs de courants sont désormais présents dans tous les systèmes de commande des entraînements électriques et offrent un accès à la mesure aisée [18].

### **I.3 Les techniques de traitement du signal utilisées en MCSA**

Les techniques de traitement du signal utilisées en MCSA peuvent être classées en deux grandes classes : l'analyse fréquentielle, et l'analyse temps-fréquence. Les techniques conventionnelles

tel que l'analyse fréquentielle peuvent détecter une anomalie et indiquer la présence de défauts mais sans donner suffisamment d'informations sur l'état du système.

Néanmoins, la représentation temps-fréquence donne l'énergie du signal en fonction du temps et de fréquence et peut être effectuée à une résolution temps-fréquence constante ou variable. Diverses méthodes temps-fréquence tels que la Multi-résolution Fourier transforme [16] et la transformée en ondelettes continue (CWT) [14, 17], ont été largement utilisées pour analyser des signaux de courant et d'extraire des informations de diagnostic utile.

Parmi ces techniques, la transformé en ondelette continu (CWT) effectue une décomposition du signal analysé en une série d'ondes (ou des ondelettes), qui sont dérivées d'une seule ondelette. Ces ondelettes sont générées à différentes fréquences par l'introduction d'une dilatation dans l'ondelette analysante. Une grande fenêtre est utilisée pour les estimations de basse fréquence avec une résolution de temps faible, tandis que la fenêtre se rétrécit automatiquement à des fréquences élevées, ce qui améliore la résolution temporelle de la transformée, mais la résolution en fréquence se détériore en fonction du principe d'incertitude [19]. Par conséquent, la transformée en ondelettes est un bon compromis entre la résolution temporelle et la résolution de fréquence.

Cependant, et d'un point de vue détection des défauts, l'analyse nécessite généralement une comparaison des cartes 2D - temps-fréquence représentant le bon et le mauvais fonctionnement et ce pour tout le plan temps-fréquence, ce qui est un travail fastidieux en raison de l'augmentation de la dimensionnalité.

En outre, les révélations de symptômes de défaut dépendent de façon critique de la gravité des défauts et les indications sur des cartes en deux dimensions (temps-fréquence) peuvent ne pas être perceptibles dès les premiers stades du développement du défaut.

#### I.4 Objectif du travail

Après cette synthèse des travaux de recherche sur la surveillance des réducteur de vitesse nous avons constaté que :

1. les techniques basées sur l'analyse des signaux vibratoires ou sur les émissions acoustiques présentent des inconvénients qui traduisent leurs limitations. Ce qui a nécessité l'exploitation d'autres types de signaux tel que le courant statorique de la machine asynchrone.
2. l'utilisation du courant statorique est très peu utilisée pour la détection des défauts localisés au niveau des réducteurs de vitesse.
3. La transformée en ondelette, qui est généralement la plus utilisée dans le domaine de surveillance des défauts de réducteurs de vitesse présente des inconvénients qui limitent leurs application.
4. En fin, la dernière, et la plus importante remarque, est qu'à ce jour aucune technique parmi les techniques proposées y compris l'analyse en ondelette, permet la différenciation entre le défaut de fissure et les piqûres.

Notre objectif est donc de proposer une technique qui soit supérieure à l'analyse en ondelette d'un point de vue détection des défauts naissants d'une part, et qui permet la différenciation entre le défaut de fissure et les piqûres d'une autre part.

Pour les réducteurs à engrenages, parmi toutes les techniques de traitement de signal qui ont été développées, on aura pu constater que le Kurtogramme Rapide peut être un très bon rapport performance sur complexité. C'est une méthode de traitement des signaux récemment proposée et développée par J. Antoni, et qui l'a été démontrée d'être supérieur à l'analyse en ondelette dans de nombreuses applications [20]. Le Kurtogram est un outil d'analyse spectrale du quatrième ordre récemment introduit pour la détection et la caractérisation des transitoires dans

un signal. Le paradigme repose sur l'affirmation que chaque type de transitoire est associé avec une dyade : résolution fréquentielle / fréquence optimale qui maximise son Kurtosis, et donc sa détection.

C'est l'une des raisons qui a motivé l'étude que nous avons menée sur cette technique. Plus de détails sur le kurtogramme seront présentés dans le quatrième chapitre.

## Chapitre II :

Modélisation et simulation du système  
Moteur Réducteur

## Introduction

Pour la détection d'un dysfonctionnement d'un entraînement électromécanique, il est nécessaire de posséder :

- Une bonne connaissance du comportement du système, de son état et de son fonctionnement.
- Une bonne connaissance des défaillances et de leurs conséquences sur le fonctionnement du système.

Sachant que la base de l'approche signal est la confrontation de ces deux connaissances sur un système réel. Il est donc nécessaire de les acquérir. En fait, les connaissances obtenues par l'expérimentation sont très difficiles à mettre en œuvre (longueur, coût,...). La modélisation permet de s'affranchir de ces difficultés si l'on possède des modèles de l'entraînement dédiés à la surveillance, c'est-à-dire des modèles du bon fonctionnement du système, mais aussi des modèles de fonctionnement en présence de défaut. En effet les méthodes de modélisation jouent actuellement un rôle important dans la capitalisation des connaissances de l'état des systèmes, et de la caractérisation des défaillances. Il existe à ce jour plusieurs méthodes de modélisation adéquates comme la méthode des éléments finis, les méthodes analytiques, la méthode bond graph,...etc. grâce à ces approches, il est possible de décrire le comportement du système en présence d'un défaut et de permettre ainsi de caractériser son influence sur le signal à analyser.

Dans ce chapitre on s'intéresse, à la modélisation du comportement dynamique du réducteur sain que comporte l'entraînement à étudier. Le choix a porté sur un réducteur à denture droite et à axes parallèles.

Pour ce faire, une première partie sera consacrée à la description du système d'étude. La seconde partie est centrée sur la modélisation du comportement dynamique global de l'entraînement, cela

nécessite la modélisation de la partie électrique (moteur asynchrone) et de la partie mécanique (réducteur de vitesse).

## **II.1 Description du système**

On se pose, dans cette partie, de donner quelques précisions sur les éléments de constitution de l'entraînement électromécanique. Cette description va nous aider à la modélisation du système.

L'entraînement peut se décomposer en deux parties :

- Une partie électrique qui est dans notre cas une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.
- Et une partie mécanique qui est le réducteur de vitesse à engrenages.

### **II.1.1 Machine asynchrone**

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements (Figure II.1). Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil.

Dans notre application, nous allons considérer le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Toutefois, nous admettrons que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit.

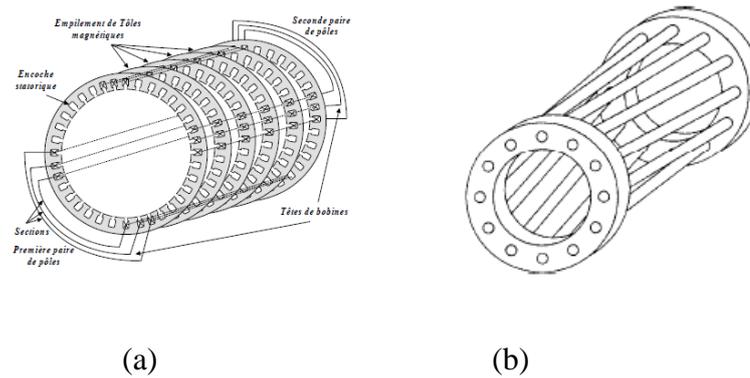


Figure II.1 (a) Enroulements statoriques d'une phase d'une machine à 4 pôles. (b) rotor a cage d'écurueil de la machine asynchrone [21].

### II.1.2 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 moteur et à l'arbre récepteur par l'intermédiaire d'un accouplement élastique (Figure II.2). La première roue est solidaire de l'arbre tandis que la deuxième roue peut être rendue 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).

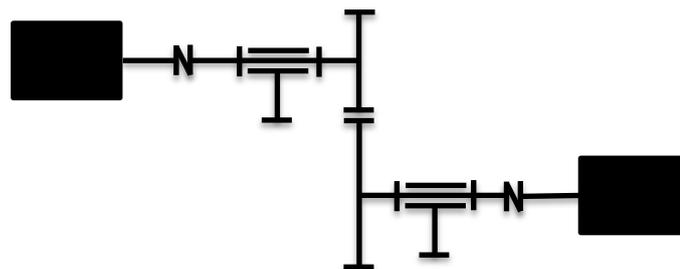


Figure II.2 Représentation de la partie mécanique de l'entraînement.

### II.1.3 Caractéristiques du fonctionnement d'un réducteur

Les engrenages à roues cylindriques dentées hélicoïdaux ou droits comme dans le cas de cette étude, permettent de transmettre un mouvement de rotation en réduisant la vitesse

d'entrée d'un rapport de transmission  $n$  qui se veut constant et indépendant de la charge du réducteur, soit :

$$n = \frac{\Omega_{m1}}{\Omega_{m2}} = \frac{D_1}{D_2} = \text{constante}$$

Où  $\Omega_{m1}$  (respectivement  $\Omega_{m2}$ ) est la vitesse mécanique de rotation du pignon (respectivement de la roue menée) et  $D_1$  (respectivement  $D_2$ ) est le diamètre du pignon (respectivement celui de la roue menée).

Le rapport d'engrenage  $u$  est défini par le rapport : *grand nombre de dents / petit nombre de dents* ; il est indépendant du sens de transmission et doit toujours être supérieur à 1 [22-24].

Le profil de la denture est très important puisque c'est la partie de la roue dentée qui transmet le mouvement et les efforts. Actuellement et sauf quelques exceptions, toutes les dentures ont un profil en développante de cercle [25-26].

Les conditions à satisfaire par une denture pour obtenir un rapport constant des vitesses angulaires se présentent comme suit :

- le rapport des vitesses angulaires  $\Omega_{m2}/\Omega_{m1}$  ou celui des angles élémentaires balayés pendant l'intervalle de temps  $dt$  par chacune des roues, soit  $d\phi_1/d\phi_2$ , doit être égal au rapport d'engrenage,
- le contact entre les dents ne doit pas subir d'interruption.

Le couple de torsion transmis par l'engrenage est rarement constant. On distingue pratiquement deux facteurs qui modifient les conditions de charge sur les dentures [23]:

- les irrégularités du couple moteur et du couple récepteur se transmettent intégralement par la denture car l'amortissement de l'engrenage est presque toujours faible,

- les forces dynamiques provoquées par les erreurs géométriques des dentures, les déformations des pièces, les états de surface, les défauts de parallélisme des roues, le jeu entre dents, les jeux axiaux et ceux présents dans les paliers de guidage.

## II.2 Modélisation du comportement dynamique du système électromécanique

### II.2.1 Modélisation de la partie électrique

Considérons une machine triphasée avec  $p$  paires de pôles au stator. Considérons aussi que le rotor peut être vu comme bobiné en triphasé. Ceci nous permettra de représenter la machine asynchrone par trois bobines au stator et trois bobines au rotor. (Figure II.3).

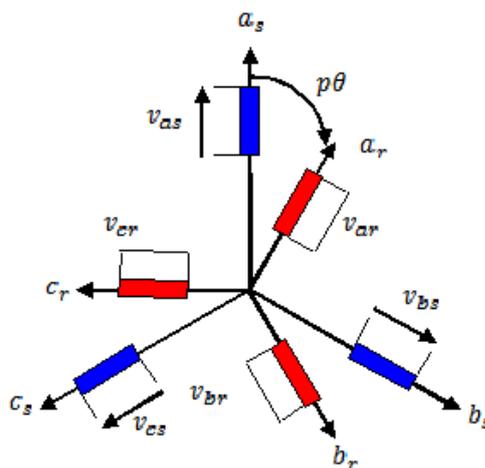


Figure II.3 Enroulements triphasés de la machine asynchrone.

Le modèle de la machine est établi en tenant compte des hypothèses de base suivantes [21]:

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

Les équations de la machine asynchrone obéissent aux lois et conventions fondamentales de l'induction électromagnétiques qui sont les lois de Lenz et de Faraday.

- **Loi de Faraday** :  $e = \frac{d\phi}{dt}$  ; une FEM apparaît dans un circuit lorsque le flux qui le traverse varie.

- **La loi de Lenz** : dans un circuit électrique, de contour (C), soumise à une variation de flux, les phénomènes d'induction (courants induits, champ magnétique, forces électromotrices) ont un sens tels qu'ils tendent à s'opposer à la cause qui leur a donné naissance. Ainsi la FEM crée un courant induit  $i$  dans le sens est tel que, si le circuit de résistance  $R$  est fermé, on a :

$$i = \frac{e}{R}.$$

Dans la machine asynchrone (MAS), il y a six bobines couplées magnétiquement, chacune d'entre-elle va influencer ses voisines. Les tensions que l'on retrouve aux bornes de ces bobines vont donc être marquées par les mutuelles inductances des autres. Ainsi, il vient les équations suivantes liant les trois bobines du stator et les trois bobines du rotor :

$$\begin{aligned} v_{s1} = & R_{s1} \cdot i_{s1} + l_{s1} \cdot \frac{di_{s1}}{dt} + \frac{d}{dt} [M_{s12} \cdot i_{s2} + M_{s13} \cdot i_{s3}] \\ & + \frac{d}{dt} \left[ M_{sr11} \cdot i_{r1} \cdot \cos(p\theta) + M_{sr12} \cdot i_{r2} \cdot \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right. \\ & \left. + M_{sr13} \cdot i_{r3} \cdot \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \end{aligned} \quad (II.1)$$

$$\begin{aligned} v_{s2} = & R_{s2} \cdot i_{s2} + l_{s2} \cdot \frac{di_{s2}}{dt} + \frac{d}{dt} [M_{s12} \cdot i_{s1} + M_{s23} \cdot i_{s3}] \\ & + \frac{d}{dt} \left[ M_{sr22} \cdot i_{r2} \cdot \cos(p\theta) + M_{sr23} \cdot i_{r3} \cdot \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right. \\ & \left. + M_{sr21} \cdot i_{r1} \cdot \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \end{aligned} \quad (II.2)$$

$$\begin{aligned}
v_{s3} = & R_{s3} \cdot i_{s3} + l_{s3} \cdot \frac{di_{s3}}{dt} + \frac{d}{dt} [M_{s13} \cdot i_{s1} + M_{s23} \cdot i_{s2}] \\
& + \frac{d}{dt} \left[ M_{sr33} \cdot i_{r3} \cdot \cos(p\theta) + M_{sr31} \cdot i_{r1} \cdot \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right. \\
& \left. + M_{sr23} \cdot i_{r2} \cdot \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (II.3)
\end{aligned}$$

Il viendrait ensuite de la même manière les équations des trois bobines rotoriques, mais pour ne pas surcharger, nous nous en tiendrons à celle du stator, sachant qu'il suffit de changer les indices  $s$  par  $r$  pour se faire une idée des équations de rotor.

Sachant que  $[\phi] = [L] \cdot [I]$  en notation matricielle, on obtient alors pour les tensions :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (II.4)$$

$$\text{Avec : } [\phi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \quad (II.5)$$

De même pour les équations du rotor

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \quad (II.6)$$

$$\text{Avec : } [\phi_r] = [L_r] \cdot [i_r] + [M_{sr}]^t \cdot [i_s] \quad (II.7)$$

où

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s3} \end{pmatrix}; [R_r] = \begin{pmatrix} R_{r1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{r2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{r3} \end{pmatrix}$$

Dans ces équations des flux (II.5 et II.7), les matrices  $[L_s]$  et  $[L_r]$  sont les matrices d'inductances statoriques et rotoriques et dépendent de:

- l'inductance propre d'une phase statorique.  $l_s$ ,
- l'inductance propre d'une phase rotorique.  $l_r$ ,
- l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.  $M_{sij}$ ,
- l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.  $M_{rij}$ .

Elles s'expriment sous la forme suivante :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} l_{s1} & M_{s12} & M_{s13} \\ M_{s21} & l_{s2} & M_{s23} \\ M_{s31} & M_{s32} & l_{s3} \end{pmatrix} ; [L_r] = \begin{pmatrix} l_{r1} & M_{r12} & M_{r13} \\ M_{r21} & l_{r2} & M_{r23} \\ M_{r31} & M_{r32} & l_{r3} \end{pmatrix}$$

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

### II.2.1.1 Transformation de Park

En, réalité, nous allons opérer deux transformations : celle de Concordia et celle de Park (Figure II.4). La première transformera notre système triphasé en système biphasé, tandis que la seconde exprimera ce dernier dans un repère tournant qu'il conviendra de choisir plus tard.

#### a) Transformation de Concordia

L'idée de cette transformation repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé équilibré peut l'être aussi, à l'identique, par un système biphasé de deux bobines décalées de  $\frac{\pi}{2}$  dans l'espace, alimentées par des courants déphasés de  $\frac{\pi}{2}$  dans le temps, à condition que les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservées [21].

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_o \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 8})$$

Cette relation particulière a l'avantage de conserver la puissance instantanée.

$$[X_{\alpha,\beta,o}] = [C]^t [X_{1,2,3}] \quad (\text{II. 9})$$

0 et

$$[X_{1,2,3}] = [C][X_{\alpha,\beta,o}] \quad (\text{II. 10})$$

Pour la suite, nous négligerons la composante homopolaire, définie par l'indice  $o$ , car nous considérons un système de tensions équilibrées.

### b) Transformation de Park

Pour imaginer les nouvelles grandeurs biphasées  $[X_{\alpha,\beta}]$  dans un repère tournant, il suffit de les exprimer dans un repère supplémentaire faisant un angle  $\psi_s$  pour le stator et  $\psi_r$  pour le rotor, par rapport au repère  $(\alpha, \beta)$ . Ces angles ont les propriétés suivantes :

- $\psi_s = p\theta + \psi_r$ , c'est-à-dire il faut respecter la position relative du rotor par rapport à celle du stator.
- Ces angles possèdent une vitesse relative qui dépendra du repère choisi : nulle si on se place au stator, et égale à la vitesse mécanique si on se place au rotor. On notera alors :

$$\frac{d\psi_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\psi_r}{dt} = \omega_r$$

Présentées sous forme matricielle avec l'ordre  $d, q$  il vient :

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) \end{pmatrix}}_{[C_p]^t} \begin{pmatrix} X_d \\ X_q \end{pmatrix} \quad (\text{II. 11})$$

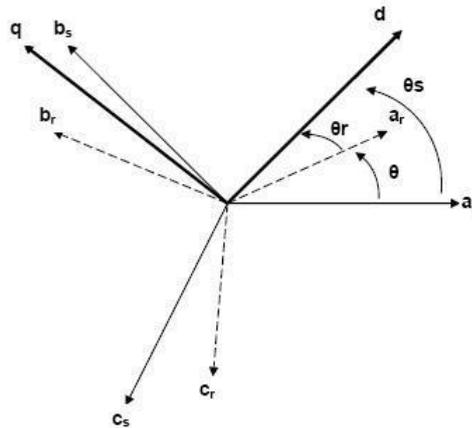


Figure II.4 Transformation de Park.

La Transformation de Park « générale » est donnée par :

$$[X_{d,q}] = [C_p][C]^t[X_{1,2,3}]$$

$$[P(\psi)] = [C_p][C]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\psi) & \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\psi) & -\sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

Cette transformation ne peut être appliquée à la machine asynchrone sauf avec une certaine condition : la machine est symétrique. Il paraît donc indispensable de faire quelques suppositions :

- les mutuelles inductances entre les phases du stator sont identiques;
- les mutuelles inductances entre les phases du rotor sont elle aussi identiques;
- les mutuelles inductances entre les phases du stator et les phases du rotor sont toutes identiques ( $M_{srij}=M_0$ ).

Il vient alors les simplifications suivantes :

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix}; [R_r] = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix}$$

$$[L_s] = \begin{pmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{pmatrix}; [L_r] = \begin{pmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{pmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{pmatrix} \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(p\theta) \end{pmatrix}$$

Nous pouvons maintenant appliquer la transformation de Park sur les équations générales de la MAS. Pour cela nous définissons deux transformations:  $[P(\psi_s)]$  pour le stator et  $[P(\psi_r)]$  pour le rotor.

Soit par exemple l'enroulement statorique défini par l'expression :

$$[v_{s,1,2,3}] = [R_s][i_{s,1,2,3}] + \frac{d[\phi_{s,1,2,3}]}{dt} \quad (\text{II. 12})$$

On peut lui donc appliquer la transformation de Park :

$$[P(\psi_s)]^t [v_{s,d,q,0}] = [R_s][P(\psi_s)]^t [i_{s,d,q,0}] + \frac{d}{dt} ([P(\psi_s)]^t [\phi_{s,d,q,0}]) \quad (\text{II. 13})$$

Soit en multipliant (II. 13) à gauche par  $[P(\psi_s)]$ :

$$[v_{s,d,q,0}] = [R_s][i_{s,d,q,0}] + [P(\psi_s)] \frac{d[P(\psi_s)]^t}{dt} [\phi_{s,d,q,0}] + \frac{d[\phi_{s,d,q,0}]}{dt} \quad (\text{II. 14})$$

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

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{s0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{s0} \end{pmatrix} + \frac{d\psi_s}{dt} \begin{pmatrix} -\phi_{sq} \\ \phi_{sd} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II. 15})$$

De la même façon, l'application de la transformation  $[P(\psi_r)]$  au rotor nous mène au modèle de Park complet de la machine asynchrone.

La composante homopolaire étant négligée. De plus si nous supposons que le rotor est à cage, les enroulements virtuels de celui-ci sont en court-circuit.

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \phi_{sq} \omega_s \quad (\text{II. 16})$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \phi_{sd} \omega_s \quad (\text{II. 17})$$

$$0 = R_s i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \phi_{rq} (\omega_s - p\Omega) \quad (\text{II. 18})$$

$$0 = R_s i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \phi_{rd} (\omega_s - p\Omega) \quad (\text{II. 19})$$

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

$$\text{Et } \begin{pmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{II. 20})$$

$$L_s = l_s - M_s ; L_r = l_r - M_r ; M = \frac{3}{2} M_0$$

Dans ces équations des flux (II.20),  $L_s$  et  $L_r$  sont respectivement les inductances cycliques statoriques et rotoriques. Alors que,  $M$  est directement proportionnelle à la mutuelle stator-rotor.

- $L_s = l_s - M_s$ : inductance cyclique statorique.
- $L_r = l_r - M_r$ : 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.16 – II.19), il vient :

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + j\omega_s L_s \underline{i}_s + jM\omega_r \underline{i}_r + j\omega_s \underline{\phi}_s \quad (\text{II.21})$$

$$\underline{0} = R_r \underline{i}_r + j\omega_r L_r \underline{i}_r + jM\omega_s \underline{i}_s + j(\omega_s - p\Omega) \underline{\phi}_r \quad (\text{II.22})$$

Si on réalise le schéma électrique équivalent de ces équations (II.21 et II.22), on aura le résultat suivant (Figure II.5) :

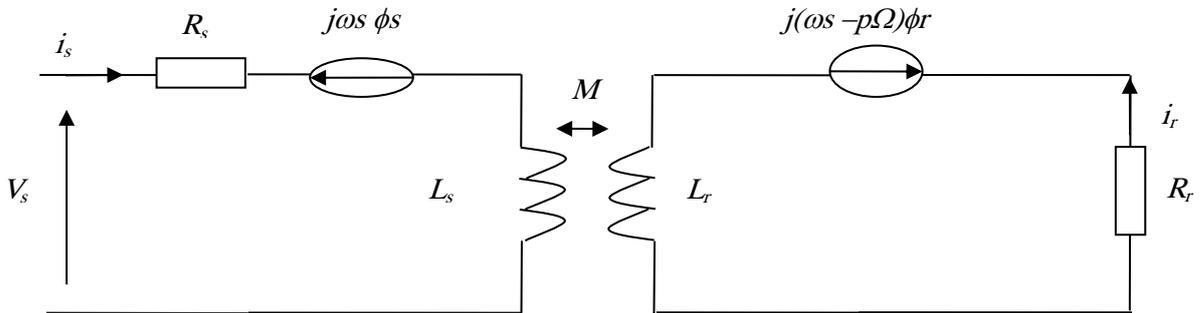
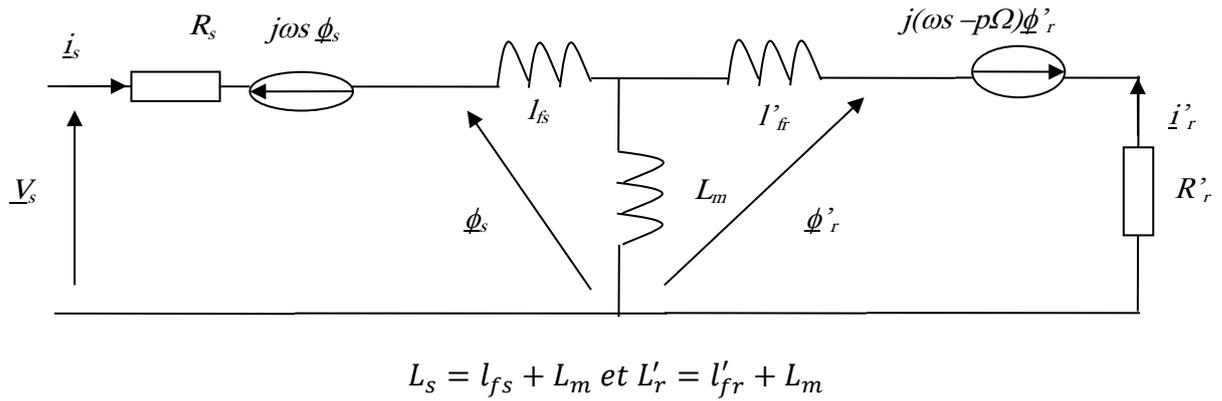


Figure II.5 Modèle équivalent transformateur triphasé.

Le bloc de gauche 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  $m = \frac{l_r}{M_0} = \frac{M_0}{l_s}$  (Figure II.6).



$$\text{Avec } X' = m^2 X$$

Figure II.6 Modèle avec fuites réparties.

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 qu'il se passe réellement au niveau des barres de la cage. Les résistances et les inductances du rotor sont purement fictives et ne représentent pas ces barres. Nous pouvons partir avec 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. (Figure.II.7).

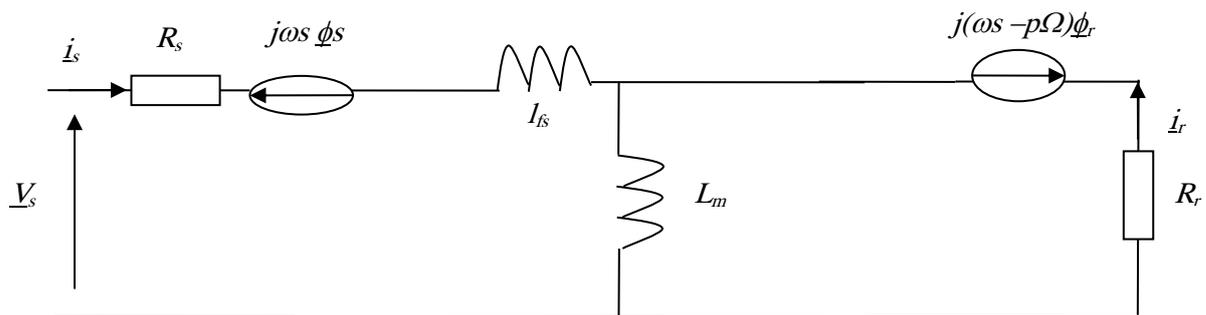


Figure II.7 Modèle avec fuites ramenées au stator.

### II.2.1.2 Choix du référentiel

Nous avons vu précédemment qu'il existe trois types de repères pour la transformation de Park et grâce à l'équation  $\psi_s = p\theta + \psi_r$ , nous avons :

- le repère statorique qui impose  $\psi_s = 0, \psi_r = -p\theta$  et  $\omega_s = 0$ ;
- le repère rotorique qui impose  $\psi_s = p\theta, \psi_r = 0$ , et  $\omega_s = p\Omega$  ;
- le repère synchrone au champ tournant qui impose  $\omega_s = \omega = 2\pi f_{alim}$ ,  $f_{alim}$  étant la fréquence du réseau.

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.

### II.2.1.3 Expression du couple électromagnétique

Différentes classes de modèles peuvent être découplées selon les objectifs de l'utilisateur. Dans notre cas, il s'agit de simuler le système dans le repère de Park lié au rotor, d'où la nécessité d'accéder à la position du rotor. On y parvient en introduisant l'équation électromécanique de la machine :

$$I_m \frac{d\Omega(t)}{dt} = T_{em}(t) + \sum T_r \quad (\text{II. 23})$$

$\Omega$  : La vitesse de l'arbre moteur,  $I_m$  le moment d'inertie,  $T_{em}$  le couple électromagnétique,  $T_r$  l'ensemble des couples résistifs.

Le couple électromagnétique peut être représenté par le produit vectoriel suivant [21] :

$$\underline{T}_{em} = P \frac{M_{sr}}{L_r} (\underline{i}_s \wedge \underline{\varphi}_r) \quad (\text{II. 24})$$

L'expression du couple  $T_{em}$  dans le repère de Park avec fuite ramenée au stator s'écrit [21] :

$$\underline{T}_{em} = P(i_{qs}\varphi_{dr} - i_{ds}\varphi_{qr}) \quad (\text{II. 25})$$

En reprenant les équations générales simplifiées de la machine, nous pouvons ramener leurs écritures au système suivant :

$$\begin{aligned}
 L_f \frac{d}{dt} i_{sd} &= -(R_s + R_r) i_{sd} + L_f P \Omega i_{sq} + \frac{R_r}{L_m} \phi_{rd} + P \Omega \phi_{rq} + u_{sd} \\
 L_f \frac{d}{dt} i_{sq} &= -L_f P \Omega i_{sd} - (R_s + R_r) i_{sq} - P \Omega \phi_{rd} + \frac{R_r}{L_m} \phi_{rq} + u_{sq} \\
 L_m \frac{d}{dt} \phi_{rd} &= L_m R_r i_{sd} - R_r \phi_{rd} \\
 L_m \frac{d}{dt} \phi_{rq} &= L_m R_r i_{sq} - R_r \phi_{rq}
 \end{aligned} \tag{II.26}$$

## II.2.2 Modélisation de la partie mécanique - fonctionnement sain

On s'intéresse dans cette partie, à la modélisation d'une transmission par engrenages simple étage à denture droite. L'idée retenue, qui permet une modélisation globalisante des réducteurs à engrenages, consiste à assimiler l'engrenage à un couple de cylindres rigides, liés par une raideur d'engrènement représentant les contributions de l'ensemble des parties déformables (dents).

Le modèle utilisé dans notre travail est représenté dans la Figure II.8. C'est le même modèle utilisé par C. Rahmoune et *al* [27].

Dans ce modèle, la roue et le pignon sont considérés comme des corps rigides avec une géométrie idéale. Les rigidités radiales des roulements de la partie motrice et de la partie réceptrice sont constantes et égaux.  $k_1 = k_2 = k$ . Les coefficients d'amortissement des roulements de la partie motrice et de la partie réceptrice sont constants et égaux.  $c_1 = c_2 = c$ . La rigidité en torsion des deux accouplements élastiques est identique ainsi que leurs coefficients d'amortissement  $k_{c1} = k_{c2} = k_c$  et  $c_{c1} = c_{c2} = c_c$ .

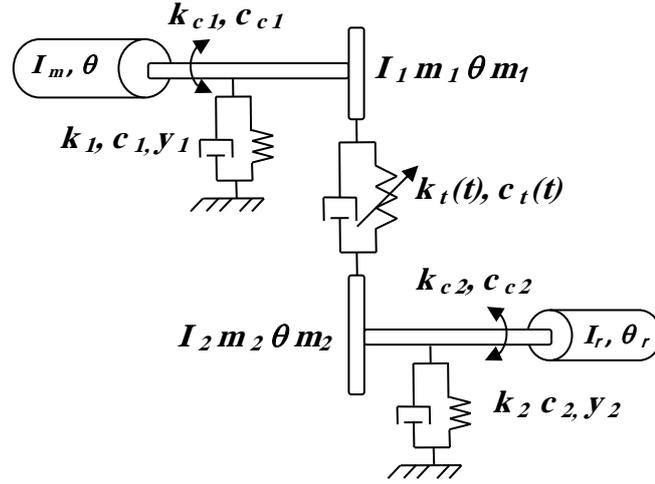


Figure II.8 Modèle du réducteur de vitesse utilisé par : C. Rahmoune et al [27].

### II.2.2.2 Mise en équation

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

$$\begin{aligned}
 m_1 \ddot{y}_1 &= k_t (R_{b1} \theta_{m1} - R_{b2} \theta_{m2} - y_1 + y_2) + \\
 &\quad c_t (R_{b1} \dot{\theta}_{m1} - R_{b2} \dot{\theta}_{m2} - \dot{y}_1 + \dot{y}_2) - k_1 y_1 - c_1 \dot{y}_1, \\
 m_2 \ddot{y}_2 &= k_t (R_{b1} \theta_{m1} - R_{b2} \theta_{m2} - y_1 + y_2) + \\
 &\quad c_t (R_{b1} \dot{\theta}_{m1} - R_{b2} \dot{\theta}_{m2} - \dot{y}_1 + \dot{y}_2) - k_2 y_2 - c_2 \dot{y}_2, \\
 I_1 \ddot{\theta}_{m1} &= k_c (\theta - \theta_{m1}) + c_c (\dot{\theta} - \dot{\theta}_{m1}) - \\
 &\quad R_{b1} \left( k_t (R_{b1} \theta_{m1} - R_{b2} \theta_{m2} - y_1 + y_2) + c_t (R_{b1} \dot{\theta}_{m1} - R_{b2} \dot{\theta}_{m2} - \dot{y}_1 + \dot{y}_2) \right), \\
 I_2 \ddot{\theta}_{m2} &= -k_c (\theta_{m2} - \theta_r) - c_c (\dot{\theta}_{m2} - \dot{\theta}_r) + \\
 &\quad R_{b2} \left( k_t (R_{b1} \theta_{m1} - R_{b2} \theta_{m2} - y_1 + y_2) + c_t (R_{b1} \dot{\theta}_{m1} - R_{b2} \dot{\theta}_{m2} - \dot{y}_1 + \dot{y}_2) \right) \\
 I_m \ddot{\theta} &= \underline{T}_{em} - k_c (\theta - \theta_{m1}) - c_c (\dot{\theta} - \dot{\theta}_{m1}), \text{ Avec } \underline{T}_{em} = P(i_{qs} \varphi_{dr} - i_{ds} \varphi_{qr}) \\
 I_r \ddot{\theta}_r &= -T_r + k_c (\theta_{m2} - \theta_r) - c_c (\dot{\theta}_{m2} - \dot{\theta}_r),
 \end{aligned} \tag{II.27}$$

### II.2.2.3 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 [28-29]. 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, 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.

- **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 et calculée pour une paire de dents en contact, et elle est aussi fonction d'autres raideurs élémentaires en série, considérées sur la ligne de contact telle que :

$$\frac{1}{k_t} = \frac{1}{k_{f1}} + \frac{1}{k_{ec1}} + \frac{1}{k_{f2}} + \frac{1}{k_{ec2}} + \frac{1}{k_h} \quad (II.28)$$

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 [30].

Par ailleurs, pendant la période d'engrènement  $T_{eng}$  et pour un rapport de conduite  $\varepsilon$  donné ( $1 < \varepsilon \leq 2$ ), 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  $(2 - \varepsilon)T_{eng}$  [8, 27]. La Figure II.9 représente la schématisation du phénomène d'engrènement.

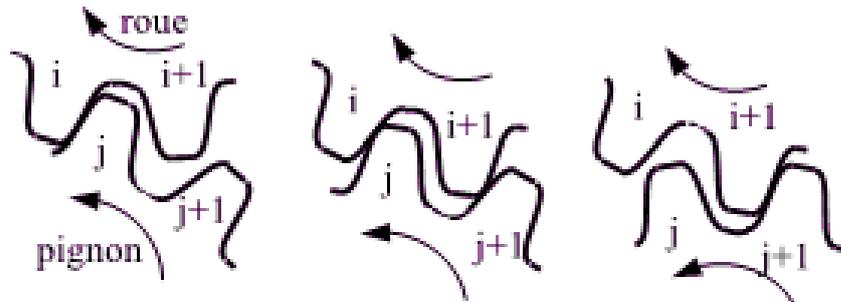


Figure II.9 Schématisation du phénomène d'engrènement [30].

Ainsi, la raideur d'engrènement est dans ce cas périodique de période  $T_{eng}$  et peut-être en première approximation estimée par [8, 27] :

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

$n$  est un entier.

Le développement en série de Fourier donne :

$$k_t = k_m + \frac{\Delta k}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{i} \left[ \sin(2i\pi(\varepsilon - 1)) \cos \frac{2i\pi t}{T_{eng}} + (1 - \cos(2i\pi(\varepsilon - 1))) \sin \frac{2i\pi t}{T_{eng}} \right] \quad (II.29)$$

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

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

L'allure de la rigidité d'engrènement en fonction du temps est donnée par la Figure II.10.

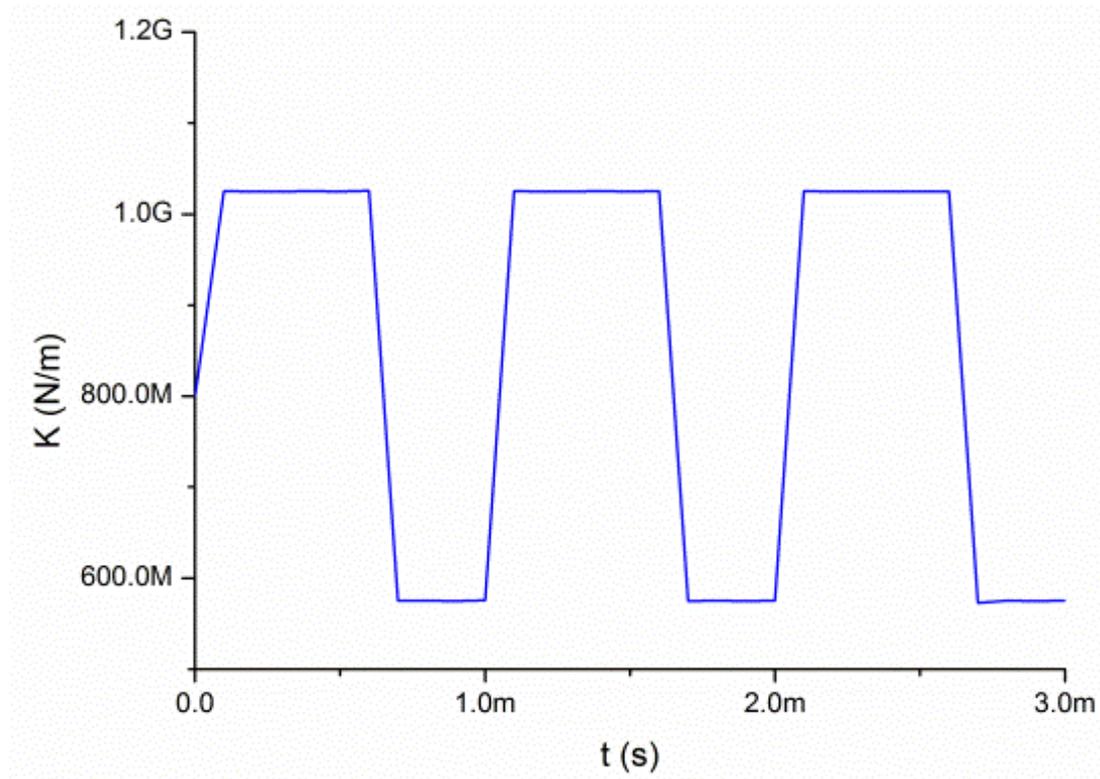


Figure II.10 Rigidité d'engrènement en fonction du temps.

#### II.2.2.4 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 [31-32], 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, la majorité des auteurs 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, a été définie par :

$$c_t = 2\zeta_r \left( \frac{k_t \cdot I_1 \cdot I_2}{R_{b1}^2 I_2 + R_{b2}^2 I_1} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.30})$$

Où  $\zeta_r$  est le taux d'amortissement, généralement compris entre 3% et 17% [33].

Ce coefficient d'amortissement dépend des caractéristiques géométriques et mécaniques du réducteur : plus les inerties des deux roues et leur rigidité sont importantes et plus l'amortissement est grand.

### II.3 Modèle d'état du système électromécanique

A ce niveau, il y a plusieurs moyens d'exposer les résultats. En effet, il faut se ramener à des formes d'équations qui peuvent être exploitées.

Nous avons opté pour les équations d'état, qui est une forme concise et pratique pour la simulation. Elle a l'avantage de faire preuve de facilité de mise en œuvre.

En considérant les dynamiques des flux rotoriques  $\phi_{rdq}$  et des courants statoriques  $i_{sdq}$ , aux dynamiques électromécaniques  $(\theta, \Omega)$  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 :

$$L_f \frac{d}{dt} i_{sd} = -(R_s + R_r) i_{sd} + L_f P \Omega i_{sq} + \frac{R_r}{L_m} \phi_{rd} + P \Omega \phi_{rq} + u_{sd}$$

$$L_f \frac{d}{dt} i_{sq} = -L_f P \Omega i_{sd} - (R_s + R_r) i_{sq} - P \Omega \phi_{rd} + \frac{R_r}{L_m} \phi_{rq} + u_{sq}$$

$$L_m \frac{d}{dt} \phi_{rd} = L_m R_r i_{sd} - R_r \phi_{rd}$$

$$L_m \frac{d}{dt} \phi_{rq} = L_m R_r i_{sq} - R_r \phi_{rq}$$

$$I_m \ddot{\theta} = P(i_{qs} \varphi_{dr} - i_{ds} \varphi_{qr}) - k_p(\theta - \theta_{m1}) - c_p(\dot{\theta} - \dot{\theta}_{m1}), \quad (\text{II.31})$$

$$I_1 \ddot{\theta}_{m1} = k_c(\theta - \theta_{m1}) + c_c(\dot{\theta} - \dot{\theta}_{m1}) -$$

$$R_{b1} \left( k_t(R_{b1} \theta_{m1} - R_{b2} \theta_{m2} - y_1 + y_2) + c_t(R_{b1} \dot{\theta}_{m1} - R_{b2} \dot{\theta}_{m2} - \dot{y}_1 + \dot{y}_2) \right),$$

$$I_2 \ddot{\theta}_{m2} = -k_c(\theta_{m2} - \theta_r) - c_c(\dot{\theta}_{m2} - \dot{\theta}_r)$$

$$+ R_{b2} \left( k_t(R_{b1} \theta_{m1} - R_{b2} \theta_{m2} - y_1 + y_2) + c_t(R_{b1} \dot{\theta}_{m1} - R_{b2} \dot{\theta}_{m2} - \dot{y}_1 + \dot{y}_2) \right),$$

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

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

$$-k_1 y_1 - c_1 \dot{y}_1,$$

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

$$-k_2 y_2 - c_2 \dot{y}_2,$$

On remarque que le système (II.31) est formé de 10 équations différentielles où quatre d'entre elles sont de premier ordre et les autres sont du second ordre, alors que l'écriture sous forme d'état impose que toutes les équations du système soient du premier ordre. Pour se faire on doit proposer le changement de variables suivant :

$$\begin{array}{llll}
x_1 = i_{sd} & x_2 = i_{sq} & x_3 = \phi_{rd} & x_4 = \phi_{rq} \\
x_5 = \dot{\theta} = \Omega & \dot{x}_5 = \ddot{\theta} & x_6 = \theta & \dot{x}_6 = \dot{\theta} = \Omega = x_5 \\
x_7 = \dot{\theta}_{m1} & \dot{x}_7 = \ddot{\theta}_{m1} & x_8 = \theta_{m1} & \dot{x}_8 = \dot{\theta}_{m1} = x_7 \\
x_9 = \dot{\theta}_{m2} & \dot{x}_9 = \ddot{\theta}_{m2} & x_{10} = \theta_{m2} & \dot{x}_{10} = \dot{\theta}_{m2} = x_9 \\
x_{11} = \dot{\theta}_r & \dot{x}_{11} = \ddot{\theta}_r & x_{12} = \theta_r & \dot{x}_{12} = \dot{\theta}_r = x_{11} \\
x_{13} = \dot{y}_1 & \dot{x}_{13} = \ddot{y}_1 & x_{14} = y_1 & \dot{x}_{14} = \dot{y}_1 = x_{13} \\
x_{15} = \dot{y}_2 & \dot{x}_{15} = \ddot{y}_2 & x_{16} = y_2 & \dot{x}_{16} = \dot{y}_2 = x_{15}
\end{array}$$

Le nouveau système s'écrit alors :

$$\dot{x}_1 = -(R_s + R_r)x_1 + PL_f x_5 x_2 + \frac{R_r}{L_m} x_3 + P x_5 x_4 + u_{sd} / L_f ,$$

$$\dot{x}_2 = (-PL_f x_5 x_1 - (R_s + R_r)x_2 - P x_5 x_3 + \frac{R_r}{L_m} x_4 + u_{sq}) / L_f ,$$

$$\dot{x}_3 = (L_m R_r x_1 - R_r x_3) / L_m$$

$$\dot{x}_4 = (L_m R_r x_2 - R_r x_4) / L_m$$

$$\dot{x}_5 = (P(x_2 x_3 - x_1 x_4) - k_c(x_6 - x_8) - c_c(x_5 - x_7)) / I_m ,$$

$$\dot{x}_6 = x_5 ,$$

$$\dot{x}_7 = (k_c(x_6 - x_8) + c_c(x_5 - x_7)$$

$$- R_{b1}(k_t(R_{b1}x_8 - R_{b2}x_{10} - x_{14} + x_{16}) + c_t(R_{b1}x_7 - R_{b2}x_9 - x_{13} + x_{15}))) / I_1 ,$$

$$\dot{x}_8 = x_7$$

$$\dot{x}_9 = (-k_c(x_{10} - x_{12}) - c_c(x_9 - x_{11})$$

$$+ R_{b2}(k_t(R_{b1}x_8 - R_{b2}x_{10} - x_{14} + x_{16}) + c_t(R_{b1}x_7 - R_{b2}x_9 - x_{13} + x_{15}))) / I_2 ,$$

$$\dot{x}_{10} = x_9$$

$$\dot{x}_{11} = (-T_r + k_c(x_{10} - x_{12}) - c_c(x_9 - x_{11})) / I_r ,$$

$$\dot{x}_{12} = x_{11}$$

$$\dot{x}_{13} = (k_t(R_{b1}x_8 - R_{b2}x_{10} - x_{14} + x_{16}) + c_t(R_{b1}x_7 - R_{b2}x_9 - x_{13} + x_{15}) - k_1 x_{14} - c_1 x_{13}) / m_1$$

$$\dot{x}_{14} = x_{13}$$

$$\dot{x}_{15} = (k_t(R_{b1}x_8 - R_{b2}x_{10} - x_{14} + x_{16}) + c_t(R_{b1}x_7 - R_{b2}x_9 - x_{13} + x_{15}) - k_2x_{16} - c_2x_{15})/m_2$$

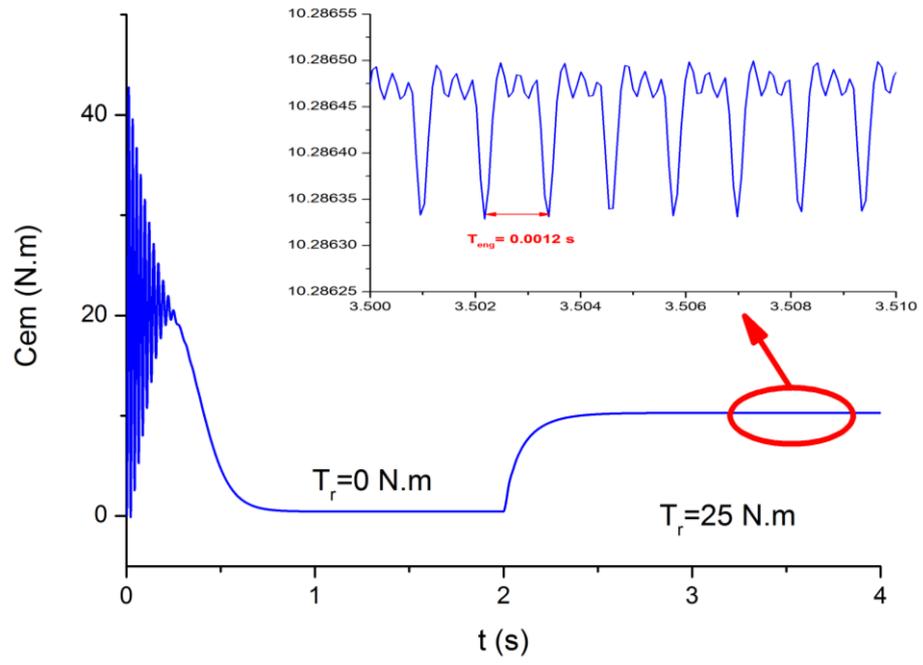
$$\dot{x}_{16} = x_{15} ,$$

#### II.4 Simulation numérique

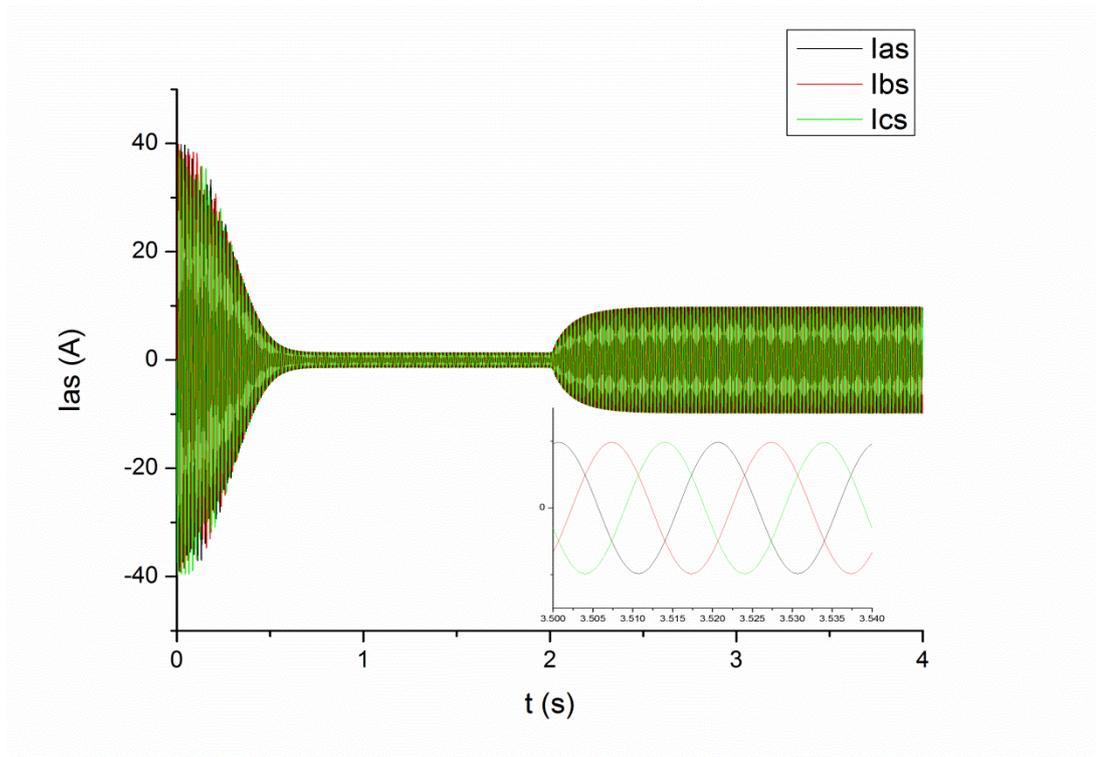
Dans le but d'analyser d'une manière précise et fiable le « *mauvais fonctionnement* » du système électromécanique envisagé, il s'avère judicieux d'apprécier le comportement de ce système à l'état sain dans les conditions de fonctionnement nominal et vis à vis des changements de régime de fonctionnement. Une parfaite connaissance du système sera considérée comme une référence pour l'analyse de son état en présence de défauts.

Une fois le modèle de l'entraînement électromécanique posé, nous pouvons aborder l'aspect lié à la simulation de celle-ci. Etant données que ces équations obtenues sont des équations différentielles ordinaires (EDO non linéaires) et qu'une méthode numérique doit être mise en œuvre pour parvenir à la solution, nous avons choisi la méthode de Runge Kutta d'ordre 4. Un programme écrit en MATLAB, permet de résoudre ces équations et mettre en évidence le comportement du système électromécanique.

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 25 N.m a été soumis au système à l'instant  $t = 2s$ . Les résultats obtenus sont représentés dans les Figures (II.11, II.12, II.13).

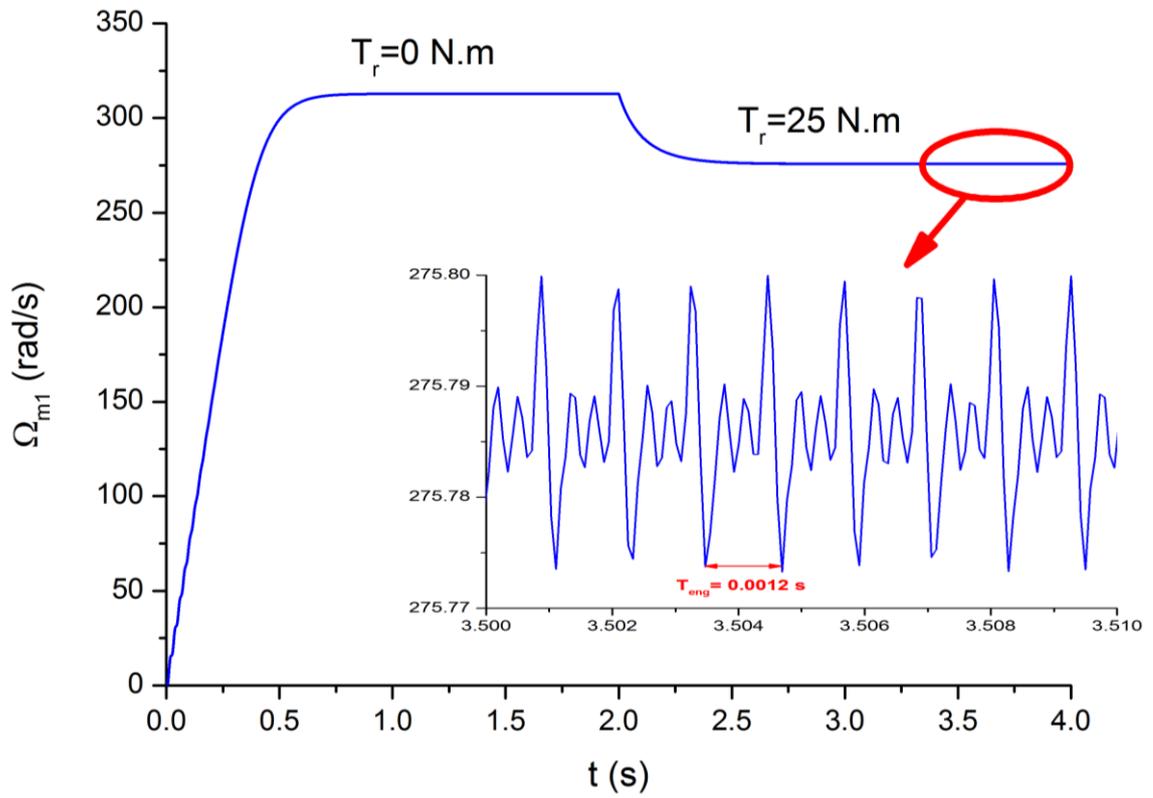


(a)

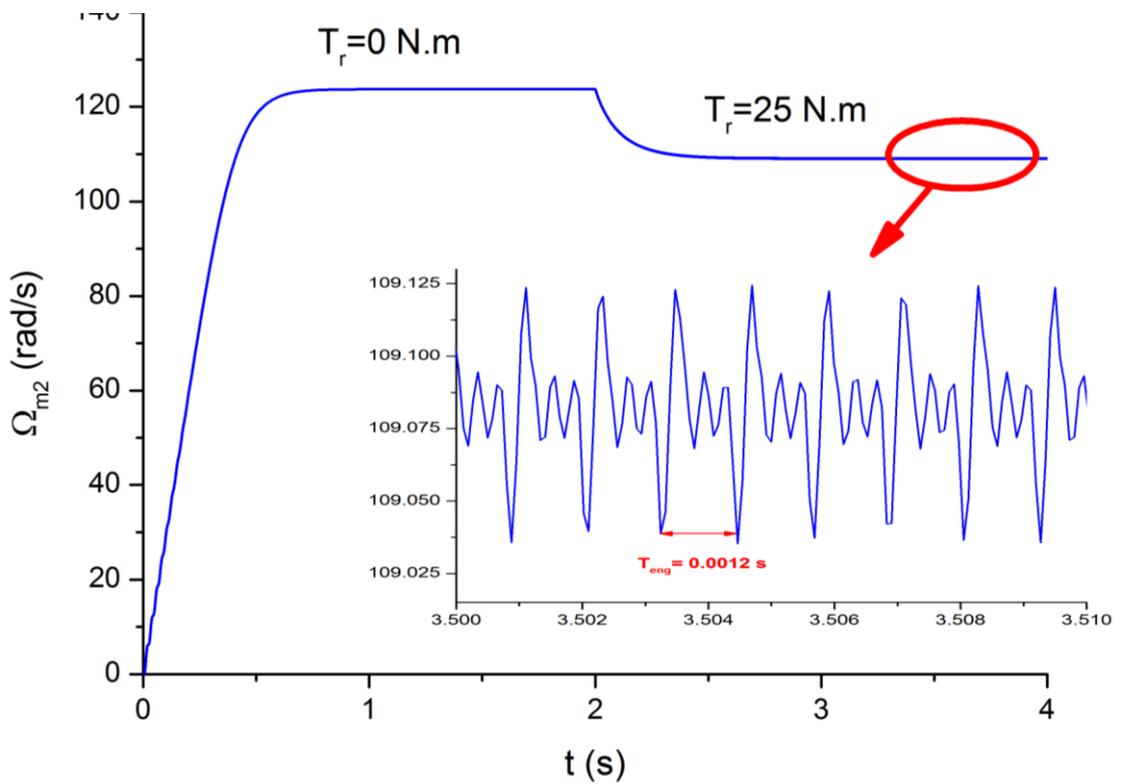


(b)

Figure II.11. (a) Allure du couple électromagnétique, (b) Allure des trois courants statoriques.

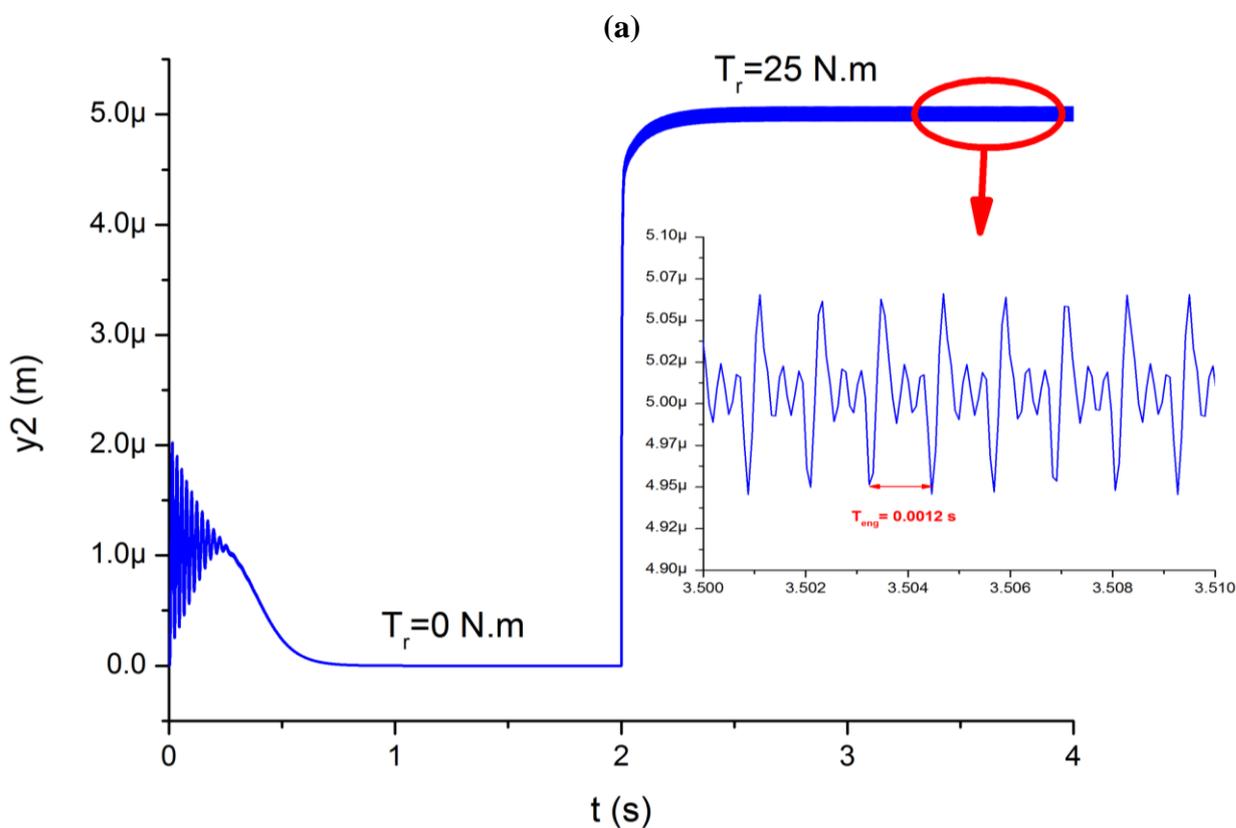
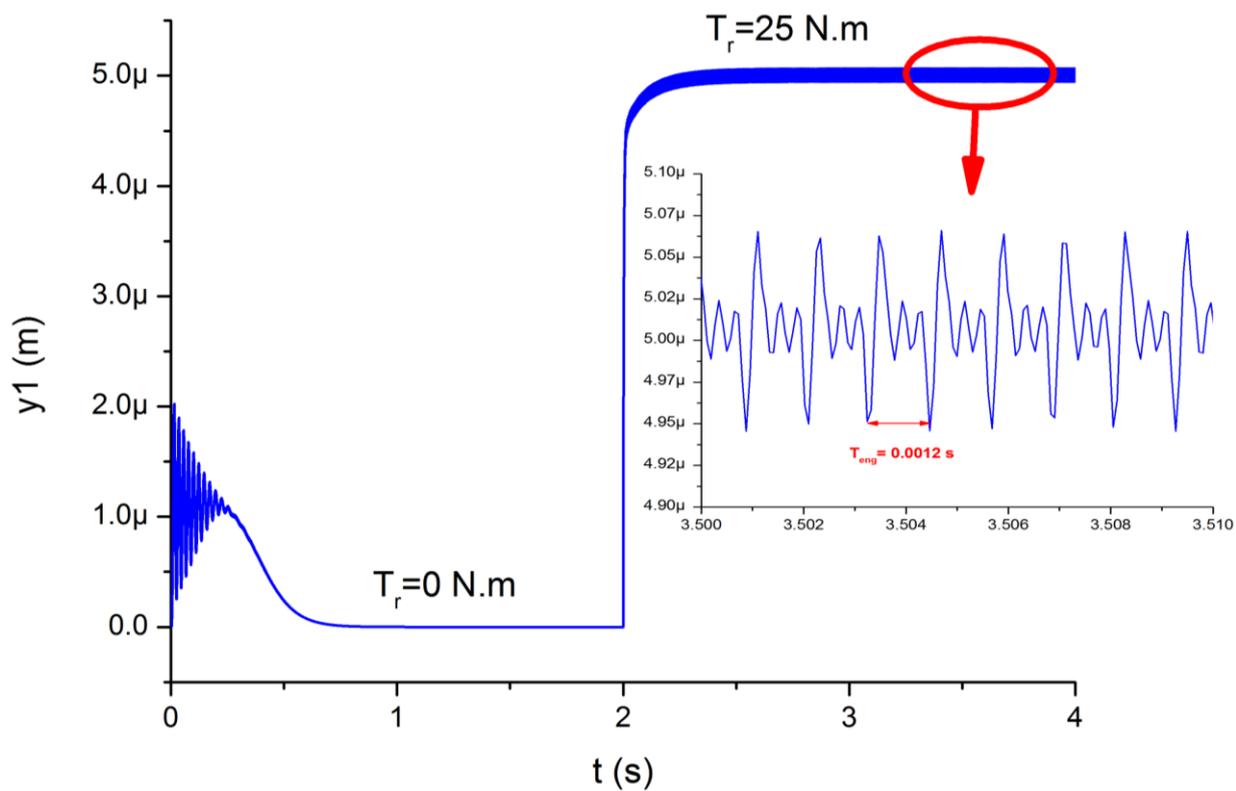


(a)



(b)

Figure II.12 (a) Allure de la vitesse de rotation du pignon, (b) Allure de la vitesse de rotation de la grande roue.



(b)

Figure II.13 (a) Allure du déplacement radiale au niveau de palier N°1 ( $y_1$ ), (b) Allure du déplacement radiale au niveau de palier N°2 ( $y_2$ ).

La Figure II.11 montre l'évolution du couple électromagnétique et des trois courants statoriques, la Figure II.12 montre l'évolution de la vitesse de rotation des deux roues. Lors d'un démarrage à vide les quatre grandeurs atteignent leur régime permanent après un transitoire de 0.5s.

A l'instant  $t=2s$ , nous procédons à un échelon de couple résistant nominal de 25 N.m. Le couple électromagnétique vient équilibrer le couple résistant (Figure II.11.a), le courant augmente à la valeur nominale (Figure II.11.b) et la vitesse diminue à la vitesse nominale (Figure II.12.a).

Ces résultats correspondent bien à un fonctionnement d'un moteur asynchrone couplé à un réducteur de vitesse. Ceci peut être confirmé par les observations suivantes :

- (a) Le couple et le courant statorique augmentent avec l'application du couple de charge (Figure II.11) alors que la vitesse de rotation diminue (Figure II.12).
- (b) Le rapport entre la vitesse du primaire et du secondaire est égal au rapport de transmission soit 2.5263 (Figure II.12).
- (c) Le rapport entre le couple électromagnétique et le couple de charge est égale à 2.5263. Ce qui est logique, car à une diminution de la vitesse correspond une augmentation du couple.
- (d) Les déplacements des arbres selon la direction Y au niveau des deux paliers augmentent avec l'application du couple de charge (Figure II.13).

Afin de déterminer les perturbations et les changements introduits par la variation de la raideur d'engrènement, nous avons effectué un zoom des résultats de simulation du fonctionnement du système électromécanique. En régime établi de flux et de vitesse, nous comparons les formes d'onde des grandeurs mises en jeu.

La Figure II.11.a, montre bien que le couple électromagnétique obtenu par l'introduction du modèle du réducteur présente des oscillations dues à la variation de la raideur d'engrènement.

Le comportement de la transmission génère les mêmes oscillations qui caractérisent les vitesses de rotation (Figure II.12). Ces oscillations sont à la fréquence d'engrènement. En effet, le réducteur possède 19 dents au pignon, nous avons estimé sa fréquence mécanique à 43.83Hz, la fréquence d'engrènement est donc de 832.77Hz.

Le courant statorique, ne présente visiblement pas de variations (Figure II.11.b). En revanche, il faudra mener une analyse spectrale afin de conclure à l'influence de la variation de la raideur d'engrènement sur cette grandeur électrique.

## **II.5 Caractérisation des signatures spectrales du courant statorique pour un entraînement sain**

Le spectre d'un courant statorique d'une machine asynchrone saine alimentée en tension et entraînant une charge en régime permanent est très riche en harmoniques. En effet, les fréquences présentes dans ce spectre sont principalement :

- la raie spectrale fondamentale relative à la fréquence d'alimentation
- la fréquence moyenne d'engrènement des roues  $f_{eng}$ , définie par le produit de la fréquence mécanique d'une roue par son nombre de dents.

Nous nous proposons d'analyser le contenu du spectre du courant statorique relatif aux conditions de simulation du système électromécanique sain en présence du modèle du réducteur mécanique.

Nous rappelons que, pour cette configuration, le moteur est chargé à sa charge nominale, ce qui correspond à un couple de charge de 25N.m.

D'autre part, pour ces simulations, la vitesse du rotor est de 275.3 rad/sec, cela correspond à un glissement de 12.22 %, soit une fréquence mécanique de rotation  $f_{m1}$  de 43.83 Hz.

Il est vrai que nous avons une connaissance a priori du signal et de son contenu spectral. En revanche, nous avons réalisé plusieurs essais en jouant sur les différents paramètres de calcul du spectre afin de caractériser au mieux les signatures spectrales.

L'observation du signal a été effectuée à l'aide de la fenêtre de Hanning, de longueur égale à celle des signaux à analyser. La durée d'acquisition est de 2s échantillonnée en  $2^{16}$  points.

Pour ces paramètres choisis, nous présentons ci-après (Figure II.14) le spectre obtenu pour un fonctionnement sain en présence du modèle dynamique du réducteur.

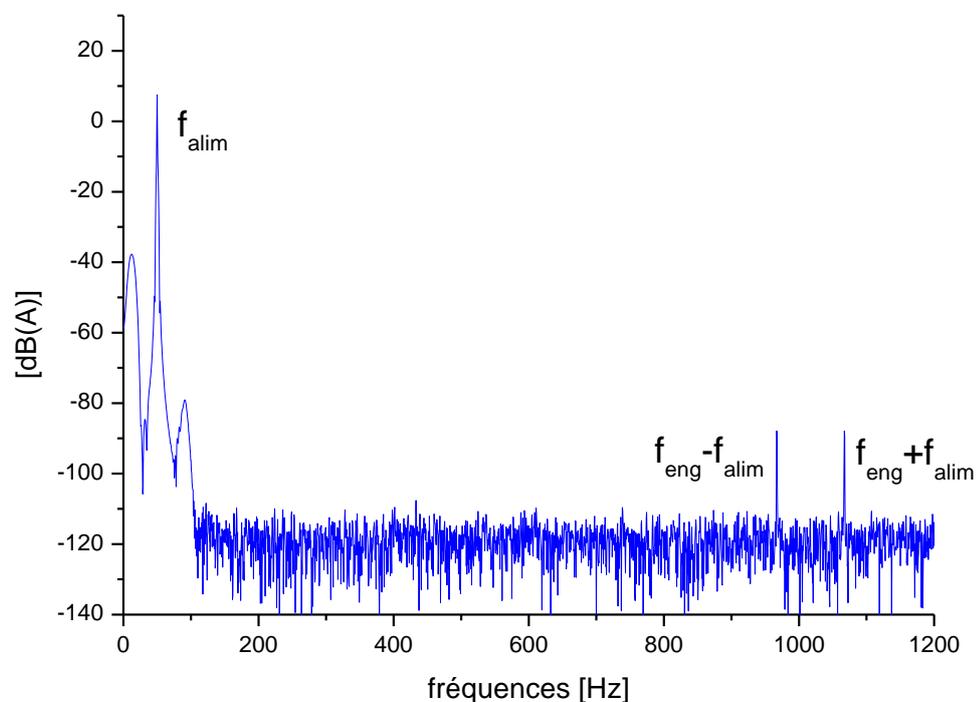


Figure II.14 Spectre du courant statorique en mode sain, mise en évidence de l'influence du modèle du réducteur.

Le spectre montre la présence de deux raies en plus de la raie fondamentale. Ces raies sont introduites au spectre du courant d'alimentation par le phénomène d'engrènement variable des deux roues (Figure. II.14). Elles correspondent en effet aux fréquences 782.77Hz et 882.77Hz, en formant ainsi une bande latérale autour de la fréquence d'engrènement  $f_{eng}$ , dont la valeur

s'élève à 832.77Hz. C'est le résultat de la modulation de la fréquence d'engrènement par la fréquence d'alimentation  $f_{alim}$ . Les amplitudes de ces raies sont relativement significatives.

*Ce spectre nous a permis de montrer l'influence du réducteur sur le fonctionnement du système électromécanique, ce phénomène de modulation étant impossible de l'apprécier directement à partir de la forme d'onde en question.*

*Nous pouvons conclure, par rapport à ces simulations, que la variation de la raideur d'engrènement influe sur la dynamique du système.*

### **Conclusion**

Cette étude nous a permis d'aborder les aspects dynamiques du comportement du système électromécanique sain à travers une modélisation dynamique du mécanisme de la transmission.

L'analyse des formes d'onde relatives aux simulations qui tiennent compte de ce modèle a été complétée par leur caractérisation spectrale, en particulier celle du courant statorique de référence. En effet, déterminer le contenu spectral de ce courant permettra de bien identifier, par leurs signatures spectrales, les phénomènes liés au fonctionnement du réducteur sain.

Dans ce qui suit, nous allons exploiter la modélisation présentée afin de reproduire les défauts du réducteur que nous envisageons d'étudier.

**Chapitre III :**  
**Modélisation des défauts des  
engrenages**

## Introduction

les enquêtes réalisées par la société des assurances ALLIANZ sur les détériorations des systèmes à engrenages tels que les réducteurs ont permis de conclure à leurs origines et à leurs localisations [34].

En effet, ces enquêtes ont révélé que la denture concentre la majorité des sources de défauts et ce à raison de 60% de l'ensemble des défauts; les erreurs de conception et de fabrication sont à l'origine de 40% des avaries surgissant au niveau des engrenages (Figure. III.1 et Figure. III.2) [35].

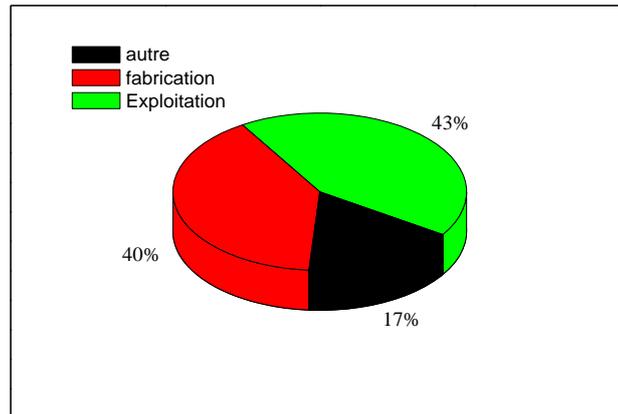


Figure III.1 Origine des défauts dans les engrenages

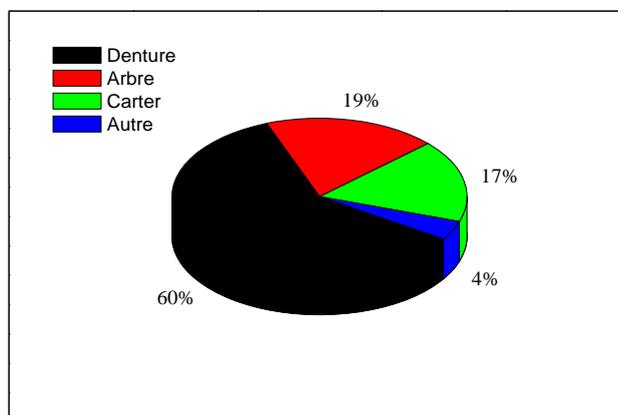


Figure III.2 Localisation des défauts dans les engrenages.

Au vu de ces statistiques, nous pouvons conclure que d'une part, la denture est la partie la plus fréquemment touchée par les avaries, d'autre part, les erreurs de conception et de fabrication peuvent donner lieu à l'occurrence prématurée de défauts. En outre, les problèmes d'exploitation et de maintenance sont à l'origine de 43% des défaillances. Ceci mène à conclure que l'établissement d'un plan de maintenance préventive permettra de réduire les nuisances occasionnées au cours de l'exploitation des engrenages et particulièrement de leurs dentures.

Dans ce qui suit, nous allons présenter une classification des défauts des engrenages en acier.

### **III.1 Classification des défauts des engrenages**

#### **III.1.1 Cas des défauts de fabrication**

Parmi ces défauts, on rencontre ceux qui proviennent d'un problème d'usinage et qui se traduisent par une déviation du profil de la denture par rapport au profil idéal qui aurait dû être obtenu ou par un écart entre l'entraxe théorique et l'entraxe réel de fonctionnement, ce qui risque de rendre la transmission bruyante [35].

Ces défauts peuvent être liés également à des problèmes survenant au niveau de la matière même à usiner tels que les imperfections de matière, l'inclusion de gaz accidentelle ou un mauvais traitement de la matière [36].

#### **III.1.2 Cas des défauts affectant la denture**

Ce sont des défauts qui affectent la denture. Parmi ces défauts, on recense particulièrement :

##### **a) Usure**

L'usure est un phénomène local caractérisé par un enlèvement de matière dû au glissement de deux surfaces l'une contre l'autre. Le développement de l'usure est lié à la charge

et à la vitesse de glissement en chaque point des surfaces de contact, ainsi qu'à la présence plus ou moins grande d'éléments abrasifs dans le lubrifiant.

L'usure normale, progresse lentement, elle est inversement proportionnelle à la dureté superficielle de la denture.

L'usure anormale se produit lorsque le lubrifiant est souillé de particules abrasives ou lorsque le lubrifiant est corrosif. Elle conduit à un mauvais fonctionnement de l'engrenage, voire à sa mise hors service.

**b) Piqûres** (Figure III.3)

Il s'agit de trous peu profonds. Les piqûres sont des avaries qui se produites surtout sur des engrenages en acier de construction relativement peu dur.



Figure III.3 Piqûres.

Il est moins à craindre si la viscosité du lubrifiant est élevée. L'apparition des piqûres est associée aussi à un rapport épaisseur de film lubrifiant sur rugosité composite insuffisant pour éviter des contacts entre aspérités.

**c) Ecaillage** (Figure III.4)

Il se manifeste aussi sous forme de trous, mais ceux-ci sont beaucoup moins nombreux, plus profonds et plus étendus que ceux des piqûres. L'écaillage se trouve dans les engrenages cimentés, qui sont les plus répandus à l'heure actuelle car ils permettent de passer des couples importants avec des dimensions faibles.

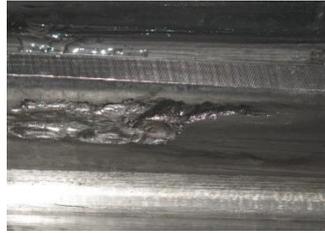


Figure III.4 Ecaillage.

Ce type d'engrenage ne présente pratiquement pas de phénomène d'usure, l'écaillage, qui est le principal défaut, évolue rapidement vers la rupture. La cause est connue : la pression superficielle est trop importante.

**d) Grippage** (Figure III.5)

Il est la conséquence directe de la destruction brutale du film d'huile, sous l'effet de la température résultant d'un frottement sous charge. Le grippage est favorisé essentiellement par des vitesses élevées, de gros modules, un faible nombre de dents en contact. La probabilité de grippage est influencée par l'état physico-chimique du lubrifiant et par les conditions de mise en service.



Figure III.5 Grippage.

**e) Fissuration** (Figure III.6)

Elle progresse à chaque mise en charge, à partir d'un point initial situé presque toujours au pied de la dent. Elle apparaît surtout sur des aciers fins, durcis par traitement thermique, qui sont très sensibles aux concentrations de contraintes. L'apparition de ces fissures est la conséquence d'une contrainte au pied de la dent qui dépasse la limite de fatigue du matériau, et est en général située du côté de la dent sollicitée en traction.

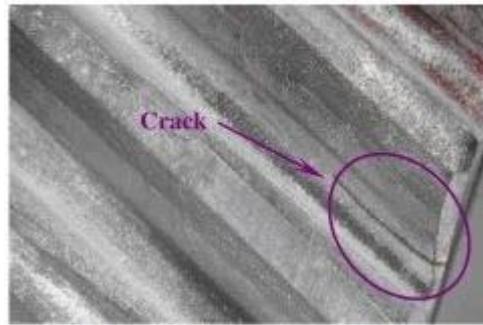


Figure III.6 Fissuration.

#### f) Rupture

Ce défaut est le plus dangereux des détériorations car il entraîne souvent l'arrêt de l'installation surtout pour les dentures droites. Il peut ensuite dégénérer en une destruction généralisée de l'engrenage suite à l'éjection de morceaux de dents entraînés dans l'engrènement.

Ce défaut peut être dû à la fatigue du matériau en progressant à chaque cycle de charge à partir d'une fissuration déjà existante. Quand les fissures se remplissent d'huile, elles s'étendent jusqu'à ce qu'une portion de dent ou une dent entière se détache. On distingue aussi la rupture par surcharge instantanée importante survenant suite à des à-coups de charge locaux et pouvant occasionner des cassures de certaines parties des dents. Les piqûres aussi peuvent conduire à une rupture de la dent.

#### III.1.3 Cas du défaut d'excentricité (Figure III.7)

Appelé aussi défaut de faux – rond, ce défaut est présent dans la majorité des transmissions par engrenages et reste la cause principale d'un effet de ronronnement caractérisant le bruit d'engrènement. Il se manifeste par une non-superposition de l'axe de rotation de la petite roue et/ou de la grande roue avec l'axe de symétrie de la même roue.

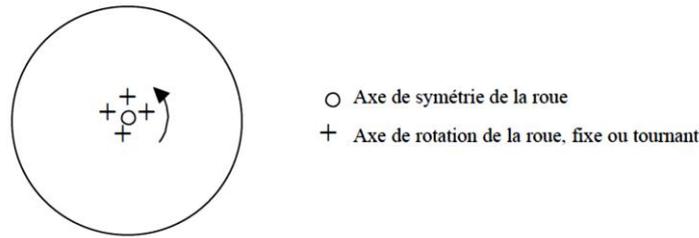


Figure III.7 Défaut d'excentricité dans les engrenages.

Cette classification des défauts est intéressante car elle nous aide à interpréter les phénomènes liés aux défauts qui peuvent survenir au niveau d'un réducteur et nous renseigne donc sur leur degré de gravité, le choix des méthodes de détection selon leur nature.

La surveillance du réducteur sera effectuée à partir des courants statoriques de la machine qui l'entraîne pour les avantages que présente cette technique que nous avons déjà évoquée. En effet, la mesure des courants dans un entraînement électrique nous épargne le rajout supplémentaire d'autres capteurs de mesures de grandeurs telles que les vibrations ou le couple. Par ailleurs, cette mesure permet de reconstituer le couple et la vitesse.

C'est dans cette optique que nous envisageons de modéliser et d'analyser à partir des formes d'onde obtenues les défauts suivants :

- Cas d'une fissure localisée sur une dent du pignon, ainsi que son évolution.
- Cas des piqûres localisées sur une dent du pignon, ainsi que leurs évolutions.

### III.2 Modélisation des défauts du réducteur

Généralement, lorsqu'un défaut apparaît sur un élément tournant, son occurrence a lieu à des positions angulaires fixes. Dans ce cas, un défaut localisé sur l'une des deux roues de l'engrenage admet une position bien déterminée sur la roue en question.

La fissuration et les piqûres au niveau d'une dent du réducteur sont des défauts qui présentent des aspects dangereux pour le fonctionnement du système. Pouvoir détecter ces défauts le plus tôt possible s'avère donc une tâche d'une extrême importance.

➤ **Modélisation de l'influence du défaut de fissure et de piqûres sur la raideur d'engrènement**

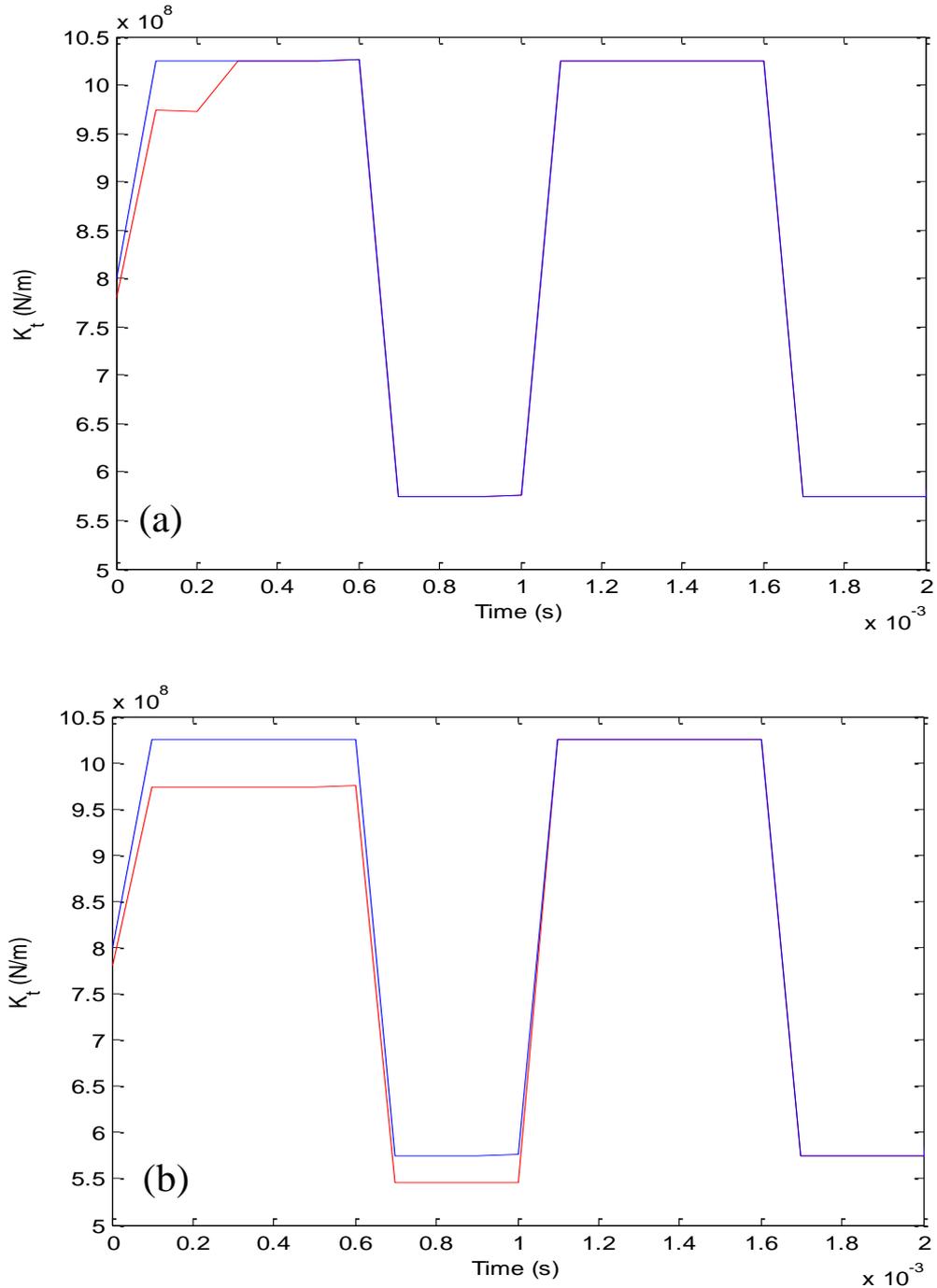


Figure III.8 Influence des défauts sur la raideur d'engrènement.  
(a) cas de défaut de piqûres. (b) cas de défaut de fissure.

Il a été établi [8, 27] que le défaut d'une dent d'engrenage va entraîner des changements dans l'amplitude et la phase des vibrations, qui à leur tour peuvent être représentés par des changements d'amplitude et de phase dans la rigidité d'engrènement. Les variations induites au niveau de la raideur d'engrènement dues au défaut de fissure et de piqûres sont données à la Figure. III.8

La configuration non endommagée de la rigidité d'engrènement est donnée par 0% changement de phase et 0% réduction d'amplitude. Une modification d'Amplitude et de phase sont appliquées sur la rigidité d'engrènement de ces valeurs de référence pour simuler le défaut de piqûres ou de fissures.

Une modulation d'amplitude ou de phase de la raideur d'engrènement est donc prévue pour simuler l'influence du défaut de fissure ou de piqûres. En fait, la nouvelle expression de la raideur d'engrènement,  $k_d(t)$ , résultant de la modélisation des défauts peut être exprimée par [8, 27]:

$$k_d(t) = k(t) (1 - d(t)) \quad (III.1)$$

Où  $d(t)$  est la fonction de modulation.

$$d(t) = \alpha_i \sigma \delta \left( 1 + \sum_n \frac{\sin(n\alpha_i \sigma \pi)}{n\alpha_i \sigma \pi} \cos(n \Omega_{mi} t) \right) \quad (III.2)$$

Avec :

- $\Omega_{mi} = 2\pi f_{mi}$ ,  $i = 1, 2$ .  $f_{mi}$ , avec  $i = 1, 2$ , représente la fréquence de rotation de la roue affectée par le défaut.
- $0 < \delta < 1$  : modélise le taux de réduction de l'amplitude de la rigidité dû au défaut de fissure.
- $\alpha_i = \frac{\tau_i}{T_i} = 1/Z_i$ : représente le rapport cyclique, où  $\tau_i = T_{eng}/Z_i$  représente la durée dont laquelle la dent défectueuse est en contact avec les dents de la roue opposée.

- $0 < \sigma < 1$  modélise le taux de changement de phases induit au niveau de la raideur d'engrènement due au défaut de piqûres.
- $T_{eng} = \frac{1}{f_{eng}}$  : représente la période d'engrènement et  $f_{eng} = Z_1 f_{m1} = Z_2 \cdot f_{m2}$  représente la fréquence d'engrènement.

### III.3 Simulation du système électromécanique en présence des défauts

#### III.3.1 Cas d'un défaut de fissure

En se basant sur cette modélisation, nous avons considéré une fissure au niveau d'une dent du réducteur avec un taux de dégradation  $\delta = 25 \%$ . 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  $K_t(1 - \delta)$ .

Nous présentons les résultats de la simulation du système électromécanique en présence de ce défaut en insistant sur l'influence qu'il introduit au niveau du courant d'alimentation de la machine. L'analyse considère les grandeurs qui correspondent au régime permanent de fonctionnement. Pour expliquer et confirmer la nature de ces perturbations apportées par le défaut de fissure, nous avons analysé les grandeurs électromagnétique et mécanique mises en jeu, notamment le couple et les vitesses.

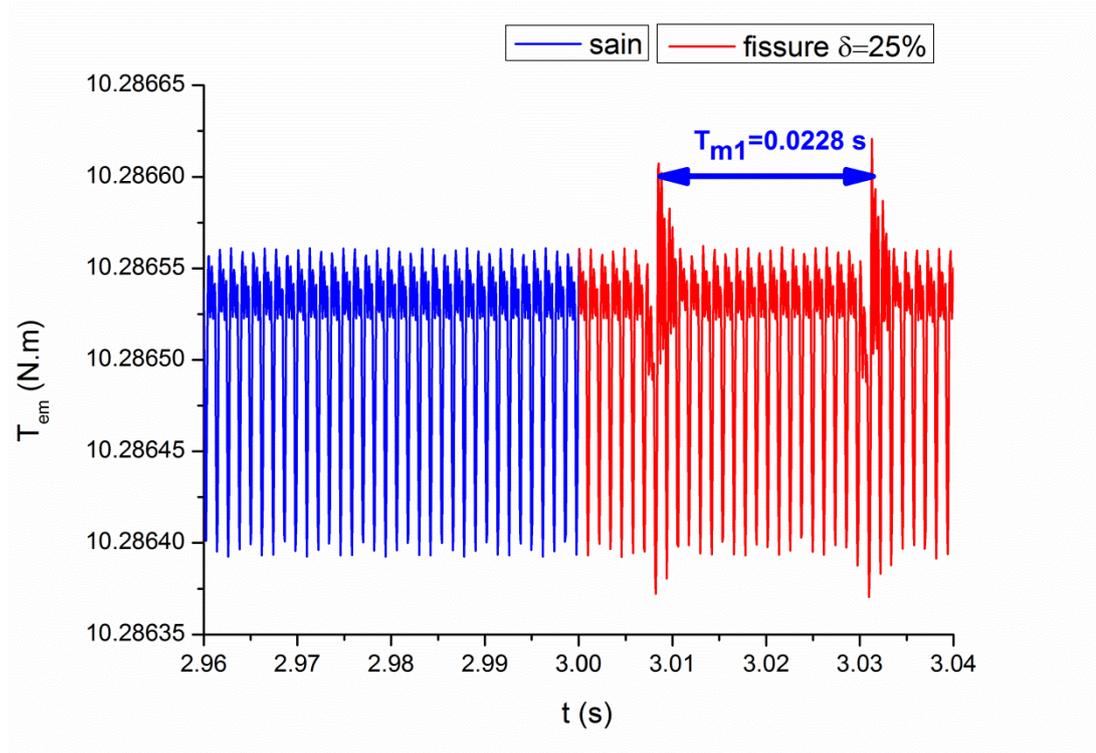


Figure III.9 Allure du couple électromagnétique en présence d'une fissure au niveau du pignon ( $\delta=25\%$ ).

Pour ce niveau de fissure et à la vitesse de rotation considérée, le couple dû à la déformation est plus important au niveau de la dent fissurée en raison de la dégradation de la rigidité. C'est pour cette raison que le couple électromagnétique présente des transitoires qui sont répétitives à la fréquence de rotation de la dent endommagée (Figure III.9).

Les vitesses de rotation mécanique des deux roues présentent des fluctuations, dont la nature suit celles du couple électromagnétique (Figure III.10).

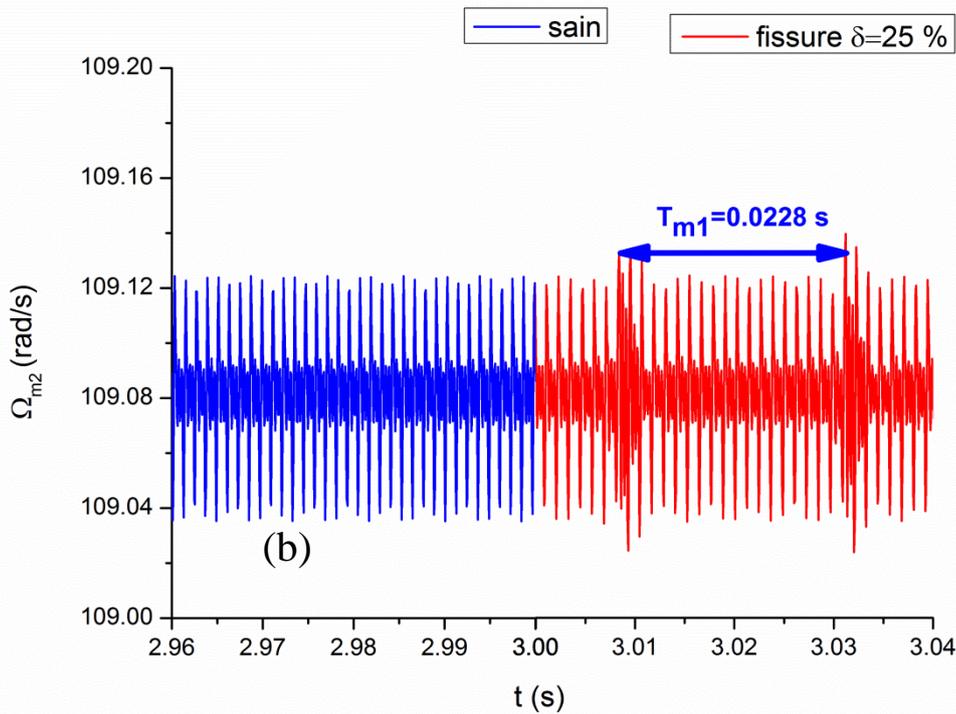
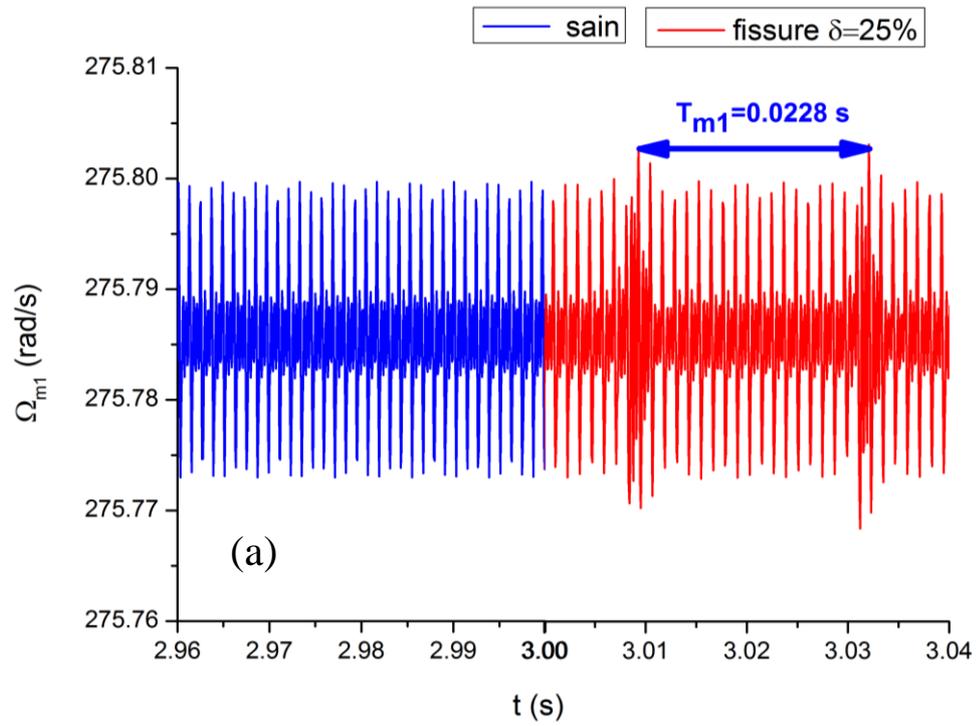


Figure III.10 Allures des deux vitesses de rotation en présence d'une fissure au niveau du pignon ( $\delta=25\%$ ). (a), vitesse de rotation du pignon. (b) vitesse de rotation de la grande roue.

Le courant statorique, ne présente visiblement pas de variations, (Figure. III.11).

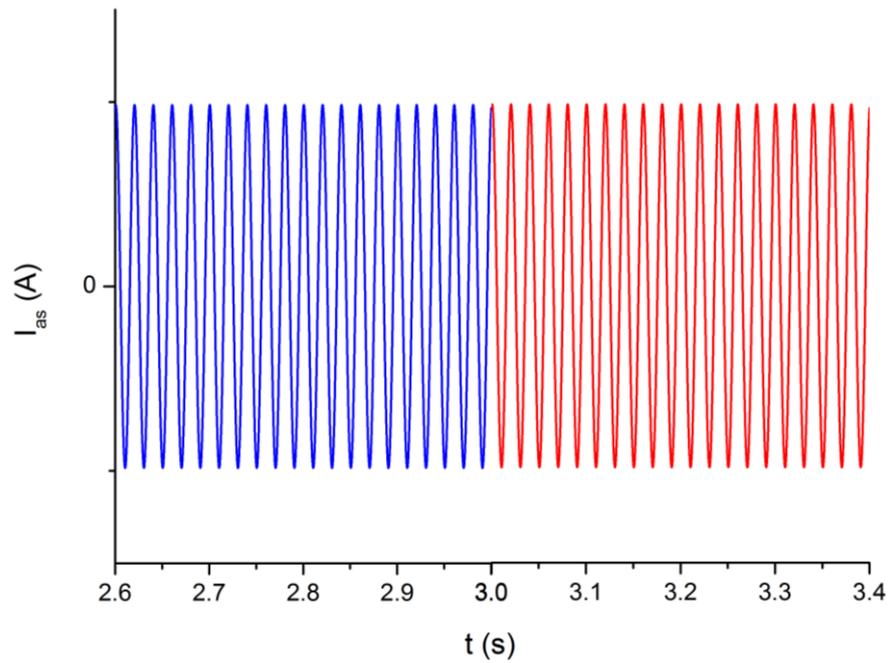


Figure. III.11 Allure du courant statorique en présence d'une fissure au niveau du pignon ( $\delta=25\%$ ).

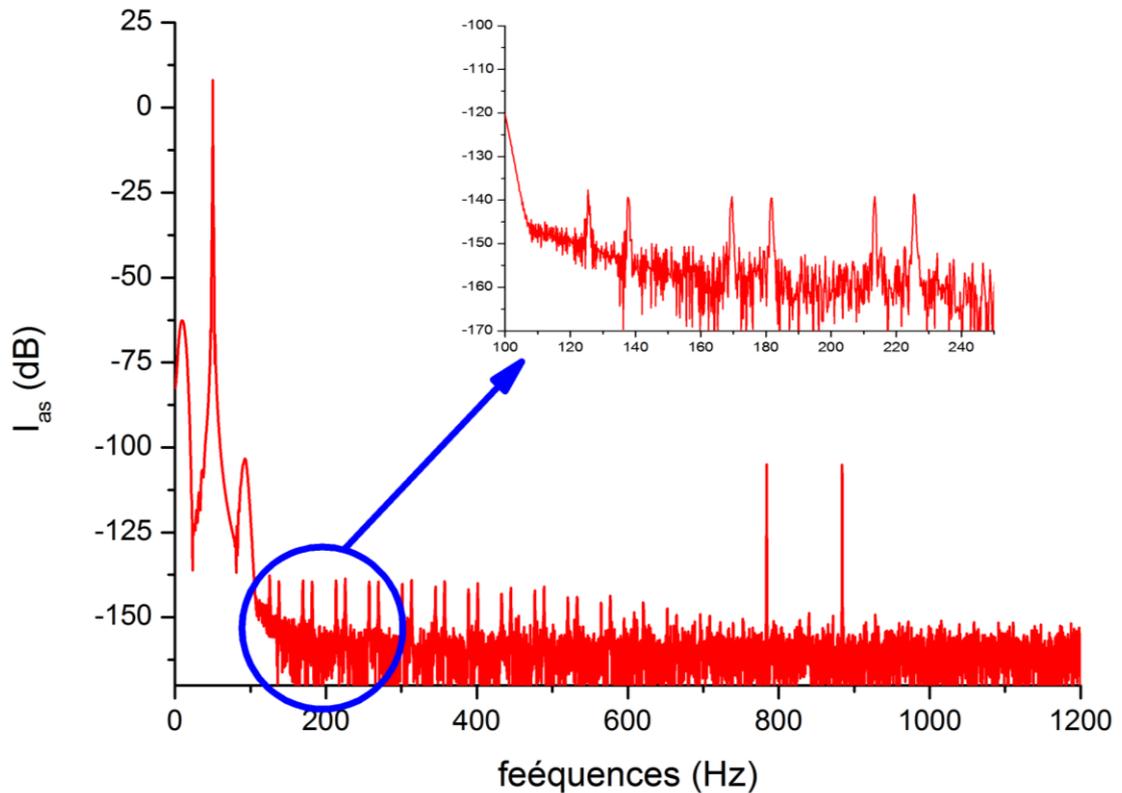


Figure. III.12 Spectre du courant statorique en présence d'une fissure au niveau du pignon ( $\delta=25\%$ ).

Nous avons réalisé ensuite une analyse spectrale du courant, dans les mêmes conditions que pour le spectre de référence, pour une dent du pignon fissurée ( $\delta = 25\%$ ). La fréquence du défaut est celle de l'arbre moteur, soit  $f_{m1}$ .

Ce spectre (Figure III.12), comparé à celui de référence, montre une évolution significative de la raie relative à la fréquence du défaut et ses harmoniques, laquelle module la fréquence du fondamental. En effet, la présence de ce défaut introduit des raies relatives aux fréquences :

$$|f_{alim} \pm k \cdot f_{m1}|, k = 1, 2, \dots, n$$

Il est à noter que l'amplitude du fondamental ne subit pas de changement.

*D'après cette caractérisation du défaut, nous pouvons conclure à la caractérisation des raies dans le spectre du courant statorique, laquelle est régie par l'expression :  $|f_{alim} \pm k \cdot f_{m1}|$ .*

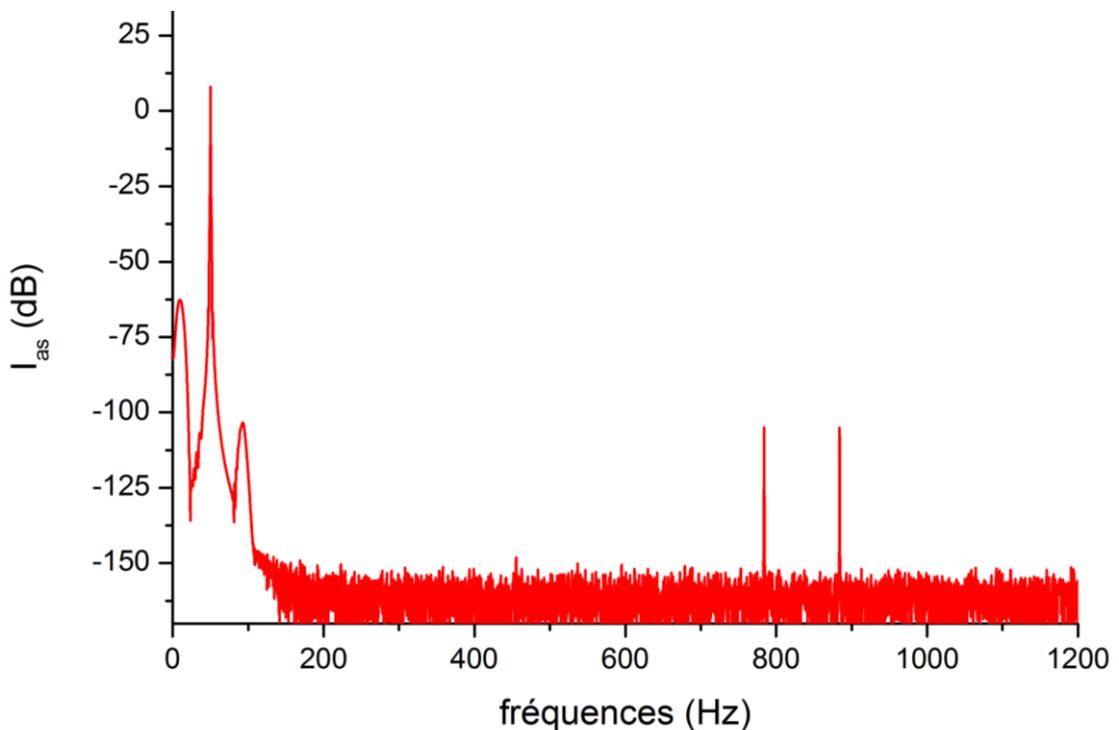
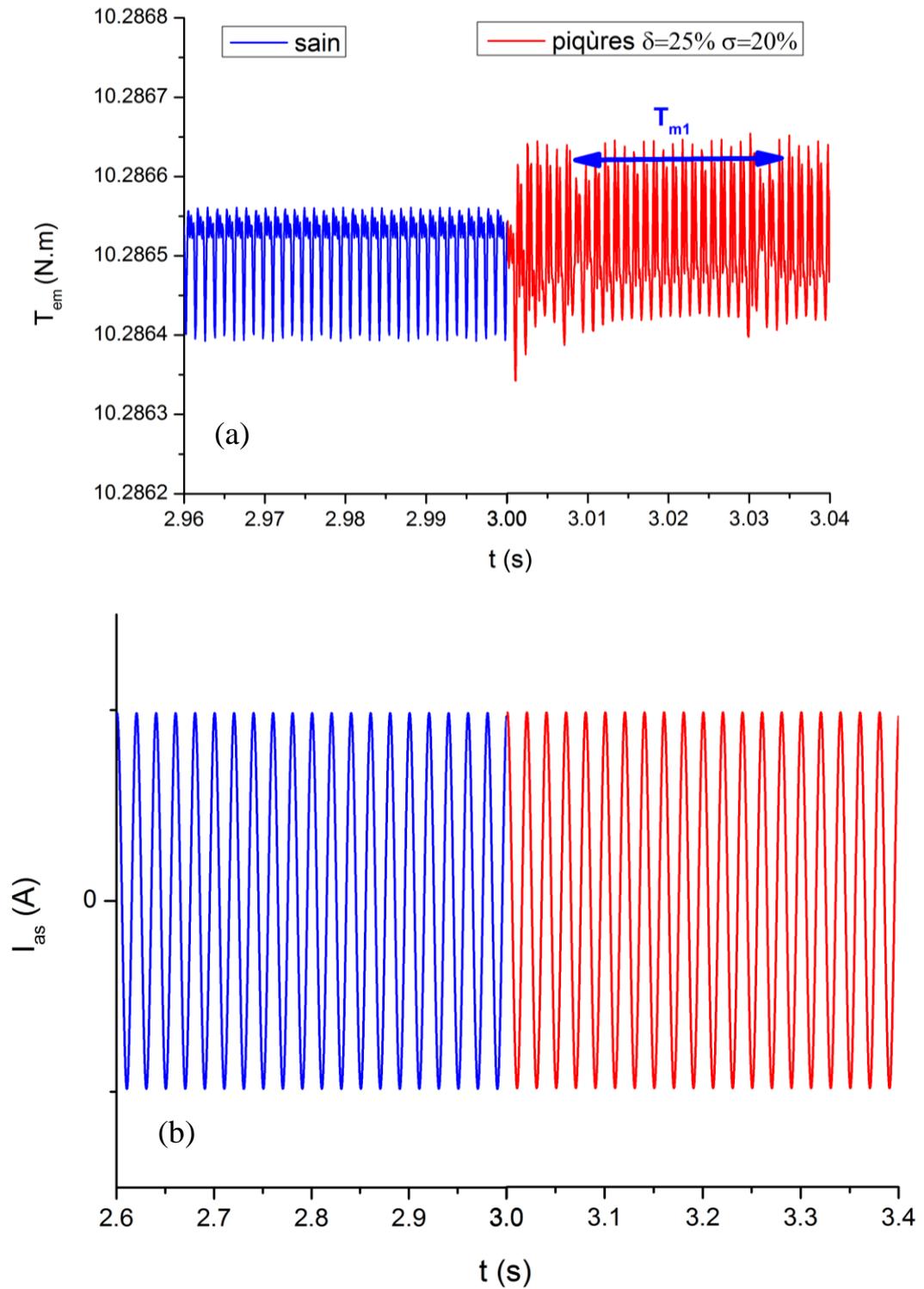


Figure. III.13 spectre du courant statorique en présence d'une fissure au niveau du pignon ( $\delta=2.5\%$ ).

## III.3.2 Cas de piqûres sur une dent du pignon.



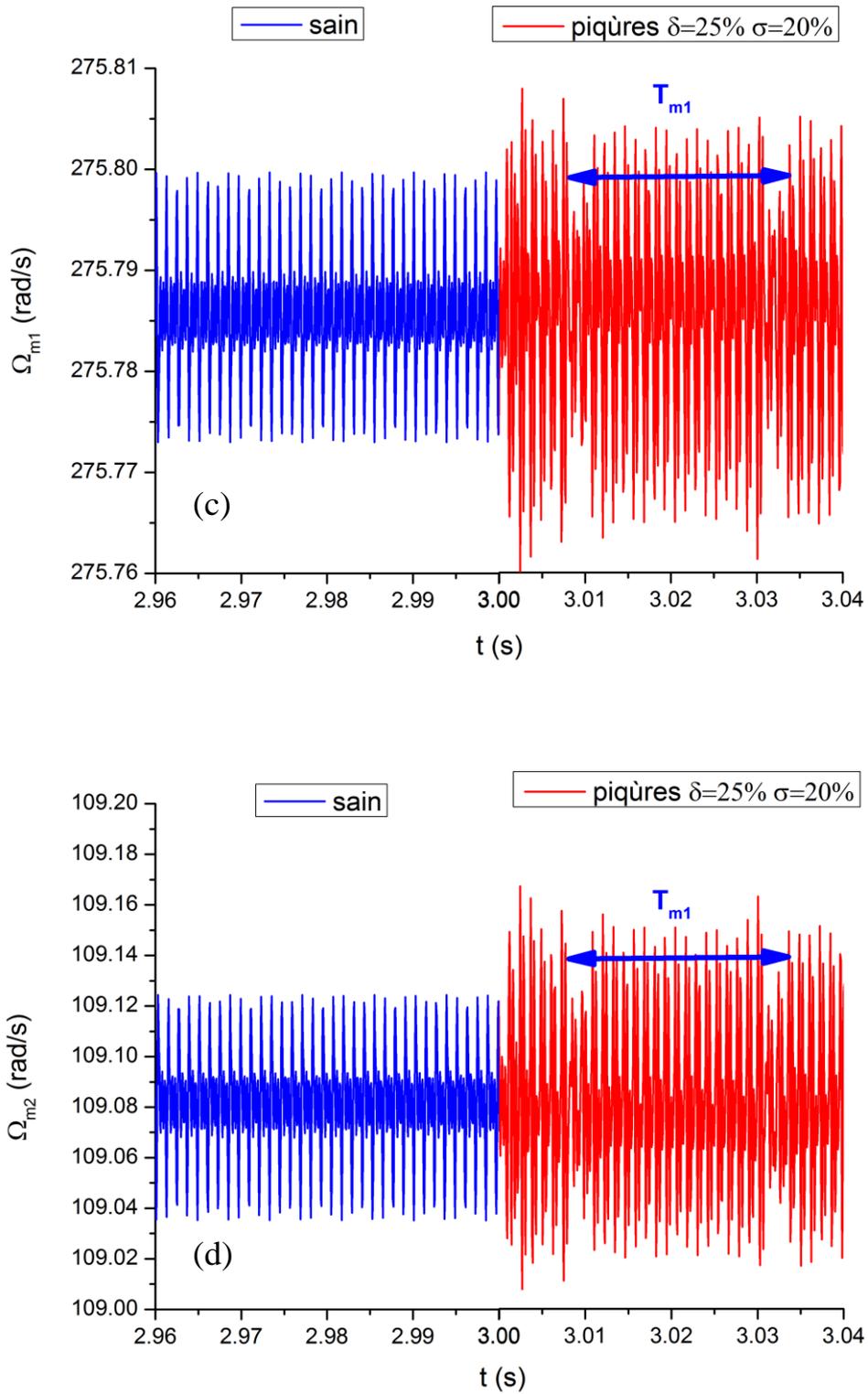


Figure III.14. (a) Allure du couple électromagnétique, (b) Allure du courant statorique, (c) Allure de la vitesse de rotation du pignon, (d) Allure de la vitesse de rotation de la grande roue.

Les simulations menées dans les mêmes conditions de fonctionnement que celles dans le cas de défaut de fissure, ont conduit respectivement à la courbe du couple électromagnétique, la courbe du courant, la courbe de la vitesse de rotation du pignon, et la courbe de la vitesse de rotation de la grande roue. Les piqûres affectent une dent du pignon avec une réduction de la raideur d'engrènement et un changement de phase respectivement de  $\delta=25\%$  et  $\sigma = 20\%$ .

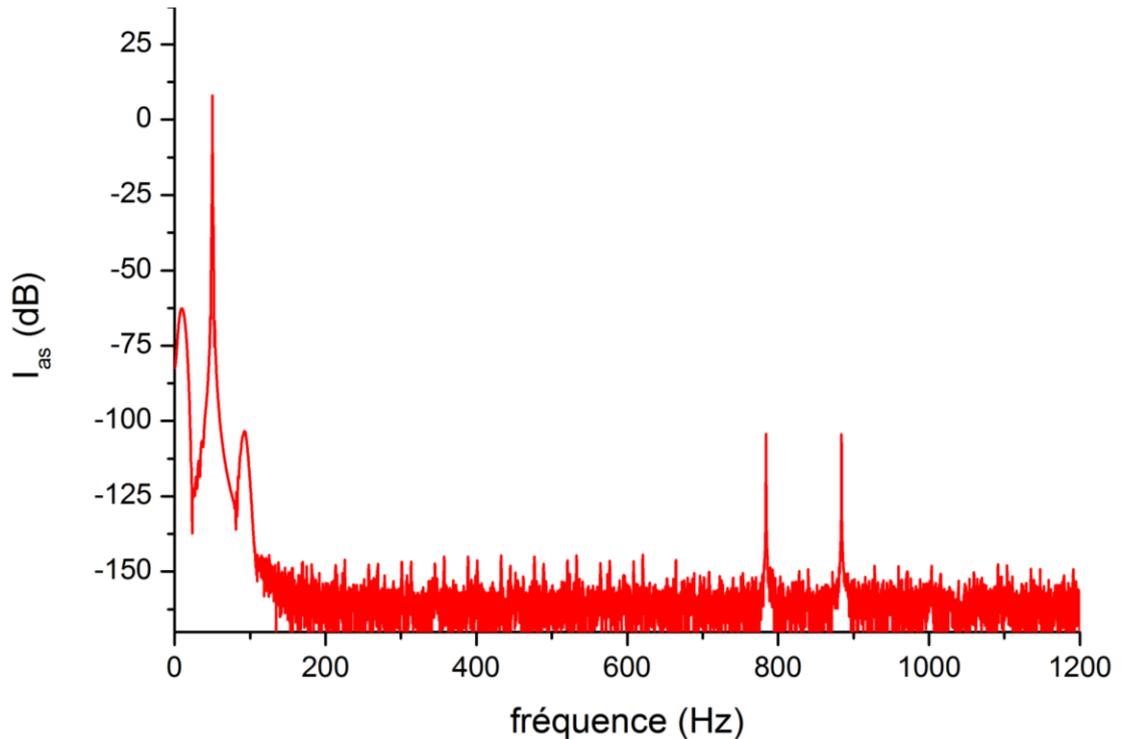


Figure. III.15 spectre du courant statique en présence des piqûres au niveau du pignon ( $\delta=25\%$   $\sigma=20\%$ ).

En effet, la présence du défaut de piqûres entraîne des transitoires dans le couple électromagnétique, et dans les deux vitesses de rotation (Figure IV.15.a, c et d). Mais ces transitoires sont différents de celles dues à une fissure d'une dent du pignon : ils sont moins importants en amplitude (figure. III.14.a, d et c). Le courant statique, ne présente visiblement pas de variations (Figure III.14.b).

Les chocs dus aux piqûres de la dent se produisent à la fréquence de rotation mécanique du pignon. Chaque choc crée un transitoire qui s'atténue avant la production du prochain choc.

Le spectre du courant a été calculé pour des piqûres qui ont pour effet une diminution locale de la rigidité d'engrènement et un changement de phase respectivement de  $\delta=25\%$  et  $\sigma=20\%$  et avec les mêmes paramètres que pour un défaut de fissure sur une dent du pignon.

Ce défaut provoque la modulation du fondamental en générant les mêmes harmoniques que celles introduites par un défaut de fissure ( $|f_{alim} \pm k \cdot f_{m1}|$ ), mais dans des proportions moins importantes.

*Cela révèle l'importance de l'influence de la nature du défaut sur le degré de distorsion du courant.*

Dans les deux cas du défaut examinés, nous pouvons tirer deux importantes remarques :

La première est que, la présence du défaut naissant n'est pas détectable à partir de l'analyse spectrale du courant statorique.

La deuxième remarque, est que les deux défauts ont les mêmes fréquences caractéristiques ( $|f_{alim} \pm k \cdot f_{m1}|$ ). Ce qui est une contrainte majeur lors de la différenciation entre ces deux défauts.

En revanche, il faudra mener une analyse spectrale d'ordre supérieure pour comparer le contenu fréquentiel des deux courants et conclure ainsi à l'influence du défaut mécanique sur cette grandeur électrique.

### **Conclusion**

Ce chapitre nous a permis de montrer la répercussion du fonctionnement du réducteur défaillant sur les grandeurs mécaniques et électriques mises en jeu.

Les différents scénarii de défauts proposés à la modélisation et à l'étude révèlent un comportement différent du réducteur suivant la nature du défaut qui l'affecte.

Au vu des résultats obtenus, une conclusion consiste à noter que pour les défauts étudiés, un premier niveau de localisation ne peut être effectué : les deux défauts ont les mêmes fréquences caractéristiques.

Nous nous intéressons par la suite à l'analyse spectrale d'ordre supérieure (Kurtosis Spectral) des courants statoriques obtenus par les simulations du fonctionnement du système électromécanique en présence des défauts qui ont été considérés. Cette approche permettra d'apporter l'aspect quantitatif quant aux signatures spectrales de ces défauts afin de caractériser les différents changements dans le comportement du réducteur à partir de la mesure des courants d'alimentation de la machine.

## Chapitre IV

Caractérisation des défauts par analyse  
spectrale d'ordre quatre

## Introduction

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser dans un premier temps à la présentation du Kurtogramme rapide. C'est un outil récent d'analyse spectrale à l'ordre quatre qui permet de détecter dans un signal la présence de structures non-stationnaires, de les localiser en fréquence et, d'une certaine manière, de les caractériser.

Après la présentation du Kurtogramme rapide, on passera à la caractérisation des changements introduits au niveau du Kurtogramme du courant statorique en présence des défauts du réducteur.

Dans le cas particulier de la surveillance et du diagnostic, les méthodes qui reposent sur une approche signal nous permettent de détecter l'apparition d'un défaut à partir de la comparaison de la signature observée en mode dégradé avec une signature de référence qui utilise des caractéristiques temporelles, fréquentielles et éventuellement statistiques des signaux.

Comme nous l'avons précédemment évoqué, la surveillance de la charge mécanique – plus particulièrement le réducteur – couplé à l'entraînement asynchrone va s'effectuer à partir du traitement des courants statoriques. Il s'agit des méthodes dites de **MCSA** (*Motor Current Signatur Analysis*).

Cette technique a beaucoup été étudiée et utilisée durant cette dernière décennie pour la surveillance de l'état des machines à induction en vue de détecter les défauts d'origine électrique et mécanique pouvant les affecter. Cependant, l'analyse du courant statorique a été très peu utilisée pour la détection des défauts purement mécaniques des charges entraînées par ces machines, et ce malgré les avantages que présente l'utilisation de ce signal, à savoir l'accessibilité, le caractère non invasif, la maîtrise de cette technique et son efficacité même dans les milieux hostiles. En outre, son utilisation pour la commande nous épargne le rajout de capteurs supplémentaires, notamment les capteurs de grandeurs mécaniques délicats d'utilisation.

### IV.1 Kurtosis spectral des signaux non-stationnaires

Le Kurtosis Spectral (KS) est un descripteur fréquentiel initialement introduit par Dwyer pour pallier l'incapacité de la Densité Spectrale de Puissance (DSP) à détecter et à caractériser des non-stationnarités dans un signal [37].

L'idée consiste à calculer le Kurtosis du signal analysé à "chaque fréquence" afin de discerner les structures non-stationnaires et d'indiquer dans quelle(s) bande(s) de fréquences celles-ci se réalisent.

Cette manière de faire s'avère relativement robuste par rapport au bruit additif stationnaire, contrairement au Kurtosis global. Dans [38], J. Antoni a donné une définition formelle du KS des signaux non-stationnaires à partir de la décomposition de Wold-Cramér. Rappelons que cette décomposition stipule que, sous des conditions relativement faibles, tout processus non-stationnaire centré  $X(n)$ ,  $n \in \mathbb{Z}$  se décompose sous la forme :

$$X(n) = \int_{-1/2}^{+1/2} H(n, f) e^{j2\pi fn} dZ_x(f) \quad (IV.1)$$

Où  $dZ_x(f)$  est un incrément spectral orthogonal et  $H(n, f)$  s'interprète comme l'enveloppe complexe de  $X(n)$  à la fréquence  $f$ . Le KS de  $X(n)$  se formule alors:

$$K_x(f) = \frac{|H(n, f)|^4}{\langle |H(n, f)|^2 \rangle^2} - 2 \quad (IV.2)$$

Où  $\langle f(n) \rangle = \lim_{N \rightarrow \infty} N^{-1} \sum_{n=1}^N f(n)$  symbolise la moyenne temporelle d'une fonction  $f(n)$ . Cette définition jouit de nombreuses propriétés dont nous rappelons brièvement les plus importantes:

- (i) le KS des processus stationnaires réguliers est une fonction constante de la fréquence,
- (ii) le KS des processus stationnaires gaussiens est une fonction identiquement nulle,

(iii) en présence de bruit stationnaire additif  $N(n)$ , le KS d'un processus non-stationnaire  $X(n)$  s'exprime

$$K_{(X+N)}(f) = \frac{K_X(f)}{[1 + \rho(f)]^2} \quad (IV.3)$$

Où  $\rho(f)$  est le rapport bruit-à-signal en fonction de la fréquence. Les propriétés (i)-(iii) suffisent à comprendre la capacité du KS à détecter, caractériser et localiser en fréquence des non-stationnarités.

## IV.2 Le Kurtogramme

L'estimation du KS tel que défini par l'équation (IV.2) se conçoit sans trop de difficulté par extension des estimateurs de la DSP à l'ordre 4. Les estimateurs potentiels se ramènent alors, d'une manière ou d'une autre, à calculer les Kurtosis d'enveloppes complexes en sortie d'un banc de filtres. Ces estimateurs ne sont stables – dans le sens où ils fournissent des estimations relativement invariantes par rapport au choix des paramètres d'analyse – que pour des processus localement stationnaires [38], [39]. Par contre dans le cas de processus fortement non-stationnaires (typiquement des impulsions), le KS affiche des valeurs qui dépendent sensiblement du choix de la résolution fréquentielle, c'est à dire de la largeur des bandes du banc de filtres. Par exemple, le cas extrême où la largeur des bandes devient infiniment étroite implique un KS nul en raison du théorème de la Limite Centrale. Cet état de fait n'est pas forcément un inconvénient, mais veut simplement dire que pour un processus non-stationnaire quelconque, le KS dépend à la fois de la fréquence *et* de la résolution fréquentielle. A titre d'exemple le KS d'un signal composé d'impulsions brèves en temps sera mieux estimé à partir d'un banc de filtres à bandes larges et donc associé à une résolution fréquentielle grossière. A l'inverse un signal non-stationnaire créé par des modulations lentes de certaines de ses composantes harmoniques devra être analysé avec une résolution fréquentielle très fine. En bref, à chaque type de non-stationnarité correspond une dyade

{ fréquence(  $f_c$  ) / résolution fréquentielle ( $\Delta f$  ou  $Bw$ ) } qui maximise son Kurtosis et donc sa détection. Le nom du *kurtogramme* est donné alors à la représentation du KS dans le plan ( $f_c$ ;  $Bw$ ).

### IV.3 Principes d'estimation du Kurtogramme

Comme précisé précédemment, les estimateurs du Kurtogramme se ramènent d'une manière ou d'une autre au calcul du Kurtosis des coefficients en sortie d'un banc de filtres. Les gabarits des filtres doivent vérifier un certain nombre de contraintes décrites ci-dessous [40]:

1. *Invariance en translation* : les valeurs du Kurtogramme doivent rester invariantes par rapport à toute translation  $t_0$  de l'axe des temps, i.e.  $Kurt \{X(n - n_0)\} = Kurt \{X(n)\}$ .
2. *Insensibilité aux harmoniques purs* : le Kurtogramme d'une composante fréquentielle d'amplitude *constante* à la fréquence  $f_0$  doit être nul (il s'agit de ne pas détecter les composantes harmoniques qui, en toute rigueur, sont *stationnaires*),
3. *Localisation fréquentielle* : afin de conserver l'interprétation du Kurtogramme comme le Kurtosis du signal pour une dyade {fréquence / résolution fréquentielle} ( $f; \Delta f$ ), il est nécessaire d'avoir des filtres proches de filtres passe-bande idéaux  $[f - \Delta f ; f + \Delta f]$ ,
4. *Concentration fréquentielle* : si le Kurtogramme est utilisé pour sélectionner une bande de fréquence optimale où démoduler le signal, les filtres doivent en plus respecter le théorème de Bedrosian, c'est à dire avoir des gabarits de largeur de bande telle que  $\Delta f \leq f$ ,
5. *Rapidité de calcul* : enfin les filtres doivent se prêter à une implémentation numérique rapide qui évite le traitement de toute information redondante.

Le respect des contraintes (1-5) conduit à une construction logique de l'estimateur du Kurtogramme.

Une solution efficace pour concilier les contraintes (1-5) est alors de bâtir un banc de filtres quasi-analytiques avec sous-échantillonnage critique. Par le terme « quasi-analytique » nous entendons le

fait d'approcher l'analyticité théorique à partir de filtres FRI, et par le terme « sous échantillonnage critique » le fait de décimer d'un facteur  $M$  un banc de filtres à  $M$  bandes. Les détails de l'implémentation de l'algorithme sont décrits dans le paragraphe suivant.

#### IV.4 Principe du Calcul du Kurtogramme

Le principe de l'algorithme de calcul du Kurtogramme est basé sur une structure en bancs de filtres arborescente relativement classique [41], si ce n'est qu'elle s'appuie sur les propriétés particulières des filtres quasi-analytiques.

Soit  $h(n)$  un filtre prototype passe-bas, de fréquence de coupure  $f_c = 1/8 + \varepsilon$ ,  $\varepsilon \geq 0$  à partir duquel nous construisons deux filtres d'analyse quasi-analytiques  $h_0(n)$  et  $h_1(n)$ , respectivement « passe-bas » et « passe-haut » dans les bandes de fréquence  $[0; 1/4]$  et  $[1/4; 1/2]$ :

$$h_0(n) = h(n)e^{j\pi n/4} \quad (IV.4)$$

$$h_1(n) = h(n)e^{j3\pi n/4}$$

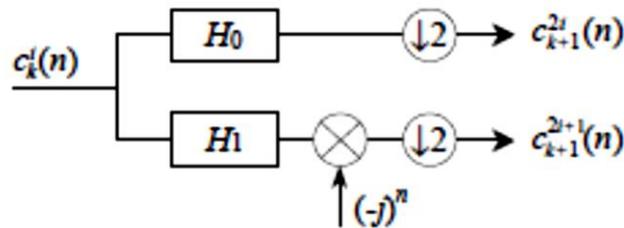


Figure IV. 1 Filtrages passe-bas et passe-haut élémentaires.

Les filtres  $h_0(n)$  et  $h_1(n)$  vont servir de base à l'élaboration du banc de filtres arborescent en réalisant les opérations élémentaires de la Figure IV.1 itérées en cascade de manière à obtenir l'arbre de décomposition de la Figure IV.2, dont chaque niveau  $k$  représente un banc de filtres "uniforme"    $2k$  bandes. Comme indiqué dans la Figure IV.1, notons  $C_k^i(n)$  la séquence des

coefficients issus du  $i^{\text{ème}}$  filtre,  $i = 0 \dots \dots \dots 2^{k-1}$ , au  $k^{\text{ème}}$  niveau de l'arbre de décomposition. Par filtrage avec  $h_0(n)$  et  $h_1(n)$  suivi d'un sous échantillonnage par 2, cette séquence donne alors naissance à deux nouvelles séquences  $C_{k+1}^{2i}(n)$  et  $C_{k+1}^{2i+1}(n)$  de longueurs deux fois plus courtes au niveau  $k + 1$ .

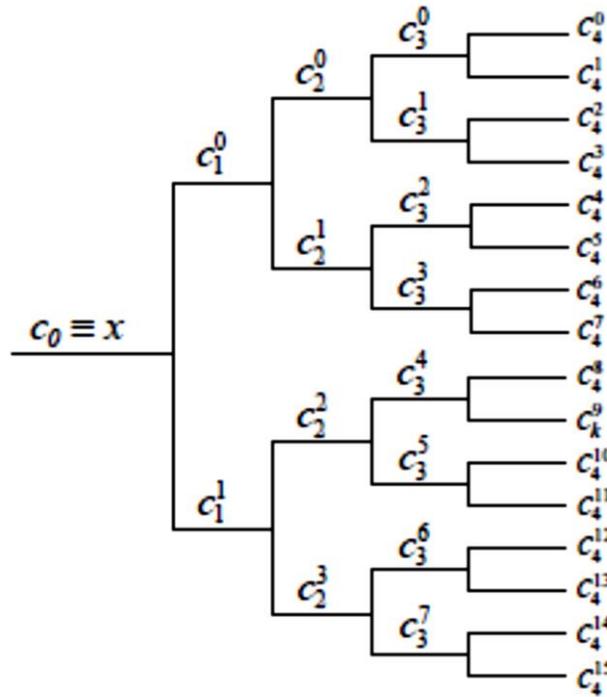


Figure IV. 2 Principe de calcul rapide du Kurtogramme par une structure en bancs de filtres arborescente.

Le processus est itéré du niveau  $k = 0$  où  $C_0(n) = X(n)$  jusqu'à un niveau  $K - 1$  spécifié, le nombre de bandes – et donc de séquences filtrées – augmentant d'un facteur 2 à chaque nouveau niveau. Notons que la multiplication par  $(-j)^n$  dans les branches supérieures (après filtrage par  $h_1$  et avant sous-échantillonnage) permet de ramener les séquences filtrées passe-haut en bande de base et donc de respecter l'ordonnancement fréquentiel du banc de filtre aux niveaux suivants. Par conséquent il s'ensuit que les coefficients  $C_k^i(n)$  sont indicés par un indice fréquentiel  $i$  et par un indice de résolution fréquentielle  $k$ , et qu'ils s'interprètent comme l'enveloppe complexe de  $X(n)$  (sous échantillonnée d'un facteur  $2k$ ) dans la bande de fréquence positionnée sur la fréquence centrale

$f_i = (i + 2^{-1})2^{-k-1}$  et de largeur de bande  $(\Delta f)_k = 2^{-k-1}$ . Le Kurtogramme est finalement obtenu par le calcul du Kurtosis sur toutes les séquences de coefficients  $C_k^i(n)$ ,  $i = 0; \dots \dots \dots 2^k - 1$ ,  $k = 0; \dots \dots \dots K - 1$ :

$$K_k^i = \frac{|C_k^i(n)|^4}{\langle |C_k^i(n)|^2 \rangle^2} - 2 \quad (IV.5)$$

La représentation de  $K_k^i$  dans le plan  $(f; \Delta f)$  échantillonné aux nœuds  $(fi; \Delta f_k)$  est schématisé dans la Figure IV.3.

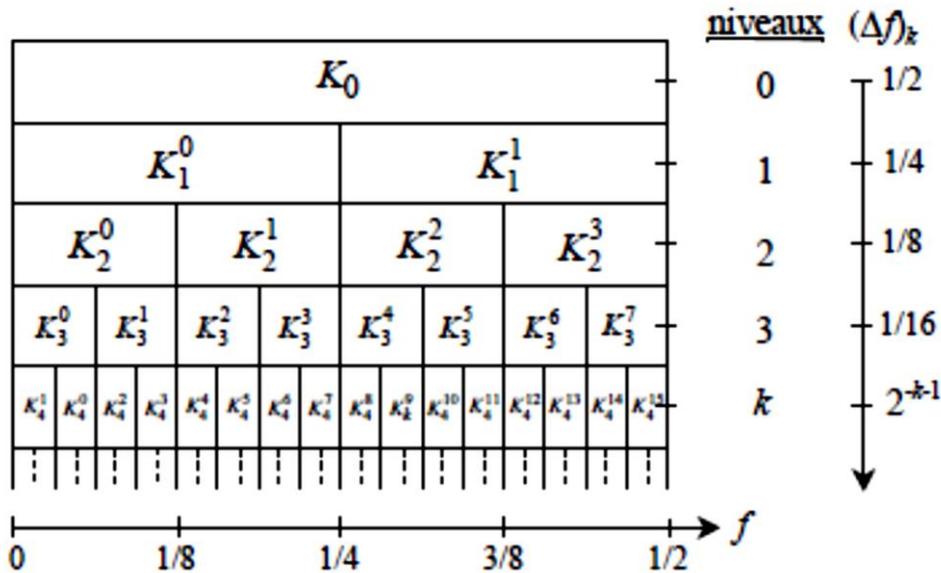


Figure IV. 3 Pavage (fréquence / résolution fréquentielle) du kurtogramme rapide

### IV.5 Caractérisation des défauts

En effet, la présence d'un défaut de denture provoque des chocs répétitifs au niveau du courant statorique dus à la réduction de la rigidité d'engrènement chaque fois que la dent défectueuse rentre en contact. Ces chocs présentent une faible énergie. Leurs détection est difficile voire impossible par les techniques conventionnelles du traitement du signal.

Pour s'affranchir de ce problème, nous proposons d'utiliser le Kurtogramme rapide qui est une technique dédiée à l'analyse des chocs dans un signal. Notre démarche, est basée sur les étapes suivantes :

1. Calculer le Kurtogramme correspondant au courant statorique, une augmentation du Kurtosis spectrale indique la présence des structures non stationnaires dans le courant statorique. La dyade correspondante à la valeur maximale du Kurtosis spectrale indique dans quelle bande fréquentielle se situe ces transitoires.
2. dimensionnement du filtre passe-bande sur la base des résultats du Kurtogramme: c'est à dire la dyade (fréquence (f) / résolution de fréquence (Bw)) correspondante à la valeur maximale du Kurtosis spectrale.
3. Analyse du signal filtré par la transformée de Fourier rapide

#### IV.5.1 Kurtogramme d'un système non défaillant

Dans la Figure IV.4 en représente le Kurtogramme du courant statorique de la machine asynchrone pour un réducteur sain. Le calcul se fait sur une durée de 3s en régime permanent.

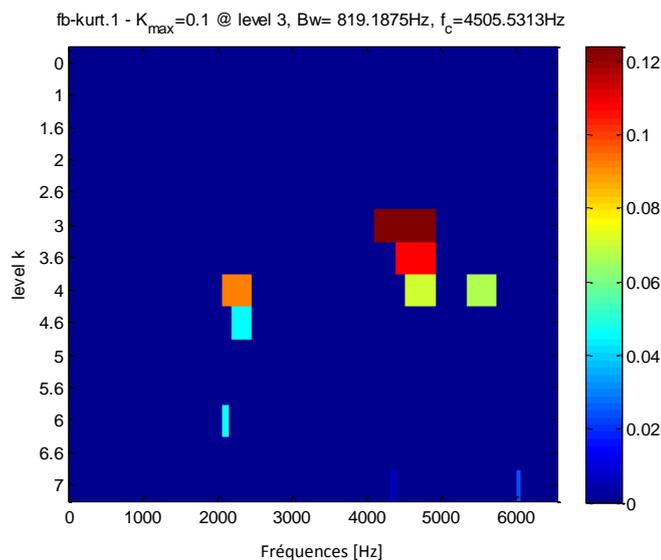


Figure IV.4 kurtogramme du courant statorique en mode sain

On peut observer que la valeur maximale du Kurtosis spectral se situe sur la dyade ( $Bw=819.1875$  Hz,  $f_c=4505.5313$  Hz). Le résultat du filtrage dans la bande de fréquence correspondante ainsi que le spectre du signal filtré sont représentés respectivement sur les Figures IV.5 et IV.6

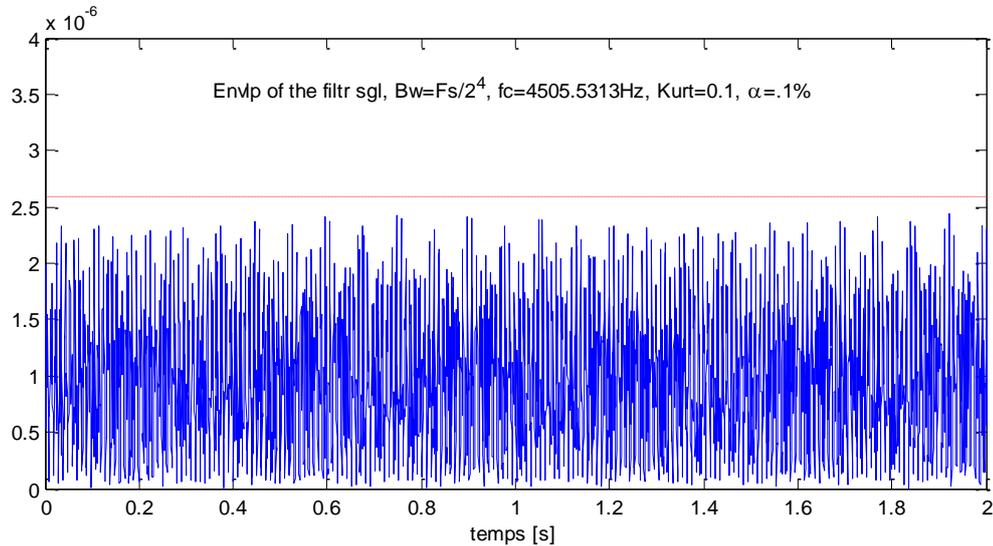


Figure IV.5 partie réelle de l'enveloppe complexe extraite via le kurtogramme avec  $Bw=819.1875$  Hz et  $f_c=4505.5313$  Hz

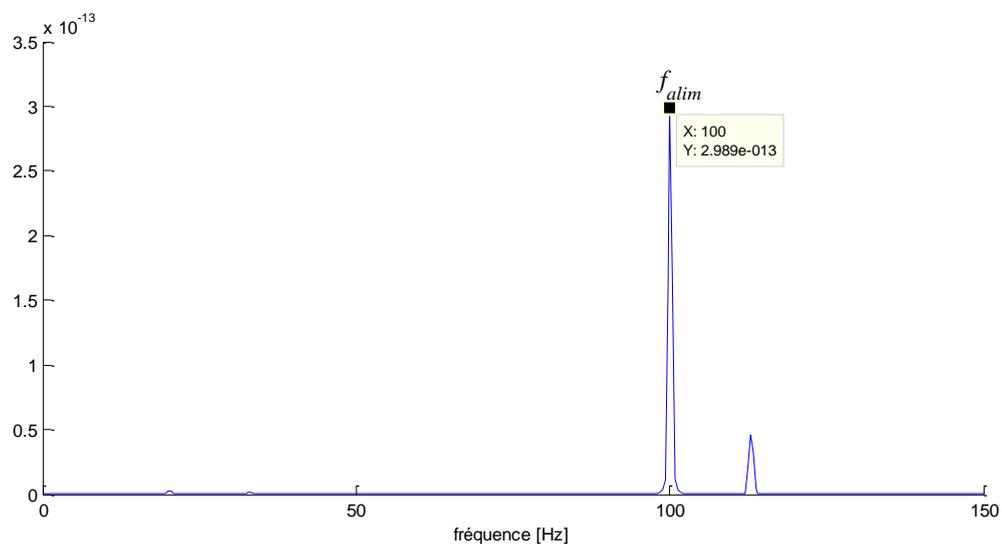


Figure IV.6 spectre du signal de la Figure IV.5

Le Kurtogramme et le spectre du signal filtré relatifs à la simulation du fonctionnement sain de l'entraînement sont considérés comme référence, auquel seront comparés tous les Kurtogrammes et les spectres des courants en présence des défauts du réducteur.

## IV.5.2 Caractérisation des signatures des défauts du réducteur à partir du courant statorique

### ➤ Cas du défaut de fissure d'une dent du pignon

Nous avons réalisé le Kurtogramme du courant, dans les mêmes conditions que pour le cas d'un réducteur sain, pour une dent du pignon fissurée avec  $\delta=2.5\%$ . La fréquence du défaut est celle de l'arbre moteur, soit  $f_{m1}$ .

En connaissant a priori la périodicité du défaut, l'observation du signal sur une durée de 3s est largement suffisante pour rendre compte de l'occurrence du défaut. D'autre part, il est important que les harmoniques associées au défaut soient bien des multiples du pas fréquentiel choisi.

En revanche, une non connaissance a priori de cette caractéristique suppose un intervalle d'observation beaucoup plus important. Cela est avantageux d'un côté car il permet d'améliorer la résolution fréquentielle mais il est pénalisant d'un autre côté par rapport au temps de calcul requis pour le calcul du spectre.

Sur la Figure IV.7, on représente Le Kurtogramme correspondant – calculé avec un filtre prototype à 7 coefficients.

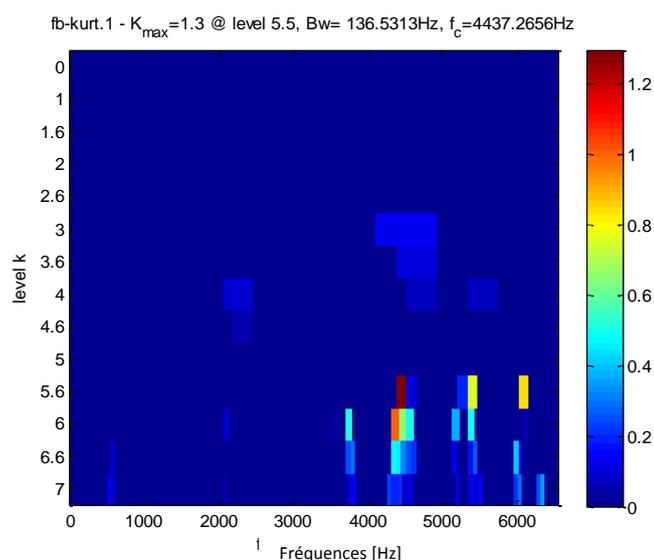


Figure IV.7 kurtogramme du courant statorique en présence du défaut de fissure ( $\delta=2.5\%$ )

Le Kurtogramme révèle une forte activité non-stationnaire sur la dyade  $Bw= 136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c=4437.2656\text{Hz}$  avec une valeur du Kurtosis spectrale maximale de 1.3. Le résultat du filtrage dans cette bande de fréquence est représenté sur la Figure IV .8, où la présence d'un choc anormale est maintenant clairement discernable. Le spectre d'enveloppe correspondant comparé à celui de référence, montre une évolution significative de la raie relative à la fréquence du défaut et ses harmoniques (Figure IV.9). En effet, la présence de ce défaut introduit des raies relatives aux fréquences :  $k \cdot f_{m1}$ ;  $k = 1,2 \dots \dots n$

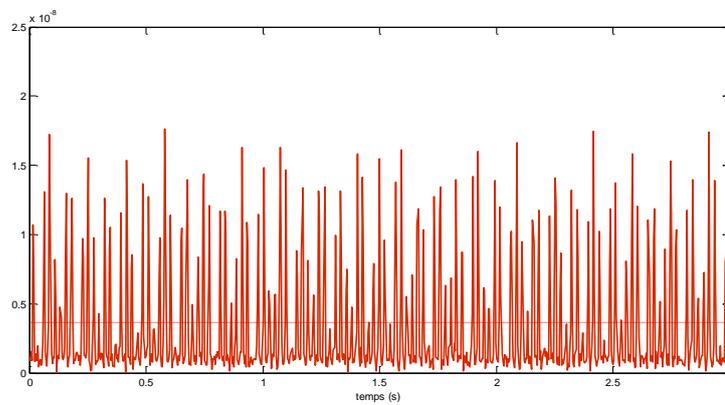


Figure IV.8 partie réelle de l'enveloppe complexe extraite via le kurtogramme avec  $Bw= 136.5313\text{Hz}$  et  $f_c=4437.2656\text{Hz}$ .

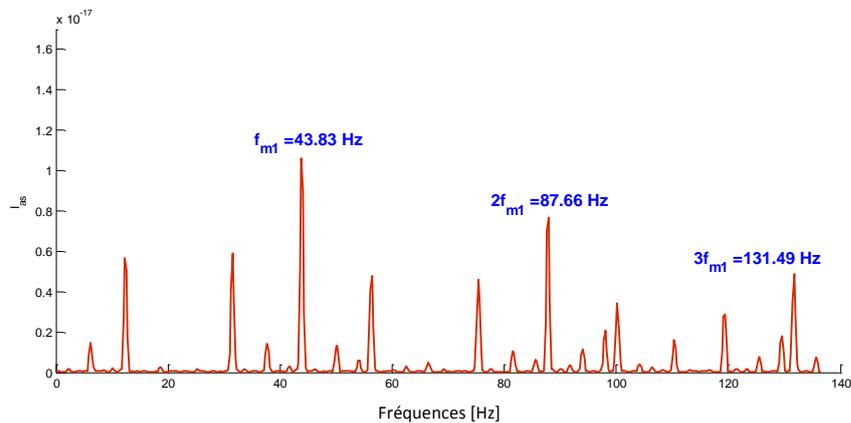


Figure IV.9 spectre du signal de la Figure IV.8

*D'après cette caractérisation du défaut, nous pouvons conclure à la caractérisation du défaut de fissure d'une dent du pignon laquelle est régie par une forte activité non stationnaire sur la dyade*

$B_w = 136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c = 4437.2656\text{Hz}$  et la manifestation des nouvelles raies dans le spectre d'enveloppe du courant statorique, relatives aux fréquences :  $k.f_{m1}$ .

### ➤ Evolution de la fissure d'une dent du pignon

Nous avons provoqué des fissures plus prononcées sur une dent du pignon. Ces fissures sont considérées d'une manière progressive de  $\delta=3\%$  à  $\delta=5\%$ .

La réalisation des Kurtogrammes relatifs aux courants montre une évolution parallèle de la valeur maximale du kurtosis spectral sur la dyade  $B_w = 136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c = 4437.2656\text{Hz}$  (Figure IV.10).

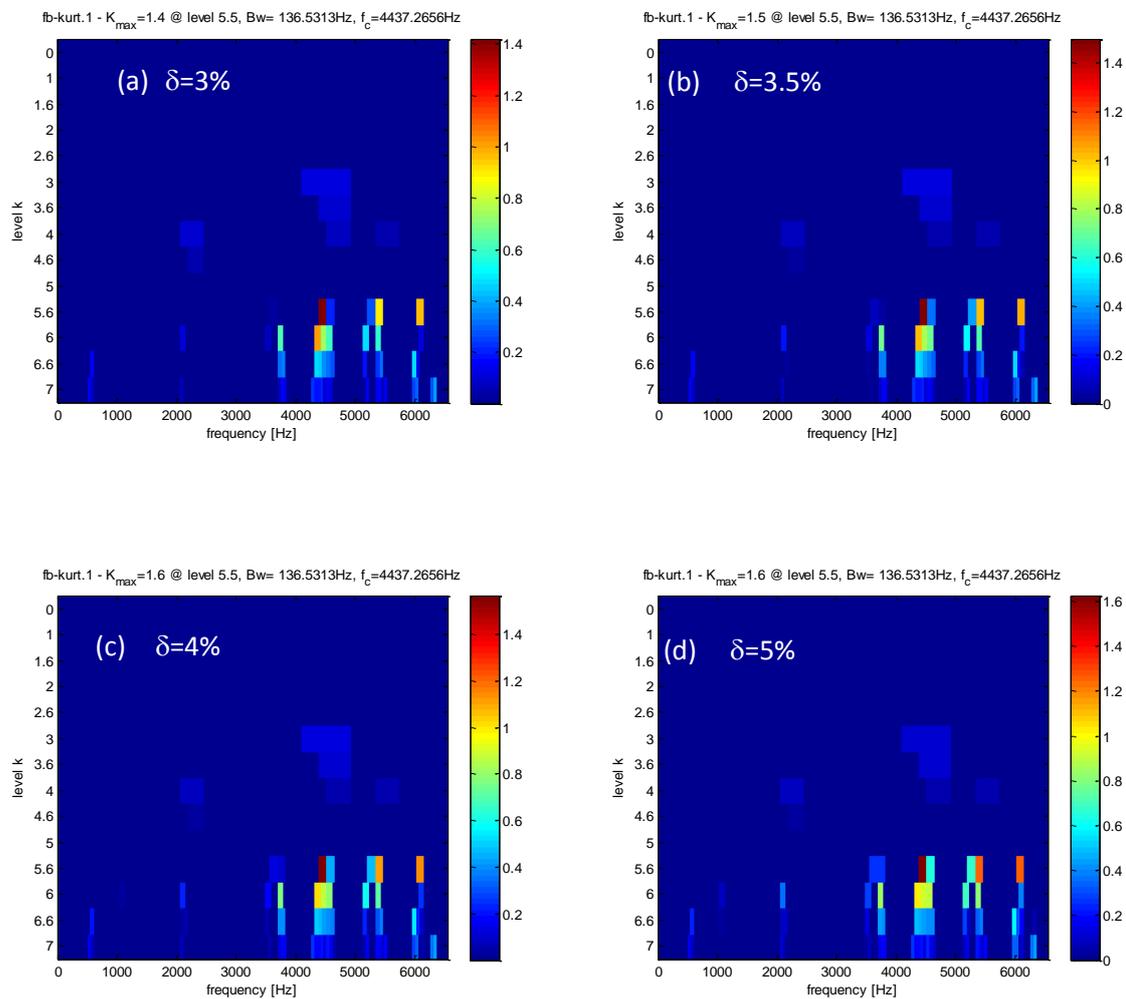
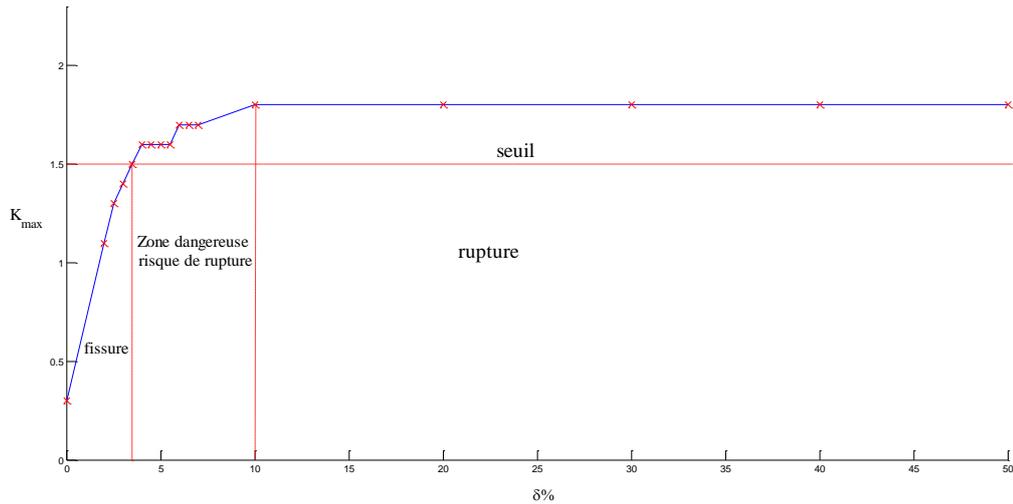


Figure IV.10 Influence de l'évolution de la fissure sur le kurtogramme

D'après la figure (Figure IV.10), l'évolution de la valeur du Kurtosis maximale suit bien celle du défaut et l'augmentation de leur valeur demeure significative par rapport au Kurtogramme de référence.

En examinant de plus près ces figures, il est à remarquer que la valeur maximale du Kurtosis est localisée toujours sur la même dyade ( $Bw= 136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c=4437.2656\text{Hz}$ ) Et ce quel que soit le niveau du défaut.

La figure ci-dessous (Figure IV.11) donne l'évolution de la valeur maximale du Kurtosis pour les différents niveaux de fissure de la dent.



**Figure IV.11 Evolution de la valeur maximale du kurtosis spectrale en fonction de l'évolution de la fissure**

Nous pouvons conclure que la valeur maximale du Kurtosis spectrale retrouvée sur la dyade ( $Bw= 136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c=4437.2656\text{Hz}$ ) représente un témoin du degré de dégradation de l'état de la denture. Nous pouvons conclure aussi qu'après une certaine valeur de  $\delta(10\%)$  la valeur maximale du kurtosis spectral admette une valeur constante (1.8). Nous pouvons donc supposer qu'à partir de  $\delta=10\%$  il y aura une rupture finale de la dent.

Ce résultat permet de déterminer un seuil pour le défaut de fissure. Lorsque le Kurtogramme affiche une valeur égale à 1.8 du kurtosis spectral, cela implique qu'il a une rupture finale de la dent. Donc pour éviter cette rupture il faut intervenir avant cette valeur du kurtosis spectral (1.8). Donc on doit proposer par exemple une valeur de 1.5 comme un seuil du kurtosis spectral.

➤ **Cas d'un défaut de piqûres sur une dent du pignon**

La présente section a pour but d'étudier les modifications générées par ce défaut au niveau du Kurtogramme du courant d'alimentation du moteur comparé à celui obtenu pour un fonctionnement sain du réducteur.

Pour quantifier ces modifications, nous avons réalisé des Kurtogrammes du courant relatifs à la présence des piqûres sur une dent du pignon et cela pour différents niveaux de défaut (Figure IV.12).

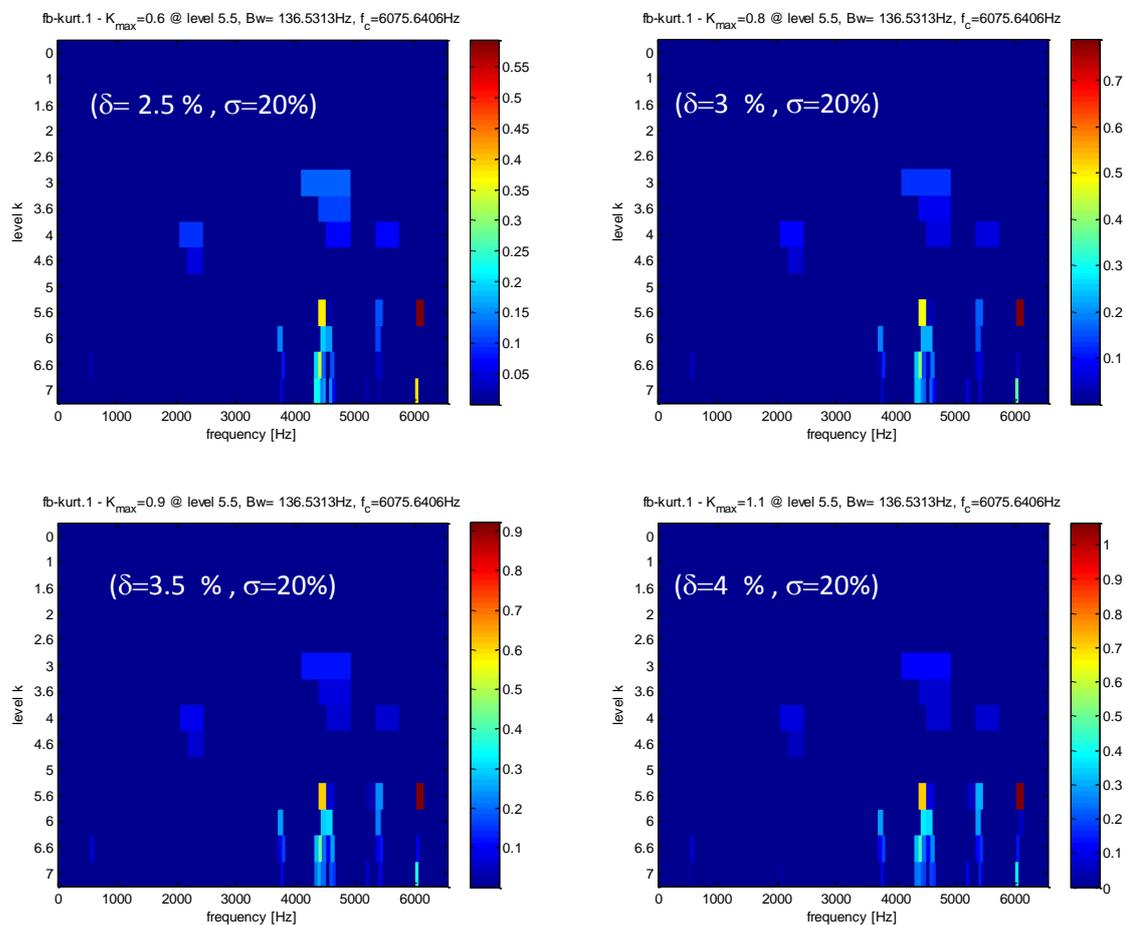


Figure IV.12 Kurtogrammes du courant statorique en présence des piqûres.

Ces Kurtogrammes ont été calculés pour des piqûres qui ont pour effet une diminution locale de la rigidité d'engrènement respectivement de  $(\delta = 2.5\%, \sigma = 20\%)$ ,  $(\delta = 3\%, \sigma = 20\%)$ ,  $(\delta = 3.5\%, \sigma = 20\%)$ ,  $(\delta = 4\%, \sigma = 20\%)$ .

$\sigma=20\%$ ), et ( $\delta=4\%$ ,  $\sigma=20\%$ ) et avec les mêmes paramètres que pour un défaut de fissure sur une dent du pignon.

Comme pour le cas d'un défaut de fissure ; on remarque que le Kurtogramme révèle une forte activité non-stationnaire mais cette fois ci sur la dyade  $Bw=136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c=6075.6406\text{Hz}$  dont la valeur maximale du Kurtosis augmente avec le niveau du défaut. En comparant ce résultat avec celui obtenu pour le cas d'un défaut de fissure nous pouvons conclure qu'à chaque défaut correspond une dyade qui le caractérise. Ce résultat est très important car il nous va permettre de faire la différence entre ces deux défauts, ce qui n'été pas possible avec les méthodes classiques.

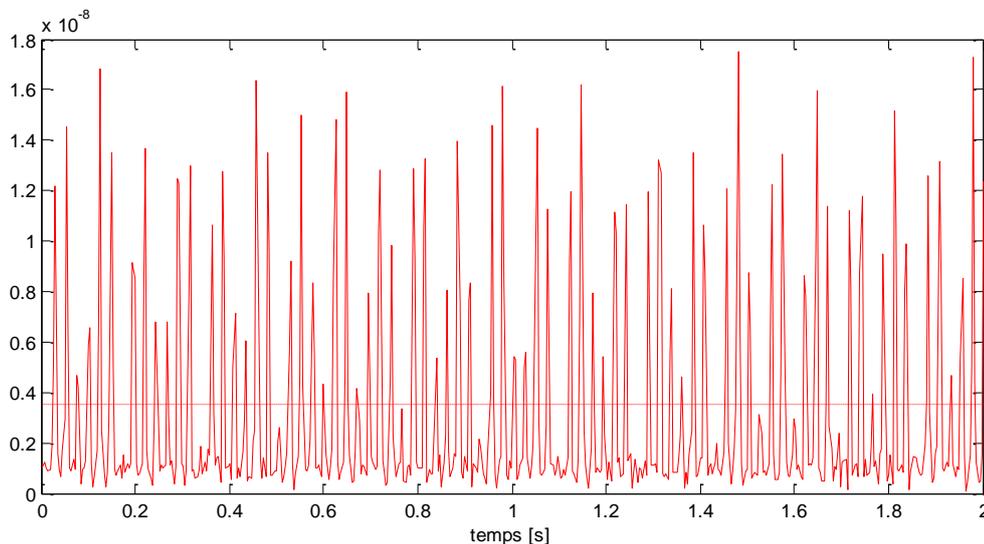


Figure IV.13 Partie réelle de l'enveloppe complexe extraite via le kurtogramme avec  $Bw=136.5313\text{Hz}$  et  $f_c=6075.6406\text{Hz}$  ( $\delta=2.5\%$ ,  $\sigma=20\%$ ).

Le résultat du filtrage dans cette bande de fréquence est représenté sur la Figure IV .13, où la présence d'un choc anormale est maintenant clairement discernable. Le spectre d'enveloppe correspondant (Figure IV .14) comparé à celui de référence, montre une évolution significative de la raie relative à la fréquence du défaut et ses harmoniques. En effet, la présence de ce défaut introduit des raies relatives aux fréquences :  $k.f_{m1}$ ;  $k = 1,2 \dots n$ .

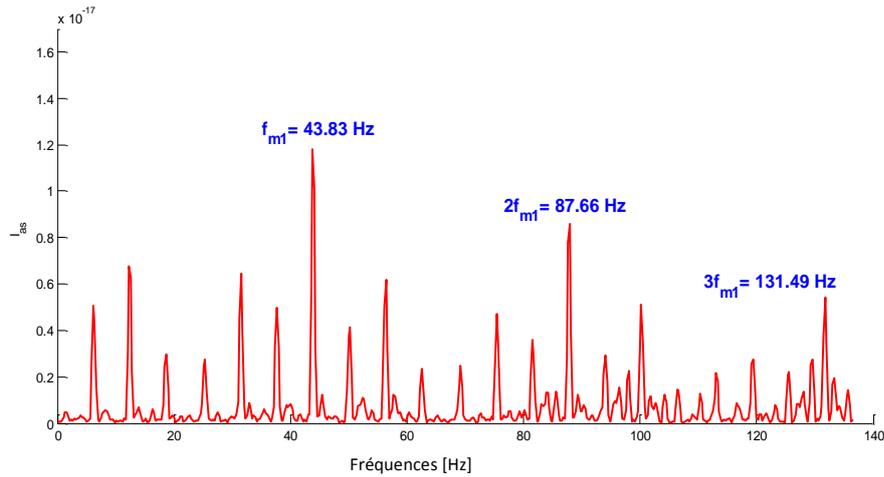


Figure IV.14 Spectre du signal de la Figure IV.13 ( $\delta=2.5\%$ ,  $\sigma=20\%$ )

*D'après cette caractérisation du défaut, nous pouvons conclure à la caractérisation du défaut de piquûre d'une dent du pignon laquelle est régie par :*

- *une forte activité non stationnaire sur la dyade  $Bw=136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c=6075.6406\text{Hz}$ .*
- *la manifestation des nouvelles raies dans le spectre d'enveloppe du courant statorique, relatives aux fréquences :  $k \cdot f_{m1}$ .*

La figure ci-dessous (Figure IV.15) donne l'évolution de la valeur maximale du Kurtosis pour les différents niveaux des piquûres de la dent.

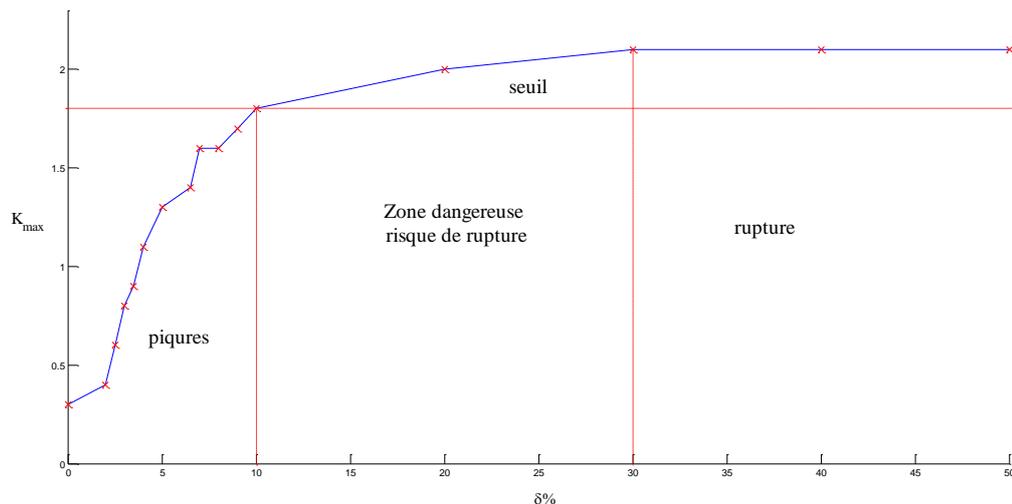


Figure IV.15 Evolution de la valeur maximale du kurtosis spectrale en fonction de l'évolution des piquûres

Nous pouvons conclure une autre fois que la valeur maximale du Kurtosis spectrale retrouvée sur la dyade ( $B_w = 136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c = 6075.6406\text{Hz}$ ) représente un témoin du degré de dégradation de l'état de la denture. Nous pouvons conclure aussi qu'après une valeur de  $\delta = 30\%$  la valeur maximale du kurtosis spectral admette une valeur constante (2.1). Nous pouvons donc considérer qu'à partir de  $\delta = 30\%$  il y aura une rupture finale de la dent.

Une autre fois et comme le défaut de fissure, ce résultat permet de déterminer un seuil pour les piqûres, une valeur de 2.1 du kurtosis spectral, implique une rupture finale de la dent. Donc il faut intervenir avant cette valeur du kurtosis spectral (2.1). Cette fois on a proposé une valeur de 1.8 comme un seuil.

C'est donc ce critère qui nous permettra d'évaluer l'importance du défaut du réducteur, en effet, elles seraient les valeurs maximales du Kurtosis spectrale qui nous donneront des informations relatives au défaut du réducteur. Il suffira d'effectuer une analyse spectrale d'ordre supérieure du courant statorique lorsque le réducteur est sain, d'établir un Kurtogramme de référence, puis d'analyser en continu l'évolution de la valeur maximale sur la dyade correspondante. Si la valeur maximale du Kurtosis spectral sur la dyade correspondante ( $B_w = 136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c = 4437.2656\text{Hz}$  pour le défaut de fissure et  $B_w = 136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c = 6075.6406\text{Hz}$  pour les piqûres) augmente et les raies de fréquences  $k.f_{m1}$  se manifestent sur le spectre d'enveloppe, cela signifiera qu'un défaut est apparu au niveau du réducteur. De plus si cette valeur augmente, cela traduira un accroissement du défaut.

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

Nous remarquons aussi que le défaut de fissure est caractérisé par une forte activité non stationnaire sur la dyade ( $B_w = 136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c = 4437.2656\text{Hz}$ ) et ce quel que soit la gravité du défaut. Tandis

que les piqûres sont caractérisées par une forte activité non stationnaire sur la dyade ( $Bw=136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c=6075.6406\text{Hz}$ ). Cela donne la possibilité de faire la différence entre les piqûres et la fissure.

*Nous pouvons conclure donc que le Kurtogramme rapide et contrairement aux méthodes classiques permet de donner des informations sur la nature de défaut affectant le réducteur de vitesse. En effet, le paradigme du Kurtogramme se base sur l'observation qu'à chaque type de transitoire correspond une dyade {fréquence / résolution fréquentielle} qui maximise son Kurtosis. C.-à-d. : deux défauts même si ils ont les mêmes fréquences mais qui créent des chocs déferents, n'auront pas les mêmes Kurtogramme et donc des signatures différentes.*

#### ➤ **Influence de la variation du couple de charge**

Dans [42], nous avons démontré que pour des faibles valeurs du couple de charge, les raies générées au niveau du spectre du courant statorique de la machine asynchrone par la présence du défaut admettent des amplitudes moins importantes. Et nous avons conclu ainsi que la charge est un paramètre important à prendre en considération. En effet, la détection des défauts devient plus délicate lorsque la charge est proche de zéro, ce qui peut être une contrainte pratique lors de l'application de cette technique.

Cette section a pour objectif de montrer la capacité du Kurtogramme à détecter des défauts naissants dans le cas où le système fonction à faible couple de charge. Dans cet objectif, nous avons examiné le Kurtogramme relatif au défaut de fissure d'une dent du pignon ( $\delta=2,5\%$ ) pour un couple de charge de  $12,5\text{ N.m}$  (Figure IV.16), soit la moitié du couple de charge nominale ( $25\text{ N.m}$ ).

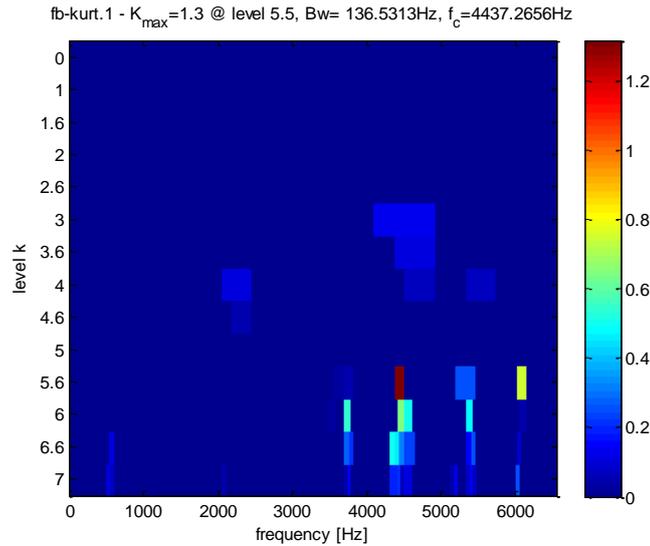


Figure IV.16 kurtogramme du courant statorique en présence d'un défaut de fissure ( $\delta=2.5\%$ ) pour un couple de charge de 12.5 N.m

D'après la Figure IV.16, pour une valeur de couple de charge 12.5N.m, le Kurtogramme manifeste une forte activité non stationnaire sur la même dyade et avec la même valeur du kurtosis spectral ( $K_{\max}=1.3$ ) que pour le cas de couple de charge nominale.

*Ce résultat a permis de rendre compte l'avantage de la méthode proposée par rapport à l'analyse spectrale, laquelle méthode permet de détecter la présence du défaut de denture pour des faibles couples de charge.*

### Conclusion

Nous avons démontré que la surveillance du courant statorique par le Kurtogramme rapide possède une bonne capacité d'aide à la détection d'un « *certain* » nombre de défauts purement mécaniques qui affectent le réducteur de vitesse. Le traitement du courant par analyse spectrale d'ordre supérieure permet de mettre en évidence l'existence d'un ou de plusieurs défauts de la denture, lesquels défauts se manifestent par une forte activité non stationnaire dans le Kurtogramme qui maximise la valeur du Kurtosis spectrale ainsi que la génération de nouvelles raies dans le spectre d'enveloppe liées aux fréquences caractéristiques du réducteur. Ces défauts se présentent sous la forme des piqûres ou de fissure localisées.

En régime permanent, cette capacité à détecter les présumés défauts 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 nature. En effet, la comparaison entre les changements générés au niveau des Kurtogrammes par le défaut de fissure affectant le pignon et les piqûres témoigne de l'influence des caractéristiques de ces défauts.

Les dyades correspondantes à la valeur maximale du Kurtosis spectrale en présence du défaut, est alors un moyen probant pour l'élaboration des signatures des différents défauts et la détermination de la nature du défaut affectant la denture, ce que les méthodes classiques ne le permet pas.

## Conclusion générale

Le présent travail a pour motivation l'intérêt porté à la détection des défauts des entraînements électromécaniques à partir des courants d'alimentation de la machine, pour apporter une contribution à l'étude de la surveillance de ces entraînements.

Les efforts ont été focalisés sur les défauts mécaniques affectant un réducteur de vitesse qui fait partie intégrante de la charge mécanique couplée à un entraînement asynchrone.

Le premier chapitre est une introduction générale, il a été consacré à la mise en contexte du problème envisagé.

Dans la mesure où l'objectif visé est de déterminer des signatures des défauts du réducteur, le deuxième et le troisième chapitre ont proposé une modélisation du réducteur sain et défaillant afin de pouvoir comparer les caractéristiques du fonctionnement normal et du fonctionnement en mode dégradé du système électromécanique. Cette modélisation s'est basée sur un modèle comportemental du réducteur. Les paramètres de ce modèle, notamment la rigidité d'engrènement, a été exploitée pour reproduire les défauts pouvant altérer les éléments qui constituent le réducteur. La modélisation a concerné les défauts de la denture (les piqûres et la fissure).

La simulation du fonctionnement du système électromécanique en présence de ces défauts a permis d'effectuer une étude qualitative des formes d'onde relatives aux grandeurs mécaniques et électriques. Cela a été réalisé afin de rendre compte des changements introduits par la présence des défauts du réducteur.

Le quatrième chapitre a exploité les formes d'onde obtenues en simulation dans le but de compléter l'étude des défauts par une analyse spectrale d'ordre supérieure (kurtogramme rapide) et de quantifier leur impact sur les courants. Ceci a été établi par la détermination de signatures

spectrales et fréquentielles ( $K_{max}$ ,  $f_c$  et  $B_w$ ), lesquelles sont la résultante de la comparaison des Kurtogramme obtenus pour un fonctionnement sain et défaillant du réducteur. Quelques conclusions ont pu être tirées de cette partie.

Une première conclusion consiste à dire que le Kurtogramme du courant est intimement lié à la spécificité de chaque défaut (périodicité, localisation, sévérité). En effet, la présence d'un défaut de denture a pour effet d'augmenter la valeur maximale du Kurtosis spectrale sur la dyade correspondante au défaut ( $B_w = 136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c = 4437.2656\text{Hz}$  pour le défaut de fissure et  $B_w = 136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c = 6075.6406\text{Hz}$  pour les piqûres).

La deuxième conclusion qui peut être tirée est que l'évolution des valeurs maximales du kurtosis spectral générés par le défaut suit l'aggravation de l'état de la dent. Mais ceci n'est pas forcément linéaire. C'est donc ce critère qui nous permettra d'évaluer l'importance du défaut du réducteur, en effet, elles seraient les valeurs maximales du kurtosis spectrale qui nous donneront des informations relatives au défaut du réducteur. Il suffira d'effectuer une analyse spectrale d'ordre supérieure du courant statorique lorsque le réducteur est sain, d'établir un Kurtogramme de référence, puis d'analyser en continu l'évolution de la valeur maximale sur la dyade correspondante. Si la valeur maximales du kurtosis spectral sur la dyade correspondante ( $B_w = 136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c = 4437.2656\text{Hz}$  pour le défaut de fissure et  $B_w = 136.5313\text{Hz}$ ,  $f_c = 6075.6406\text{Hz}$  pour les piqûres) augmente et les raies de fréquences  $k.f_{m1,2}$  se manifestent sur le spectre d'enveloppe, cela signifiera qu'un défaut est apparu au niveau du réducteur. De plus si cette valeur augmente, cela traduira un accroissement du défaut.

La troisième conclusion, est que le Kurtogramme rapide et contrairement aux méthodes classiques permet de donner des informations sur la nature de défaut affectant le réducteur de vitesse, sachant que d'un point de vue cinématique la fissure et les piqûres ont les mêmes

---

fréquences ( $k.f_{m1}$ ). Si pour ce là, qu'on trouve les mêmes signatures (fréquences caractéristiques) sur le spectre du courant. Par contre le paradigme du kurtogramme se base sur l'observation qu'à chaque type du transitoire correspond une dyade {fréquence / résolution fréquentielle} qui maximise son kurtosis, c.à.d : deux défauts qui créent des chocs différents mais qui ont les mêmes fréquences, n'auront pas les mêmes dyades.

Nous avons montré, à travers l'analyse de chaque cas de défaillance, la capacité du Kurtogramme du courant statorique de non seulement de révéler la présence d'anomalies d'origine purement mécanique mais aussi la capacité de faire la différenciation entre la fissure et les piqûres. Nous avons montré aussi la capacité du Kurtogramme de révéler la présence d'anomalies lorsque le couple de charge est faible.

Malgré l'utilisation d'un modèle de Park pauvre en information par rapport au fonctionnement réel de la machine, les résultats de simulation ont néanmoins démontré la capacité du Kurtogramme du courant statorique à révéler les phénomènes liés à la présence des défauts mécaniques de la charge.

En outre, ceci nous a beaucoup aidés à s'informer sur l'influence des défauts mécaniques de la charge sur le courant d'alimentation.

Mais cela laisse à réfléchir sur l'adoption de modèles plus sophistiqués de la machine, afin d'étudier l'influence de sa structure sur la propriété du courant à rendre possible la détection de défauts d'origine purement mécanique.

L'adoption de modèles plus élaborés de la machine asynchrone présente aussi une autre perspective, celle d'intégrer les conséquences des défauts affectant la charge mécanique sur l'évolution des paramètres et de l'état de la machine (échauffements, excentricité de l'entrefer, fatigue mécanique, augmentation des niveaux de vibration, etc. ...).

Par ailleurs, le non prise en compte par la modélisation développée des phénomènes supplémentaires inhérents à la structure du réducteur pourrait être à l'origine de la difficulté de la caractérisation de certains défauts. Rappelons en particulier l'approximation de la variation de la raideur d'engrènement. Quelle serait alors l'influence de l'introduction d'une fonction plus complexe, qui modéliserait réellement cette variation, sur le contenu spectral du courant statorique ?

Des efforts pourraient être concentrés sur une modélisation de phénomènes plus ou moins complexes qui caractérisent le mécanisme de transmission. Un intérêt pourrait être porté sur l'introduction de l'effet du lubrifiant, des différentes sources de frottements non prises en compte ou encore de la vitesse de glissement latéral des surfaces des dents lors de chaque contact, etc. ...

Mais il ne faut pas perdre de vue que l'utilisation d'un modèle plus complet de l'ensemble de l'entraînement nécessite des puissances de calcul très importantes et peut poser des contraintes temporelles.

Par ailleurs, il est envisageable d'étendre l'étude de l'influence de la variation périodique du couple de charge ou la variation de la vitesse de rotation sur la capacité du Kurtogramme du courant à détecter les défauts mécaniques de la charge. Sachant que dans ce cas, le courant statorique devient fortement non stationnaire.

Ces éventuelles ouvertures viennent rejoindre la possibilité de faire développer des outils de traitement du signal plus élaborés et plus adaptés à l'analyse de phénomènes complexes.

« Finesse de modélisation » et « développement de nouveaux outils de traitement du signal » forment un duo nécessaire à la détermination de seuils de défaillance et de signatures fiables afin

de mettre en œuvre des programmes de surveillance et de diagnostic robustes des systèmes électromécaniques.

# Bibliographie

## *Bibliographie*

- [1]: **DUDLEY, Darle W., Dudley's.(1992)**, “*Gear Handbook*”, New York, 2' éd. , McGraw-Hill, 1992.
- [2]: **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
- [3]: **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.
- [4]: **Jérôme Antoni (2009)**, “*Cyclostationarity by examples*.”. *Mechanical Systems and Signal Processing* 23 (2009) 987–1036
- [5]: **Xiyang Wang, ViliamMakis ,MingYang (2010)**, “*A wavelet approach to fault diagnosis of a gearbox under varying load condition*”. *Journal of Sound and Vibration* 329 (2010) 1570–1585
- [6]: **Jing Yuan, Zhengjia He, Yanyang Zi (2010)**, “*Gear fault detection using customized multiwavelet lifting schemes*”. *Mechanical Systems and Signal Processing* 24 (2010) 1509–1528.
- [7]: **Tomasz Barszcz , RobertB.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.
- [8]: **Chemseddine Rahmoune , Djamel Benazzouz (2012)**. *Early detection of pitting failure in gears using a spectral kurtosis analysis. Mechanics & Industry, 13, pp 245-254. doi:10.1051/meca/2012018.*
- [9]: **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.
- [10]: **Christian PACHAUD(2009)**, « *contribution de l'analyse de l'intensité du courant électrique a la détection de défauts de machines tournantes* ». *Revue Internationale sur l'Ingénierie des Risques Industriels (JI-IRI)*, Vol 2, No 1
- [11]: **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.
- [12]: **Gaetan didier,(2004)** « *modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillance* ». Thèse de doctorat présenté a l'université Henri Poincaré, Nancy1 , 2004

[13] : **Baptiste TRAJIN,(2009)** « *Analyse et traitement de grandeurs électriques pour la détection et le diagnostic de défauts mécaniques dans les entraînements asynchrones* ». Thèse de doctorat présenté a **l'université de Toulouse**.

[14] : **Mohanty A. R. et Chinmaya Kar (2006)** :“Fault Detection in a Multistage Gearbox by Demodulation of Motor Current Waveform » *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol 53 (4), August 2006, 1285.

[15]: **Chinmaya Kar, A.R. Mohanty,(2006)**: “Monitoring gear vibrations through motor current signature analysis and wavelet transform”. *Mechanical Systems and Signal Processing* 20 (2006) 158–187.

[16] **Chinmaya Kar, A.R. Mohanty,(2008)**: “Vibration and current transient monitoring for gearbox fault detection using multiresolution Fourier transform”. *Journal of Sound and Vibration* 311 (2008) 109–132.

[17] **N. FEKI, G. CLERC and P. VELEX, (2012)** An integrated electro-mechanical model of motor gear units – Applications to tooth fault detection by electric measurements, *Mechanical Systems and Signal Processing*, May 2012, volume 29, pp. 377-390.

[18] : **Houda BEN ATTIA,(2003)** : « Détection et localisation de défauts mécaniques d'un entraînement électrique à vitesse variable ». Thèse de doctorat présenté a l'institut national polytechnique de Toulouse et l'école nationale d'ingénieurs de Tunis.2003.

[19] **Hlawatsch, F., Boudreaux-Bartels, G.F. (1992)**: Linear and quadratic time–frequency signal representations. *IEEE Signal Process. Mag.* 21–67 (1992).

[20] **J. Antoni,(2007)**: Fast computation of the Kurtogram for the detection of transient faults, *Mechanical Systems and Signal Processing* 21 (2007) 108–124.

[21] **Smail BACHIR (2002)**, « contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique ». Thèse de doctorat présenté à l'université de Piotiers.

[22] : **H. Calis & P. J.(1999)** " *Fault diagnosis in induction motors by motor current signal analysis*"Unsworth. University of Sussex Brighton. England.. SDEMPED'99. Gijon. Espagne. Septembre 1999.

[23] : **G. Nicolet & E. Trottet,(1971)** " *Eléments de machines*". Editions SPESS. Lausanne. 1971.

[24] : **D. Bellet. ,(1988),**" *Cours de mécanique générale*". Editions CEPADUES. Toulouse. 1988.

[25] : **M. Aublin. ,(1998)**" *Systèmes mécaniques. Théorie et dimensionnement*". Editions DUNOD. Paris. 1998.

[26] : **G. Henriot. ,(1999)** " *Engrenages : conception, fabrication, mise en oeuvre*". Editions DUNOD. Paris. 1999.

[27] **Chemseddine RAHMOUNE, Djamel BENZAOUZ, (2013)**, Monitoring Gear Fault by using Motor Current Signature Analysis and Fast Kurtogram Method, International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.), Vol. 8, n. 2

[28] **Badre C (1995)**, Modélisation du comportement dynamique des transmissions par engrenages. these de doctorat présenté à l'institut national des sciences appliquées de Lyon, 1995, N°95 ISAL 0031 ,296P.

[29] : **Velex, P. ,(1988)** contribution à l'analyse du comportement dynamique de réducteur a engrenages a axes parallèles. These de doctorat l'institut national des sciences appliquées de Lyon, 1988.No 88 ISAL 0032, 188P.

[30] : **Tahar Fakhfakh · Fakher Chaari · Mohamed Haddar,(2005)**, Numerical and experimental analysis of a gear system with teeth defects. Int J Adv Manuf Technol (2005) 25: 542–550 DOI 10.1007/s00170-003-1830-8.

[31] : **D. Remond, P. Velex & J. Sabot. ,(1993)** " *Comportement dynamique et acoustique des transmissions par engrenages. Synthèse bibliographique*". Publications CETIM. Senlis. 1993.

[32] : **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.

[33] : **K.Y. Yoon & S.S. Rao.(1996)** " *Dynamic Load Analysis of spur gears using a new tooth profile*". School of Mechanical Engineering. Perdue University. Journal of Mechanical Design. Vol. 118. N°1. Mars 1996.

[34] **M. Aublin.(1998)**, " *Systèmes mécaniques. Théorie et dimensionnement*". Editions DUNOD. Paris. 1998.

[35] **N. Driot, E. Rigaud & J. Perret-Liaudet.(2001)**, " *Variability of critical rotational speeds of gearbox induced by misalignment and manufacturing errors*". JSME International Conference on Motion and Power Transmission. Vol. 1. pp 63 – 68. 2001. Fukuoka. Japon.

[36] **D. Remond, P. Velex & J. Sabot.(1993)** " *Comportement dynamique et acoustique des transmissions par engrenages. Synthèse bibliographique*". Publications CETIM. Senlis. 1993.

[37] **Dwyer,(1983)** "Detection of non-Gaussian signals by frequency domain kurtosis estimation", in *Int. Conf. on Acoustic, Speech, and Signal Processing*, pp. 607-610, Boston 1983.

[38] **J. Antoni,(2006)** "The spectral kurtosis : a useful tool for characterizing nonstationary signals", *Mechanical Systems and Signal Processing*, Volume 20, Issue 2, February 2006, Pages 282–307

[39] J. Antoni,(2004), “The Spectral Kurtosis of Nonstationary Signals : Formalisation, some Properties, and Application”, in *12th European Signal Processing Conference*, Sept. 6-10, 2004, Vienna, Austria.

[40] J. Antoni,(2007), Fast computation of the kurtogram for the detection of transient , *Mechanical Systems and Signal Processing* Volume 21, Issue 1, January 2007, Pages 108–124

[41] J. Masson, “Bancs de filtres numériques pour l’analyse et la synthèse des signaux”, in *11ème colloque GRETSI*, Juin 1987, Nice.

[42] Rahmoune Chemseddine,(2011), Analyse et traitement du courant statorique pour la détection des défauts dans les systèmes électromécaniques, mémoire de magister université de boumerdes.

# Annexe

**Paramètres De Simulation Du Système Electromécanique**

$R_s=2.86$ ; résistance propre d'une phase statorique.

$R_r=2.756$ ; % résistance propre d'une phase rotorique.

$l_p=0.397$ ; % inductance propre

$L_m=(1.5)*l_p$ ; % inductance magnétisante.

$L_f=0.009594$ ; % inductance de fuite totaliser au stator.

$I_m=0.023976$  Kg m<sup>2</sup>; % moment d'inertie de la machine

$V=310$  ; % tension d'alimentation

$P=1$ ; % nombre de pair de pôles

$f_s=50$ Hz ; % fréquence d'alimentation

Paramètres du réducteur

$I_r=0.01015$  Kg m<sup>2</sup>; % moment d'inertie de la charge

$m_1=0.96$  Kg % la masse du pignon

$I_1=4.3659e-4$  Kg m<sup>2</sup> % moment d'inertie du pignon

$m_2=2.88$  Kg; % masse de la grande roue

$I_2=8.3602e-3$  Kg m<sup>2</sup> % moment d'inertie de la grande roue

$R_{b1}=0.0301$ m % rayon de base du pignon

$R_{b2}=0.0761$ m % rayon de base de la grande roue

$E=200000e6$ ; % module de Young