



THÈSE DE DOCTORAT

TROISIEME CYCLE

Filière : Electronique/Electrotechnique

Spécialité : Signaux, Systèmes Conception et Applications : Electronique

Laboratoire : Signaux et Systèmes (LSS)

Thème

Practical estimation of real-life signals' energy using time-frequency distributions derived from kernels with compact support (KCS)

Présentée par
SENINETE Sara

Master en Informatique Industrielle, Département de Génie Electrique, UMAB

Soutenue publiquement le 17/06/2021 à 10h devant le jury :

Président :	OULD MAMMAR Madani	MCA	Université de Mostaganem
	BERRABAH Fouad	MCA	Université de M'sila
Examineurs :	CHEBABHI Ali	MCA	Université de M'sila
	YAGOUBI Benabdellah	Professeur	Université de Mostaganem
Encadrant :	ABED Mansour	MCA	Université de Mostaganem
Co-encadrant :	MIMI Malika	Professeur	Université de Mostaganem

Résumé

Les distributions temps-fréquence quadratiques deviennent un outil standard dans de nombreux domaines produisant des signaux non-stationnaires. Cependant, ces représentations souffrent de deux inconvénients : Premièrement, une mauvaise localisation temps-fréquence des composantes fréquentielles propres au signal due aux inévitables termes d'interférences générés par la forme bilinéaire de ces distributions. Cela se traduit par une mauvaise estimation des lois de la fréquence instantanée et diminue, dans notre cas, la capacité à décider précisément de l'existence d'un défaut dans un moteur. Deuxièmement, le paramétrage des distributions temps-fréquence quadratiques n'est pas toujours simple. Cette thèse traite des signaux réels de courant de de vibration pour la détection des défauts dans les moteurs à induction, en particulier les défauts des transistors bipolaires à grille isolée en circuit ouvert et les défauts des bagues internes et externes. Plusieurs chercheurs ont mené leurs recherches sur le domaine de la détection et de la localisation des défauts dans les convertisseurs statiques et plus particulièrement ceux liés aux onduleurs triphasés, afin d'éviter la propagation du défaut à d'autres composants du système et d'assurer la continuité du service en cas de défaillance du convertisseur. L'objectif de cette thèse est de développer un système de détection des défauts utilisant les distributions temps-fréquence. Pour ce faire, nous proposons l'utilisation de deux méthodes basées sur l'analyse temps-fréquence : (1) une méthode temps-fréquence linéaire basée sur la transformée en ondelette discrète qui décompose le signal réel de vibration, dont l'avantage principale est la suppression de l'élément fondamental pour permettre une vision plus claire des fréquences de défauts. La méthode montre des résultats plus appropriés pour l'analyse des signaux d'urgence. La maximisation de Kurtosis optimise la méthode, ce qui permet d'extraire les fréquences caractérisant le défaut de bague interne et le défaut de bague externe. La validation de cette méthode est évaluée en comparant les résultats théoriques avec les résultats expérimentaux. (2) Une méthode récente basée sur les distributions temps-fréquence à haute résolution, appelé PCBD pour Polynomial Cheriet-Belouchrani Distribution de la classe de Cohen dérivées d'une famille particulière de noyaux à support compact exprimés dans le domaine temps-retard. Cette dernière est ajusté à l'aide d'un seul entier qui est automatiquement optimisé à l'aide de la mesure de concentration Stankovic qui est comparée à d'autres mesures de performance pour justifier ce choix. En outre, aucune fenêtre externe n'est nécessaire pour effectuer la résolution temps-fréquence la plus élevée. Les performances de la distribution sont comparées aux meilleures représentations quadratiques connues à l'aide d'un banc d'essai contenant une unité d'acquisition du signal du courant du stator. Le banc d'essai est bien détaillé en montrant la façon de créer un défaut de circuit-ouvert pratiquement. Les résultats expérimentaux précisent les fréquences du défaut et montrent que les composantes fréquentielles caractérisant le défaut de circuit

ouvert sont mieux détectées en utilisant le PCBD grâce à sa capacité à supprimer les interférences tout en conservant les termes appropriés du signal. Ceci permet de détecter et localiser les défauts dans un convertisseur triphasé alimentant une machine asynchrone.

La thèse commence par un état d'art des outils d'analyse des signaux non-stationnaires en basant sur les représentations temps-fréquence avec des exemples. Ensuite, on décrit un aperçu sur les différents types des défauts liés aux moteur asynchrone et aux onduleurs. Ce qui nécessite plus tard une présentation d'un modèle mathématique d'un onduleur qui alimente un moteur asynchrone, décrivant son comportement dans l'état sain et l'état défaillant (avec défaut) avec les résultats de simulation. L'unité d'acquisition, les méthodes utilisées et les résultats expérimentaux sont présentés et très bien détaillés. Une conclusion générale de ce travail et les perspectives clôturent cette thèse.

Mots clés: Analyse temps-fréquence, noyaux à support compact, distribution Cheriet-Belouchrani, classe de Cohen, détection et localisation des défauts.

Abstract

Quadratic time-frequency distributions become a standard tool in many fields producing non-stationary signals. However, these representations suffer from two drawbacks: First, a poor time-frequency localization of the frequency components specific to the signal due to the inevitable interference terms generated by the bilinear form of these distributions. This results in a poor estimation of the instantaneous frequency laws and decreases, in our case, the ability to precisely decide the existence of a fault in a motor. Second, the parameterization of quadratic time-frequency distributions is not always straightforward. This thesis deals with real vibration and current signals for the detection of faults in induction motors, in particular, faults of bipolar open circuit insulated gate transistors and faults of inner and outer races. Several researchers have carried out their research in the field of fault detection and localization in static inverters and more particularly those related to three-phase inverters, in order to avoid the propagation of the fault to other components of the system and to ensure continuity of service in the event of converter failure. The objective of this thesis is to develop a fault detection system using time-frequency distributions. To do this, we propose the use of two methods based on time-frequency analysis: (1) a linear time-frequency method based on the discrete wavelet transform which decomposes the real vibration signal, whose main advantage is the removal of the fundamental element to allow a clearer view of the fault frequencies. The method shows more suitable results for the analysis of emergency signals. Kurtosis maximization optimizes the method, which extracts the frequencies characterizing the inner and the outer race faults. The validation of this method is evaluated by comparing the theoretical results with the experimental results. (2) A recent method based on high resolution time-frequency distributions, called PCBD for Polynomial Cheriet-Belouchrani Cohen class distribution derived from a particular family of compact support kernel expressed in the time-delay domain. The latter is adjusted using a single integer which is automatically optimized using the Stankovic concentration measurement which is compared to other performance

measurements to justify this choice. Additionally, no external window is needed to achieve the highest time-frequency resolution. The performance of the distribution is compared to the best known quadratic representations using a test bench containing a stator current signal acquisition unit. The test bench is well detailed showing how to create a practically open circuit fault. The experimental results specify the frequencies of the fault and show that the frequency components characterizing the open circuit fault are best detected using the PCBD thanks to its ability to suppress interference while maintaining the appropriate terms of the signal. This makes it possible to detect and locate faults in a three-phase converter supplying an asynchronous machine.

The thesis begins with a state of the art of tools for analyzing non-stationary signals based on time-frequency representations with examples. Then, we describe an overview on the different types of faults related to asynchronous motor and inverters. This later requires a presentation of a mathematical model of an inverter that powers an asynchronous motor, describing its behavior in the healthy state and the failed state (with fault) along with the simulation results. The unit of acquisition, the methods used and the experimental results are presented and very well detailed. A general conclusion of this work and the perspectives close this thesis.

Keywords: Time-frequency analysis, kernel compact support, Cheriet-Belouchrani distribution, Cohen class, fault detection and localization.

ملخص

أصبحت التوزيعات التريبية زمن-تردد أداة قياسية في العديد من المجالات التي تنتج إشارات غير ثابتة. ومع ذلك، فإن هذه التمثيلات تعاني من عيبين: أولاً، توطين زمن-تردد ضعيف لمكونات التردد الخاصة بالإشارة بسبب شروط التداخل الحتمية الناتجة عن الشكل ثنائي الخطوط لهذه التوزيعات. ينتج عن هذا تقدير ضعيف لقوانين التردد الآني ويقلل، في حالتنا، من القدرة على التحديد الدقيق لوجود عطل في المحرك. ثانيًا، تحديد معالم توزيعات زمن-تردد التريبية ليس دائمًا مباشرًا. تتناول هذه الرسالة إشارات تيار الاهتزاز الحقيقي للكشف عن الأعطال في المحركات الحثية، وخاصة أعطال دارة مفتوحة بالمحول وأعطال الحلقات الداخلية والخارجية للمحرك. أجرى العديد من الباحثين أبحاثهم في مجال الكشف عن الأعطال وتوطينها في المحولات الاستاتيكية وبشكل أكثر تحديدًا تلك المتعلقة بالمحولات ثلاثية الطور، وذلك لتجنب انتشار الخطأ إلى مكونات أخرى للنظام ولضمان استمرارية الخدمة. في حالة فشل المحول. الهدف من هذه الرسالة هو تطوير نظام الكشف عن الأعطال باستخدام توزيعات زمن-تردد. للقيام بذلك، نقترح استخدام طريقتين تستندان إلى تحليل الوقت والتردد: (1) طريقة زمن-تردد خطية تعتمد على التحويل المويج المنفصل الذي يحل إشارة الاهتزاز الحقيقية، والتي تتمثل بميزتها الرئيسية في إزالة العنصر الأساسي للسماح برؤية أوضح لترددات الخطأ. تُظهر الطريقة نتائج أكثر ملاءمة لتحليل إشارات الطوارئ. يعمل تعظيم التفريط على تحسين الطريقة التي تستخرج الترددات التي تميز عيب الحلقة الداخلية وخلل الحلقة الخارجية. يتم تقييم التحقق من صحة هذه الطريقة من خلال مقارنة النتائج النظرية مع النتائج التجريبية. (2) طريقة حديثة تعتمد على توزيعات عالية الدقة في مجال زمن-تردد ، تسمى PCBD نسبة لتوزيع متعدد الحدود شريط-بلعشراني المستمدة من عائلة كوهين معينة من النوى المدعومة بشكل مضغوط معبر عنها في مجال زمن-تأخر. يتم ضبط الأخير باستخدام عدد صحيح واحد يتم تحسينه تلقائيًا باستخدام قياس تركيز ستانكوفيتش الذي يتم مقارنته بقياسات الأداء الأخرى لتبرير هذا الاختيار. بالإضافة إلى ذلك، ليست هناك حاجة إلى نافذة خارجية لتحقيق

أعلى دقة تردد زمني. تتم مقارنة أداء التوزيع بأفضل التمثيلات التربيعية المعروفة باستخدام منضدة اختبار تحتوي على وحدة اكتساب إشارة التيار الثابت. تم تفصيل لوحة الاختبار جيداً لتوضيح كيفية إنشاء خطأ دائرة مفتوحة عملياً. تحدد النتائج التجريبية ترددات الخطأ وتبين أن أفضل اكتشاف لمكونات التردد التي تميز خطأ الدائرة المفتوحة باستخدام PCBD بفضل قدرته على قمع التداخل مع الحفاظ على الشروط المناسبة للإشارة. هذا يجعل من الممكن اكتشاف وتحديد الأعطال في محول ثلاثي الطور يزود آلة غير متزامنة.

تبدأ الأطروحة بأحدث الأدوات لتحليل الإشارات غير الثابتة بناءً على تمثيلات التردد الزمني مع أمثلة. بعد ذلك، نصف نظرة عامة على الأنواع المختلفة من الأعطال المتعلقة بالمحرك غير المتزامن والمحولات. يتطلب هذا لاحقاً عرضاً تقديمياً لنموذج رياضي لعاكس يعمل على تشغيل محرك غير متزامن، ويصف سلوكه في الحالة الصحية والحالة الفاشلة (مع وجود خطأ) جنباً إلى جنب مع نتائج المحاكاة. يتم عرض وحدة الاقتناء والطرق المستخدمة والنتائج التجريبية ومفصلة بشكل جيد للغاية. الاستنتاج العام لهذا العمل ووجهات النظر تغلق هذه الأطروحة.

الكلمات المفتاحية: تحليل الوقت والتردد، نوى الدعم المدمجة، توزيع شريط-بلعشراني، فئة كوهين ، كشف الخلل والتوطين.

Remerciements et dédicaces

Nous devons remercier Allah Tout-Puissant pour toute la volonté et le courage qu'il nous a donné pour mener à bien ce travail.

L'achèvement de ce travail mené sur plusieurs années procure une grande satisfaction. Il est l'occasion de se remémorer les différentes embûches qu'il a fallu surmonter, mais surtout les personnes qui m'ont permis d'en arriver là.

En premier lieu, Un grand merci à **ma mère Keltoum OMRANI**, pour son amour, surtout pour ses incessantes prières, ses conseils ainsi que son soutien inconditionnel, à la fois moral et économique, qui m'a permis de réaliser les études que je voulais et par conséquent cette thèse.

Je tiens à remercier mon mari Bilal Djamal Eddine CHERIF qui était le tournant de ma vie. Merci pour me toujours soutenir, encourager et supporter surtout dans mes moments de doute et d'angoisse, *Merci d'être toujours compréhensif ! Merci d'être patient et gentil ! tu embellis ma vie de bonheur !*

Je souhaite également exprimer ma sincère gratitude à mes sœurs Fatima, Chaima et mon frère Amine qui ont eu le droit et le privilège de me supporter pendant toute ma vie.

Je dédie ce travail à : Ma défunte grand-mère **Zohra Belkilali** qui a toujours souhaité que je réussisse dans mes études. Je prie le Tout Puissant ALLAH pour le repos de son âme et qu'il l'accueille dans son vaste paradis, Amine !

Nous tenons aussi à remercier le Président et les membres du jury qui m'ont fait l'honneur de bien vouloir étudier avec attention notre travail, qui ont bien daigné siéger la soutenance de notre thèse.

Je voudrais remercier mon directeur de thèse, Dr Mansour ABED, pour ses conseils incommensurables, sa patience et son soutien tout au long de mon parcours de doctorat ainsi que mon parcours de la graduation, mes sincères remerciements. De même, a madame Pr Malika MIMI, sa confiance en mes capacités a permis une grande partie de mon travail de création, je la remercie pour toute la patience et la disponibilité dont elle a fait preuve à mon égard. Je tiens également à remercier Pr Benaïssa BEKKOUCHE, Pr Madani OULD MAMMAR, Pr Abdelaziz OULD ALI et Dr Mostefa MERAH de leurs conseils utiles et de leur participation à mon parcours doctoral.

Cette recherche n'aurait pu être réalisée sans le soutien de monsieur le professeur Azeddine BENDIABDELLAH de l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran (USTO). Nous remercions chaleureusement tous les membres de son équipe de recherche « Groupe

de Diagnostic, Laboratoire de développement des entraînements électriques (LDEE) », et toutes les personnes qui ont travaillé avec moi sur le projet à l'USTO.

Je tiens également à remercier tous mes amis et collègues de l'équipe de recherche au laboratoire LSS à Mostaganem pour leur aide, leur soutien et leur gentillesse. Je souhaite également les remercier pour la confiance dont ils ont fait preuve à mon égard en me laissant m'impliquer au sein de la vie collective de l'équipe. Les rapports humains dont j'ai profité à leur côté ont fait naître de réels liens d'amitié qui à mes yeux n'ont pas de prix. Qu'ils soient tous assurés de ma plus profonde gratitude et estime.

Je tiens à remercier chaleureusement toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à l'accomplissement de ce cheminement ...Merci à toutes et à tous.

Table des matières

Résumé.....	i
Remerciements et dédicaces	v
Table des matières.....	vii
Liste des tableaux.....	xii
Liste des figures	xiii
Introduction générale	1
Chapitre 1 : Etat de l'art de l'analyse temps-fréquence	8
1.1 Introduction	8
1.2 La transformée de Fourier à Court Terme (TFCT)	8
1.2.1 Définition	8
1.2.2 Résolution Temps-Fréquence	9
1.2.3 Limitations de la Transformé de Fourier à court terme	10
1.3 Les transformées en Ondelette (TO)	12
1.3.1 Définition	12
1.3.2 Lien de l'échelle à la fréquence	15
1.3.3 Limitations de la Transformé en ondelette	15
1.4 Les représentations temps-fréquence quadratiques	16
1.4.1 Le Spectrogramme	16
1.4.2 Distribution de Wigner-Ville	18
1.4.3 Les distributions basées sur des noyaux : La classe de Cohen	21
1.5 Mesures de performance des DTF basées sur la concentration	37
1.5.1 Entropie de Rényi	38
1.5.2 Entropie de Rényi normalisée par l'énergie du signal (RNSE).....	38
1.5.3 Entropie de Rényi normalisée par le volume de distribution (RNDV).....	39
1.5.4 Rapport de normes (RN).....	39
1.5.5 Mesure de concentration de Stankovic	39
1.6 Conclusion.....	39
2 Chapitre 2 : Etat de l'art de diagnostic des moteurs asynchrones	421
2.1 Introduction	41

2.2	Définition et objectif du diagnostic :.....	41
2.2.1	Définition :.....	41
2.2.2	Objectif du diagnostic :.....	41
2.2.3	Terminologies et concepts :	41
2.3	Considérations générales sur les systèmes de diagnostic :.....	42
2.4	Différentes étapes de diagnostic :.....	43
2.4.1	Détection :.....	43
2.4.2	Localisation :.....	43
2.4.3	Identification :.....	43
2.5	Différents types de défauts d'un entraînement électrique :.....	43
2.6	Défauts convertisseurs statiques (onduleur):.....	44
2.6.1	Défauts externes :.....	44
2.6.2	Défaut interne.....	51
2.7	Défauts actionneurs (Moteur Asynchrone) :	55
2.7.1	Défaillances au stator	56
2.7.2	Défaillances au rotor	58
2.7.3	Défaillances mécaniques.....	60
2.8	Conclusion.....	61
3	Chapitre 3 : Modélisation et Simulation du Moteur Asynchrone.....	641
3.1	Modélisation et Simulation du Moteur Asynchrone à Cage	62
3.1.1	Equations des tensions statoriques :.....	62
3.1.2	Equations des tensions rotoriques	63
3.1.3	Calcul des inductances du modèle à flux sinusoïdal d'entrefer	65
3.1.4	Equations mécaniques.....	69
3.2	Modélisation et Simulation d'un onduleur de tension triphasée à deux niveaux commandé par la technique MLI-Vectorielle	70
3.2.1	Fonction de commutation	70
3.2.2	Etats d'un bras de l'onduleur	70
3.2.3	Etats de l'onduleur.....	71
3.2.4	Tensions de sortie de l'onduleur.....	71
3.2.5	Vecteur de tension de sortie et diagramme vectoriel	72
3.2.6	Vecteur de tension de référence	73

3.2.7	Séquence des états de l'onduleur.....	75
3.3	Simulation numérique	77
3.3.1	Résultats de simulation du MAS alimentée par le réseau triphasé	78
3.3.2	Résultats de simulation d'un ensemble MAS-Onduleur par la technique MLI-Vectorielle.....	79
3.4	Conclusion.....	80
4	Chapitre 4 : Méthodes utilisées, résultats et discussions	831
4.1	Présentation du banc de mesure (banc d'essai).....	81
4.1.1	Introduction.....	81
4.1.2	Description du Banc de mesure et présentation des résultats expérimentaux 81	
4.1.3	Ensemble onduleur-moteur asynchrone (MAS)	82
4.1.4	Chaîne de mesure	83
4.2	Paramètres d'acquisition	84
4.3	Procédure de création du défaut circuit-ouvert d'un IGBT.....	84
4.4	Présentation des signaux pratiques du défaut.....	86
4.5	Méthode proposée basée sur la PCBD pour la détection des défauts du circuit ouvert dans les onduleurs	86
4.5.1	Description de la méthode	86
4.5.2	Mesure de performance de la DTF utilisée.....	89
4.6	Diagnostic Défaut de Roulement D'un Moteur Asynchrone Par la Technique Transformée d'Hilbert-Transformée en Ondelette Discrète (TH-TOD).....	94
4.6.1	Introduction.....	94
4.6.2	Ondelette de Haar :	95
4.7	Kurtosis:	96
4.8	Analyse d'enveloppe :	96
4.9	Validation expérimentale :	97
4.9.1	Présentation banc d'essai du roulement SKF 6205 :	97
4.9.2	Calcul de kurtosis de chaque détail :	98
4.10	Conclusion.....	100
	Conclusion générale.....	101
	Production scientifique	103
5	Bibliographie	104

Liste des abréviations

ATF	Analyse Temps-Fréquence
BJD	Born-Jordan distribution
CA	Courant alternatif
CC	Courant continu
CB DTF	Cheriet-Belouchrani time-frequency distribution
CKD	Compact kernel distribution
CWD	Choi-Willams distribution
DIR	Distribution d'interférence réduite
DTF	Distribution Temps-fréquence
EMBD	Extended modified B-distribution
FA	Fonction d'ambiguïté
FFT	Transformée de Fourier rapide
FI	Fréquence instantanée
FM	Frequency modulation
FOC	Commande à flux orienté
FI	Fréquence instantanée
IGBT	Transistor bipolaire à gâchette isolée.
KCS	Kernels with compact support
LFM (signal)	Linear frequency modulated (signal)
LI	Lag-Independent
MAS	Moteur asynchrone triphasé.
MBD	Modified B-distribution

MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PCB DTF	Polynomial Cheriet-Belouchrani time-frequency distribution
PSD	Densité spectrale de la puissance.
PWVD	Pseudo Wigner-Ville distribution
RTF	Représentation temps-fréquence
SCB DTF	Separable Cheriet-Belouchrani distribution temps-fréquence
SPWVD	Smoothed pseudo Wigner-Ville distribution
SVM	Modulation vectorielle
TF	Temps-fréquence
TFCT	Transformé de Fourier à court terme
TH	Transformé d'Hilbert
TO	Transformée en ondelette
TOC	Transformée en ondelette continue
TOD	Transformée en ondelette discret
TOD	Transformée en ondelette discret inverse
WVD	Wigner-Ville distribution
ZAMD	Zhao-Atlas-Marks distribution

Liste des tableaux

Tableau 1: les deux cas extrêmes de localisation temporelle et fréquentielle de la TFCT [2]	10
Tableau 2: Etats d'un bras de l'onduleur.....	71
Tableau 3: Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (d, q)	74
Tableau 4 : Temps de commutation pour chaque secteur.....	76
Tableau 5 : Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.....	77
Tableau 6 : Caractéristiques du MAS utilisé.	82
Tableau 7 : Caractéristiques de la génératrice	83
Tableau 8 : Mesures de performance basées sur la concentration pour une sélection de DTFs	90
Tableau 9: Critère de sévérité du kurtosis.....	96
Tableau 10 : Caractéristiques du roulement SKF 6205.	97
Tableau 11 : Valeurs du Kurtosis.....	99

Liste des figures

Figure 1 : Représentation du signal de baleine en (a) temps et en (b) fréquence [1].....	1
Figure 2 : Signal FM linéaire mono-composant; (a) représentation temporelle. (b) spectre d'amplitude. (c) représentation temps-fréquence.	4
Figure 3 : Signal FM linéaire multi-composants. (a) représentation temporelle. (b) spectre d'amplitude. (c) représentation temps-fréquence.	4
Figure 4 : Représentation temporelle d'un signal synthétique modulé linéairement en fréquence.....	10
Figure 5 : le module de la TFCT d'une onde contenant deux signaux de modulation linéaire de fréquence (a) Hamming(64), (b) Hamming(128), (c) Hanning(64), (d) Hanning(128), (e) Kaiser (64), (f) Kaiser (128), (g) Gaussian (64), (h) Gaussian (128).....	11
Figure 6 : (a) Train d'impulsions. (b) TOC du train d'impulsions [24].....	15
Figure 7 : Spectrogramme de deux chirps parallèles, utilisant une fenêtre d'analyse gaussienne (a) d'une courte durée ($L=23$). (b) d'une longue durée ($L=63$).	17
Figure 8 : Spectrogramme de deux chirps parallèles plus éloignés, en utilisant une fenêtre d'analyse gaussienne (a) courte $h1$. (b) longue $h2$	18
Figure 9 : Distribution de wigner-ville d'un chirp linéaire [2].....	19
Figure 10 : Distributions de Wigner-Ville (WVD) de (a) signal de chirp FM parabolique mono-composant, (b) Signal multi-composants avec deux signaux de chirp linéaires croisés.	20
Figure 11 : Distributions pseudo-Wigner-Ville lissées (SPWVD) de (a) signal de chirp parabolique mono-composant, (a) Signal multi-composants avec deux signaux de chirp linéaires croisés. Les termes d'interférence interne dans (a) ont été réduits.	20
Figure 12 : Transitions possibles à partir des quatre domaines bidimensionnels pour les DTF quadratiques [8]	22
Figure 13 : WVD de 2 chirps avec des amplitudes gaussiennes et des pentes différentes [5]	25
Figure 14 : Fonction d'ambiguïté à bande étroite du signal à 2 chirps avec des amplitudes gaussiennes [5].....	25
Figure 15 : Distribution de Choi-Williams de 4 atomes tournant autour du milieu du plan temps-fréquence [5]	27
Figure 16 : Représentation de Born-Jordan: (a) Deux atomes distants et (b) somme de deux FM linéaires avec des gammes de fréquences $f = 0,2 - 0,35$ Hz et $f = 0,45 - 0,4$ Hz. [2]..	28
Figure 17 : ZAMD d'un signal composé d'une composante fréquentielle constante et d'un chirp linéaire : (a) $\sigma=0.07$. (b) $\sigma=0.3$ [2]	28
Figure 18 : ZAM DTF d'un signal composé de deux atomes gaussiens distants : (a) $\sigma=0.07$. (b) $\sigma=0.3$ [2].....	29

Figure 19 : La MBD du signal $s(t)$ composé de deux FM non linéaires croisés $\beta=0.05$, fenêtre de lissage fréquentielle Hamming ($L = 127$) [14].	30
Figure 20 : EMBD ($\alpha = 0,3, \beta = 0,85$) de la somme de deux FM linéaires avec des plages de fréquence 0,1-0,2 et 0,15-0,25 Hz, et une durée de 128 échantillons (fréquence d'échantillonnage 1 Hz) [25].	31
Figure 21 : La CKD de : (a) deux tons, avec $c=1, D=0,1, E=1$; (b) deux signaux FM parallèles, avec $c = 1, D=E= 0,07$ [25].	31
Figure 22 : Le profil bidimensionnel du noyau à support compact CB dans le domaine temps-retard avec $D = 2,5$. (a) $C = 2,5$ et (b) $C = 10$ [14].	32
Figure 23 : Le profil bidimensionnel du noyau à support compact CB dans le domaine d'ambiguïté normalisé par rapport à son pic situé à l'origine ($\eta = 0, \tau = 0$) avec $D = 2,5$. (a) $C = 2,5$ et (b) $C = 10$ [14].	33
Figure 24 : Le profil bidimensionnel du KCS dans le domaine d'ambiguïté normalisé par rapport à son pic pour une bande passante fixe ($\gamma = 2,5$). (a) $L = 32$ et (b) $L = 64$.	33
Figure 25 : La CBD d'un signal Doppler avec $D=2.5$. (a) $C=0.5$ et (b) $C=5$ [2].	34
Figure 26 : La CBDTF d'un signal composé de quatre atomes gaussiens ($D=2.5$). (a) $C=2.5$, (b) $C=18$ et (c) $C=7$ [2].	34
Figure 27 : Le profil bidimensionnel du noyau SCB dans le domaine temps-retard avec $D = 2,5$. (a) $C = 2,5$ et (b) $C = 10$ [14].	35
Figure 28 : La SCBD du signal Doppler de la Figure 25 ($D=7.5$). (a) $C=0.1$, (b) $C=0.8$ et (c) $C=2.8$ [2].	36
Figure 29 : Le profil 2D du noyau PCB normalisé par rapport à son pic situé à l'origine ($t = 0, \tau = 0$) avec $\lambda = 2,5$. (a) $\gamma = 3$ et (b) $\gamma = 10$ [2].	37
Figure 30 : La PCBD de deux signaux Doppler ($\lambda = 4$). (a) $\gamma = 3$, (b) $\gamma = 9$ et (c) $\gamma = 29$ [2].	37
Figure 31 : Différent types de défauts agissants sur un système [54].	43
Figure 32 : Simulation de défaut de court-circuit de bus continu ($R_{cc} = 0.1\Omega$).	45
Figure 33: Simulation de défaut de court-circuit de bus continu ($R_{cc} = 0.01\Omega$).	45
Figure 34 : Défaut d'isolement d'une phase de moteur par rapport à la masse du MAS - représentation de l'un des chemins de court-circuit.	46
Figure 35 : Résultats de simulation dans le cas d'une coupure monophasée de la tension d'alimentation.	47
Figure 36 : Résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre monophasé de la tension d'alimentation.	48
Figure 37 : Résultats de simulation dans le cas d'une coupure biphasé de la tension d'alimentation.	48
Figure 38 : Résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre biphasée de la tension d'alimentation.	49
Figure 39 : Résultats de simulation dans le cas d'une coupure triphasée de la tension d'alimentation.	50

Figure 40 : Résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre triphasé de la tension d'alimentation.	50
Figure 41 : Simulation de défaut de type haute impédance d'un IGBT.	51
Figure 42 : Simulation de défaut de type haute impédance de deux IGBT.	52
Figure 43 : Défaut de type haute impédance des deux IGBT d'un bras.	53
Figure 44 : Défaut d'ouverture de l'ensemble des IGBT.	54
Figure 45 : Impact d'un défaut basse impédance d'un IGBT.	55
Figure 46 : Défaut asymétrique croisé.	56
Figure 47 : Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique [87].	59
Figure 48 : Schéma électrique équivalent du rotor à cage [97].	63
Figure 49 : Champ créé par une maille rotorique [101].	67
Figure 50 : Schéma synoptique: états de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux [49].	71
Figure 51 : Schéma synoptique des huit états de l'onduleur à deux niveaux.	72
Figure 52 : Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.	73
Figure 53 : Principe de génération des impulsions de commande par MLI-Vectorielle. ..	78
Figure 54 : Courant statorique, vitesse de rotation et couple électromagnétique d'un MAS alimentée par le réseau triphasé.	79
Figure 55 : Courants statoriques, vitesse de rotation et couple de l'ensemble MAS-Onduleur avec la technique MLI-Vectorielle.	80
Figure 56 : Schéma synoptique du banc de mesure.	82
Figure 58 : Photo du MAS utilisé.	82
Figure 59 : Photo de la génératrice utilisée.	83
Figure 60 : Photo du capteur de courant.	83
Figure 61 : Photo du capteur de tension.	84
Figure 62 : Photo de la carte d'acquisition DSPACE 1104.	84
Figure 63 : Les signaux de tension et du courant en cas défaut circuit-ouvert.	85
Figure 64: Représentation temporelle des signaux du courant pour les cas sains et défectueux aux différentes branches de l'onduleur.	87
Figure 65 : Schéma fonctionnel de la méthode de traitement proposée pour la détection des défauts en circuit ouvert.	87
Figure 66 : Organigramme du processus proposé de détection non supervisée de défauts basé sur la PCBD et la mesure de Stankovic.	88
Figure 67 : Mesure de Stankovic de la PCBD à différentes valeurs de γ	89
Figure 68 : DTF du signal K1 en circuit ouvert défectueux: (a) WVD; (b) EMBD ($\alpha = 0,001$, $\beta = 0,9$); (c) CWD ($\beta = 1$); (d) Spectrogramme (Hamming, $L = 512$); (e) ZAMD ($\alpha = 1$); (f) BJD.	91
Figure 69 : La PCBD du signal de courant de l'onduleur: (a) cas sain ($\gamma = 3$) et (b) cas défectueux en circuit ouvert à K1 ($\gamma = 3$).	92
Figure 70 : Tranche de temps d'une DTF p (t, f) d'un signal K1 en circuit ouvert défectueux prise à l'instant de temps 3500 s: (a) WVD; (b) EMBD ($\alpha = 0,001$, $\beta = 0,9$); (c) CWD ($\beta =$	

1); (d) Spectrogramme (Hamming, $L = 512$); (e) ZAMD ($\alpha = 1$); (f) BJD; (g) PCBD ($\gamma = 3$); (h) PCBD pour différentes valeurs de γ	93
Figure 71 : Méthodologie de diagnostic basée sur HT-TOD.....	97
Figure 72 : Banc d'essai de roulement [113].....	98
Figure 73 : Signaux de vibratoires du roulement ; a. cas sain. b. défaut bague interne. c. bague externe.	98
Figure 74: Détail1, enveloppe et enveloppe spectrale de détail 1 du cas roulement sain : a.Détail1. b. Enveloppe temporelle détail1. c. Enveloppe spectrale du détail1.	99
Figure 75 : Détail, enveloppe et enveloppe spectrale de détail 1 du cas défaut bague interne : a.Détail1. b. Enveloppe temporelle détail1. c. Enveloppe spectrale du détail1.	100
Figure 76 : Détail1, enveloppe et enveloppe spectrale de détail 1 du cas défaut bague externe : a.Détail1. b. Enveloppe temporelle détail1. c. Enveloppe spectrale du détail1.	100

Introduction générale

L'objectif de nombreuses applications de traitement du signal dans le monde réel est d'explorer le comportement des signaux enregistrés pour analyser ses composants. L'objectif principal de traitement de signal est d'extraire des informations utiles du signal en le transformant et implique des techniques qui améliorent notre compréhension des informations dont il contient. La manière traditionnelle d'analyser un signal consiste à examiner séparément ses propriétés dans le temps ou dans la fréquence. La perception d'un signal dans le domaine temporel fournit un enregistrement de la réponse d'un système en fonction du temps. La représentation temporelle, $s(t)$, nous indique alors comment l'amplitude du signal varie au cours du temps et, dans certains cas, fournit des indications sur le contenu fréquentiel du signal en particulier lorsqu'il est périodique. La représentation fréquentielle, $S(f)$, d'autre part, indique la présence (ou absence) de différentes composantes fréquentielles dans le signal, ainsi que des informations sur les grandeurs relatives de ces composantes reflétant ainsi leur dominance ou importance en terme d'énergie spectrale. Les deux représentations sont liées par la transformée de Fourier (FT) comme suit :

$$S(f) = \mathcal{F}_{t \rightarrow f}\{s(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-2j\pi ft} dt \quad (1)$$

ou par la transformée de Fourier inverse comme :

$$s(t) = \mathcal{F}_{t \rightarrow f}^{-1}\{S(f)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) e^{2j\pi ft} df \quad (2)$$

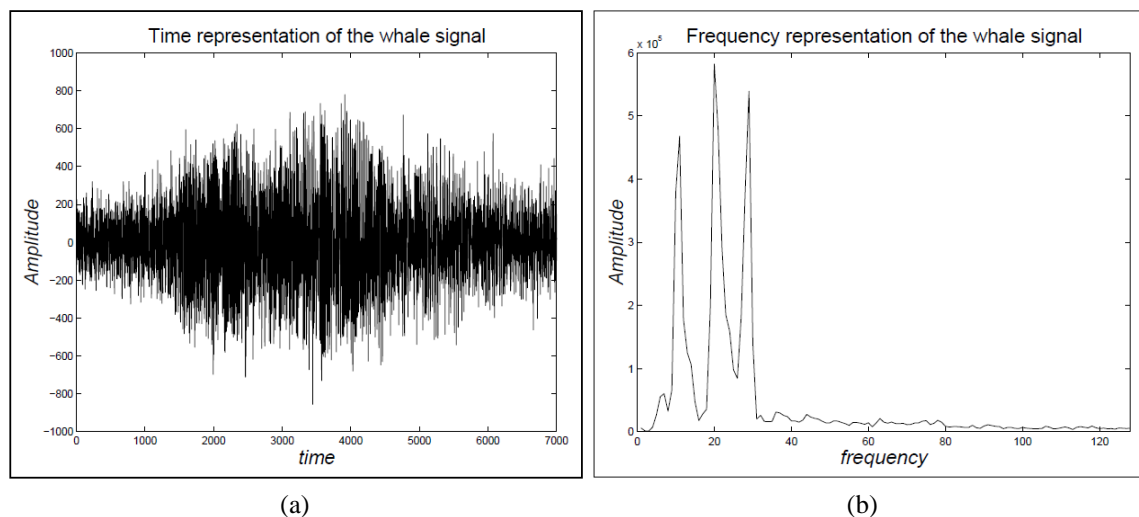


Figure 1 : Représentation du signal de baleine en (a) temps et en (b) fréquence [1]

L'analyse d'un signal dans le domaine temporel rend difficile la fourniture d'informations sur la répartition de l'énergie sur différentes fréquences et les variations de la fréquence

dans le temps. D'autre part, l'analyse d'un signal dans le domaine fréquentiel permet d'extraire des informations relatives aux contenus spectraux du signal analysé sans aucune indication sur le moment d'apparition ou de disparition d'un événement fréquentiel donné.

Cependant, aucune des deux représentations n'est capable de nous fournir une quelconque information sur la nature des composants du signal ni sur leur comportement par rapport au temps ou à la fréquence. Par conséquent, comme presque tous les signaux que nous rencontrons dans notre vie quotidienne sont non-stationnaires, et donc caractérisés par des contenus spectraux dépendants du temps, une représentation simultanée en temps et en fréquence s'avère nécessaire pour permettre une définition complète de tels signaux [2]. On parle alors des techniques temps-fréquence (TF). Celles-ci montrent les changements des composantes de fréquence du signal par rapport au temps pour donner une image potentiellement plus révélatrice de la localisation temporelle des composantes spectrales d'un signal [3]. Pour surmonter les limites de l'analyse dans le seul domaine temporel ou du domaine fréquentiel seul, un certain nombre de méthodes d'analyse temps-fréquence ont été introduites.

Expliquons davantage la problématique dans le monde réel. En fait, la nature nous montre dans nos expériences quotidiennes que les deux variables, t et f , sont généralement présentes simultanément dans les signaux (par exemple, le discours d'une personne, le chant d'un oiseau ou la musique diffusée à la radio). De tels signaux sont appelés signaux "non-stationnaires" car leurs caractéristiques spectrales varient avec le temps [4]. La difficulté de traiter ce type de signaux réside dans le fait que l'information portée par ces signaux peut être utile ou nuisible. Par exemple, lors de la transmission d'un signal, la modulation en fréquence ou en amplitude, donc la non-stationnarité - qui de ce point de vue constitue un élément positif, sert à porter l'information utile. Mais, si un problème quelconque perturbe cette modulation, alors l'information portée est en partie nuisible. Par conséquent, il faut trouver une méthode pour récupérer l'information utile, tout en sachant que les méthodes "classiques" sont conçues pour des signaux stationnaires. De ce point de vue, le caractère non-stationnaire devient un facteur négatif dans le contexte de traitement de ce signal. Les méthodes d'analyse temps-fréquence constituent la solution pour résoudre cette ambiguïté. Une manière simple de décrire un signal simultanément en temps et en fréquence est de considérer sa fréquence instantanée. Pour introduire une telle fonction, il faut d'abord définir le concept de signal analytique. Pour tout signal de valeur réelle $x(t)$, on associe un signal de valeur complexe $x_a(t)$ défini comme [5]

$$x_a(t) = x(t) + jH[x(t)] \quad (3)$$

où $H[.]$ est la transformée de Hilbert (TH) définie comme

$$H[x(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(t - \theta)}{\theta} d\theta \quad (4)$$

$x_a(t)$ est appelé le signal analytique associé à $x(t)$. Cette définition a une interprétation simple dans le domaine fréquentiel puisque X_a est une transformée de Fourier unilatérale où les valeurs de fréquence négatives ont été supprimées, les valeurs strictement positives ont été doublées et la composante continue est maintenue inchangée

$$\begin{aligned} X_a(f) &= 0 & \text{si } f < 0 \\ X_a(f) &= X(0) & \text{si } f = 0 \\ X_a(f) &= 2X(f) & \text{si } f > 0 \end{aligned}$$

X est la transformée de Fourier de x et X_a la transformée de Fourier de x_a . Ainsi, le signal analytique peut être obtenu à partir du signal réel en forçant à mettre à zéro son spectre pour les fréquences négatives, qui n'altèrent pas le contenu informationnel puisque pour un signal réel, $X(-f) = X^*(f)$.

A partir de ce signal, il est alors possible de définir de manière unique les notions d'*amplitude instantanée* et de *fréquence instantanée* en [6]

$$\begin{aligned} a(t) &= |x_a(t)| \\ f(t) &= \frac{1}{2\pi} \frac{d \arg x_a(t)}{dt} \end{aligned} \quad (5)$$

La fréquence instantanée caractérise un comportement de fréquence locale en fonction du temps. De manière double, le comportement du temps local en fonction de la fréquence est décrit par le retard de groupe [1]

$$t_x(f) = \frac{1}{2\pi} \frac{d \arg X_a(f)}{df} \quad (6)$$

Il est important de noter que, d'après les définitions, la fréquence instantanée et son double concept dans le domaine temporel, le retard de groupe, sont particulièrement utiles pour représenter des signaux non-stationnaires mono-composants mais ne sont pas suffisants pour représenter des signaux multi-composants [2].

On peut dire que, dans le cadre général de traitement de signal, les méthodes temps-fréquence sont les outils les plus aptes à traiter des signaux, dans un environnement non-stationnaire [7, 8]. L'introduction de traitement conjoint temps-fréquence du signal a conduit à de nouveaux outils pour représenter et caractériser le contenu variable dans le temps des signaux non-stationnaires en utilisant des distributions temps-fréquence (DTF), les plus populaires appartenant à la classe des distributions quadratiques [8].

Les représentations TF (RTFs) peuvent gérer des signaux multi-composants et surpasser les techniques existantes qui ne sont applicables que pour les signaux mono-composants [9]. Les Figure 2-(a) et Figure 2-(b) montrent un signal FM linéaire mono-composant, c'est-à-dire un signal de chirp, et son spectre de fréquences, respectivement. Le chirp a une modulation de fréquence linéaire croissante de 0,1 à 0,4 Hz. La fréquence d'échantillonnage est $F_s = 1\text{Hz}$ et le nombre de points de fréquence (bins) est $N = 128$. Le spectre de fréquences montre la distribution de fréquence du signal sur toute la longueur du

signal sans aucune information sur le temps d'apparition et la durée de chaque composante spectrale. La RTF du signal dans la Figure 2(c) révèle des informations plus appropriées sur le comportement du signal, indiquant clairement que le contenu spectral du signal change linéairement avec le temps.

La Figure 3(a) montre la somme de plusieurs signaux FM linéaires, autrement connus sous le nom de signal à plusieurs composants. Le premier signal de chirp a une fréquence croissante de 0,01 à 0,25 Hz et l'autre de 0,35 à 0,5 Hz. La Figure 3(c) affiche le spectre du signal tel qu'il apparaît dans le domaine fréquentiel. A partir du domaine temporel, il est difficile d'identifier le nombre de composants de signal et extrêmement difficile de déterminer leur nature. Une façon de déterminer ces caractéristiques du signal est une RTF qui rend l'analyse du signal plus facile. Une RTF de ce signal est représenté sur la Figure 3(c). D'après cette représentation, il est évident qu'il s'agit de deux signaux chirps comprenant le signal représenté sur la Figure 3(a). De plus, la nature linéaire de variation de fréquences des chirps est également facilement déterminée à l'exception de l'ennui de commettre des erreurs d'interprétation à cause des interférences appelés termes croisés.

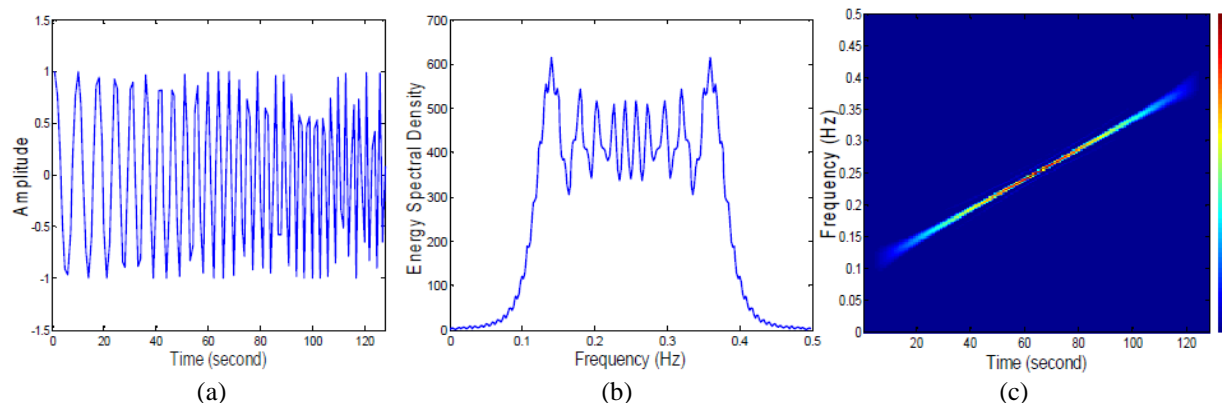


Figure 2 : Signal FM linéaire mono-composant; (a) représentation temporelle. (b) spectre d'amplitude. (c) représentation temps-fréquence.

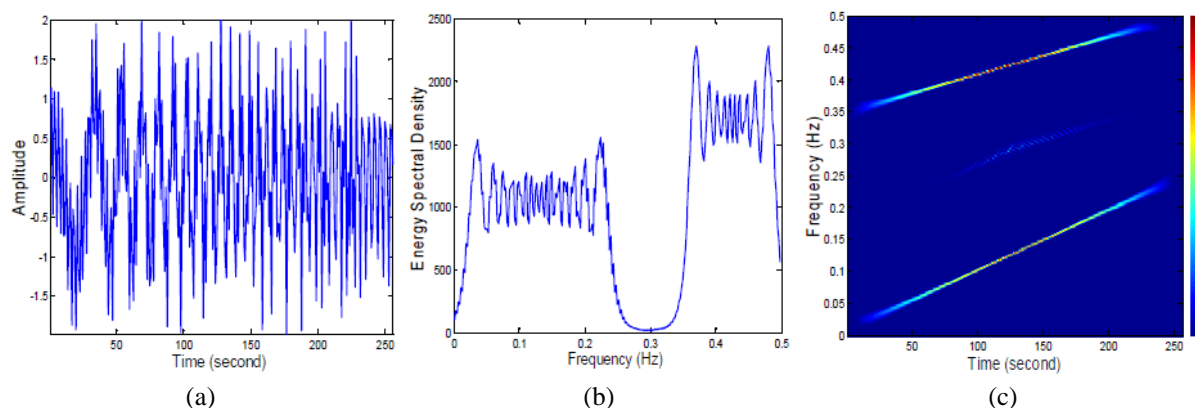


Figure 3 : Signal FM linéaire multi-composants. (a) représentation temporelle. (b) spectre d'amplitude. (c) représentation temps-fréquence.

De plus, la RTF peut considérablement simplifier l'interprétation des signaux en raison de leur capacité à afficher des informations de fréquence qui changent avec le temps. Ainsi,

l'analyse TF a été développée pour un large éventail de problèmes avec des signaux qui contiennent des événements hautement localisés.

Notre motivation dans cette recherche doctorale découle des problématiques importantes liées au domaine de l'analyse temps-fréquence (ATF) des signaux : Tout d'abord, les distributions temps-fréquence (DTFs) quadratiques les plus efficaces, nécessitent la spécification d'un noyau qui définit les performances globales de la représentation induite. Bien que de nombreuses DTFs aient été proposées dans la littérature, il n'y a pas de représentation idéale spécifique qui puisse être considérée comme le choix optimal pour tous les cas et applications possibles car chacune souffre d'un ou plusieurs inconvénients. Ceci fait que la construction de nouveaux noyaux pour l'analyse des signaux à spectres variants dans le temps un champ de recherche à la fois ouvert et prometteur [2].

Deuxièmement, si les distributions temps-fréquence de classe quadratique constituent un outil puissant de l'analyse des signaux non-stationnaires, leur lisibilité est cependant fortement affectée par la présence de termes d'interférence générés automatiquement du fait de la forme bilinéaire de ces représentations (voir Figure 3(c)). La situation devient plus complexe pour les signaux bruités à plusieurs composants comme les signaux acquis des moteurs intégrés dans l'industrie, alors que l'inspection visuelle est difficile et très subjective [2]. Cela justifie la nécessité d'une mesure objective de la performance informationnelle des DTFs. Ceci est extrêmement intéressant pour l'ATF afin de permettre le réglage automatique des paramètres du DTF de telle sorte d'optimiser les performances de la distribution générée. Dans le cas contraire, des caractéristiques importantes du signal peuvent être altérées ou perdues tandis que le défi majeur est d'estimer précisément ces caractéristiques quelle que soit l'application planifié.

Pour certains domaines critiques comme le diagnostic des machines électriques, les méthodes temps-fréquence se sont avérées un outil précieux basé sur leur capacité à mettre en évidence et à décrire des caractéristiques variant dans le temps [10]. Par exemple, dans le domaine de l'analyse du signal de vibration des moteurs asynchrones, on s'attend souvent intuitivement à utiliser des DTFs qui réduisent les effets des termes croisés tout en donnant une bonne résolution [11]. Leur capacité à montrer comment l'énergie du signal est distribuée sur le domaine t-f permet d'identifier d'importantes propriétés tel que le nombre des composants du signal et les régions de concentration d'énergie. Ceci aide à éviter l'absence ou la fausse détection d'un défaut pouvant paralyser le système tout entier [12].

Afin de fournir une évaluation objective quantifiant les performances de concentration et de résolution, nous introduisons une mesure de performances basée sur la concentration. Cette mesure, dite de Stankovic, est la plus utilisée dans l'analyse temps-fréquence des signaux. Dans le cadre de notre thèse, le but est d'optimiser une sélection des représentations temps-fréquences les plus connues dans la littérature y compris les DTFs dérivées de noyaux à support compact (Kernels with compact support KCS) dans le plan temps-retard (time-lag). La mesure de Stankovic permet aussi de déterminer la meilleure représentation décrivant un signal de test donné, en l'occurrence, les signaux correspondants aux défauts

de moteurs. Soutenu par une analyse approfondie des tracés tranches de temps, les performances de résolution sont également inspectées [13].

Troisièmement, pour la plupart des DTFs quadratiques les mieux connues, la résolution temps-fréquence est généralement améliorée par l'introduction de fenêtres externes qui lissent la distribution dans les axes temps et fréquence. Ceci rend le réglage du DTF plus difficile, plus lent et plus compliqué car il y a de nombreux paramètres à ajuster à la fois: le type des fenêtres, leurs longueurs respectives et les paramètres de lissage du noyau [14].

Le quatrième point concerne l'implémentation en temps réel d'un analyseur temps-fréquence qui a pour rôle d'acquérir des données réelles, de traiter et de fournir les informations les plus précises relatives à l'énergie des signaux non-stationnaires pour des applications spécifiques. Cependant, en plus de la longueur des données à traiter en temps réel, la charge de calcul requise est la plus contraignante. Dans ce contexte, un onduleur de tension à deux niveaux à base de composants IGBT a été réalisé pour ce travail de thèse pour générer le défaut de circuit-ouvert des IGBT. Ce dernier apparaissait comme le seul défaut qui peut se simuler expérimentalement. Les autres défauts dans un onduleur à deux niveaux peuvent entraîner directement le court-circuit de l'alimentation.

Le dernier point concerne l'application pratique des DTFs et plus particulièrement celles basées sur les noyaux KCS dans le domaine du diagnostic et de la détection des défauts de moteurs. Dans ce contexte, le courant ou les vibrations du moteur, sont bien connus pour être des signaux non-stationnaires : Les propriétés varient en fonction des conditions normales de fonctionnement du moteur variant dans le temps, plus particulièrement avec une charge. De même, pour le cas des machines tournantes, la présence de certaines composantes de fréquence dans le spectre s'est avérée être une indication d'une condition de défaut. Cependant, comme certaines de ces fréquences dépendent de la vitesse de rotation, il n'est pas possible d'utiliser l'analyse spectrale pour déterminer ces fréquences lorsque le roulement tourne à une vitesse de rotation variable. Des travaux récents ont souligné l'importance de la surveillance des machines pendant les états transitoires, tels que les périodes de démarrage, d'arrêt et d'accélération, car certaines pannes de machines se produisent pendant ces types de périodes de transition. Les signaux transitoires peuvent être une bonne source d'informations sur l'état de la machine qui n'est pas disponible en régime permanent. Les méthodes basées sur la transformée de Fourier sont connues pour être inadéquates pour représenter ce type de signaux car l'événement transitoire peut difficilement être approché par des sinus et des cosinus. Pour ces raisons, les méthodes basées sur la transformée de Fourier ne conviennent pas pour la surveillance de la machine dans les circonstances mentionnées ci-dessus. Dans le diagnostic des machines, les informations simultanées de temps et de fréquence d'un signal non-stationnaire peuvent fournir des informations importantes sur une machine surveillée [15, 16, 11, 17].

L'objectif principal de cette thèse est donc d'enrichir le domaine de l'analyse du signal temps-fréquence par de nouvelles propositions d'applications de représentations haute résolution de la classe de Cohen basées sur des noyaux à support compact (KCS) afin de fournir des outils efficaces pour la mesure d'énergie des signaux du courant et de vibration issues des moteurs asynchrones. Les performances des KCS-DTF sont comparées aux DTFs existantes les plus utilisées sur la base de mesures objectives de quantification des performances de concentration et de résolution. Des méthodologies pour sélectionner automatiquement un DTF qui convient le mieux à un signal donné, y compris les signaux réels, sont également développées.

Le reste de la thèse est organisée de la manière suivante : Le chapitre 1 présente une vue globale sur l'état actuel des outils d'analyse les plus utilisés des signaux non-stationnaires basés sur des représentations conjointes en temps et en fréquence. Pour chaque représentation TF, les avantages et inconvénients sont cités. Les expressions mathématiques des noyaux KCS dans le domaine temps-retard sont décrites et les effets de réglage de leurs paramètres sont examinés. De plus, les mesures de performance basées sur la concentration sont présentées. Le chapitre 2 décrit un bref aperçu sur l'état de l'art relatif aux techniques et méthodes utilisées dans le domaine de la surveillance et la supervision des systèmes et aussi présente les différents types de défauts liés aux moteur asynchrone et aux onduleurs. Le chapitre 3 présente un modèle mathématique d'un onduleur qui alimente un moteur asynchrone, décrivant son comportement dans l'état sain et l'état défaillant supporté par les résultats de simulation. Le chapitre 4 est dédié à la présentation détaillée des résultats expérimentaux de détection de défaut de circuit ouvert dans l'onduleur qui fait partie du banc de mesure réalisé dans cette thèse, et de défauts de roulements (bague interne, bague externe et bille) dont les signaux utilisés sont disponibles sur le site du Case Western Reserve University. Le chapitre démontre graphiquement et numériquement les performances de diagnostic réalisées sur les signaux acquis par les méthodes proposées basées sur l'ATF par les KCS-DTFs ainsi que les ondelettes. Une conclusion générale de ce travail et les perspectives clôturent cette thèse.

Chapitre 1 :
Etat de l'art de l'analyse
temps-fréquence

1.1 Introduction

Comme nous l'avons vu à l'introduction générale, la transformée de Fourier n'est pas adaptée à l'analyse des signaux non-stationnaires puisqu'elle projette le signal sur des ondes infinies (sinusoïdes) qui sont complètement délocalisées dans le temps. Les concepts de fréquence instantanée et de retard de groupe sont également intrinsèquement inadaptés à un grand nombre de signaux non-stationnaires, ceux contenant plus d'une composante fréquentielle. Les solutions monodimensionnelles ne semblent donc pas suffisantes et il faut considérer les fonctions bidimensionnelles (fonctions des variables temps et fréquence). Une première classe de telles représentations temps-fréquence est donnée par les décompositions atomiques (également connues sous le nom de représentations temps-fréquence linéaires). Pour introduire ce concept, nous commençons par la transformée de Fourier à court terme qui a une interprétation très intuitive. La deuxième classe est basée sur l'énergie jointe en temps et en fréquence définissant ainsi l'ensemble des représentations temps-fréquences quadratiques. Cette appellation vient du fait que le signal analysé entre dans l'intégrale de la représentation autant qu'un terme quadratique au lieu que linéaire. D'autre part, l'évaluation objective de la performance d'une représentation donnée nécessite l'utilisation de mesures spécifiques adaptées à l'analyse temps-fréquence.

Dans ce chapitre, nous passons en revue les outils les plus utilisés pour analyser des signaux non-stationnaires en se basant sur des représentations conjointes en temps et en fréquence. Après avoir présenté les concepts généraux, nous identifions les propriétés appropriées pour l'élaboration d'une analyse temps-fréquence et ses inévitables limites. En particulier, nous étudions en profondeur les distributions temps-fréquence bien connues de la classe quadratique y compris celles dérivées de noyaux à support compact à savoir la distribution de Cheriet-Belouchrani (CB DTF), la distribution CB à noyau séparable (SCB DTF) et la distribution CB à noyau polynomial (PCB DFT). Des exemples illustratifs sont fournis afin de vérifier les effets des paramètres de lissage, s'ils existent, sur l'estimation d'énergie de signaux non-stationnaires à composants multiples ainsi que les inconvénients de chaque représentation. Ensuite, nous introduisons les mesures de performance basées sur la concentration appliquées à l'ATF.

1.2 La transformée de Fourier à Court Terme (TFCT)

1.2.1 Définition

Afin d'introduire une dépendance temporelle dans la transformée de Fourier, une solution simple et intuitive consiste à pré-fenêtrer le signal $x(t)$ autour d'un instant t particulier, à calculer sa transformée de Fourier, et à le faire à chaque instant t . La transformée résultante, appelée transformée de Fourier à court terme (TFCT, ou spectre à court terme), est définie par :

$$\text{TFCT}_x^h(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) h^*(t - \tau) e^{-2j\pi f\tau} d\tau \quad (7)$$

Où l'astérisque indique le conjugué complexe. Ainsi, le TFCT peut être vu simplement comme un spectre local du signal $x(\tau)$ glissant sur toute la durée du signal grâce à la fenêtre d'analyse de temps court $h^*(t - \tau)$ qui supprime le signal en dehors du voisinage autour du point du temps d'analyse $\tau = t$.

Si, en particulier ; la fenêtre $h(t)$ est gaussienne de la forme générale suivante :

$$h(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{(-t^2/(2\sigma^2))} \quad (8)$$

Alors, la TFCT de $x(t)$ par rapport à $h(t)$ est précisément la transformée de Gabor de $x(t)$ en utilisant la gaussienne $h(t)$ [1]. Le paramètre positif $A = 1/\sqrt{2\pi}\sigma$ est le pic de la gaussienne et $\sigma > 0$ contrôle la largeur de la cloche. Une autre formulation de la TFCT peut être obtenue en considérant les spectres du signal et de la fenêtre telle que [18] :

$$TFCT_x^h(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(\eta) H^*(\eta - f) e^{-2j\pi(\eta - f)t} d\eta \quad (9)$$

Où X et H sont respectivement les transformés de Fourier de x et h .

Ceci fait apparaître la TFCT comme le résultat du passage du signal à travers un banc continu de filtres passe-bande à bande passante constante [5].

1.2.2 Résolution Temps-Fréquence

La qualité de la localisation temps-fréquence est directement liée à la résolution temporelle définie comme la capacité de distinguer entre deux événements successifs et à la résolution fréquentielle qui exprime la capacité de différencier deux sinusoïdes à fréquences proches [1]. Bien que la TFCT fournisse des informations à la fois sur quand est-ce et à quelle fréquence un événement d'un signal se produit, nous ne pouvons obtenir ces informations qu'avec une précision limitée qui est liée au type et à la taille de la fenêtre d'analyse : L'inconvénient est qu'une fois la durée de fenêtre Δt_h est choisie, elle est fixe pour tous les segments du signal et donc pour toutes les fréquences [2]. Mathématiquement parlant, la résolution temporelle du TFCT peut être obtenue en considérant pour x une impulsion de Dirac [18] :

$$x(t) = \delta(t - t_0) \quad \text{alors} \quad TFCT_x^h(t, f) = e^{-2j\pi t_0 f} h(t - t_0) \quad (10)$$

Ainsi, la résolution temporelle du TFCT est proportionnelle à la durée effective Δt_h de la fenêtre d'analyse h . De même, en considérant une impulsion de Dirac dans le domaine fréquentiel ($e^{-2j\pi f_0 t}$), et en se référant à l'équation (9); la résolution fréquentielle est obtenue [5] :

$$X(f) = \delta(f - f_0) \quad \text{alors} \quad TFCT_x^h(t, f) = e^{-2j\pi f_0 t} H(f - f_0) \quad (11)$$

La résolution fréquentielle de la TFCT est alors proportionnelle à la bande passante effective Δf_h de la fenêtre h . Par conséquent, un compromis existe toujours entre les résolutions en temps et en fréquence car nous ne pouvons pas concevoir simultanément une

fenêtre $h(t)$ de courte durée et un filtre $H(f)$ à bande étroite [2]. C'est ce qu'on appelle : le principe d'incertitude de Heisenberg-Gabor.

1.2.3 Limitations de la Transformé de Fourier à court terme

Le principe d'incertitude de Heisenberg-Gabor, aussi connu comme l'inégalité de Heisenberg-Gabor, indique que le produit de la durée et la bande passante est limitée par une valeur inférieure telle que [8] :

$$\Delta t \Delta f \geq \frac{1}{4\pi} \quad (12)$$

Ce concept fondamental signifie qu'une forme d'onde ne peut pas avoir simultanément une durée arbitrairement petite et une bande passante arbitrairement étroite : A force qu'un signal se concentre plus sur son centre du domaine temporel, il devient plus dispersé sur son centre du domaine fréquentiel. Pour la TFCT, l'utilisation d'une fenêtre d'analyse trop courte conduit à une parfaite localisation temporelle / mauvaise localisation fréquentielle et l'inverse est vrai (Tableau 1). Il s'agit en fait d'un des arguments pratiques fondamentaux contre l'utilisation de la TFCT et de son module carré, le spectrogramme (voir section 1.4.1).

Tableau 1: les deux cas extrêmes de localisation temporelle et fréquentielle de la TFCT [2]

$x(t) = \delta(t) \rightarrow \text{TFCT}_x^h(t, f) = x(t)e^{-2j\pi t_0 f}$	$X(f) = \delta(f) \rightarrow \text{TFCT}_x^h(t, f) = X(f)$
localisation parfaite en temps Pas de localisation fréquentielle	localisation parfaite en fréquence Pas de localisation temporelle

La Figure 4 présente la représentation temporelle d'une onde contenant deux signaux de modulation linéaire de fréquence, le premier signal commence à partir de 500 Hz et se termine par 1500 Hz, tant que le deuxième diminue à partir de 1500 Hz jusqu'à 500 Hz.

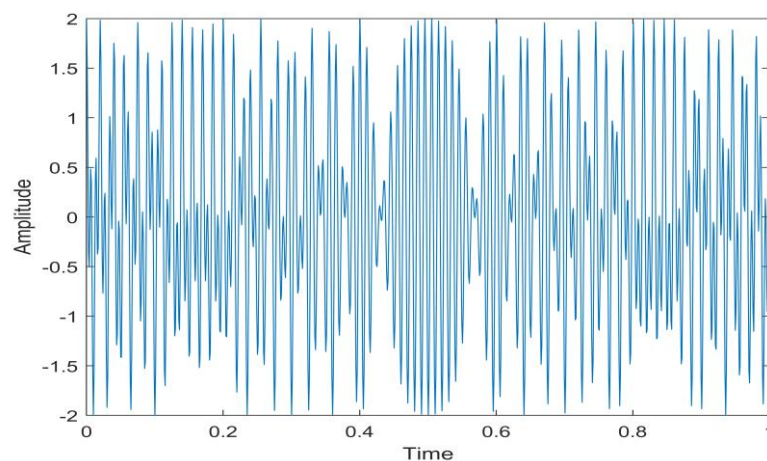


Figure 4 : Représentation temporelle d'un signal synthétique modulé linéairement en fréquence.

La Figure 5 montre le module de la TFCT de ce signal non-stationnaire. Différentes fenêtres d'analyse sont utilisées avec une longueur $L = 64$ et 128 , respectivement. Nous voyons que pour $L = 64$, la résolution en fréquence est mauvaise. La situation inverse est observée lorsque $L = 128$: La TFCT localise, comme prévu, la première composante fréquentielle

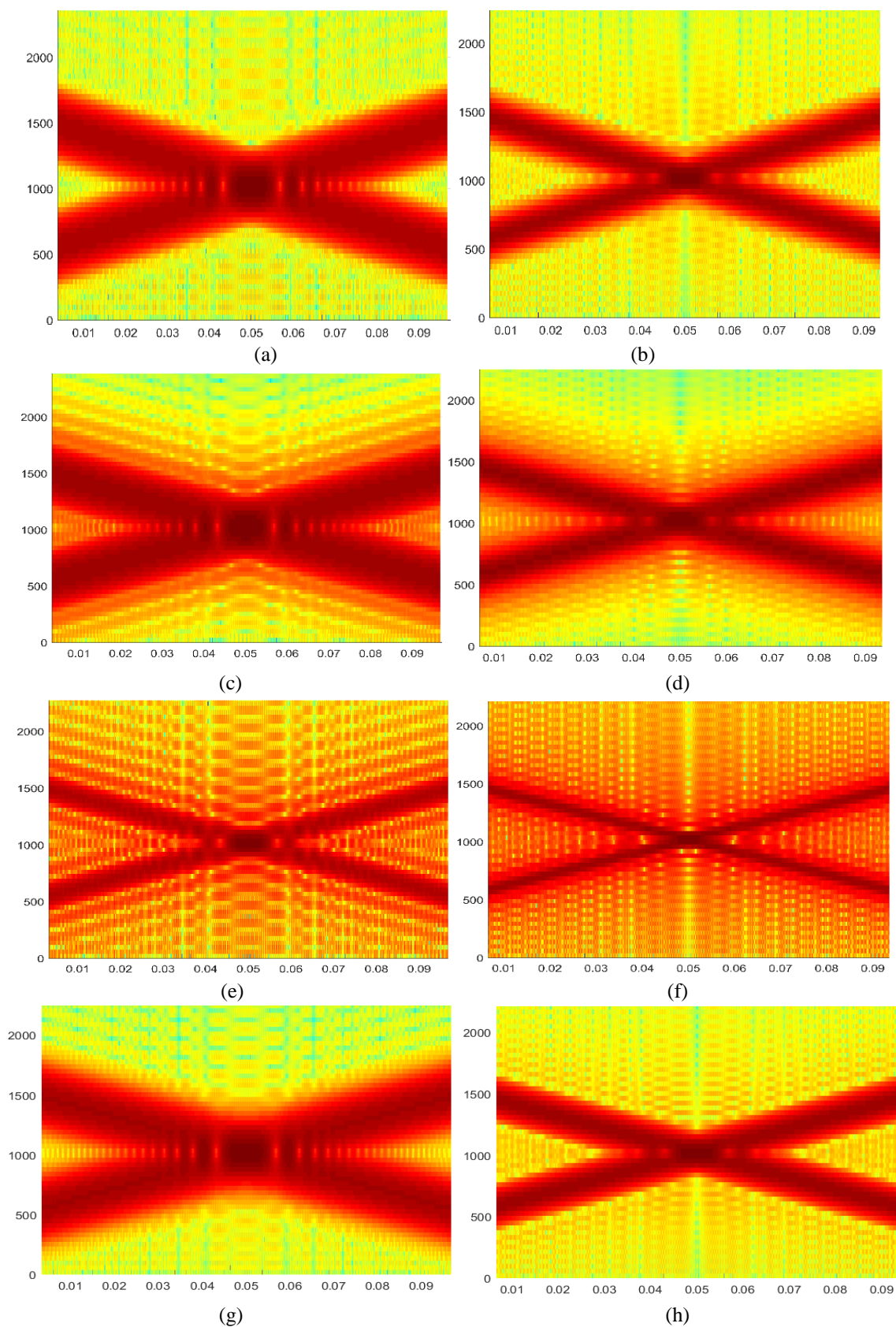


Figure 5 : le module de la TFCT d'une onde contenant deux signaux de modulation linéaire de fréquence (a) Hamming(64), (b) Hamming(128), (c) Hanning(64), (d) Hanning(128), (e) Kaiser (64), (f) Kaiser (128), (g) Gaussian (64), (h) Gaussian (128)

commençant à environ 500 Hz et se terminant à 1500 Hz, et la deuxième composante débutant à de 1500 Hz et se terminant à 500 Hz, tandis que la localisation temporelle est sans importance. De plus, les termes d'interférence sont mieux réduits en utilisant respectivement les fenêtres Gaussian et Hamming comparées à la fenêtre de Kaiser qui génère des lobes latéraux plus importants dans le domaine fréquentiel mais atteignent toujours dans ce cas la meilleure résolution fréquentielle.

1.3 Les transformées en Ondelette (TO)

L'analyse en ondelettes est une représentation particulière échelle-temps des signaux qui a trouvé un large éventail d'applications. En un mot, les ondelettes sont des ondes localisées, c'est-à-dire des signaux de valeur moyenne nulle qui tombent à zéro après quelques oscillations. L'origine de l'analyse des ondelettes telle qu'elle est connue aujourd'hui peut être attribuée aux travaux d'Alex Grossmann et Jean Morlet.

Les ondelettes peuvent être des fonctions réelles ou complexes. Les vraies ondelettes sont utiles pour détecter les transitions de signaux brusques [19].

1.3.1 Définition

L'analyse des ondelettes commence par sélectionner parmi les familles d'ondelettes existantes une fonction d'ondelettes de base qui peut être une fonction de l'espace s ou du temps t . Cette fonction d'ondelette de base, appelée « ondelette mère » $\psi(s)$, est ensuite dilatée (ou contractée) par le paramètre a ($a > 0$) et translatée dans l'espace par le paramètre b pour générer un ensemble de fonctions de base $\psi_{a,b}(s)$ comme suit:

$$\psi_{a,b}(s) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{s-b}{a}\right) \quad (13)$$

La fonction est centrée à b avec un écart proportionnel de a . La transformée en ondelettes (dans sa version continue ou discrète) corrèle la fonction $x(s)$ avec $\psi_{a,b}(s)$. La transformée en ondelettes continue (TOC) est la somme sur tout le temps, du signal multiplié par une version mise à l'échelle (dilaté si $a > 1$ ou contracté si $a < 1$) et décalée d'une ondelette mère :

$$\begin{aligned} TOC_x(a,b) &= \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(s) \psi\left(\frac{s-b}{a}\right) ds \\ TOC_x(a,b) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(s) \psi_{a,b}(s) ds \end{aligned} \quad (14)$$

Où l'échelle a et la position b des nombres réels. Les résultats de la transformée sont des coefficients d'ondelettes qui montrent à quel point une fonction d'ondelettes est corrélée avec le signal analysé. Par conséquent, des transitions brusques dans $x(s)$ créent des coefficients d'ondelettes avec de grandes amplitudes.

La TOC a un inverse : la TOC inverse permet de récupérer le signal à partir de ses coefficients $TOC(a,b)$, et est défini comme :

$$x(s) = \frac{1}{K_\psi} \iint_{-\infty}^{\infty} TOC(a, b) \psi_{a,b}(s) db \frac{da}{a^2} \quad (15)$$

Où la constante K_ψ dépend du type d'ondelette. Un des inconvénients de la TOC est qu'un très grand nombre de coefficients d'ondelettes $TOC(a, b)$ sont générés lors de l'analyse. De plus, peu d'ondelettes ont une expression explicite et la plupart sont définies avec des équations récursives. On peut montrer [20] que la TOC est hautement redondante, en ce sens qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser le domaine complet de $TOC(a, b)$ pour reconstruire $x(s)$. Par conséquent, au lieu d'utiliser un continuum de dilatations et de translations, des valeurs discrètes des paramètres sont utilisées. La dilatation est définie comme $a = 2^j$ et le paramètre de translation prend les valeurs $b = k2^j$, où $(j, k) \in Z$ et Z est un ensemble d'entiers. Cet échantillonnage des coordonnées (a, b) est appelé *échantillonnage dyadique* car les valeurs consécutives des échelles discrètes diffèrent d'un facteur 2. En utilisant les échelles discrètes, on peut définir la transformée en ondelettes discrète (TOD) comme suit [21] :

$$\begin{aligned} TOD_{j,k} &= 2^{-j/2} \int_{-\infty}^{\infty} x(s) \psi(2^{-j}s - k) ds \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x(s) \psi_{j,k}(s) ds \end{aligned} \quad (16)$$

La résolution du signal est définie comme l'inverse de l'échelle $1/a = 2^{-j}$, et l'entier j est appelé *niveau*. Lorsque le niveau et l'échelle diminue, la résolution augmente et les composants les plus petits et les plus fins du signal sont accessibles. Le signal peut être reconstruit à partir des coefficients d'ondelettes $TOD_{j,k}$ et l'algorithme de reconstruction est appelé transformée en ondelettes discrète inverse (TODI):

$$x(s) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} TOD_{j,k} 2^{-j/2} \psi(2^{-j}s - k) \quad (17)$$

Supposons que la transformée en ondelettes $TOC(a, b)$ n'est disponible que pour les petites échelles, disons $a < a_0$ et que nous voulons récupérer la fonction $x(s)$. Dans ce cas, nous avons besoin du complément de l'information correspondant à TOD (a, b) pour $a > a_0$. Pour obtenir ces informations, une autre fonction $\phi(s)$, appelée fonction de mise à l'échelle, doit être introduite [19]. En substituant $\psi(s)$ par $\phi(s)$ dans l'équation (14) on obtient une fonction $D(a_0, b)$

$$\begin{aligned} D(a_0, b) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(s) \frac{1}{\sqrt{a_0}} \phi\left(\frac{s-b}{a_0}\right) ds \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x(s) \phi_{a_0,b}(s) ds \end{aligned} \quad (18)$$

On peut alors montrer que la TODI en équation (17), c'est-à-dire la formule de reconstruction, peut être divisée comme suit:

$$x(s) = \frac{1}{K_\psi} \int_0^{a_0} \text{TOD}(a, b) \psi_{a,b}(s) db \frac{da}{a^2} + \frac{1}{K_\psi a_0} \int_0^{a_0} A(a_0, b) \phi_{a_0,b}(s) db \quad (19)$$

La fonction de mise à l'échelle n'existe pas pour chaque ondelette. Supposons maintenant que l'échelle dyadique soit utilisée pour a et b , et considérons un niveau de référence J . En appliquant l'équation (16) pour ce cas, on obtient un ensemble de coefficients

$$cD_j(k) = \int_{-\infty}^{\infty} x(s) \psi_{j,k}(s) ds \quad (20)$$

Les coefficients $cD_j(k)$ sont connus sous le nom de *coefficients de détail* de niveau J . En utilisant l'échelle dyadique et le niveau J , l'équation (16) donne un autre ensemble de coefficients

$$cA_j(k) = \int_{-\infty}^{\infty} x(s) \phi_{j,k}(s) ds \quad (21)$$

Les nouveaux coefficients $cA_j(k)$ sont connus sous le nom de *coefficients d'approximation* de niveau J . La version discrète de la formule de reconstruction, équation (19), devient

$$x(s) = \sum_{j=-\infty}^J \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} cD_j(k) \psi_{j,k}(s) \right) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} cA_j(k) \phi_{j,k}(s) \quad (22)$$

La fonction entre parenthèses est connue sous le nom de *fonction de détail* au niveau j :

$$D_j(s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} cD_j(k) \psi_{j,k}(s) \quad (23)$$

La fonction définie par la deuxième sommation dans l'équation (22) est appelée *fonction d'approximation* au niveau J

$$A_j(s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} cA_j(k) \phi_{j,k}(s) \quad (24)$$

L'équation (22) dit donc que la fonction originale peut être exprimée comme la somme de son approximation au niveau J plus tous ses détails jusqu'au même niveau. C'est-à-dire

$$x(s) = A_j(s) + \sum_{j \leq J} D_j(s) \quad (25)$$

Les équations (20) et (21) décrivent le TOD tandis que les équations (23), (24) et (25) constituent l'TODI [19]. De nombreux types d'ondelettes ont été développés dont les caractéristiques et les performances varient en fonction de leurs propriétés associées [20, 22]. Certaines des propriétés les plus pertinentes sont : (1) la régularité ; (2) le soutien ; (3) le nombre de moments de fuite ; et (4) la symétrie. L'exigence de satisfaire la symétrie et la reconstruction exacte du signal analysé limite le choix à l'ondelette de Haar et aux ondelettes biorthogonales [23].

1.3.2 Lien de l'échelle à la fréquence

Pour être admissible, cette ondelette doit être essentiellement passe-bande, conduisant à une interprétation temps-fréquence via l'identification $f=f_0/a$, avec f_0 la fréquence centrale caractéristique du filtre en ondelettes à l'échelle de référence $a = 1$. On obtient :

$$W_x(t, f) = \sqrt{f/f_0} \int_{-\infty}^{\infty} X(s) \Psi^*(as) ds \quad (26)$$

D'où Ψ est le transformé de Fourier de l'ondelette mère ψ . La transformation temps-échelle devient une transformation temps-fréquence au même titre que la transformation de Fourier à court terme.

On définit le Scalogramme comme le carré du module de la transformation en ondelette du signal, ce dernier définit une répartition d'énergie du signal dans le plan temps-échelle (ou temps-fréquence si on donne une interprétation de fréquence au paramètre d'échelle).

1.3.3 Limitations de la Transformé en ondelette

Un exemple de l'application d'une transformée en ondelettes continue (basée sur une ondelette de Morlet) à un train d'impulsions périodique est donné à la Figure 6. La Figure 6 (b) représente la TOC d'un train d'impulsions périodique donné par la Figure 6(a). La TOC du signal témoigne d'une transition continue des échelles fines (hautes fréquences, où les impulsions sont « vues » en tant qu'individus) aux grandes échelles (basses fréquences, où la périodicité se termine avec des raies spectrales). Il est à noter que l'axe des fréquences est affiché sur une échelle logarithmique.

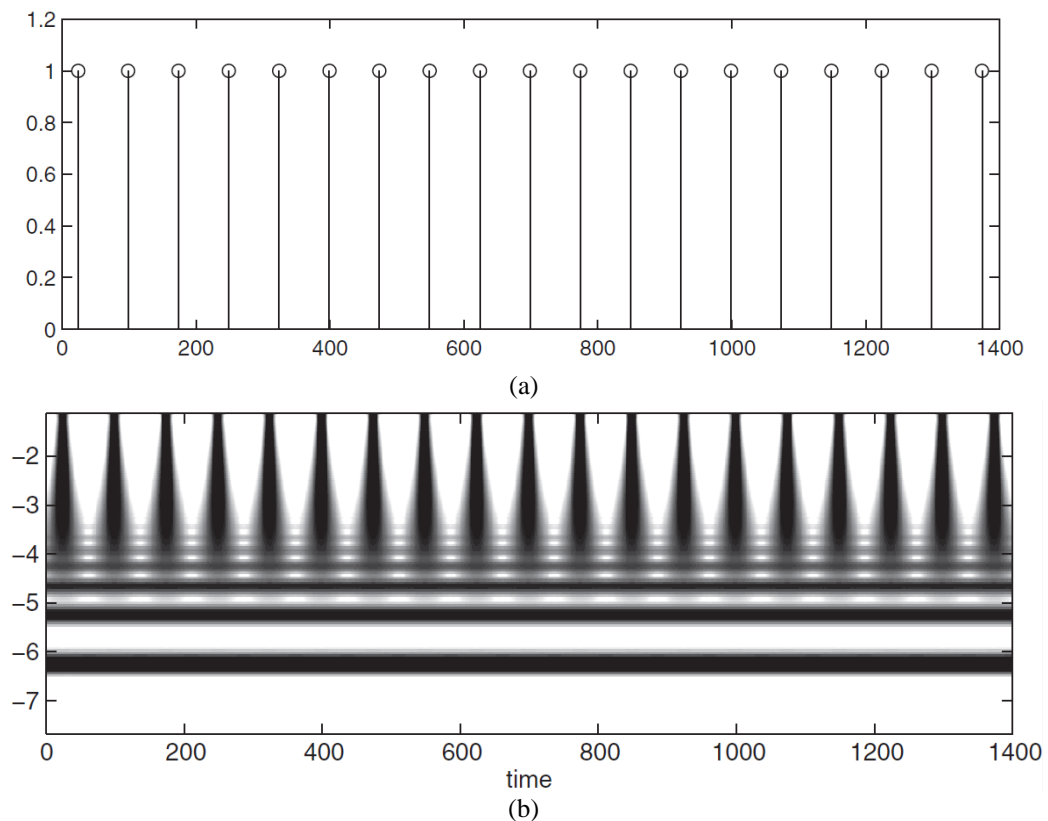


Figure 6 : (a) Train d'impulsions. (b) TOC du train d'impulsions [24]

1.4 Les représentations temps-fréquence quadratiques

Jusqu'à ce point, nous avons présenté des représentations temps-fréquence qui décomposent le signal en composantes élémentaires, les atomes, bien localisés en temps et en fréquence. Ces représentations sont en fait des transformations linéaires du signal. Une autre approche de ce problème, qui sera développée dans cette section, consiste à répartir l'énergie du signal le long des deux variables temps et fréquence. Cela donne lieu à des distributions temps-fréquence de l'énergie, qui sont naturellement des transformations quadratiques du signal.

Le scalogramme représente une transition entre les deux classes pour le groupe affine. Nous présentons dans cette section une transition naturelle entre ces deux classes de solutions à travers le spectrogramme pour le groupe Weyl-Heisenberg [19].

1.4.1 Le Spectrogramme

Si l'on considère le module au carré de la TFCT, on obtient une densité d'énergie spectrale du signal localement fenêtré

$$S_x(t, \nu) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} x(u) h^*(u - t) e^{-j2\pi\nu u} du \right|^2 \quad (27)$$

Ceci définit le spectrogramme, qui est une distribution à valeur réelle et non négative. Puisque la fenêtre h de la TFCT est supposée en énergie unitaire, le spectrogramme satisfait la propriété de distribution d'énergie globale

$$\iint_{-\infty}^{\infty} S_x(t, \nu) dt d\nu = E_x \quad (28)$$

Ainsi, on peut interpréter le spectrogramme comme une mesure de l'énergie du signal contenu dans le domaine temps-fréquence centré sur le point (t, f) et dont la forme est indépendante de cette localisation [1, 25].

1.4.1.1 Propriétés

- Covariance temps et fréquence

Une conséquence directe de la définition du spectrogramme est qu'il préserve les décalages temporels et fréquentiels [18]:

$$\begin{aligned} y(t) = x(t - t_0) &\Rightarrow S_y(t, \nu) = S_x(t - t_0, \nu) \\ y(t) = x(t) e^{j2\pi\nu_0 t} &\Rightarrow S_y(t, \nu) = S_x(t, \nu - \nu_0) \end{aligned} \quad (29)$$

Ainsi, le spectrogramme est un élément de la classe des distributions temps-fréquences quadratiques covariantes par translation en temps et en fréquence. Cette classe, développée dans la section suivante, est appelée la classe de Cohen.

- Résolution temps-fréquence

Le spectrogramme étant l'amplitude au carré de la TFCT, il est évident que la résolution temps-fréquence du spectrogramme est limitée exactement comme pour la TFCT. En

particulier, il existe à nouveau un compromis entre résolution temporelle et résolution fréquentielle. Cette propriété de mauvaise résolution est le principal inconvénient de cette représentation.

- Structure d'interférence

Comme il s'agit d'une représentation quadratique (ou bilinéaire), le spectrogramme de la somme de deux signaux n'est pas la somme des deux spectrogrammes (principe de superposition quadratique) :

$$y(t) = x_1(t) + x_2(t) \Rightarrow S_y(t, \nu) = S_{x_1}(t, \nu) + S_{x_2}(t, \nu) + 2\Re\{S_{x_1, x_2}(t, \nu)\} \quad (30)$$

où $S_{x_1, x_2}(t, \nu)$ est le spectrogramme croisé et \Re désigne la partie réelle. Ainsi, comme toute distribution quadratique, le spectrogramme présente des termes d'interférence, donnés par $S_{x_1, x_2}(t, \nu)$. Cependant, il a été montré que ces termes d'interférence sont limités aux régions du plan temps-fréquence où les auto-spectrogrammes $S_{x_1}(t, \nu)$ et $S_{x_2}(t, \nu)$ se chevauchent. Ainsi, si les composantes de signal $x_1(t)$ et $x_2(t)$ sont suffisamment éloignées pour que leurs spectrogrammes ne se chevauchent pas de manière significative, alors le terme d'interférence sera presque identique à zéro. Cette propriété, qui est un avantage pratique du spectrogramme, est en fait une conséquence de la mauvaise résolution du spectrogramme [5].

1.4.1.2 Exemple

Pour illustrer le compromis entre résolution du spectrogramme et sa structure d'interférence, nous considérons un signal composé de deux chirps parallèles, et nous l'analysons avec le spectrogramme utilisant deux fenêtres gaussiennes de largeurs L égales à 23 et 63, respectivement (Figure 7).

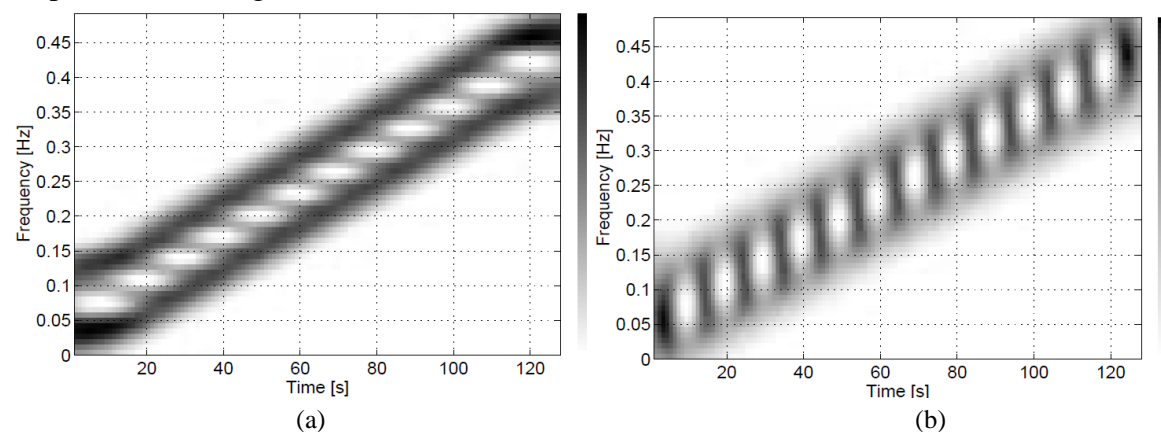


Figure 7 : Spectrogramme de deux chirps parallèles, utilisant une fenêtre d'analyse gaussienne (a) d'une courte durée ($L=23$). (b) d'une longue durée ($L=63$).

Dans ces deux cas, les deux composantes FM du signal ne sont pas suffisamment éloignées pour avoir des spectrogrammes distincts, quelle que soit la longueur de la fenêtre. Par conséquent, des termes d'interférence sont présents et perturbent la lisibilité de la représentation temps-fréquence. Si nous considérons des composantes plus éloignées

(Figure 8), les deux auto-spectrogrammes ne se chevauchent pas et aucun terme d'interférence n'apparaît. On peut également voir l'effet d'une fenêtre courte (h1) et d'une fenêtre longue (h2) sur la résolution temps-fréquence. Dans le cas présent, la longue fenêtre h2 est préférable car comme la progression de fréquence n'est pas très rapide, l'hypothèse quasi stationnaire sera correcte sur h2 (donc la résolution temporelle n'est pas aussi importante que la résolution fréquentielle dans ce cas) et la résolution fréquentielle sera assez bonne ; alors que si la fenêtre est courte (h1), la résolution temporelle sera bonne, ce qui n'est pas très utile, et la résolution fréquentielle sera mauvaise. Le spectrogramme est donc une généralisation naturelle des méthodes de Fourier fenêtrées que nous avons été à l'aise d'utiliser. Cependant, malgré la sensation plus intuitive, les spectrogrammes sont loin d'être les transformations temps-fréquence quadratiques les plus populaires. D'une part, ils dépendent d'une fonction de fenêtre. Ces inconvénients indésirables ont motivé les théoriciens du signal à rechercher d'autres techniques de transformation. Parmi ces transformations les plus répandues se trouve la transformation classique de Wigner et Ville que nous introduisons ci-après.

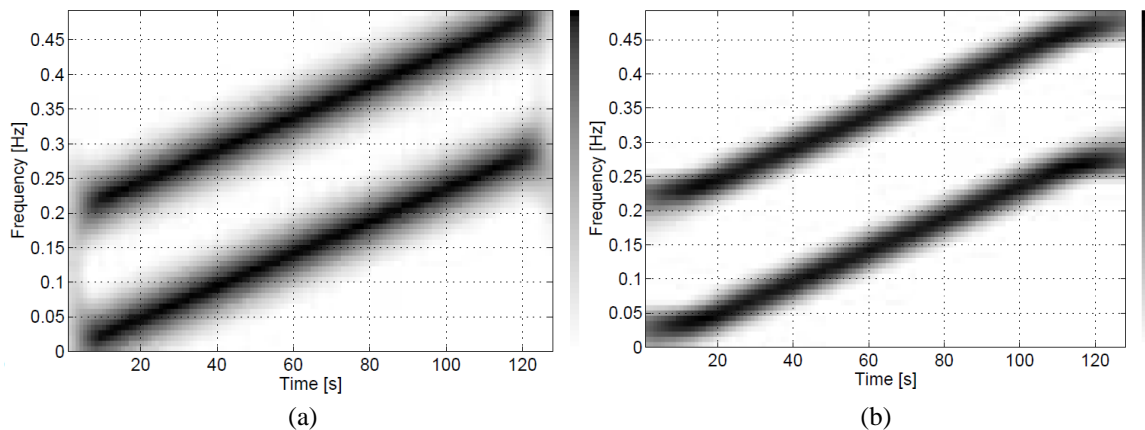


Figure 8 : Spectrogramme de deux chirps parallèles plus éloignés, en utilisant une fenêtre d'analyse gaussienne (a) courte h1. (b) longue h2.

1.4.2 Distribution de Wigner-Ville

La distribution de Wigner-Ville (WVD) est considérée comme une représentation TF qui atteint un bon compromis entre la résolution en temps et en fréquence [26, 27]. La WVD d'un signal $x(t)$ est donnée par :

$$\text{WVD}_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-2j\pi f\tau} d\tau \quad (31)$$

où, $x^*(t)$ est le conjugué complexe de $x(t)$. La WVD peut fournir une très bonne résolution en temps et en fréquence de la structure de signal sous-jacente (Figure 9) en raison de ses propriétés intéressantes telles que la préservation du support de fréquence, la fréquence instantanée, le retard de groupe, etc. Cependant, en raison de la nature bilinéaire du WVD, et en raison de l'existence de valeurs négatives, la WVD a des résultats de TF trompeurs

dans le cas de signaux à plusieurs composants en raison de la présence de termes croisés et de termes d'interférence [28]. Par exemple, la WVD du signal multi composant $\tilde{x}(t) = x_1(t) + x_2(t)$ est:

$$\begin{aligned} WVD_{\tilde{x}}(t, f) &= WVD_{x_1+x_2}(t, f) \\ &= WVD_{x_1}(t, f) + WVD_{x_2}(t, f) + 2Re[WVD_{x_1x_2}(t, f)] \end{aligned} \quad (32)$$

Les deux premiers termes, $WVD_{x_1}(t, f)$ et $WVD_{x_2}(t, f)$ sont respectivement la WVD des signaux $x_1(t)$ et $x_2(t)$, et ils sont appelés termes automatiques. Le dernier terme $WVD_{x_1x_2}$ est la WVD croisée de $x_1(t)$ et $x_2(t)$; il est donné par:

$$WVD_{x_1x_2}(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_1\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x_2^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-2j\pi f\tau} d\tau \quad (33)$$

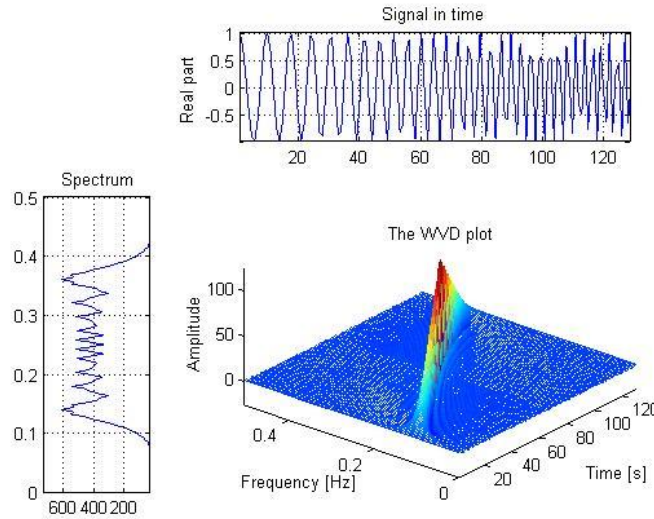


Figure 9 : Distribution de wigner-ville d'un chirp linéaire [2]

Les termes croisés générés par la WVD peuvent être réduits en utilisant des fonctions de noyau de lissage appropriées ainsi qu'en analysant le signal analytique (au lieu du signal d'origine) pour résoudre le problème des termes croisés produits par des composantes de fréquence négatives. Le signal analytique est donné par (3). Ainsi, l'équation (31) sera:

$$WVD_{z_x}(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} z_x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) z_x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-2j\pi f\tau} d\tau \quad (34)$$

où, $z_x(t)$ est le signal analytique associé au signal $x(t)$. La Figure 10 montre deux exemples de signaux avec leurs tracés correspondants de la WVD. La figure 10(a) représente un chirp FM parabolique mono-composant et la figure 10(b) représente un signal multi-composant avec deux chirps FM linéaires, l'un avec un support de fréquence croissant de 0,1 à 0,4 Hz et l'autre avec un support de fréquence décroissant de 0,4 à 0,1 Hz. Les termes oscillatoires en (a) sont appelés termes d'interférence interne apparaissant dans un signal mono-composant convexe tandis que ceux en (b) sont appelés termes croisés entre une paire de composants de signal dans un signal multi-composants. Pour éviter le problème des termes croisés oscillatoires ou des termes d'interférence interne, des versions lissées de la WVD ont été introduites. Parmi ces dernières se trouve la pseudo WVD lissée (Smoothed Pseudo

WVD) (SPWVD). La SPWVD inclut deux fenêtres d'analyse indépendantes, l'une dans le temps et l'autre dans le domaine fréquentiel pour améliorer la lisibilité de la distribution de Wigner-Ville [29]. La SPWVD d'un signal $x(t)$ est donnée par :

$$\text{SPWVD}_x(t, f; g, h) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \int_{-\infty}^{+\infty} g(s-t)x(s+\frac{\tau}{2})x^*(s-\frac{\tau}{2}) ds e^{-2j\pi f\tau} d\tau \quad (35)$$

où t est la variable temporelle, f est la fréquence, h est la fenêtre de lissage de fréquence et g est la fenêtre de lissage temporel [29]. La Figure 11 montre le SPWVD des mêmes signaux que dans la Figure 10. Deux fenêtres de Hamming d'une longueur de 5 points et d'une longueur de 1023 points ont été utilisées respectivement, dans le lissage temporel et fréquentiel.

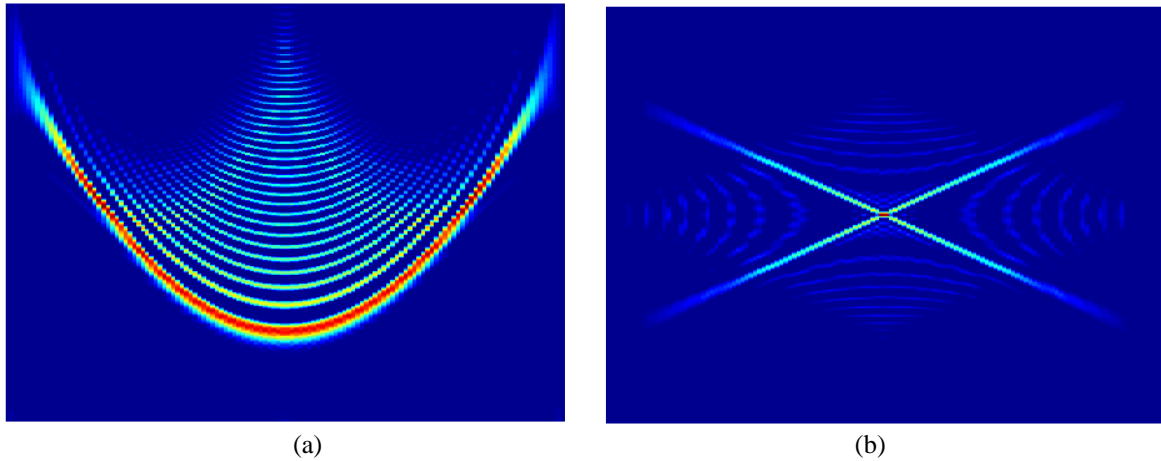


Figure 10 : Distributions de Wigner-Ville (WVD) de (a) signal de chirp FM parabolique mono-composant, (b) Signal multi-composants avec deux signaux de chirp linéaires croisés.

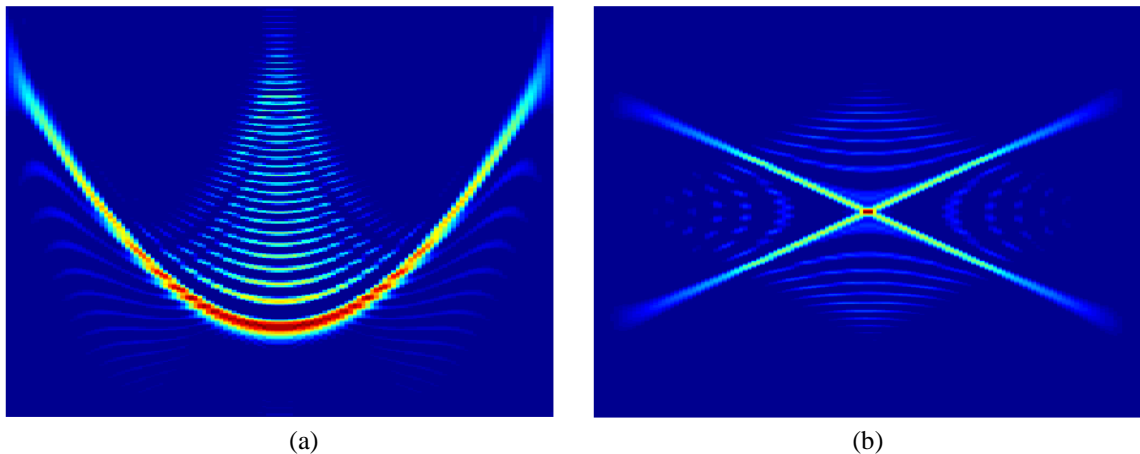


Figure 11 : Distributions pseudo-Wigner-Ville lissées (SPWVD) de (a) signal de chirp parabolique mono-composant, (a) Signal multi-composants avec deux signaux de chirp linéaires croisés. Les termes d'interférence interne dans (a) ont été réduits.

Il a été montré dans la section précédente que bien que la WVD ait des propriétés très importantes par rapport aux autres RTFs, la présence de termes croisés rend la WVD difficile à interpréter. Ces termes croisés interfèrent avec, et masquent souvent, les

véritables informations TF et pourraient conduire à des interprétations erronées de la concentration d'énergie du signal et à une mauvaise lecture de la signature TF du signal correspondant. Les termes croisés de la WVD ont été largement analysés [30]. On a découvert que les termes croisés WVD se situent à mi-temps et à mi-fréquence de chaque paire d'auto-composants ; ils sont très oscillatoires et peuvent avoir des amplitudes deux fois plus grandes que le produit des grandeurs de la WVD des deux signaux considérés [28].

Souvent, les praticiens utilisent le spectrogramme (carré de TFCT) ou le scalogramme (carré de TOC) en affirmant qu'ils sont exempts des problèmes de termes croisés trouvés dans la WVD. Cependant, Kadambe et Boudreaux-Bartels [30] ont montré que les termes croisés comparables à ceux trouvés dans la WVD existent lorsque l'on considère les distributions d'énergie du TFCT (spectrogramme) et du TOC (Scalogramme). En dérivant les expressions mathématiques pour les distributions d'énergie du TFCT, les auteurs ont déduit que [30]: (1) les termes croisés de la TFCT se produisent à l'intersection des transformées respectives des deux signaux considérés, contrairement aux termes croisés WVD qui se produisent toujours à mi-temps et à mi-fréquence des deux composants auto WVD. Ainsi, le spectrogramme et le scalogramme d'un signal à 'n' composantes peuvent avoir un minimum de zéro termes croisés et un maximum de $\binom{n}{2}$, contrairement au WVD qui a toujours $\binom{n}{2}$ termes croisés. Ici, $\binom{n}{2}$ est égal à une combinaison de n choses prises 2 à la fois. (2) Les termes croisés de la TFCT sont de nature oscillatoire similaire aux termes croisés de la WVD. (3) Les termes croisés du TFCT peuvent avoir une magnitude maximale égale à deux fois le produit de la magnitude des transformées, encore une fois similaire aux termes croisés de la WVD. Pour le $|TO|^2$, et similaire au $|TFCT|^2$, des termes croisés apparaissent pour les signaux multi-composants. De plus, comme les distributions d'énergie des $|TO|^2$ et $|TFCT|^2$ sont respectivement équivalentes à la WVD affine lissée et à une WVD lissée [30], alors la nature et la géométrie des termes croisés $|TO|^2$ sont similaires aux termes croisés $|TFCT|^2$. La Figure 10(b) montre l'effet des termes croisés de la WVD lorsqu'ils sont appliqués à des signaux à plusieurs composants. Même si les termes croisés sont significatifs, le support de fréquence est toujours bien concentré le long de l'axe linéaire des fréquences instantanées.

1.4.3 Les distributions basées sur des noyaux : La classe de Cohen

Parmi les propriétés souhaitables d'une distribution d'énergie temps-fréquence, deux d'entre eux sont d'une importance particulière : la covariance temporelle et la fréquentielle. En effet, ces propriétés garantissent que, si le signal est retardé dans le temps et modulé, sa distribution temps-fréquence est translatée des mêmes quantités dans le plan temps-fréquence. Il a été montré que la classe des distributions temps-fréquence (DTFs) d'énergie vérifiant ces propriétés de covariance possède l'expression générale suivante [31]:

$$TFD_x(t, f; \phi) = \iiint_{-\infty}^{+\infty} e^{2j\pi\xi(s-t)} \phi(\xi, \tau) x\left(s + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(s - \frac{\tau}{2}\right) e^{-2j\pi f\tau} d\xi ds d\tau \quad (36)$$

où $\phi(\xi, \tau)$ est une fonction bidimensionnelle appelée fonction de paramétrage ou noyau DTF qui a pour rôle le lissage des interférences; t et τ désignent les variables du domaine temporel tandis que f et ξ sont les variables du domaine fréquentiel. Les DTFs quadratiques peuvent être exprimées dans quatre domaines bidimensionnels différents mais dépendants à savoir : temps-retard, temps-fréquence, Doppler-retard et Doppler-fréquence [25]. La Figure 12 montre les transitions possibles à partir des domaines des différents noyaux, où, F et F^{-1} sont respectivement les transformées de Fourier directe et inverse [8].

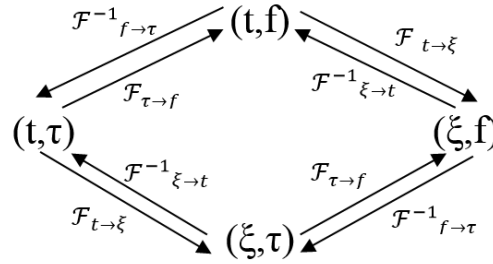


Figure 12 : Transitions possibles à partir des quatre domaines bidimensionnels pour les DTF quadratiques [8]

Cette classe de distributions est connue sous le nom de classe de Cohen, qui peut également s'écrire [32]:

$$C_x(t, f; \Pi) = \iint_{-\infty}^{+\infty} \Pi(s - t, \xi - f) W_x(s, \xi) d\xi ds \quad (37)$$

où

$$\Pi(t, f) = \iint_{-\infty}^{+\infty} f(\xi, \tau) e^{-2j\pi(f\tau + \xi t)} d\tau d\xi \quad (38)$$

est la transformée de Fourier bidimensionnelle de du noyau ϕ . Cette classe est d'une très grande importance car elle comprend un grand nombre des distributions d'énergie temps-fréquence existantes. Bien sûr, la WVD est l'élément de la classe de Cohen pour lequel la fonction Π est un double Dirac : $\Pi(t, f) = \delta(t)\delta(f)$, soit $\phi(\xi, \tau) = 1$.

Dans le cas où Π est une fonction de lissage, l'expression (37) permet d'interpréter C_x comme une version lissée de la WVD ; par conséquent, une telle distribution atténue d'une manière particulière les interférences de la WVD. Avant de considérer différents types de fonctions de lissage Π , signalons les différents avantages d'une telle formulation unifiée [10]:

1. en spécifiant arbitrairement la fonction du noyau ϕ , il est possible d'obtenir la plupart des distributions d'énergie connues ;
2. il est facile de convertir une contrainte que l'on souhaite pour la distribution en une condition d'admissibilité pour le noyau ;

3. il est possible, en utilisant de tels arguments d'admissibilité, de vérifier a priori les propriétés d'une définition particulière, ou de construire une classe de solutions selon un cahier des charges spécifié.

Il est facile d'exprimer le spectrogramme comme un lissage de la WVD [5]:

$$S_x(t, f) = \iint_{-\infty}^{+\infty} W_x(s - t, \xi - f) W_x(s, \xi) d\xi ds \quad (39)$$

Ainsi, le spectrogramme est l'élément de la classe de Cohen pour lequel $\Pi(s, \xi)$ est la WVD de la fenêtre h . Cette nouvelle formulation nous offre une autre interprétation du compromis embarrassant entre les résolutions temporelle et fréquentielle du spectrogramme : si nous choisissons une fenêtre h courte, la fonction de lissage sera étroite dans le temps et large en fréquence, conduisant à une bonne résolution temporelle, mais une mauvaise résolution fréquentielle ; et vice versa [2]. Si l'on ajoute un degré de liberté en considérant une fonction de lissage séparable :

$$\Pi(t, f) = g(t)H(-f) \quad (40)$$

où $H(-f)$ est la transformée de Fourier d'une fenêtre de lissage $h(t)$, nous permettons un contrôle progressif et indépendant, à la fois en temps et en fréquence, du lissage appliqué à la WVD. La distribution obtenue donne l'équation (35) qui représente la SPWVD.

Le compromis précédent du spectrogramme entre les résolutions temps et fréquence est désormais remplacé par un compromis entre la résolution temps-fréquence conjointe et le niveau des termes d'interférence : plus nous lisons en temps et / ou en fréquence, plus la résolution temporelle et /ou fréquentielle est mauvaise [25].

Notez que si on ne considère qu'un lissage en fréquence c'est-à-dire si $g(t) = \delta(t)$, nous obtenons le PWVD [2].

1.4.3.1 Lien avec la fonction d'ambiguïté à bande étroite

Une fonction particulièrement intéressante est la fonction d'ambiguïté à bande étroite (FA), définie comme [33]

$$A_x(\xi, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x\left(s + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(s - \frac{\tau}{2}\right) e^{-2j\pi\xi s} ds \quad (41)$$

Cette fonction est une mesure de la corrélation temps-fréquence d'un signal x , c'est-à-dire le degré de similitude entre x et ses translations dans le plan temps-fréquence. Contrairement aux variables " t " et " f " qui sont des coordonnées de temps et de fréquence "absolues", les variables " τ " et " ξ " sont des coordonnées "relatives" (respectivement appelées retard et doppler).

La FA est généralement de valeur complexe et satisfait la symétrie hermitienne :

$$A_x(\xi, \tau) = A_x^*(-\xi, -\tau) \quad (42)$$

Une relation importante existe entre la fonction d'ambiguïté à bande étroite et la WVD, qui dit que la fonction d'ambiguïté est la transformée de Fourier bidimensionnelle de la WVD :

$$A_x(\xi, \tau) = \iint_{-\infty}^{+\infty} W_x(t, f) e^{2j\pi(f\tau - \xi t)} dt df \quad (43)$$

Ainsi, la FA est la transformée de Fourier bidimensionnelle de la WVD. Par conséquent, pour la FA, la majorité des propriétés satisfaites par la WVD sont préservées. Parmi celles-ci, on se limitera à seulement trois d'entre elles, qui sont importantes pour ce qui suit [34]:

- Propriétés marginales

Les autocorrélations temporelles et spectrales sont les coupes de la FA le long de l'axe τ et de l'axe ξ respectivement :

$$r_x(\tau) = A_x(0, \tau) \quad \text{et} \quad R_x(\xi) = A_x(\xi, 0) \quad (44)$$

L'énergie de x est la valeur de la FA à l'origine du plan (ξ, τ) , qui correspond à sa valeur maximale :

$$|A_x(\xi, \tau)| \leq A_x(0, 0) = E_x, \quad \forall \xi, \tau \quad (45)$$

- Invariance de décalage TF

Le décalage d'un signal dans le plan temps-fréquence laisse sa FA invariante en dehors d'un facteur de phase (modulation) :

$$y(t) = x(t - t_0) e^{j2\pi f_0 t} \quad \text{et} \quad A_y(\xi, \tau) = A_x(\xi, \tau) e^{2j\pi(f_0 \tau - t_0 \xi)} \quad (46)$$

- Géométrie d'interférence

Dans le cas d'un signal multi-composants, les éléments de la FA correspondant aux composants du signal (désignés par les termes du signal FA) sont principalement situés autour de l'origine, tandis que les éléments correspondant aux interférences entre les composants du signal (termes d'interférence de la FA) apparaissent à une distance de l'origine qui est proportionnelle à la distance temps-fréquence entre les composants impliqués. Cela peut être remarqué sur un exemple simple :

On applique la fonction d'ambiguïté sur un signal composé de deux signaux FM linéaires d'amplitudes gaussiennes. Voyons d'abord la WVD dans la Figure 13; nous avons deux termes de signal distincts et certaines interférences oscillant au milieu. Si nous regardons la fonction d'ambiguïté de ce signal (Figure 14) ; on a autour de l'origine (au milieu) les termes automatiques du signal de la FA, alors que les termes d'interférence de la FA sont situés loin de l'origine. Ainsi, appliquer un filtrage passe-bas 2-D autour de l'origine sur la fonction d'ambiguïté, et retourner à la WVD par la transformée de Fourier 2-D atténuera les termes d'interférence. En fait, ce filtrage 2-D est utilisé, dans l'expression générale de la classe de Cohen, par le noyau ϕ défini, pour rappel dans le domaine Doppler-retard [5]. La double expression de la formulation de classe de Cohen (37) en termes de la FA s'écrit [31]:

$$C_x(t, \nu; f) = \iint_{-\infty}^{+\infty} \phi(\xi, \tau) A_x(\xi, \tau) e^{-2j\pi(\nu\tau + \xi t)} d\xi d\tau \quad (47)$$

(Rappelons que ϕ est la transformée de Fourier bidimensionnelle de Π). Cette expression est très instructive sur le rôle joué par le noyau $\phi(\xi, \tau)$. En effet, ϕ agit comme une fonction de pondération qui essaie de laisser les termes du signal inchangés et de rejeter les termes d'interférence. En effet, le passage du plan temps-fréquence au plan d'ambiguïté permet une caractérisation précise de la fonction de pondération ϕ , et donc de la fonction de lissage $\Pi(t, f)$. Par exemple, la WVD correspond à une fonction de paramétrage constante: $\phi(\xi, \tau) = 1 \forall \xi, \tau$: aucune différence n'est faite entre les différentes régions du plan d'ambiguïté.

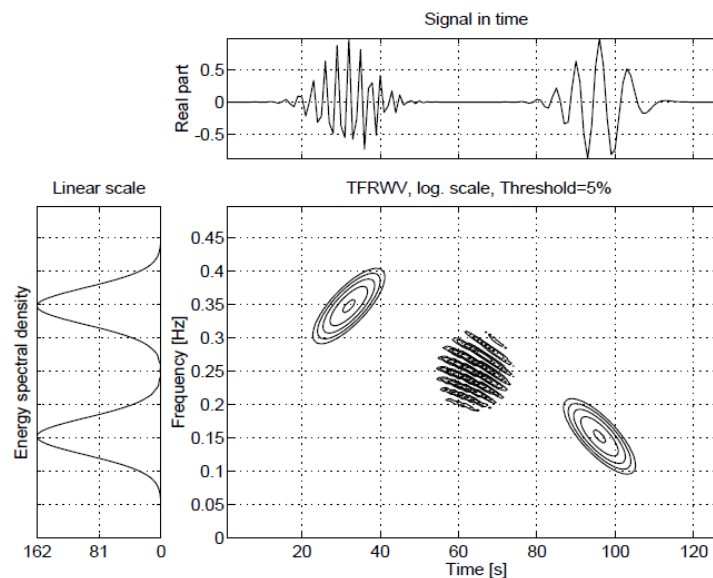


Figure 13 : WVD de 2 chirps avec des amplitudes gaussiennes et des pentes différentes [5]

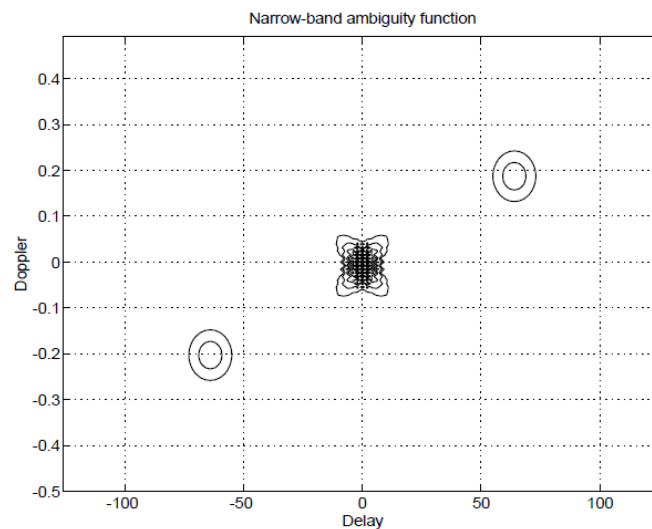


Figure 14 : Fonction d'ambiguïté à bande étroite du signal à 2 chirps avec des amplitudes gaussiennes [5]

Pour le spectrogramme, $\phi(\xi, \tau) = A_h^*(\xi, \tau)$: la fonction d'ambiguïté de la fenêtre h détermine la forme de la fonction de pondération. Et pour la SPWVD, on a $\phi(\xi, \tau) = G(\xi) h(\tau)$: la fonction de pondération est séparable en temps et en fréquence, ce qui est très utile pour l'adapter à la forme des termes automatiques de la FA du signal. Nous terminons cette section en présentant d'autres distributions d'énergie appartenant à la classe de Cohen. Les distributions suivantes correspondent à des cas particuliers de la classe de Cohen pour lesquels le noyau ne dépend que du produit des variables τ et ξ :

$$\phi(\xi, \tau) = \Phi(\tau\xi) \quad (48)$$

où Φ est une fonction décroissante telle que $\Phi(0) = 1$. Une conséquence directe de cette définition est que les propriétés marginales seront respectées. De plus, puisque Φ est une fonction décroissante, ϕ agit autant qu'un filtre passe-bas, et selon (47), ceci réduira les interférences. C'est pourquoi ces distributions sont également connues sous le nom de *distributions à interférences réduites* (DIR) [14, 35].

1.4.3.2 Distribution de Choi-Williams

Un choix naturel pour le noyau est de considérer une fonction gaussienne [36]:

$$\phi(\xi, \tau) = \exp\left[-\frac{(\pi\xi\tau)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (49)$$

La distribution correspondante,

$$CW_x(t, f) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \iint_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sigma}{|\tau|} e^{-2\sigma^2 x\left(s + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(s - \frac{\tau}{2}\right)} e^{-2j\pi f\tau} ds d\tau \quad (50)$$

est la distribution de Choi-Williams (CWD). Notez que lorsque $\sigma \rightarrow +\infty$, nous obtenons la WVD. Inversement, plus σ est petit, meilleure est la réduction des interférences. La forme « croisée » de la fonction de paramétrage de la distribution de Choi-Williams implique que l'efficacité de cette distribution dépend fortement de la nature du signal analysé. Par exemple, si le signal est composé de composants synchronisés en temps ou en fréquence, la CWD présentera de fortes interférences. Ceci peut être observé sur l'exemple suivant : On analyse quatre atomes gaussiennes positionnés aux coins d'un rectangle tournant autour du centre du plan temps-fréquence (Figure 15).

Lorsque les supports temps / fréquence des atomes se chevauchent, certains termes d'interférence ne sont pas complètement atténués (ceux présents autour des axes du plan d'ambiguïté), et l'efficacité de la distribution est assez médiocre. La CWD est donc incapable de supprimer les termes croisés entre deux composants qui sont synchronisés dans le temps ou situés dans la même bande de fréquences. Dans ce cas, les termes d'interférence peuvent être encore plus grands que les termes propres au signal, ce qui entraîne la fourniture d'informations erronées sur les caractéristiques TF des composants du signal [2].

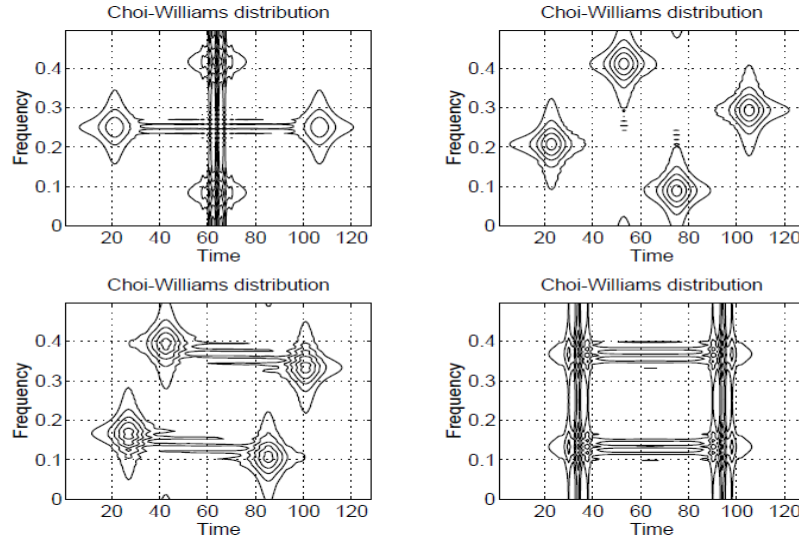


Figure 15 : Distribution de Choi-Williams de 4 atomes tournant autour du milieu du plan temps-fréquence [5]

1.4.3.3 Les distributions de Born-Jordan et Zhao-Atlas-Marks

Si nous imposons aux distributions définies par (48) la condition supplémentaire de conservation des supports temporels et fréquentiels, le choix le plus simple pour ϕ serait alors [37]:

$$\phi(\xi, \tau) = \frac{\sin(\pi\xi\tau)}{\pi\xi\tau} \quad (51)$$

qui définit la distribution de Born-Jordan (BJD):

$$BJ_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{|\tau|} \int_{t-|\tau|/2}^{t+|\tau|/2} x\left(s + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(s - \frac{\tau}{2}\right) ds e^{-2j\pi f\tau} d\tau \quad (52)$$

Comme la WVD, la BJD ne contient aucun paramètre de lissage et donc ne peut être optimisée [38]. La Figure 16 montre les performances de la BJD dans l'estimation de l'énergie d'un signal composé de deux atomes gaussiens distants et d'un second défini comme la somme de deux FM linéaires non parallèles non intersectées.

On voit que, sur la Figure 16.a, la distribution fournit une bonne concentration des termes propres au signal et supprime quasiment tous les termes d'interférence générés par la WVD (Figure 13) grâce au filtrage passe-bas réussi réalisé par le noyau BJ dans le plan Doppler-retard. La Figure 16.b montre, cependant, la génération des termes croisés positifs et négatifs à oscillations élevées qui se produisent dans une région du plan t - f où nous n'attendons aucune énergie et donc fournissent des termes supplémentaires qui brouillent la lisibilité de la distribution induite. Si nous lissons la BJD le long de l'axe des fréquences, nous obtenons la distribution de Zhao-Atlas-Marks (ZAMD), définie comme :

$$ZAM_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[h(\tau) \int_{t-|\tau|/2}^{t+|\tau|/2} x\left(s + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(s - \frac{\tau}{2}\right) ds \right] e^{-2j\pi f\tau} d\tau \quad (53)$$

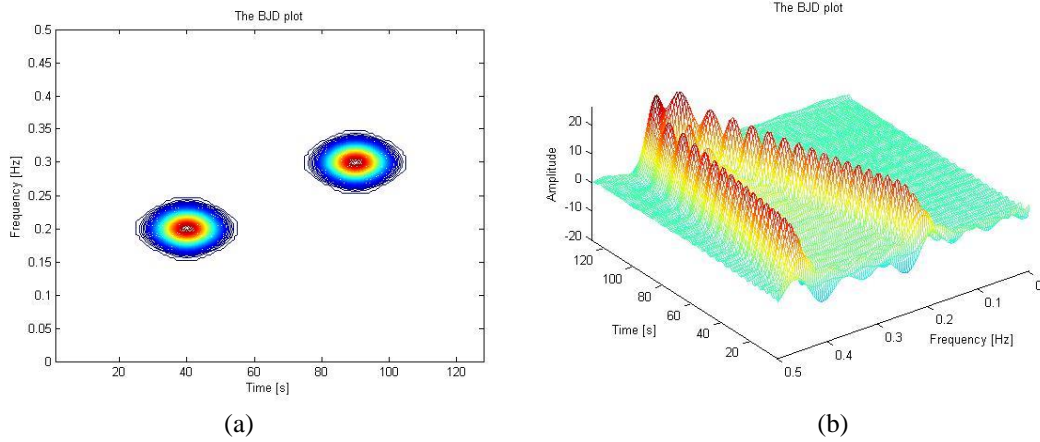


Figure 16 : Représentation de Born-Jordan: (a) Deux atomes distants et (b) somme de deux FM linéaires avec des gammes de fréquences $f = 0,2 - 0,35$ Hz et $f = 0,45 - 0,4$ Hz. [2]

où $h(t)$ est une fonction de fenêtre et le noyau de ZAM dans le domaine Doppler-retard est tel que:

$$\phi_{ZAM}(\xi, \tau) = h(\tau) \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{a} \xi \tau\right)^2}{\pi \xi} \quad (54)$$

La Figure 17 montre le tracé ZAMD d'un signal composé d'une composante fréquentielle constante et d'un chirp linéaire tandis que la Figure 18 affiche la ZAMD d'un signal composé de deux atomes gaussiens distants.

Le lissage fréquentiel est réalisé par une fenêtre d'analyse gaussienne $h(\tau) = e^{-\tau^2/2\sigma^2}$, la fenêtre par défaut utilisée pour le noyau ZAMD, avec un paramètre de contrôle $\sigma = 0,07$ et $\sigma = 0,3$, respectivement. Par rapport à la CWD, on constate une meilleure concentration des termes automatiques. Les termes d'interférence, cependant, génèrent les plus grandes amplitudes négatives dans le voisinage immédiat des termes automatiques ; c'est-à-dire juste à l'extérieur de la bande passante de fréquence de chaque composante de signal.

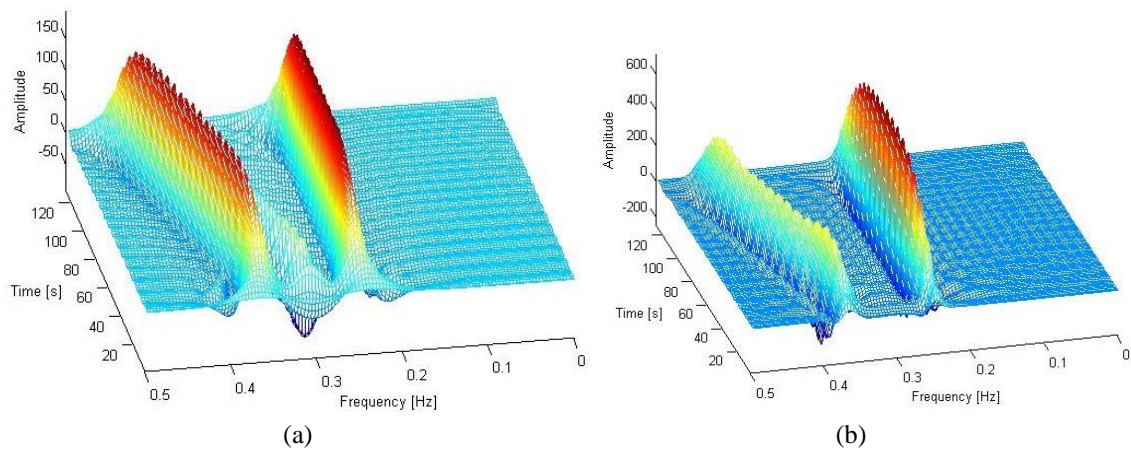


Figure 17 : ZAMD d'un signal composé d'une composante fréquentielle constante et d'un chirp linéaire : (a) $\sigma=0.07$. (b) $\sigma=0.3$ [2]

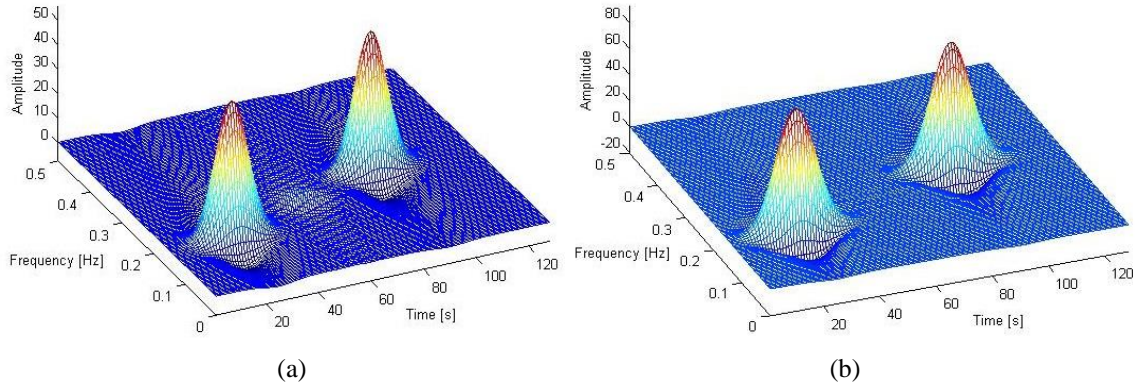


Figure 18 : ZAM DTF d'un signal composé de deux atomes gaussiens distants : (a) $\sigma=0.07$. (b) $\sigma=0.3$ [2].

Au fur et à mesure que nous nous éloignons des composants en interaction, l'énergie des termes croisés diminue considérablement et peut être réduite davantage grâce à un réglage approprié du paramètre de lissage σ . Comme pour la CWD, la ZAMD dépend fortement de la nature du signal analysé. D'autre part, les termes supplémentaires générés par cette DTF peuvent être plus importants que les vrais termes propres au signal. Ceci provoque une mauvaise extraction des caractéristiques temps-fréquence du signal analysé [2].

1.4.3.4 Distribution B modifiée et distribution B modifiée Elargie

Après avoir présenté certaines DTFs dérivées par des méthodes intuitives, puis déterminé leurs noyaux à temps-retard, définissons maintenant quelques DTFs supplémentaires [32]. Une DTF récemment introduite, qui s'est avérée très efficace dans la suppression des termes croisés, est la distribution B modifiée (MBD). Pour améliorer la résolution temporelle, la distribution B a été modifiée en rendant le facteur dépendant du retard exactement constant [8].

La distribution B modifiée (MBD) résultante se caractérise par un noyau indépendant du retard appartenant ainsi à la famille "lag-independent (LI) kernels" et est défini dans le plan temps-retard comme suit :

$$G_{MB}(t, \tau) = g_{\beta}(t) = \frac{\cosh^{-2\beta}(t)}{\int_{-\infty}^{+\infty} \cosh^{-2\beta}(\xi) d\xi} \quad (55)$$

où β est un paramètre réel positif qui contrôle le degré de lissage, et sa valeur est comprise entre zéro et l'unité. Le dénominateur, quant à lui, est pour la normalisation. Le graphe de $g_{\beta}(t)$ en fonction de t est une courbe en forme de cloche dont l'écart est inversement proportionnel à β . Les formulations ci-dessus suggèrent que les méthodes indépendantes du retard telles que MBD sont optimales lorsque l'angle entre les lois de fréquences instantanées et l'axe du temps est nul. Le noyau MBD indépendant du retard, cependant, lisse la WVD dans le sens du temps uniquement, et a donc besoin d'un lissage supplémentaire pour améliorer la résolution en fréquence. La Figure 19 représente la MBD d'un signal bi-composants $s(t)$ de durée $T = 256$ sec composé de deux FM non linéaires croisés tels que $f(t = 15) = 0,05$ Hz et $f(t = 128) = 0,3$ Hz pour la fréquence FM hyperbolique

et $f(t=1) = f(t=256) = 0,3$ Hz pour la composante FM sinusoidale croissante avec les fréquences les plus petites et les plus élevées égales respectivement à 0,2 Hz et 0,4 Hz [14]. La MBD est paramétrée $\beta=0.05$ et une fenêtre de lissage fréquentielle : Hamming ($L = 127$). On observe que les composantes du signal sont mieux concentrées autour de leurs largeurs de bande respectives en utilisant la MBD ; les amplitudes des termes croisés augmentent cependant dans les régions où les deux composants sont proches l'un de l'autre.

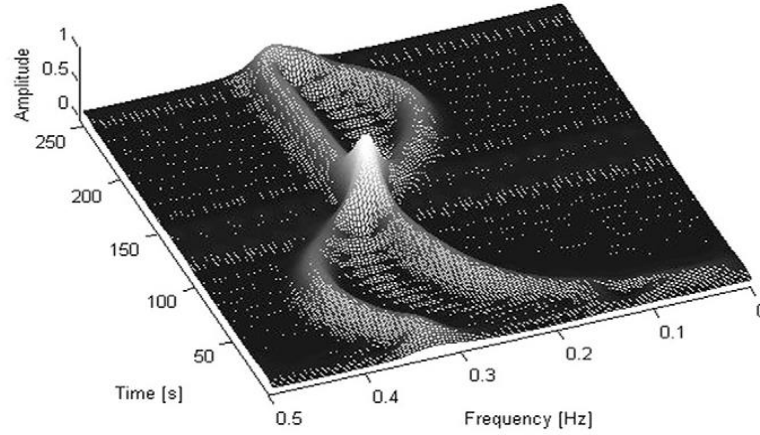


Figure 19 : La MBD du signal $s(t)$ composé de deux FM non linéaires croisés $\beta=0.05$, fenêtre de lissage fréquentielle Hamming ($L = 127$) [14].

La distribution élargie B (Extended Modified B Distribution EMBD) est une amélioration du MBD obtenu en ajoutant une fonction de noyau identique dans le sens du retard dans le domaine d'ambiguïté. En conséquence, l'EMBD peut mieux caractériser les signaux dont les composantes apparaissent le long des directions temporelle ou fréquentielle ou ailleurs, en accordant deux paramètres, chacun contrôlant la forme et la taille du noyau dans un axe.

Le filtre du noyau dans le plan temps- retard est défini comme suit :

$$G_{EMB}(t, \tau) = g_{\beta}(t) = \frac{\cosh^{-2\beta}(t)e^{2j\pi ft} dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} \cosh^{-2\beta}(t) dt} \cos^{-2\alpha}(\tau) \quad (56)$$

Cette DTF utilise deux paramètres de contrôle pour un meilleur contrôle du compromis entre l'atténuation des termes croisés et la résolution TF. L'EMBD offre un bon compromis entre les deux contraintes de résolution améliorée et de réduction inter-termes. On teste les performances de la EMBD à l'aide d'un signal simulé composé de deux composantes FM proches (Figure 20). EMBD rend la caractérisation plus précise mais souffre de termes croisés à différents degrés. Ces deux derniers DTFs offrent une résolution plus élevée par rapport au spectrogramme en raison de leur flexibilité pour contrôler presque indépendamment le lissage le long de l'axe des fréquences ou du temps. D'autres améliorations de la résolution (t, f) peuvent être obtenues en tenant compte de la direction principale de la concentration d'énergie dans le plan (t, f), comme indiqué dans [39].

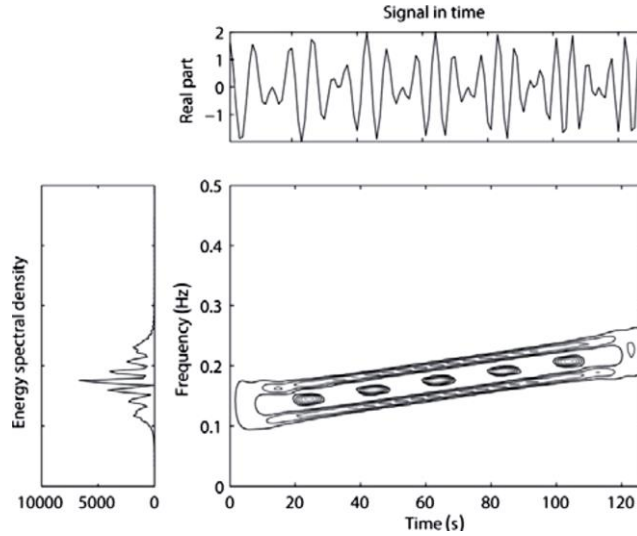


Figure 20 : EMBD ($\alpha = 0,3, \beta = 0,85$) de la somme de deux FM linéaires avec des plages de fréquence 0,1-0,2 et 0,15-0,25 Hz, et une durée de 128 échantillons (fréquence d'échantillonnage 1 Hz) [25].

1.4.3.5 Distribution à noyau compact CKD

La CKD est l'une des DTF à noyau séparable les plus performantes car elle a plus de paramètres de contrôle pour ajuster indépendamment la forme et la taille de son noyau de lissage. C'est une extension de l'EMBD qui est elle-même une extension du MBD [10]. Le noyau CKD est mathématiquement défini comme suit :

$$G_{CK}(t, \tau) = \begin{cases} e^{2c} e^{\frac{cD^2}{\xi^2 - D^2} + \frac{cE^2}{\tau^2 - E^2}} & |\xi| < D, |\tau| < E \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (57)$$

où E et D définissent la forme et la taille des fenêtres de retard et Doppler, respectivement, tandis que c est un autre paramètre pour ajuster indépendamment la longueur des fenêtres. Figure 21(a) représente la DTF basés sur le noyau séparable de deux tons, en utilisant la CKD avec les paramètres $c = 1, D = 0,1, E = 1$; et la Figure 21(b) représente deux signaux FM parallèles, utilisant la CKD avec $c = 1, D = E = 0,07$.

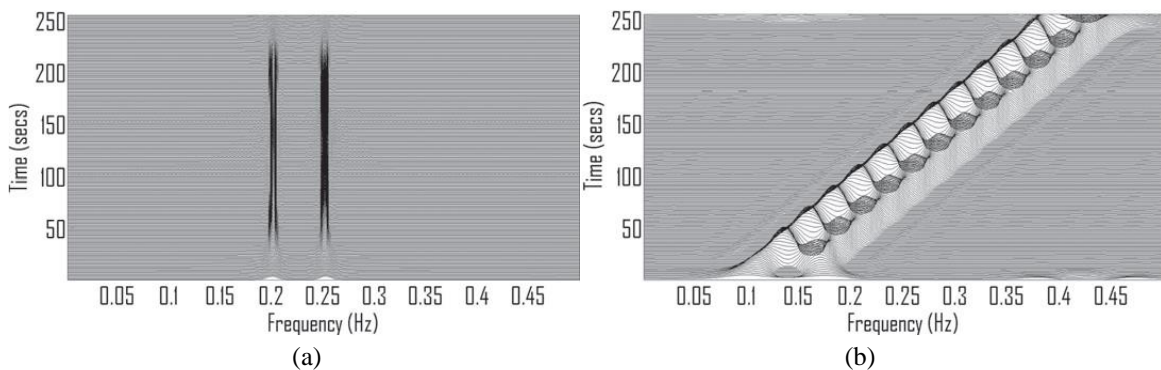


Figure 21 : La CKD de : (a) deux tons, avec $c=1, D=0,1, E=1$; (b) deux signaux FM parallèles, avec $c = 1, D=E= 0,07$ [25].

Les DTFs de noyau séparables tels que la CKD donnent les meilleures performances en termes de résolution (t, f) pour les signaux dont les termes automatiques sont presque parallèles à l'axe des temps ou des fréquences ; mais ses performances se dégradent pour

les signaux dont les auto-termes ont une direction spécifique éloignée de l'axe des temps ou de l'axe des fréquences dans le domaine (t, f) . Ces DTFs sont conçus pour avoir un degré supplémentaire de liberté pour ajuster à la fois la forme et la longueur du filtre de domaine d'ambiguïté afin qu'ils puissent atteindre une concentration d'énergie élevée pour les termes automatiques avec une suppression significative des termes croisés [40]. Cependant, ceci engendre un problème pratique sérieux de paramétrage car nous avons besoin d'ajuster trois paramètres réels positifs de lissage. Ceci rend très difficile l'optimisation de la performance de la CKD pour un signal donné.

1.4.3.6 Les distributions basées sur les noyaux à support compact KCS

1.4.3.6.1 Noyau Cheriet-Belouchrani (CB)

Appliqué à l'ATF, le noyau à support compact [41, 33] a l'expression suivante dans le plan temps-retard :

$$G_{KCS}(t, \tau) = \begin{cases} e^{\frac{1}{2}(\frac{\gamma}{t^2 + \tau^2 - 1} + \gamma)} & \text{si } t^2 + \tau^2 < 1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (58)$$

où γ est un paramètre qui contrôle la bande passante du noyau comme σ contrôle la largeur de la courbe en cloche pour la fonction gaussienne. Le noyau CB [33], appelé KCS pour kernel with compact support, est défini dans le domaine temps-retard comme suit :

$$G_{CK}(t, \tau) = \begin{cases} e^{e_{CB}} & \text{si } \frac{t^2 + \tau^2}{D^2} < 1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (59)$$

où

$$e_{CB} = C + \frac{CD^2}{(t^2 + \tau^2) - D^2} \quad (60)$$

est l'exposant du noyau; D est un paramètre prédéterminé et C est un nombre réel positif de réglage qui est inversement proportionnel à la bande passante du noyau. La Figure 22 montre les graphes du noyau KCS dans le domaine du temps-retard pour différentes valeurs de C et $D=2,5$ tandis que la Figure 23 affiche les profils KCS correspondants dans le domaine d'ambiguïté.

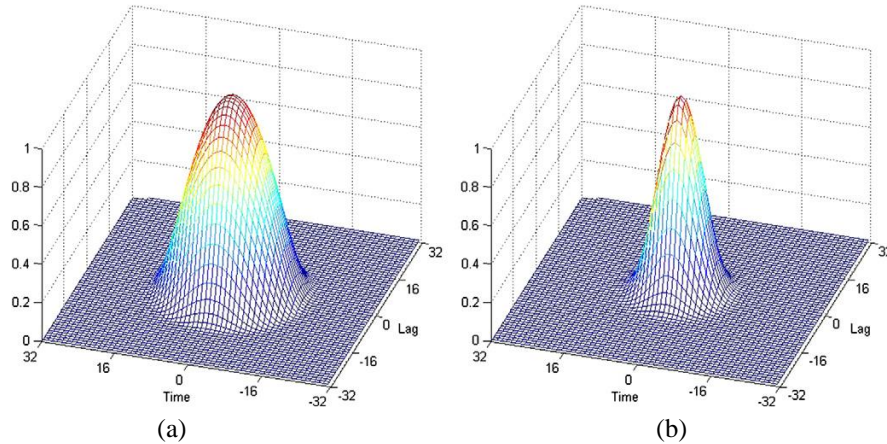


Figure 22 : Le profil bidimensionnel du noyau à support compact CB dans le domaine temps-retard avec $D = 2,5$. (a) $C = 2,5$ et (b) $C = 10$ [14].

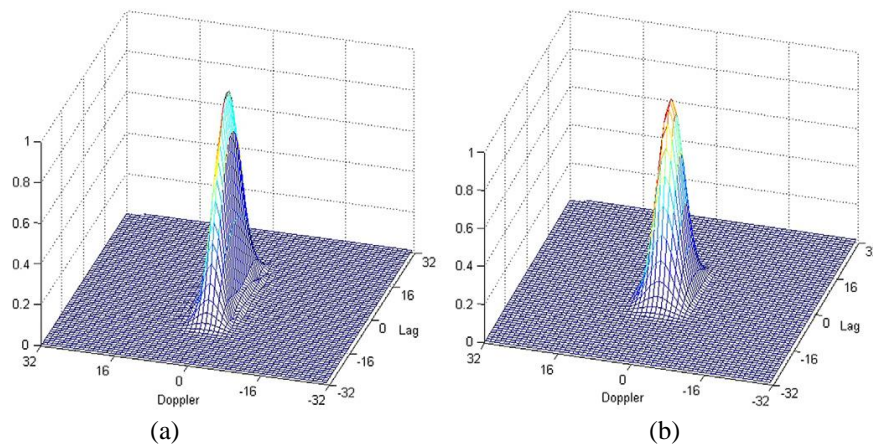


Figure 23 : Le profil bidimensionnel du noyau à support compact CB dans le domaine d'ambiguïté normalisé par rapport à son pic situé à l'origine ($\eta = 0$, $\tau = 0$) avec $D = 2,5$. (a) $C = 2,5$ et (b) $C = 10$ [14].

On voit déjà l'avantage de ce type de noyaux puisque le lissage est effectué par un seul paramètre sans aucun besoin de fenêtres externes. Le graphe du plan temps-retard est une courbe en forme de cloche dont l'étalement est inversement proportionnel à C . Par contre, aucun lobe secondaire n'est généré dans le domaine d'ambiguïté. Par conséquent, puisque les termes automatiques de la fonction d'ambiguïté sont situés à l'origine du plan de Doppler-retard tandis que leurs termes croisés sont éloignés de l'origine (Figure 14); le KCS à Doppler-retard agit comme un filtre passe-bas auto-fenêtré bidimensionnel centré autour de l'origine, ce qui permet une plus grande capacité de suppression des termes croisés tandis que les composantes du signal sont mieux maintenues [2].

Un point important concerne l'effet de l'augmentation de la longueur du noyau L sur la forme du KCS dans le domaine d'ambiguïté (Figure 24). Nous voyons qu'à mesure que L augmente, le noyau Doppler-retard devient plus mince et plus lisse et par conséquent, il devrait améliorer l'élimination des termes d'interférence en supprimant les ondulations sur les lois de fréquence instantanée (FI) et en préservant beaucoup mieux les termes propres au signal [14].

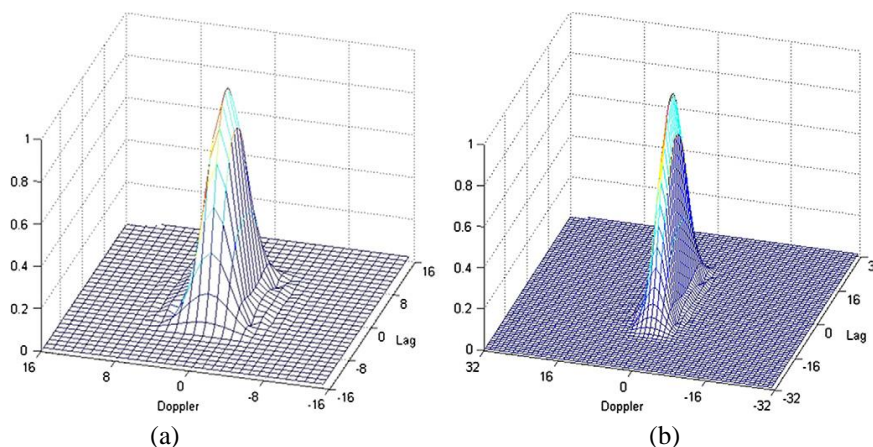


Figure 24 : Le profil bidimensionnel du KCS dans le domaine d'ambiguïté normalisé par rapport à son pic pour une bande passante fixe ($\gamma = 2,5$). (a) $L = 32$ et (b) $L = 64$.

La Figure 25 affiche les tracés de la CBD d'un signal Doppler tandis que la Figure 26 montre les caractéristiques TF d'un signal à plusieurs composants composé de quatre atomes gaussiens étroitement espacés en utilisant un KCS de longueur 64 et différentes valeurs de C avec $D=2,5$. On voit que grâce à un contrôle de la bande passante du noyau par un paramètre unique, la distribution obtenue permet une meilleure localisation des composantes du signal dans le plan temps-fréquence, élimine l'énergie des termes d'interférence due à la bilinéarité de la distribution et donc résulte en une haute résolution à la fois en temps et en fréquence. En outre, comparés aux graphiques de la Figure 15, les diagrammes temps-fréquence de la Figure 26 montrent que, contrairement à la CWD qui est définie à partir d'un noyau en temps-retard basé sur une exponentielle ; le CBD est capable de supprimer les termes croisés même si les atomes gaussiens sont synchronisés dans le temps et / ou situés dans la même bande de fréquences [2].

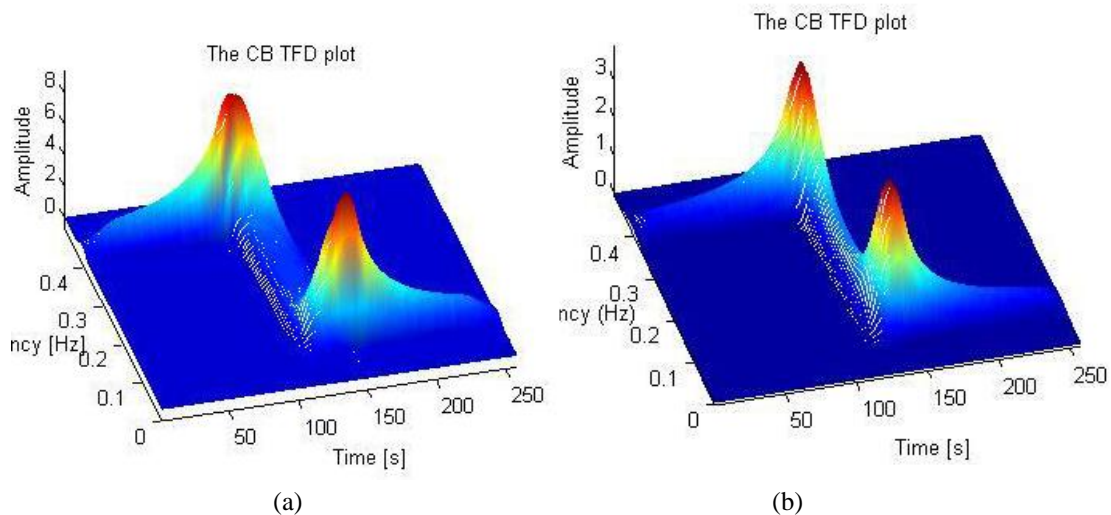


Figure 25 : La CBD d'un signal Doppler avec $D=2.5$. (a) $C=0.5$ et (b) $C=5$ [2].

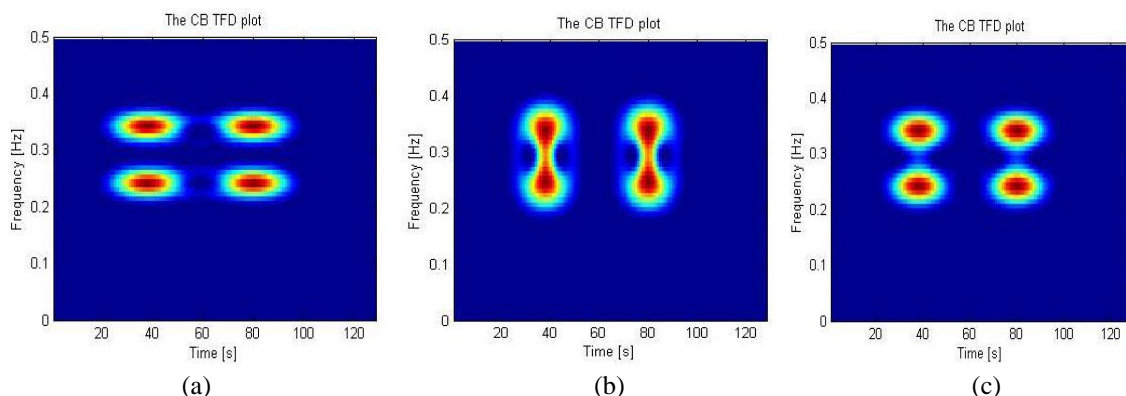


Figure 26 :La CB TFD d'un signal composé de quatre atomes gaussiens ($D=2.5$). (a) $C=2.5$, (b) $C=18$ et (c) $C=7$ [2].

1.4.3.6.2 Le noyau CB séparable (SCB)

Des résultats récents dans le domaine de l'analyse des signaux en temps-fréquence ont montré que les DTF quadratiques avec des noyaux séparables surpassent de nombreux autres DTF populaires dans la résolution de composants étroitement espacés [34, 35]. Le

noyau SCB [38, 42] est une version séparable du noyau à support compact et peut être défini dans le domaine temps-retard comme suit:

$$G_{CK}(t, \tau) = \begin{cases} e^{e_{SCB}(t,0)} e^{e_{SCB}(0,\tau)} & \text{si } \begin{cases} t^2 < D^2 \\ \text{et} \\ \tau^2 < D^2 \end{cases} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (61)$$

où

$$e_{SCB}(t, 0) = C + \frac{CD^2}{t^2 - D^2} \quad (62)$$

$$e_{SCB}(0, \tau) = C + \frac{CD^2}{\tau^2 - D^2} \quad (63)$$

sont les exposants du noyau séparable en fonction de t et τ , respectivement. Le paramètre réel positif libre C contrôle la bande passante du noyau. La Figure 27 montre le profil bidimensionnel du noyau SCB à temps-retard pour différentes valeurs de C et $D=2,5$.

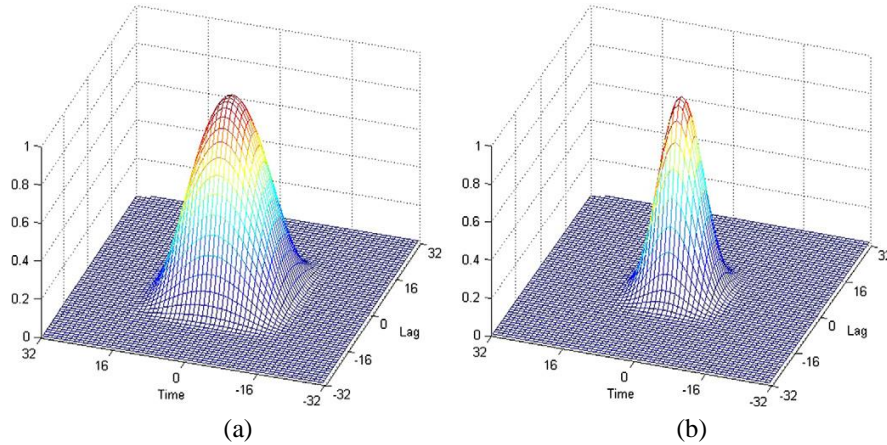


Figure 27 : Le profil bidimensionnel du noyau SCB dans le domaine temps-retard avec $D = 2,5$. (a) $C = 2,5$ et (b) $C = 10$ [14].

Notons que même les noyaux 1D KCS et KCS Séparable (SKCS) ont presque le même comportement ; le SCB étant séparable, son support sur le plan temps-retard prend une forme carrée [42]. Un exemple montrant les performances de la SCBD dans la représentation du signal Doppler précédent est reporté sur la Figure 28.

Cette fois-ci, le paramètre D est égal à 7.5 tandis que le contrôleur d'extension du support compact C prend différentes valeurs. Nous observons que le réglage de la bande passante du noyau permet une meilleure réduction des interférences et améliore largement la résolution et la concentration des composants individuels. Il est à noter que la longueur du noyau est fixée à 128 et, cela peut avoir un effet important sur les performances globales de la distribution induite, comme il sera discuté dans le chapitre 4.

1.4.3.6.3 Le noyau CB Polynomial (PCB)

Le noyau de support compact PCB [38, 42] est également dérivé du gaussien mais suit une forme polynomiale. Il peut être exprimé dans le domaine du temps-retard comme suit :

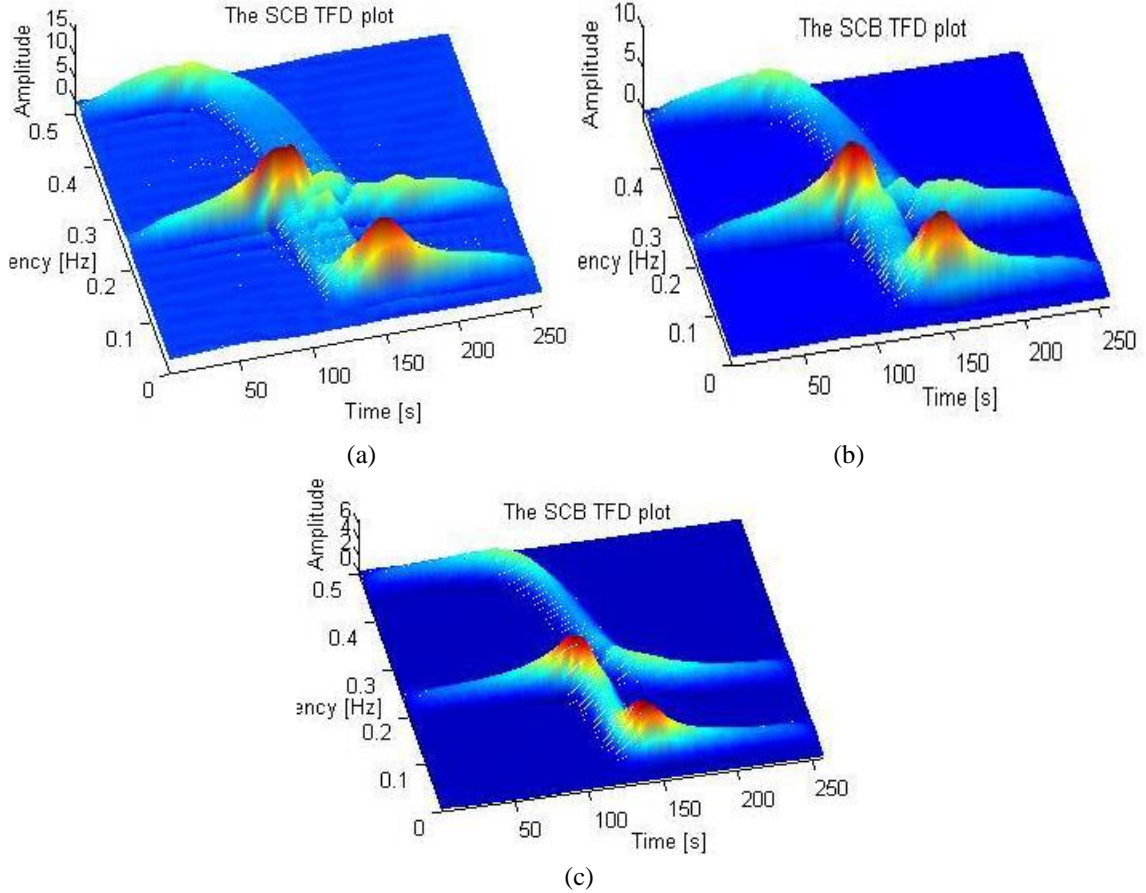


Figure 28 : La SCBD du signal Doppler de la Figure 25 ($D=7.5$). (a) $C=0.1$, (b) $C=0.8$ et (c) $C=2.8$ [2]

$$G_{PCB}(t, \tau) = \begin{cases} \frac{\gamma + 1}{\pi \lambda^{2\gamma+2}} (\lambda^2 - (t^2 + \tau^2))^\gamma & \text{si } (t^2 + \tau^2) < \lambda^2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (64)$$

où λ est un paramètre prédéterminé et le contrôleur de bande passante γ est considéré comme un entier positif de sorte que le noyau résultant a une forme polynomiale. Cette caractéristique est très intéressante de point de vue paramétrage et optimisation de la représentation associée comme nous le montrerons dans le chapitre 4.

La Figure 29 montre les graphiques du noyau PCB dans le domaine temps-retard pour différentes valeurs du paramètre de lissage γ avec $\lambda = 2,5$. Nous voyons que le PCB présente un comportement plus similaire au Gaussien que KCS et à mesure que γ augmente, le support compact se rétrécit et par conséquent, la bande passante du noyau diminue. La Figure 30 montre les tracés de la PCB du signal considéré dans la Figure 28 en utilisant différentes valeurs de γ avec $\lambda=4$. Il s'avère que grâce à un contrôle de la bande passante du noyau, le DTF correspondant permet une meilleure élimination des interférences tout en offrant une haute résolution à la fois en temps et en fréquence.

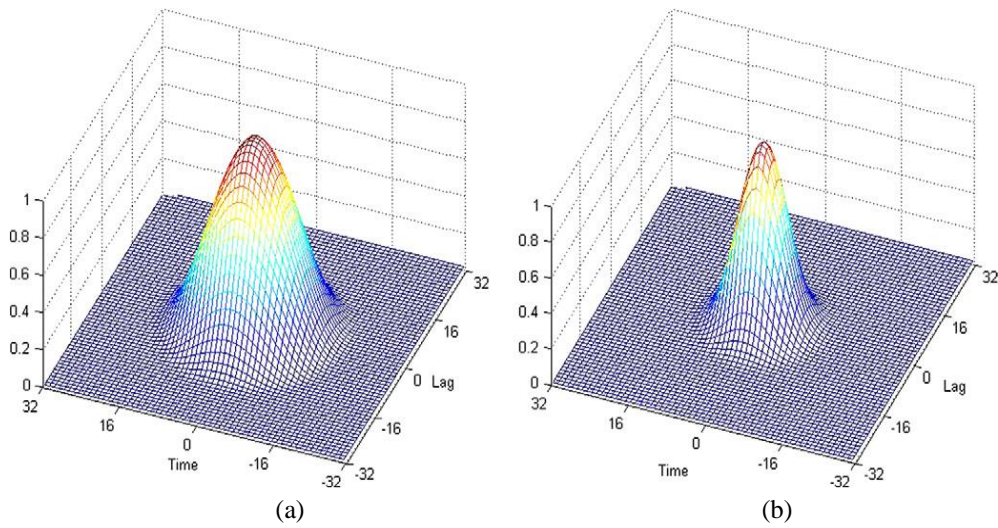


Figure 29 : Le profil 2D du noyau PCB normalisé par rapport à son pic situé à l'origine ($t = 0, \tau = 0$) avec $\lambda = 2,5$. (a) $\gamma = 3$ et (b) $\gamma = 10$ [2].

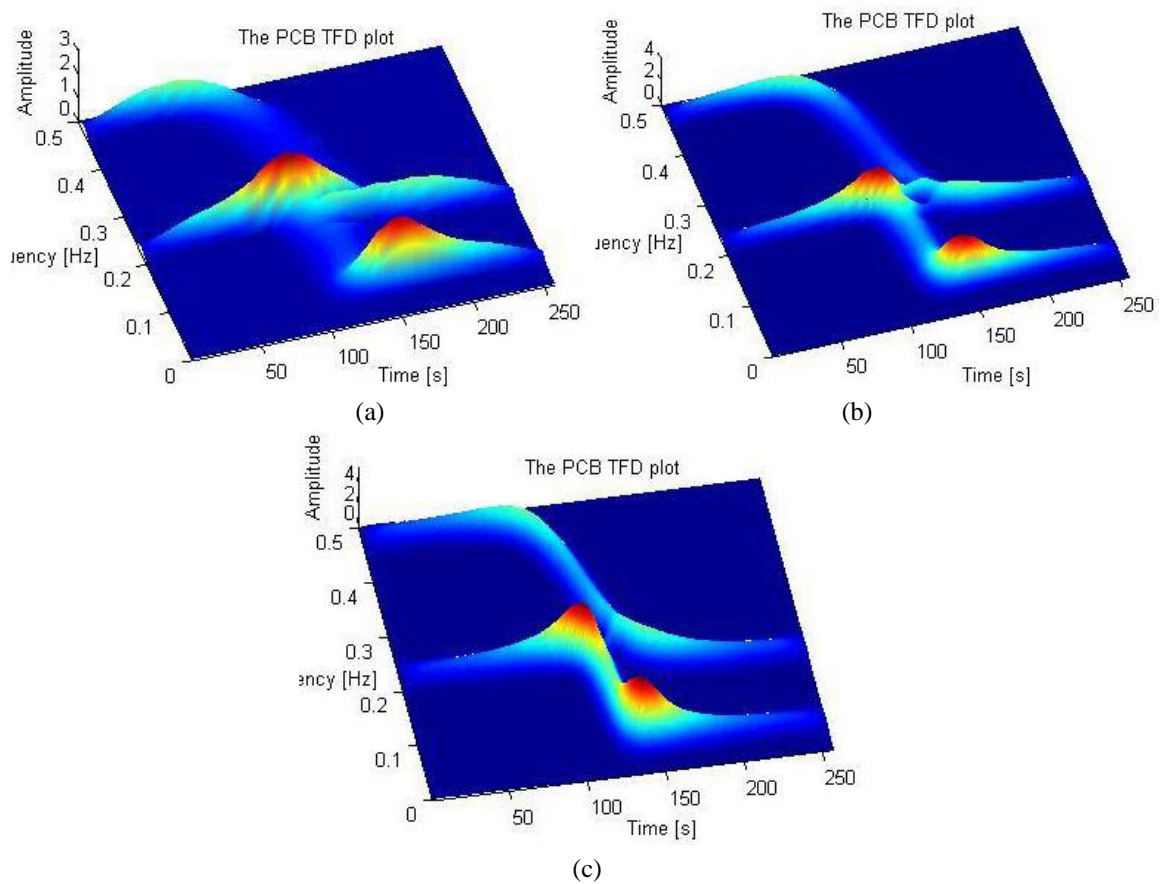


Figure 30 : La PCB D de deux signaux Doppler ($\lambda = 4$). (a) $\gamma = 3$, (b) $\gamma = 9$ et (c) $\gamma = 29$ [2].

1.5 Mesures de performance des DTF basées sur la concentration

La performance d'une représentation temps-fréquence donnée d'un signal à plusieurs composants est généralement mesurée par l'inspection de trois critères importants [14, 32] :

- Concentration des termes propres au signal autour des lois FI,

- Résolution des composants individuels du signal non-stationnaire,
- Suppression des termes croisés du DTF.

Parmi les mesures de performance quantitatives qui existent dans la littérature d'ATF des signaux, peu d'entre elles sont basées sur une évaluation numérique objective de la qualité d'une DTF. Dans cette section, une sélection de méthodes de mesure basées sur des critères de concentration sont présentées.

1.5.1 Entropie de Rényi

En théorie de l'information, l'entropie de Shannon constitue une mesure du contenu d'information moyen par symbole de source. Pour une DTF, l'entropie est donnée, par définition, comme suit :

$$H = - \sum_n \sum_k DTF_x(n, k) \log_2(DTF_x(n, k)) \quad (65)$$

Par analogie probabiliste, minimiser la complexité ou l'information dans un DTF particulier équivaut à maximiser sa concentration, son pic et, par conséquent, sa résolution [43]. Cependant, comme la plupart des DTF peuvent prendre des valeurs négatives, l'entropie de Shannon ne peut pas toujours être utilisée en raison du logarithme de (65).

Afin de surmonter cette limitation, la mesure d'entropie utilisée à l'origine en probabilité, théorie de l'information, a été proposée dans [44] dans le domaine de l'ATF afin de quantifier la informations en mesurant la complexité du signal.

La forme discrète de l'entropie de Rényi, introduite comme mesure pour les DTFs par Sang et Williams [45], est donnée par

$$R_\alpha = \frac{1}{1 - \alpha} \log_2 \left(\sum_n \sum_k DTF_x^\alpha(n, k) \right) \quad (66)$$

où α est de l'ordre de l'entropie de Rényi et il est recommandé d'être supérieur ou égal à 2 pour les applications temps-fréquence [46]. Une telle mesure d'entropie est employée pour estimer la concentration d'une DTF selon la règle suivante : De petites valeurs d'entropie correspondent à des DTF de faible complexité / concentration élevée.

Pour $\alpha = 2$ (énergie de distribution), les termes croisés oscillatoires augmenteraient l'énergie conduisant à une fausse conclusion que la concentration s'améliore. Lorsque $\alpha = 3$, l'entropie de Rényi ne détecte pas les termes croisés à moyenne nulle [13]. Afin d'éviter ces inconvénients, une sorte de normalisation doit être effectuée [45].

1.5.2 Entropie de Rényi normalisée par l'énergie du signal (RNSE)

Une version normalisée de l'entropie de Rényi par l'énergie du signal est définie comme [47]

$$R_{NSE_\alpha} = \frac{1}{1 - \alpha} \log_2 \left(\frac{\sum_n \sum_k DTF_x^\alpha(n, k)}{\sum_n \sum_k DTF_x(n, k)} \right) \quad (67)$$

Avec $\alpha \geq 2$.

1.5.3 Entropie de Rényi normalisée par le volume de distribution (RNDV)

Par définition, l'entropie de Rényi normalisée par le volume de distribution s'exprime comme suit [47]

$$R_{NDV\alpha} = \frac{1}{1-\alpha} \log_2 \left(\frac{\sum_n \sum_k DTF_x^\alpha(n, k)}{\sum_n \sum_k |DTF_x(n, k)|} \right) \quad (68)$$

Cette forme normalisée en volume a été utilisée pour la conception adaptative du noyau dans [45].

1.5.4 Rapport de normes (RN)

Cette mesure a été proposée par Jones et Parks [48]. Il est défini comme le rapport entre la quatrième norme de puissance de $DTF_x(t, f)$ et sa deuxième norme de puissance

$$RN = \frac{\sum_n \sum_k DTF_x^4(n, k)}{(\sum_n \sum_k DTF_x^2(n, k))^2} \quad (69)$$

La distribution optimale point de vue rapport de normes est celle qui maximise RN.

1.5.5 Mesure de concentration de Stankovic

Sur la base de la définition évidente de la durée limitée des signaux, Stankovic a développé un critère d'optimisation pour l'évaluation objective de la concentration des DTFs. La mesure est définie sous forme discrète comme [13]

$$S_\beta = \left(\sum_n \sum_k |DTF_x(n, k)|^{1/\beta} \right)^\beta \quad (70)$$

Cette mesure de concentration a été utilisée pour la sélection optimale de la fenêtre du spectrogramme [8] et elle est fréquemment citée dans des travaux récents et diverses applications. La distribution optimisée se traduit par une concentration élevée des termes propres au signal. Cela correspond à la valeur la plus basse de S_β . Aux fins de notre travail de thèse, β est fixé à 4 étant le plus petit entier donnant une mesure d'information utile pour la classe des signaux que nous analyserons.

1.6 Conclusion

Il existe de nombreuses RTFs différentes disponibles dans la littérature pour l'analyse TF chaque RTF a ses propres avantages et inconvénients. Certains de ces RTFs offrent une excellente résolution, mais leur calcul est long. D'autres offrent une mauvaise résolution, mais peuvent être calculés rapidement. En outre, certains RTFs offrent un bon équilibre entre vitesse et résolution, mais en raison de leur nature quadratique, ils ont des termes d'interférence importants et inévitables.

Le spectrogramme est utile pour l'analyse exploratoire initiale (t, f), mais son utilisation doit être complétée par des DTFs de plus haute résolution à noyau séparables tels que EMBD, CKD ou SCBD. Ces derniers sont faciles à mettre en œuvre et offrent une meilleure résolution par rapport au spectrogramme car ils ont des paramètres de contrôle pour ajuster indépendamment le lissage le long des axes de fréquence et de temps. Cependant, cela rend le réglage de la DTF plus difficile, plus lent et plus compliqué. La distribution PCB (PCBD)

offre pratiquement une satisfaction au compromis entre une bonne résolution (t,f) et une élimination des interférences, en utilisant un seul paramètre entier, ce qui la rend la distribution optimale pour un traitement TF optimisé en temps réel.

Dans [14], ABED présente des exemples comparatifs concernant des signaux réels. Il est évident que ni R_{NSE} , R_{NDV} ou R_N ne peuvent correspondre exactement aux résultats attendus des performances des DTF conformément à l'inspection visuelle des tracés TF. Il a été déduit que minimiser l'entropie de Rényi ou maximiser le rapport des normes n'implique pas nécessairement une bonne mesure de résolution et une meilleure suppression des termes croisés. L'étude menée en [2, 14] montrait que la mesure de Stankovic fournit l'information la plus précise et les indications les plus exactes sur les performances optimisées de concentration/résolution et réduction des interférences.

À la fin de ce chapitre, nous soulignons les trois points suivants : Premièrement, Il n'existe pas de noyau universel optimal. Deuxièmement, en raison des différentes géométries de termes croisés qu'une distribution quadratique peut induire, il est toujours approprié d'avoir plusieurs noyaux en main puisque chacun est bien adapté à un certain type de signaux. De plus, la combinaison de différentes distributions offre en général des descriptions complémentaires des composantes de fréquence variant dans le temps [2]. Troisièmement, les noyaux KCS et particulièrement le PCB dont le paramètre de lissage est entier, ont l'avantage de produire la meilleure résolution temps-fréquence et la réduction des interférences et niveaux de bruit sans avoir besoin de fenêtres externes comme exigé par les représentations les plus performantes comme le spectrogramme, la PSWVD ou la MBD [14]. Ceci est dû au fait que la fenêtre est le noyau lui-même qui s'annule automatiquement en dehors du support compact. Ces caractéristiques très intéressantes, en plus de la complexité numérique réduite, justifient notre choix de ces distributions dans notre application pratique qui concerne la détection et la localisation du défaut circuit-ouvert d'un IGBT d'un onduleur de tension à deux niveaux. Le lecteur est sollicité à lire le chapitre 4 pour plus de détails.

Chapitre 2 :
Etat de l'art de diagnostic
des moteurs asynchrones

2.1 Introduction

D'une manière générale, le but de la maintenance est d'assurer la disponibilité maximale des équipements de production à un coût très optimal sous de bonnes conditions de sécurité et de qualité. Pour atteindre ces objectifs, les chercheurs ont développé plusieurs techniques et méthodes de surveillance des installations industrielles avec ou sans modèle [49].

Le principe commun des algorithmes de diagnostic est basé sur l'utilisation des données collectées sur le système et la connaissance que nous avons de son bon fonctionnement (pour la détection) ou de son fonctionnement défectueux (pour la localisation). Ces algorithmes développent des symptômes indicatifs du comportement défaillant et de la nature du dysfonctionnement.

Ce chapitre est consacré à la présentation du principe de diagnostic, les définitions et la terminologie utilisée dans la littérature dans le but de donner un état de l'art sur les techniques et les méthodes utilisées dans le domaine de la surveillance et la supervision des systèmes et aussi présenter les différents types des défauts liés aux moteurs asynchrones et onduleurs.

2.2 Définition et objectif du diagnostic :

2.2.1 Définition :

La définition du diagnostic selon la norme AFNOR et CEI stipule que : « Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la défaillance à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test ». Cette définition résume les deux tâches essentielles du diagnostic [50]:

- ✓ Observer les symptômes de la défaillance,
- ✓ Identifier la cause de la défaillance en utilisant un raisonnement logique fondé sur les observations.

2.2.2 Objectif du diagnostic :

L'objectif d'un système de diagnostic est la prévention d'apparition d'une défaillance le plus précisément possible et le plus rapidement possible. Pour pouvoir expliquer ce principe avec plus de précision, nous allons tout d'abord définir ce que nous entendons par défaut, puis nous rappellerons les fonctions du diagnostic telles que la détection, la localisation, et l'identification des défauts [51].

2.2.3 Terminologies et concepts :

Cette section, donne la définition de quelques termes utilisés dans le domaine de diagnostic [49, 51]:

- **Anomalie** : une particularité non conforme à la loi naturelle ou logique.

- **Panne** : l'inaptitude d'un dispositif à accomplir une fonction requise. Une panne résulte toujours d'une défaillance.
- **Défaut** : tout écart entre la caractéristique observée sur le dispositif et la caractéristique de référence lorsque celui-ci est en dehors des spécifications. Les défauts sont classifiés d'une façon similaire aux défaillances.
- **Défaillance** : l'altération ou la cessation de l'aptitude d'un ensemble à accomplir sa ou ses fonctions requises avec les performances définies dans les spécifications techniques.
- **Perturbation** : consiste en tout phénomène conçu comme normal influençant un processus, bon ou mal, représenté par un modèle de référence.
- **Résidu** : un signal conçu pour être un indicateur d'anomalies fonctionnelles ou comportementales, nul en absence de défauts et non nul en leur présence.
- **Symptôme** : un caractère distinctif d'un état fonctionnel ou comportemental anormal.
- **Surveillance** : une tâche continue, réalisée en temps réel, qui permet de déterminer l'état d'un système physique, elle consiste en l'enregistrement des informations ainsi qu'en la reconnaissance et l'indication des anomalies du comportement.
- **Sensibilité** : représente la capacité d'un système de diagnostic à générer des résidus sensibles aux défauts à détecter.
- **Supervision** : une surveillance d'un système physique et la prise de décision appropriée en vue de maintenir son opération lors de l'apparition de défauts.

2.3 Considérations générales sur les systèmes de diagnostic :

De manière générale, on note plusieurs critères permettant l'évaluation des performances d'un système de diagnostic [50, 52]:

- **Rapidité** : lors de dysfonctionnement de la chaîne de production, le système de surveillance doit réagir rapidement dans cette situation, ainsi que, un système de diagnostic rapide permet d'éviter des dégâts matériels et humains.
- **Isolabilité** : c'est l'aptitude du système de surveillance à distinguer les différents modes de dysfonctionnement du processus. Une panne génère souvent une cascade d'alarmes et il peut être difficile de retracer le composant défectueux. Le degré d'isolabilité des défaillances est pratiquement lié à la structure des résidus (le signal de détection du défaut) et à la procédure de détection réalisée.
- **Robustesse** : Il s'agit de vérifier l'aptitude du système de surveillance à détecter et à isoler les défauts affectant le processus surveillé dans un environnement incertain. Ça devrait être noté que le critère de la robustesse concerne les méthodes de génération des résidus ainsi que les méthodes d'évaluation. L'évaluation robuste des résidus avait particulièrement concerné le problème du seuillage avec l'objectif de minimiser les fausses alarmes.

- **Sensibilité** : Décrit d'une certaine amplitude, l'aptitude du système de diagnostic à détecter des défauts, elle dépend de la structure des résidus et aussi du rapport entre le bruit de mesure et le défaut.

2.4 Différentes étapes de diagnostic :

Le terme diagnostic signifie la caractérisation du défaut. Pour effectuer ce dernier, il faut passer par un nombre d'étapes qui s'enchaînent.

2.4.1 Détection :

Cette opération permet la décision du fonctionnement normal ou non du système.

- ✓ Probabilité d'une fausse détection : mène à des arrêts ou des reconfigurations inutiles,
- ✓ Probabilité de non détection : peut causer une panne intolérable dans les systèmes à haut niveau de sécurité (aéronautique, nucléaire, ...etc) [53, 54]

2.4.2 Localisation :

C'est déterminer l'élément qui cause le défaut. Parfois il est impossible de trouver les interactions entre les composants du système et l'instrumentation. La solution est d'isoler un sous-système qui comporte des composants susceptibles de contenir les défauts [55].

2.4.3 Identification :

L'objectif de l'identification est de caractériser plus précisément le défaut et déterminer les causes qui font naître la défaillance constatée [56].

2.5 Différents types de défauts d'un entraînement électrique :

Un défaut indique une déviation du comportement normal du système, de son système d'instrumentation ou de son unité de commande. Un défaut peut être aléatoire ou progressif dans le cas du vieillissement ou de l'usure [51]. Les défauts peuvent apparaître à différents emplacements du système. Une classification pertinente des défauts est basée sur la nature du composant affecté. On peut distinguer donc, les défauts des convertisseurs statiques, les défauts d'actionneurs, de celles liées aux capteurs et celles liées au système de commande (Figure 31).

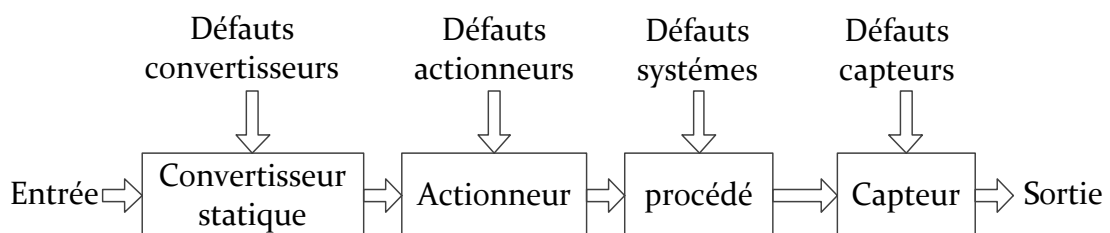


Figure 31 : Différent types de défauts agissant sur un système [54].

- **Défauts convertisseurs** : des signaux additifs aux signaux d'entrée, leur action est au niveau de la partie opérative.

- **Défauts actionneurs** : des signaux additifs aux signaux d'entrée, ils agissent au niveau du signal d'entrée du système et au de niveau la partie opérative et détériore aussi le signal d'entrée du système.
- **Défauts systèmes** : des dynamiques additionnelles avec une matrice de distribution, ils se caractérisent par la modification des caractéristiques du système.
- **Défauts capteur** : des signaux additifs aux signaux de sortie, ils engendrent une nuisible image de l'état physique du système [57].

2.6 Défauts convertisseurs statiques (onduleur):

Il y a deux types de défaut pour un onduleur :

2.6.1 Défauts externes :

2.6.1.1 Défaut de court-circuit du bus continu :

Dans ce type de défaut, le court-circuit est simulé en utilisant des résistances de court-circuit qui ont des valeurs très faibles $R_{cc}= 0.01\Omega$ et $R_{cc}= 0.1\Omega$.

Les deux Figures Figure 32 et Figure 33 montrent les résultats de simulation du défaut de court-circuit de bus continu avec R_{cc} égale à 0.1Ω et 0.01Ω , respectivement. Les courbes présentées concernent : le courant statorique, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique.

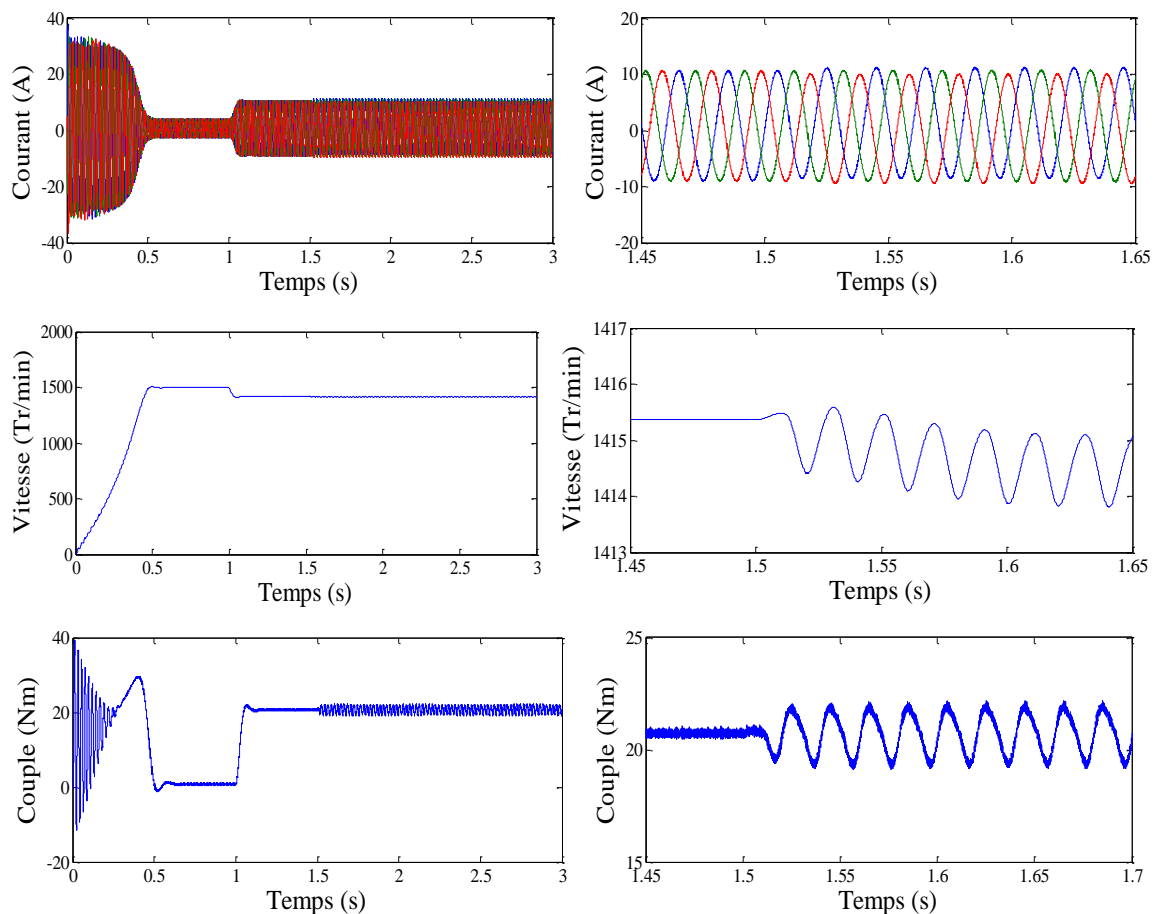
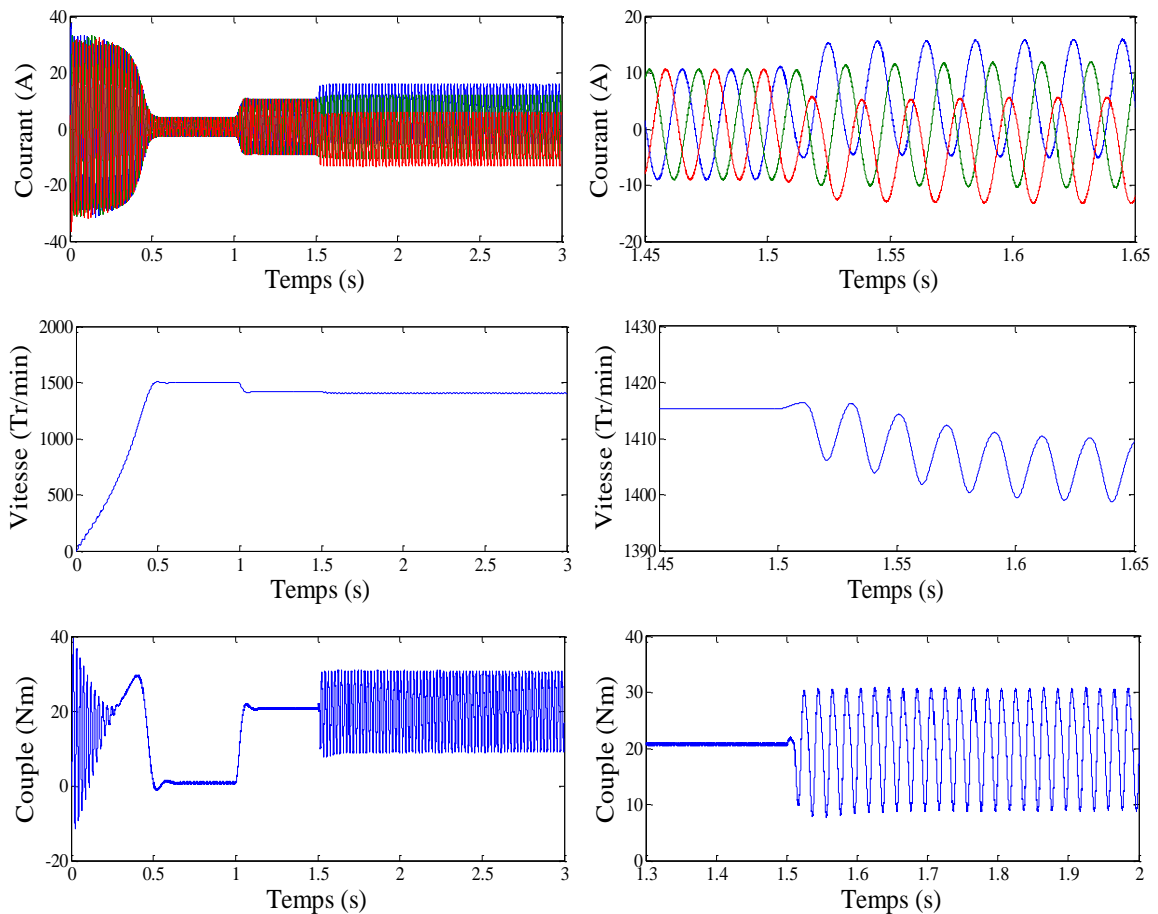


Figure 32 : Simulation de défaut de court-circuit de bus continu ($R_{cc} = 0.1\Omega$).Figure 33: Simulation de défaut de court-circuit de bus continu ($R_{cc} = 0.01\Omega$).

Dans le régime sous défaut, on peut observer que l'établissement du régime dégradé génère un déséquilibre transitoire des courants, dont les intensités du courant sont alors portées à des valeurs encore supérieures. Le régime de court-circuit se manifeste également par de fortes oscillations du couple et du courant statorique [58].

2.6.1.2 Défaut d'isolement d'une phase

En cas de mise à la masse accidentelle d'une phase du moteur, cette phase se trouve reliée au neutre du moteur asynchrone (MAS) établissant ainsi un chemin de court-circuit à travers l'onduleur et l'impédance des filtres. La perturbation de la commande du MAS est peu importante puisque les courants de phase sont régulés. Une légère distorsion est générée par l'ondulation de la tension continue, par contre des courants importants sont prélevés au réseau avec une distorsion élevée et un fort courant qui circule à travers le chemin de masse. En ouvrant les contacteurs, le défaut est confiné dans l'ensemble redresseur-onduleur -MAS et la perte de contrôle de l'onduleur entraîne l'absence de reconfiguration de la commande [52]. La Figure 34 présente le défaut d'isolement d'une phase du moteur par rapport à la masse du MAS. Les résultats représentent les courbes de : courant statorique, vitesse de rotation et couple électromagnétique. Dans le régime anormal, il en résulte des amplitudes

de courant de l'ordre du courant nominal mais un couple fortement ondulatoire. Seul le dimensionnement du MAS limite le courant de court-circuit, qui toutefois ne circule pas dans l'onduleur. Comme ce régime dégradé est auto-entretenu, il entraîne une perte de contrôlabilité du MAS [59].

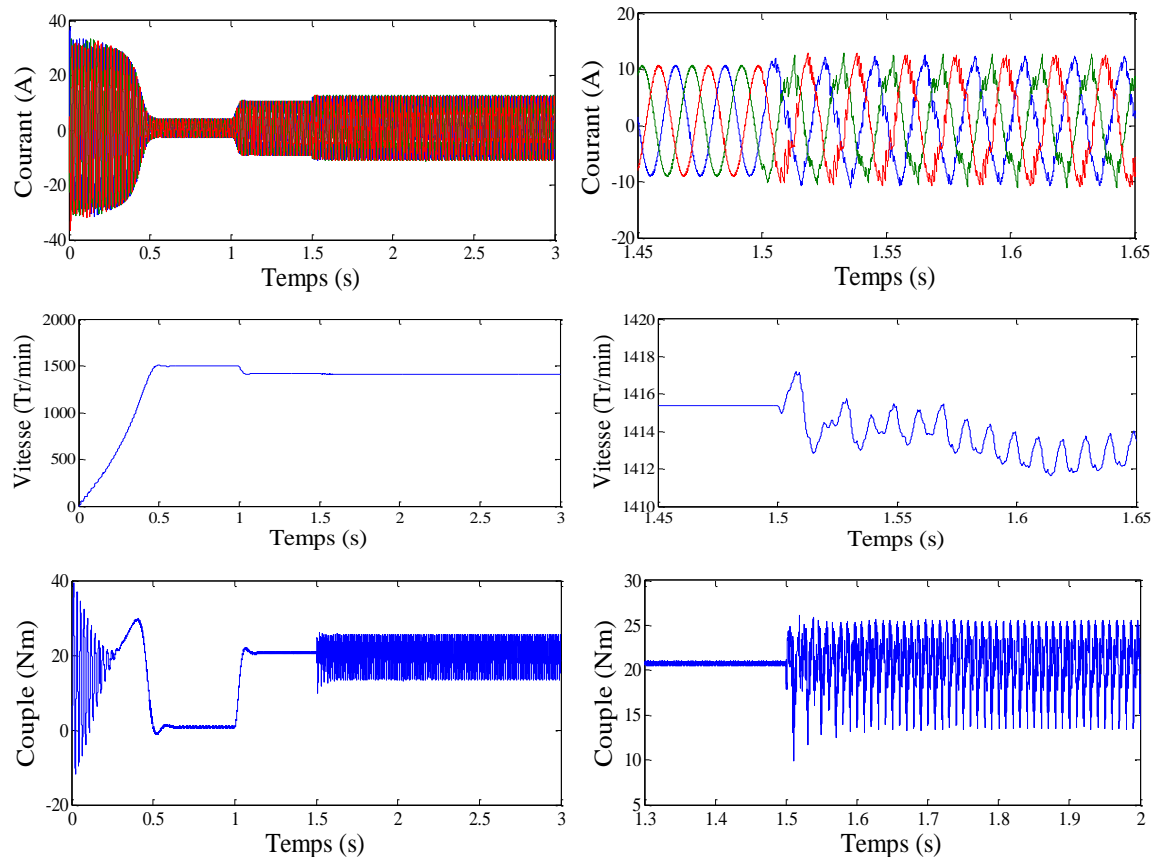


Figure 34 : Défaut d'isolement d'une phase de moteur par rapport à la masse du MAS - représentation de l'un des chemins de court-circuit.

2.6.1.3 Défaut de la tension d'alimentation

Dans ce qui suit, nous étudierons le comportement électrique et mécanique du moteur lorsque ce dernier est soumis à des défauts de tension d'alimentation telles que les coupures ou les déséquilibres pendant une période de fonctionnement stationnaire.

2.6.1.3.1 Défaut monophasé de la tension

On désigne par KV_{AB} , KV_{BC} , KV_{CA} , les tensions du MAS à la sortie de l'onduleur dans le cas d'un défaut monophasé. K est un facteur réel pris dans l'intervalle] 0, 1[.

Dans notre étude nous prenons comme exemple $K=0$ pour la coupure de phase et $K=0.5$ pour un déséquilibre de phase. La Figure 35 montre les résultats de simulation dans le cas d'une coupure monophasée de la tension d'alimentation. La Figure 36 indique les résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre monophasé de la tension d'alimentation.

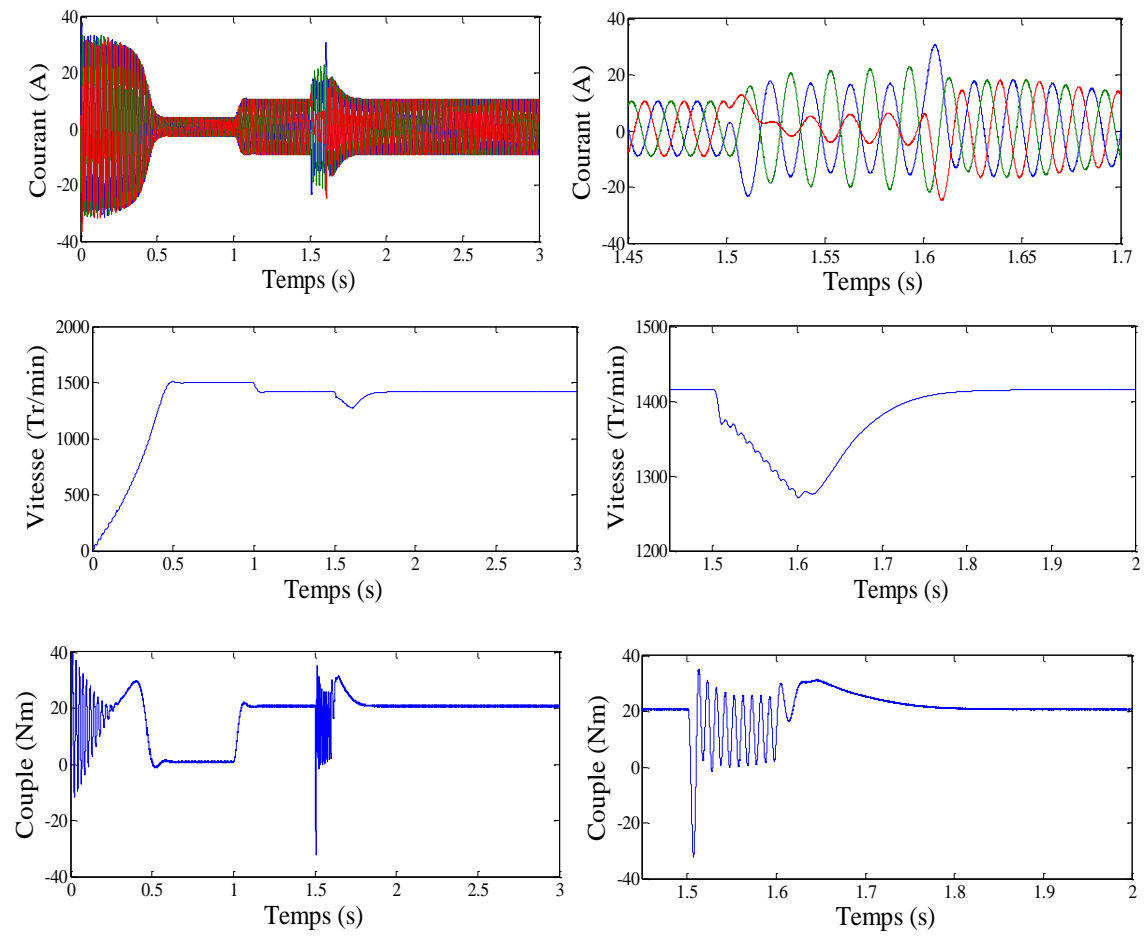
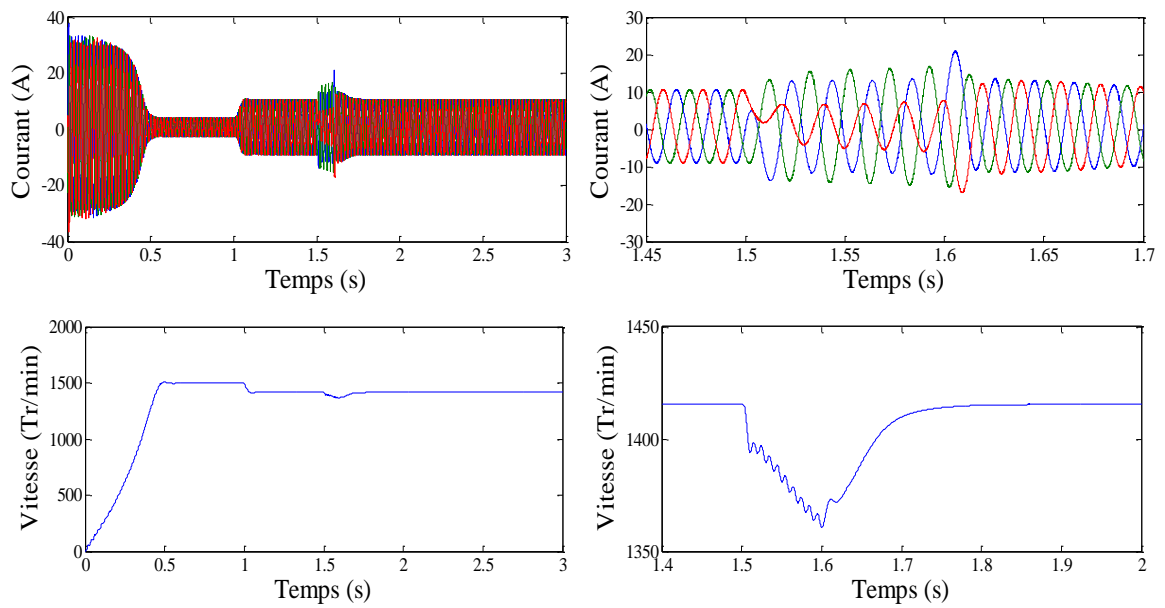


Figure 35 : Résultats de simulation dans le cas d'une coupure monophasée de la tension d'alimentation.



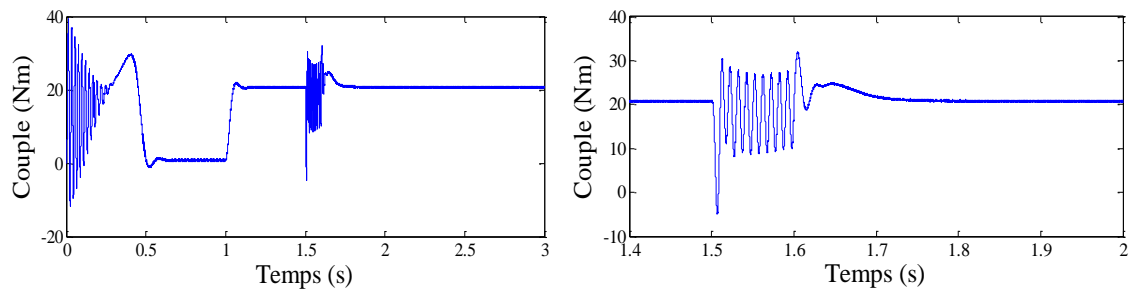


Figure 36 : Résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre monophasé de la tension d'alimentation.

2.6.1.3.2 Défaut biphasé de la tension

Nous refaisons le même travail mais avec deux phases (A et B). La Figure 37 montre les résultats de simulation dans le cas d'une coupure biphasée de la tension d'alimentation sur les deux phases (A et B). La Figure 38 montre les résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre biphasé de la tension d'alimentation sur les deux phases (A et B).

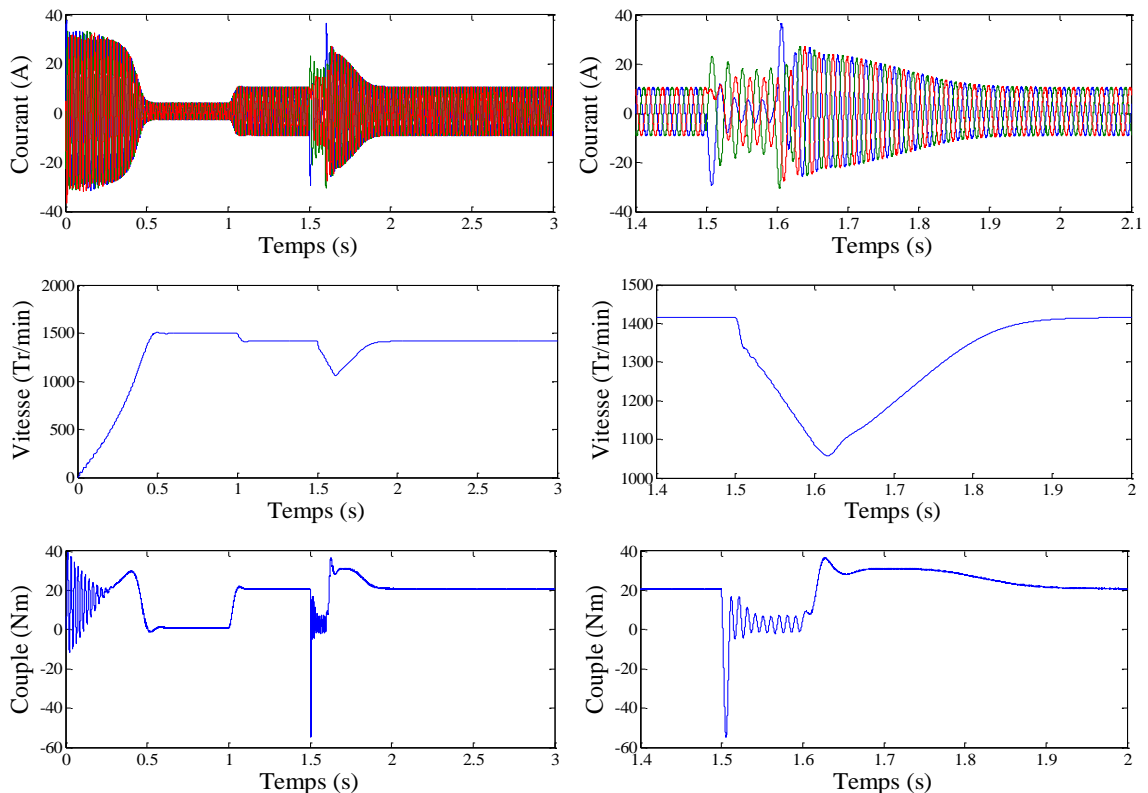
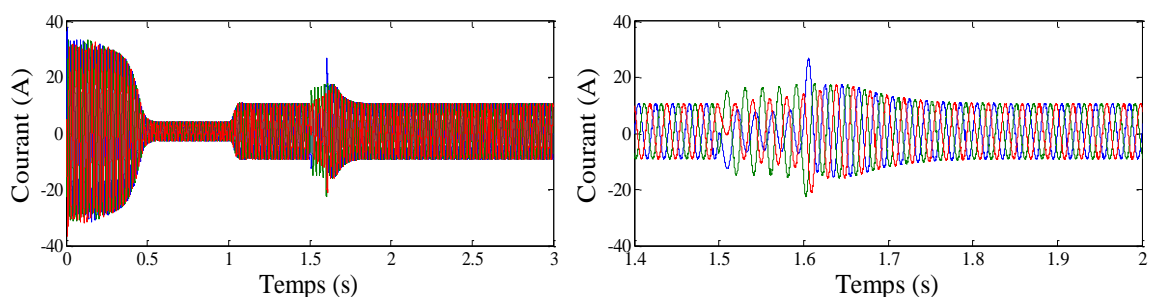


Figure 37 : Résultats de simulation dans le cas d'une coupure biphasé de la tension d'alimentation.



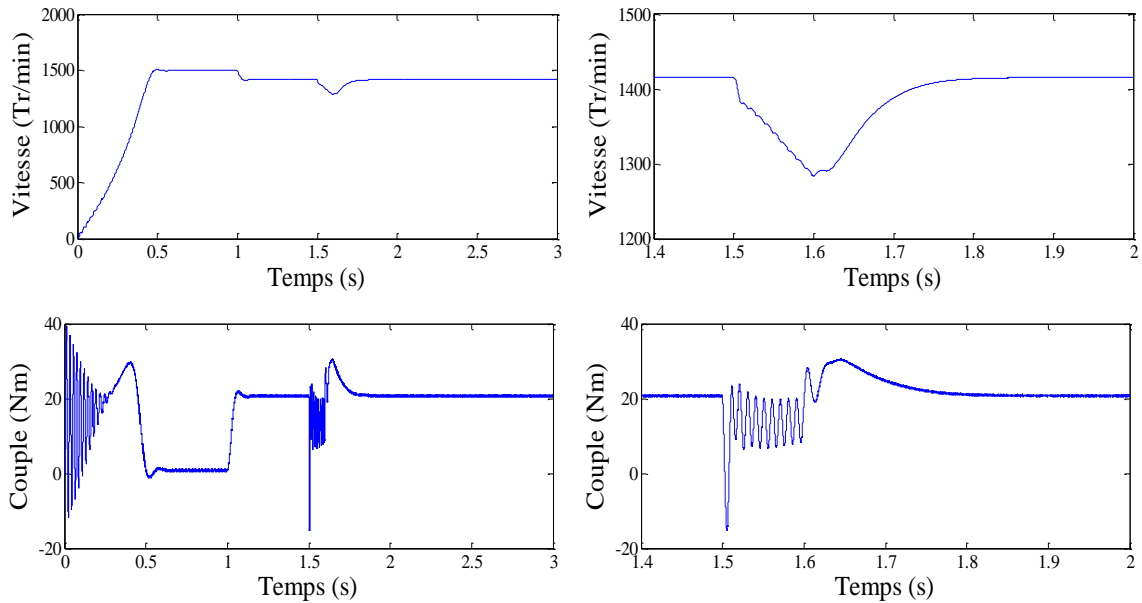
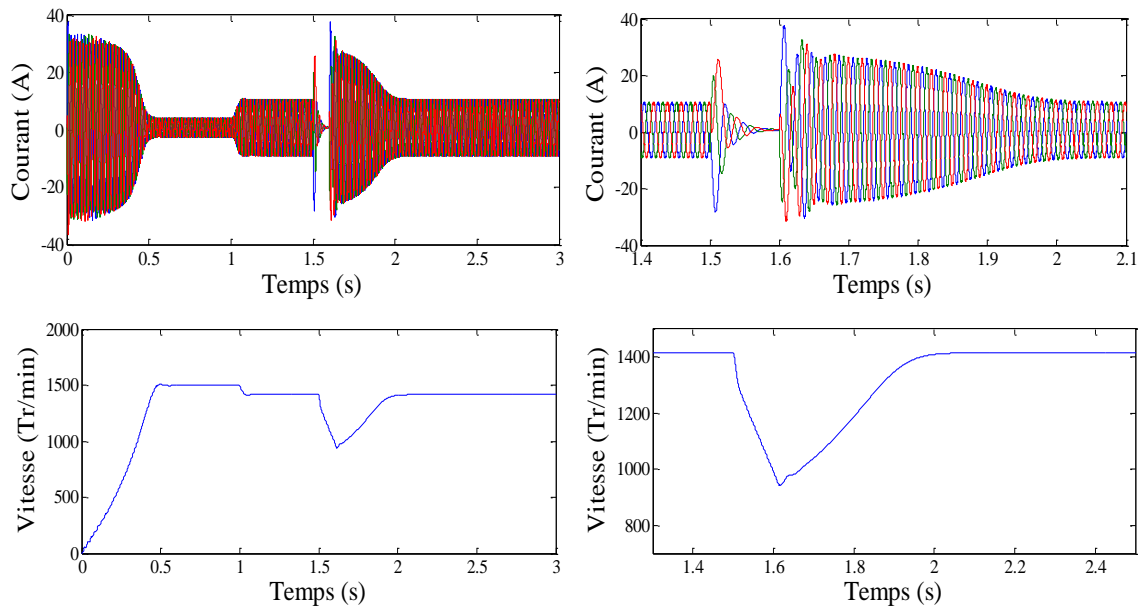


Figure 38 : Résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre biphasée de la tension d'alimentation.

2.6.1.3.3 Défaut triphasé de la tension

Le même travail précédent est refait mais cette fois-ci avec les trois phases (A, B, C) soumises au défaut. La Figure 39 illustre les résultats de simulation dans le cas d'une coupure triphasée de la tension d'alimentation sur les trois phases (A, B et C).

La Figure 40 montre les résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre triphasé de la tension d'alimentation sur les trois phases (A, B et C).



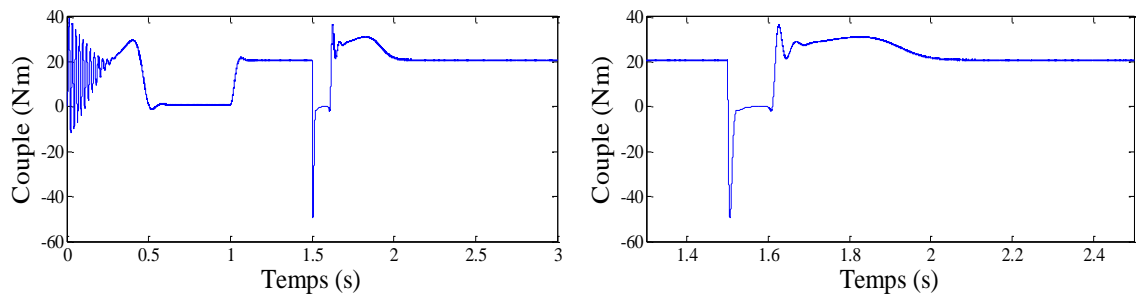


Figure 39 : Résultats de simulation dans le cas d'une coupure triphasée de la tension d'alimentation.

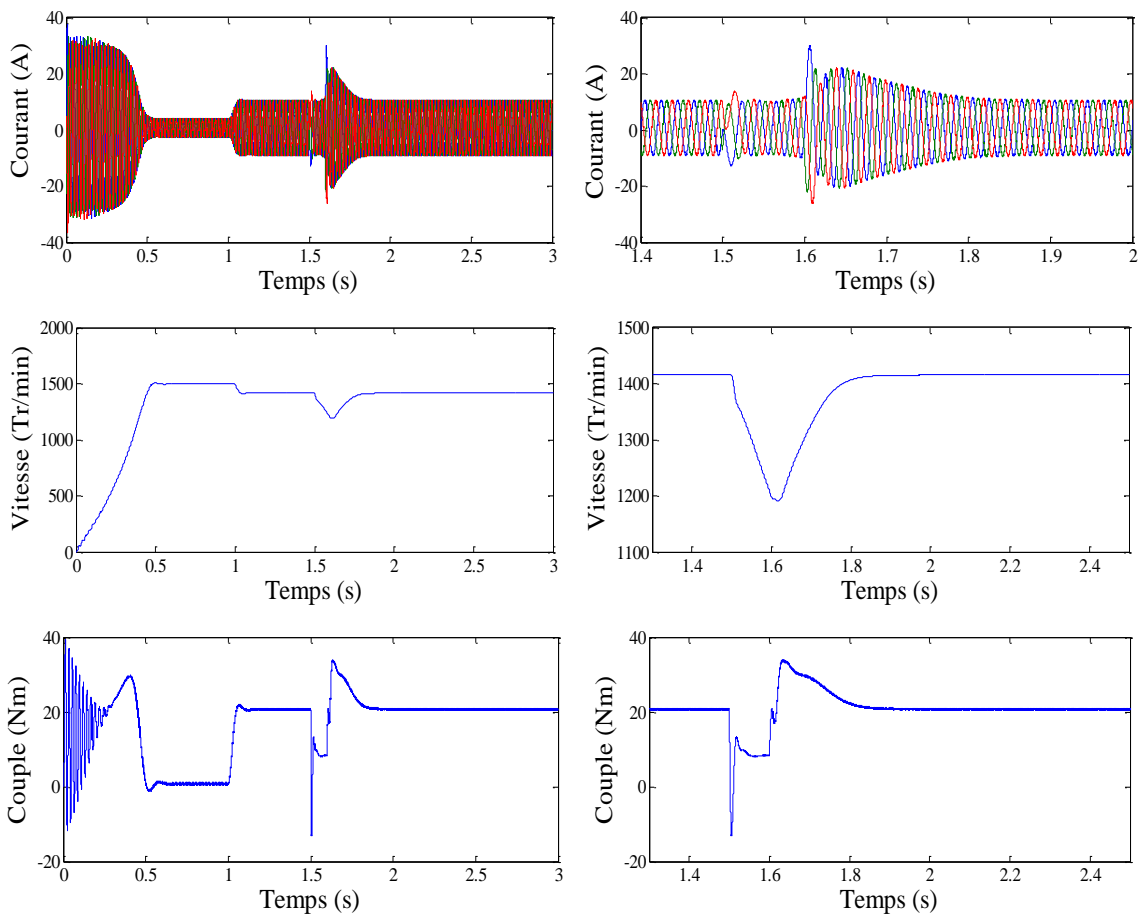


Figure 40 : Résultats de simulation dans le cas d'un déséquilibre triphasé de la tension d'alimentation.

Les résultats de simulation présentés sur les figures (Figure 35, Figure 36, Figure 37, Figure 38, Figure 39, Figure 40) représentent les courbes de : courants statoriques, vitesse de rotation et couple électromagnétique.

Dans le régime anormal (état défaillant), les grandeurs électriques sont caractérisées (par rapport au régime normal (état sain)) par une variation brusque au moment d'apparition du défaut. Dans notre cas le défaut est créé lorsque le moteur est en régime établie à l'instant $t=1.5s$, puis il est éliminé à $t=1.6s$.

Par ailleurs, il est à signaler que les défauts (coupure, déséquilibre) de la tension d'alimentation influent aussi sur les comportements mécaniques du moteur. Cette influence

est caractérisée par une chute de la valeur de la vitesse selon le type de défaut, ainsi que des fluctuations du couple électromagnétique. En plus, en analysant les régimes sous défaut pour les différentes grandeurs, nous remarquons que l'évolution du courant statorique dans les différents cas de défaut est caractérisée par la variation par rapport à l'état sain, autrement dit, les grandeurs suscitées reflètent l'existence des défauts [60].

2.6.2 Défaut interne

2.6.2.1 Défaillance de type haute impédance d'un IGBT

Le maintien à l'état ouvert d'un IGBT dû par exemple à une défaillance de grille entraîne une perte de réversibilité en courant de l'IGBT et se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de phase, qui est alors unipolaire et non sinusoïdale. Ainsi dans le cas où le IGBT supérieur d'une phase reste ouvert et que le courant dans la phase correspondante est positif, la phase du MAS reste connectée au potentiel négatif de l'étage continu par la diode du bas [61].

La Figure 41 montre respectivement les formes d'onde des courants statoriques, de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique.

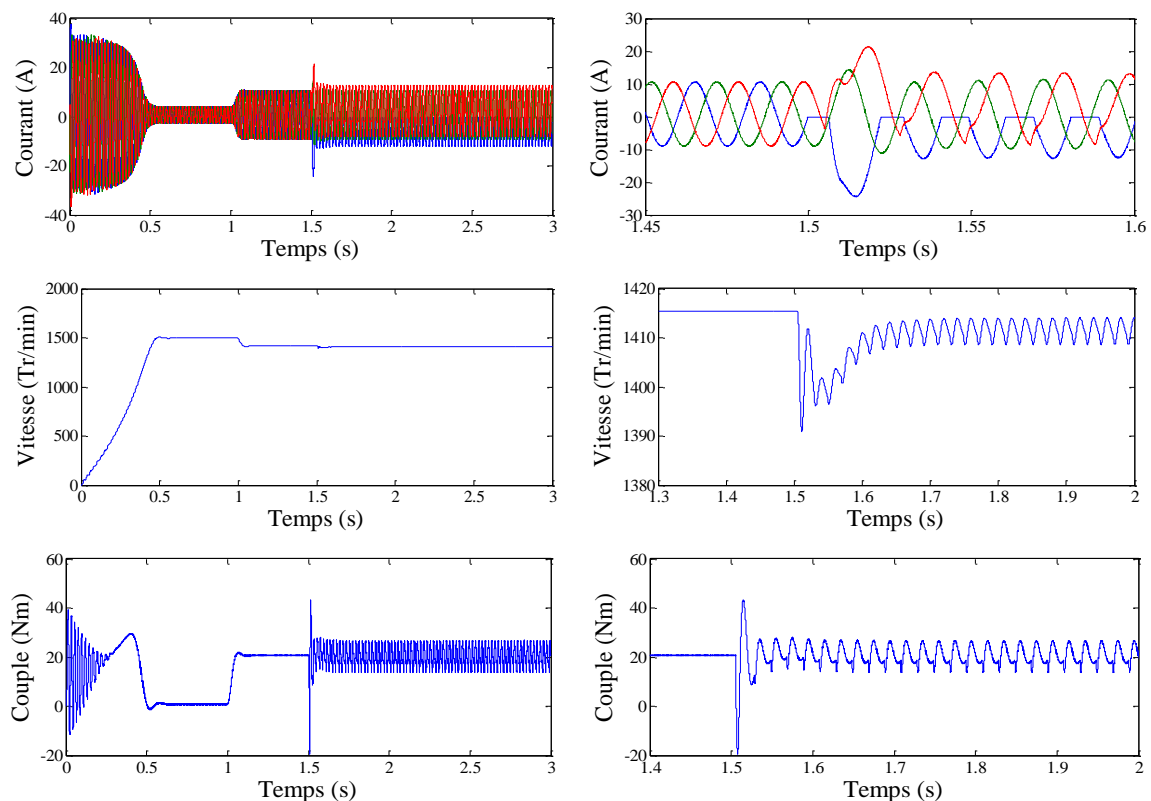


Figure 41 : Simulation de défaut de type haute impédance d'un IGBT.

Dans le régime anormal, les grandeurs électriques (courants statoriques) sont caractérisées (par rapport au régime normal) par une variation brusque au moment d'apparition du défaut par manque de l'alternance positive du courant statorique dans la phase (A). Le courant de la phase (A) connectée à ce bras ne peut plus être contrôlé lorsque sa référence est positive.

Il ne peut être que négatif ou nul. Lorsque celui-ci devient nul, les courants des deux autres phases saines (A et B) à somme nulle prennent des valeurs instantanément élevées. Dans notre cas, le défaut circuit-ouvert est créé à l'instant $t=1.5s$, lorsque le moteur fonctionne au régime nominale.

Par ailleurs, il est à signaler que le défaut circuit-ouvert d'un IGBT influe aussi sur le comportement mécanique du MAS. Cette influence est caractérisée par une chute de la valeur de vitesse, ainsi que l'oscillation du couple électromagnétique.

2.6.2.2 Défaillance de type haute impédance des deux IGBT d'une différente cellule de commutation

Le maintien à l'état ouvert de deux IGBT dû par exemple à une défaillance de grille entraine une perte de réversibilité en courant des deux IGBT et se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de deux phases (A et B). Ce courant est alors unipolaire et non sinusoïdal. Ainsi, dans le cas où les IGBT (S_{a1}) et (S_{b2}) restent ouvert, les courants dans les deux phases correspondantes présentent les états suivants : La phase (A) reste connectée au potentiel négatif de l'étage continu par la diode du bas et la phase (B) reste connectée au potentiel positif de l'étage continu par la diode du haut [66].

La Figure 42 montre, respectivement, les formes d'onde des courants statoriques, de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique.

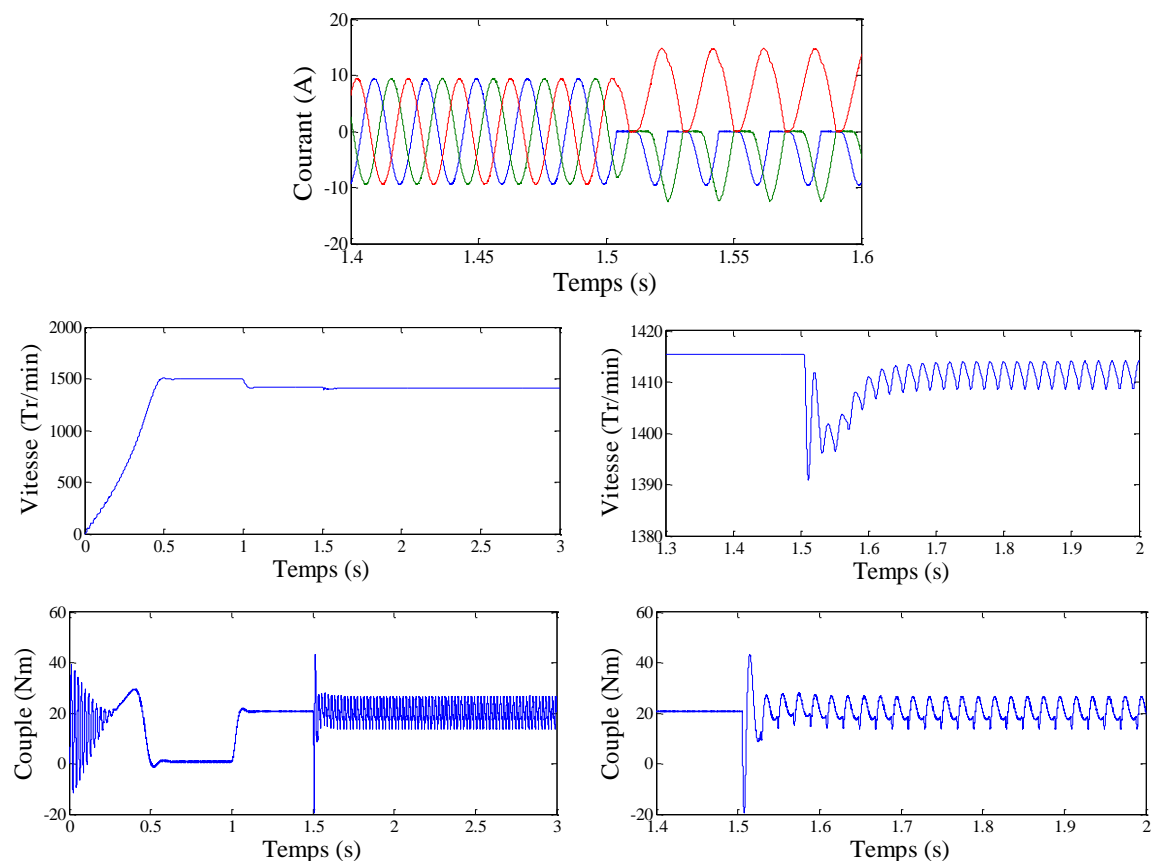


Figure 42 : Simulation de défaut de type haute impédance de deux IGBT.

Dans le régime anormal, les grandeurs électriques (courants statoriques) sont caractérisées (par rapport au régime normal) par une variation brusque au moment de l'apparition du défaut par manque de l'alternance positive de courant statorique dans la phase (A) et l'alternance négative de courant statorique de la phase (B).

Notons que la même influence sur le comportement mécanique du MAS enregistré dans le cas du défaut circuit-ouvert d'un IGBT est constaté cette fois-ci.

2.6.2.3 Défaut de type haut impédance des deux IGBT de même cellule de commutation

Ce mode de défaut correspond à la perte de la commande d'un bras avec ses deux IGBT restant ouverts. La phase n'est connectée qu'à travers les diodes anti parallèles de la phase de commutation. La condition spontanée d'une des diodes de bras en défaut dépend de la commande de deux bras restants. La dégradation des formes d'onde des courants est encore accrue par rapport au cas précédent. Le courant dans la phase concernée est assez faible, voire quasiment nul. Selon la commande effectuée dans la phase (A), les courants dans les phases saines (B et C) ont leurs fondamentaux en opposition de phase. Ce mode de défaut est donc assez semblable au cas de l'ouverture d'une phase du MAS. Le couple présente une ondulation à fréquence double de la fréquence électrique dont l'amplitude est encore supérieure à celle du mode de défaut précédent [67]. La Figure 43 présente la simulation d'un défaut de type haute impédance des deux IGBT d'un bras.

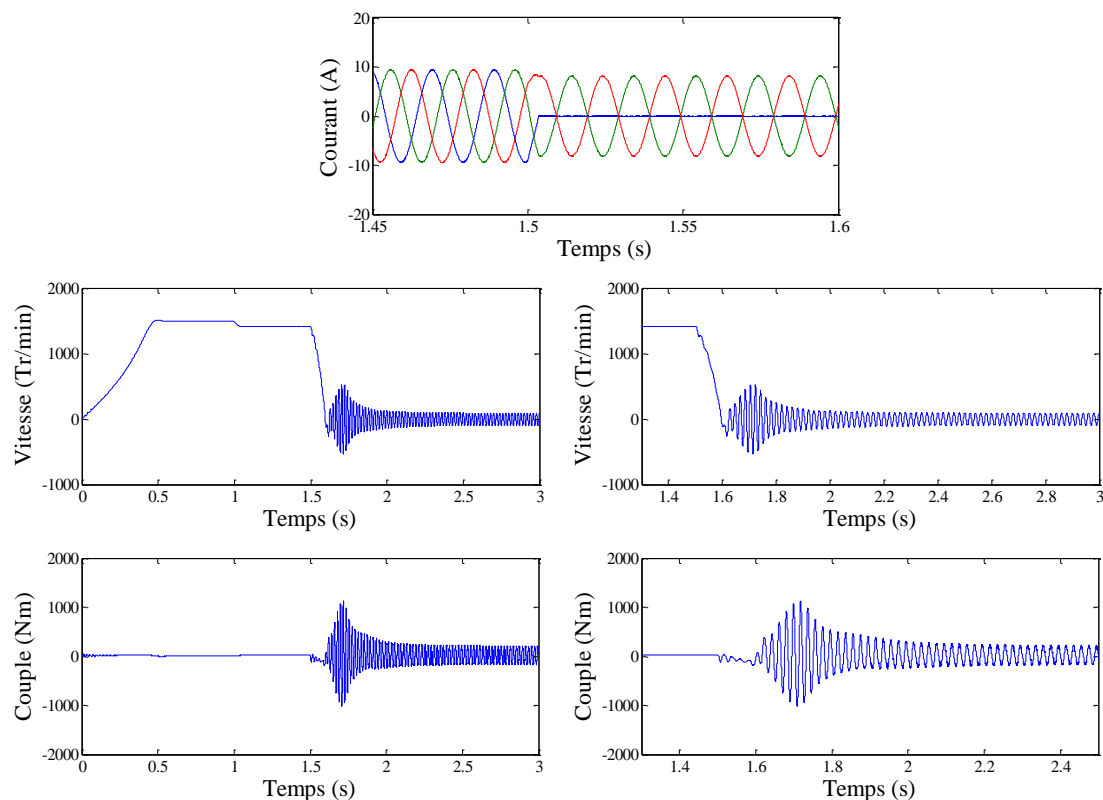


Figure 43 : Défaut de type haute impédance des deux IGBT d'un bras.

2.6.2.4 Défaut de type haut impédance de l'ensemble des IGBT

Ce mode de défaut correspond en particulier à la perte de la commande de l'onduleur s'il survient dans la plage de fonctionnement à couple constant du MAS. Les courants s'annulent et le couple électromagnétique également à condition que la tension continue reste imposée par le réseau ; la fonctionnalité de l'onduleur est perdue. Le MAS passe en mode passif [68]. La Figure 44 présente la simulation de défaut de l'ouverture de l'ensemble des IGBT.

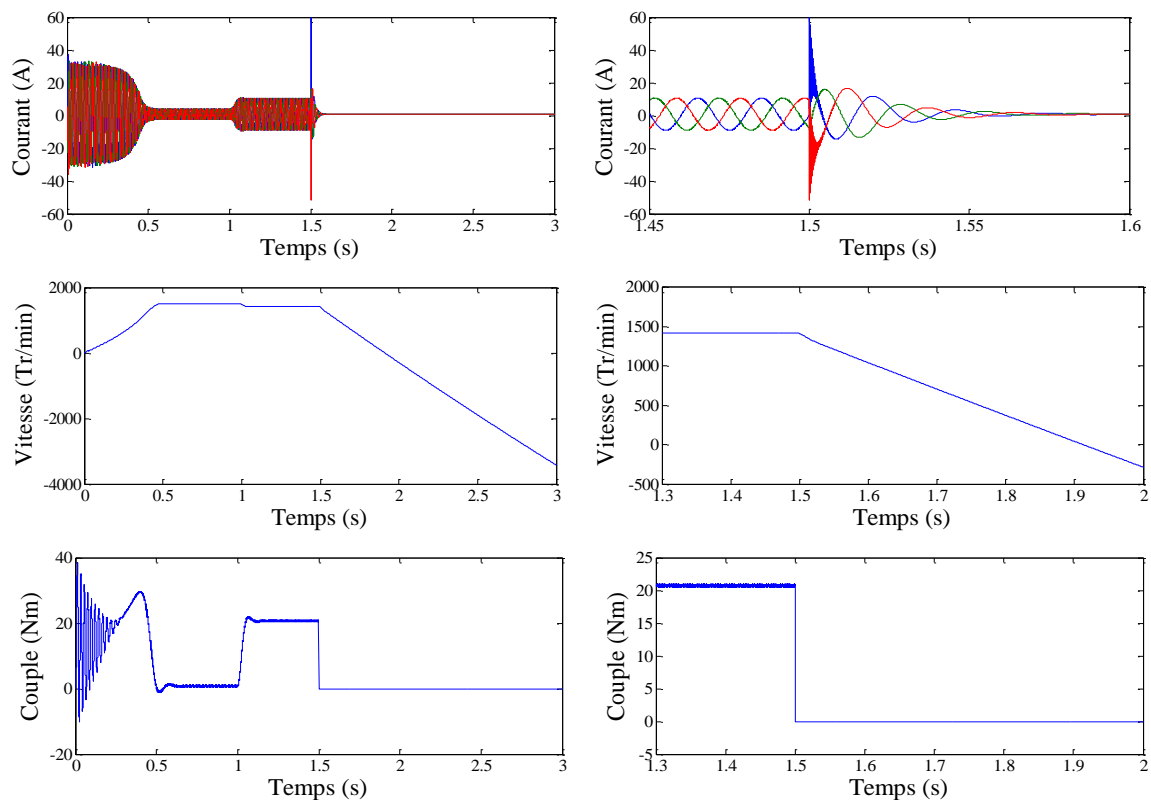


Figure 44 : Défaut d'ouverture de l'ensemble des IGBT.

2.6.2.5 Défaut de type basse impédance d'un IGBT

Un défaut physique ou une imperfection de commande d'un IGBT résultant d'un état de basse impédance est nettement plus critique car la phase de commutation se trouve court-circuitée. S'il s'agit d'un défaut de commande, le courant dans l'IGBT augmente jusqu'à sa désaturation de l'IGBT (en quelque dizaines de nano seconde). La fission de la puce de l'IGBT ou de sa connectique se trouve alors définitivement en état de basse impédance [51]. La Figure 45 présente la simulation du défaut de court-circuit d'un IGBT. Dans le régime anormal, les grandeurs électriques sont caractérisées (par rapport au régime normal) par une variation brusque au moment de l'apparition du défaut. Dans notre cas le défaut est créé lorsque le moteur est en régime établie à l'instant $t=1.5s$. Par ailleurs, il est à signaler que le défaut court-circuit de l'IGBT influence aussi sur les comportements mécaniques du MAS.

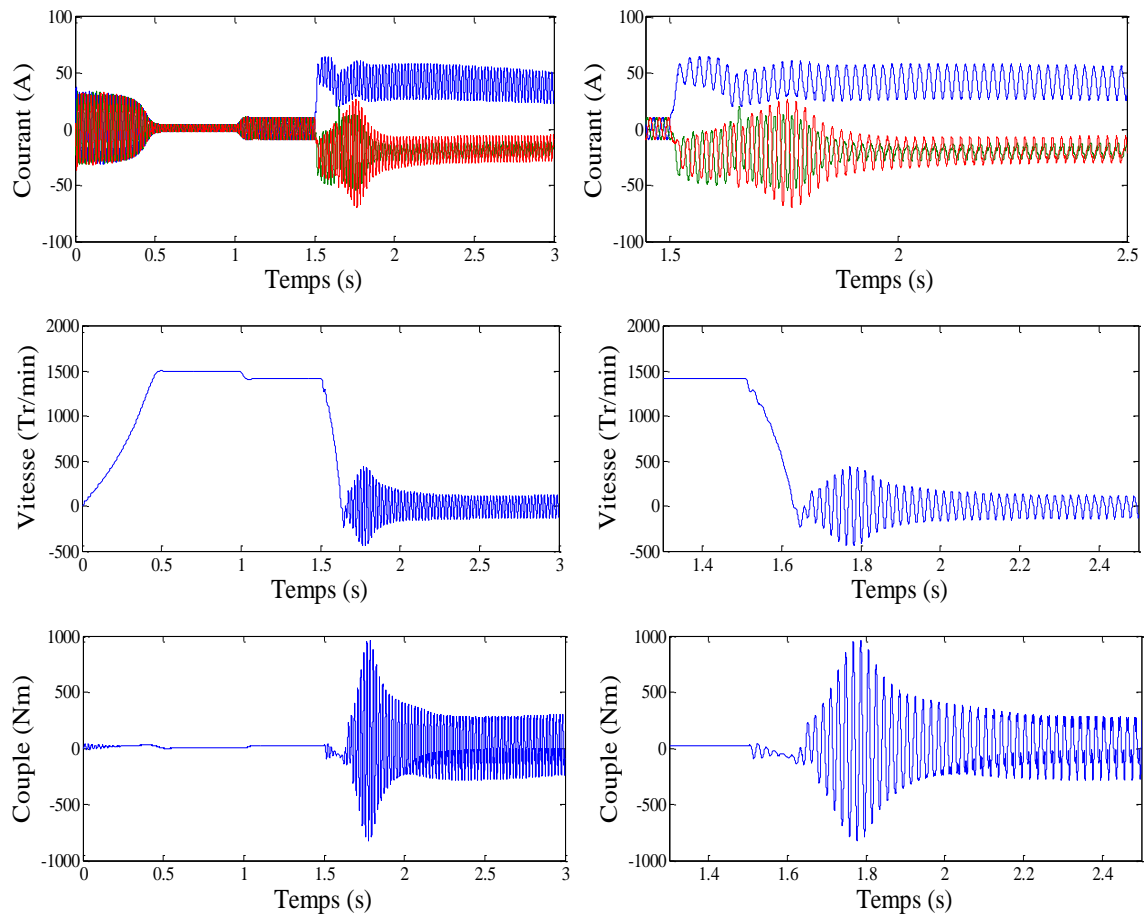


Figure 45 : Impact d'un défaut basse impédance d'un IGBT.

Cette influence est caractérisée par une chute de la valeur de la vitesse vers zéro, ainsi que des fluctuations du couple électromagnétique. En plus, en analysant le régime à défaut pour les différentes grandeurs, nous remarquons que l'évolution du courant statorique est caractérisée par la variation brusque par rapport à l'état sain, autrement dit, les grandeurs suscitées reflètent l'existence de défaut [71].

2.6.2.6 Défaut asymétrique croisé

Ce mode de défaut résulte de la défaillance de type basse impédance de deux IGBT de niveaux différents. La Figure 46 présente la simulation de défaut d'asymétrie croisée. Ce cas de défaut croisé asymétrie est étudié car il s'agit de la situation menant aux amplitudes de courant et de couple les plus élevées. Même si une continuité de fonctionnement n'est pas envisagée, l'intérêt du confinement du défaut est évident [72].

2.7 Défauts actionneurs (Moteur Asynchrone) :

Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent se classer en trois groupes [73, 74]:

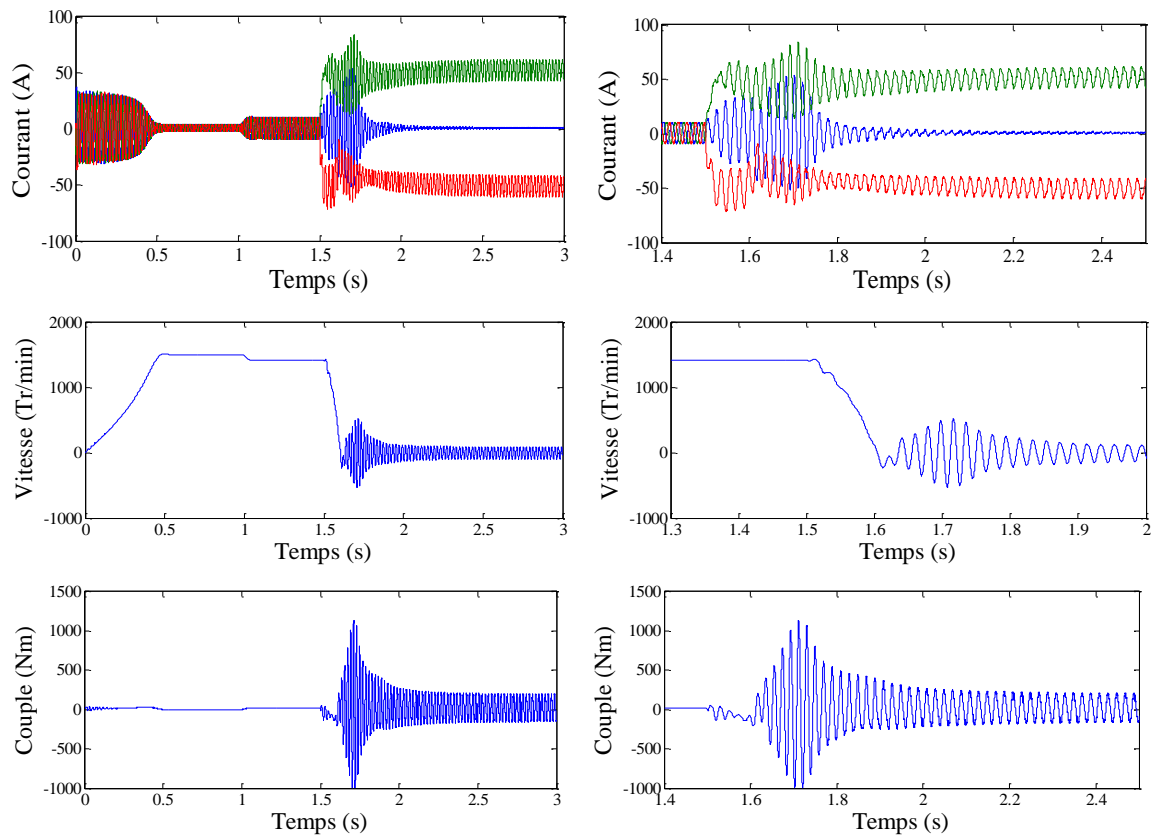


Figure 46 : Défaut asymétrique croisé.

- Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, etc.
- Les amplificateurs de défauts : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, etc.
- Les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, etc.

Des études statistiques, effectuées en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200kW) ont donné les résultats suivants [75]:

- 1- Défaut rotorique : 22% ;
- 2- Défaut statorique : 60% ;
- 3- Autre défaut : 18%.

2.7.1 Défaillances au stator

Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème [67]:

- ✓ Thermique (surcharge,...) ;
- ✓ Électrique (diélectrique,...) ;

- ✓ Mécanique (bobinage,...) ;
- ✓ Environnemental (agression,...).

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit :

2.7.1.1 Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) engendrent des phénomènes thermiques se traduisant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or, les matériaux d'isolation ont une limite de température, une limite de tension et une limite mécanique. De ce fait, si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière prématurée ou accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction. Les différentes causes pour ce type de défaut sont [77, 78]:

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

2.7.1.2 Défaut de court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2ème court-circuit) [79].

Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut.

2.7.1.3 Défaut de court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système [80].

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs [81].

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît. Les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce défaut [73]. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases.

2.7.1.4 Défaut de court-circuit phase/bâti

Le bâti a généralement un potentiel flottant, mais pour des raisons de liaisons mécaniques, il est souvent relié à la masse. Si le potentiel est flottant, un court-circuit entre l'enroulement et le bâti n'a pas d'importance du point de vue matériel, excepté les effets capacitifs, le bâti prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit.

Par contre, au niveau de la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels). En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas. Cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. De plus, cette défaillance va générer une composante homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire. Une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut [73].

2.7.1.5 Défauts de circuit magnétique

Ces défauts aboutissent dans la plupart des cas à une dissymétrie au niveau du fonctionnement de la machine, qui à son tour peut accentuer le problème par des phénomènes de surchauffe, de surtension, d'élévation importante du courant, etc [83].

2.7.2 Défaillances au rotor

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème [84]:

Thermique (surcharge,...) ;

Électromagnétique;

Résiduel (déformation,...)

Dynamique (arbre de transmission,...) ;

Mécanique (roulement,...) ;

Environnemental (agression,...).

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit :

2.7.2.1 Ruptures de barres

La cassure ou rupture de barres est l'un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation. Ceci engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine [85].

Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées.

2.7.2.2 Ruptures d'anneaux

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voir confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité, ...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres [86].

2.7.2.3 Excentricité statique et dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor (Figure 47)).

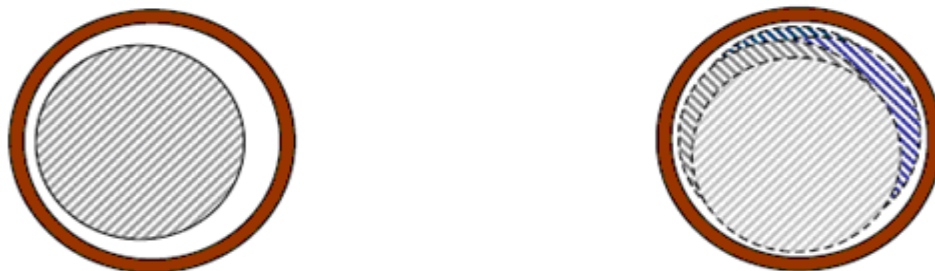


Figure 47 : Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique [87].

Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut de roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage).

Trois cas d'excentricité sont généralement distingués [88, 89]:

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

Ce défaut modifie le comportement magnétique ainsi que mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur le noyau statorique ainsi que l'enroulement correspondant. Ceci engendre une dégradation de son isolation. D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements [90].

2.7.3 Défaillances mécaniques

2.7.3.1 Défauts roulements

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface électromécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Dans l'article [91], les auteurs présentent la plupart des défauts survenant dans les roulements des moteurs à induction ainsi que les raisons de leur vieillissement. Comme il a été présenté précédemment, ce type de défauts est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure du roulement et plus précisément à la dégradation des billes, ou de la bande de roulement. Ses causes possibles sont [92, 91]:

- L'usure due au vieillissement ;
- La température de fonctionnement élevée ;
- La perte de lubrification ;
- L'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement) ;
- Le défaut de montage ;
- Les courants d'arbres (Shaft Current).

Les conséquences directes de cette défaillance sur les roulements sont [93]:

- Des trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures ;
- L'ondulation de leur surface de roulement ;
- L'attaque des billes ;

- La corrosion due à l'eau ;
- Défaut de graissage, problème dû à la température ;
- Décollement, effritement de surface provoqué par une surcharge.

Sur le système, ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinale de la machine. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du moteur [94].

2.7.3.2 Autres défaillances mécaniques

Au stator, il n'y a pas de pièces mobiles donc a priori pas de défaillances mécaniques. Cependant, il peut apparaître des phénomènes d'oxydation liés à l'environnement de la machine et plus précisément au taux de salinité qui influe sur l'étanchéité et les contacteurs [50].

2.8 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la présentation de l'état de l'art des méthodes de surveillance des systèmes industriels. Les principaux éléments d'une démarche de surveillance d'un processus ont été également définis.

Nous avons tout d'abord donné quelques définitions et terminologies utilisées dans ce domaine. Les méthodes de diagnostic traitées dans la littérature se composent de trois étapes essentielles : la détection, la localisation et l'identification. La technique de diagnostic appliquée pour la surveillance des systèmes dépend du type de présentation du système à surveiller (avec ou sans modèle), ainsi que le type de défauts (défaut capteur, actionneur ou système).

Comme notre étude est focalisée sur l'étude et la détection des défauts (circuit-ouvert) d'un onduleur qui alimente un moteur asynchrone à base de modèle mathématique, il est nécessaire de disposer d'un bon modèle mathématique, décrivant le comportement dans l'état sain et l'état défaillant (avec défaut). Ceci fera l'objet du troisième chapitre.

Chapitre 3 :
Modélisation et simulation
du moteur asynchrone

3.1 Modélisation et Simulation du Moteur Asynchrone à Cage

Dans ce chapitre, nous allons présenter la modélisation d'un convertisseur statique (redresseur-onduleur) et présenter aussi les différents types de défauts lui sont associés. Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques.

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

3.1.1 Equations des tensions statoriques :

Le système d'équations des tensions des trois phases statoriques s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d[\Psi_s]}{dt} \quad (71)$$

Où la matrice des flux statoriques $[\Psi_s]$ est donnée par :

$$[\Psi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [L_{sr}] [I_r] \quad (72)$$

Les vecteurs des tensions et des courants de phases statoriques et celui des courants de mailles rotoriques sont respectivement :

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T \quad (73)$$

$$[I_s] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T \quad (74)$$

$$[I_r] = [i_{r1} \quad i_{r2} \quad i_{r3} \quad \dots \quad \dots \quad i_{rn_b} \quad i_{re}]^T \quad (75)$$

En notant que les indices sa, sb, sc font référence au stator et les indices $r1, r2, r3, \dots, rnb, re$ aux mailles et anneaux rotoriques.

La matrice des résistances statoriques $[R_s]$ est donnée par :

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

La matrice des inductances statoriques $[L_{ss}]$ est donnée par :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques $[L_{sr}]$ est donnée par :

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{ar1} & L_{ar2} & \dots & L_{ar(nb-1)} & L_{arnb} & 0 \\ L_{br1} & L_{br2} & \dots & L_{br(nb-1)} & L_{brnb} & 0 \\ L_{cr1} & L_{cr2} & \dots & L_{cr(nb-1)} & L_{crnb} & 0 \end{bmatrix}$$

En remplaçant l'équation (72) dans (71) on obtient :

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + [L_{sr}] \frac{d[I_r]}{dt} + \frac{d[L_{sr}]}{dt} [I_r] \quad (76)$$

Le quatrième terme de l'équation (76) peut être écrit comme suit :

$$\frac{d[L_{sr}]}{dt} [I_r] = \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} [I_r] \quad (77)$$

où θ_r est l'angle qui définit la position du rotor par rapport au stator.

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (78)$$

avec ω_r la vitesse du rotor.

Par substitution de (77) et (78) dans (76), l'équation (76) devient :

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + [L_{sr}] \frac{d[I_r]}{dt} + \omega_r \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} [I_r] \quad (79)$$

Nous obtenons donc un système d'équations différentielles d'ordre 3 [95, 96].

3.1.2 Equations des tensions rotoriques

La cage rotorique est représentée par un circuit maillé de n_b mailles, où chaque maille est constituée de deux barres adjacentes et les deux portions d'anneaux les reliant à chaque extrémité. La Figure 48 [97] illustre une partie du rotor sous la forme d'un schéma électrique équivalent.

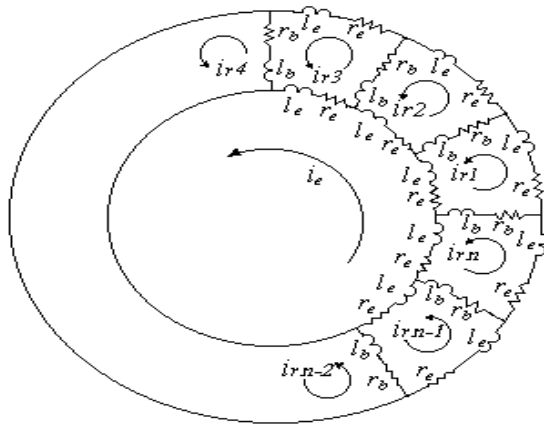


Figure 48 : Schéma électrique équivalent du rotor à cage [97].

La modélisation de la cage rotorique consiste à écrire les équations de tensions des n_b mailles parcourues par n_b courants indépendants et de tenir compte d'un des deux anneaux

de court-circuit. Nous obtenons ainsi un système de n_b+1 équations qui est donné par la relation matricielle suivante :

$$[V_r] = [R_r] [I_r] + \frac{d[\Psi_r]}{dt} \quad (80)$$

Avec :

$$[\Psi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [L_{rs}] [I_s] \quad (81)$$

Sachant que les tensions rotorique-s sont nulles, et que :

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

Où R_b et R_e sont respectivement la résistance d'une barre rotorique et celle d'un segment d'anneau de court-circuit.

La matrice des inductances rotoriques est donnée par :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r1r2} - L_b & L_{r1r3} & \dots & L_{r1r(nb-1)} & L_{r1rnb} - L_b & -L_e \\ L_{r1r2} - L_b & l_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r2r3} - L_b & \dots & L_{r2r(nb-1)} & L_{r2rnb} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{r(nb-1)r1} & L_{r(nb-1)r2} & L_{r(nb-1)r3} & \dots & l_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{r(nb-1)rnb} - L_b & -L_e \\ L_{rnb r1} - L_b & L_{rnb r2} & L_{rnb r3} & \dots & L_{rnb r(nb-1)} & l_{mr} + 2(L_b + L_e) & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & \dots & -L_e & -L_e & n_b L_e \end{bmatrix}$$

Avec :

L_{mr} , inductance de magnétisation d'une maille rotorique ;

L_b , inductance de fuite d'une barre rotorique ;

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

L_{rij} , inductance mutuelle entre la $i^{ème}$ et la $j^{ème}$ maille rotorique.

La matrice des inductances mutuelles entre les mailles rotoriques et les phases statoriques $[L_{rs}]$ est égale à la transposée de la matrice $[L_{sr}]$ dans le cas d'un moteur avec entrefer uniforme.

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T$$

En remplaçant l'équation (81) dans (80), on obtient :

$$[V_r] = [R_r] [I_r] + [L_{rr}] \frac{d[I_r]}{dt} + [L_{rs}] \frac{d[I_s]}{dt} + \frac{d[L_{rs}]}{dt} [I_s] \quad (82)$$

Sachant que :

$$\frac{d[L_{rs}]}{dt} [I_s] = \frac{d[L_{rs}]}{d\theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} [I_s] \quad (83)$$

Il en résulte que :

$$[V_r] = [R_r] [I_r] + [L_{rr}] \frac{d[I_r]}{dt} + [L_{rs}] \frac{d[I_s]}{dt} + \omega_r \frac{d[L_{rs}]}{d\theta_r} [I_s] \quad (84)$$

Le système obtenu est un système d'équations différentielles d'ordre n_b+1 .

Afin d'obtenir le système d'équations électriques global de la machine, on rassemble les deux systèmes (79) et (84) sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & 0 \\ 0 & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \omega_r \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (85)$$

En posant :

$$[V] = \begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} [R_s] & 0 \\ 0 & [R_r] \end{bmatrix}, [L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix}, [I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (86)$$

On obtient :

$$[V] = [R] [I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + \omega_r \frac{d}{d\theta_r} [L] [I] \quad (87)$$

Le système ainsi obtenu est de n_b+4 équations différentielles à coefficients variables (les inductances dépendent de la position du rotor par rapport au stator). Pour le résoudre, il faut avoir les valeurs des différentes inductances de la machine [98].

3.1.3 Calcul des inductances du modèle à flux sinusoïdal d'entrefer

Considérant que l'intensité du champ magnétique H produit par une bobine statorique dans le fer est très faible par rapport à sa valeur dans l'entrefer et la symétrie du dispositif, d'après le théorème d'ampère on a [99]:

$$\oint H dl = \frac{N_s i_s}{p} \quad (88)$$

Partant de l'expression (88), l'induction maximale dans l'entrefer est égale à :

$$B_{\max} = \mu_0 \frac{N_s i_s}{2pe} \quad (89)$$

La décomposition de l'inductance en série de fourrier fournit le fondamental :

$$B_j(\theta) = \frac{2\mu_0 N_s i_s}{ep\pi} \cos(p\theta) \quad (90)$$

Dans ce modèle, nous supposons que l'enroulement statorique triphasé est à distribution idéale autour de la périphérie de l'entrefer. Par conséquent, le champ résultant a une forme

sinusoïdale. Le déphasage entre chaque phase de l'enroulement statorique est de $2\pi/3$ degré électrique [100]. L'expression de FMM de la phase "a" est donnée par la relation suivante :

$$F_a(\varphi) = \frac{2 N_s}{\pi p} i_{sa} \cos(p\varphi) \quad (91)$$

N_s le nombre de tours de l'enroulement de la phase, p le nombre de paires de pôles et φ un angle décrivant une position dans l'espace [58].

D'où l'induction créée dans l'entrefer :

$$B_a(\varphi) = \frac{2 \mu_0 N_s}{\pi g p} i_{sa} \cos(p\varphi) \quad (92)$$

où, μ_0 la perméabilité magnétique de l'air et g l'épaisseur d'entrefer.

Le flux magnétique dans l'entrefer par pôle est obtenu par intégration de l'expression (92) autour d'un intervalle polaire le long de la machine :

$$\Phi = BS = \int_0^l dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_a(\varphi) r d\varphi \quad (93)$$

Il en résulte :

$$\Phi = \frac{4 \mu_0 N_s r l}{\pi g p^2} i_{sa} \quad (94)$$

où, r le rayon moyen de la machine et l la longueur de la machine.

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

$$\Psi_{sa} = \Phi N_s = \frac{4 \mu_0 N_s^2 r l}{\pi g p^2} i_{sa} \quad (95)$$

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

$$L_{am} = \frac{\Psi_{sa}}{i_{sa}} = \frac{4 \mu_0 N_s^2 r l}{\pi g p^2} \quad (96)$$

L'inductance totale de la phase "a" est égale à la somme de l'inductance de magnétisation, et l'inductance de fuite correspond au flux de fuite d'encoche, flux de fuite des têtes de bobines...etc, dont l'expression est :

$$L_{aa} = L_{am} + L_{fa} \quad (97)$$

Les enroulements statoriques sont séparés par $2\pi/3$, Par conséquent les inductances mutuelles entre phases statoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} L_{ab} = L_{ba} = L_{am} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{am}}{2} \\ L_{bc} = L_{cb} = L_{am} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{L_{am}}{2} \\ L_{ca} = L_{ac} = L_{am} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{am}}{2} \end{cases} \quad (98)$$

Etant donné que les enroulements statoriques sont symétriques, par conséquent les inductances propres des trois phases et les inductances mutuelles sont égales [99].

Nous supposons que les barres rotoriques sont identiques et régulièrement décalées, séparées l'une de l'autre par un angle $\alpha = 2\pi/nb$. La Figure 49 [101] représente le champ créé par une maille parcourue par le courant i_{rj} .

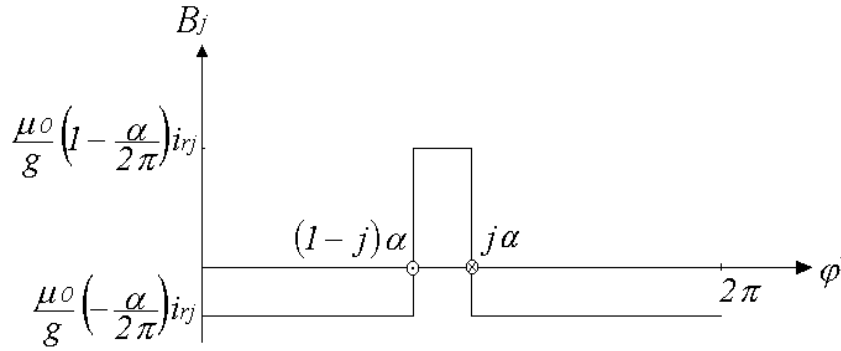


Figure 49 : Champ créée par une maille rotorique [101].

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

$$\Psi_{rjrj} = \int_0^l dz. \int_{(j-1)\alpha}^{j\alpha} \frac{\mu_0 r}{g} \left(1 - \frac{\alpha}{2\pi}\right) i_{rj} d(\varphi') \quad (99)$$

D'où,

$$\Psi_{rjrj} = \frac{\mu_0 r l}{g} \left(1 - \frac{\alpha}{2\pi}\right) \alpha i_{rj} \quad (100)$$

Le flux traversant la $k^{\text{ème}}$ maille, produit par le courant i_{rj} circulant dans la maille j est donné par :

$$\Psi_{rkrj} = \int_0^l dz. \int_{(k-1)\alpha}^{k\alpha} \frac{\mu_0 r}{g} \left(\frac{\alpha}{2\pi}\right) i_{rj} d(\varphi') \quad (101)$$

avec $k \neq j$, d'où,

$$\Psi_{rkrj} = \frac{\mu_0 r l}{g} \left(\frac{\alpha}{2\pi}\right) \alpha i_{rj} \quad (102)$$

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

$$L_{mrj} = \frac{\Psi_{rjrj}}{i_{rj}} = \frac{2\pi\mu_0 (n_b - 1) r l}{g n_b^2} \quad (103)$$

L'inductance totale de la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique est égale à la somme de son inductance de magnétisation, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuite des deux segments d'anneaux de court-circuit fermant la maille et dont l'expression est donnée par :

$$L_{rjj} = L_{mrj} + L_{bj} + L_{b(j+1)} + 2L_e \quad (104)$$

Les mailles rotoriques sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer [91, 102]. Les inductances mutuelles entre la $j^{\text{ème}}$ maille, les mailles adjacentes et non adjacentes sont exprimées par les relations suivantes [95]:

$$L_{r(j+1)j} = \frac{\Psi_{r(j+1)rj}}{i_{rj}} - L_{b(j+1)} = -\frac{2\pi\mu_0 r l}{g n_b^2} - L_{b(j+1)} \quad (105)$$

$$L_{r(j-1)j} = \frac{\Psi_{r(j-1)rj}}{i_{rj}} - L_{bj} = -\frac{2\pi\mu_0 r l}{g n_b^2} - L_{bj} \quad (106)$$

$$L_{rkj} = \frac{\Psi_{rkj}}{i_{rj}} = -\frac{2\pi\mu_0 r l}{g n_b^2} \quad (107)$$

De la transformation dans le repère lié au rotor de l'équation (92) de la densité de flux d'entrefer créée par le courant i_{sa} , il en résulte [103]:

$$B_a(\varphi') = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 N_s}{g p} i_{sa} \cos[p(\varphi' + \omega_r t)] \quad (108)$$

avec :

$$\varphi = \varphi' + \omega_r t \quad (109)$$

D'où le flux traversant la maille j :

$$\Psi_{rja} = \int_0^l dz \int_{(j-1)\alpha}^{j\alpha} B_a(\varphi') r d\varphi' \quad (110)$$

L'intégrale de l'équation ci-dessus conduit à [104]:

$$\Psi_{rja} = M i_{sa} \cos \left[p \left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t \right) \right] \quad (111)$$

avec ;

$$M = \frac{4\mu_0 N_s r l}{\pi g p^2} \sin\left(\frac{\pi p}{n_b}\right) \quad (112)$$

L'inductance mutuelle entre la maille rotorique j et la phase "a" est donnée par la relation [58]:

$$L_{rja} = \frac{\Psi_{rja}}{i_{sa}} = M \cos \left[p \left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t \right) \right] \quad (113)$$

De même, les inductances mutuelles entre la $j^{\text{ème}}$ maille et les phases statoriques "b" et "c" sont exprimées par [105]:

$$L_{rjb} = \frac{\Psi_{rjb}}{i_{sb}} = M \cos \left[p \left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t \right) - \frac{2\pi}{3} \right] \quad (114)$$

$$L_{rjc} = \frac{\Psi_{rjc}}{i_{sc}} = M \cos \left[p \left(\frac{(2j-1)\pi}{n_b} + \omega_r t \right) + \frac{2\pi}{3} \right] \quad (115)$$

3.1.4 Equations mécaniques

L'équation mécanique du mouvement dépend des caractéristiques de la charge qui diffère largement d'une application à l'autre. Dans cette étude, nous ne prenons en considération que le couple d'inertie et le couple externe qui constitue le couple de charge de la machine. Par conséquent, l'équation mécanique du mouvement s'écrit sous la forme suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + T_c = T_e \quad (116)$$

et :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (117)$$

J : le moment d'inertie du rotor –charge combinée.

T_c : le couple de charge.

θ_r : l'angle de déplacement.

ω_r : la vitesse de rotation.

où θ_r l'angle de déplacement du rotor, ω_r la vitesse de rotation, J le moment d'inertie, T_c le couple de charge, et T_e le couple électromagnétique produit par la machine.

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

$$T_e = \left[\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} \right]_{(I_s, I_r \text{ constants})} \quad (118)$$

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

$$W_{co} = \frac{1}{2} \left[I_s^t L_{ss} I_s + I_s^t L_{sr} I_r + I_r^t L_{rs} I_s + I_r^t L_{rr} I_r \right] \quad (119)$$

Le couple électromagnétique est donné par la relation :

$$T_e = \frac{1}{2} \left[I_s^t \frac{\partial L_{ss}}{\partial \theta_r} I_s + I_s^t \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} I_r + I_r^t \frac{\partial L_{rs}}{\partial \theta_r} I_s + I_r^t \frac{\partial L_{rr}}{\partial \theta_r} I_r \right] \quad (120)$$

Si les deux matrices $[L_{rr}]$ et $[L_{ss}]$ sont constantes, l'équation (120) devient :

$$T_e = \frac{1}{2} \left[I_s^t \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} I_r + I_r^t \frac{\partial L_{rs}}{\partial \theta_r} I_s \right] \quad (121)$$

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

$$T_e = I_s^t \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} I_r \quad T_e = \frac{1}{2} [I]^t \frac{d[L]}{dt} [I]$$

Dans le but de faire une étude du fonctionnement de la machine du point de vue électromécanique, l'équation mécanique générale donnée dans (118) est associée au système d'équations électriques. Le modèle complet de la machine prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} [V] \\ [Te - Tc] \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R] + \frac{d[L]}{d\theta_r} & [0] \\ [0] & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L] & [0] \\ [0] & \begin{bmatrix} J & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (122)$$

d'où on tire :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L] & [0] \\ [0] & \begin{bmatrix} J & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix}^{-1} \left(\begin{bmatrix} [V] \\ [Te - Tc] \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} [R] + \frac{d[L]}{d\theta_r} & [0] \\ [0] & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \right) \quad (123)$$

de la forme générale suivante :

$$\frac{d}{dt} [X] = [A]^{-1} \left([U] - [B] [X] \right) \quad (124)$$

Étant donné que ces équations d'ordre $n_b + 6$, sont non linéaires, une méthode numérique doit être mise en œuvre. Pour parvenir à la solution, nous avons choisi la méthode explicite et classique de Runge Kutta d'ordre 4 [105].

3.2 Modélisation et Simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux commandé par la technique MLI-Vectorielle

Dans ce qui suit, la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux sera présentée.

3.2.1 Fonction de commutation

Pour chaque interrupteur S_{xj} ($x = 1, 2, j = 1, 2, 3$), on définit une fonction de commutation F_{xj} , telle que:

$$F_{xj} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{xj} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{xj} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (125)$$

La complémentarité entre les deux interrupteurs de chaque bras impose l'équation suivante :

$$F_{2j} = 1 - F_{1j}, j = 1 - 3 \quad (126)$$

3.2.2 Etats d'un bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur possède deux états possibles comme montré dans la Figure 50:

▪ **Etat P:** L'interrupteur du haut S_{1x} ($x = 1,2$ ou 3) est fermé, tandis que l'interrupteur du bas S_{2x} ($x = 1,2$ ou 3) est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre (o) de la source est V_{dc} .

▪ **Etat N:** L'interrupteur du bas S_{2x} ($x = 1,2$ ou 3) est fermé, tandis que l'interrupteur du haut S_{1x} ($x = 1,2$ ou 3) est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre (o) de la source est 0.

Le Tableau 2 donne la correspondance entre les états des bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie.

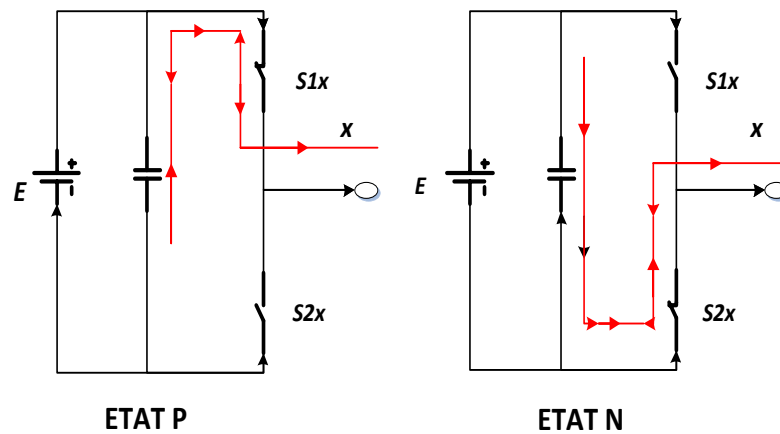


Figure 50 : Schéma synoptique: états de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux [49].

Tableau 2: Etats d'un bras de l'onduleur

Etats	Bras 1		Bras 2		Bras 3		Tension de sortie		
	F ₁₁	F ₂₁	F ₁₂	F ₂₂	F ₁₃	F ₂₃	V ₁₀	V ₂₀	V ₃₀
P	1	0	1	0	1	0	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}
N	0	1	0	1	0	1	0	0	0

3.2.3 Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3 = 8$, donc 8 états : $[PPP, PPN, PNN, PNP, NNN, NNP, NPP$ et $NPN]$. Ces états sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état P ou état N). Par exemple, l'état PNN : indique que le premier bras est à l'état P ($v_{10} = E$), le deuxième est à l'état N ($v_{20} = 0$) et le troisième est à l'état N ($v_{30} = 0$). La configuration de l'onduleur pour chacun de ces états est représentée à la Figure 51.

3.2.4 Tensions de sortie de l'onduleur

Les tensions de sortie triphasées par rapport à la référence de la source continue (o) peuvent être exprimées par :

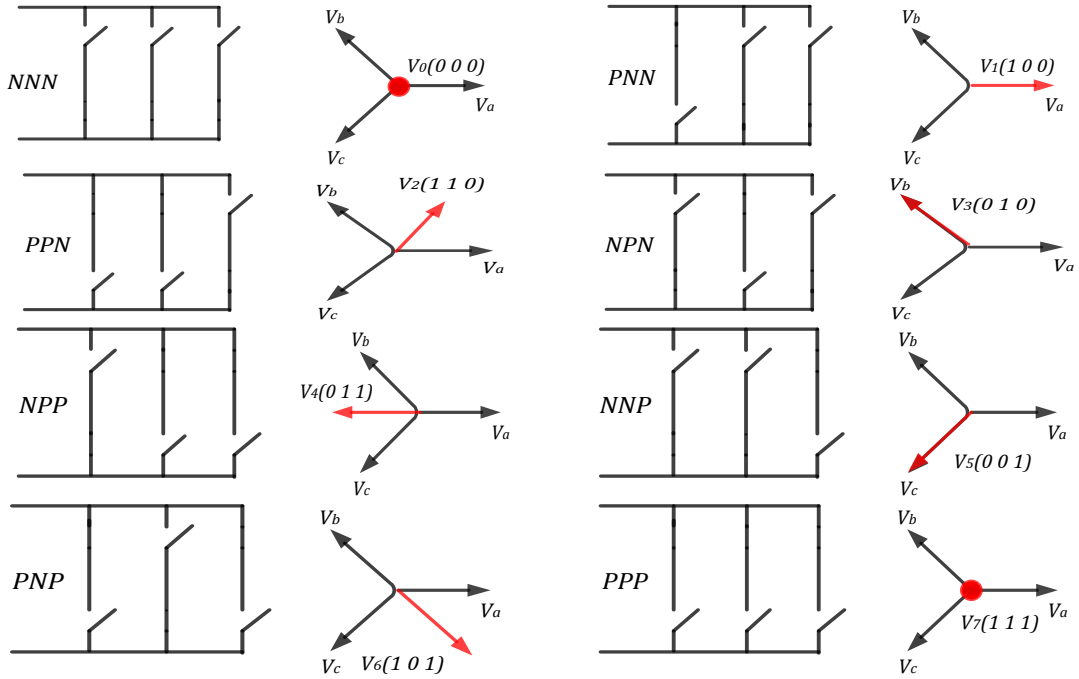


Figure 51 : Schéma synoptique des huit états de l'onduleur à deux niveaux.

$$\begin{pmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \end{pmatrix} V_{dc} \quad (127)$$

Ou V_{dc} : étant la tension continue d'alimentation de l'onduleur.

Les tensions composées entre les phases sont données par:

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{A0} - V_{B0} \\ V_{B0} - V_{C0} \\ V_{C0} - V_{A0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} - F_{12} \\ F_{12} - F_{13} \\ F_{13} - F_{11} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (128)$$

En supposant que la charge triphasée est équilibrée, on déduit les tensions triphasées de sortie par rapport au point neutre de la charge triphasée :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} V_{AB} - V_{CA} \\ V_{BC} - V_{AB} \\ V_{CA} - V_{BC} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2F_{11} - F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} + 2F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} - F_{12} + F_{13} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (129)$$

A partir des équations (127), (128) et (129), on déduit que:

- Les tensions triphasées par rapport au neutre de la source v_{10}, v_{20}, v_{30} peuvent prendre deux valeurs: V_{dc} et 0 , ce qui est à l'origine de l'appellation : onduleur à deux niveaux.
- Les tensions composées v_{12}, v_{23}, v_{31} , peuvent prendre trois valeurs $V_{dc}, -V_{dc}$ et 0 .

Les tensions triphasées par rapport au neutre de la charge v_1, v_2, v_3 peuvent prendre cinq valeurs $-\frac{2}{3}V_{dc}, -\frac{1}{3}V_{dc}, 0, \frac{1}{3}V_{dc}$ et $\frac{2}{3}V_{dc}$.

3.2.5 Vecteur de tension de sortie et diagramme vectoriel

On définit le vecteur de tension de sortie V_s par:

$$V_s = V_{10}e^{j0} + V_{20}e^{-j2\pi/3} + V_{30}e^{j2\pi/3} \quad (130)$$

On effectue le passage du système triphasé au système biphasé stationnaire (d, q):

$$\begin{vmatrix} V_d \\ V_q \end{vmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{pmatrix} \quad (131)$$

Dans le repère stationnaire (d, q) le vecteur V_s s'écrit:

$$V_s = V_d + jV_q \quad (132)$$

3.2.6 Vecteur de tension de référence

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie v_1, v_2 et v_3 aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales v_A^*, v_B^* et v_C^* .

Le m : le taux de modulation ($0 \leq m \leq 1$) et α : la position angulaire du vecteur v_s^* à l'intérieur du secteur, $\alpha = [\pi/3]$.

$$dx = T_x/T_s, dy = T_y/T_s, dz = T_z/T_s \quad (136)$$

T_s : la période d'échantillonnage de l'onduleur. T_x, T_y, T_z : les durées d'application des vecteurs v_x, v_y, v_z , respectivement, à la sortie de l'onduleur. Où :

$$T_x + T_y + T_z = T_s \text{ et } d_x + d_y + d_z = 1 \quad (137)$$

représente les huit états de l'onduleur et les coordonnées du vecteur de tension de sortie v_i correspondant à chaque état. Pour atteindre cet objectif, on définit des tensions de référence v_A^*, v_B^* et v_C^* , le vecteur de tension de référence v_s^* par l'équation suivante:

$$v_s^* = v_a^*e^{j\theta} + v_b^*e^{-j2\pi/3} + v_c^*e^{j2\pi/3} = V_d^* + jV_q^* = mV_{max}e^{j\theta} \quad (133)$$

avec V_d^*, V_q^* les composantes du vecteur v_s^* dans le plan (d, q) et θ est la position angulaire du vecteur V_s^* . Le vecteur v_s^* tourne dans le plan (d, q) à une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions V_1^*, V_2^* et V_3^* sur le diagramme de la Figure 52.

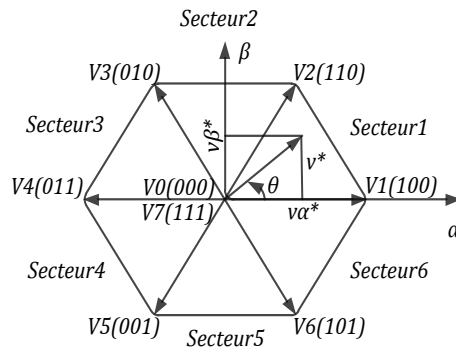


Figure 52 : Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.

On a représenté une position arbitraire du vecteur V_s^* et on a indiqué l'angle θ correspondant à cette position à partir de l'angle θ , on déduit le secteur triangulaire contenant ce vecteur de la manière suivante:

Tableau 3: Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (d, q) .

S_{a1}	S_{b1}	S_{c1}	v_d	v_q	v_i
0	0	0	0	0	v_0
1	0	0	$\sqrt{2/3} v_{dc}$	0	v_1
1	1	0	$\sqrt{1/6} v_{dc}$	$\sqrt{1/2} v_{dc}$	v_2
0	1	0	$-\sqrt{1/6} v_{dc}$	$\sqrt{1/2} v_{dc}$	v_3
0	1	1	$-\sqrt{2/3} v_{dc}$	0	v_4
0	0	1	$-\sqrt{1/6} v_{dc}$	$-\sqrt{1/2} v_{dc}$	v_5
1	0	1	$\sqrt{1/6} v_{dc}$	$-\sqrt{1/2} v_{dc}$	v_6
1	1	1	0	0	v_7

$$s = \begin{cases} 1 \text{ si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 \text{ si } \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 \\ 3 \text{ si } 2\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 \text{ si } \pi \leq \theta \leq 4\pi/3 \\ 5 \text{ si } 4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3 \\ 6 \text{ si } 5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (134)$$

Les interrupteurs de l'onduleur doivent être commandés de telle sorte que le vecteur de tension de référence v_s^* coïncide avec la moyenne sur la période d'échantillonnage de l'onduleur T_s du vecteur de tension de sortie. Ce dernier est généré par les trois vecteurs v_x^* , v_y^* et v_z^* représentant les sommets du secteur triangulaire contenant le vecteur v_s^* :

$$\bar{v}_s = v_s = mV_{max}e^{j\alpha} = dxv_x + dyv_y + dzv_z \quad (135)$$

m : le taux de modulation ($0 \leq m \leq 1$) et α : la position angulaire du vecteur v_s^* à l'intérieur du secteur, $\alpha = [\pi/3]$.

$$dx = T_x/T_s, dy = T_y/T_s, dz = T_z/T_s \quad (136)$$

T_s : la période d'échantillonnage de l'onduleur. T_x, T_y, T_z : les durées d'application des vecteurs v_x, v_y, v_z , respectivement, à la sortie de l'onduleur. Où :

$$T_x + T_y + T_z = T_s \text{ et } d_x + d_y + d_z = 1 \quad (137)$$

Dans ces conditions, l'ensemble des lieux possibles pour le vecteur v_s^* constitue la forme hexagonale délimitée par les six positions discrètes du vecteur de tension de sortie v_s . Pour éviter les harmoniques de tension résultantes de la forme non circulaire de cet hexagone, on impose au vecteur v_s^* de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone, comme indiqué sur la Figure 52. Ainsi, le module maximal admissible du vecteur v_s^* est :

$$V_{max} = V_{dc} \cos \pi/6 = \sqrt{3}/2 V_{dc} \quad (138)$$

L'amplitude de la tension simple de sortie de l'onduleur se déduit du module V_{max} par l'expression $V_{max}/(1.5\sqrt{2})$, ce qui donne $V_{dc}/\sqrt{6} = 0.408V_{dc}$. L'amplitude de la tension composée est alors $V_{dc}/\sqrt{2} = 0.707V_{dc}$.

3.2.7 Séquence des états de l'onduleur

Dans le cas général, l'onduleur n'est pas capable de générer directement le vecteur \vec{v}^* , car il ne peut prendre que les huit états discrets illustrés précédemment. On doit donc construire \vec{v}^* à l'aide d'une combinaison des vecteurs nuls (v_0 ou v_7) et des deux vecteurs adjacents v_i et v_{i+1} du secteur qui contient le vecteur de référence ($i = s$). Ces vecteurs sont appliqués individuellement pendant certaines durées t_0, t_i et t_{i+1} de sorte que \vec{v}^* soit égale à la valeur moyenne de ces vecteurs pendant une période de découpage:

$$\vec{v}^* = \vec{v}_i + \vec{v}_{i+1} + \vec{v}_0 \quad (139)$$

Avec :

$$\vec{v}^* = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} \vec{v}^* dt \quad (140)$$

Puisque la période de découpage T_h est très faible, la valeur moyenne de tension \vec{v}^* peut être considérée comme constante. En outre, puisque les vecteurs v_i et v_{i+1} sont des vecteurs fixes on a alors :

$$\vec{v}_i = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_i} v_i dt = \frac{1}{T_h} v_i t_i \quad (141)$$

et :

$$\vec{v}_{i+1} = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_{i+1}} v_{i+1} dt = \frac{1}{T_h} v_{i+1} t_{i+1} \quad (142)$$

L'équation (139) devient :

$$T_h \vec{v}^* = t_{i+1} v_{i+1} + t_i v_i + t_0 v_0 \quad (143)$$

Par comparaison des parties réelles et imaginaires des deux membres on obtient :

$$\begin{cases} T_h v_d^* = t_{i+1} v_{i+1}^d + t_i v_i^d \\ T_h v_q^* = t_{i+1} v_{i+1}^q + t_i v_i^q \end{cases} \quad (144)$$

Connaissant les valeurs des coordonnées des vecteurs de sortie v_d^* et v_q^* , on peut calculer les temps de commutation t_i et t_{i+1} en fonction des coordonnées du vecteur de référence par la résolution du système d'équations (144). Pendant le reste de la période de commutation, on applique les vecteurs nuls chacun pendant ce temps, donc :

$$t_0 = t_7 = T_h - t_i - t_{i+1} \quad (145)$$

Afin de simplifier l'analyse, on définit les trois variables e , l et k suivants :

$$\begin{cases} e = T_h \frac{\sqrt{3}v_d^* + v_q^*}{\sqrt{2}v_{dc}} \\ l = T_h \frac{\sqrt{3}v_d^* - v_q^*}{\sqrt{2}v_{dc}} \\ k = \frac{\sqrt{2}v_q^*}{v_{dc}} \end{cases} \quad (146)$$

Les temps t_i et t_{i+1} pour chaque secteur sont exprimés en fonction des variables e , l et k suivant le Tableau 4 ci-dessous :

Tableau 4 : Temps de commutation pour chaque secteur.

Secteur	1	2	3	4	5	6
t_i	l	e	k	$-l$	$-e$	$-k$
t_{i+1}	k	$-l$	$-e$	$-k$	l	e

Si le vecteur de référence dépasse les limites de l'hexagone, la somme des durées d'applications des vecteurs adjacents sont supérieures à la période de modulation, ce qui produira des erreurs. Pour éviter ceci, il est nécessaire de limiter le vecteur de référence à l'intérieur de l'hexagone par l'algorithme ci-dessous (saturation) :

$$\begin{cases} \text{Si } t_i + t_{i+1} \geq T_h \\ \text{Alors} \\ \quad t_i = \frac{t_i}{t_i + t_{i+1}} T_h \\ \quad t_{i+1} = \frac{t_{i+1}}{t_i + t_{i+1}} T_h \\ \text{Sinon} \\ \quad t_i = t_i \\ \quad t_{i+1} = t_{i+1} \\ \text{Fin} \end{cases}$$

L'application des vecteurs d'états durant une période de découpage doit tenir en compte de deux critères :

- Minimisation des harmoniques, par la génération d'une tension de sortie la plus proche que possible de la tension de référence, par l'application du vecteur d'état v_i pendant une durée t_i , le vecteur v_{i+1} pendant une durée t_{i+1} et le vecteur nul pendant le reste de la période. On applique v_0 aux extrémités de la période de découpage et v_7 au centre de cette période,
- Minimisation des pertes dans les interrupteurs par la réduction du nombre de commutations de chaque interrupteur, par l'application du vecteur d'indice impair avant l'application du vecteur d'indice pair pendant la demi période de découpage et inversement durant l'autre demi période.

A partir de la Figure 53, on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_h , dans chacun des six secteurs. Ces durées sont résumées dans le Tableau 5.

Tableau 5 : Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.

Secteur	IGBT du haut S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}	IGBT du bas S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}
1	$S_{a1}: t_1 + t_2 + t_0/2$ $S_{b1}: t_2 + t_0/2$ $S_{c1}: t_0/2$	$S_{a2}: t_0/2$ $S_{b2}: t_1 + t_0/2$ $S_{c2}: t_1 + t_2 + t_0/2$
2	$S_{a1}: t_2 + t_0/2$ $S_{b1}: t_2 + t_3 + t_0/2$ $S_{c1}: t_0/2$	$S_{a2}: t_3 + t_0/2$ $S_{b2}: t_0/2$ $S_{c2}: t_2 + t_3 + t_0/2$
3	$S_{a1}: t_0/2$ $S_{b1}: t_3 + t_4 + t_0/2$ $S_{c1}: t_4 + t_0/2$	
4	$S_{a1}: t_0/2$ $S_{b1}: t_4 + t_0/2$ $S_{c1}: t_4 + t_5 + t_0/2$	$S_{a2}: t_4 + t_5 + t_0/2$ $S_{b2}: t_4 + t_0/2$ $S_{c2}: t_0/2$
5	$S_{a1}: t_6 + t_0/2$ $S_{b1}: t_0/2$ $S_{c1}: t_5 + t_6 + t_0/2$	$S_{a2}: t_5 + t_0/2$ $S_{b2}: t_5 + t_6 + t_0/2$ $S_{c2}: t_0/2$
6	$S_{a1}: t_6 + t_1 + t_0/2$ $S_{b1}: t_0/2$ $S_{c1}: t_6 + t_0/2$	$S_{a2}: t_0/2$ $S_{b2}: t_6 + t_1 + t_0/2$ $S_{c2}: t_1 + t_0/2$

3.3 Simulation numérique

A l'aide de l'outil Matlab/Simulink, on simule l'association de l'onduleur à deux niveaux commandé par la MLI- vectorielle alimentant un MAS de puissance 3 KW. Pour pouvoir obtenir une tension de sortie de l'onduleur à l'échelle de la tension nominale de la machine

(380V), on a besoin d'alimenter le redresseur par une tension triphasée (380V) pour obtenir une tension continue ($v_{dc}=570V$), alimentant l'onduleur.

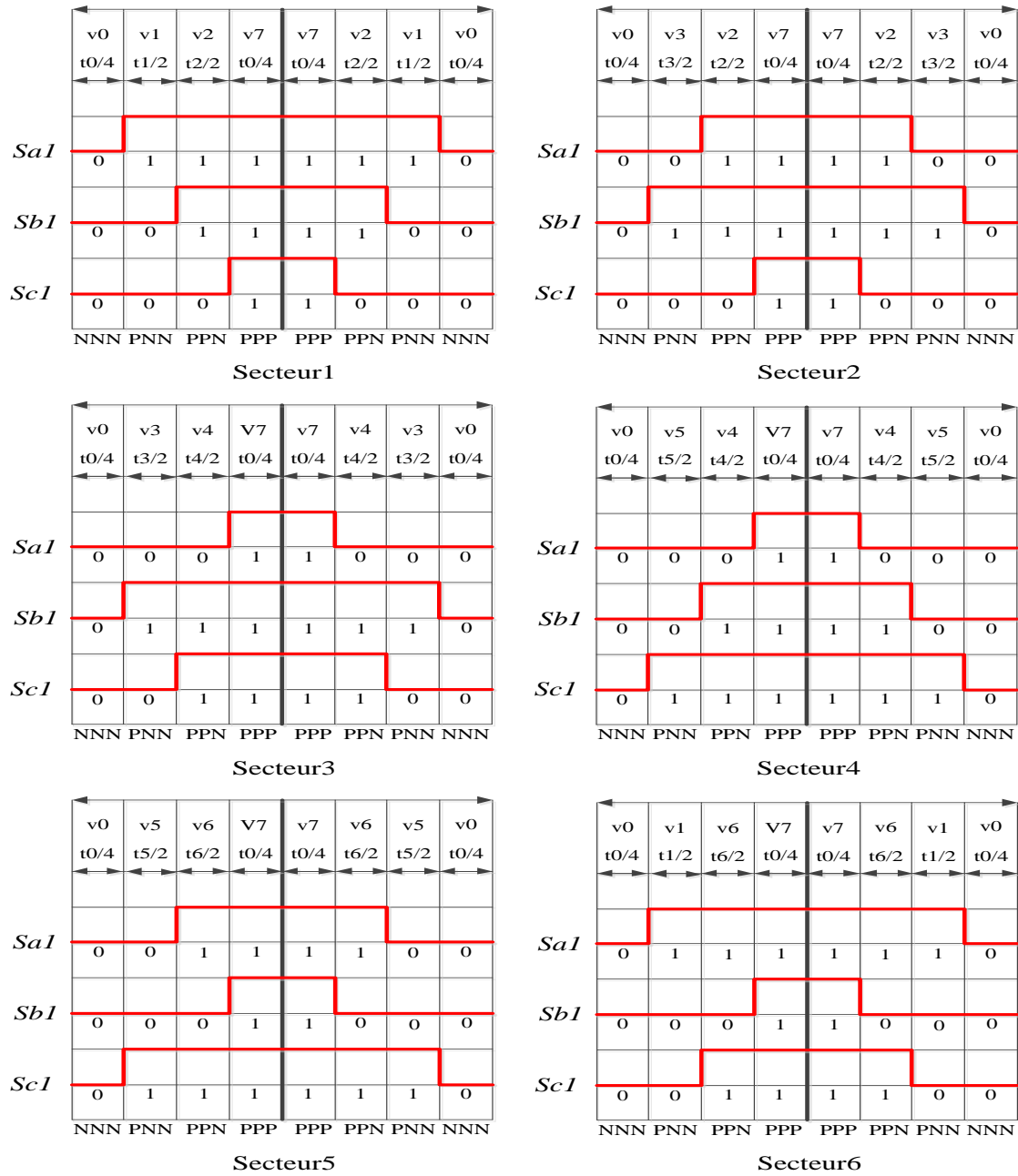


Figure 53 : Principe de génération des impulsions de commande par MLI-Vectorielle.

3.3.1 Résultats de simulation du MAS alimentée par le réseau triphasé

La Figure 54 représente le courant statorique, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique d'un MAS alimentée par le réseau triphasé.

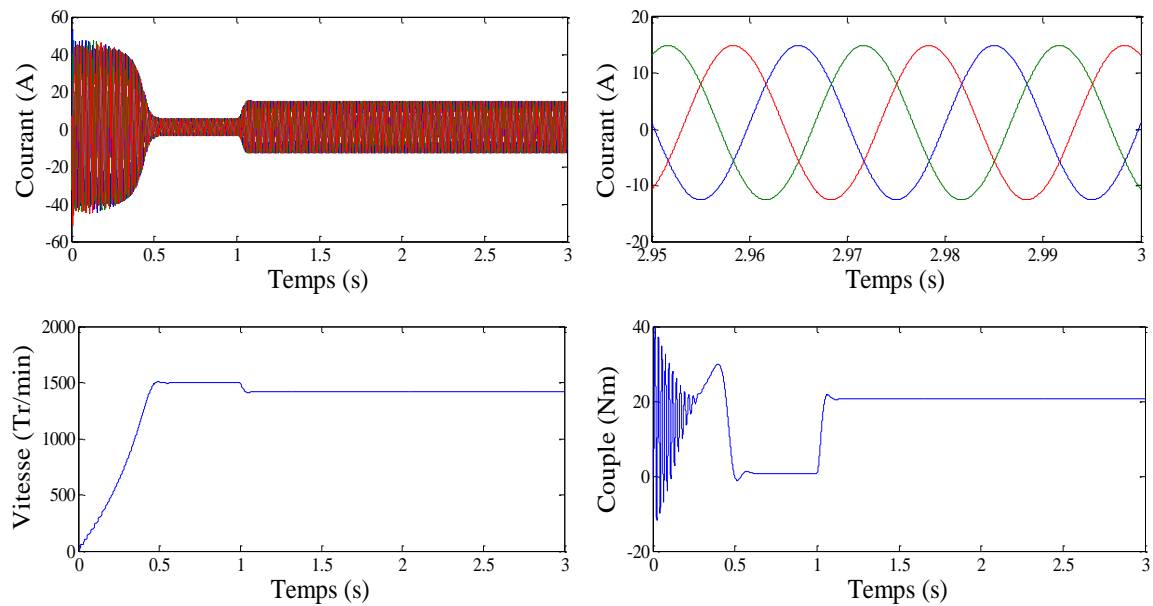


Figure 54 : Courant statorique, vitesse de rotation et couple électromagnétique d'un MAS alimentée par le réseau triphasé.

▪ **Pour $0 < t < 1s$:**

Lors de démarrage à vide, on constate d'emblée l'importance du courant pouvant être à l'origine de la destruction du MAS par sur-échauffement en cas de répétitions excessives mais qui disparaît rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire. Il présente aux premiers instants de démarrage des oscillations importantes, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. En régime permanent, le couple électromagnétique s'annule pratiquement. L'allure de la caractéristique de la vitesse, permet de constater que la vitesse atteint une valeur très proche de celle du synchronisme de 1495.5 Tr/min, avec un accroissement presque linéaire.

▪ **Pour $t > 1s$:**

En deuxième étape, une perturbation de couple résistant $Cr = 20 Nm$, est appliquée à l'arbre de la machine (fonctionnement en charge). Lors de l'application de la perturbation, on constate une décroissance de la vitesse rétorque, qui est un résultat évident. Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée. On remarque également que le courant statique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

3.3.2 Résultats de simulation d'un ensemble MAS-Onduleur par la technique MLI-Vectorielle

On a simulé le modèle du MAS associé à un onduleur de tension commandé par la technique MLI-Vectorielle comme précédemment à vide puis on a appliqué un couple résistant de $Cr = 20 Nm$ à l'instant $t=1s$. Si on compare les résultats affichés sur la Figure 55 avec ceux obtenus avec le modèle sans onduleur, on constate qu'ils sont similaires mais ils présentent

des oscillations autour d'une valeur moyenne. Ces oscillations sont dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

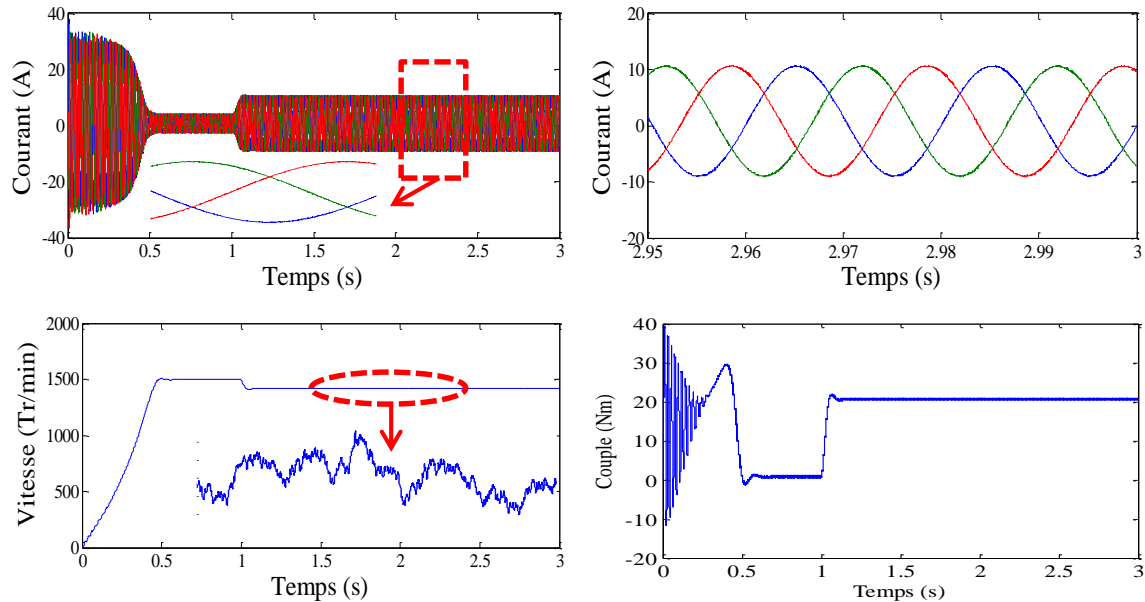


Figure 55 : Courants statoriques, vitesse de rotation et couple de l'ensemble MAS-Onduleur avec la technique MLI-Vectorielle.

3.4 Conclusion

Ce chapitre présente la modélisation de la technique MLI-Vectorielle pour commander l'onduleur de tension à deux niveaux. Le modèle de MAS est aussi développé. On peut conclure que la commande rapprochée de l'onduleur par une MLI-Vectorielle apporte une amélioration perceptible (réduction des harmoniques) dans la tension de sortie de l'onduleur. Par conséquent une amélioration appréciable dans le comportement du MAS est observée. Les résultats de simulation vont valider les signaux expérimentaux que nous obtiendrons dans le chapitre suivant, dont le but sera d'effectuer des essais expérimentaux sur l'ensemble onduleur-MAS commandé par un DSPACE afin d'étudier le comportement de ce dernier tout d'abord avec l'onduleur de tension sain (sans défaut) et puis dans le cas du diagnostic du défaut circuit-ouvert d'un IGBT de l'onduleur.

Chapitre 4 :
Méthodes utilisées, résultats
et discussion

4.1 Présentation du banc de mesure (banc d'essai)

Le chapitre 4 introduit les méthodes proposées pour la détection et la localisation du défaut circuit-ouvert d'un IGBT d'un onduleur de tension à deux niveaux. Cette étude sera concentrée sur deux différentes méthodes de détection : La première est basée sur les distributions temps-fréquence quadratiques à base des noyau KCS, plus particulièrement la PCBD, tandis que la deuxième est basée sur la méthode de décomposition d'ondelettes.

Le but est d'illustrer la performance et les mérites de chacune de ces méthodes. Les résultats de simulation obtenus seront validés par des essais expérimentaux effectués au niveau du groupe diagnostic au laboratoire de développement des entraînements électriques (LDEE) de l'université USTO-MB.

4.1.1 Introduction

Dans le but d'apporter d'autres améliorations, nous proposons dans ce chapitre les méthodes d'analyse des signaux acquis dans l'état sain et avec défaut pour simplifier l'analyse et la décision quant à l'existence ou pas d'un défaut de circuit-ouvert d'un IGBT de l'onduleur.

Avant de présenter et discuter les résultats expérimentaux précités, on va commencer par l'introduction et la description des différentes parties essentielles constituant le banc de mesure utilisé dans ce travail.

4.1.2 Description du Banc de mesure et présentation des résultats expérimentaux

Dans ce qui suit, une description détaillée du banc d'essai utilisé dans ce travail sera présentée. Tous les résultats de simulation obtenus et présentés précédemment pour la méthode de détection seront validés par des essais expérimentaux.

Le schéma synoptique du banc de mesure réalisé au niveau du « Groupe Diagnostic » au sein du laboratoire de développement des entraînements électriques (LDEE) est présenté dans la Figure 56.

Le banc de mesure de l'ensemble onduleur-MAS est constitué de ce qui suit :

- Un onduleur de tension à deux niveaux à base de composants IGBT
- Un moteur asynchrone triphasé (MAS)
- Une génératrice à courant continu (utilisée comme charge)

La chaîne de mesure est composée de :

- Un tachymètre « ONO SOKKI HT-341 »
- Deux capteurs de courant « FLUCK i30s (AC /DC CURRENT CLAMP) »
- Deux capteurs de tension « TEKTRONIX P5200 »
- Une carte d'acquisition « NATIONAL INSTRUMENT BNC-2110 »
- Une carte DSPACE 1104

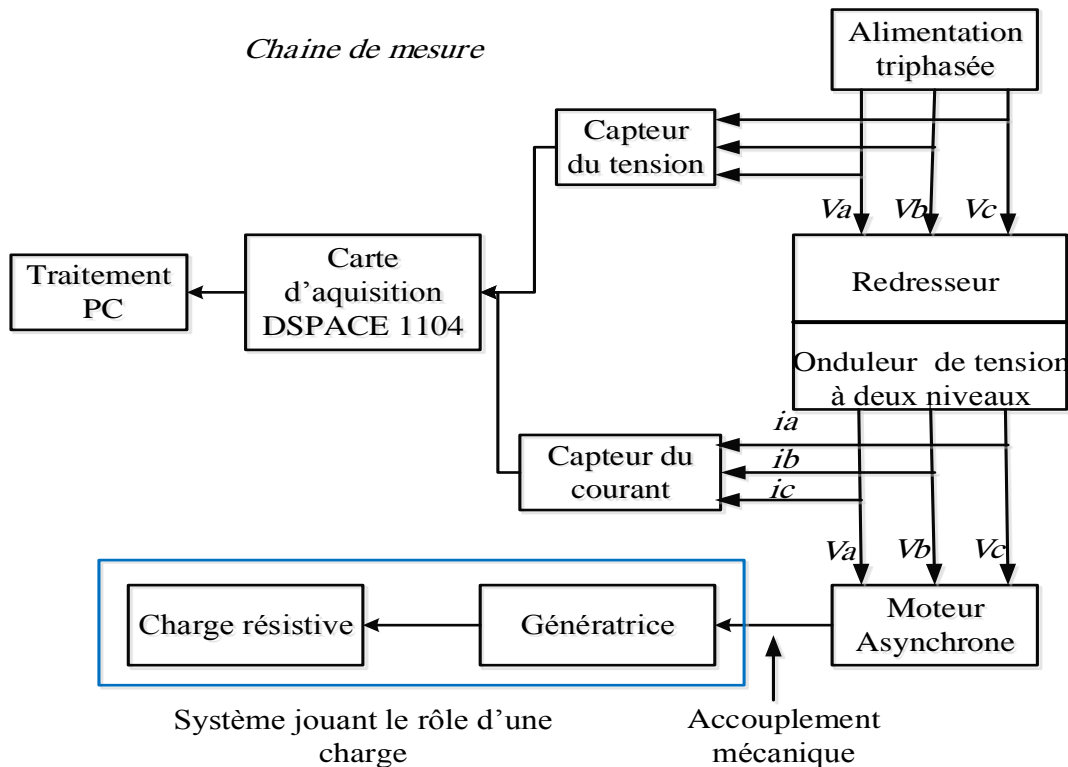


Figure 56 : Schéma synoptique du banc de mesure.

4.1.3 Ensemble onduleur-moteur asynchrone (MAS)

4.1.3.1 Onduleur de tension à deux niveaux à base de composants IGBT

Cet onduleur a été initialement réalisé pour ce travail de thèse afin de simuler et étudier le défaut le plus fréquent dans un convertisseur statique : le défaut circuit-ouvert des IGBT. On s'est rendu compte malheureusement par la suite que dans un onduleur à deux niveaux, on ne peut simuler expérimentalement que le défaut du circuit-ouvert. Le défaut de court-circuit dans un onduleur à deux niveaux est dangereux et entraîne directement le court-circuit de l'alimentation.

4.1.3.2 Moteur asynchrone triphasé (MAS)

Les caractéristiques du MAS sont présentées dans le Tableau 6 suivant :

Tableau 6 : Caractéristiques du MAS utilisé.

Constructeur	AZAZGA (ALGERIE)
Puissance	3 KW
Tension nominale	380 V
Branchement	(Δ)
Courant nominal	7 A
Cos (φ)	0.83
Nombre de pôles	4
Nombre de barres au rotor	28
Vitesse nominale	1410tr/mn
Classe d'isolation	F



Figure 57 : Photo du MAS

4.1.3.4 Génératrice à courant continu

Le moteur asynchrone est accouplé mécaniquement à une machine à courant continu fonctionnant en génératrice à excitation séparée. Cette génératrice alimente une batterie de résistances jouant le rôle d'une charge résistive (Figure 58). Les caractéristiques de cette génératrice sont présentées dans le Tableau 7 suivant :

Tableau 7 : Caractéristiques de la génératrice

Constructeur	DELORENZO
Puissance	2.4KW
Tension d'induit	220V
Courant d'induit	10.9A
Courant d'excitation	0.65A
Type d'excitation	séparée
Vitesse nominale	1410tr/mn
Classe d'isolant	F



Figure 58 : Photo de la génératrice utilisée.

4.1.4 Chaîne de mesure

4.1.4.1 Trois capteurs de courant « FLUCK i30s (AC /DC CURRENT CLAMP) »



Figure 59 : Photo du capteur de courant.

Ce capteur (Figure 59) a pour rôle de donner une image du courant statorique par effet de Hall. Le courant maximal pouvant être mesuré est de 20A, le rapport de conversion est de 100mV/A.

4.1.4.2 Trois capteurs de tension « TEKTRONIX P5200 »



Figure 60 : Photo du capteur de tension.

Ce capteur a pour rôle de mesurer les tensions de phase (Figure 60). Il mesure la tension instantanée et possède les caractéristiques suivantes : Tension maximale variant de -1000V à +1000V, rapport de conversion (1/50) ou (1/500) selon le choix du manipulateur.

4.1.4.3 Carte DSPACE 1104



Figure 61 : Photo de la carte d'acquisition DSPACE 1104

Cette carte est le cœur de la chaîne d'acquisition, elle permet de numériser le signal analogique. La carte présente 8 entrées analogiques (Figure 61).

4.2 Paramètres d'acquisition

Vu le caractère aléatoire des signaux mesurés et afin d'avoir une analyse fiable, nous avons réalisé 05 acquisitions pour chaque cas de figure. Le temps d'acquisition utilisé est $T_{acq}=5s$ et la fréquence $F_e = 1500 Hz$. Enfin, et pour voir l'effet de la charge sur les signaux du MAS, un seul mode de fonctionnement a été pris en compte : le fonctionnement à charge nominale avec un courant nominale mesuré de 7A et un couple estimé de 20.33 N.m.

4.3 Procédure de création du défaut circuit-ouvert d'un IGBT

Dans cette section, nous présentons le défaut de circuit-ouvert créé au niveau de K_1 lorsque le courant i_{f1} est positif. Le défaut est généré à l'aide d'un bouton poussoir de la carte de commande S_1 . Ce dernier devient et reste égal à zéro à la sortie de la commande. Le signal de commande S_2 n'est pas modifié et les deux signaux S_1 et S_2 sont alors envoyés au driver du bras1 ainsi le défaut de type circuit-ouvert est généré au niveau de S_1 .

Le maintien à l'état ouvert d'un transistor dû, par exemple, à une défaillance de grille entraîne une perte de réversibilité en courant de l'interrupteur et se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de phase, qui est alors unipolaire et non sinusoïdale. Ainsi, dans le cas où le transistor supérieur d'une cellule reste ouvert et que le courant dans la phase correspondante est positif, la phase de la machine reste connectée au potentiel négatif du bus par la diode du bas. La distorsion importante des courants se traduit

par une puissance fluctuante significative et elle implique pour une même puissance mécanique fournie une augmentation du courant efficace par rapport au régime normal puisque les harmoniques résultantes ne génèrent que des pertes [49, 106].

Dans ce qui suit, la Figure 62 représente les résultats expérimentaux obtenus pour les signaux de la tension et du courant en cas du défaut de type circuit-ouvert.

La Figure 62 montre les formes d'onde des courants des phases lorsque la MAS est commandée en vitesse. A la suite d'un défaut de circuit-ouvert dans un transistor du haut d'un bras, le courant de la phase connectée à ce bras ne peut plus être commandé lorsque sa référence est positive. Il ne peut être que négatif ou nul. Lorsque celui-ci devient nul, les courants des deux autres phases saines sont à somme nulle. En présence de ce type de défaut, un démarrage du MAS n'est pas toujours possible car le couple à certaines positions du rotor est proche de zéro comme le montre la Figure 62 quel que soit les valeurs des courants des phases défectueuses.

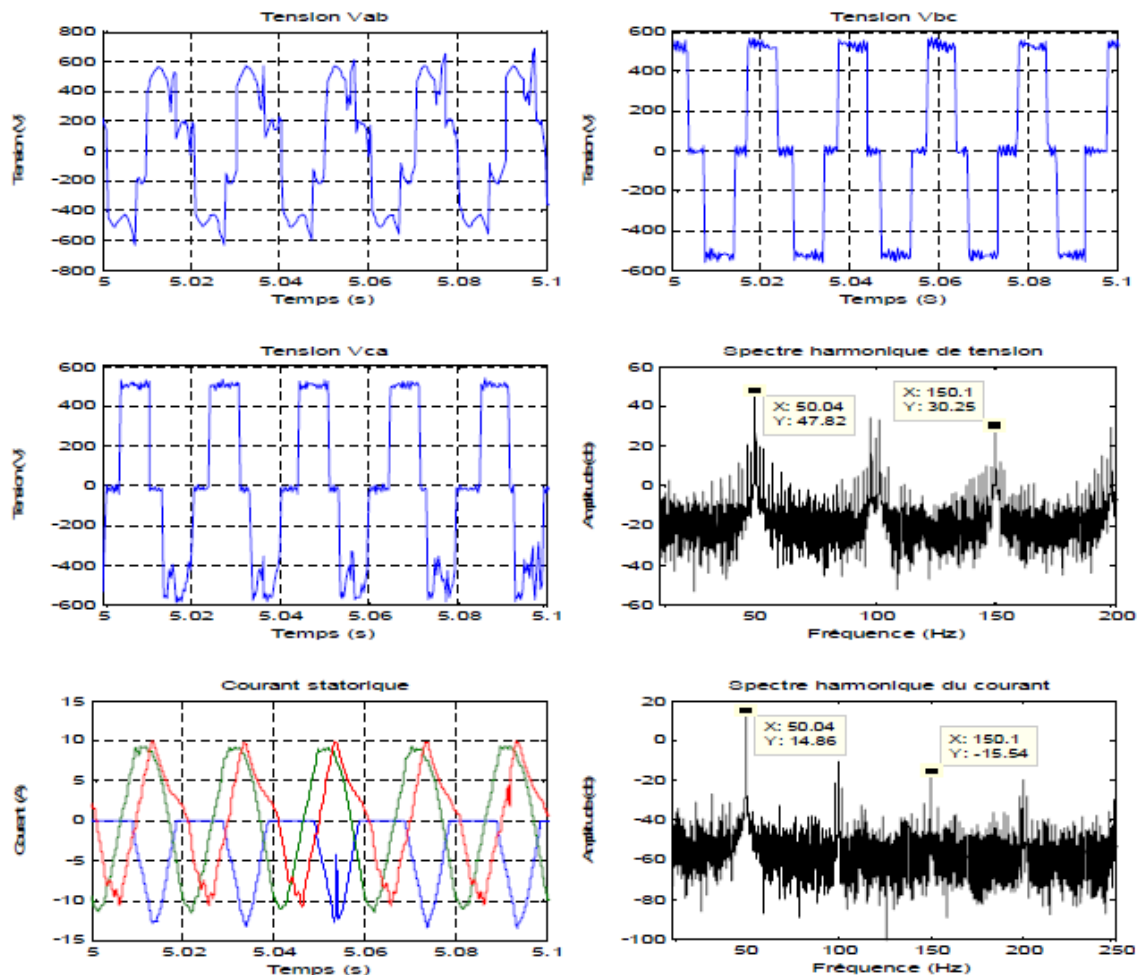


Figure 62 : Les signaux de tension et du courant en cas défaut circuit-ouvert.

D'après la figure des spectres du courant et de la tension, on constate le suivant :

- La représentation temporelle est difficile à traiter car elle ne donne pas les informations recherchées que ça soit au niveau de la tension « polluée » ou au niveau du courant « état du moteur ».
- La forme spectrale est plus lisible par rapport à la forme temporelle.

- Les fréquences liées à la pollution de l'alimentation apparaissent sur le spectre de la tension et du courant à 150Hz, 250 Hz..., etc.
- En plus des harmoniques de la pollution du réseau, il y a d'autres harmoniques qui apparaissent uniquement sur le spectre du courant à 26.15Hz et 73.83Hz. Ces deux harmoniques représentent l'excentricité statique du MAS. A noter, que ces deux harmoniques existent même si le moteur est sain.

4.4 Présentation des signaux pratiques du défaut

Dans cette partie, nous allons présenter tous les résultats expérimentaux de l'ensemble onduleur-MAS déjà présentées dans la partie théorique (voir section 3.3.2). Du fait que les résultats expérimentaux sont en bonne conformité avec ceux obtenus par la simulation, leur discussion et interprétation seront les mêmes. La Figure 63 présente les résultats expérimentaux des formes des courants triphasés dans le cas sain et le cas d'un défaut circuit-ouvert de $(S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c2})$.

4.5 Méthode proposée basée sur la PCBD pour la détection des défauts du circuit ouvert dans les onduleurs

4.5.1 Description de la méthode

La Figure 64 représente le schéma de principe du procédé de traitement basé sur la DTF proposée. Les signaux de courant de l'onduleur sont obtenus à l'aide d'un système d'acquisition spécifique qui a été décrit précédemment. En particulier, et en raison de son réglage simple, la PCBD est utilisée avec une procédure d'optimisation non supervisée afin de détecter le défaut et de localiser le bras défectueux en ligne. Par conséquent, le paramètre γ optimal du noyau est automatiquement ajusté en utilisant la mesure de Stankovic décrite dans la section 1.5.5, permettant ainsi de générer la représentation TF optimale en termes de résolution et de suppression d'interférences. L'organigramme présenté sur la Figure 65 détaille les principales étapes liées à la méthode de détection de défauts proposée. La chaîne d'acquisition de la **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** fournit des courants dépendant du temps car c'est la manière la plus naturelle de représenter les signaux.

Le processeur DTF comprend tout d'abord un transformateur Hilbert pour produire le signal analytique complexe qui n'a par définition aucune composante négative. Par conséquent, la bande passante est réduite de moitié par rapport au signal réel $x(t)$ ce qui signifie que le nombre de composantes dans le plan temps-fréquence est également réduit de moitié [2]. De plus, l'interaction entre les composantes de fréquence négatives et positives est supprimée. Le signal analytique est défini par l'expression (4).

Le transformateur de Hilbert est suivi d'un corrélateur local pour produire une pluralité de signaux correspondant aux échantillons retardés et combinés par multiplication avec leurs conjugués complexes. La fonction d'autocorrélation instantanée associée à $x_a(t)$ est convoluée avec le noyau PCB retardé puis suivi d'un transformateur de Fourier pour générer le PCBD fournissant des informations conjointes en temps et en fréquence.

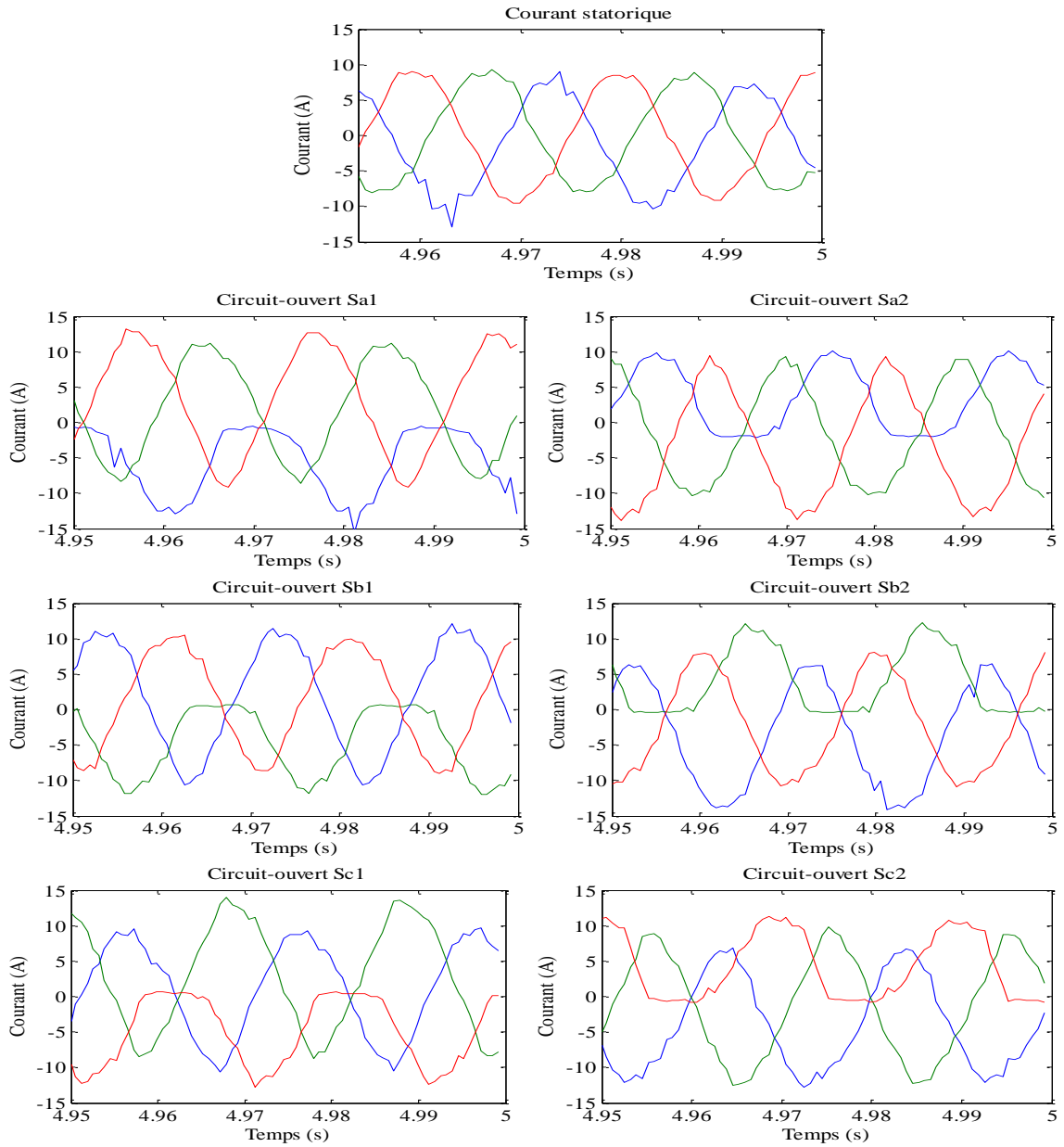


Figure 63: Représentation temporelle des signaux du courant pour les cas sains et défectueux aux différentes branches de l'onduleur

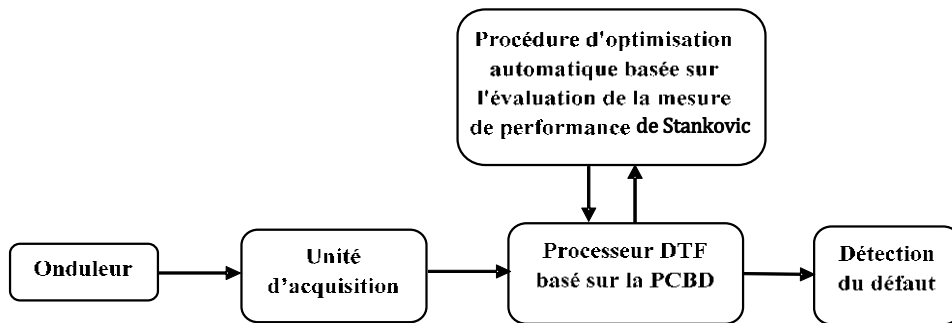


Figure 64 : Schéma fonctionnel de la méthode de traitement proposée pour la détection des défauts en circuit ouvert.

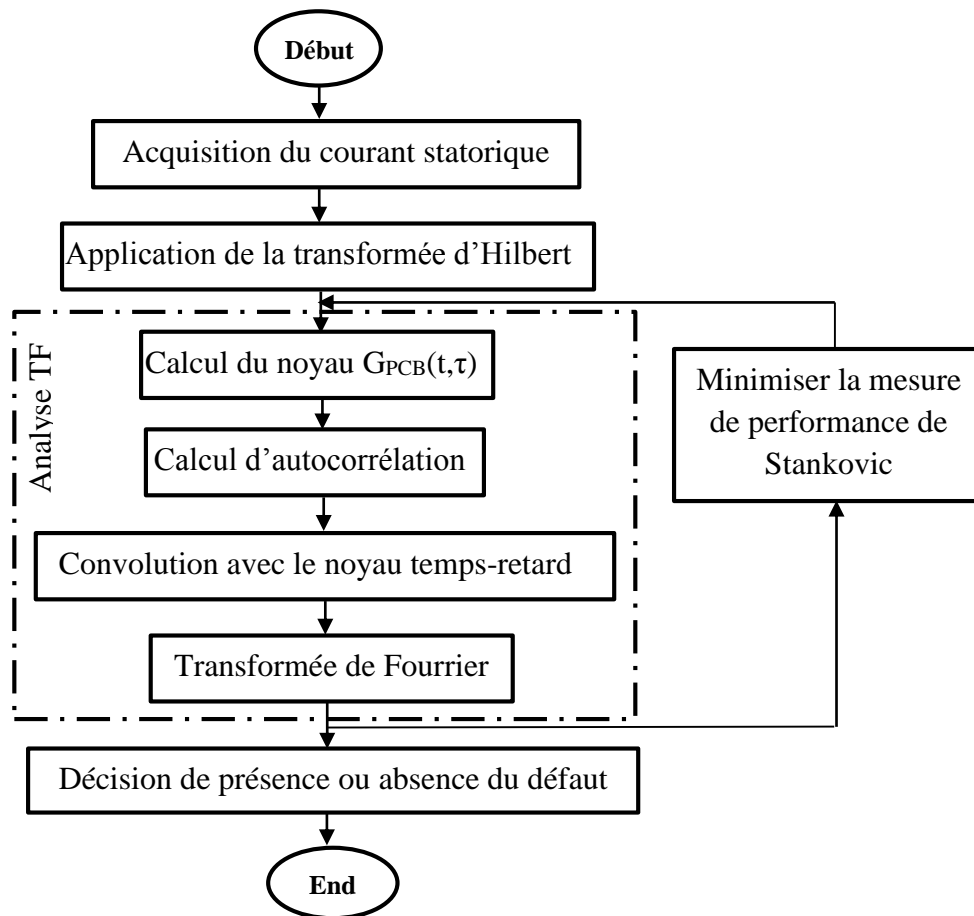


Figure 65 : Organigramme du processus proposé de détection non supervisée de défauts basé sur la PCBD et la mesure de Stankovic.

Des tests expérimentaux sont effectués sur des IGBT sains et en circuit ouvert afin de montrer l'efficacité de l'approche temps-fréquence proposée. Les signaux de courant enregistrés liés aux cas sain et défectueux sont représentés sur la Figure 63 tandis que les défauts de circuit ouvert sont représentés au niveau des différentes branches de l'onduleur. Ces représentations temporelles ne permettent en aucun cas la détection de pannes.

Concernant la PCBD, la Figure 24 montre l'effet de l'augmentation de la longueur L du noyau sur le comportement du noyau polynomial PCB dans le domaine d'ambiguïté. Comme mentionné en Section 1.4.3.6, on voit clairement que lorsque L augmente, le noyau devient plus mince et plus lisse de sorte qu'il permet une meilleure suppression des termes croisés tout en conservant les termes propres du signal. Ceci augmente la résolution des composants individuels. Cependant, comme c'est le cas de tous les filtres, le lissage diminue la concentration. Cela dégrade la localisation temps-fréquence, c'est-à-dire la capacité de la DTF à déterminer exactement les instants d'apparition et de disparition liés à chaque événement fréquentiel. Ce n'est pas important dans notre cas puisque l'objectif principal est d'éviter :

- Premièrement, l'apparition de termes croisés pouvant être interprétés comme des défauts de circuit ouvert alors que le moteur est sain et,
- deuxièmement, l'apparition d'autres composantes de fréquence liées à d'autres types de défauts. Dans les deux cas, le résultat est un mauvais diagnostic. Dans ce qui suit, la longueur L du noyau est fixée à 512 alors que γ est défini de manière optimale en minimisant la mesure de performance de Stankovic basée sur la concentration. Pour les besoins du présent travail, β est mis à 4 qui correspond au plus petit entier donnant une mesure de performance utile pour ce type de signaux.

4.5.2 Mesure de performance de la DTF utilisée

Tout d'abord, nous considérons le signal acquis dans le cas sain de l'onduleur. La Figure 66 présente S_4 pour différentes valeurs du paramètre γ de la PCBD.

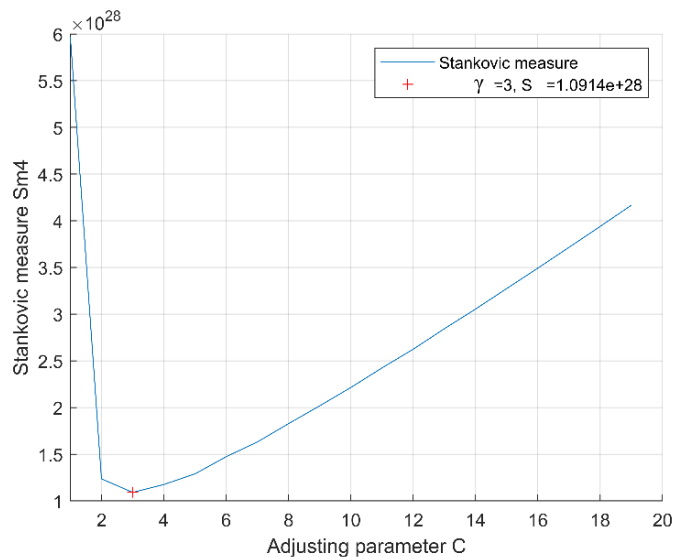


Figure 66 : Mesure de Stankovic de la PCBD à différentes valeurs de γ .

D'après le graphique, nous voyons clairement que S_4 est une fonction convexe et donc elle possède certainement un minimum global qui est dans ce cas situé à $\gamma = 3$. La PCBD est donc auto-ajustée à ce paramètre optimal. Analysons maintenant le courant du stator dans le domaine temps-fréquence en considérant à la fois l'IGBT en bon état et en circuit ouvert défectueux.

Pour justifier le choix de la mesure de performance adoptée plus tard, le Tableau 8 fournit des comparaisons entre les mesures les plus populaires basées sur la concentration comme décrit dans la Section 1.5. Le signal analysé est le courant d'un onduleur défectueux (S_{a1}) dont les caractéristiques TF sont reportées sur la Figure 69 en utilisant une sélection de distributions quadratiques les plus connues ainsi que les KCS-DTFs. La mesure d'entropie de Rényi normalisée en énergie et la mesure d'entropie de Rényi normalisée en volume d'ordre 3 identifient ZAMD, EMBD, PCBD, et WVD comme les représentations optimales. De plus, la BJD et la CWD fournissent les mêmes performances, tandis que le

spectrogramme est défini comme la plus mauvaise représentation. La mesure RN est maximisée par la WVD et EMBD qui fonctionne mieux que le spectrogramme et les KCS-DTFs. D'autre part, ZAMD, BJD, CWD et le spectrogramme sont classés comme les trois pires DTFs. La mesure de Stankovic S4 est minimisée par la PCBD suivie de l'EMBD et le spectrogramme. La BJD fonctionne mieux que CWD. Les deux pires représentations du signal analysé sont, respectivement, la ZAMD et la WVD.

Tableau 8 : Mesures de performance basées sur la concentration pour une sélection de DTFs

DTF	Paramètre optimal du noyau	R _{NSE3}	R _{NDV3}	RN(.10 ⁵)	S ₄ (.10 ⁻²⁵)
WVD	/	-17.2402	-15.6891	5.1754	1996.4
EMBD	$\alpha = 0,001, \beta = 0,9$	-21.5079	-21.4707	3.9435	0.05099
CWD	$\beta = 1$	-14.8268	-14.3764	0.86905	30.279
Spectrogram	Hamming, L = 512	-10.663	-10.3802	0.0017	7.0420
ZAM	$\alpha = 1$	-27.0250	-22.5609	0.86151	1151.4
BJD	/	-14.8329	-14.3524	0.84417	16.968
PCBD	$\gamma = 3$	-17.6718	-17.6566	1.9130	0.0011

À partir de la Figure 67, nous voyons clairement que les DTFs dérivées des noyaux KCS et le spectrogramme génèrent les tracés les plus attrayants et sont donc les meilleures représentations du signal analysé en termes de concentration d'énergie, de résolution des composants, et de suppression des termes croisés. Par conséquent, à l'exception de la mesure de Stankovic qui fournit les résultats d'optimisation les plus précis ; les mesures théoriques étudiées ne parviennent pas à identifier les DTFs optimales dans le bon ordre de croissance de performances. Il est évident que ni R_{NSE3}, ni R_{NDV3} ni RN ne peuvent correspondre exactement aux résultats attendus des performances des DTF conformément à l'inspection visuelle des tracés TF (Figure 67). Nous en déduisons que minimiser l'entropie de Rényi ou maximiser le rapport des normes n'implique pas nécessairement une bonne mesure de résolution et une meilleure suppression des termes croisés.

La Figure 68 nous renseigne sur l'harmonique fondamentale de l'onduleur de courant dans des conditions saines qui correspond à la composante de fréquence 50 Hz. Par contre, en inspectant les premières harmoniques du PCBD pour les cas sains et défectueux, on voit que la détection des défauts en circuit ouvert repose sur la présence d'harmoniques d'ordre zéro qui affirment la présence d'une composante continue dans le signal de courant. L'apparition d'une harmonique nulle en plus de l'harmonique fondamentale ne permet pas de déterminer exactement le type de défaut ni de connaître l'interrupteur défectueux (le supérieur ou l'inférieur). Cela est dû au fait que les composants DC apparaissent dans toutes les phases lors du défaut. À partir de la Figure 68 (b), nous voyons que l'existence d'un défaut de commutation en circuit ouvert à K1 génère deux composantes de fréquence importantes à 0 Hz et 100 Hz tout en analysant le signal de courant de la phase A correspondante dans le plan TF. Un défaut en circuit ouvert est ainsi détecté par la présence de la composante de fréquence 100 Hz qui représente le double de la composante de fréquence fondamentale 50 Hz.

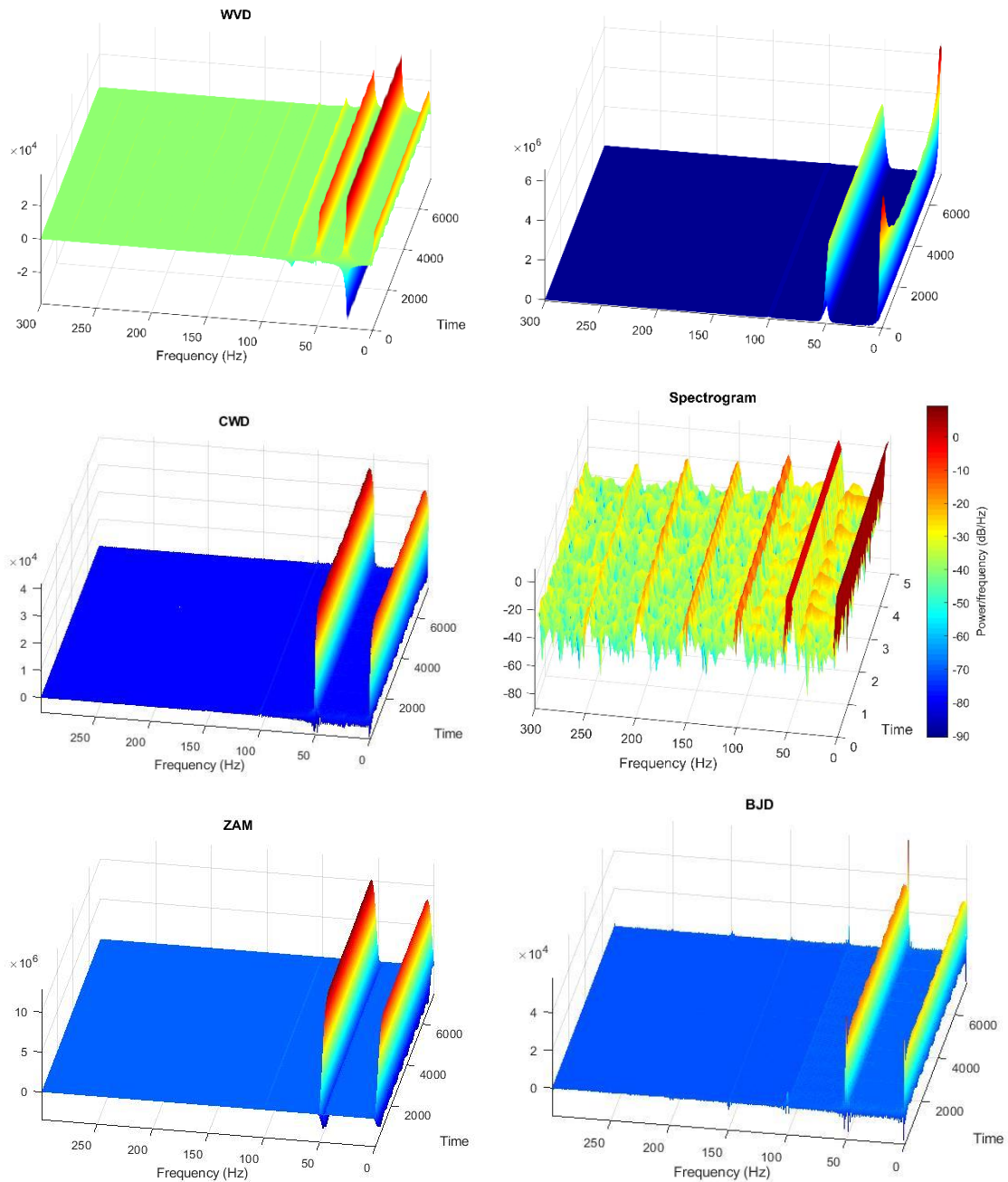


Figure 67 : DTF du signal K1 en circuit ouvert défectueux: (a) WVD; (b) EMBD ($\alpha = 0,001$, $\beta = 0,9$); (c) CWD ($\beta = 1$); (d) Spectrogramme (Hamming, $L = 512$); (e) ZAMD ($\alpha = 1$); (f) BJD.

Afin de fournir une étude comparative, analysons les caractéristiques temps-fréquence de l'état de l'onduleur défectueux en utilisant une sélection des DTFs les plus connues, comme illustré sur la Figure 67. Les paramètres de réglage liés à chaque DTF sont les valeurs optimales correspondant à la mesure de Stankovic minimum atteinte, sauf pour la WVD et la BJD qui n'ont pas de paramètres de lissage et ne peuvent donc pas être optimisées. Nous constatons que les termes propres du signal courant sont mieux discriminés et concentrés autour de leurs largeurs de bande respectives en utilisant la PCBD avec $\gamma = 3$ suivie de l'EMBD qui effectue un lissage séparable en temps et en fréquence

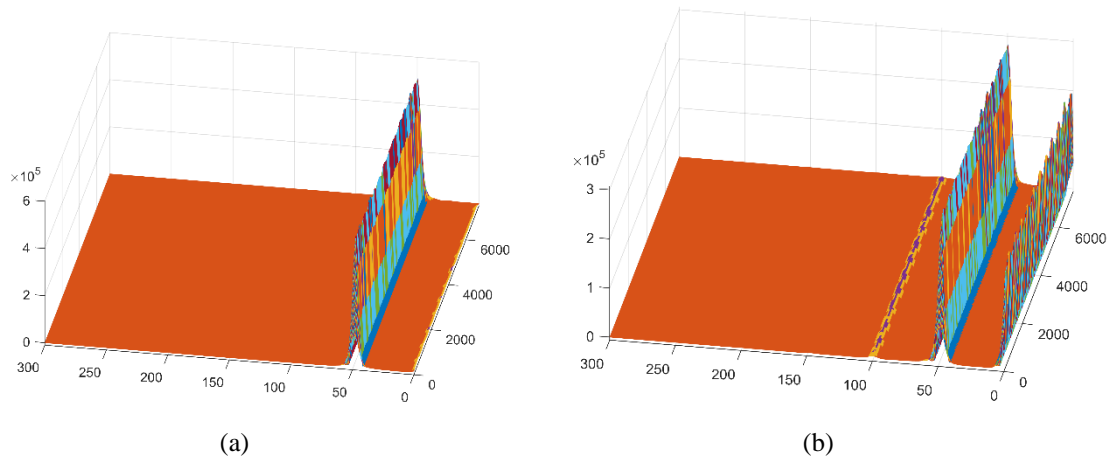


Figure 68 : La PCBD du signal de courant de l'onduleur: (a) cas sain ($\gamma = 3$) et (b) cas défectueux en circuit ouvert à K1 ($\gamma = 3$).

avec des paramètres de lissage $\alpha = 0,001$ et $\beta = 0,9$. Cependant, le réglage du noyau PCB est beaucoup plus flexible et plus facile que le noyau EMBD qui a besoin de deux paramètres réels pour qu'il soit correctement ajusté.

La WVD aboutit à une résolution élevée des termes automatiques au détriment de la génération de termes croisés. Cela provoque l'apparition de composantes fréquentielles supplémentaires qui ne font pas partie du signal lui-même et fournissent donc un faux diagnostic. En revanche, l'apparition d'interférences internes et externes comme fluctuations supplémentaires des diagrammes TF réduit les performances globales de la BJD, la CWD et la distribution ZAMD. Cette dernière présente des amplitudes de termes croisés négatives élevées à proximité des termes automatiques du signal.

Le spectrogramme avec le réglage utilisé montre des interférences élevées qui empêchent de discriminer les composants du signal et fournissent un faux diagnostic. Ceci constitue l'inconvénient majeur de cette représentation qui dépend fortement du choix du type et de la largeur de la bonne fenêtre ce qui n'est pas évident vu le choix très large disponible.

Afin d'examiner en profondeur les performances de résolution, nous inspectons sur la Figure 69 les tranches de temps tracées près du milieu de la durée du signal $t_0 = 3500$ sec. Nous voyons que la PCBD fournit une concentration élevée des termes automatiques autour de leurs lois FI et réduit au mieux les termes croisés tout en étant ajustée et optimisée en utilisant un seul paramètre entier $\gamma = 3$. Les performances de résolution de l'EMBD sont supérieures aux autres distributions restantes. Cependant, deux inconvénients sont rencontrés : Premièrement, le noyau nécessite le réglage de deux paramètres réels et deuxièmement, l'amélioration de la résolution nécessite l'utilisation de deux fenêtres externes qui lissent les interférences en temps et en fréquence, respectivement. Ceci rend le réglage de l'EMBD plus compliqué car il y a trop de paramètres à ajuster : les paramètres de lissage du noyau, les types de fenêtres et leurs longueurs respectives. Les distributions ZAMD, BJD et CWD montrent la résolution la plus élevée des composantes du signal mais induisent d'autres harmoniques d'amplitudes négatives élevées en particulier dans le voisinage immédiat des termes automatiques. De même, la WVD souffre du problème des

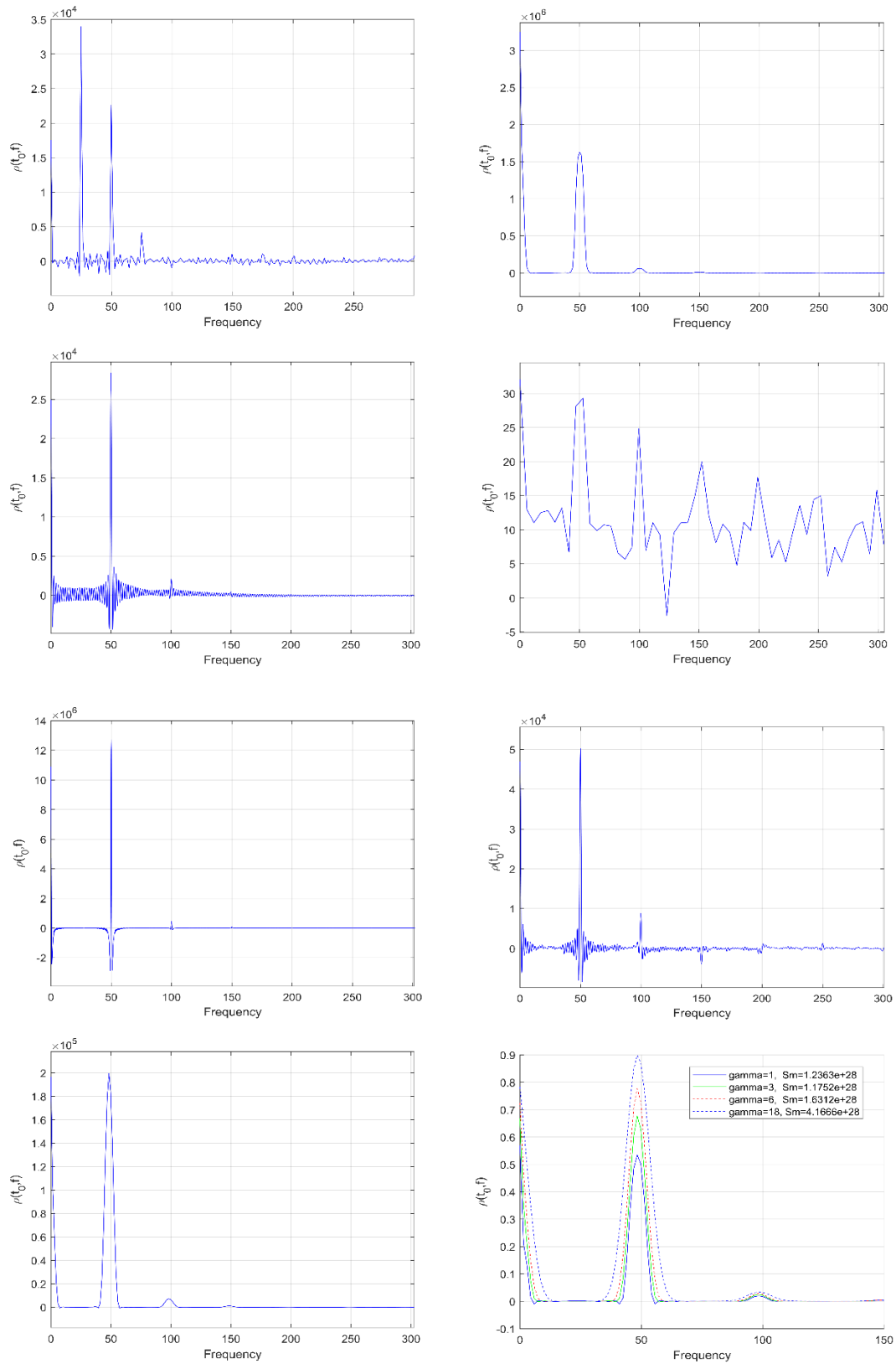


Figure 69 : Tranche de temps d'une DTF $p(t, f)$ d'un signal K1 en circuit ouvert défectueux prise à l'instant de temps 3500 s: (a) WVD; (b) EMBD ($\alpha = 0,001, \beta = 0,9$); (c) CWD ($\beta = 1$); (d) Spectrogramme (Hamming, $L = 512$); (e) ZAMD ($\alpha = 1$); (f) BJD; (g) PCBD ($\gamma = 3$); (h) PCBD pour différentes valeurs de γ .

termes croisés et génère des termes d'interférence supplémentaires qui ont des amplitudes supérieures aux termes propres du signal. Cette situation est clairement visible dans les bandes de fréquences $[0, 50]$ Hz et $[50,100]$ Hz. En conséquence, la lisibilité des diagrammes TF est gravement affectée ce qui peut fausser le diagnostic effectué.

Concernant le spectrogramme, les principaux inconvénients sont une mauvaise résolution due à une mauvaise concentration des termes propres du signal et aussi le fait que ses performances dans la réduction des interférences dépendent fortement du choix du type et de la largeur de la fenêtre. La Figure 69(h) rapporte les tranches de temps obtenues à partir de la PCBD pour différentes valeurs de γ . Le but est de prouver l'efficacité de l'utilisation de la mesure de performance de Stankovic dans le réglage automatique de la distribution. Nous voyons que lorsque $\gamma = 3$, le PCBD réalise le meilleur compromis entre haute résolution et rejet des interférences. Cependant, lorsque γ diminue en dessous de cette valeur optimale, des termes croisés négatifs apparaissent. D'autre part, à mesure que γ augmente, les largeurs de bande instantanées centrées sur les FI des composantes deviennent plus grandes. Ceci entraîne des pertes de conservation de la concentration des termes automatiques en raison des effets de lissage du noyau à support compact.

4.6 Diagnostic Défaut de Roulement D'un Moteur Asynchrone Par la Technique Transformée d'Hilbert-Transformée en Ondelette Discrète (TH-TOD)

4.6.1 Introduction

L'état du moteur doit être surveillé pour détecter et localiser avec précision les défauts survenant dans ce système. Il existe plusieurs techniques bien établies de surveillance de la santé structurelle des machines électriques pour détecter précocement la présence de défauts, les plus étendues étant la mesure de différentes grandeurs, notamment les vibrations, l'émission acoustique, la signature de courant et la température [107].

Les méthodes basées sur les vibrations sont généralement préférées en raison de leur efficacité à surveiller les conditions dynamiques des machines tournantes [108]. Différents défauts peuvent survenir dans les moteurs asynchrones. Les défauts de roulement représentent les défauts les plus fréquents des moteurs asynchrones (41%). Deux cas de défauts de roulement produisant des signaux non-stationnaires sont considérés ici : les défauts de bague intérieure et de bague extérieure. L'analyse des signaux de vibration dépend de l'efficacité de la technique de traitement. Plusieurs techniques ont été utilisées. L'étude de la littérature a révélé que l'application de la transformée en ondelettes comme opération de filtrage s'est avérée très efficace dans l'analyse des signaux de vibration, en particulier pour les signaux non-stationnaires [107, 108]. L'idée de l'ondelette est de faire varier la largeur de la fenêtre en temps et en fréquence d'une fonction tout en traduisant la fenêtre le long du signal comme dans la transformée de Fourier fenêtrée. L'objectif important de ce travail est de développer une autre technique de diagnostic des défauts naissants du roulement de la machine asynchrone à base de Hilbert et ondelettes discrètes discutée en 0. Une technique a été proposée basée sur le calcul de Kurtosis dans chaque

niveau de décomposition (TH-TOD). La gravité du défaut peut également être identifiée à travers les valeurs propres des kurtosis. Finalement, la méthode a été vérifiée par les résultats expérimentaux pour un roulement sain et roulement lié aux défauts bague interne et bague externe.

4.6.2 Ondelette de Haar :

C'est Alfred Haar qui a construit en 1909 des bases considérées aujourd'hui comme le fondement de la théorie des ondelettes. Haar a défini une fonction $h(t)$ qui correspond à l'ondelette de Haar [4] :

$$h(t) = \begin{cases} 1 \text{ pour } 0 \leq t \leq \frac{1}{2} \\ -1 \text{ pour } \frac{1}{2} \leq t \leq 1 \\ 0 \text{ ailleurs} \end{cases} \quad (147)$$

La transformée en ondelettes discrète est issue de la version continue, à la différence de cette dernière, la TOD utilise un facteur d'échelle et une translation discrétisés. Dans ce cas les paramètres a et b deviennent [109] :

$$a = a_0^m \text{ et } b = nb_0 a_0^m \quad \text{et } n, m \in \mathbb{Z} \quad (148)$$

Avec : a_0 : est un paramètre de dilatation et b_0 : est un paramètre de translation.

On appelle transformée en ondelette discrète toute base d'ondelette travaillant avec un facteur d'échelle $a = 2^n$. Ce type de la transformée est pratique en implémentation sur tout système numérique. Les coefficients d'approximation $A_{j,k}$ à la résolution 2^{j-1} sont obtenus à partir des coefficients d'approximation à la résolution 2^j par filtrage en utilisant un filtre de réponse impulsionnelle $h[n]$ suivi d'un décimateur d'ordre 2, et les coefficients de détail $d_{j,k}$ sont obtenus à partir des coefficients d'approximation $A_{j,k}$ par filtrage en utilisant un filtre de réponse impulsionnelle $g[n]$ suivi d'un décimateur d'ordre 2 [110].

$$A_{j,k} = \sqrt{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h[n] A_{j-1, 2k+n} \quad (149)$$

$$d_{j,k} = \sqrt{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g[n] A_{j-1, 2k+n} \quad (150)$$

Pour chacune des approches de diagnostic basées sur la décomposition en ondelettes, le nombre de niveau doit être choisi judicieusement afin de permettre aux signaux à niveau élevé (approximation et détails) de couvrir toute la gamme des fréquences le long desquelles le composant dû aux défauts change pendant tous les régimes de fonctionnement. Le nombre de décomposition du signal de vibration sont données par la relation suivant [111, 112]:

$$n = 2 \log \left(\frac{f_e}{4} \right) \quad (151)$$

Avec : f_e : fréquence d'échantillonnage.

4.7 Kurtosis:

Cette étude de statistique consiste à : calculer le facteur kurtosis, qui, mathématiquement est le moment d'ordre 4, est couramment nommé en traitement de signal par « Kurtosis ». Il représente le taux d'aplatissement de la distribution, et donne une évaluation de l'importance du pic du sommet de la courbe. Ce facteur est défini comme suit [108]:

$$Kurtosis = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^4}{\left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2\right)^2} \quad (152)$$

Ce moment est utilisé pour détecter la présence de chocs dans le signal vibratoire. En effet, pour un signal de distribution gaussienne, le kurtosis est égal à 3. Le Tableau 9 montre les critères de sévérité du kurtosis.

Tableau 9: Critère de sévérité du kurtosis.

Kurtosis	Sévérité
1.5	Bon : signal harmonique
2.8 à 3.2	Passable : signal aléatoire
3.2 à 4	Elevé
>4	Critique

4.8 Analyse d'enveloppe :

L'analyse d'enveloppe est particulièrement bien adaptée au diagnostic des défauts générant des chocs périodiques ou des modulations en amplitude tels que les roulements. Elle consiste à filtrer le signal de vibration par un filtre passe-bande. Le signal résultant est ensuite traité par la transformée d'Hilbert (TH) afin d'obtenir l'enveloppe et son spectre. Pour un signal donné $x(t)$, la TH dans le domaine temporel est défini comme en (4). Le signal analytique associé à $x(t)$ peut être constitué à travers $x(t)$ et son TH $\hat{x}(t)$ comme décrit en (3).

Ensuite, le processus consiste à prendre la valeur absolue du signal analytique pour générer l'enveloppe :

$$|\hat{x}(t)| = \sqrt{x(t)^2 + \tilde{x}^2} \quad (153)$$

Les fréquences des bandes latérales des défauts de roulement sont calculées par les équations suivant [73]:

Bague interne :

$$f_{inner}(Hz) = \frac{n}{2} f_r \left(1 + \frac{BD}{PD} \cos \alpha \right) \quad (154)$$

Bague externe :

$$f_{outer}(Hz) = \frac{n}{2} f_r \left(1 - \frac{BD}{PD} \cos \alpha \right) \quad (155)$$

Les roulements utilisés dans ce travail sont des roulements à billes de type de SKF 6205. Les caractéristiques du roulement 6205-2RS JEM SKF sont reportées sur le Tableau 10.

Tableau 10 : Caractéristiques du roulement SKF 6205.

<i>Contenu</i>	<i>Paramètres</i>
<i>Spécification de roulement</i>	6205-2RSJEM SKF
Diamètre Intérieur (mm)	25
Diamètre Extérieur	51.99
Épaisseur	15
Diamètre de Bille(BD)	7.94
Diamètre primitive(PD)	39.03
Nombre d'éléments de roulement	9
Angle de contact α	0

La fréquence de rotation f_r , pour une vitesse de rotation de $N = 1772 \text{ rpm}$, est égale à $f_r = \frac{N}{60} = 29.53 \text{ Hz}$.

Par conséquent, les fréquences des bandes latérales des défauts bague interne et bague externe pour un diamètre de défaut 0.1778mm sont :

$$f_{inner} = 159.90 \text{ Hz}, f_{outer} = 105.92 \text{ Hz}.$$

Le principe de la méthode proposée est présenté dans l'organigramme de la Figure 70

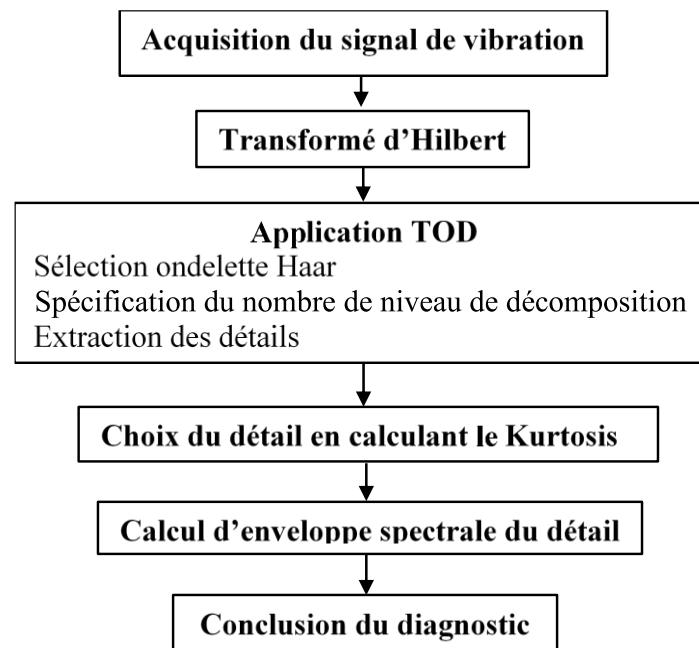


Figure 70 : Méthodologie de diagnostic basée sur HT-TOD.

4.9 Validation expérimentale :

4.9.1 Présentation banc d'essai du roulement SKF 6205 :

Des signaux de vibrations (accélérations) sont obtenus en exploitant les données mises à disposition sur le site du Case Western Reserve University (CWRU, Bearing Data Center). Les signaux sont mesurés, à une fréquence d'échantillonnage $f_e = 12 \text{ kHz}$ durant 10 sec, sur

un moteur asynchrone de puissance 1.5 kW couplé à une charge qui détermine sa vitesse. L'enregistreur de données est équipé de filtres passe-bas à l'étage d'entrée pour l'anti-aliasing. Étant donné que la fréquence maximale des signaux de vibration ne dépasse pas 5 kHz , la fréquence d'échantillonnage est suffisante. Les données ont été acquises à partir des paliers roulants sous différentes charges et différentes conditions des roulements. Comme illustré par la Figure 71, les roulements à billes sont installés dans un moteur asynchrone entraîné par un système mécanique.

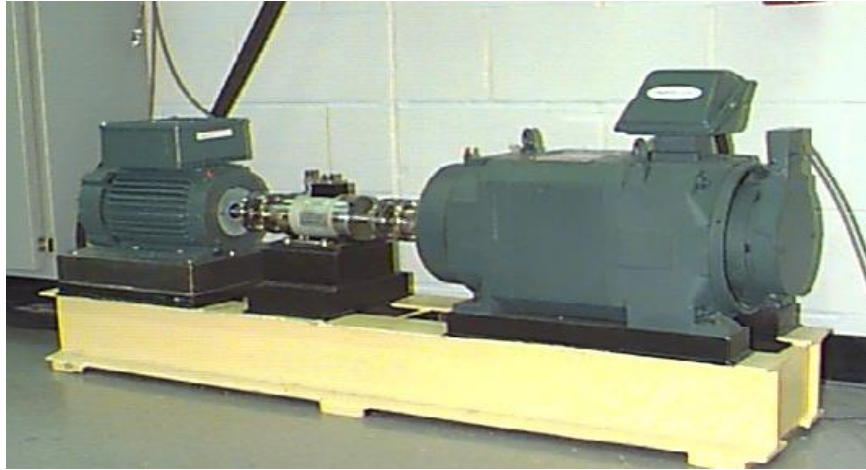


Figure 71 : Banc d'essai de roulement [113].

Les défauts du bague interne et bague externe sont introduits dans le roulement par électroérosion (Electrical Discharge Machining : EDM). La technique EDM est un procédé de traitement de métaux durs ou des composants mécaniques qui ne pouvaient pas être pénétrée avec des procédés classiques. Le défaut correspond alors à un trou circulaire, sa taille est ainsi définie par le diamètre. Le diamètre du défaut est de 0.1778mm (correspondant à de défaut naissant). Le roulement a été testé avec une charge (0.75Kw). Pour la condition de charge, le signal de vibration a été mesuré avec une vitesse de rotation de l'ordre de 1772 tr/min .

La Figure 72 montre les signaux temporels de vibration cas roulement sain et cas défaut de la bague interne et la bague externe avec un diamètre du défaut de 0.1778mm .

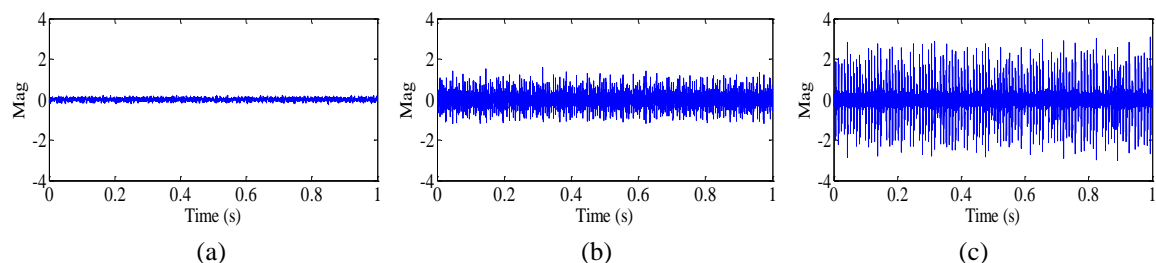


Figure 72 : Signaux de vibratoires du roulement ; a. cas sain. b. défaut bague interne. c. bague externe.

4.9.2 Calcul de kurtosis de chaque détail :

Le Tableau 11 présente les valeurs de Kurtosis pour chaque détail.

Tableau 11 : Valeurs du Kurtosis.

Défaut	Etat sain	Bague interne	Bague externe
Détail 1	2.6140	6.0403	7.3790
Détail 2	2.7295	5.5606	7.3631
Détail 3	2.9403	4.1807	6.0013
Détail 4	3.0735	2.8119	4.8610
Détail 5	2.9169	3.2243	4.6338
Détail 6	2.5413	2.7993	4.6653
Détail 7	2.2187	4.1050	6.0653

D'après le tableau ci-dessus on peut distinguer :

Défaut bague interne : détail 1 (valeur de Kurtosis élevée).

Défaut bague externe : détail 1 (valeur de Kurtosis élevée).

Les Figure 73, Figure 74 et Figure 75 représentent le détail 1, son enveloppe temporelle et son enveloppe spectrale, respectivement, dans les cas de roulement sain et défectueux.

En comparant le cas de roulement sain avec des cas de roulement défectueux, le détail 1 et ses représentations d'enveloppe temporelle n'informent pas sur la présence du défaut.

Cependant, le spectre d'enveloppe du relèvement sain de la Figure 73 représente la fréquence de rotation de 29,53 Hz qui a été théoriquement calculée plus-haut.

De même, la Figure 74 montre la fréquence caractérisant le défaut de bague interne avec une valeur de 159,7 Hz correspondant à l'amplitude la plus élevée de 0,0908 dB.

En outre, la Figure 75 montre la fréquence caractérisant le défaut de bague externe avec une valeur de 106,2 Hz correspondant à l'amplitude la plus élevée de 0,5913 dB. Les fréquences de ces deux défauts ont été respectivement obtenues en (154) et (155) en théorie.

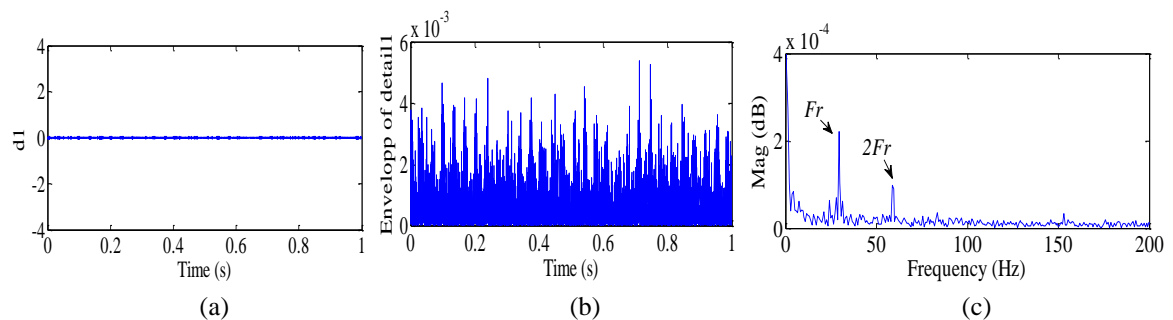


Figure 73: Détail1, enveloppe et enveloppe spectrale de détail 1 du cas roulement sain : a.Détail1. b. Enveloppe temporelle détail1. c. Enveloppe spectrale du détail1.

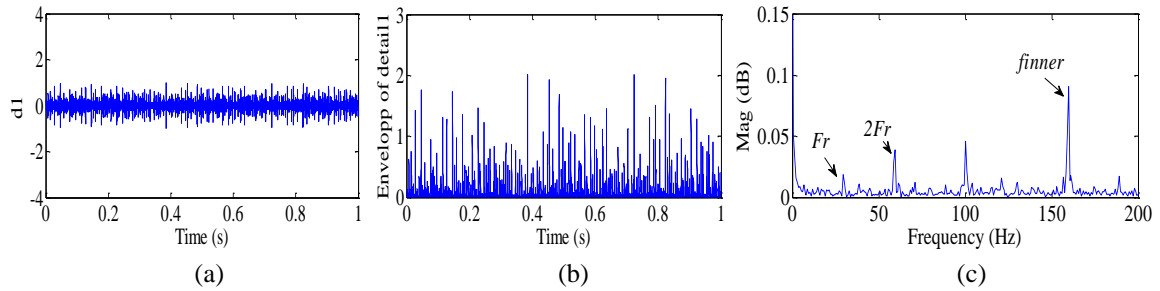


Figure 74 : Détail, enveloppe et enveloppe spectrale de détail 1 du cas défaut bague interne : a.Détail1. b. Enveloppe temporelle détail1. c. Enveloppe spectrale du détail1.

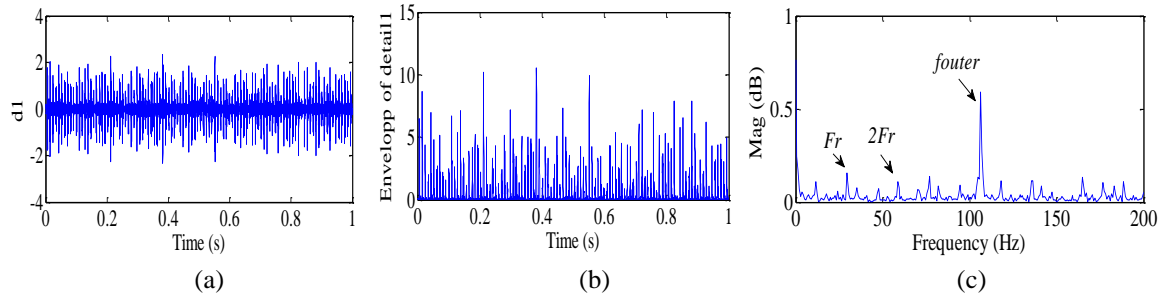


Figure 75 : Détail1, enveloppe et enveloppe spectrale de détail 1 du cas défaut bague externe : a.Détail1. b. Enveloppe temporelle détail1. c. Enveloppe spectrale du détail1.

4.10 Conclusion

Dans ce chapitre, deux méthodes de traitement basées sur les représentations TF (quadratiques et linéaires) ont été présentées en détail. Les signaux analysés dans le domaine temps-fréquence concernent deux grandeurs différentes (courant et vibration) dans le but de fournir un diagnostic précis des moteurs asynchrones. Plusieurs types de défauts produisant des signaux non-stationnaires ont été détectés, notamment le défaut du circuit-ouvert d'un IGBT dans un onduleur triphasé et les défauts des bagues internes et externes qui affectent les roulements d'un moteur. Les deux méthodes traitent des signaux réels. En effectuant l'optimisation, les résultats obtenus montrent, d'une part, la supériorité des distributions à base de noyaux KCS par rapport aux DTFs les plus connues dans la littérature. D'autre part, ils montrent l'efficacité de la TOD qui peut être étendue pour la détection d'autres défauts dans la surveillance et diagnostic industriels.

Conclusion générale

Les méthodes d'analyse temps-fréquence sont applicables au domaine de la surveillance et du diagnostic de l'état des machines. Ils sont capables de caractériser efficacement et sans ambiguïté un grand nombre de défauts. Les méthodes ATF sont utilisées pour la détection, la classification et le suivi de la progression des défauts et de l'usure avec le temps. Cela permet de prédire et de prévenir les pannes catastrophiques. Les techniques d'analyse temps-fréquence, sous forme de DTF ou de TO, sont utilisées à la fois comme indicateurs visuels de la présence de défauts et comme extracteur de caractéristiques dans un processus de reconnaissance de formes entièrement automatisé.

En fait, l'avantage le plus pratique des distributions basées sur le KCS à temps-retard proposées par rapport aux DTFs les plus couramment utilisés dans la littérature est que le fenêtrage externe n'est plus nécessaire pour lisser la distribution générée en temps et / ou en fréquence. Cela est dû au fait que la fenêtre est le noyau à support compact lui-même qui conserve cette propriété lors du passage du domaine de temps-retard au domaine Doppler-retard et devient encore plus mince et plus concentré autour de l'origine. De plus, le réglage des noyaux est effectué via un seul paramètre qui est entier pour le PCB. Ceci constitue une caractéristique particulièrement intéressante pour l'optimisation automatisée et l'implémentation en temps réel de la PCBD. Cependant, le contrôle de l'étendue de la bande passante est plus flexible en utilisant les noyaux CB et SCB car ils utilisent de paramètres réels de lissage.

La détection automatique des défauts en circuit ouvert dans les onduleurs est particulièrement illustrée dans ce travail. Les courants réels analysés sont fournis à partir d'un banc d'essai du laboratoire LDEE.

La méthode proposée consiste à utiliser une distribution temps-fréquence récemment proposée, la PCBD, ainsi qu'un processus d'optimisation basé sur la mesure de Stankovic pour le paramétrage automatique du noyau de forme polynomiale.

Les résultats obtenus montrent la supériorité de la PCBD par rapport aux DTFs les mieux connus qui restent soit limitées pour assurer la meilleure résolution et minimiser les interférences, soit difficiles à régler. Dans ce contexte, le PCBD offre de nombreux avantages substantiels : Premièrement, le réglage du noyau se fait à l'aide d'un seul paramètre entier, ce qui facilite le réglage et l'optimisation de la distribution. Deuxièmement, il n'y a pas besoin de fenêtres externes pour lisser les interférences générées automatiquement tout en préservant les termes propres du signal puisque la fenêtre est le noyau lui-même. Troisièmement, le coût de calcul de la distribution est le plus bas car il s'annule automatiquement en dehors d'un support compact. Cela réduit considérablement le nombre de points à calculer.

Nous avons également prouvé l'efficacité de l'utilisation de la mesure de performance basée sur la concentration de Stankovic pour la sélection automatique de la représentation optimale.

En effet, il faut noter qu'une distribution mal ajustée conduit à un faux diagnostic. Cela est dû à une mauvaise estimation des véritables composantes du signal variant dans le temps. En ce qui concerne l'IGBT défectueux en circuit ouvert, le signal de courant du stator est caractérisé par une composante continue indiquant la présence d'un défaut et une composante de fréquence de 100 Hz correspondant au défaut en circuit ouvert.

Ce travail présente également l'application d'une méthode RTF linéaire de détection de défauts de roulement dans une machine asynchrone utilisant le signal de vibration. La méthode proposée est basée sur l'application de la transformée en ondelette avec la transformée d'Hilbert. Le kurtosis est obtenu à chaque niveau de décompositions de DWT afin de trouver le meilleur niveau en maximisant le kurtosis. Sur la base de TH, l'enveloppe spectrale produit des résultats suffisamment satisfaisants pour permettre une identification plus claire des fréquences de défaut. Les résultats théoriques sont validés par les résultats expérimentaux. Ces derniers confirment l'efficacité de la technique proposée et peuvent être étendus pour la détection de défauts de roulement dans la surveillance et le diagnostic dans les industries.

Dans cette thèse, les techniques les plus importantes pour la surveillance de l'état des moteurs électriques basées sur l'analyse du courant et de vibration ont été passées en revue. Le travail a mis un accent particulier sur les nouvelles méthodologies de diagnostic des défauts qui reposent sur l'analyse du courant demandé par le moteur lorsqu'il fonctionne en régime transitoire. Plus précisément, des approches modernes basées sur l'analyse du courant de démarrage ont été présentées. Dans ce contexte, il a été souligné l'importance d'utiliser des outils de traitement du signal appropriés pour l'analyse du signal de courant de démarrage. Les groupes les plus importants de distributions temps-fréquence qui sont employés à cette fin ont été décrits (linéaires et quadratiques). De plus, deux représentants importants de chaque groupe (TOD et PCBD) ont été commentés, montrant des exemples illustratifs de leurs applications réelles respectives. La conclusion la plus importante tirée de ce travail repose sur le fait que les outils modernes de traitement du signal, qui ont été appliqués avec succès dans d'autres domaines scientifiques, prolifèrent dans la surveillance de l'état des moteurs électriques, ayant prouvé des avantages importants pour le diagnostic qui sont cruciaux pour de nombreuses applications industrielles. La recherche sur ce sujet est l'une des questions ouvertes les plus importantes et elle sera encore plus cruciale à l'avenir en raison de la forte prolifération des moteurs électriques dans les nouvelles applications de la vie moderne. La méthode basée sur le temps et la fréquence proposée peut être étendue pour détecter d'autres défauts tels que des défauts de roulement et des barres de rotor cassées ainsi que l'excentricité dans les moteurs à induction. Par ailleurs, Un réseau neuronal convolutif amélioré pour le diagnostic de défaut basé sur l'image temps-fréquence constitue l'objet de nos travaux qui seront présentés dans nos futures publications.

Production scientifique

Articles

1. Seninete, S., Abed, M., Bendiabdellah, A., Mimi, M., Belouchrani, A., OuldAli, A., & Cherif, B. D. E. (2020). On the Use of High-resolution Time-frequency Distribution Based on a Polynomial Compact Support Kernel for Fault Detection in a Two-level Inverter. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*.
<https://doi.org/10.3311/PPee.15469>

Conférences internationales

1. Seninete, S., Mimi, M., Cherif, B. D. E., & Ouldali, A. (2019, November). Vibration Signal Analysis for Bearing Fault Diagnostic of Asynchronous Motor using HT-DWT Technique. In *2019 6th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications (ISPA)* (pp. 1-5). IEEE.
<https://doi.org/10.1109/ISPA48434.2019.8966801>
2. Seninete, S., Abed, M., Mimi, M., & Ouldali, A. (2017, December). Implementation of Time-Frequency Distribution Based on Compact Support Kernels. In *2017 5th international conference on image and signal processing and their applications (ISPA)*

5 Bibliographie

- [1] R. L. ALLEN et D. MILLS, *Signal Analysis : Time, Frequency, Scale and Structure.*, John Wiley & Sons, 2004.
- [2] M. Abed, «Time-Frequency Distributions: Compact Support Kernels, Performances and Implementations,» PhD Thesis, Ecole Nationale Polytechnique, 2015.
- [3] F. HLAWATSCH et G. F. BOUDREAUX-BARTELS, «Linear and quadratic time-frequency signal representations,» *IEEE signal processing magazine*, vol. 9, n° 12, pp. 21-67, 1992.
- [4] L. DEBNATH, *Wavelets and signal processing*, Boston: Springer Science & Business Media, 2003.
- [5] F. AUGER, P. FLANDRIN, P. GONÇALVÈS et O. LEMOINE, *Time-frequency toolbox*, CNRS France-Rice University, 1996.
- [6] Z. M. HUSSAIN et B. BOASHASH, «Adaptive instantaneous frequency estimation of multicomponent FM signals using quadratic time-frequency distributions,» *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, n° 18, pp. 1866-1876, 2002.
- [7] Q. André et I. Cornel, *Représentations temps-fréquence et temps échelle*, Ensieta, Brest: Centre de Recherche "Extraction et Exploitation de l'Information en Environnements Incertains", janvier, 2002.
- [8] B. Boualem, *Time-Frequency Signal Analysis and Processing : A Comprehensive Reference*, Amsterdam: Elsevier, 2003.
- [9] V. CLARKSON, «Efficient single frequency estimator,» *in Proceedings International Symposium in Signal Processing and Application*, pp. 327-330, 1992.
- [10] B. BOASHASH, N. A. KHAN et T. BEN-JABEUR, «Time–frequency features for pattern recognition using high-resolution TFDs: A tutorial review,» *Digital Signal Processing*, vol. 40, pp. 1-30, 2015.
- [11] N. H. CHANDRA et A. S. SEKHAR, «Fault detection in rotor bearing systems using time frequency techniques,» *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 72, pp. 105-133, 2016.
- [12] S. SENINETE, M. ABED, A. BENDIABDELLAH, M. MIMI, A. BELOUCHRANI, A. OULDALI et B. D. E. CHERIF, «On the Use of High-

- resolution Time-frequency Distribution Based on a Polynomial Compact Support Kernel for Fault Detection in a Two-level Inverter,» *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 64, n° %14, pp. 352-365., 2020.
- [13] L. STANKOVIĆ, «A measure of some time–frequency distributions concentration,» *Signal Processing*, vol. 81, n° %13, pp. 621-631, 2001.
- [14] M. ABED et A. BELOUHRANI, «Performance analysis and computational cost evaluation of high-resolution time-frequency distributions derived from compact support time-lag kernels,» *Digital Signal Processing*, vol. 78, pp. 1-19, 2018.
- [15] R. BURNETT, J. F. WATSON et S. ELDER, «The application of modern signal processing techniques for use in rotor fault detection and location within three-phase induction motors,» *Signal processing*, vol. 49, n° %11, pp. 57-70, 1996.
- [16] Q. HE, X. WANG et Q. ZHOU, «Vibration sensor data denoising using a time-frequency manifold for machinery fault diagnosis,» *Sensors*, vol. 14, n° %11, pp. 382-402, 2014.
- [17] Y. BELLA, A. OULMANE et M. et MOSTEFAI, «Industrial Bearing Fault Detection Using Time-Frequency Analysis,» *Engineering, Technology & Applied Science Research*, vol. 8, n° %14, pp. 3294-3299, 2018.
- [18] P. MEYER et F. Yves, *Time-Frequency/Time-Scale Analysis. Wavelet Analysis and its applications*, 1999.
- [19] S. MALLAT, *A wavelet tour of signal processing*, Elsevier, 1999.
- [20] I. DAUBECHIES, *Ten lectures on wavelets*, Philadelphia: Society for industrial and applied mathematics, 1992.
- [21] A. V. OVANESOVA et L. E. SUAREZ, «Applications of wavelet transforms to damage detection in frame structures,» *Engineering structures*, vol. 26, n° %11, pp. 39-49, 2004.
- [22] A. COHEN, I. DAUBECHIES et J. FEAUVEAU, «Biorthogonal bases of compactly supported wavelets,» *Communications on pure and applied mathematics*, vol. 45, n° %15, pp. 485-560, 1992.
- [23] A. V. OVANESOVA, «Applications of wavelets to crack detection in frame structures.,» Mayagüez, Puerto Rico, 2000.

-
- [24] P. FLANDRIN, Explorations in time-frequency analysis, Cambridge University Press, 2018.
- [25] B. Boashash, Time-Frequency Signal Analysis and Processing: A Comprehensive Reference, UK: Academic press, 2016.
- [26] E. P. WIGNER, «On the quantum correction for thermodynamic equilibrium,» *Physical Review*, vol. 40, pp. 749-759, 1932.
- [27] J. VILLE, «Théorie et applications de la notion de signal analytique,» *Cables et Transmission*, vol. 2A, pp. 61-74, 1948.
- [28] F. HLAWATSCH et G. F. BOUDREAUX-BARTELS, «Linear and Quadratic Time-Frequency Signal Representations,» *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 21-67, 1992.
- [29] E. F. VELEZ et R. G. ABSHER, «Transient analysis of speech signal using the Wigner time frequency representation,» chez *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, Glasgow, Scotland, May 1989.
- [30] S. KADAMBE et G. F. BOUDREAUX-BARTELS, «A comparison of the existence of 'cross terms' in the Wigner distribution and the squared magnitude of the wavelet transform and the short-time Fourier transform,» *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 40, n° 110, pp. 2498-2517, 1992.
- [31] L. COHEN, « Time-frequency distributions-a review,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, n° 17, pp. 941-981, 1989.
- [32] V. SUCIC, « Parameters selection for optimising time-frequency distributions and measurements of time-frequency characteristics of nonstationary signals,» Thèse de doctorat, Queensland University of Technology, 2004.
- [33] A. Belouchrani et M. Cheriet, «Method and system for measuring the energy of a signal». World Intellectual Property Organization Brevet WO02088760 A2, November 2002.
- [34] V. SUCIC et B. BOASHASH, «The optimal smoothing of the Wigner-Ville distribution for real-life signals time-frequency analysis,» chez *Proceedings of the 10th Asia-Pacific Vibration Conference*, Queensland University of Technology, 2003.

-
- [35] V. Sucic, «Estimation of components frequency separation from the signal Wigner–Ville distribution,» chez *Proc. 35th Int. Workshop on Signal Process. Appl., WoSPA'08*, Sharjah, U.A.E, 2008.
- [36] H.-I. Choi et W. J. Williams, «Improved time-frequency representation of multicomponent signals using exponential kernels,» *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, n° 16, p. 862–871, 1989.
- [37] M. BORN et P. JORDAN, «Zur quantenmechanik,» *Zeitschrift für Physik*, vol. 34, n° 11, pp. 858-888, 1925.
- [38] M. ABED, A. BELOUHRANI, M. CHERIET et e. al., «Compact support kernels based time-frequency distributions: performance evaluation,» chez *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Prague, Czech Republic, 2011.
- [39] B. Boashash, G. Azemi et J.M. O’Toole, «Time-frequency processing of nonstationary signals: advanced TFD design to aid diagnosis with highlights from medical applications,» *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 30, n° 16, pp. 108-119, 2013.
- [40] A. FELTANE, «Time-frequency based methods for non-stationary signal analysis with application to EEG signals,» UNIVERSITY OF RHODE, ISLAND, 2016.
- [41] A. BELOUHRANI et M. CHERIET, «On the use of a new compact support kernel in time-frequency analysis,» chez *Proceedings of the 11th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal Processing*, Singapore, 2001.
- [42] M. ABED, A. BELOUHRANI et M. e. a. CHERIET, «Time-frequency distributions based on compact support kernels: properties and performance evaluation,» *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, n° 14, pp. 2814-2827, 2012.
- [43] D. L. Jones et T. W. Parks, «A resolution comparison of several time-frequency representations,» chez *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Glasgow, UK, 1989.
- [44] W. J. WILLIAMS, M. L. BROWN et A. O. HERO III, «Uncertainty, information, and time-frequency distribution,» *Advanced Signal Processing Algorithms, Architectures, and Implementations III*, pp. 144-156, 1991.

-
- [45] T.-H. SANG et W. J. WILLIAMS, «Renyi information and signal-dependent optimal kernel design,» chez *1995 International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. IEEE*, 1995.
- [46] R. G. Baraniuk, P. Flandrin, A. J. Janssen et O. J. Michel, «Measuring time-frequency information content using the Rényi entropies,» *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 47, n° 14, pp. 1391-1409, 2001.
- [47] P. B. R. G. e. M. O. FLANDRIN, «Time-frequency complexity and information,» chez *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing.*, Adelaide, SA, Australia, 1994.
- [48] D. L. JONES et T. W. PARKS, «A high resolution data-adaptive time-frequency representation,» *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 38, n° 112, pp. 2127-2135, 1990.
- [49] J. MAVIER, «Convertisseurs génériques à tolérance de panne-Applications pour le domaine aéronautique,» Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT, Toulouse, 2007.
- [50] R. .. BIGRET et J. L. FERON, *Diagnostic maintenance et disponibilité des machines tournantes*, Paris: E.D. Masson, 1994.
- [51] T. BENSLIMANE, «Caractérisation précise des défauts d'un variateur de vitesse en vue d'élaborer un système automatique de surveillance et de diagnostic,» Thèse de Doctorat, Université de Boumerdès, 2009.
- [52] T. A. NONDAHL, «Evolution of electrical machines for motion control,» *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 29, n° 11, pp. 439-444, 1996.
- [53] A. CHAHMI, «Analyse Spectrale des Défauts Rotoriques sur un Entraînement Electrique par les Vecteurs de Park,» 2015.
- [54] R. KHENFER, «Détection et isolation de défauts combinant des méthodes à base de données appliquées aux systèmes électro-énergétiques,» thèse de Docteur en Sciences Université Ferhat Abbes, Setif, 2018.
- [55] X. Zhang, Z. Liu, J. Wang et J. Wang, «Time–frequency analysis for bearing fault diagnosis using multiple Q-factor Gabor wavelets,» *ISA transactions*, vol. 87, pp. 225-234, 2019.
- [56] K. M. SIDDIQUI, K. SAHAY et V. K. GIRI, «Health monitoring and fault diagnosis in induction motor-a review,» *International Journal of Advanced Research in*

- Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 3, n° %11, pp. 6549-656, 2014.
- [57] W. T. THOMSON et I. CULBERT, Current signature analysis for condition monitoring of cage induction motors: Industrial application and case histories, John Wiley & Sons, 2017.
- [58] C. BERGMANN, «Contribution à l'étude de la commande numérique directe de moteurs synchrones à aimant: modélisation, réalisation, expérimentations,» Thèse de doctorat, Paris, 1986.
- [59] S. LEE, E. WIEDENBRUG et K. YOUNSI, «Testing and diagnostics of induction machines in an industrial environment,» chez *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, DENVER, 2013.
- [60] E. BONALDI, L. LACERDA DE OLIVEIRA, J. BORGES DA SILVA, G. LAMBERT-TORRES et L. BORGES DA SILVA, Predictive Maintenance by Electrical Signature Analysis to Induction Motors, Intech Open, 2012.
- [61] A. CEBAN, R. PUSCA, ROMARY et R., «Study of rotor faults in induction motors using external magnetic field analysis,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n° %15, p. 2082–2093, 2012.
- [62] W. FINLEY, M. HODOWANEC et W. HOLTER, «Diagnosing motor vibration problem,» chez *Conference Record of 2000 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference*, 2000.
- [63] J. GIERLACH, «Using ultrasound to identify electrical faults,» *Maintenance Technology*, vol. 1, pp. 37-40, 2013.
- [64] A. R. MOHANTY, Machinery condition monitoring: Principles and practices, CRC Press, 2014.
- [65] H. Bloch et F. Geitner, Machinery failure analysis and troubleshooting, Butterworth-Heinemann, Elsevier, 2012.
- [66] R. Isermann, Fault diagnosis applications, London: Springer Heidelberg Dordrecht, 2011.
- [67] A. Choudhary, D. Goyal, S. L. Shimi et A. Akula, «Condition monitoring and fault diagnosis of induction motors: A review,» *Archives of Computational Methods in Engineering*, vol. 26, n° %14, pp. 1221-1238, 2019.

-
- [68] X. LIANG, M. Z. ALI et H. ZHANG, «Induction Motors Fault Diagnosis Using Finite Element Method: A Review,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, n° 12, pp. 1205-1217, 2019.
- [69] Y. ZOU, Y. ZHANG et H. MAO, «Fault diagnosis on the bearing of traction motor in high-speed trains based on deep learning,» *Alexandria Engineering Journal*, 2020.
- [70] P. D. STRANKOWSKI et J. GUZIŃSKI, Faults and fault detection methods in electric drives. In : *Soft computing in condition monitoring and diagnostics of electrical and mechanical systems*, Singapore: Springer, 2020, pp. 57-69.
- [71] A. DAS et S. RAY, «A Review on Diagnostic Techniques of Bearing Fault and its modeling in Induction Motor,» chez *2020 IEEE Calcutta Conference (CALCON)*. IEEE, 2020.
- [72] Q. Chen, G. Liu, W. Zhao, L. Qu et G. Xu, «Asymmetrical SVPWM fault-tolerant control of five-phase PM brushless motors,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, n° 11, pp. 12-22, 2016.
- [73] A. A. AMIN et K. M. HASAN, «A review of fault tolerant control systems: advancements and applications,» *Measurement*, vol. 143, pp. 58-68, 2019.
- [74] P. KUMAR et A. S. HATI, «Review on machine learning algorithm based fault detection in induction motors,» *Archives of Computational Methods in Engineering*, pp. 1-12, 2020.
- [75] P. GANGSAR et R. TIWARI, «Signal based condition monitoring techniques for fault detection and diagnosis of induction motors: A state-of-the-art review,» *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 144, p. 106908, 2020.
- [76] X. CHEN et Z. FENG, «Induction motor stator current analysis for planetary gearbox fault diagnosis under time-varying speed conditions,» *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 140, p. 106691, 2020.
- [77] G. VENUGOPAL, V. GOPALAKRISHNAN et S. P. RAJKUMAR, «Identification of inter-turn insulation faults in induction motor,» *Engineering Computations*, 2019.
- [78] D. K. SOOTHER et J. DAUDPOTO, «A brief review of condition monitoring techniques for the induction motor,» *Transactions of the Canadian Society for Mechanical Engineering*, vol. 43, n° 14, pp. 499-508, 2019.

-
- [79] W. PIETROWSKI et K. GÓRNY, «Analysis of Torque Ripples of an Induction Motor Taking into Account a Inter-Turn Short-Circuit in a Stator Winding,» *Energies*, vol. 13, n° %114, p. 3626, 2020.
- [80] A. A. Alawady, M. F. M. Yousof, N. Azis et M. A. Talib, «Phase to phase fault detection of 3-phase induction motor using FRA technique,» *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 11, n° %13, p. 1241, 2020.
- [81] A. Khechekhouche, H. Cherif, A. Benakcha, A. Menacer, S. E. Chehaidia et H. Panchal, «Experimental diagnosis of inter-turns stator fault and unbalanced voltage supply in induction motor using MCSA and DWER,» *Periodicals of Engineering and Natural Sciences*, vol. 8, n° %13, pp. 1202-1216, 2020.
- [82] Y. Qi, M. Zafarani, V. Gurusamy et B. Akin, «Advanced severity monitoring of interturn short circuit faults in PMSMs,» *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, n° %12, pp. 395-404, 2019.
- [83] Z. GHERABI, D. TOUMI, N. BENOZZA et A. BENDIABDELLAH, «A proposed approach for separation between short circuit fault, magnetic saturation phenomenon and supply unbalance in permanent magnet synchronous motor,» *International Journal of Engineering*, vol. 33, n° %110, pp. 1968-1977, 2020.
- [84] A. A. SALAH, D. G. DORRELL et Y. GUO, «A review of the monitoring and damping unbalanced magnetic pull in induction machines due to rotor eccentricity,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, n° %13, pp. 2569-2580, 2019.
- [85] I. CHOUIDIRA, D. KHODJA et S. CHAKROUNE, «Continuous Wavelet Technique for Detection of Broken Bar Faults in Induction Machine,» *Traitement du Signal*, vol. 36, n° %12, pp. 171-176, 2019.
- [86] S. K. DWIVEDI et J. DANNEHL, «Modeling and simulation of stator and rotor faults of induction motor and their experimental comparison,» chez *2017 IEEE 11th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drive Drives (SDEMPED)*, 2017.
- [87] Y. Nacera, «Modélisation des machines asynchrones dédiée au diagnostic des défauts de court-circuit inter- spires et des cassures de barres et d'anneaux,» Mémoire de Magister, Tizi-ouzou, 2009.
- [88] J. FAIZ et S. M. M. MOOSAVI, «Eccentricity fault detection—From induction machines to DFIG—A review,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 55, pp. 169-179, 2016.

-
- [89] A. SALAH, Y. GUO et D. DORRELL, «Monitoring and damping unbalanced magnetic pull due to eccentricity fault in induction machines: A review,» chez *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, 2017.
- [90] J. FAIZ et H. NEJADI-KOTI, «Eccentricity fault diagnosis indices for permanent magnet machines: state-of-the-art,» *IET Electric Power Applications*, vol. 13, n° 19, pp. 1241-1254, 2019.
- [91] Y. WEI, Y. LI, M. XU et W. Huang, «A review of early fault diagnosis approaches and their applications in rotating machinery,» *Entropy*, vol. 21, n° 14, p. 409, 2019.
- [92] D.-T. HOANG et H.-J. KANG, «A survey on deep learning based bearing fault diagnosis,» *Neurocomputing*, vol. 335, pp. 327-335, 2019.
- [93] M. BLODT, P. GRANJON et R. J. RAISON B., *Mechanical Fault Detection in Induction Motor Drives Through Stator Current Monitoring – Theory and Application Examples*, Rijeka: Intech, Wei Zhang, 2010.
- [94] D. K. CHATURVEDI, M. S. IQBAL et M. P. SINGH, «Health monitoring techniques of induction motor: an overview,» chez *4th International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology*, Kurukshetra, India, 2013.
- [95] R. LATEB, «Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps: application à la propulsion marine par POD,» Thèse de doctorat., 2006.
- [96] F. TRICHON, «Modélisation du processus de conception des machines électriques. Le système expert Damoclès,» Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, 1991.
- [97] B. D. E. CHERIF, A. BENDIABDELLAH et S. SENINETE, «A Comparative Study between Two Stator Current HHT and FFT Techniques for IM Broken Bar Fault Diagnosis,» chez *2019 6th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications (ISPA)*. IEEE, 2019. p. 1-6., 2019.
- [98] S. DRID, «Contribution to the Modeling and Robust Control of a Double Feed Flux Induction Machine with Optimized Feed Structure: Theory and Experimentation,» PhD Thesis, University of Batna, Batna, Algeria, 2005.

-
- [99] J.-P. PASCAL, «Method of constructing models of rotary electrical machines to provide simultaneous similitude of electromagnetic, thermal and mechanical working conditions of the rotor». U.S. Brevet 4,300,078, 10 november 1981.
- [100] A. JAMMAL et G. GRELLET, «MODELIZATION AND STABILITY OF AN ASYNCHRONOUS MOTOR DRIVE SUPPLIED AT CONSTANT FREQUENCY AND VOLTAGE,» *Electric Machines and Power Systems*, vol. 16, n° %12, pp. 77-88, 1989.
- [101] J. TANG, J. CHEN, K. DONG, Y. Yang, H. Lv et Z. Liu, «Modeling and evaluation of stator and rotor faults for induction motors,» *Energies*, vol. 13, n° %11, p. 133, 2020.
- [102] B. Saddam, B. S. Ahmed, A. Aissa et T. Ali, «Squirrel Cage Induction Motor under Stator and Rotor Bars Faults Modeling and Diagnosis,» chez *2018 International Conference on Communications and Electrical Engineering (ICCEE)*, 2018.
- [103] A. MANSOURI, «Le moteur asynchrone monophasé à vitesse variable: modélisation et alimentation par convertisseurs statiques,» Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Lorraine, Lorraine, 1995.
- [104] K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong et S. L. Ho, «Modelling and simulation of the three-phase induction motor using simulink,» *International journal of electrical engineering education*, vol. 36, n° %12, pp. 163-172, 1999.
- [105] M. D. Dalla Vedova, A. Germanà, P. C. Berri et P. Maggiore, «Model-Based Fault Detection and Identification for Prognostics of Electromechanical Actuators Using Genetic Algorithms,» *Aerospace*, vol. 6, n° %19, p. 94, 2019.
- [106] A. Kheldoun, «Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté,» Thèse de doctorat, Université de Boumerdes, Boumerdes, Algérie, 2007.
- [107] A. RAI et S. H. UPADHYAY, «A review on signal processing techniques utilized in the fault diagnosis of rolling element bearings,» *Tribology International*, vol. 96, pp. 289-306, 2016.
- [108] F. AL-BADOUR, M. SUNAR et L. CHEDED, «Vibration analysis of rotating machinery using time–frequency analysis and wavelet techniques,» *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 25, n° %16, pp. 2083-2101, 2011.
- [109] K. Yahia, A. J. M. Cardoso, A. Ghoggal et S. E. Zouzou, «Induction motors airgap-eccentricity detection through the discrete wavelet transform of the apparent power

- signal under non-stationary operating conditions,» *ISA transactions*, vol. 53, n° 12, pp. 603-611, 2014.
- [110] M. SINGH, R. K. YADAV et R. KUMAR, «Discrete wavelet transform based measurement of inner race defect width in taper roller bearing,» *Mapan*, vol. 28, n° 11, pp. 17-23, 2013.
- [111] S. R. KAPOOR, N. KHANDELWAL et P. PAREEK, «Bearing fault analysis by signal energy calculation based signal processing technique in Squirrel Cage Induction Motor,» chez *International Conference on Signal Propagation and Computer Technology*, 2014.
- [112] H. Talhaoui, A. Menacer, A. Kessal et R. Kechida, «Fast Fourier and discrete wavelet transforms applied to sensorless vector control induction motor for rotor bar faults diagnosis,» *ISA transactions*, vol. 53, n° 15, pp. 1639-1649, 2014.
- [113] S. Seninete, M. Mimi, B. D. E. Cherif et A. Ouldali, «Vibration Signal Analysis for Bearing Fault Diagnostic of Asynchronous Motor using HT-DWT Technique,» chez *2019 6th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications*, Mostaganem, Algeria, 2019.