

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Commande électrique

Réf:.....

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

*Diagnostic des défauts de MAS
par les méthodes paramétriques
de traitement du signal*

Présenté par :
CHERMAT Badreddine
Soutenu le : 06 Juin 2012

Devant le jury composé de :

Mr : *ZOUZOU Salah-Eddine*

Mr : *DERGHAL Hamid*

Mr : *GUEDIDI Salim*

Pr

MAA

MAA

Président

Encadreur

Examineur

Année universitaire : 2011 / 2012

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : **Commande électrique**

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

*Diagnostic des défauts de MAS
par les méthodes paramétriques
de traitement du signal*

Présenté par :

CHERMAT Badreddine

Avis favorable de l'encadreur :

DERGHAL Hamid .

Avis favorable du Président du Jury

ZOUZOU Salah-Eddine .

Cachet et signature



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : **Commande électrique**

Thème :

***Diagnostic des défauts de MAS
par les méthodes paramétriques
de traitement du signal***

Proposé par : CHERMAT *Badreddine*

Dirigé par : DERGHAL *Hamid*

Résumé

L'analyse des signaux du courant statorique du moteur asynchrone (MCSA) est devenue une technique très répandue pour apprécier l'état de santé du moteur asynchrone afin d'éviter la défaillance et n'intervenir qu'à bon escient et pendant des arrêts programmés de production. Les techniques classiques de traitement du signal et de détection de la défaillance dans les machines tournantes, basées sur l'analyse de Fourier ont prouvées leurs limitations en termes de résolution spectrale, ce qui nécessite l'utilisation des nouvelles techniques donnant une analyse plus performante. Dans ce travail, nous appliquons les techniques paramétriques à base des modèles AR et les méthodes de décomposition harmoniques sur un signal synthétique, pour comparer les performances de chaque méthode à détecter le contenu fréquentiel du signal. Ensuite, on applique ces méthodes sur des signaux réels issus d'un moteur asynchrone sain et sujet d'un défaut de cassures de barre.

Le diagnostic de défaut s'effectue à travers l'observation des variations de la fréquence dans le spectre de puissance du courant statorique du moteur asynchrone.

Mots clés : cassures de barre, analyse spectrale paramétrique, diagnostic de défauts, modèle de PRONY, modèle de PISARENKO, modèle de LEVINSON DURBIN.

ملخص

لقد أصبح تحليل إشارات التيار للعضو الساكن في المحرك غير متزامن بطريقة (MCSA) وهي تقنية تستخدم على نطاق واسع لتقييم الوضع الصحي للمحرك غير متزامن من أجل تجنب الأعطاب ، والتدخل فقط عند الضرورة وخلال توقف برنامج الإنتاج. وقد أثبتت التقنيات التقليدية لمعالجة الإشارات والكشف عن الأعطاب في الآلات الدوارة، على أساس تحليل Fourier محدوديتها من حيث التفريق الطيفي، والتي تتطلب استخدام تقنيات جديدة مما يعطي أكثر قوة في هذا العمل، ونحن نطبق التقنيات القائمة على نماذج AR، لمقارنة أداء كل طريقة للكشف عن محتوى تردد الإشارة، ثم من خلال تطبيق هذه الأساليب على إشارات حقيقية من المحرك غير متزامن سليم وحول عدم وجود كسر في قضبان الدوار، ويتم تشخيص الأخطاء من خلال مراقبة التغيرات في تردد من الطيف قوة من الجزء الثابت الحالي للمحرك غير متزامن.

الكلمات الجوهرية: التحليل الطيفي حدودي، وتشخيص الأخطاء، نموذج PRONY ، نموذج PISARENKO ،

نموذج LEVINSON DURBIN.

Remerciements

*Il est de nous devoir de remercier
Infiniment Allah (الله جل جلاله)*

*Mes remerciements
Vont à mon encadreur
DERGHAL HAMID,
pour avoir dirigé ce travail,
pour son aide, ses conseils précieux,
ses encouragements incessants
durant la réalisation
de ce travail.*

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- Mes très chères père (la miséricorde de Dieu) et mère source d'amour et tendresse qui ont sacrifié toujours pour me voir réussir.
- Mes très chers frères : *Salim, Adel, Abdeldjebbar* et *Ayoub*.
- Mes très chers cousins : *Salah et Abdelhak*.
- Toute ma famille.
- Tous mes amis surtout : *Oussama-DJ, Mohammed-F, abdelwahab-B, Nouri-B, ... etc.*
- Tous mes collègues surtout étudiants *Master 2 commande électrique*.
- A tous qui me sont chères.

CHERMAT BADREDDINE

Liste des Tableaux

(Tab. I.1) : Analyses vibratoires, signatures fréquentielles.

(Tab. I.2) : Fréquences caractéristiques du flux axial.

(Tab. I.3) : Evolution des différents harmoniques du couple en présence de ruptures d'anneaux.

(Tab. II.1) : Détection fréquentielle par la méthode de PRONY.

(Tab. II.2) : Détection fréquentielle par la méthode de PISARENKO.

(Tab. III.1) : Détection fréquentielle par la méthode de LEVINSON 'modèle 1'.

(Tab. III.2) : Détection fréquentielle par la méthode de LEVINSON 'modèle 2'.

Liste des figures

- (Fig. I.1) : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.
- (Fig. I.2) : vue schématique en perspective du stator (circuit magnétique, conducteurs d'encoches, tête de bobines). (Enroulement statorique d'une machine à 4 pôles).
- (Fig. I.3) : Photo du stator d'une machine asynchrone.
- (Fig. I.4) : vue schématique en perspective du rotor (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit.
- (Fig. I.5) : Photo du rotor d'une machine asynchrone.
- (Fig. I.6) : Classification des défauts selon leurs origines.
- (Fig. I.7) : Proportion des défauts.
- (Fig. I.8) : Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances.
- (Fig. I.9) : Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances.
- (Fig. I.10) : Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique.
- (Fig. II.1) : Génération du signal de test.
- (Fig. II.2) : Génération de la DSP du signal test.
- (Fig. II.3) : Représentation temporelle du signal modèle 1
- (Fig. II.4) : Représentation temporelle du signal modèle 2.
- (Fig. II.5) : Spectre de puissance obtenu par la méthode de PRONY pour un processus somme de deux sinusoïdes bruitées.
- (Fig. II.6) : Spectre de puissance obtenu par la méthode de PRONY pour un processus d'ordre quatre bruité.
- (Fig. II.7) : Spectre de puissance obtenu par la méthode de PISARENKO pour un processus somme de deux sinusoïdes bruitées.
- (Fig. II.8) : Spectre de puissance obtenu par la méthode de PISARENKO pour un processus d'ordre quatre bruité.
- (Fig. III.1) : Spectre de puissance obtenu par la méthode de LEVINSON pour un processus somme de sinusoïdes bruitées.
- (Fig. III.2) : Spectre de puissance obtenu par la méthode de LEVINSON pour un processus somme de sinusoïdes bruitées.
- (Fig. III.3) : Spectre de puissance obtenu par la méthode de LEVINSON pour un processus d'ordre quatre bruité.

(Fig. IV.1) : A vide

(Fig. IV.2) : Courant statorique (Charge 25%)

(Fig. IV.3) : Courant statorique (Charge 50%)

(Fig. IV.4) : Courant statorique (Charge 75%)

(Fig. IV.5) : Courant statorique (Charge 100%)

(Fig. IV.6) : Courant statorique décimé (LEVINSON)

(Fig. IV.7) : Courant statorique décimé (Fourier)

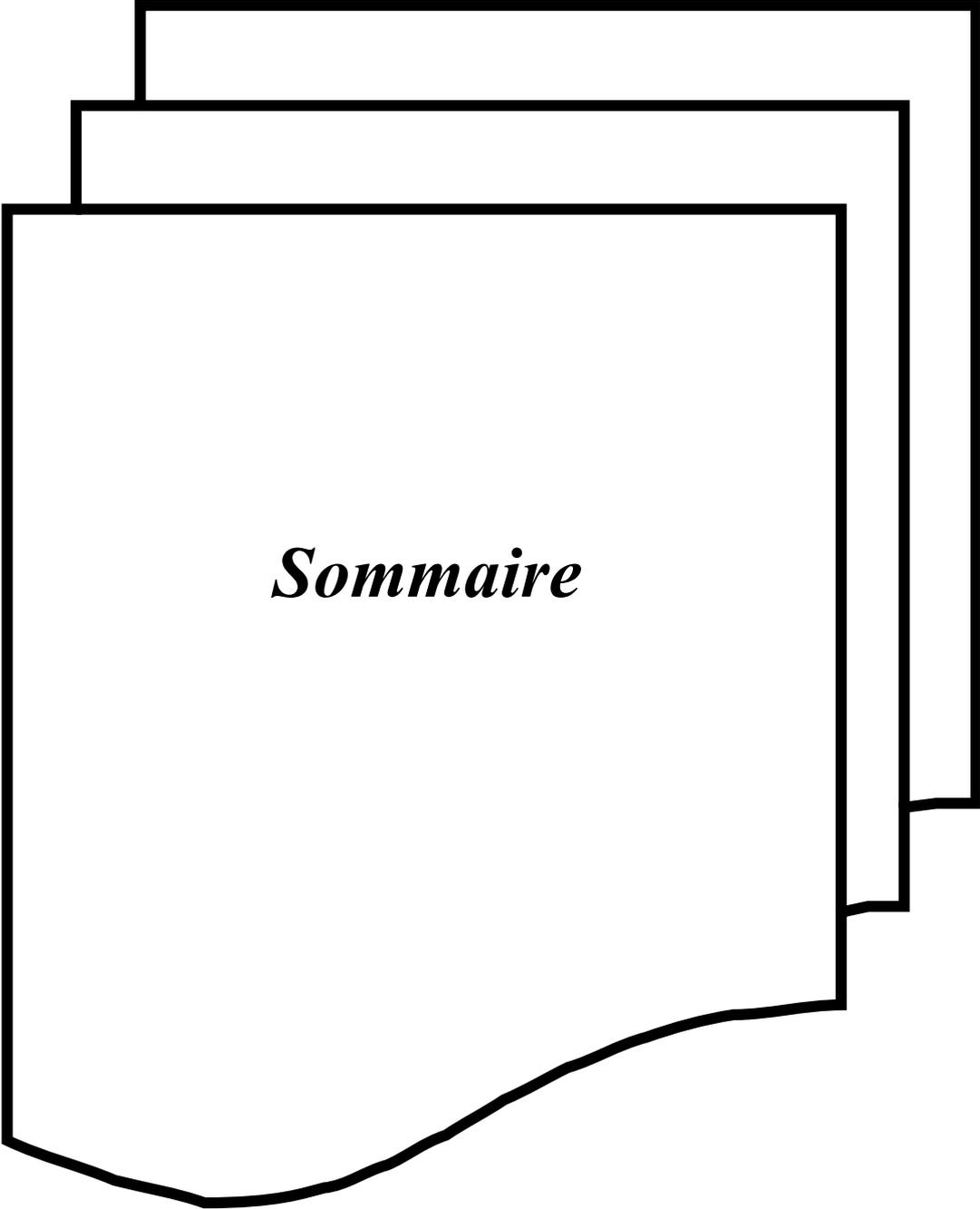
(Fig. IV.8) : Filtre coupe bande

(Fig. IV.9) : Courant statorique décimé et filtré (LEVINSON)

Liste des abréviations

ω	Vitesse angulaire du rotor
β	L'angle de contact.
$\Psi(Z)$	Un polynôme
$x(n)$	Le signal
$r(i)$	Des coefficients d'auto corrélation
k	Nombres entiers (k impair)
$e(n)$	Un bruit blanc additif
$Z_1, Z_2, Z_3 \text{ et } Z_4$	Les pôles
A	Le vecteur
ω_i	Des pulsations
SNR	Signal to noise ratio
p	Nombre de paires de pôles
\emptyset	Une matrice Vander Mande
N_s	Vitesse de synchronisme de la machine asynchrone (tr/min)
N_r	Nombre d'encoches (ou barres) au rotor
N_e	Nombre d'échantillons
n_b	Nombre de billes
N	Nombre d'échantillons
n	Vitesse de rotation du rotor (tr/min)
f_s	Fréquence des courants statoriques $f_s = \frac{\omega_s}{2\pi}$
"i, e"	interne, externe (bagues)
AR	Modèles <i>autorégressifs</i>
$ARMA$	Modèles autorégressifs et moyenne mobile
MA	Modèle moyenne mobile

AIC	Akaike information criterion
Δt	Le pas d'échantillonnage en seconde
$\{Z_k\}$	Les exponentielles (pôles du modèle)
ω_s	Pulsation des courants statoriques
ω_r	Pulsation des courants rotoriques $\omega_r = \frac{\omega_s}{p} - \omega$
σ^2	Le Variance
θ_k	La phase en radians.
α_m	Les affaiblissements
r_{dd}	Un bruit blanc
f_r	La fréquence de rotation du rotor
f_{pat}	Les composantes fréquentielles spécifiques
g	Glissement du moteur $g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$
f_r	Fréquence de rotation du rotor $f_r = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{(1-g)f_s}{p}$
FPE	Erreur de Prédiction Finale
f_e	La fréquence d'échantillonnage
DSP	La densité spectrale de puissance
DP	Des dimensions des paliers
DB	Des dimensions des roulements à billes
C_e	Couple électromagnétique
C_u	Couple utile en sortie de moteur



Sommaire

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I : la machine asynchrone et ses défauts	
1.1. La machine asynchrone.....	3
Introduction.....	3
1.1.1. Constitution de la machine asynchrone	4
Introduction.....	4
1.1.1.1. Le stator.....	5
1.1.1.2. Le rotor à cage	6
1.1.1.3. Les organes mécaniques.....	7
1.2. Présentation des différentes défaillances du moteur asynchrone à cage d'écureuil.....	8
1.2.1. Défaillances au rotor.....	11
1.2.1.1. Ruptures de barres.....	11
1.2.1.2. Ruptures d'anneaux.....	11
1.2.1.3. Excentricité statique et dynamique.....	12
1.2.2. Défaillances au stator.....	13
1.2.2.1. Défauts d'isolant dans un enroulement.....	13
1.2.2.2. Court-circuit entre spires.....	14
1.1.2.3. Court-circuit entre phases.....	14
1.2.2.4. Court-circuit phase/bâti.....	15
1.2.2.5. Défauts de circuit magnétique.....	15
1.2.3. Défaillances mécaniques.....	15
1.2.3.1. Défauts de roulements.....	15
1.2.3.2. Autres défaillances mécaniques.....	16
1.3. Etudes statistiques.....	17
1.4. Utilisation des différents signaux autres que le courant statorique.....	19
1.4.1. Analyse des signaux vibratoires.....	19
1.4.2. Analyse des flux.....	20
1.4.3. Analyse du couple électromagnétique.....	21
1.5. Signatures fréquentielles extraites à partir des signaux préconditionnés.....	23
1.5.1. Ruptures de barres ou de portions d'anneaux.....	23
1.5.2. Excentricité.....	23
1.5.3. Défauts de roulements	24

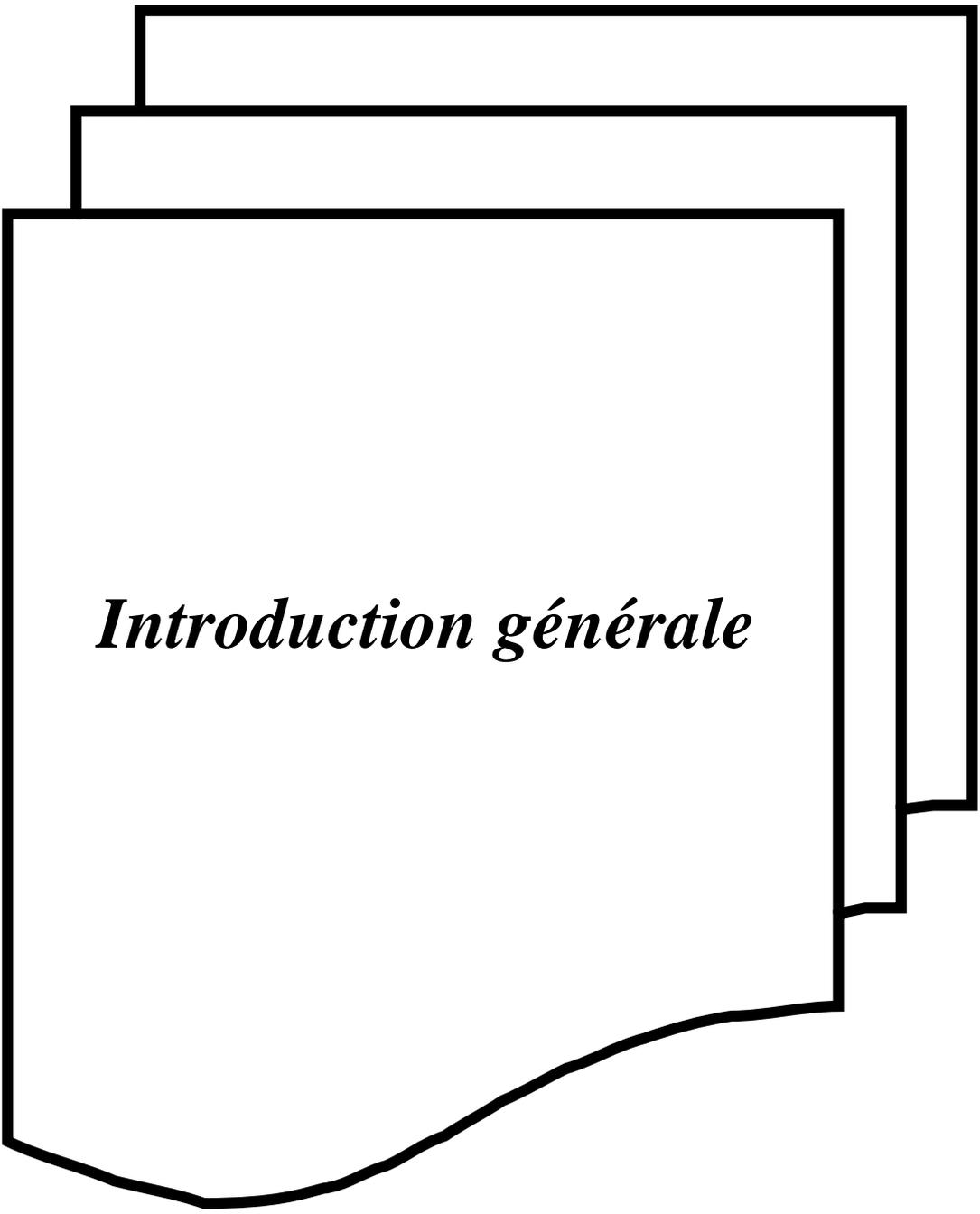
1.5.4. Défauts au niveau du stator.....	25
Conclusion.....	26
Chapitre II : L'estimation spectrale Par les méthodes de décompositions harmoniques	
Introduction.....	28
2.1. Estimateur d'harmoniques.....	28
2.2. Méthode de PRONY.....	29
2.3. Méthode de PISARENKO.....	32
2.4. Détermination de l'ordre.....	34
2.5. Simulation.....	35
2.5.1. Programme de simulation.....	35
2.5.2. Définition du rapport signal sur bruit.....	38
2.5.3. Signaux simules.....	38
2.5.3.1. Signal modèle 1.....	38
2.5.3.2. Signal modèle 2.....	39
2.6. Résultats et interprétations.....	40
2.6.1. Modèle de PRONY.....	40
2.6.1.1. Signal modèle 1.....	40
2.6.1.2. Signal modèle 2.....	42
2.6.2. Méthode de PISARENKO.....	43
2.6.2.1. Signal Modèle 1.....	43
2.6.2.2. Signal Modèle 2.....	45
Conclusion.....	46
Chapitre III : L'estimation spectrale par les méthodes paramétriques basées sur le modèle AR	
Introduction.....	48
3.1. Présentation du modèle AR.....	48
3.2. Récursive de LEVINSON DURBIN.....	49
3.3. Simulation et programme.....	53
3.4. Résultats et Interprétations.....	54
3.4.1. Signal modèle 1.....	54
3.4.2. Signal modèle 2.....	58
Conclusion.....	61

Chapitre IV : les applications des méthodes paramétriques du signal sur les signaux défauts du moteur asynchrone

Introduction.....	63
4.1. Applications des méthodes au cas expérimental.....	64
4.2. Analyse des composantes fréquentielles latérales des cassures de barres.....	65
4.3. Simulation et résultats obtenus.....	65
4.4. Conception du filtre coupe bande (50H)	68
4.5. Conception du filtre est réalisée dans MATLAB (filtre)	68
Conclusion.....	70
Conclusion générale.....	72

Bibliographie

Annexe



Introduction générale

Introduction générale

Dans le milieu industriel, les machines sont de plus en plus sollicitées, vitesse de rotation, durées de fonctionnement et efficacité augmentent. Il s'ensuit une augmentation des dégâts et des pannes qui entraînent des arrêts non programmés. Les coûts d'arrêt de production sont dans ces cas nettement supérieurs aux coûts de réparation et de remise en état. Ainsi la prévention des dégâts des machines a pour chaque entreprise une grande signification économique. Continuité dans la production, maintien de l'outil, respect de l'environnement et succès économiques ne peuvent être garantis dans le temps qu'à l'aide d'une maintenance qui prévient efficacement les dégâts et les pannes, et qui utilise de façon optimale le potentiel des machines. Ces deux conditions ne peuvent être remplies que par la mise en œuvre de la maintenance conditionnelle. L'objectif principal d'une bonne surveillance est de détecter les anomalies de fonctionnement de la machine d'une façon précoce. Pour assurer cette surveillance, on dispose d'informations représentatives (symptômes) des défauts à surveiller. Ces informations sont évidemment celles qui sont accessibles à la mesure: courant électrique, températures, pressions,... etc. La surveillance par l'acquisition du courant de la machine peut se révéler une méthode efficace pour parvenir aux résultats, et parfois à moindre frais. Ce dernier point qui représente l'aspect économique de la surveillance n'est pas négligeable pour un industriel.

Les techniques de traitement du signal spectrales du courant s'avèrent efficaces pour la surveillance et détection des défauts. la transformée de Fourier est certainement l'outil universel dans l'analyse spectrale non paramétrique, cependant elle est confrontée au problème de résolution. On opte pour les méthodes paramétriques du spectre qui offrent des avantages par rapport à la méthode de Fourier. Ce travail de master a pour but de présenter l'apport des méthodes paramétriques pour le diagnostic des défauts, basées sur l'analyse spectrale par les modèles autorégressifs (AR) des signaux du courant statorique du MAS.

Le mémoire est organisé en quatre chapitres : Le premier chapitre présente des généralités sur le moteur asynchrone et les défauts qui l'affectent, Le deuxième chapitre est consacré aux méthodes de décomposition harmoniques, de PISARENKO et de PRONY, alors que les méthodes autorégressives seront développées dans le troisième chapitre. Toutes ces méthodes sont évaluées à l'aide des signaux modèles, Le dernier chapitre présente les résultats issus d'un cas réel de défauts de cassures de barres par l'application des méthodes (AR) et comparées avec l'analyse de Fourier.



Chapitre I :
La machine asynchrone
et ses défauts

1.1. La machine asynchrone

Introduction

Le moteur asynchrone est la machine la plus utilisée dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car il présente de nombreux avantages tels que sa puissance massique, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre, son faible coût, etc....

L'apparition dans les années 1980 des variateurs permettant de faire varier la fréquence de rotation dans une large gamme a grandement favorisé son développement. En effet, il entre dans la conception de nombreux procédés industriels associant des convertisseurs statiques et des machines électriques (traction électrique, laminoirs, levage, pompage, etc....).

Bien que la machine asynchrone ait la réputation d'être robuste, elle peut présenter comme toute autre machine électrique, des défaillances d'ordre électrique ou mécanique.

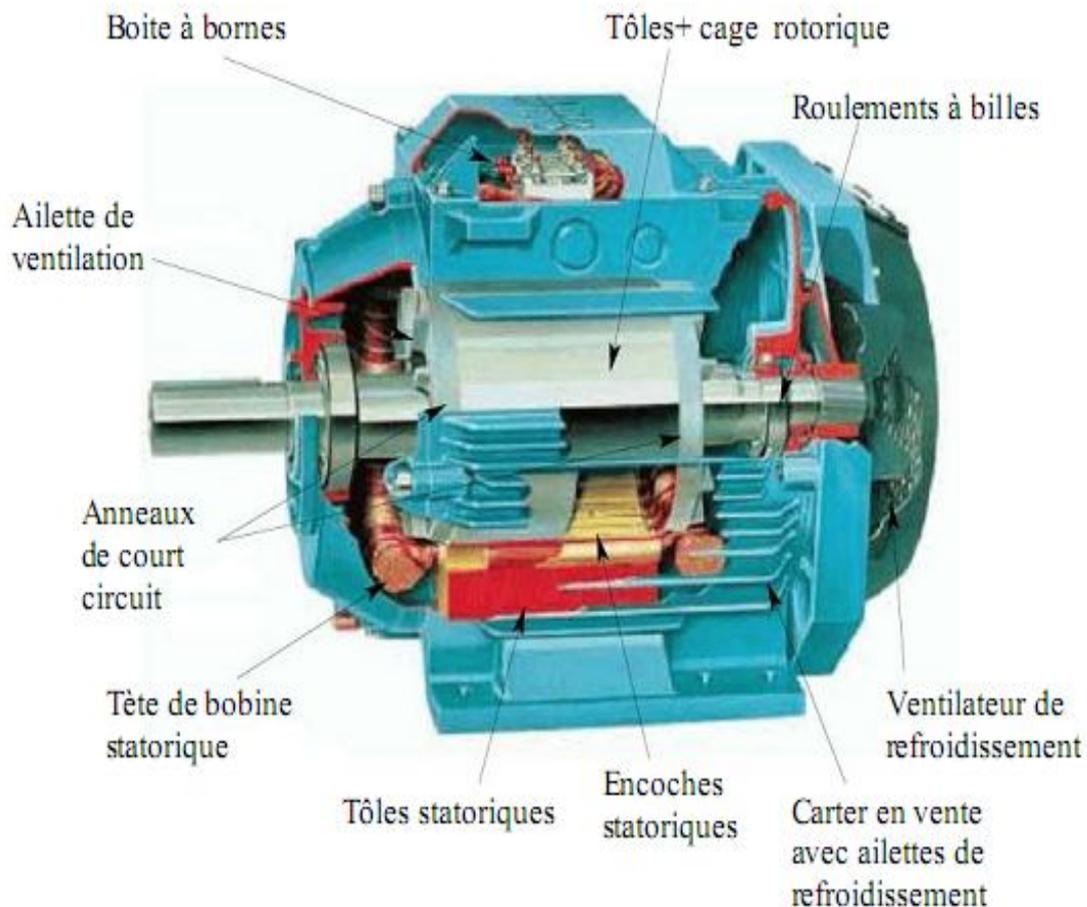
Ainsi, en raison des conséquences importantes et coûteuses que peut engendrer l'apparition d'un défaut sur les processus industriels, le diagnostic des défauts fait l'objet d'un engouement prononcé depuis les deux dernières décennies.

1.1.1. Constitution de la machine asynchrone [6]

Introduction

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieure ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil. Toutefois, nous admettrons que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit. Dans ce travail, nous nous intéressant à la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Les éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil sont illustrés dans la (Fig. I.1).

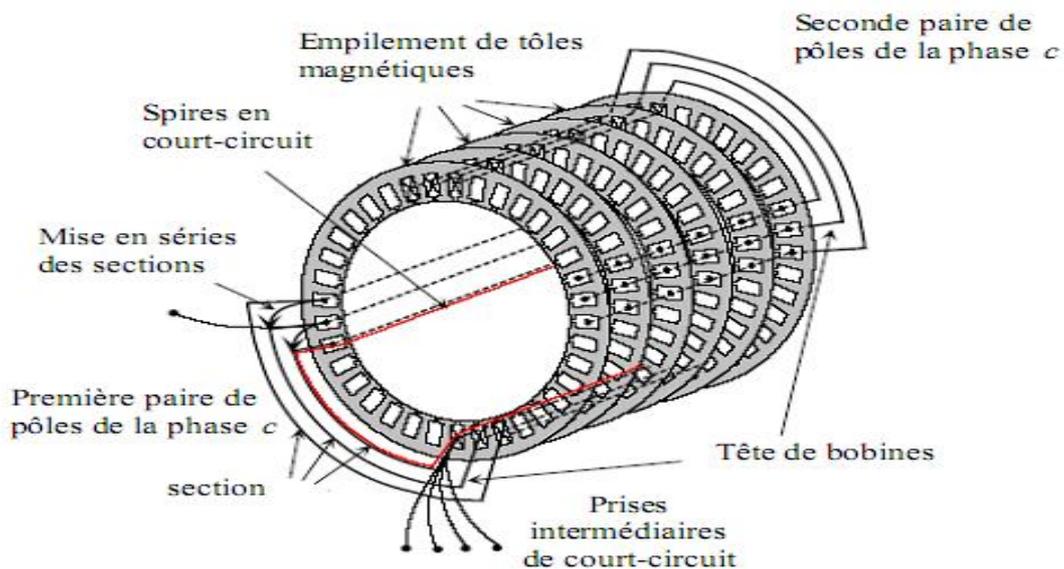


(Fig. I.1) : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

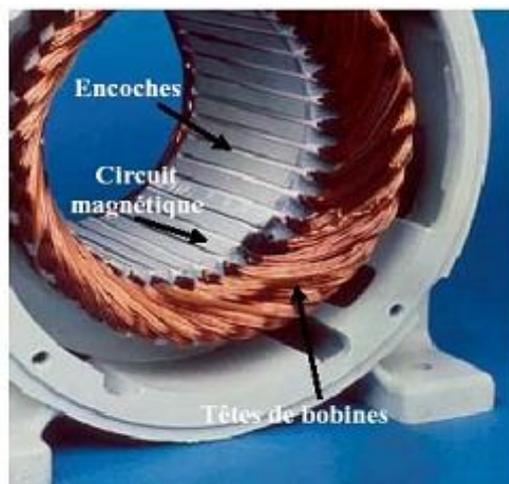
1.1.1.1. Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (Fig. I.2) .Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines.

Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique



(Fig. I.2) : vue schématique en perspective du stator (circuit magnétique, conducteurs d'encoches, tête de bobines). (Enroulement statorique d'une machine à 4 pôles).



(Fig. I.3) : Photo du stator d'une machine asynchrone

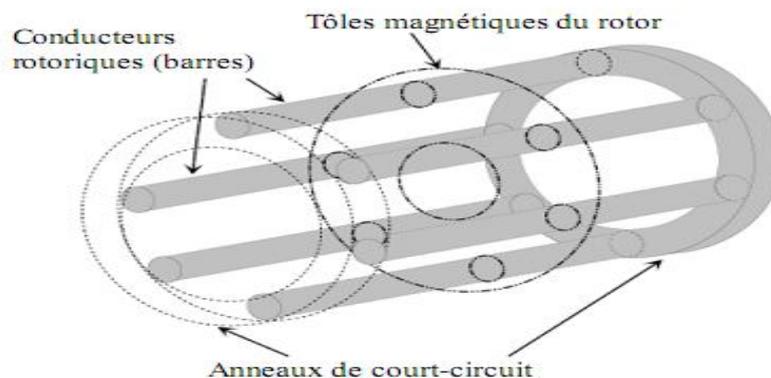
1.1.1.2. Le rotor à cage

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barres rotoriques) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (Fig. I.4). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettés dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre.

Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service.

Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développés deux autres types de cages (rotor à double cage et rotor à encoches profondes).



(Fig. I.4) : vue schématique en perspective du rotor (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit.



(Fig. I.5) : Photo du rotor d'une machine asynchrone

1.1.1.3. Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire).

Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance.

Afin d'assurer la variation de vitesse des moteurs électriques mais aussi la conversion de l'énergie, de nombreuses machines se voient associer un convertisseur. Ainsi, de nos jours, on trouve dans un grand nombre de procédés industriels, des associations entre des convertisseurs statiques et des machines électriques (pompage, levage,...). Cela permet de fournir aux moteurs des tensions et des courants de fréquence variable servant à commander la machine en couple ou en vitesse.

1.2. Présentation des différentes défaillances du moteur asynchrone à cage d'écureuil [5]

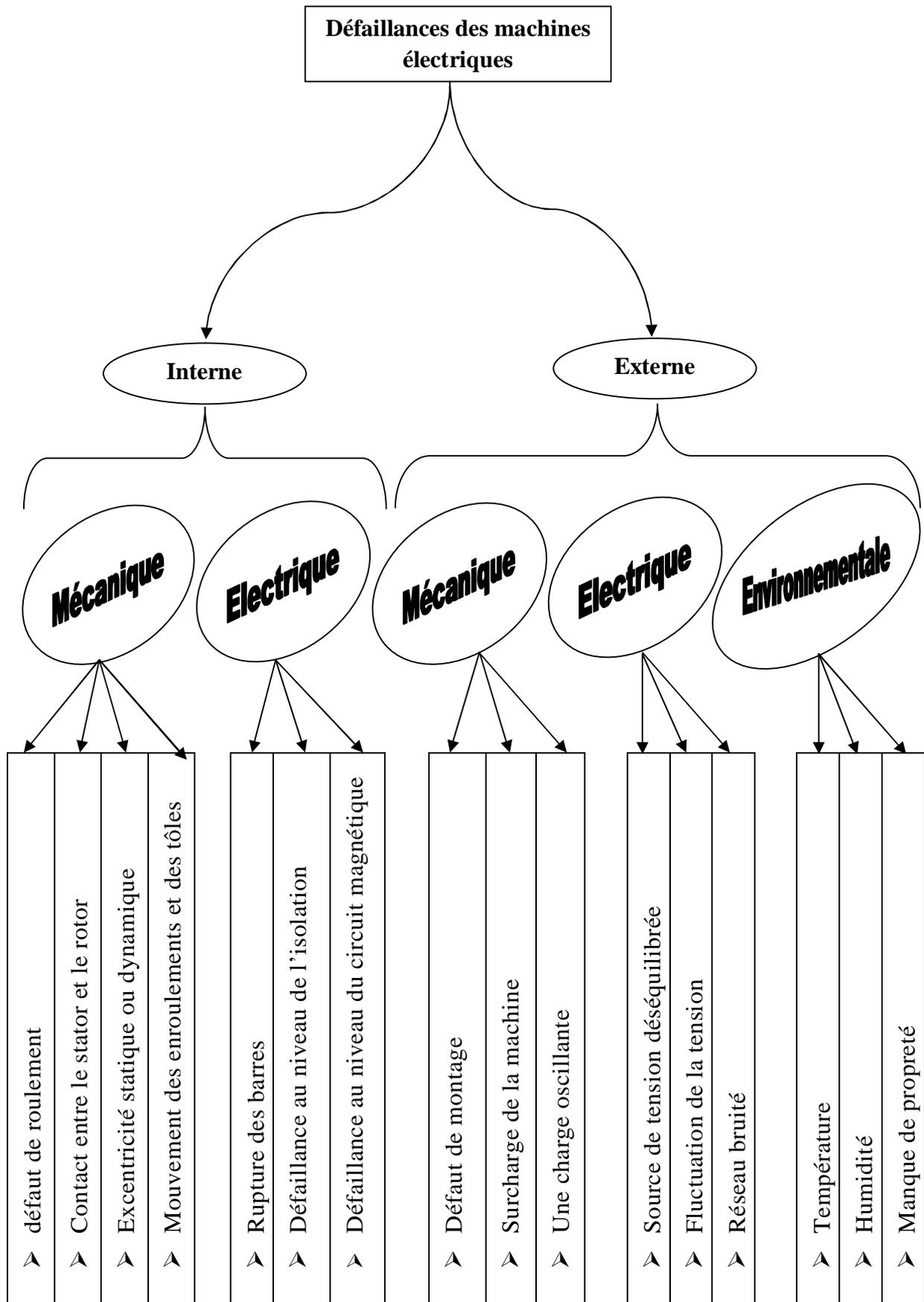
Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent se classer en trois groupes :

- 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.

Les machines électriques et les systèmes d'entraînement sont soumis à de nombreux types de défauts. Ces derniers peuvent être classés selon leurs causes en deux grandes familles (Fig. I.6) les défauts à causes internes et les défauts à causes externes.

Les défauts externes sont provoqués par les tensions d'alimentation, la charge mécanique ainsi que par l'environnement d'utilisation de la machine. Les défauts internes sont causés par les constituants de la machine (circuits magnétiques, bobinages du stator et du rotor, entrefer mécanique, cage rotorique, . . .).

A titre d'exemple, nous pouvons citer d'une manière non exhaustive les défauts suivants :



(Fig. I.6) : Classification des défauts selon leurs origines

Les défaillances des machines asynchrones sont : **Internes** et **externe**

a- Interne :

a.1- Mécanique :

- défaut de roulement
- Contact entre le stator et le rotor
- Excentricité statique ou dynamique
- Mouvement des enroulements et des tôles

a.1- Electrique :

- Rupture des barres
- Défaillance au niveau de l'isolation
- Défaillance au niveau du circuit magnétique

b- Externe :

b.1- Mécanique :

- Défaut de montage
- Surcharge de la machine
- Une charge oscillante

b.2- Electrique :

- Source de tension déséquilibrée
- Fluctuation de la tension
- Réseau bruité

b.3- Environnementale :

- Température
- Humidité
- Manque de propreté

1.2.1. Défaillances au rotor [2]

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

- thermique (surcharge,...)
- électromagnétique (force en $B^2(t)$,...)
- 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 :

- Rupture de barres
- Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit
- Excentricité statique et dynamique

1.2.1.1. Ruptures de barres

La cassure ou rupture de barre est 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, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine.

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.

1.2.1.2. 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.

1.2.1.3. 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, (Tab. I.7)).

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 roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage).

Trois cas d'excentricité sont généralement distingués :

- 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

On peut représenter l'excentricité statique et dynamique de la manière suivante :



Excentricité statique



Excentricité dynamique

(Plusieurs positions du rotor au cours de la rotation)

(Fig. I.7) : Modélisation schématique de l'excentricité statique et dynamique

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, ce qui 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.

1.2.2. Défaillances au stator [4]

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

- 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 :

- défaut d'isolant
- court-circuit entre spires
- court-circuit entre phases
- court-circuit phase/bâti
- déséquilibre d'alimentation
- défaut de circuit magnétique

1.2.2.1. 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, de tension et 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.

Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- dégradation de l'isolant à la fabrication.
- tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- 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.

- vibrations mécaniques.
- vieillissement 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.

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

1.2.2.3. 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.

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.

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. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases.

1.2.2.4. 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.

1.2.2.5. 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.

1.2.3. Défaillances mécaniques

1.2.3.1. Défauts de 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, l'auteur présente 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 défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure du roulement et plus précisément une dégradation des billes, ou de la bande de roulement. Ses causes possibles sont :

- 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 :
- 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

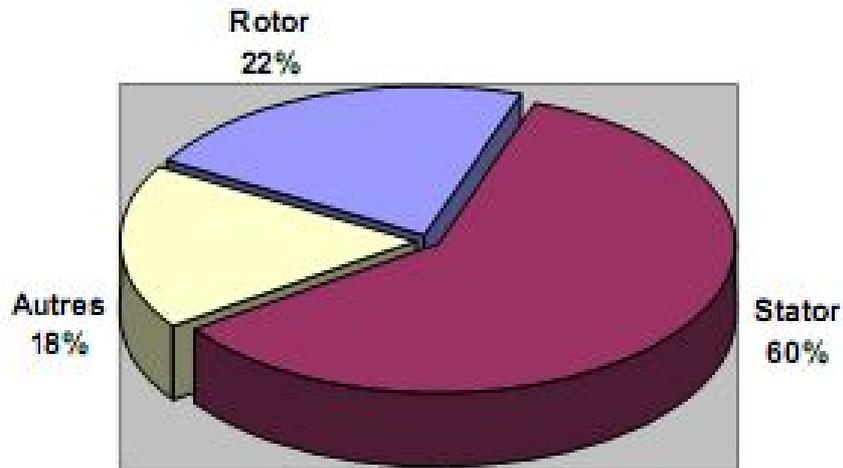
Sur le système, ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, ne apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinale de la machine. Dans le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

1.2.3.2. 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.

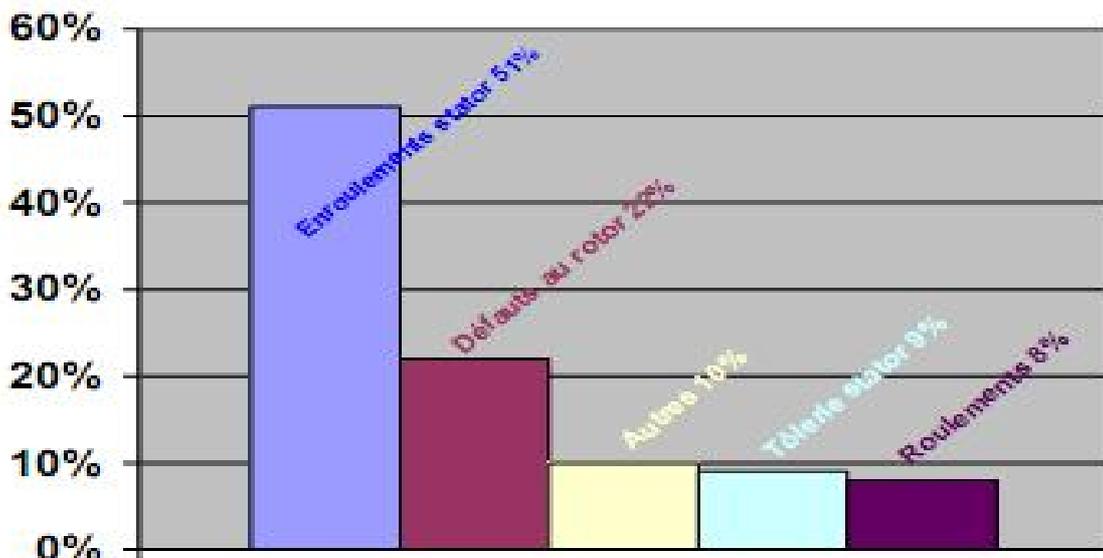
1.3. Etudes statistiques [1]

Une étude statistique, effectuée 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) a donné les résultats suivants (Fig. I.8):



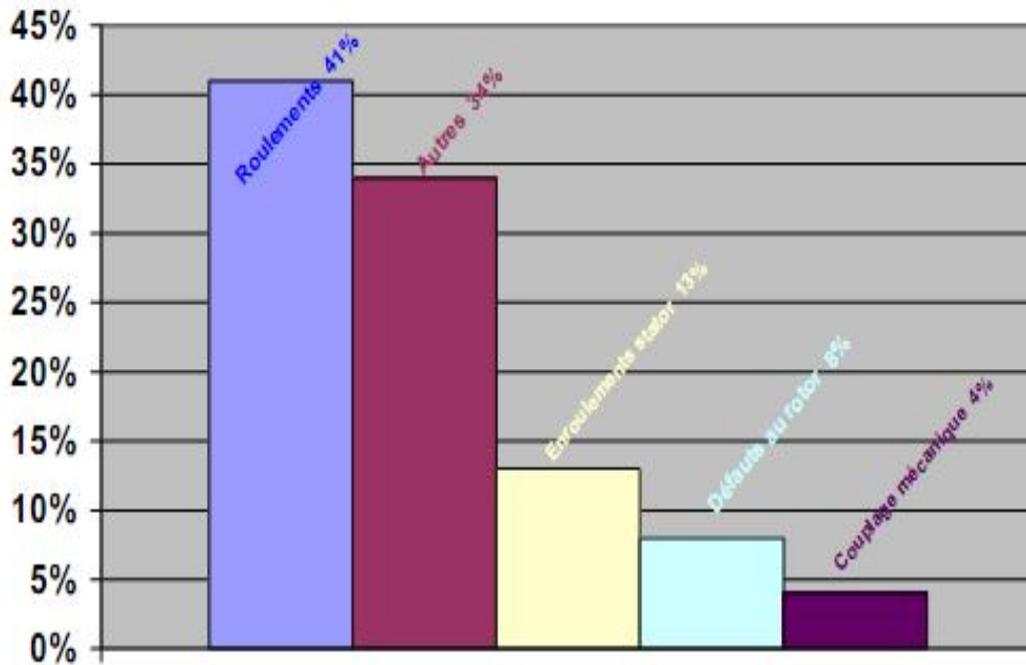
(Fig. I.8) : Proportion des défauts

D'autre part, les mêmes études montrent qu'entre 1973 et 1988, les pannes au stator sont passées de 78% à 60% et au rotor de 12% à 22%. Ces variations sont dues à l'amélioration des isolants sur cette période. La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est la suivante :



(Fig. I.9) : Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances

Une autre étude statistique faite sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) donne les résultats suivants :



(Fig. I.10) : Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances

Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements. Celles-ci exigent une maintenance mécanique accrue.

1.4. Utilisation des différents signaux autres que le courant statorique [3]

1.4.1. Analyse des signaux vibratoires

L'analyse des défaillances des moteurs électriques par les signaux vibratoires et acoustiques permet une détection de quasiment tous les défauts, notamment ceux mécaniques, pouvant se produire sur le processus. Cette analyse peut être réalisée à partir de capteurs, généralement des accéléromètres, placés sur les paliers dans les directions verticales, axiales et radiales. permettent de construire le tableau (Tab. I.1) résumant les caractéristiques de l'analyse vibratoire des défauts.

Types de défaut	Signatures (analyse vibratoire)	Commentaires
Ruptures des barres Ruptures de portions d'anneaux	$f_r \pm 2 \cdot g \cdot f_s$ (g : le glissement)	Les vibrations axiales augmentent avec le nombre de barres cassées
Excentricité Statique Dynamique	Excentricité statique : $2 \cdot f_s$ ou des composants à $N_r \cdot f_r \pm f_s$ Excentricité dynamique: $f_r \pm 2 \cdot g \cdot f_s$ ou f_r	L'excentricité dynamique est fonction du temps et de l'espace L'excentricité statique est fonction de l'espace seulement
désalignement	f_r et $2 \cdot f_r$ principalement	Vibration plus importantes dans la direction axiale
Déséquilibre mécanique	f_r	Au niveau de la charge notamment Vibration plus importantes dans la direction axiale
Défaillances des paliers	$n \cdot f_e$ et $n \cdot f_i$ $f_i \pm n \cdot f_r$ avec : n un nombre entier : 1,2,...	Bagues externes Bagues internes Ces composantes fréquentielles sont modulées par la vitesse

(Tab. I.1) : Analyses vibratoires, signatures fréquentielles

Cependant, ces analyses vibratoires comportent certains inconvénients :

- problème d'accessibilité,
- difficultés rencontrées dans les connexions mécaniques des accéléromètres pour effectuer les mesures nécessaires au voisinage direct du défaut.

De plus, le coût de ces capteurs reste relativement élevé par rapport aux autres capteurs tels que les capteurs de vitesse ou de courant.

Pour s'affranchir de ces problèmes, les recherches focalisent leurs efforts pour détecter et localiser les défauts par l'analyse d'autres signaux.

Dans la section suivante, les études concernant l'analyse du spectre du flux dans l'entrefer, du flux axial et même du flux de fuite des têtes de bobines sont présentées.

1.4.2. Analyse des flux

Tout déséquilibre quel qu'il soit, magnétique, mécanique, électrique ou bien encore électromagnétique, situé au rotor ou au stator, peut affecter la conversion électromécanique et la répartition de champ dans et hors de la machine. Des études ont donc été menées pour extraire de la mesure des flux d'entrefer, axial ou de fuite des signatures caractéristiques de certains défauts. Pour cela, des bobines exploratrices sont placées à l'extérieur de la machine, parallèlement et perpendiculairement à l'axe du rotor.

Dans, l'auteur met en évidence les composantes fréquentielles du flux de fuite dans l'axe du rotor, qui permettent de détecter et d'identifier des courts-circuits dans les enroulements statoriques.

Il en déduit les fréquences caractéristiques suivantes :

$$k \cdot f_s \pm n \cdot f_r \dots \dots \dots \text{(Equ. I.1)}$$

Avec n et k des nombres entiers et k impair

Ces composantes présentent dans le spectre du flux pour une machine saine, vont augmenter avec l'apparition d'un défaut.

Certaines composantes du flux axial permettent de détecter d'éventuels défauts liés aux barres rotoriques et aux paliers (roulements). Les composantes à prendre en compte pour les barres sont définies dans le tableau (Tab. I.1) .En ce qui concerne les paliers, les auteurs se focalisent sur les raies situées dans la plage de fréquence 600 Hz à 900 Hz pour une alimentation 50 Hz.

f_s	$(5-4g) \cdot f_s$
$(2g-1) \cdot f_s$	$(6g-5) \cdot f_s$
$(3-2g) \cdot f_s$	$(7-6g) \cdot f_s$
$(4g-3) \cdot f_s$	$(8g-7) \cdot f_s$

(Tab. I.2) : Fréquences caractéristiques du flux axial

1.4.3. Analyse du couple électromagnétique

Certains défauts mécaniques peuvent être détectés par la recherche d'harmoniques dans le spectre du couple électromagnétique mesuré, résultant d'une interaction entre le flux et le courant. Ce couple peut être reconstruit, soit à partir de deux des trois courants statoriques, soit en utilisant un modèle physique de la machine.

L'utilisation de ce signal peut s'avérer un bon choix pour la détection des défauts de charge. En effet, les variations du couple de charge vont induire des variations du flux et du courant dans la machine. De même la torsion de l'arbre, entraîne l'apparition d'harmoniques dans le spectre du couple.

Les oscillations de couple, provoquées par certains défauts rotoriques, peuvent servir à détecter ceux-ci. Le montrer par une analyse théorique et des essais, comment le spectre du couple se trouve modifié lorsqu'un des deux anneaux d'une cage est cassé.

L'analyse le couple électromagnétique d'une machine asynchrone présentant des portions d'anneaux cassées. Dans le tableau (Tab. I.3) sont présentés les résultats obtenus concernant les variations des harmoniques du couple en présence de défaut pour une alimentation 50 Hz.

50 Hz	100 Hz	200 Hz	300 Hz	700 Hz	800 Hz
					

(Tab. I.3) : Evolution des différents harmoniques du couple en présence de ruptures d'anneaux

A partir d'un modèle de la machine, procède à l'estimation des composantes du flux rotorique dans un repère 'd-q' lié au stator dans le but d'observer le couple électromagnétique C_{em} . Il constate qu'une dissymétrie électrique du rotor fait apparaître des harmoniques de dents rotoriques, ce qui modifie le champ d'entrefer. Le problème peut alors être détecté en analysant les fréquences d'encoches présentent dans le spectre du couple estimé C_{em} :

$$f_{sb} = f_s \left[\frac{Nr \cdot (1-g)}{p} \pm n \right] \pm 2 \cdot g \cdot f_s \dots \dots \dots \text{(Equ. I.2)}$$

Avec :

- f_{sb} : Fréquence d'encoche au rotor
- Nr : Nombre d'encoches au rotor
- f_s : Fréquence d'alimentation (fréquence des courants statoriques)
- $n=1, 2, 3, 4, \dots$
- g : Le glissement

Pour une alimentation à 50 Hz, porte l'attention sur la variation d'amplitude des raies à 600 et 900Hz en présence de barres cassées et des deux premiers harmoniques du couple qui augmentent en présence d'excentricité.

Utilise le modèle triphasé pour estimer le flux statorique, ce qui permet d'estimer le couple utile C_u . Or, en présence d'excentricité, le spectre du couple C_u présente des informations aux fréquences :

$$f_{Cu} = n \cdot \left(1 - \frac{1+g}{p} \right) \cdot f_s \dots \dots \dots \text{(Equ. I.3)}$$

De même que le spectre du courant présente des raies aux fréquences :

$$f_{exc} = \left(1 \pm n \cdot \frac{1-g}{p} \right) \cdot f_s \dots \dots \dots \text{(Equ. I.4)}$$

Comme nous venons de le voir, les signaux évoqués précédemment permettent de détecter un grand nombre de défauts sur la machine. Cependant, ces signaux nécessitent la mise en place d'un grand nombre de capteurs (flux, couple mètre, accéléromètres, transducteurs,...) souvent onéreux, sensibles et délicats à placer dans des environnements contraignants.

Dans, l'auteur présente l'efficacité et le potentiel de l'analyse des courants du stator pour détecter les défauts (déséquilibre de phase, court-circuit de spires, ruptures de barres rotoriques, excentricité d'entrefer, etc.). En effet, il compare le spectre du courant d'alimentation du moteur avec celui du signal vibratoire. Il en déduit, bien que les spectres ne soient pas totalement identiques, que les informations présentent dans le courant

correspondent à celles contenues dans les vibrations avec en plus les informations propres aux phénomènes électriques (glissement,...).

Cette approche de surveillance des entraînements électriques a été largement utilisée depuis ces dix dernières années; elle est connue sous le nom de MCSA (Motor Current Signature Analysis).

L'avantage, comparé aux signaux précédents, est que les capteurs de courants sont désormais présents dans tous les systèmes de commande des entraînements électriques et offrent donc, un accès aisé à la mesure sans une implémentation (de capteur) supplémentaire.

1.5. Signatures fréquentielles extraites à partir des signaux préconditionnés

1.5.1. Ruptures de barres ou de portions d'anneaux

La rupture de barres d'une machine asynchrone est un des défauts le plus couramment étudié en laboratoire en raison à sa simplicité de réalisation mais non nécessairement le plus probable. Ce défaut induit des modifications dans les courants du stator et entraîne donc l'apparition d'harmoniques caractéristiques dans le spectre de ce signal.

En effet, lors de l'apparition d'une rupture de barre, des harmoniques de flux sont produits et induisent des harmoniques de courant dans l'enroulement statorique aux fréquences :

$$f_b = f_s(1 \pm 2 \cdot g) \dots\dots\dots \text{(Equ. I.5)}$$

De plus les amplitudes des raies dans ces bandes latérales du fondamental augmentent avec le nombre de barres défailantes.

1.5.2. Excentricité

La variation de la longueur de l'entrefer entraîne des variations dans la densité du flux d'entrefer. Les enroulements statoriques sont électriquement modifiés, ce qui entraîne des effets dans le spectre des courants.

L'identification du type d'excentricité est possible, par la visualisation dans ce spectre, des composantes fréquentielles suivantes :

Pour l'excentricité statique :

$$f_{exc} = f_s \cdot \left[1 \pm \frac{n \cdot N_r (1-g)}{p} \right] \dots\dots\dots \text{(Equ. I.6)}$$

Pour l'excentricité dynamique :

$$f_{exc} = f_s \cdot [1 \pm 2 \cdot n(1 - g)] \dots \dots \dots \text{(Equ. I.7)}$$

Pour le désalignement :

$$f_{exc} = f_s \cdot \left[1 \pm \frac{n \cdot (1-g)}{p} \right] \dots \dots \dots \text{(Equ. I.8)}$$

L'origine du désalignement est introduite dans le paragraphe suivant.

1.5.3. Défauts de roulements

A l'interface entre le rotor et le stator, le roulement à billes (ou palier) présente un vieillissement plus ou moins rapide. Classiquement, ce défaut est diagnostiqué à partir du spectre d'une mesure acoustique ou vibratoire.

En partant du principe que l'entrefer n'est plus constant lors d'une défaillance des roulements, montre que cette information est aussi présente dans le spectre du courant. Dans cet article, l'expression analytique des fréquences liées aux défauts du roulement en fonction de ses paramètres mécaniques (diamètre de bille DB, diamètre primitif du palier DP) est explicitée et vérifiée par des essais. Les raies se trouvent à des fréquences différentes de celles dues à des défauts tels que les harmoniques d'encoches ou d'excentricité dynamique ou statique.

Ces fréquences sont déduites des dimensions des paliers et des roulements à billes (DP et DB).

Les composantes fréquentielles spécifiques aux vibrations des paliers notées f_{pal} sont définies par la relation (Equ. I.9).

$$f_{pal} = f_s \pm n \cdot f_{i,e} \dots \dots \dots \text{(Equ. I.9)}$$

$n = 1, 2, 3 \dots$ "i, e" : interne, externe (bagues)

Les fréquences des bagues internes et externes de roulement sont définies respectivement par les expressions (Equ. I.10) et (Equ. I.11) en fonction du nombre de billes noté n_b

$$f_e = \frac{n_b}{2} \cdot f_r \cdot \left[1 - \frac{DB}{DP} \cdot \cos \beta \right] \dots \dots \dots \text{(Equ. I.10)}$$

$$f_i = \frac{n_b}{2} \cdot f_r \cdot \left[1 + \frac{DB}{DP} \cdot \cos \beta \right] \dots \dots \dots \text{(Equ. I.11)}$$

Où :

$$\left\{ \begin{array}{l} f_r : \text{La fréquence de rotation du rotor} \\ \beta : \text{L'angle de contact.} \end{array} \right.$$

Cependant, ces informations sont fonction des données du constructeur. On peut toutefois approcher les expressions de f_e et f_i pour un nombre faible de billes dans les roulements par :

$$f_e = 0.4 \cdot n_b \cdot f_r \dots \dots \dots \text{(Equ. I.12)}$$

$$f_i = 0.6 \cdot n_b \cdot f_r \dots \dots \dots \text{(Equ. I.13)}$$

1.5.4. Défauts au niveau du stator

Le stator est soumis à des contraintes électriques et mécaniques. La mise en court-circuit d'une ou plusieurs spires de son bobinage, le déséquilibre ou l'ouverture d'une des phases d'alimentation. Dans l'auteur présente ces deux types de défauts ainsi que leurs conséquences dans le spectre du courant. En effet, l'harmonique de rang 3 et celui lié au passage des encoches rotoriques sont significativement augmentés lors d'une rupture de l'isolant des spires statoriques.

Conclusion

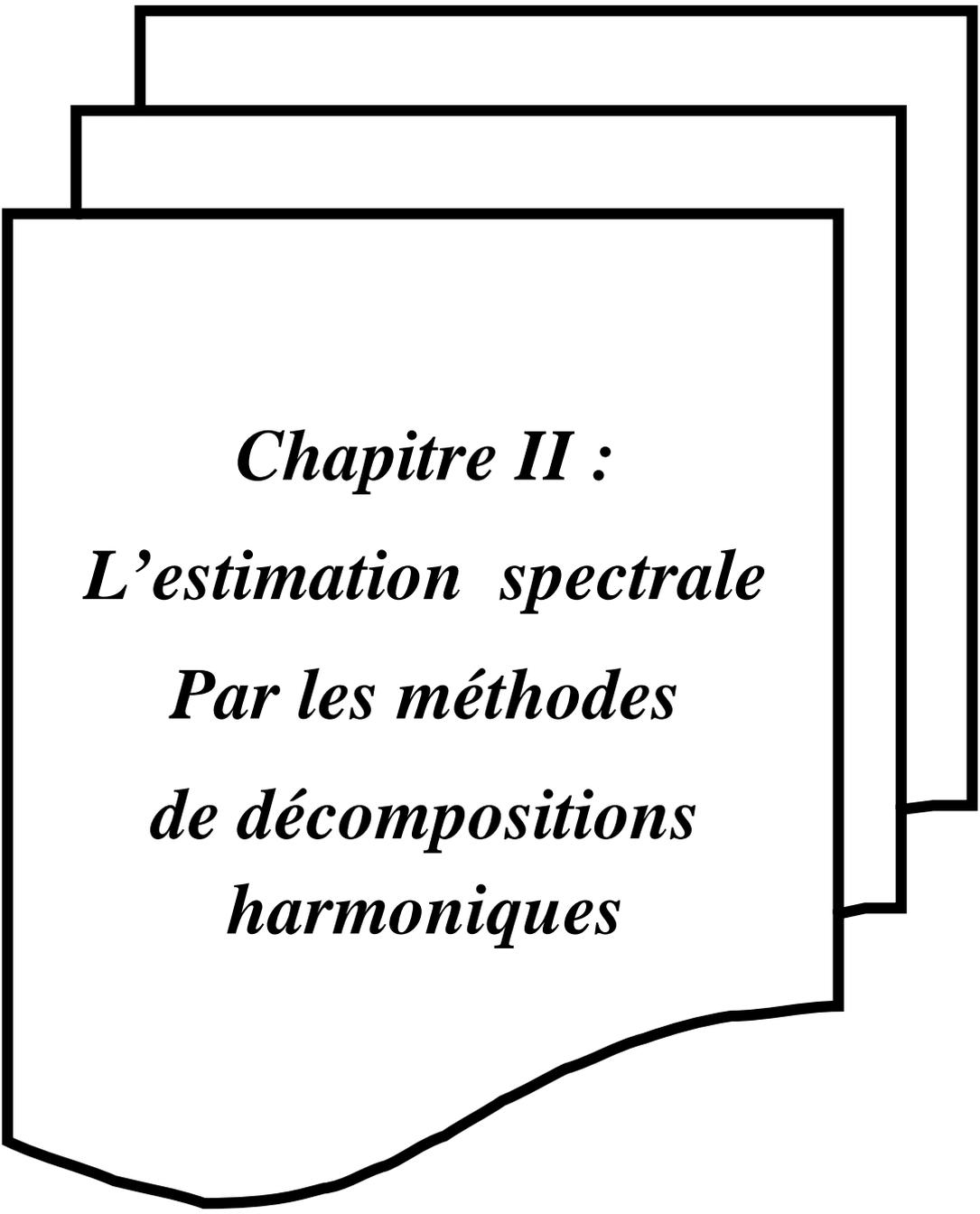
Ce chapitre présente une liste non exhaustive des différentes défaillances pouvant se produire sur un ensemble convertisseur – machine asynchrone.

Dans un premier temps, après avoir rappelé succinctement la constitution du moteur asynchrone et de son alimentation, nous nous sommes intéressés à répertorier les principales défaillances se produisant sur les différentes parties de la machine ainsi que les causes et les conséquences de leur apparition.

Les défauts étudiés par la suite sur la machine sont :

- Ruptures de barres ou de portions d'anneaux
- Court-circuit entre spires
- Court-circuit entre phases
- Défauts roulements

Ensuite, nous avons répertorié une partie des défaillances possibles, leur cause et leur conséquence. et nous présentons l'étude statistique entre Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances et Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances et nous utilisons des différents signaux autres que le courant statorique (Analyse des signaux vibratoires ,Analyse des signaux vibratoires, le flux et le couple électromagnétique).et nous présentons les signatures fréquentielles extraites à partir des signaux pré conditionnés (des ruptures de barres ou de portions d'anneaux, excentricité, défauts de roulements et défauts au niveau du stator.



Chapitre II :
L'estimation spectrale
Par les méthodes
de décompositions
harmoniques

Introduction

Certains signaux rencontrés sur des processus industriels ne peuvent pas être analysés avec les outils classiques de traitement du signal soit, parce que la transformée de Fourier s'avère être inadaptée, soit parce que les hypothèses de stationnarité et d'ergodicité ne sont pas valables. Pour ces raisons, des méthodes particulières ont fait l'objet de développements spécifiques pour résoudre les problèmes des machines tournantes.

Ce chapitre présente les principales techniques de décomposition harmoniques:

Les méthodes de PRONY et de PISARENKO.

2.1. Estimateur d'harmoniques [8]

De nombreux processus physiques engendrent des signaux harmoniques. Un signal harmonique est une somme de sinusoides dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale. A titre d'exemples, on peut citer trois problèmes, non exhaustifs, pour lesquels la connaissance des paramètres caractérisant

- les signaux harmoniques est très utile :
- Le premier est la détection de défauts dans un processus industriel vue à travers certains signaux. Ainsi, par exemple, le suivi de l'évolution des caractéristiques des courants (amplitudes, fréquences) issus d'une machine tournante permet de détecter l'apparition de défauts, lorsque ceux-ci se traduisent par la modification de composantes harmoniques.
- Le deuxième est la classification de signaux en différentes classes. Une classe se caractérise par les paramètres de modélisation des signaux harmoniques qui doivent être estimés. On trouve des applications importantes dans la classification de signaux de parole et de musique.
- Dans le contrôle de certains processus physiques, l'estimateur de signaux harmoniques, qui peut être inséré dans une boucle de régulation permet d'adapter les gains de commande à certains paramètres des composantes harmoniques.

En présence des signaux composés d'une somme de fonctions sinusoidales pures ou de fonctions exponentielles modulées par des fonctions trigonométriques, il est particulièrement intéressant d'identifier chacune des composantes. Les méthodes de modélisation de PRONY et de PISARENKO répondent précisément à ses objectifs et sont des auxiliaires précieux dans le domaine de la mécanique en analyse modale expérimentale pour l'étude des vibrations.

2.2. Méthode de PRONY [7], [8], [9]

Cette méthode, remontant à 1795, connaît un regain d'intérêt d'une part grâce à l'évolution des moyens de calculs et d'autre part grâce à ses capacités à résoudre des problèmes dans les domaines où les méthodes classiques sont inefficaces. Dans cette méthode, le signal $x(n)$ est supposé être constitué d'une somme de P exponentielles amorties. L'hypothèse de départ s'écrit donc:

$$\hat{x}(n) = \sum_{k=1}^p b_k Z_k^n \dots\dots\dots \text{(Equ. II.1)}$$

Dans ce modèle, les exponentielles $\{Z_k\}$ (notées pôles du modèle) sont porteuses de quatre types d'informations familières en traitement du signal et en modélisation de systèmes :

$$Z_k = e^{(\alpha_k + j2\pi f_k)\Delta t} \dots\dots\dots \text{(Equ. II.2)}$$

$$b_k = A_k e^{j\theta_k} \dots\dots\dots \text{(Equ. II.3)}$$

Avec :

- A_k : L'amplitude
- θ_k : La phase en radians.
- α_k : Le facteur d'amortissement.
- f_k : La fréquence d'oscillation en Hz.
- Δt : représente le pas d'échantillonnage en seconde

On peut alors exprimer le polynôme :

$$\Psi(Z) = \prod_{k=1}^p (Z - Z_k) = \sum_{i=0}^{pn} a_i Z^{p-i} \quad \text{avec} \quad a_0 = 1 \dots\dots\dots \text{(Equ. II.4)}$$

D'après l'hypothèse de départ sur $x(n)$ on a :

$$\hat{x}_{n-i} = \sum_{l=1}^p b_l Z_l^{n-i} ; 0 \leq n - i \leq N - 1 \dots\dots\dots \text{(Equ. II.5)}$$

En multipliant cette équation par a_i et en effectuant une sommation sur m , il vient :

$$\sum_{i=0}^p a_i \hat{x}(n - i) = \sum_{l=1}^p b_l \sum_{m=0}^p a_m Z_l^{n-m} \quad \text{pour} \quad p \leq n \leq N - l \dots\dots \text{(Equ. II.6)}$$

Ou encore:

$$\sum_{i=0}^p a_i \hat{x}_{n-i} = \sum_{l=1}^p b_l Z_l^{n-p} \sum_{i=0}^p a_i Z_l^{p-i} \dots\dots\dots \text{(Equ. II.7)}$$

Or $\sum_{i=0}^p a_i Z_l^{p-i} = 0$ par définition des coefficients a_i du polynôme $\Psi(Z)$ dont les racines sont les Z_l , d'où :

$$\sum_{i=0}^p a_i \hat{x}_{n-i} = 0 \dots\dots\dots \text{(Equ. II.8)}$$

D'où:

$$\hat{x}_n = - \sum_{i=0}^p a_i \hat{x}_{n-i} \dots\dots\dots \text{(Equ. II.9)}$$

Les coefficients a_i peuvent donc être obtenus par la résolution du système linéaire de dimension N suivant :

$$\begin{bmatrix} x(N+1) \\ \cdot \\ \cdot \\ x(2N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(N) \dots \dots \dots x(1) \\ x(N+1) \dots x(2) \\ \cdot \\ x(2N) \dots x(N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ a_N \end{bmatrix} \dots\dots\dots \text{(Equ. II.10)}$$

A partir des N coefficients a_i il est possible de former le polynôme :

$$\Psi(Z) = \sum_{i=0}^p a_i \quad \text{avec} \quad a_0 = 1 \dots\dots\dots \text{(Equ. II.11)}$$

Et d'en extraire les p racines complexes. Les modules de ces racines donnent alors les affaiblissements α_m tandis que les phases donnent les fréquences f_m . Une fois qu'on a déterminé à partir du polynôme (Equ. II.4) les Z_i , l'équation (Equ. II.1) peut s'exprimer sous la forme d'un système d'équations linéaires dont les inconnues sont les paramètres b_i

$$\Phi B = \hat{x} \dots\dots\dots \text{(Equ. II.12)}$$

Avec

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdot & 1 \\ Z_1 & Z_2 & \cdot & Z_p \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ Z_1^{N-1} & Z_2^{N-2} & \cdot & Z_p^{N-p} \end{bmatrix} \dots\dots\dots \text{(Equ. II.13)}$$

L'estimation spectrale par les méthodes de décompositions harmoniques

$$B = [b_1 \quad b_2 \quad b_3 \quad \dots \quad b_p]^T \dots\dots\dots \text{(Equ. II.14)}$$

$$\hat{x} = [\hat{x}_0 \quad \hat{x}_1 \quad \hat{x}_2 \quad \dots \quad \hat{x}_{N-1}] \dots\dots\dots \text{(Equ. II.15)}$$

La matrice Φ est une matrice Vander Mande. La minimisation de $\sum(x - \hat{x})^2$ par les moindres carrés donne la solution suivante:

$$B = [\Phi^H \Phi]^{-1} \Phi^H X \dots\dots\dots \text{(Equ. II.16)}$$

Pour calculer $\Phi \Phi^H$, on a:

$$V_{ij} = \frac{(z_i^* z_j)^{N-1}}{z_i z_j - 1} \dots\dots\dots \text{(Equ. II.17)}$$

D'où:

$$\Phi^H \Phi = \begin{bmatrix} V_{11} & V_{12} & \dots & \dots & V_{1p} \\ V_{21} & V_{22} & \dots & \dots & V_{2p} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ V_{p1} & V_{p2} & \dots & \dots & V_{pp} \end{bmatrix} \dots\dots\dots \text{(Equ. II.18)}$$

Après avoir déterminé Z_i et b_i , on peut calculer l'amplitude A_i , la phase θ_k , le facteur d'amortissement α_k et la fréquence f_i :

$$A_i = |b_i| \dots\dots\dots \text{(Equ. II.19)}$$

$$\theta_i = \text{tg}^{-1} \left[\frac{\text{Im}(b_i)}{\text{Re}(b_i)} \right] \dots\dots\dots \text{(Equ. II.20)}$$

$$\alpha_i = \ln|Z_i| / \Delta t \dots\dots\dots \text{(Equ. II.21)}$$

$$f_i = \frac{\text{tg}^{-1} \left[\frac{\text{Im}(Z_i)}{\text{Re}(Z_i)} \right]}{2\pi \Delta t} \dots\dots\dots \text{(Equ. II.22)}$$

Alors la fonction d'approximation devient:

$$\hat{X}(n) = \sum_{m=1}^P A_m \exp(m\alpha_m \Delta t) \exp[j(2\pi f_m m \Delta t + \theta_m)] \dots\dots\dots \text{(Equ. II.23)}$$

Finalemment, on obtient d'après la transformée de Fourier $X(f)$ de (n) , la densité spectrale de puissance de PRONY:

$$\hat{S}_{prony}(f) = |\hat{X}(f)|^2 \dots\dots\dots (\text{Equ. II.24})$$

$$\hat{X}(f) = \sum_{m=1}^p A_m \exp(j\theta_m) \frac{2\alpha_m}{\alpha_m^2 + [2\pi(f-f_m)]^2} \dots\dots\dots (\text{Equ. II.25})$$

2.3. Méthode de PISARENKO [7], [8]

Dans cette méthode, on suppose que le signal $x(n)$ est constitué d'une somme de N sinusoides $s(n)$ et d'un bruit blanc additif $e(n)$:

$$x(n) = s(n) + e(n) \dots\dots\dots (\text{Equ. II.26})$$

Sachant que toute sinusoides pure $\sin(nw)$ peut s'écrire sous la forme:

$$\sin(nw) = 2 \cos w \cdot \sin(n-1)w - \sin(n-2)w.$$

Alors il est possible d'écrire:

$$s(n) = - \sum_{m=1}^{2N} a_m s(n-m) \dots\dots\dots (\text{Equ. II.27})$$

D'où :

$$x(n) = - \sum_{m=1}^{2N} a_m s(n-m) + e(n) \dots\dots\dots (\text{Equ. II.28})$$

En remplaçant $s(n-m)$ par $(n-m) - e(n-m)$, il vient :

$$\sum_{m=0}^{2N} a_m x(n-m) = \sum_{m=0}^{2N} a_m e(n-m) \dots\dots\dots (\text{Equ. II.29})$$

Ce qui peut s'écrire sous forme matricielle :

$$X(n)^T A = \lambda(n)^T A \dots\dots\dots (\text{Equ. II.30})$$

Avec :

$$X(n)^T = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-2N)]^T$$

$$\lambda(n)^T = [e(n), e(n-1), \dots, e(n-2N)]^T$$

Et

$$A = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ a_{2N} \end{bmatrix}$$

D' où:

$$E|X(n)X(n)^T|A = E|X(n)\lambda(n)^T|A = E|(s(n) + \lambda(n))\lambda(n)^T|A..... \text{ (Equ. II.31)}$$

$$R_{2N+1}A = E|(s(n) + \lambda(n))\lambda(n)^T|A..... \text{ (Equ. II.32)}$$

Or, on supposant que le bruit est blanc, de variance σ^2 et décorrélé du mélange de sinusoides; cette équation devient donc:

$$R_{2N+1}A = \sigma^2 IA = \sigma^2 A..... \text{ (Equ. II.33)}$$

Le vecteur A est donc le vecteur propre associé à la valeur propre 2σ avec la contrainte $a_0 = 1$.

Ayant le vecteur A, on peut écrire la transformée en Z de l'équation:

$$s(n) = - \sum_{m=1}^{2N} a_m s(n - m)$$

$$S(Z)(1 - \sum_{m=1}^{2N} a_m Z^{-m}) = 0..... \text{ (Equ. II.34)}$$

Les valeurs de Z pour lesquelles cette équation est vérifiée donnent les valeurs des fréquences présentes dans le mélange. Il faut extraire les racines du polynôme $1 - \sum_{m=1}^{2N} a_m Z^{-m}$ pour obtenir les N valeurs des fréquences.

Si N et σ^2 ne sont pas connus a priori, il suffit de surdimensionner la matrice R et d'analyser ses valeurs propres. Théoriquement celles ci doivent, au bout de N ordres, atteindre une valeur constante égale à σ^2 . Il existe de nombreux critères qui permettent de détecter ce blocage à σ^2 des valeurs propres.

Enfin, il est possible d'obtenir les puissances des sinusoides détectées. En effet, il est facile de vérifier que, dans le cas d'un mélange de N sinusoides de pulsation ω_i et de puissance P_i ,

ordre qui minimise la puissance de l'erreur de prédiction mais en même temps un ordre aussi faible que possible.

Il est donc raisonnable que la puissance de l'erreur de prédiction soit l'indicateur central pour la sélection de l'ordre du modèle. Deux méthodes ont été proposées par AKAIKE pour le choix de l'ordre optimal.

La première méthode, connue sous l'appellation de critère FPE (Erreur de Prédiction Finale), estime l'ordre du modèle qui minimise:

$$FPE = E_p \left(\frac{N+p+1}{N-p-1} \right) \dots \dots \dots \text{(Equ. II.36)}$$

Où N est le nombre d'échantillons, p est choisi de telle façon que FPE soit minimum. La seconde méthode, de loin la plus utilisée, est basée sur la minimisation d'une fonction d'information, notée AIC (Akaike information criterion) et donnée par

$$AIC(p) = N \ln(E_p) + 2p \dots \dots \dots \text{(Equ. II.37)}$$

Pour des enregistrements longs, AIC est le plus convenable; mais pour des enregistrements courts, les critères d'Akaike sont identiques. Cette méthode n'est pas limitée à AR mais aussi à ARMA et MA.

2.5. Simulation

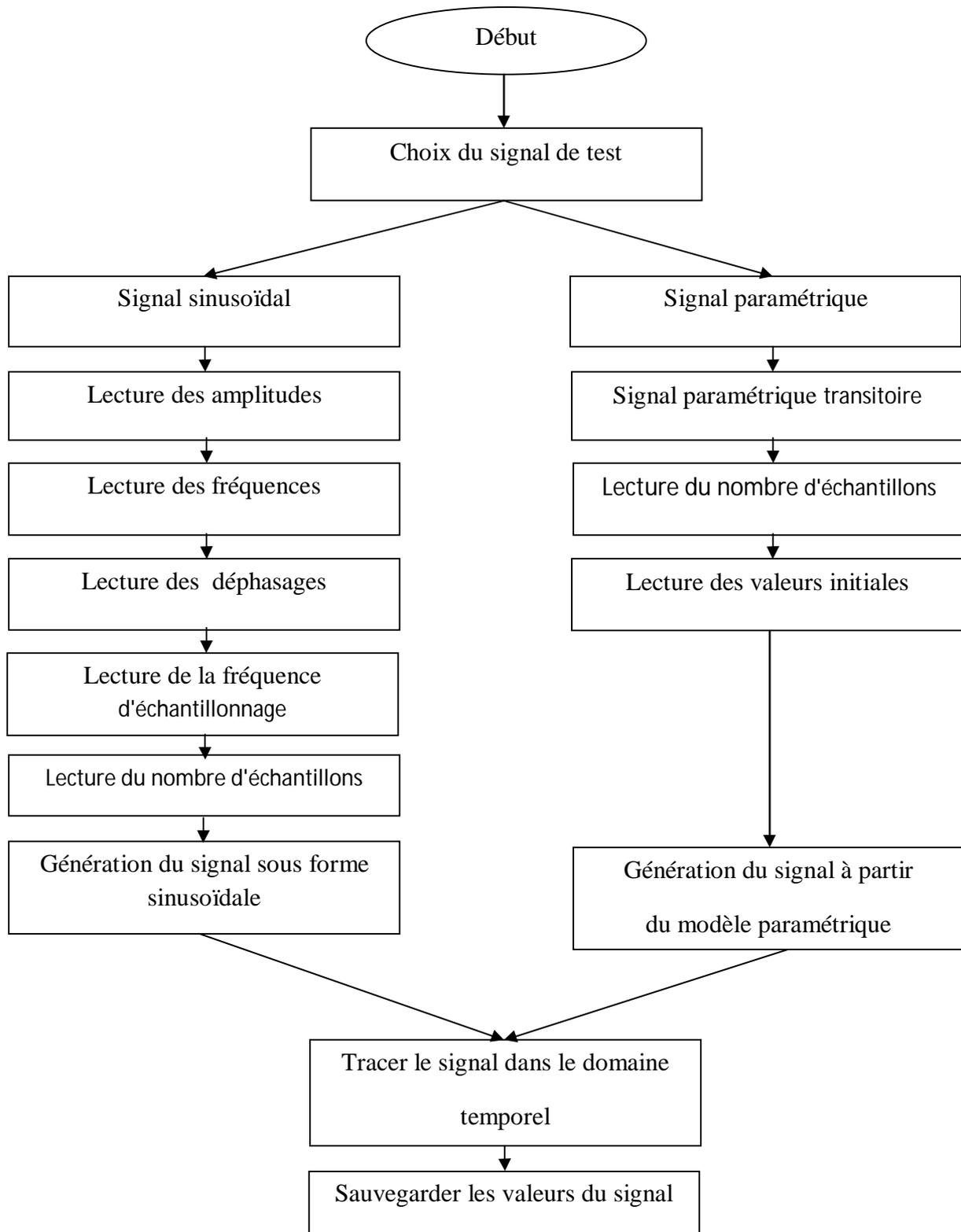
Afin de tester l'efficacité et les performances des modèles PRONY et PISARENKO et avant de passer à les appliquer au diagnostic d'engrenage, nous procédons à les simuler en utilisant des fichiers de données générées à partir des processus paramétriques d'ordre et de coefficients connus. Les paramètres à prendre en considération pour la simulation sont:

- Le nombre d'échantillons du signal simulé.
- Le niveau de bruit (ou le rapport signal sur bruit).

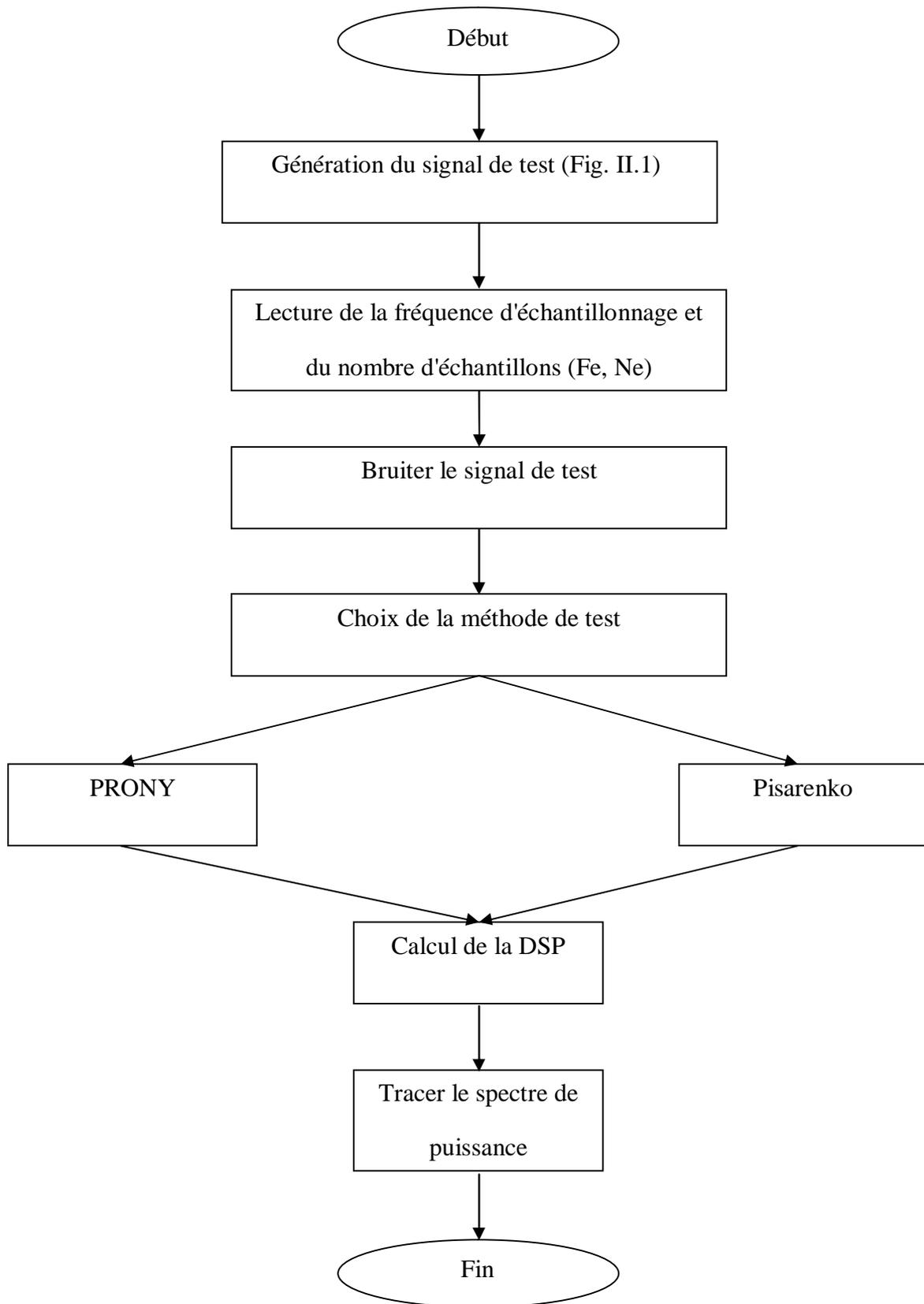
2.5.1. Programme de simulation

Le programme que nous avons implanté sur un micro-ordinateur compatible PC est développé sous l'environnement du logiciel MATLAB 6, qui permet l'étude et l'analyse de signaux stationnaires et non stationnaires et ses objectifs sont orientés vers l'analyse spectrale moderne: Les méthodes de décomposition harmoniques PRONY et PISARENKO.

Ce programme est présenté selon l'organigramme de la figure (Fig. II.1).



(Fig. II.1) : Génération du signal de test



(Fig. II.2) : Génération de la DSP du signal test

2.5.2. Définition du rapport signal sur bruit [8]

Le bruit (SNR=signal to noise ratio) utilisé dans tous nos tests est un bruit blanc gaussien de variance (Ab)

$$e(i) = Ab \cdot r_{dd} \dots \dots \dots \text{(Equ. II.38)}$$

Où r_{dd} est un bruit blanc, gaussien, et identiquement distribué, de moyenne nulle et de variance égale à l'unité, généré par MATLAB. Ce bruit sera additionné à un signal $y(i)$.

Le rapport signal sur bruit est donc défini par:

$$SNR = 10 \log \left[\frac{\sum_{i=1}^n y^2(i)}{\sum_{i=1}^n e^2(i)} \right] \dots \dots \dots \text{(Equ. II.39)}$$

2.5.3. Signaux simules

2.5.3.1. Signal modèle 1 : Somme de deux sinusoïdes bruitées

Le premier modèle est un signal périodique composé de deux sinusoïdes de même amplitude et de fréquences $f_1 = 200$ et $f_2 = 210$ Hz et d'un bruit blanc additif

$$Y(i) = \sin(2\pi 200t) + \sin(2\pi 210t) + e(t) \dots \dots \dots \text{(Equ. II.40)}$$

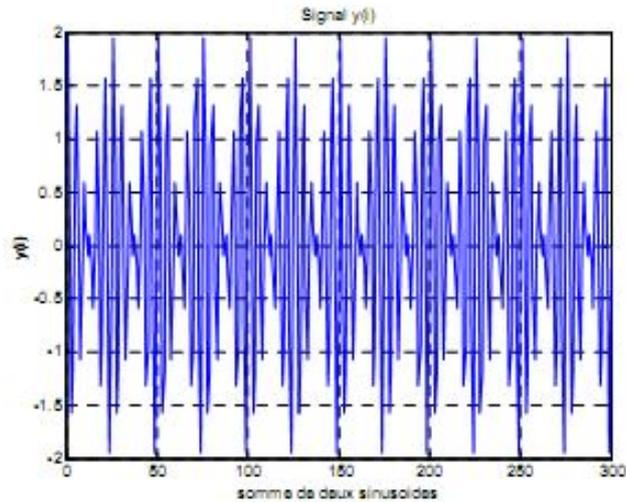
Avec $t=0,1,\dots, N$ sec (N = nombre d'échantillons), un pas d'échantillonnage $dt = 1/f_e$ (f_e : Fréquence d'échantillonnage).

L'obtention du processus discret se fait en remplaçant t par $(1/f_e)(i)$:

$$Y(i) = \sin(2\pi(0.200).i) + \sin(2\pi(0.210).i) + e(i) \dots \dots \dots \text{(Equ. II.41)}$$

Les pôles de ce processus sont

$$\begin{aligned} Z_1 &= 1.0273 \exp(j2\pi(0.1211)) ; & Z_2 &= Z_1^* \\ Z_3 &= 0.9487 \exp(j2\pi(0.039)) ; & Z_4 &= Z_3^* \end{aligned}$$



(Fig. II.3) : Représentation temporelle du signal modèle 1

2.5.3.2. Signal modèle 2 : un processus transitoire d'ordre quatre

C'est un signal a périodique, transitoire et harmonique qui se présente sous forme de battements (causés par deux fréquences légèrement différentes avec la fréquence des battements égale à $F=F_1-F_2$).

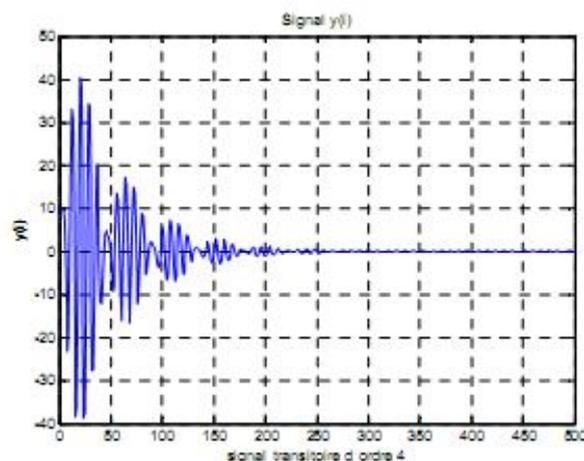
$$Y(i) = 2.7607y(i - 1) - 3.816y(i - 2) + 2.6535y(i - 3) - 0.9238y(i - 4) + e(i)$$

(Equ. II.42)

Les pôles de ce processus sont:

$$Z_1 = 0.98 \exp(j2\pi(0.140)); \quad Z_2 = Z_1^*$$

$$Z_3 = 0.98 \exp(j2\pi(0.110)); \quad Z_4 = Z_3^*$$

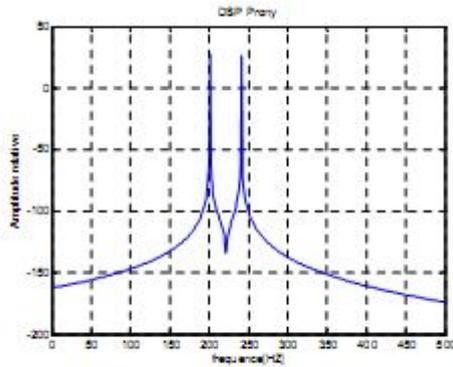


(Fig. II.4) : Représentation temporelle du signal modèle 2

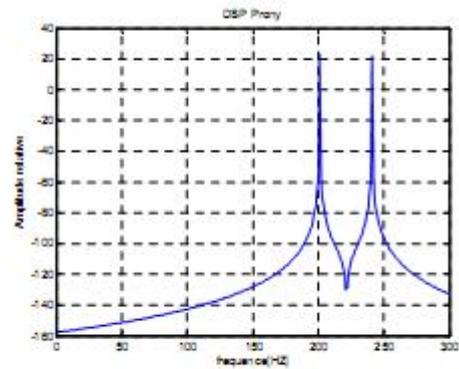
2.6. Résultats et Interprétations

2.6.1. Modèle de PRONY

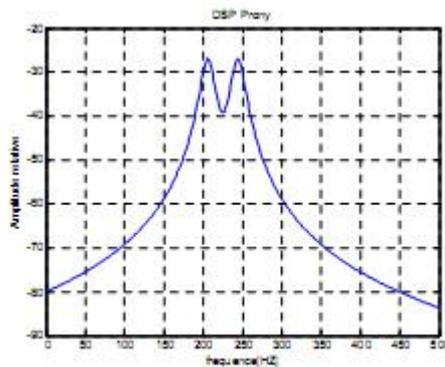
2.6.1.1. Signal modèle 1



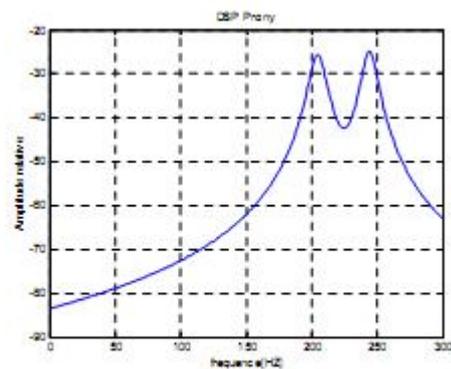
a. $N=500$, $SNR=inf$, $Fe=1000$



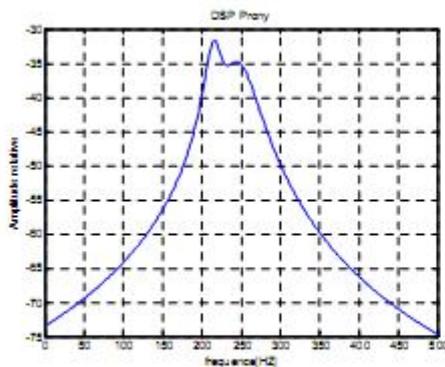
b. $N=300$, $SNR=inf$, $Fe=1000$



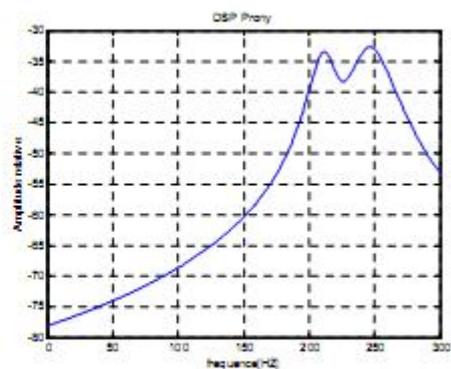
c. $N=500$, $SNR=45$, $Fe=1000$



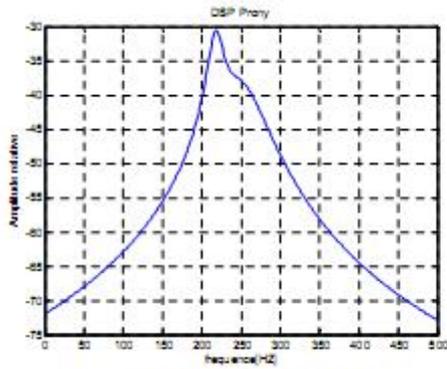
d. $N=300$, $SNR=45$, $Fe=1000$



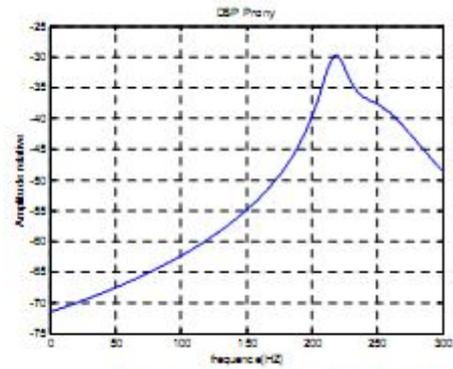
e. $N=500$, $SNR=37$, $Fe=1000$



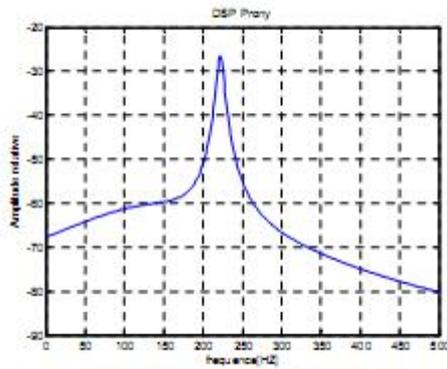
f. $N=300$, $SNR=37$, $Fe=1000$



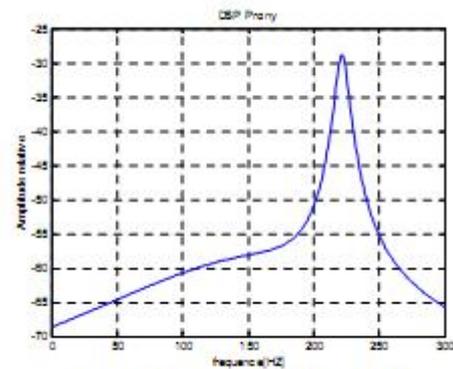
g. $N=500$, $SNR=35$, $Fe=1000$



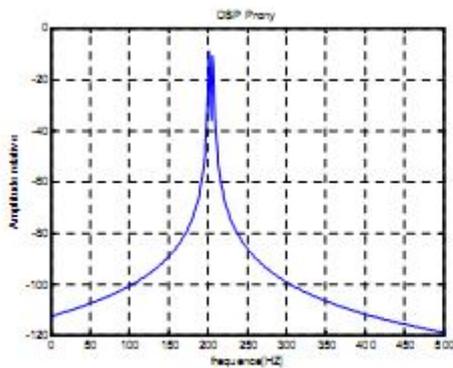
h. $N=300$, $SNR=35$, $Fe=1000$



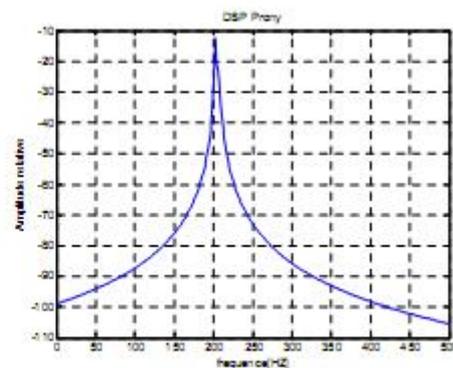
i. $N=500$, $SNR=15$, $Fe=1000$



j. $N=300$, $SNR=15$, $Fe=1000$



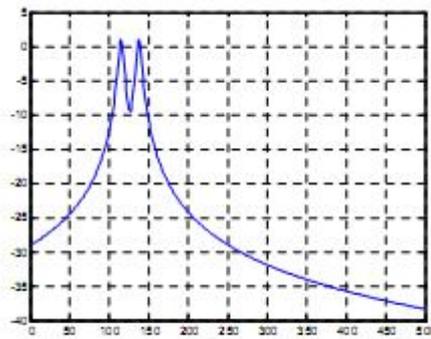
k. $N=500$, $SNR=inf$, $Fe=1000$
 $F1=200$, $F2=205$



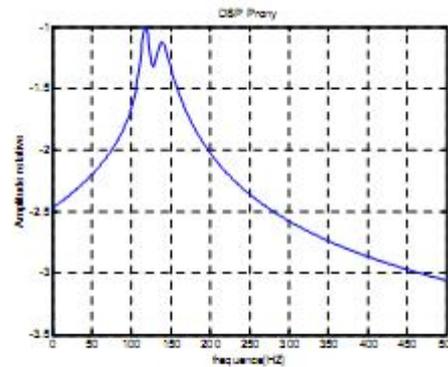
l. $N=500$, $SNR=inf$, $Fe=1000$
 $F1=200$, $F2=203$

(Fig. II.5) : Spectre de puissance obtenu par la méthode de PRONY pour un processus somme de deux sinusoïdes bruitées

2.6.1.2. Signal modèle 2



a. $N=500, Fe=1000, SNR=inf$



b. $N=500, Fe=1000, SNR=45$

(Fig. II.6) : Spectre de puissance obtenu par la méthode de PRONY pour un processus d'ordre quatre bruité

modèle	figure	Fe	Ne	F1	F2	SNR	détection
1	II.5. (e)	1000	500	200	200	45	Oui
1	II.5. (d)	1000	500	200	200	45	Oui
1	II.5. (e)	1000	300	200	200	37	Oui
1	II.5. (f)	1000	300	200	200	37	Oui
1	II.5. (g)	1000	500	200	200	35	Limité
1	II.5. (h)	1000	300	200	200	35	Non
1	II.5. (i)	1000	500	200	200	15	Non
1	II.5. (j)	1000	300	200	200	15	Non
1	II.5. (k)	1000	500	200	205	Inf.	Oui
1	II.5. (l)	1000	500	200	203	Inf.	Non
2	II.6. (a)	1000	500	110	140	inf.	Oui
2	II.6. (b)	1000	500	110	140	45	Oui

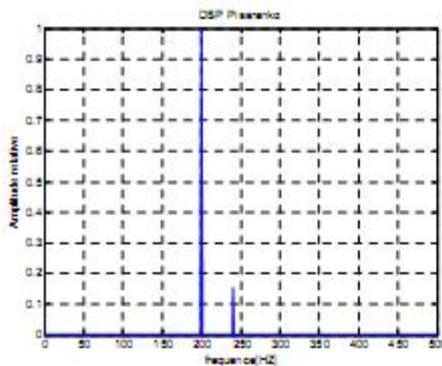
(Tab. II.1) : Détection fréquentielle par la méthode de PRONY

Les résultats représentés sur les figures (Fig. II.5) et (Fig. II.6) représentent les spectres de puissance des signaux modèles par la méthode de PRONY. Ces figures montrent que la technique de PRONY permet de discerner les fréquences F1 et F2 malgré leurs valeurs proches (F1=200, F2=240) et en présence d'un rapport signal sur bruit satisfaisant (> 35DB), alors qu'elles ne sont pas discernées dans les deux cas suivants :

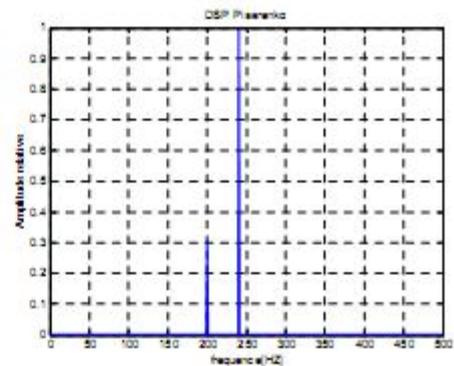
- Les valeurs des deux fréquences sont très proches (F1=200, F2=203) (Fig. II.6).
- Le rapport signal sur bruit est satisfaisant (> 35DB), (Fig. II.6).

2.6.2. Méthode de PISARENKO

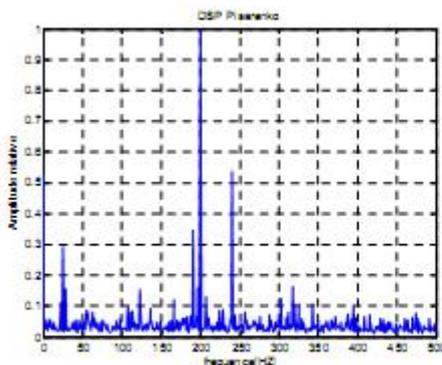
2.6.2.1. Signal modèle 1



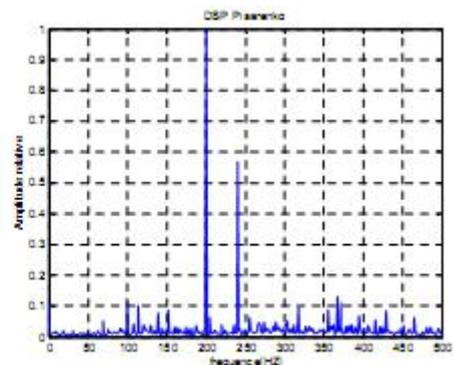
a. N=500, Fe=1000, SNR=inf



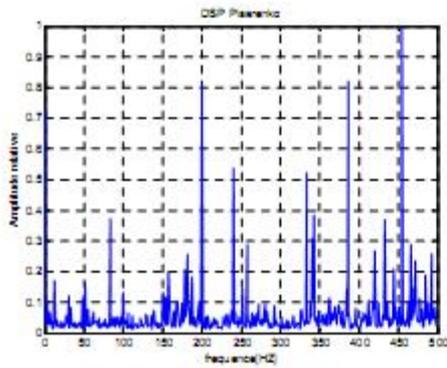
b. N=300, Fe=1000, SNR=inf



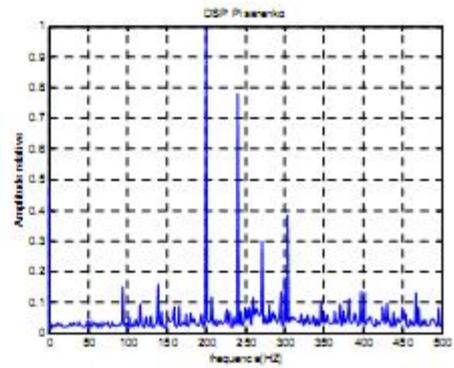
c. N=500, Fe=1000, SNR=45



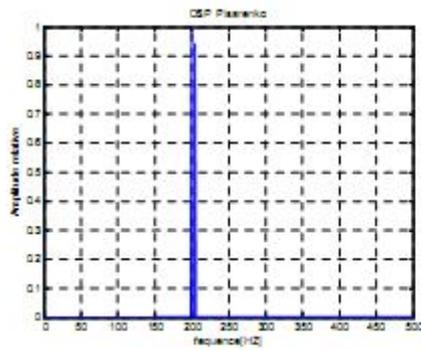
d. N=300, Fe=1000, SNR=45



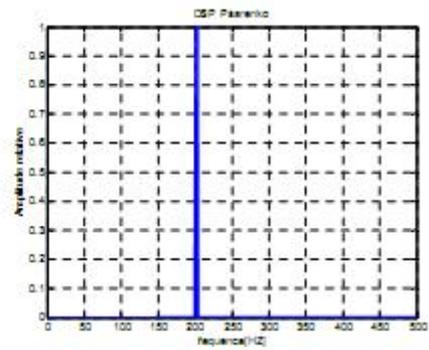
e. $N=500, F_e=1000, SNR=37$



f. $N=300, F_e=1000, SNR=37$



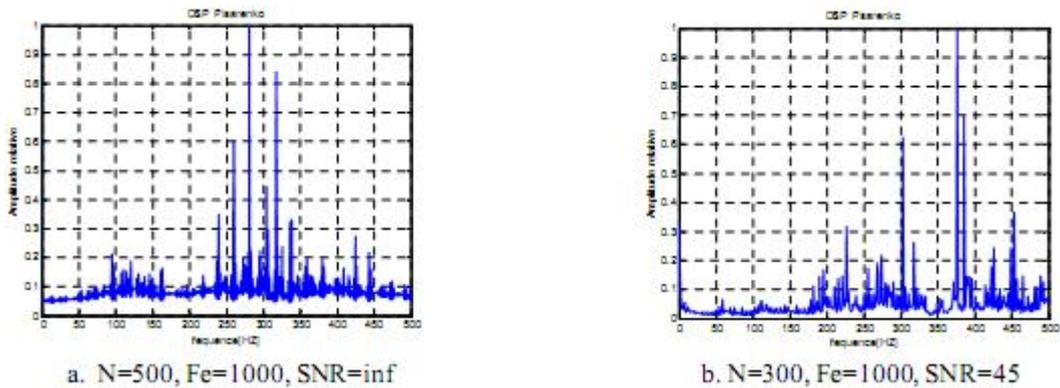
g. $N=500, F_e=1000, SNR=inf$
 $F_1=200, F_2=205$



h. $N=500, F_e=1000, SNR=inf$
 $F_1=200, F_2=203$

(Fig. II.7) : Spectre de puissance obtenu par la méthode de PISARENKO pour un processus somme de deux sinusoides bruitées

2.6.2.2. Signal modèle 2



(Fig. II.8) : Spectre de puissance obtenu par la méthode de Pisarenko pour un processus d'ordre quatre bruité

modèle	figure	Fe	Ne	F1	F2	SNR	détection
1	II.7. (c)	1000	500	200	240	45	Oui
1	II.7. (d)	1000	300	200	240	45	Oui
1	II.7. (e)	1000	500	200	240	37	Non
1	II.7. (f)	1000	300	200	240	37	Non
1	II.7. (g)	1000	500	200	205	inf.	Oui
1	II.7. (h)	1000	500	200	203	inf.	Oui
2	II.8. (a)	1000	500	110	140	inf.	Non
2	II.8. (b)	1000	300	110	140	45	Non

(Tab. II.2) : Détection fréquentielle par la méthode de PISARENKO

Les spectres de puissance des signaux obtenus par la méthode de PISARENKO sur les figures (Fig. II.7) et (Fig. II.8) démontrent la puissance de la méthode de PISARENKO à séparer deux sinusôides de fréquences très proche ($F1=200$, $F2=203$) en absence du bruit (Fig. II.7.h).

Pour les fréquences ($F1=200$, $F2=240$), la méthode donne des résultats moins nets sur les figures (Fig. II.7.e) et (Fig. II.7.f) quand le rapport signal sur bruit diminue ($SNR < 37DB$).

Nous remarquons la présence de spectres avec de fortes fluctuations en amplitude pour qu'ils puissent faire l'objet d'une analyse précise.

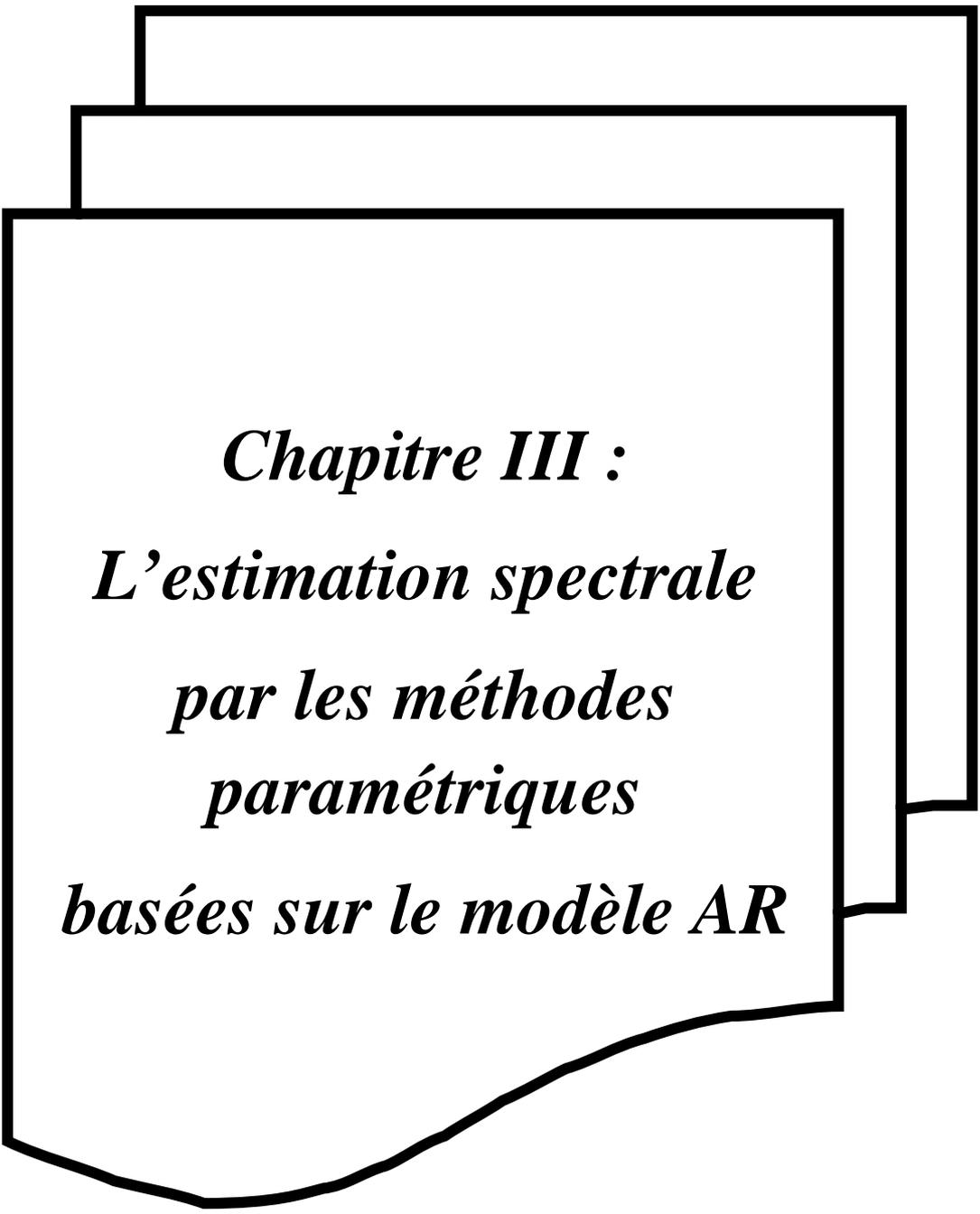
Conclusion

L'utilisation des deux méthodes décrites dans ce chapitre (PRONY et PISARENKO), pour l'estimation de la densité spectrale de puissance (DSP) est principalement motivée par le fait que cela aboutit à de meilleurs estimateurs spectraux que les méthodes d'analyse spectrale dites classiques. Ceci est obtenu particulièrement lorsqu'on dispose d'un enregistrement court du processus. Elles sont plus efficaces dans le cas de signaux riches en harmoniques, suffisamment espacées. Celles-ci sont parfaitement mises en évidence par des pics aux fréquences correspondantes.

La résolution fréquentielle par ces deux méthodes est fonction du rapport signal sur bruit (SNR) et elle se dégrade relativement vite au fur à mesure que ce rapport décroît.

La simulation montre, qu'en présence de bruit, la méthode de PRONY offre une bonne résolution à détecter deux composantes de fréquences très voisines, mais la méthode de PISARENKO semble plus performante. Par contre, cette dernière est moins performante en résolution fréquentielle en cas de la présence de bruit.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier les performances des méthodes paramétriques d'analyse spectrale par le modèle AR.



Chapitre III :
L'estimation spectrale
par les méthodes
paramétriques
basées sur le modèle AR

Introduction

L'analyse spectrale par les modèles AR, MA et ARMA est sans conteste la plus connue des techniques paramétriques à haute résolution en traitement de signal car elle permet de représenter toute l'information spectrale par un faible nombre de paramètres. Plusieurs efforts ont été concentrés au cas spécifique du modèle ARMA. Cet intérêt de la modélisation AR est dû à la simplicité de sa structure YULE-WALKER et la disponibilité d'algorithmes efficaces pour l'estimation des paramètres de ce modèle.

L'objectif de ce chapitre consiste à tester l'efficacité et les performances du modèle AR en utilisant l'algorithme rapide de LEVINSON DURBIN pour le calcul de ses paramètres.

3.1. Présentation du modèle AR [7], [8], [10]

Plusieurs processus stochastiques rencontrés en pratique peuvent être bien approchés par un modèle AR à fonction de transfert rationnelle. Dans un tel modèle, une séquence d'entrée $e(n)$ et une séquence de sortie $x(n)$ sont reliées entre elles par l'équation aux différences suivante:

$$x_n + \sum_{i=1}^p a_i x_{n-i} = e_n \dots\dots\dots \text{(Equ. III.1)}$$

La fonction densité spectrale de puissance correspondante est donnée par :

$$P_{AR}(f) = \frac{\sigma^2}{|1 + \sum_{i=1}^p a_i \exp(-j2i\pi f)|^2} \dots\dots\dots \text{(Equ. III.2)}$$

Il est clair d'après l'équation (III.2) que la DSP par dépend des coefficients a_i (a_1, a_2, \dots, a_p), de la variance σ^2 et de l'ordre p du modèle AR. L'estimation de ces derniers est basé sur les équations de YULE-WALKER définies par la multiplication des deux membres de l'équation (III.1) par L'application de l'espérance mathématique sur le résultat donne :

$$R(j) = \begin{cases} -\sum_{m=1}^p a_m R(j-m) & j \geq 1 \\ \sum_{m=1}^p a_m R(-m) + \sigma^2 & j = 0 \end{cases} \dots\dots\dots \text{(Equ. III.3)}$$

R est une matrice de TOEPLITZ, Hermitienne et définie positive. Ses propriétés inspirent naturellement l'utilisation d'un algorithme rapide pour déterminer les paramètres AR. C'est l'objet de l'algorithme de LEVINSON DURBIN.

3.2. Réursive de LEVINSON DURBIN

L'approche de LEVINSON DURBIN fournit une solution efficace au système (III.3) en minimisant l'erreur quadratique de prédiction linéaire donnée par l'équation :

$$E(p) = \zeta[e^2(i)] \dots \dots \dots \text{(Equ. III.4)}$$

Avec:

$$e(i) = x(i) - \hat{x}(i) = \sum_{m=0}^p a(m)x(i - m)$$

En remplaçant e(i) dans (III.4), on obtient:

$$E(p) = \sum_{m=0}^p \sum_{j=0}^p a(m)a(j)R(j - m) \dots \dots \dots \text{(Equ. III.5)}$$

En utilisant la particularité de la matrice d'autocorrélation, l'application de cet algorithme nécessite p² opérations seulement, alors que le plus performant algorithme d'analyse numérique classique (GAUSS par exemple) requiert p³ opérations.

Pour calculer les coefficients de prédiction a(m) de l'équation de YULE-WALKER(en prenant la partie pour j ≥ 1), on ajoute à l'algorithme un nouveau indice (p) aux coefficients a(m) pour indiquer l'ordre de prédiction :

$$\sum_{i=1}^p b[p, i]R(j - i) = R(j), \quad j = 1, 2, \dots, p \quad \dots \dots \dots \text{(Equ. III.6)}$$

Avec

$$b(m) = -a(m).$$

Ou encore sous forme matricielle :

$$R_p \begin{bmatrix} b[p, p] \\ b[p, p - 1] \\ \vdots \\ b[p, 1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R(p) \\ R(p - 1) \\ \vdots \\ R(1) \end{bmatrix} \dots \dots \dots \text{(Equ. III.7)}$$

Où

$$\begin{bmatrix} R_x(0) & R_x(1) & \cdot & \cdot & \cdot & R_x(p-1) \\ R_x(1) & R_x(0) & \vdots & \vdots & \vdots & R_x(p-2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_x(p-1) & R_x(p-2) & \cdot & \cdot & \cdot & R_x(0) \end{bmatrix} \dots\dots\dots \text{(Equ. III.8)}$$

Où R_p est la matrice de TOEPLITZ et symétrique

On peut écrire l'équation (Equ. III.7) sous la forme:

$$R_{p-1} \begin{bmatrix} b[p, p-1] \\ b[p, p-2] \\ \cdot \\ \cdot \\ b[p, 1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R(p-1) - b[p, p]R(1) \\ R(p-2) - b[p, p]R(2) \\ \cdot \\ \cdot \\ R(1) - b[p, p]R(p-1) \end{bmatrix} \dots\dots\dots \text{(Equ. III.9)}$$

En multipliant (Equ. III.9) par R_{p-1}^{-1} , on trouve :

$$\begin{bmatrix} b[p, p-1] \\ b[p, p-2] \\ \cdot \\ \cdot \\ b[p, 1] \end{bmatrix} = R_{p-1}^{-1} \begin{bmatrix} R(p-1) \\ R(p-2) \\ \cdot \\ \cdot \\ R(1) \end{bmatrix} - b[p, p]R_{p-1}^{-1} \begin{bmatrix} R(1) \\ R(2) \\ \cdot \\ \cdot \\ R(p-1) \end{bmatrix} \dots\dots\dots \text{(Equ. III.10)}$$

En utilisant les propriétés de TOEPLITZ de la matrice R_{p-1}^{-1} , il vient :

$$b[p, k] = b[p-1, k] - b[p, p]b[p-1, p-k], \quad k = 1, \dots, p-1 \dots\dots \text{(Equ. III.11)}$$

L'équation (III.7) que l'on a mis à part en (III.9) peut être écrite sous forme vectorielle comme suit :

$$b[p, p]R(0) + (R(1), R(2), \dots, R(p-1)) \begin{bmatrix} b[p, p-1] \\ b[p, p-2] \\ \cdot \\ \cdot \\ b[p, 1] \end{bmatrix} = R(p) \dots \dots \text{(Equ. III.12)}$$

La substitution de (Equ. III.10) dans (Equ. III.12) donne :

$$b[p, p] = \frac{(R(p) - (R(1) \dots R(p-1)) \begin{bmatrix} b[p-1, p-1] \\ \vdots \\ b[p-1, 1] \end{bmatrix}}{(R(0) - (R(1) \dots R(p-1)) \begin{bmatrix} b[p-1, p-1] \\ \vdots \\ b[p-1, 1] \end{bmatrix}} \dots \dots \dots \text{(Equ. III.13)}$$

Où

$$R(0) - (R(1) \dots R(p-1)) \begin{bmatrix} b[p-1, 1] \\ \vdots \\ b[p-1, p-1] \end{bmatrix} = \sum_{m=0}^{p-1} a(m)R(m) \dots \text{(Equ. III.14)}$$

D'autre part, l'équation (Equ. III.5) peut être écrite sous la forme :

$$E(p) = \sum_{j=0}^p a(j) \left[\sum_{m=0}^{p-1} a(m)R(j-m) \right] \dots \text{(Equ. III.15)}$$

Ou :

$$\sum_{m=0}^{p-1} a(m)R(j-m) = R(j) - \sum_{m=0}^{p-1} b(m)R(j-m) = \sum_{m=0}^{p-1} R(j) - R(j) = 0, \text{ si } j \neq 0 \text{(Equ. III.16)}$$

C'est-à-dire

$$\sum_{m=0}^p a(m)R(j-m) = 0 \dots \dots \dots \text{(Equ. III.17)}$$

Donc

$$E(p) = \sum_{m=0}^p a(m)R(m) = \sum_{m=0}^p a[p, m]R(m) \dots \dots \dots \text{(Equ. III.18)}$$

Et l'équation (Equ. III.14) devient :

$$R(0) - (R(1) \dots R(p-1)) \begin{bmatrix} b[p-1, 1] \\ \vdots \\ b[p-1, p-1] \end{bmatrix} = E(p-1) \dots \dots \dots \text{(Equ. III.19)}$$

L'équation (Equ. III.15) devient :

$$a[p, p] = \frac{-R(p) - (R(1) \dots R(p-1)) \begin{bmatrix} a[p-1, p-1] \\ \vdots \\ a[p-1, 1] \end{bmatrix}}{E(p-1)} \dots \dots \dots \text{(Equ. III.20)}$$

D'autre part, l'équation (Equ. III.11) est équivalente à :

$$a[p, m] = a[p-1, m] + a[p, p]a[p-1, p-m], \quad m = 1, \dots, p-1 \quad \text{(Equ. III.21)}$$

On a :

$$a[p, 0] = 1 \text{ et } a[p, m] = -b[p, m] \text{ pour } m \neq 0$$

La combinaison de (Equ. III.20) et (Equ. III.21) avec (Equ. III.18) donne :

$$E(p) = a[p, p] \left(R(p) + \sum_{m=1}^{p-1} a[p-1, p-m] R(m) \right) + \left(\sum_{m=1}^{p-1} a[p-1, m] R(m) R(0) \right) \quad \text{(Equ. III.22)}$$

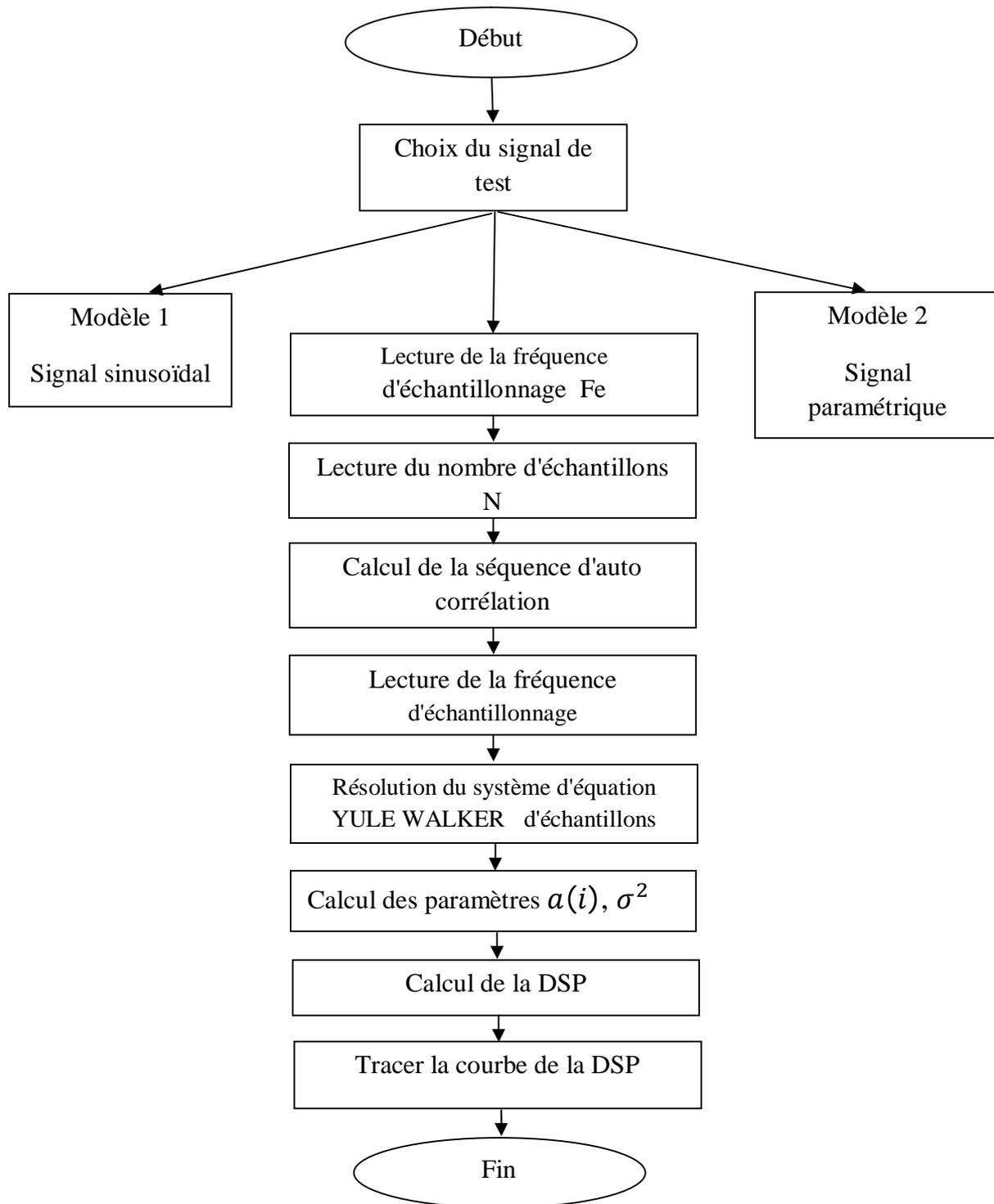
Ou bien :

$$E(p) = E(p-1)(1 - a^2[p, p]) \dots \dots \dots \text{(Equ. III.20)}$$

Enfin les équations (Equ. III.20), (Equ. III.21) et (Equ. III.23) constituent l'algorithme de LEVINSON DURBIN permettant de calculer les vecteurs $a(i)$ à partir des données $(R(0), \dots, R(m))$.

3.3. Simulation et Programme

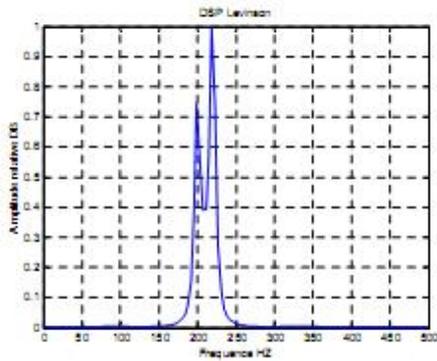
Afin de tester l'efficacité des modèles paramétriques AR à l'aide de l'estimateur Levinson, un programme écrit sous environnement MATLAB a été élaboré selon l'organigramme de la figure (Fig. III.2) en utilisant les fichiers de données générés à partir de processus paramétriques cités au chapitre II.



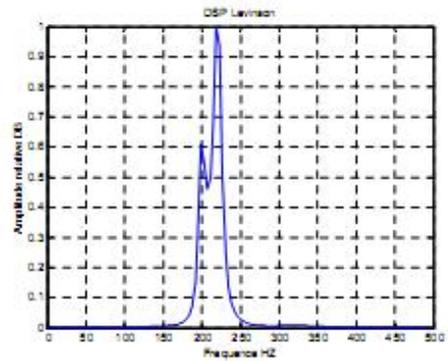
(Fig. III.1) : Organigramme de simulation

3.4. Résultats et Interprétations

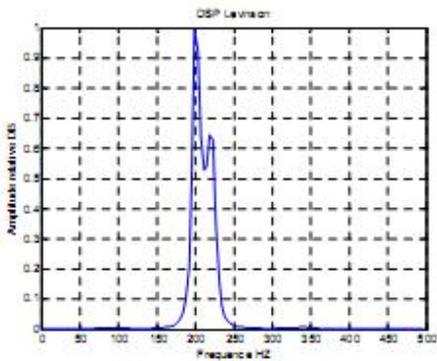
3.4.1. Signal modèle 1



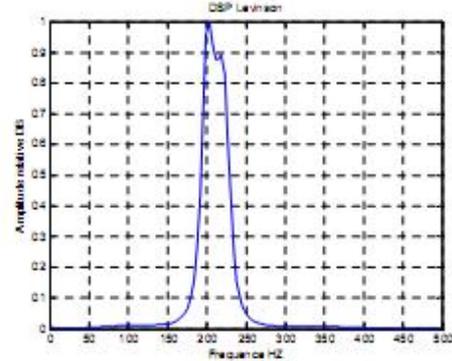
a. $N=500, SNR=20, F1=200, F2=220$



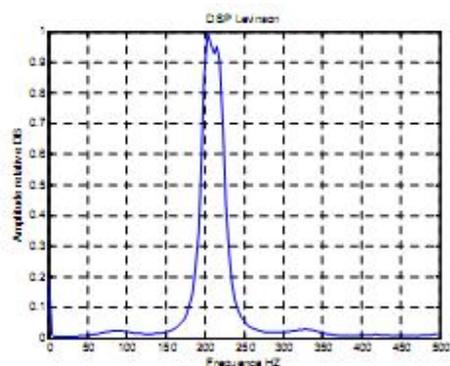
b. $N=250, SNR=20, F1=200, F2=220$



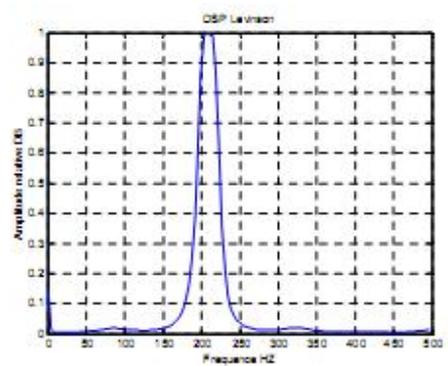
c. $N=128, SNR=20, F1=200, F2=220$



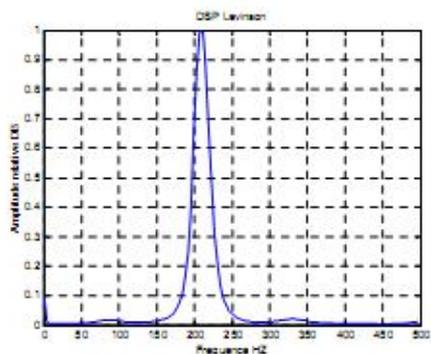
d. $N=64, SNR=20, F1=200, F2=220$



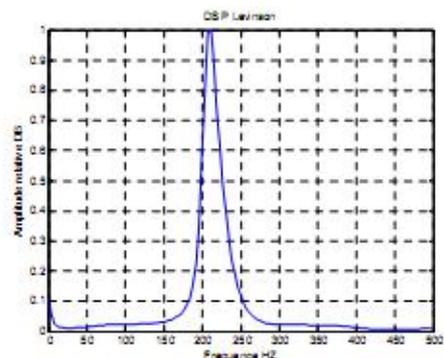
e. $N=500, SNR=10, F1=200, F2=220$



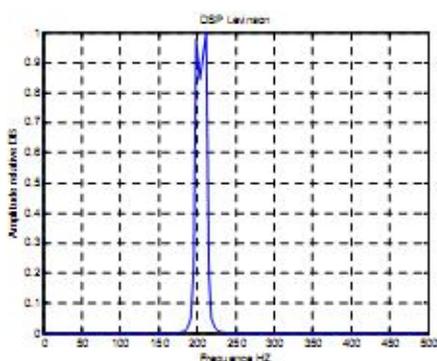
f. $N=250, SNR=10, F1=200, F2=220$



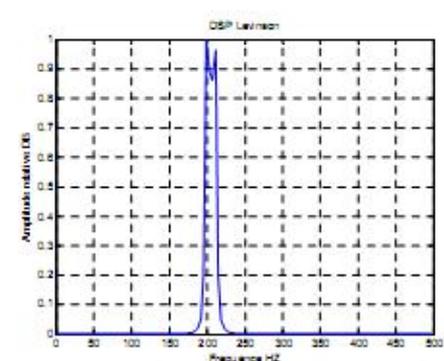
g. $N=128$, $SNR=10$, $F1=200$, $F2=220$



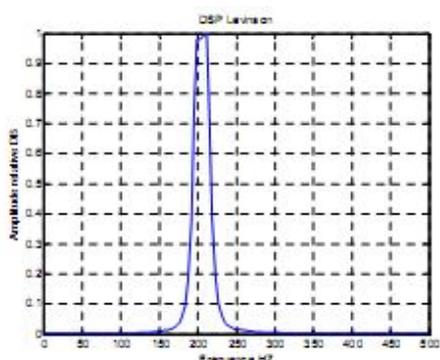
h. $N=64$, $SNR=10$, $F1=200$, $F2=220$



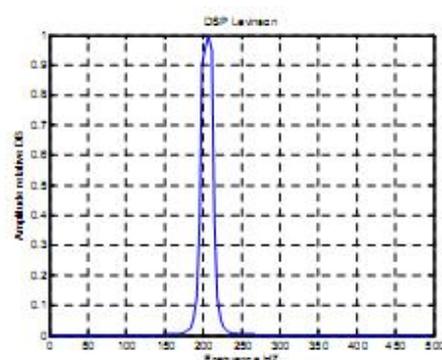
i. $N=500$, $SNR=inf$, $F1=200$, $F2=210$



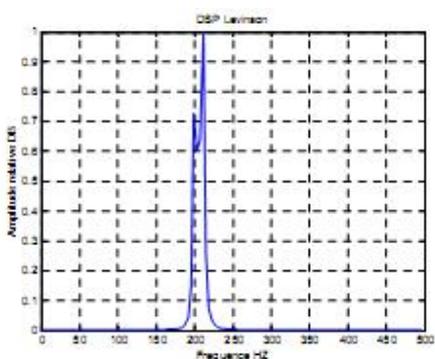
j. $N=250$, $SNR=inf$, $F1=200$, $F2=210$



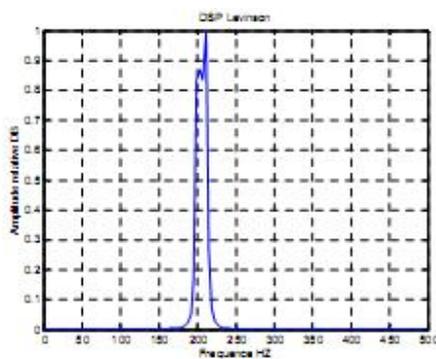
k. $N=128$, $SNR=inf$, $F1=200$, $F2=210$



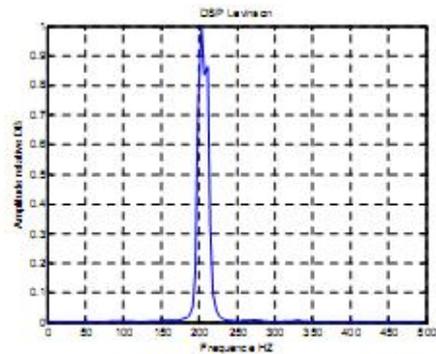
l. $N=64$, $SNR=inf$, $F1=200$, $F2=210$



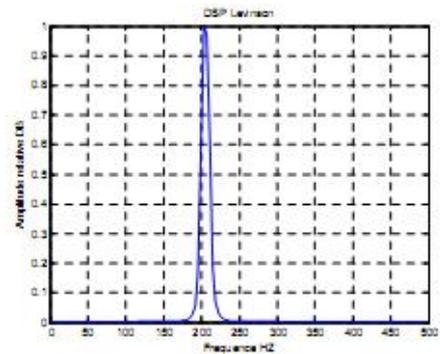
m. $N=500$, $SNR=45$, $F1=200$, $F2=210$



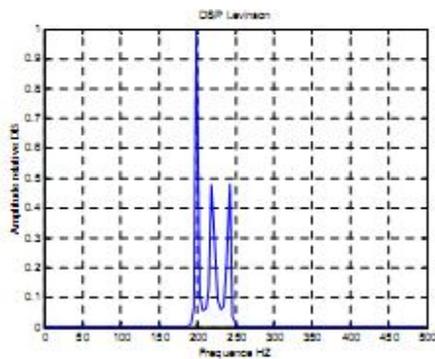
n. $N=250$, $SNR=45$, $F1=200$, $F2=210$



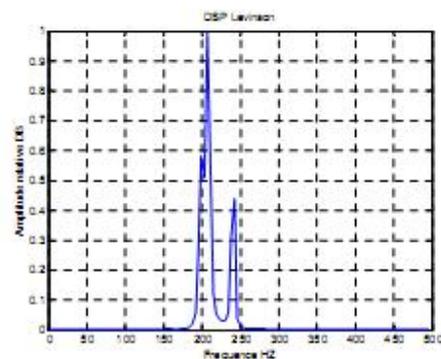
o. $N=500$, $SNR=20$, $F1=200$, $F2=210$



p. $N=250$, $SNR=20$, $F1=200$, $F2=210$



r. $N=500$, $F1=200$, $F2=220$, $F3=240$
 $SNR=inf$



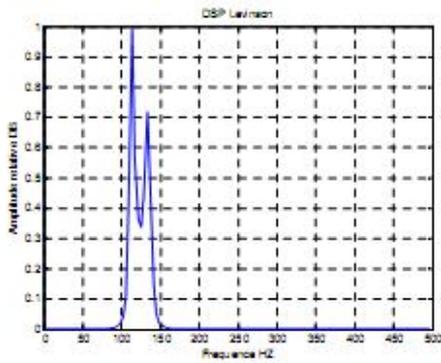
s. $N=500$, $F1=200$, $F2=210$, $F3=240$
 $SNR=45$

(Fig. III.2) : Spectre de puissance obtenu par la méthode de LEVINSON pour un processus somme de sinusoides bruitées

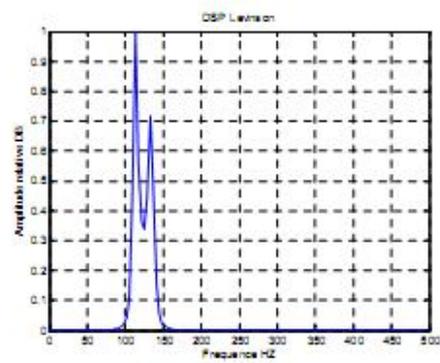
figure	Fe	Ne	F1	F2	F3	SNR	détection
III.2. (a)	1000	500	200	220	00	20	Oui
III.2. (b)	1000	250	200	220	00	20	Oui
III.2. (c)	1000	180	200	220	00	20	Oui
III.2. (d)	1000	64	200	220	00	20	Oui
III.2. (e)	1000	500	200	220	00	10	Oui
III.2. (f)	1000	250	200	220	00	10	Non
III.2. (g)	1000	180	200	220	00	10	Non
III.2. (h)	1000	64	200	220	00	10	Non
III.2. (i)	1000	500	200	210	00	Inf.	Oui
III.2. (j)	1000	250	200	210	00	Inf.	Oui
III.2. (k)	1000	500	200	210	00	inf.	Limité
III.2. (l)	1000	500	200	210	00	inf.	Non
III.2. (m)	1000	500	200	210	00	45	Oui
III.2. (n)	1000	250	200	210	00	45	Oui
III.2. (o)	1000	180	200	210	00	20	Oui
III.2. (p)	1000	64	200	210	00	20	Non
III.2. (r)	1000	500	240	220	200	inf.	Oui
III.2. (s)	1000	250	240	210	200	45	Oui

(Tab. III.1) : Détection fréquentielle par la méthode de Levinson 'modèle 1'

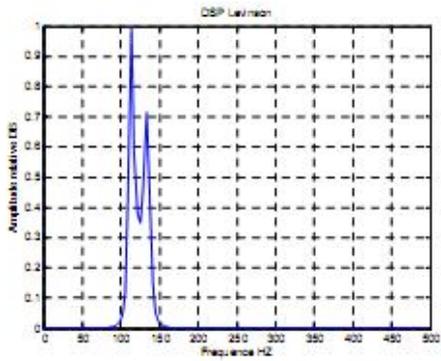
3.4.2. Signal modèle 2



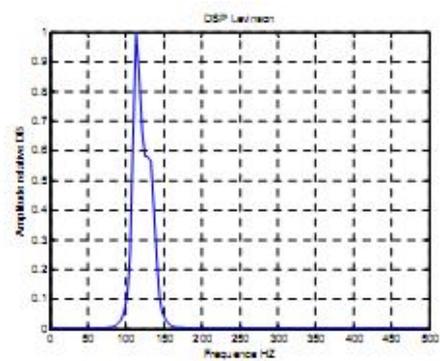
a. $N=500$, $SNR=inf$, $F1=110$, $F2=140$



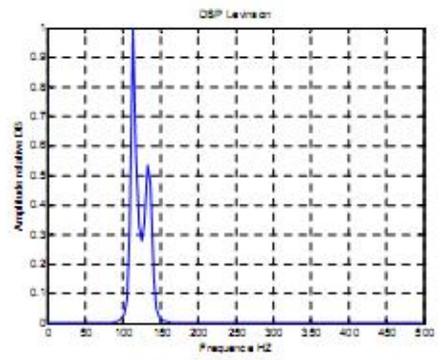
b. $N=250$, $SNR=inf$, $F1=110$, $F2=140$



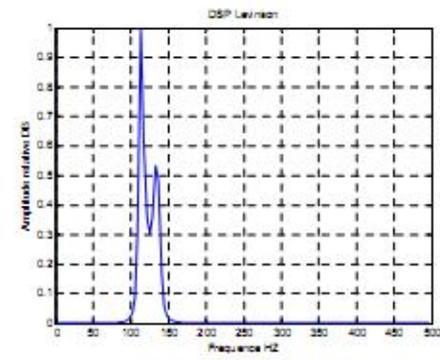
c. $N=128$, $SNR=inf$, $F1=110$, $F2=140$



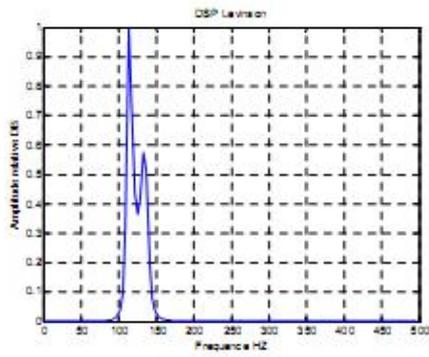
d. $N=64$, $SNR=inf$, $F1=110$, $F2=140$



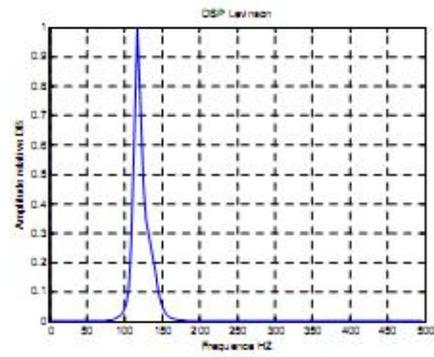
e. $N=500$, $SNR=45$, $F1=110$, $F2=140$



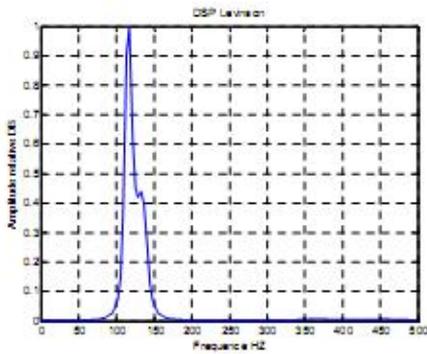
f. $N=250$, $SNR=45$, $F1=110$, $F2=140$



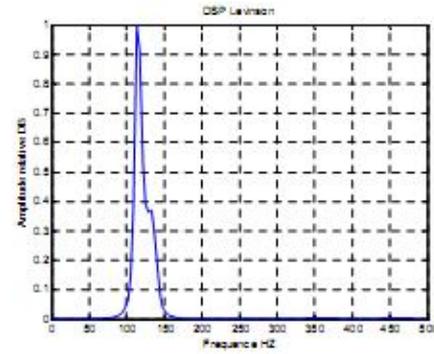
g. N=128, SNR=45, F1=110, F2=140



h. N=64, SNR=45, F1=110, F2=140



i. N=500, SNR=20, F1=110, F2=140



j. N=250, SNR=20, F1=110, F2=140

(Fig. III.3) : Spectre de puissance obtenu par la méthode de LEVINSON pour un processus d'ordre quatre bruité

figure	Fe	Ne	F1	F2	F3	SNR	détection
III.3. (a)	1000	500	140	110	Inf.	20	Oui
III.3. (b)	1000	250	140	110	Inf.	20	Oui
III.3. (c)	1000	180	140	110	Inf.	20	Oui
III.3. (d)	1000	64	140	110	Inf.	20	Limité
III.3. (e)	1000	500	140	110	45	10	Oui
III.3. (f)	1000	250	140	110	45	10	Oui
III.3. (g)	1000	180	140	110	45	10	Oui
III.3. (h)	1000	64	140	110	45	10	Non
III.3. (i)	1000	500	140	110	20	Inf.	Oui
III.3. (j)	1000	250	140	110	20	Inf.	Limité

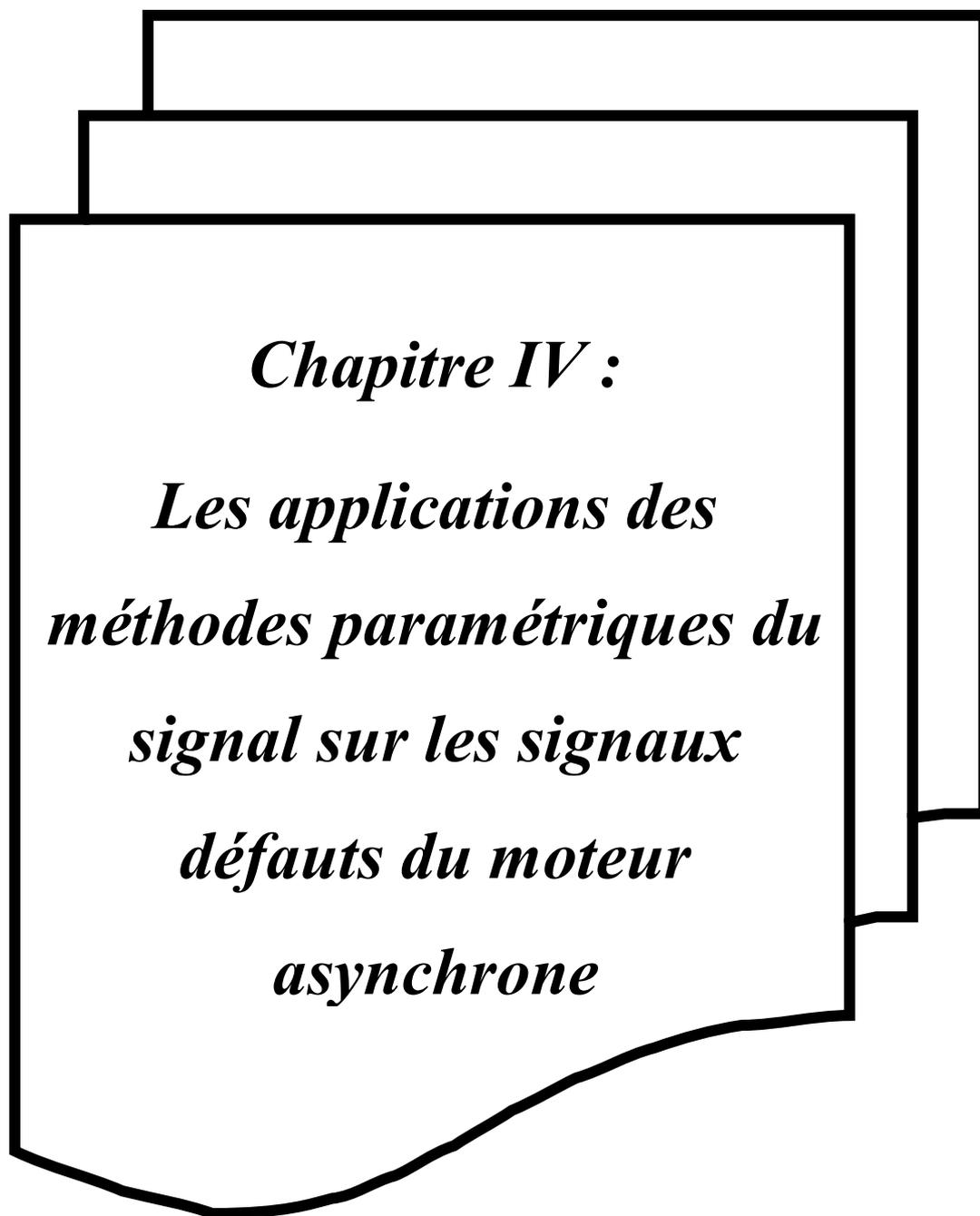
(Tab. III.2) : Détection fréquentielle par la méthode de LEVINSON 'modèle 2'

Les figures (Fig. III.2) et (Fig. III.3) représentent la densité spectrale du processus AR des signaux modèles par l'algorithme de LEVINSON. L'observation de ces figures et des résultats des tableaux (Tab. III.1) et (Tab. III.2). Montre que les densités spectrales sont non biaisées et ont une variance comparable. Elles démontrent la puissance de la méthode de LEVINSON à séparer deux sinusoides de fréquences très proches en présence d'un bruit blanc. Cette performance augmente en fonction de l'augmentation du nombre d'échantillons N.

Conclusion

Dans les techniques fondées sur la modélisation AR d'un signal, les coefficients du filtre conçu à partir des données contiennent toute l'information spectrale du signal analysé. La plupart de ces méthodes passent par une première phase d'estimation de la matrice de corrélation.

La simulation de ces techniques par l'algorithme de LEVINSON nous a montré qu'il manifeste les meilleures performances à détecter deux composantes de fréquences très voisines; cette performance dépend du niveau de bruit blanc additif et du nombre d'échantillons du signal modèle.



Chapitre IV :

*Les applications des
méthodes paramétriques du
signal sur les signaux
défauts du moteur
asynchrone*

Introduction

plusieurs techniques de détection ont été développées dans le domaine de diagnostic, dont la plupart sont basées sur les vibrations, thermique, et du suivi des signatures du courant du moteur (MCSA). Les Techniques MCSA gagnent plus d'attention en raison de leur facilité d'utilisation, car ils ne nécessitent pas l'accès au moteur. Ces dernières années, plusieurs techniques avancées de traitement du signal ont été appliquées pour l'analyse des signatures du courant du moteur. Certaines de ces techniques sont l'analyse à haute résolution spectrale, statistiques d'ordre supérieur et de l'analyse en ondelettes. En générale, les techniques de MCSA incluent paramétriques, non paramétriques et les méthodes de résolution élevée du spectre d'analyse. Dans les méthodes paramétriques, modèles autorégressifs ont été équipés des paramètres du signal et du modèle, et ont été utilisées afin de calculer le spectre de fréquences. Des méthodes non paramétriques, d'autre part, sont basées sur la transformée de Fourier du signal. Les méthodes haute résolution du spectre correspondent à la valeur propre de la matrice d'autocorrélation des signaux temporels du courant. Une des méthodes du spectre non-paramétrique classique et largement utilisé comme une technique MCSA est le bien connue transformée de Fourier rapide (FFT). La FFT est un algorithme pour calculer la transformée de Fourier discrète (DFT) d'une fonction série en temps discret avec un effort de calcul minimale. La FFT donne des résultats de calcul efficaces, ce qui la rend une technique puissante et conceptuellement simple. La MCSA. Densité spectrale de puissance (PSD) d'analyse du courant du moteur est une autre technique largement utilisée. Il existe plusieurs approches pour calculer PSD. La méthode du périodogramme, qui est connue comme la voie classique pour estimer PSD, est l'une des méthodes de spectre non-paramétriques. Welch périodogramme.

Les méthodes paramétriques du spectre, AR (autorégressif), de covariance, et de la covariance modifiée sont des méthodes bien connues du spectre paramétriques. Parmi ces méthodes, LEVINSON-AR fournit un modèle stable, et sa matrice d'autocorrélation est assurée d'être on singulière.

4.1. Applications des méthodes au cas expérimental

Dans notre travail, on va appliquer sur des résultats expérimentaux un sous-échantillonnage du signal courant suivi d'un filtre coupe-bande puis application de la DTFT et les méthodes AR du spectre (autorégressif) pour analyser les signatures du courant statorique de manière détecter des cassures de barres du rotor. Les fréquences spécifiques induites par les cassures de barres du rotor, qui sont aussi appelés les fréquences de bande latérale, sont situés autour de la fréquence de la ligne principale (50 Hz). La différence (en fréquence) entre la plus proche de bande latérale et la fréquence de ligne principale dépend du facteur de glissement du moteur. Facteur de glissement du moteur se trouve en utilisant la vitesse du rotor du moteur où les valeurs de glissement les plus élevés indiquent charge plus élevée du moteur et les valeurs des conditions de glissement inférieures correspondent à des conditions de charge inférieurs. La différence (en fréquence) entre la plus proche de bande latérale et la fréquence de ligne principale rétrécit vers le bas lorsque le moteur passe à un état de charge inférieure. Ainsi, la résolution de fréquence doit être choisie supérieure à la différence entre le plus proche de bande latérale et la fréquence de ligne principale, sinon, les amplitudes du spectre calculées à des fréquences de bande latérale ne sera pas détecté, puisque la résolution ne serait pas approprié suffit à montrer les bandes latérales. La fréquence d'échantillonnage détermine la résolution en fréquence. Ainsi, la sélection de la fréquence d'échantillonnage est importante. Dans ce travail, nous avons appliqué un taux d'échantillonnage plus faible de 200 Hz. Une des raisons que nous sélectionnons 200 Hz, c'est que, les bandes latérales d'intérêt sont dans la région 0-100 Hz, les fréquences plus élevées ne fournissent pas des informations pertinentes, un taux d'échantillonnage de 200 Hz est censé fournir de bonnes performances. Un filtre coupe-bande sélectif sur (50Hz), ce qui ne posera pas de suppression significative dans les bandes latérales, peut être conçus de manière efficace à un taux inférieur d'échantillonnage de 200 Hz. En plus de ces raisons, à partir d'un point de vue général, l'utilisation d'un taux d'échantillonnage des résultats inférieurs dans les résultats de calcul beaucoup moins et à faible coût dans la mise en œuvre. Dans ce travail, les données du moteur à induction utilisés sont collectées à partir des essais expérimentaux réels dans un environnement de laboratoire (Nancy). Les expériences ont été réalisées dans des conditions de différentes valeurs de charge du moteur. Le courant statorique des cas sains et cassures de barres du rotor du moteur sont échantillonnés à 10 kHz. La détection des défauts est faite à ce rythme. Ensuite, les données sont décimés afin de diminuer le taux d'échantillonnage d'origine qui est appliqué une valeur inférieure, 200 Hz, et montrent que l'utilisation d'un sous

échantillonnage n'affecte pas la performance de la détection de défauts. Deux méthodes l'une non paramétriques: spectre DTFT et l'autre et la méthode AR paramétrique de LEVINSON ont été appliquée avec les fréquences d'échantillonnage supérieures et inférieures. À travers le calcul du spectre, les amplitudes du spectre des bandes latérales inférieure et supérieure des cassures des barres du rotor sont évaluées, plutôt que le calcul du spectre global. De cette façon, les amplitudes du spectre exactes sont obtenues, ce qui améliore la performance de discrimination entre l'état sain et défectueux, et de diminuer considérablement le coût de calcul. Les résultats indiquent que les bandes latérales peuvent être clairement vues avec les méthodes non paramétriques, tandis que les bandes latérales ne peuvent pas être détectées avec la méthode de LEVINSON-AR. Ainsi, un filtre d'ordre 2 est conçue pour supprimer la fréquence de ligne principale et d'isoler les cassés de rotor à barres spécifiques fréquences de bande latérale, pour la méthode-AR. Cela permet l'identification des bandes latérales caractéristiques.

4.2. Analyse des composantes fréquentielles latérales des cassures de barres

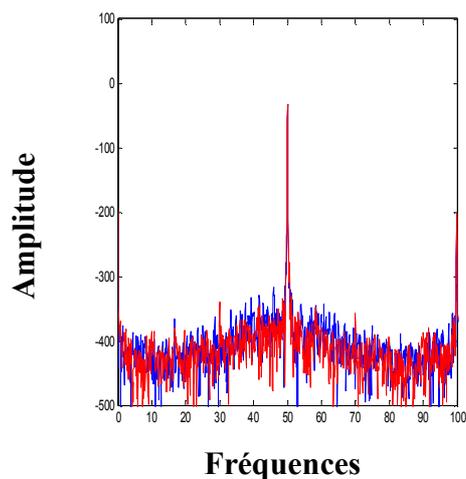
Pour détecter les défauts de cassures barre du rotor en enquêtant sur les composantes latérales composantes latérales autour de la fréquence fondamentale (fréquence de ligne 50 Hz),

$$f_b = (1 \pm 2.k.g) f_s \dots\dots\dots \text{(Equ. IV.1)}$$
$$k = 1,2, \dots$$

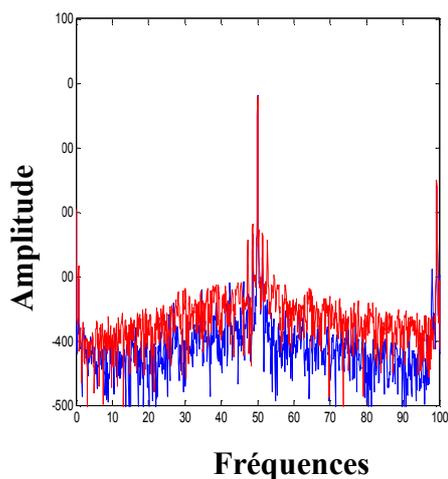
où f_b sont des fréquences de bande latérale associées à la barre cassée du moteur et g le glissement du moteur.

4.3. Simulation et résultats obtenus

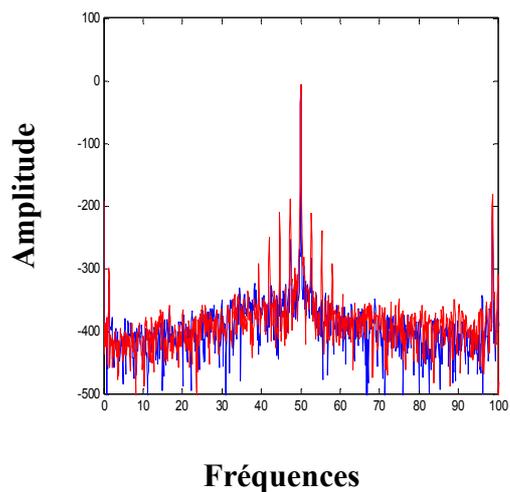
Afin d'étudier la performance d'extraction de caractéristiques de ces deux techniques étudiées pour MCSA des cassures de barre du rotor on a appliquée la méthode de Fourier sur le courant statorique sain et avec une cassure de barre pour différentes valeurs de charge du moteur les résultats sont donnés ci-dessous.



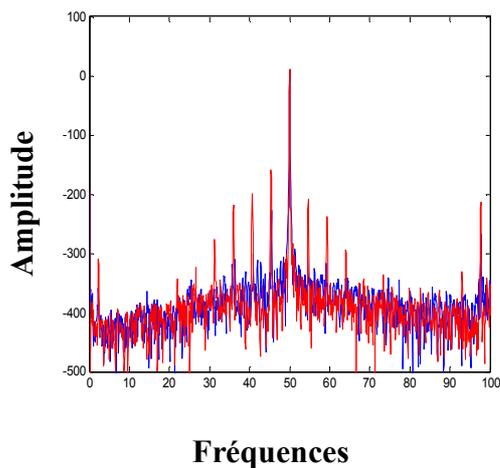
(Fig. IV.1) : A vide



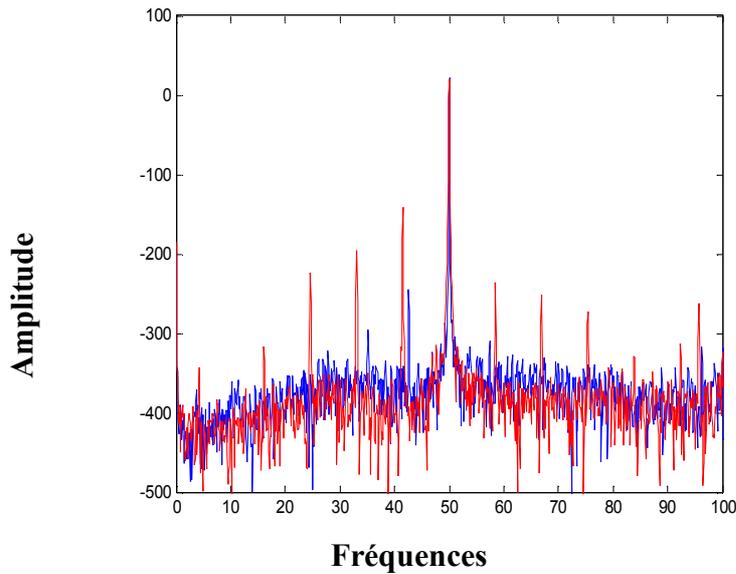
(Fig. IV.2) : Courant statorique
(Charge 25%)



(Fig. IV.3) : courant statorique
(Charge 50%)



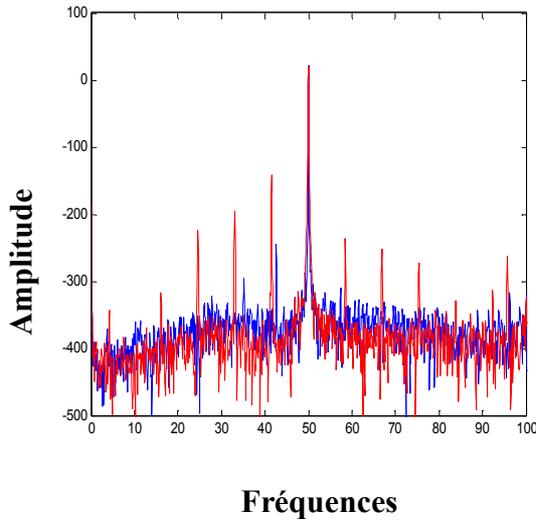
(Fig. IV.4) : Courant statorique
(Charge 75%)



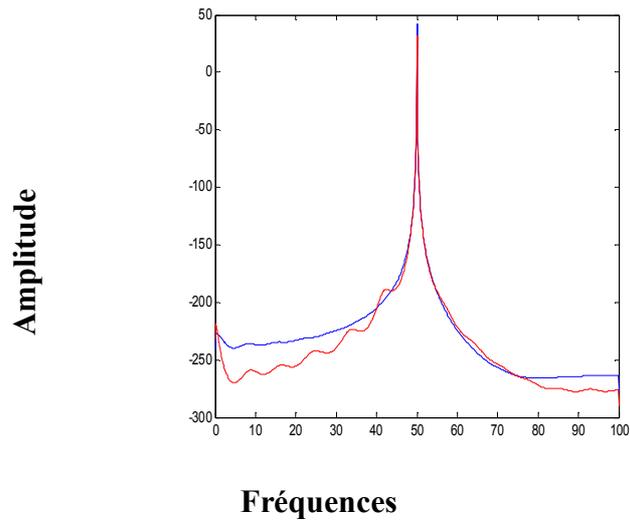
(Fig. IV.5) : Courant statorique
(Charge 100%)

Comme , les fréquences spécifiques des cassures de barres du rotor dépendent du glissement du moteur, qui est une fonction de la vitesse synchrone du moteur et la vitesse réelle du moteur, c'est-à-dire de la charge, on constate que les raies spectrales latérales autour de 50 Hz sont plus au moins éloignées de cette dernière suivant que la charge est grande ou faible, les raies sont invisibles pour le régime à vide. La couleur bleue représente le spectre de l'état sain du moteur, et la couleur rouge correspond au spectre de l'état de cassure d'une barre du rotor. Les données du courant du moteur sont décimées avec un taux de décimation de 50. De cette manière, la fréquence d'échantillonnage est réduite d'un facteur de 50, 200 Hz. Dans la (Fig. IV.6), on représente les spectres DTFT des courants décimés du moteur sain et défectueux avec fenêtre de Hanning. D'après la figure. (Fig. IV.6), il est clairement visible que les bandes latérales d'intérêt peut être détectée avec le procédé DTFT la fois avec le taux d'échantillonnage plus élevée, 10 kHz, et avec un taux d'échantillonnage plus faible, 200 Hz. Pour l'analyse des performances d'extraction des deux méthodes étudiées, nous allons calculer la bande latérale, $(1 \pm 2. k. g) f_S$, dans la représente le spectre de LEVINSON-AR des du courants décimés du moteur sain et défectueux un ordre du modèle de 30. Contrairement à la méthode DTFT, les deux bandes latérales ne peuvent pas être vues à cause de la domination de la fréquence de ligne principale, et ne permet pas aux bandes latérales d'apparaître avec la méthode de LEVINSON-AR.

Ainsi, un processus de filtrage est nécessaire pour supprimer la fréquence de ligne principale.



(Fig. IV.6) : Courant statorique décimé
(Fourier)



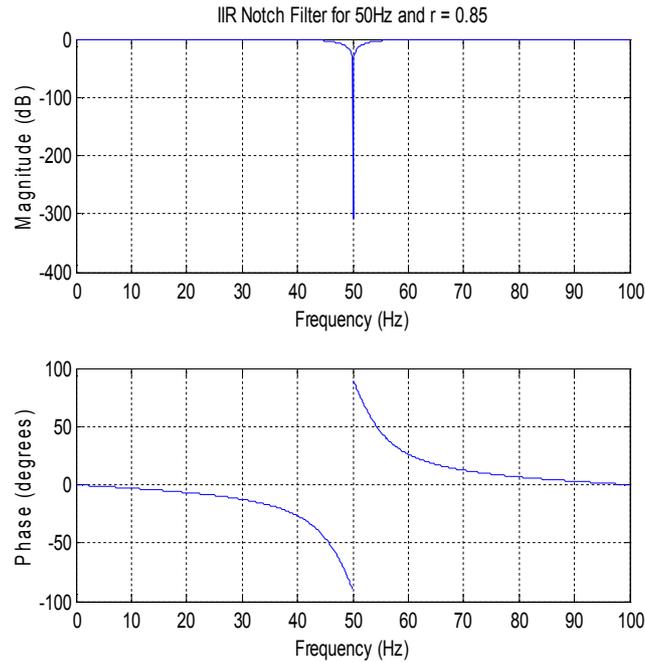
(Fig. IV.7) : Courant statorique décimé
(LEVINSON)

4.4. Conception du filtre coupe bande (50H)

La motivation derrière l'application d'un filtre coupe-bande est d'isoler les deux bandes latérales d'intérêt par la suppression de la domination de la fréquence de ligne principale, de telle sorte que la méthode de LEVINSON-AR peut être appliquée avec succès pour la détection barre brisée rotor.

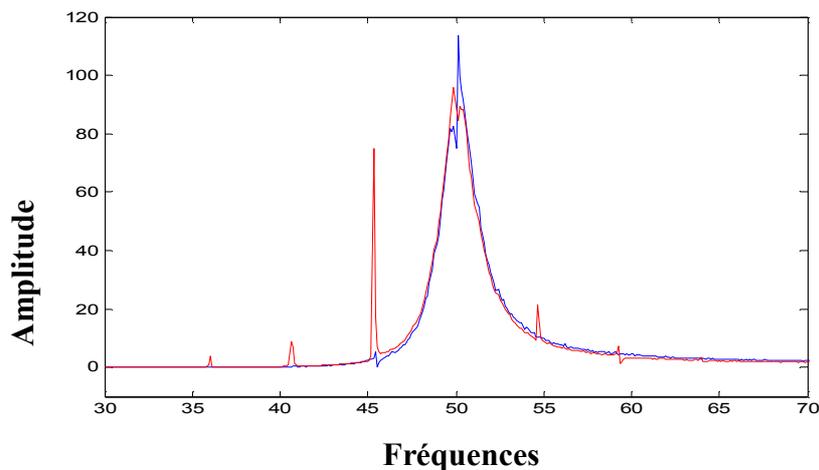
4.5. Conception du filtre est réalisée dans MATLAB (filtre)

La baisse du taux d'échantillonnage de 200 Hz, le filtre coupe-bande peut être mis en œuvre efficacement. la figure (Fig. IV.8) représente la réponse en fréquence du filtre.



(Fig. IV.8) : Filtre coupe bande

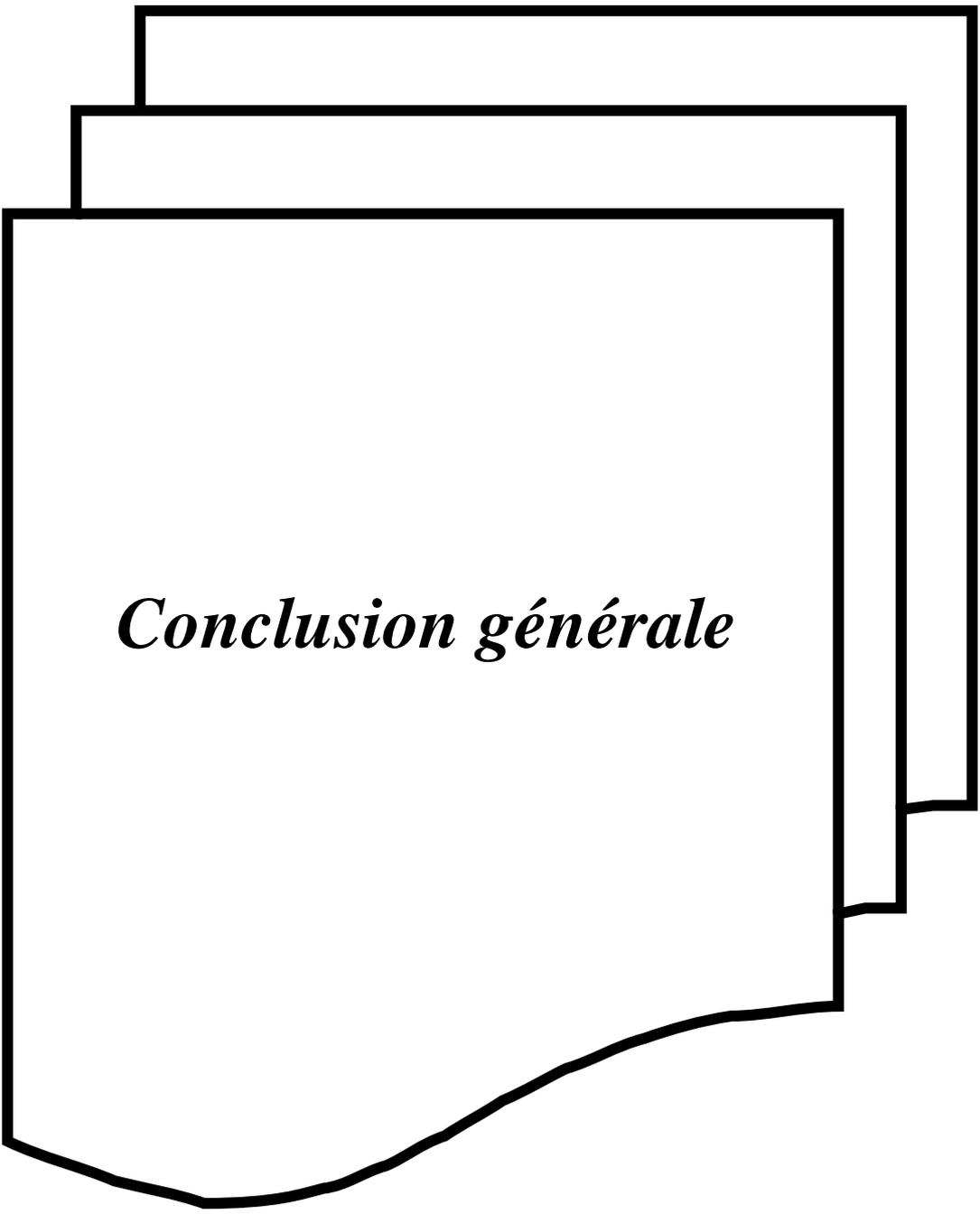
Le spectre de la figure (Fig. IV.9) correspondent aux mêmes signaux sain et cassure de barre du rotor du moteur qui ont été utilisés dans la (Fig. IV.7) sous échantillonnés et filtrés, Un ordre du modèle de 30 a été appliqué dans la méthode de LEVINSON-AR. avec un nombre d'échantillons de 512. La (Fig. IV.9) vérifie que la partie inférieure et bandes latérales supérieure peut être détecté avec succès, après filtrage avec la méthode de LEVINSON -AR, avec un taux d'échantillonnage plus faible, 200 Hz.



(Fig. IV.9) : Courant statorique décimé et filtré (LEVINSON)

Conclusion

dans ce chapitre on a appliquée deux méthodes de détection des défauts de cassure des barres l'une non paramétrique basée sur la transformée de Fourier (DTFT) et l'autre paramétrique (AR), sur des signaux expérimentaux, on conclue que le taux d'échantillonnage plus faible avec un filtre coupe-bande peuvent être appliquées avec succès avec des méthodes AR et DTFT, et qu'ils n'affectent pas les performances de détection des cassures de barres dont les fréquences pertinentes sont situées dans la bande [0 100 Hz]. L'utilisation d'un taux d'échantillonnage plus faible est important car il réduit significativement les calculs et le coût dans la mise en œuvre de la détection en ligne et surpasse le problème de résolution fréquentielle dont souffrent plusieurs méthodes de détection non paramétriques.



Conclusion générale

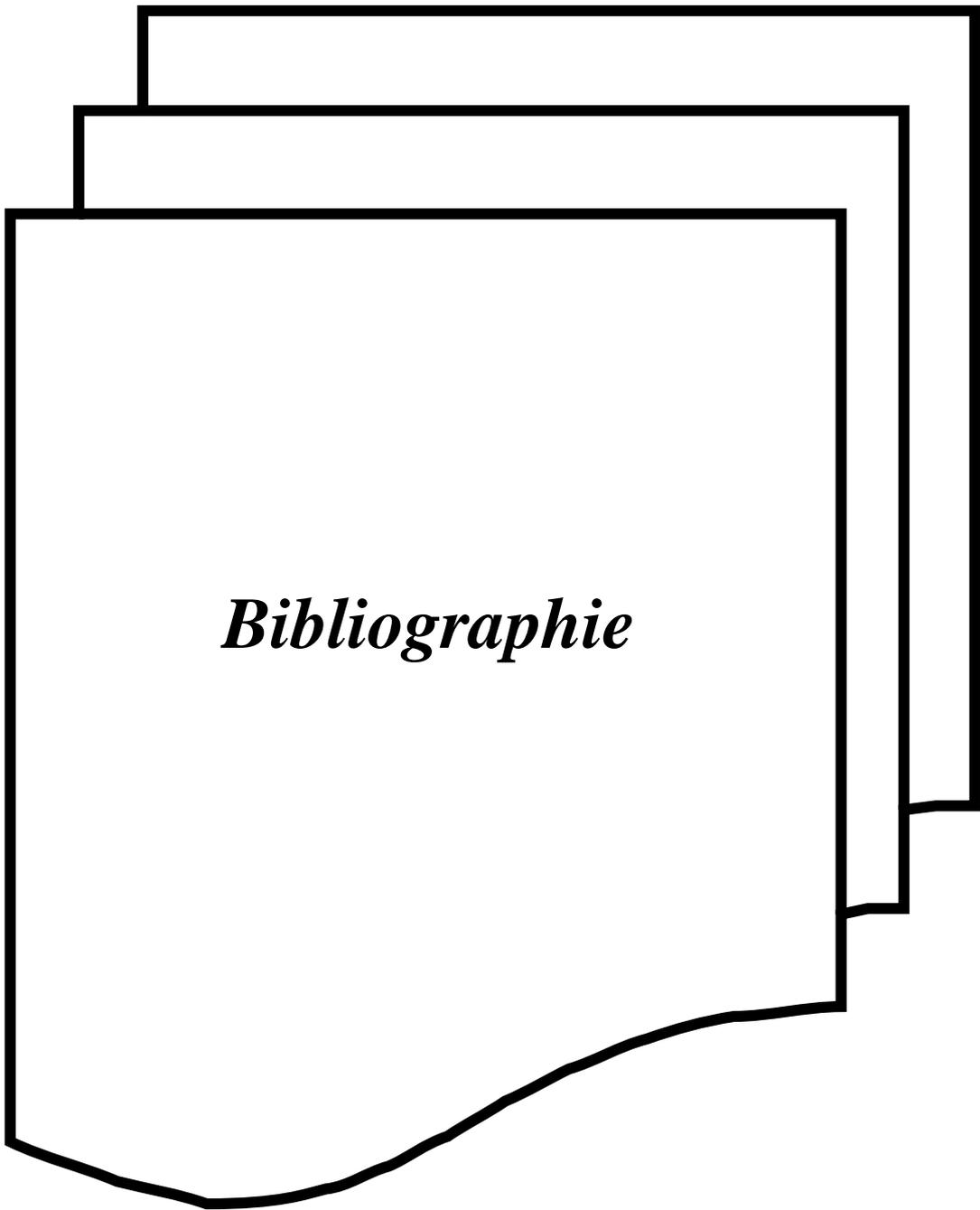
Conclusion générale

Les méthodes spectrales paramétrique et décomposition harmoniques, ont prouvé leurs efficacité à détecter des composantes spectrales de fréquences rapprochées même en présence du bruit dans les signaux .D'après les résultats de chapitre II et III, les simulations sur un signal synthétique avec plusieurs niveau de bruit, montre la supériorité de la méthode PRONY par rapport à la méthode PISARENKO surtout lorsque le signal est riche en harmoniques. L'intérêt des méthodes AR, exemple de la méthode de LEVINSON possède de bonnes facultés à détecter des composantes fréquentielles en présence du bruit.Ces dernières méthodes deviennent très utiles lorsque le nombre d'échantillons disponibles est faible.

Dans le chapitre IV, on a appliqué les méthodes AR –LEVINSON sur des signaux réels de cassure de barre.une comparaison est faite par rapport a la méthode de Fourier, montre que la méthode AR possède l'avantage de travailler sur un nombre d'échantillons faible et sur monter le problème de résolution fréquentielle dont souffre la méthode de Fourier.

La détection de la fréquence de cassure de barre sur une faible plage de fréquence (0-100Hz) permet de travailler sur des fréquences d'échantillonnage faible, et réduire le nombre d'échantillons de l'analyse spectrale AR pour des performances comparables à Fourier pour un nombre d'échantillons élevé .Le sous-échantillonnage ou la décimation du signal courant suivi d'un filtrage coupe –bande pour atténuer l'effet de la fréquence ligne 50Hz sur la bande latérale de fréquence de cassure de barre , permet aux méthodes AR de détecter efficacement

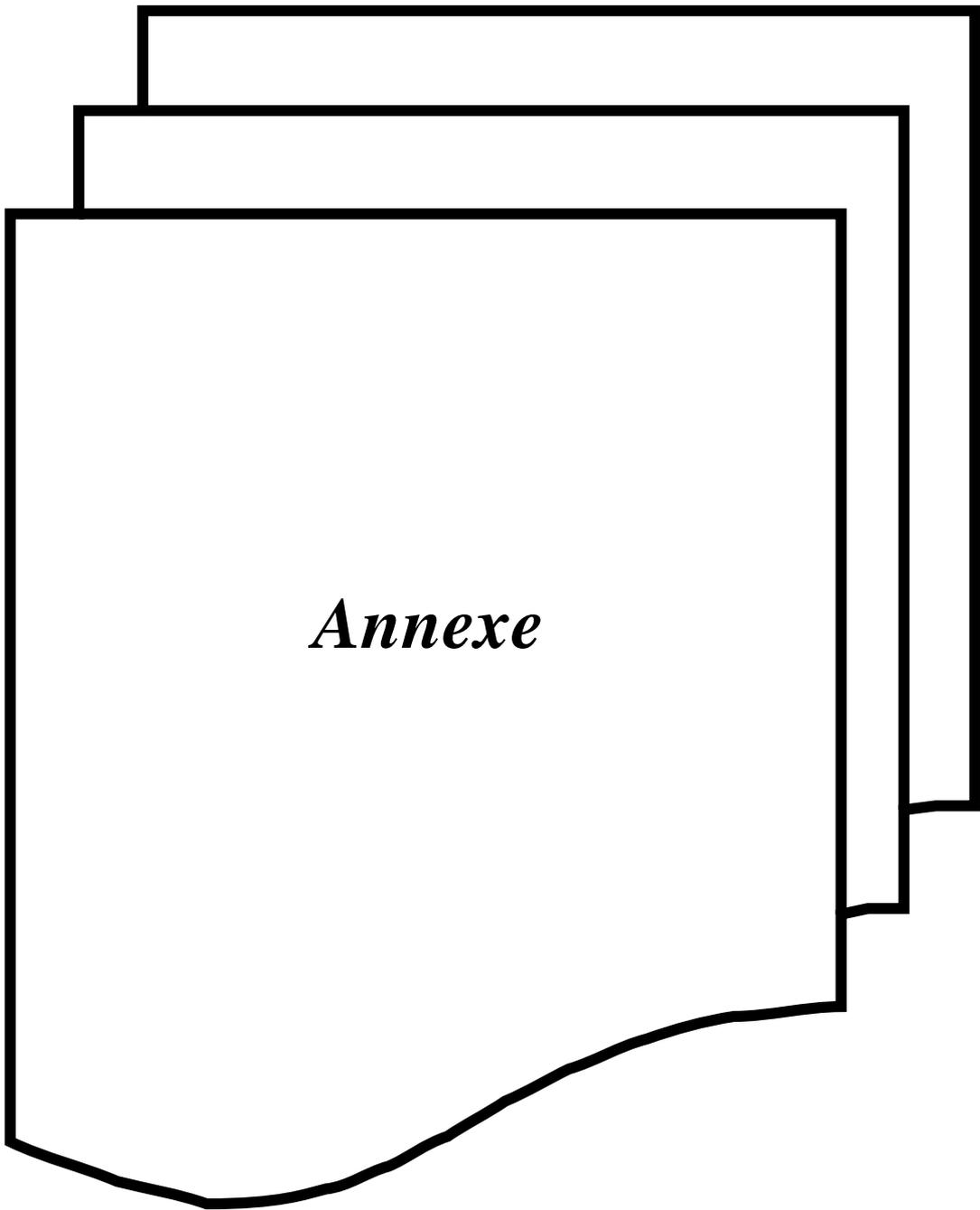
Les défauts de cassure de barre.



Bibliographie

Bibliographie

- [1] : Allianz, 88, "Présentation des avaries. Machines électriques tournantes" cahier des préventions. CP2, Allianz, 1988
- [2]: A. H. Bonnett, "Cause and analysis of Anti-Friction Bearing Failures in A.C Induction Motors" *IEEE Transactions on Industry Application*, pp 14 - 23, Sept/Oct 1993
- [3]: J. R. Cameron, W. T. Thomson, «Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors" *IEE Proceedings B. Electric Power Applications*, Vol. 133, pp.155-163, May 1986.
- [4]: S. Nandi, H. A. Toliyat, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines – a review" *IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*, Vol.1, pp.197-204, Phoenix, USA, 1999
- [5]: P. O'Donnell, "Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part 1", *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. IA 21, N° 4, jury/August 1985 pp 853 – 864
- [6] : E. Schaeffer, "Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts" *Thèse de doctorat - Ecole Centrale de Nantes 1999.*
- [8] : A-Ouahabi "Techniques avancées de traitement du signal et application" ed-connaissance du monde-Alger
- [7] : A-Ducasse, C-Mailhes, F-Castanie, "Estimation de Fréquences: Panorama des Estimation Paramétriques", *Traitement du signal*, 1998, 15(2) ,150-161.
- [9] : A-Felkaoui, B-Fortas, A-Apostoliouk,"Sur la Sélection de l'ordre dans l'analyse Spectrale Moderne des Processus Linéaire", *ProcICSS'94*, Alger, Algérie, 24-26, Sept1994, vol.1, 178-181.
- [10] : J-Max " méthodes et techniques de traitement de signal et applications aux mesures physiques", Tome II ed-Masson- Paris.



Annexe

Annexe

Rappels sur les signaux et spectres

On rappelle ici quelques notions sur les spectres pour des signaux déterministes ou aléatoires.

1. Signaux déterministes

Considérons un signal discret $\{x(n)\}$ $n=0, \pm 1, \dots$ que l'on obtient en général par échantillonnage d'un signal continu. Si l'on suppose que ce signal est à énergie finie, c'est-à-dire

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x^2| < \infty$$

Alors il possède une Transformée de Fourier Discrète (TFD) que l'on définit comme suit

$$X(w) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-inw}$$

La Transformée de Fourier Discrète inverse s'écrit alors comme

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(w) e^{inw} dw$$

Définissons maintenant la quantité

$$S(w) = |X(w)|^2$$

On a alors

$$\begin{aligned} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S(w) dw &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} x^*(n)x(m) e^{-iw(n-m)} dw \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} x^*(n)x(m) \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-iw(n-m)} dw \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} |x^2(n)| \end{aligned}$$

L'équation précédente est connue comme le théorème de PARSEVAL. Elle indique que $S(\omega)$ représente la distribution de l'énergie du signal selon la fréquence. C'est pourquoi on l'appelle densité spectrale d'énergie (DSE). Notons que si l'on définit la fonction de « corrélation » de la séquence $x(n)$ comme

$$\rho(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x^*(n)x(n+m)$$

Alors on vérifie immédiatement que la DSE est la TFD de cette séquence, i.e.

$$S(w) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \rho(m) e^{-imw}$$

2. Densité spectrale de puissance pour les signaux Aléatoires

La plupart des signaux que l'on rencontre en pratique ne sont pas déterministes et l'on ne peut connaître exactement leur évolution au cours du temps. On ne peut que faire des conjectures sur cette évolution. On les décrit alors comme une séquence aléatoire qui consiste en un ensemble de réalisations possibles et dont on a observé une réalisation.

Théoriquement, ces processus sont caractérisés par une fonction de densité de probabilité. Nous les décrivons ici seulement au second ordre, c'est-à-dire par leurs fonctions de corrélation. Notons que si le processus est Gaussien, il est entièrement déterminé par celle-ci. Contrairement aux signaux déterministes, une réalisation d'un signal aléatoire n'est pas d'énergie finie. On ne peut donc pas transposer les définitions du paragraphe précédent. Par contre, il possède en moyenne une puissance finie, ce qui fait qu'on définit la Densité Spectrale de Puissance (DSP). On rappelle maintenant les définitions des termes mentionnés ci avant. Supposons que $\{x(n)\}_{n=0,\pm 1,\dots}$ est une séquence de variables aléatoires, de moyenne nulle

$$E\{x(n)\} = 0$$

Où E désigne l'opérateur espérance mathématique (moyenne sur l'ensemble des réalisations). On définit la fonction de corrélation (ou de covariance puisque la moyenne est nulle) comme

$$r_{xx}(m) = E\{x^*(n)x(n+m)\}$$

qui ne dépend que de m. On suppose donc que le processus est stationnaire au second ordre. La DSP se définit alors comme la TFD de la corrélation

$$S_x(w) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \rho_{xx}(m) e^{-imw}$$

On montre alors que

$$r_{xx}(m) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S_x(w) e^{imw} dw$$

Ce qui implique en particulier que $r_{xx}(0)$ est la puissance moyenne de $x(t)$. On montre de plus que la DSP peut se redéfinir de la façon suivante

$$S_x(w) = \lim_{N \rightarrow \infty} E \left\{ \frac{1}{2N+1} \left| \sum_{n=-N}^N x(n) e^{-jnw} \right|^2 \right\}$$

à la condition que

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{m=-N}^N |m| |r_{xx}(m)| = 0$$