République algérienne démocratique et populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mentouri Constantine

Faculté des Sciences de L'Ingénieur
Département d'Electrotechnique

N° d'ordre:……
Série :……

Mémoire
Présenté vue de l'obtention du diplôme de magister
En Electrotechnique

Par
Radouane BOUSSEKSOU

Modélisation analytique des machines Asynchrone application au diagnostic

Soutenu le : / /2007

Devant le jury :

Président:	***Mohamed El-Hadi LATRECHE***	**Prof.**
Rapporteur :	***Abdelmalek KHEZZAR***	**M.C.**
Examinateurs :	***Aissa BOUZID***	**Prof.**
Examinateurs :	***Mohamed BOUCHERMA***	**M.C.**

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE 2

CHAPITRE I: ETAT DE L'ART

I-1 INTRODUCTION…… 5

I-2 ELEMENTS DE CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE 5

I-2-1 Le stator…… 5

I-2-2 Le rotor …… 6

I-2-2-1 Rotor bobiné ……... 6

I2-2-2 Rotor à cage…….. 6

I-2-3 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone 7

I-3 LES PRINCIPAUX DEFAUTS DANS LA MACHINE ASYNCHRONE 8

I-3-1 Les défauts rotoriques ……. 8

I-3-1-1 Cassure de barre……... 8

I-3-1-2 Les défauts d'excentricités……... 9

I-3-1-3 défauts au niveau des roulements…… 10

I-3-2 Les défauts statoriques …… 11

I-4 METHODES DE DIAGNOSTIC FREQUEMMENT UTILISEES ……... 12

I-4-1 Méthodes de diagnostic des défauts basées sur l'analyse spectral des signaux……. 12

I-4-1-1 Analyse fréquentielle du courant statorique ……... 12

I-4-1-2 Analyse fréquentielle de la puissance instantanée……... 14

I-4-1-3 Analyse fréquentielle de la tension du neutre ……. 16

I-4-1-4 Analyse des flux…….. 17

I-4-1-5 Analyse du couple électromagnétique…… 18

I-4-1-6 Analyse vibratoires de la machine……... 19

I-4-2 diagnostic de défaut par l'estimation paramétrique…… 19

I-5 CONCLUSION…… 20

CHAPITRE III: MODELES DE LA MACHINE ASYNCHRONE DEDIES A LA SIMULATION DE DEFAUT

II-1 INTRODUCTION ……. 22

II-2- MODELE MULTI-ENROULEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE ……... 22

II-2-1 hypothèses simplificatrices …… 23
II-2-2 Mise en équation …… 24
II-2-2-1 Equation des tensions statoriques …….. 24
II-2-2-2 Equation des tensions rotoriques…… 26
II-2-2-3 Equation mécanique……... 28
II-3 CALCUL DES INDUCTANCES……... 29
II-3-1 Calcule des inductances du modèle dont le flux d'entrefer est sinusoïdal…….. 29
II-3-1-1 Inductances rotoriques …….. 29
II-3-1-2 inductances statoriques …….. 30
II-3-1-3 Inductances Mutuelles stator-rotor …… 32
II-3-2 Prise en Compte des harmoniques d'espaces ……. 33
II-3-2-1 Développement de la fonction d'enroulement …… 34
II-3-2-2 Calculs des inductances ……. 36
II-4 SIMULATION DE RUPTURE DE BARRE AU ROTOR ……... 37
II-4-1 Résultat de simulation …… 38
II-5 ANALYSE SPECTRALE …….. 44
II-5-1 Analyse des spectres du courant dans la plage [0-100] Hz …… 44
II-5-2 Analyse du spectre de tension du neutre …….. 48
II-6 CONCLUSION ……. 51
CHAPITRE III: DIAGNOSTIC DE DEFAUT PAR LE CALCULS DES INDICES DEFAILLANCE
III-1 INTRODUCTION …… 54
III-2 ANALYSE DU COURANT STATORIQUE …….. 54
III-3 ANALYSE DE LA PUISSANCE INSTANTANE ……. 60
III-4 APPLICATION …… 64
III-4-1 Calcul du glissement …… 66
III-4-2 Critère de détection …….. 70
III-5 LA TENSION DU NEUTRE …….. 70
III-5-1 développement analytique de la tension du neutre …….. 74
III-5-2 Analyse du spectre de la tension du neutre ……... 75
III-6 CONCLUSION…… 79
CONCLUSION GENERALE 81

ANNEX A 83
BEBLIOGRAPHIE 84

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les machines asynchrones spécialement les moteurs asynchrones jouent un rôle important dans le domaine de la conversion de l'énergie électromécanique. Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et sont faible coût d'achat de fabrication. Mais les machines subissent de plus en plus de perturbation auxquelles sont sensibles .

Certaines utilisations des moteurs asynchrones ne tolèrent pas les pannes intempestives. Ces pannes peuvent être dues aux moteurs et être d'origine mécanique (excentricité du rotor) ou électrique (court-circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou l'anneau, cassure de dents…).

Depuis longtemps déjà. La rupture des barres dans les moteurs à fait l'objet de nombreux travaux. Les machines asynchrones sont largement utilisées en milieu industriel, assurer leur continuité de fonctionnement, en effet, la fiabilité et la sûreté de leur fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations.

Il existe plusieurs procédures de diagnostic. Le choix d'une approche est lié à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système, mais aussi à la complexité de ce système. Ainsi deux grandes familles de procédure sont utilisées dans le domaine du diagnostic: les méthodes de diagnostic à base de modèles analytique et les méthodes sans modèle.

Les méthodes à base de modèle analytique reposent sur le suivi des paramètres et des grandeurs de la machine, au moyen d'algorithmes d'observation. Elles détectent les défaillances en comparant l'évolution de l'écart entre le modèle et le processus réel.
Les méthodes sans modèle sont basées sur l'extraction d'informations par le biais du traitement des signaux mesurés. Les signaux mesurables (les courants, les tensions, la tension du neutre, la vitesse, les vibrations, la puissance instantanée), peuvent fournir des informations significatives sur les défauts.
Dans ce contexte le mémoire comporte trois chapitres :

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à l'étude des composants et du fonctionnement de la machine asynchrones. Après une brève introduction des constitutions de la machine et leurs principes de fonctionnement. Nous présentons les différents types de défauts qui peuvent apparaître dans les machines asynchrones, nous terminons ce chapitre par une analyse des différentes techniques de diagnostic actuellement appliquée à la machine asynchrone.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation des modèles de la machine asynchrone pour la simulation des ruptures de barres. Pour ça nous utilisons le modèle multi-enroulement qui prend en compte les harmoniques d'espace pour avoir un modèle plus proche de la réalité. Avec ce modèle on peut prendre en considération toutes les mailles formées par les barres de la cage, ce qui la facilité la simulation d'une rupture de barre, tout en augmentant la résistance de barre rompue. Puis nous analysons l'influence du défaut sur les grandeurs temporelles de la machine pour permettre de développer des méthodes de surveillance et de diagnostic appropriées.

Le troisième chapitre est consacré à la description d'une nouvelle méthode de diagnostic basée sur l'évolution des indices de défaillance pour détecter la présence du défaut, ces indices sont calculés à partir de l'évolution des amplitudes des composantes présente dans le spectre fréquentielle du courant, de la puissance et de la tension du neutre, ce qui permet d'effectuer un diagnostic de l'état du rotor de la machine asynchrone.

CHAPITER I :

SYNTHESE BIBLIOGRAPHIQUE

I-1 INTRODUCTION :

Le premier chapitre a pour objectif de revenir rapidement sur la constitution des machines asynchrones et de synthétiser les différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux et a En passant brièvement sur les techniques de base couramment utilisées dans ce domaine

I-2 ELEMENTS DE CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La machine 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 sur le quel sont placés les enroulements qui seront accessibles de l'extérieur, figure(I,1)

Machine asynchrone *Stator* *Rotor*

Figure (I-1): photo d'une machine asynchrone avec le Stator et le Rotor qui la constituent

I-2-1 le stator :

Le circuit magnétique est un empilement de tôles d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques, on isole habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude (figure I.2). Le bobinage statorique est constitué de 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. Quant aux têtes de bobines elles permettent la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer, pour limiter les oscillations du couple électromagnétique.

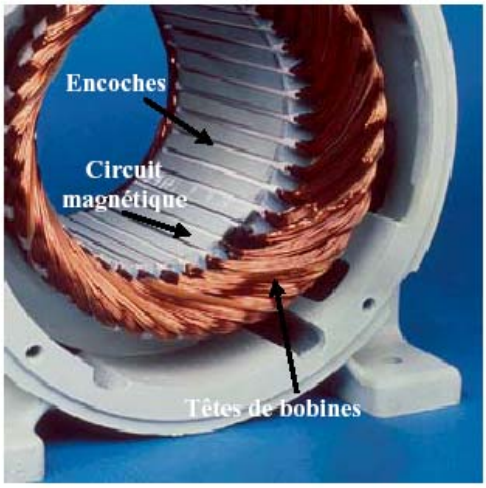


Figure (I.2) **:** *Photo du stator d'une machine asynchrone*

I-2-2 le Rotor :

Le circuit magnétique du rotor est constitué d'un assemblage de tôles ferromagnétiques rainurées. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans les plus gros moteurs, chaque lamination est constituée de plusieurs sections montées sur un noyau. On trouve deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil.

I-2-2-1 Rotor Bobiné

Les enroulements rotoriques sont localisés dans les encoches situées à la périphérie du rotor. Ces enroulements sont bobinés de manière à obtenir un enroulement triphasé à « p » paires de pôle. Les bobinages rotoriques sont toujours couplés en étoile, et les trois bornes accessibles sont reliées à la carcasse du stator à l'aide d'un système constitué de trois bagues tournants et de trois balais fixes.

I-2-2-2 Rotor à cage :

La grande majorité des moteurs sont à cages. Dans chaque encoche rotorique est placée une barre. Ces barres sont en cuivre pour les moteurs de forte puissance, et en alliage d'aluminium pour les machines de faible et moyenne puissance. Elles sont réunies à chaque extrémité du rotor par des anneaux réalisant le court-circuit. L'enroulement rotorique ainsi réalisé n'est pas accessible à partir du stator.

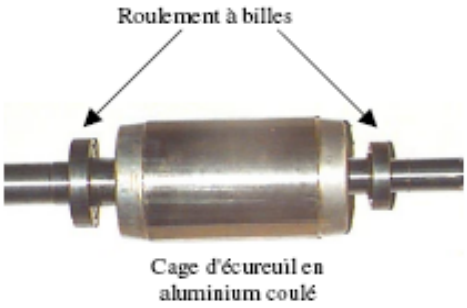


Figure (I.3) **:** *Photo du rotor d'une machine asynchrone*

I-2-3 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant crée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant. De cette façon le fonctionnement d'une machine asynchrone est analogue à celui d'un transformateur : le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire qui, dans le cas général, peut tourner à la vitesse de rotation donnée par le rapport suivant:

$$n_1 = \frac{f}{p} \qquad \text{(I.1)}$$

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone (sans collecteur) n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (n_1) diffère de celle du rotor (n), c'est-à-dire, lorsque $n \neq n_1$, car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque $n = n_1$, le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport :

$$g = \frac{n_1 - n}{n_1} \qquad \text{(I.2)}$$

Est appelé glissement d'une machine asynchrone.

I-3 LES PRINCIPAUX DEFAUTS DANS LA MACHINE ASYNCHRONE

Bien que les machines asynchrones à cage d'écureuil soient réputées robustes, elles peuvent parfois présenter différents types de défauts, ces défauts peuvent être soit d'origine électrique, soit d'origine mécanique. Un problème minime à l'étape de fabrication peut être à l'origine d'un défaut, tout comme une utilisation non conforme de la machine.

I-3-1 Les défauts rotoriques :

I-3-1-1 Cassure de Barre :

Le problème des ruptures de barres dans les machines à induction a été l'objet de plusieurs travaux de recherches : Kliman[KLI88], Thomson[THO88], Elkasbgy[ELK92], Filippetti [FIL 96] et [DID 06], l'information de la rupture de barre se trouve donc portée par le flux magnétique, et par conséquent dans le courant absorbé du réseau électrique [BAC02]. Il est donc nécessaire de connaître les fréquences résultant d'une rupture de barres a fin de pouvoir les détecter à travers une analyse spectrale de ces courants.

Comme le montre Filippetti [FIL98]; suite à une rupture de barre, les circuits rotoriques créent en plus du champ rotorique direct, un champ magnétique inverse de pulsation $-gf_s$ et qui est dû au déséquilibre des enroulements rotoriques figure (I.4). Cela a pour effet d'induire des forces électromotrices dans les circuits statoriques de fréquences $(1-2g)\ f_s$, et donc des composantes de courant à ces fréquences selon la relation:

$$F_{défaut}=f_r-gf_s$$
$$=(1-g)fs-\ gf_s=(1-2g)f_s \qquad (I.3)$$

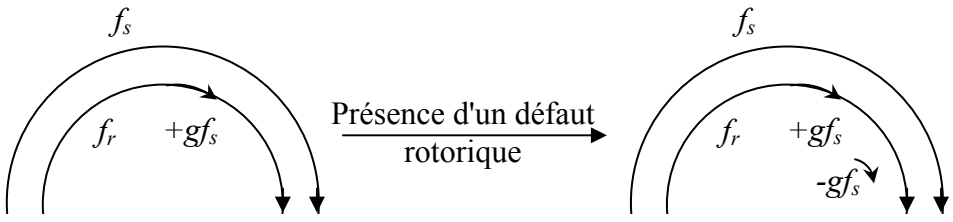


Figure (I, 4): schéma de fonctionnement d'un rotor en défaut

Une composante oscillatoire du couple électromagnétique à la fréquence $2gf_s$ est aussi produite par l'interaction du champ direct et inverse. Les forces électromotrices dues au

défaut sont alors de fréquences $(1 \pm 2g) f_s$. Les champs crées par les courants vont induire, par conséquent, au rotor des courants directs et inverses de fréquences $\pm 3gf_s$. Ainsi, au stator, des courants de fréquences $(1 \pm 4g) f_s$ sont générées selon le même processus. Par conséquent, des composantes de fréquences $(1 \pm 2kg) f_s$, où k est un entier positif, se retrouvent dans les courants absorbés par la machine [Fil 94].

I-3-1-2 Les défauts d'excentricités :

On distingue deux cas d'excentricité (figure I.5):

- **Excentricité statique:** le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe.
- **Excentricité dynamiques :** le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe.

L'apparition des deux types d'excentricité au même temps est généralement appelé : *excentricité mixte.*

Les causes peuvent être; le positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, l'usure des paliers ou la torsion de l'arbre.

L'excentricité dans les machines à induction augmente l'apparition des composantes additionnelles dans le spectre du courant, leurs fréquences sont données par [CUR03] et [SCH 95].

$$f_{excen} = f_s \left(kn \pm n_e \right) \frac{(1-g)}{p} \pm n_w \qquad \text{(I.4)}$$

n: le nombre d'encoches rotoriques

n_e=0, dans le cas d'une excentricité statique et n_e=1, dans le cas d'une excentricité dynamique.

k=1,2,3,…. Et n_w=1,3,5,7…(l'ordre de l'harmonique de la F.m.m du stator)

dans l'étude de ce type de défaut on distingue: [CRU 03],[SCH95],[BAN00],[FAI03].

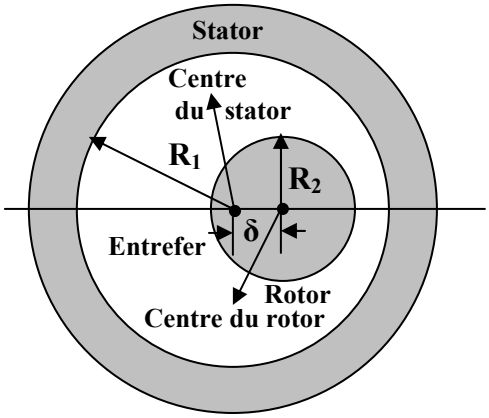


Figure (I,5): représentation de l'excentricité

I-3-1-3 Défauts au niveau des roulements :

Les roulements se composent généralement de deux bagues, une intérieure et autre extérieure entre lesquelles existe un ensemble de billes ou de rouleaux tournants (figureI.6). En fonctionnement normal, la défaillance due à la fatigue commence par des petites fissures situées au-dessous des surfaces du chemin de roulement et de l'élément roulant, qui se propage graduellement sur la surface. Tout changement de l'uniformité du roulement produit des vibrations qui génèrent dans le courant statorique des raies spectrales de fréquences [SCH 95], [BEN 03]

$$f_{roul} = \left| f_s - k f_v \right| \qquad \text{(I.5)}$$

d'où: k=1,2,3…, et f_v est l'une des fréquences caractéristiques des vibrations

Les fréquences caractéristiques des vibrations dépendent de l'élément du roulement affecté par un défaut et sont liées aux paramètres du roulement.

Selon [SCH95], les fréquences des vibrations qui caractérisent les défauts des roulements à bille sont :

- **Défauts au niveau d'une bille**

$$f_b = \frac{PD}{BD} f_{rot} \left[1 - \left(\frac{BD}{PD} \cos(\beta) \right)^2 \right] \qquad \text{(I.6)}$$

- **Défauts sur la bague intérieure**

$$f_{b.\text{int}} = \frac{n_b}{2} f_{rot} \left[1 + \frac{BD}{PD} \cos(\beta) \right] \qquad \text{(I.7)}$$

- **Défauts sur la bague extérieure**

$$f_{b.\text{int}} = \frac{n_b}{2} f_{rot}\left[1 - \frac{BD}{PD}\cos(\beta)\right] \qquad \text{(I.8)}$$

où BD le diamètre d'un élément roulant, PD la distance entre les centres des billes diamétralement opposées, n_b est le nombre d'éléments roulants, β angle de contact des billes avec les bagues du roulement et f_{rot} est la fréquence de rotation du rotor .

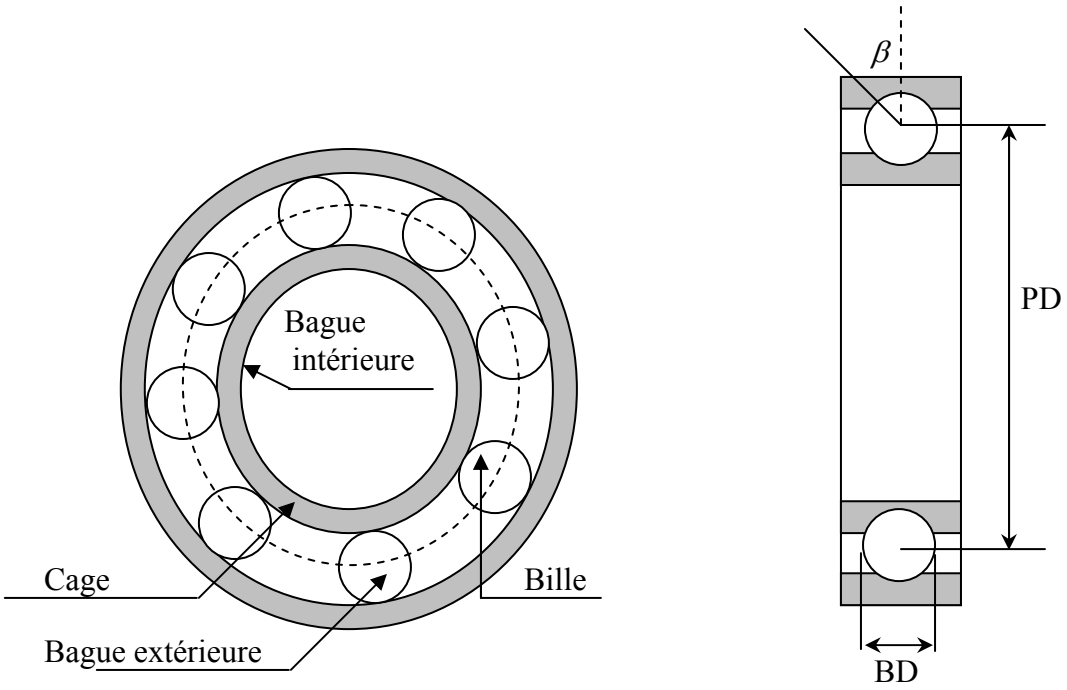


Figure (I.6): dimension du roulement à bille

I-3-2 Les défauts statoriques :

L'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statoriques de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses. Nous pouvons citer, à titre d'exemple, les défauts de type courts-circuits inter-spires qui apparaissant à l'intérieur des encoches statoriques. Ce type de défauts peut être causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique. Nous pouvons citer aussi les courts-circuits apparaissant entre une phase et le neutre, entre une phase et la carcasse métallique de la machine ou entre deux phases statoriques. Les courts-circuits entre spires est donc le défaut le plus fréquemment rencontré au stator, la fréquence caractéristique de ce défaut est [NAN05] :

$$f_{cs} = f_s\left[\frac{n}{p}(1-g) \pm k\right] \qquad \text{(I.9)}$$

Avec n=1,2,3…… et k=1,3,5.

I-4 METHODES DE DIAGNOSTIC FREQUEMMENT UTILISEES

La surveillance est un moyen de garantir le bon fonctionnement des systèmes. Le diagnostic est une partie de la surveillance qui a pour objectif de trouver la cause des défauts.

I-4-1 Méthodes de diagnostic des défauts basées sur l'analyse spectrale des signaux:

L'analyse spectrale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les courts-circuits dans les bobinages. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation.

La surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste donc à effectuer une simple transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine

A ce jour, c'est l'analyse spectrale des signaux qui est la plus utilisée pour le diagnostic du défaut rotorique. Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone peuvent être

- ✓ Les courants absorbés
- ✓ Le flux de dispersion
- ✓ La tension d'alimentation
- ✓ Le couple électromagnétique
- ✓ La vitesse rotorique
- ✓ Les vibrations
- ✓ La tension de neutre

I-4-1-1 Analyse fréquentielle du courant statorique

L'analyse du courant statorique dans le domaine fréquentiel reste la méthode la plus couramment utilisée car le spectre résultant contient une source de renseignement sur la

majorité des défauts électriques et magnétiques pouvant apparaître au sein d'une machine asynchrone.

Grâce à l'analyse spectrale du courant de ligne, on doit pouvoir observer, en présence d'une rupture de barre, les composantes qui apparaissant autour du fondamental dont les fréquences sont $(1 \pm 2kg)$[FIL98].à titre d'exemple, nous présentons sur les figures(I.7) (a) et (b) le spectre du courant statorique lorsque la machine fonctionne avec un rotor sain, et un rotor défaillant (une barre cassée), on constate l'apparition des composantes en symétrie autour de la fréquence du réseau, ce qui traduit la présence d'un défaut au sein de la cage d'écureuil.

Dans la littérature, sont présentées plusieurs techniques de détection de défauts par l'analyse fréquentielle du courant statorique [AND 95],[DID 06],[THO88].

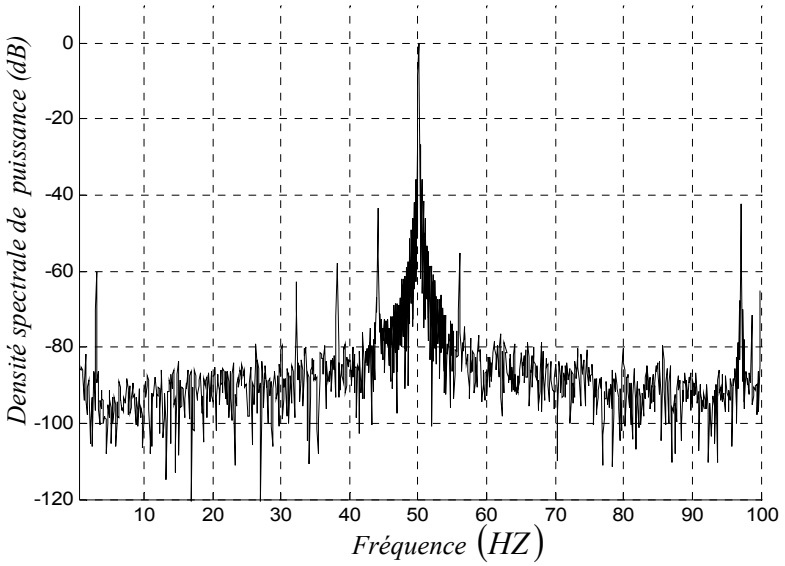


Figure (I,6)a: spectre fréquentiel du courant statorique expérimental pour un rotor sain

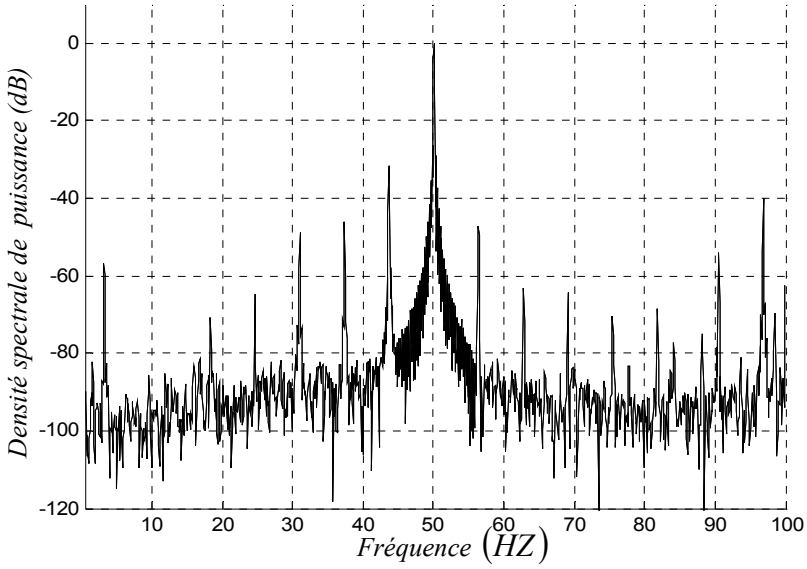


Figure (I,7)b: spectre fréquentiel du courant statorique expérimental pou un rotor défaillant (une barre cassée)

I-4-1-2 Analyse fréquentielle de la puissance instantanée :

L'utilisation de la puissance instantanée pour la détection des défauts dans les moteurs asynchrones, a fait l'objectif de nombreux travaux [ADR00], [ZHE 04], [DID06]. La puissance instantanée est le produit de la tension d'alimentation et le courant absorbé par le moteur. Donc, la quantité d'informations apportée par cette grandeur, est plus grande que celle apportée par le courant, le spectre de la puissance instantanée contient une composante additionnelle située à la fréquence de défauts comme le montre la relation suivante [DID 06].

La tension et le courant d'une phase statorique peuvent se mettre sous la forme suivante :

$$V_s(t) = \sqrt{2} V_{LL} \cos(\omega_s t) \quad \text{(I.10)}$$

$$I_{s0}(t) = \sqrt{2} I_{LL} \cos(\omega_s t - \varphi) \quad \text{(I.11)}$$

Ce qui nous donne, en terme de la puissance instantanée :

$$P_{s0}(t) = V_{LL} I_{LL} [\cos(2\omega_s t - \varphi) + \cos(\varphi)] \quad \text{(I.12)}$$

En présence d'un défaut rotorique. L'équation du courant devient

$$I_s(t) = \sqrt{2} I_{LL} \cos(\omega_s t - \varphi) + m \cos((\omega_s - \omega_f)t - \varphi) + m \cos((\omega_s + \omega_f)t - \varphi) \quad \text{(I.13)}$$

En multipliant l'équation (I,10) par l'équation (I.13), l'expression de la puissance instantanée d'une phase statorique, en présence d'un défaut, donne:

$$P_s(t) = P_{s0}(t) + \frac{m V_{LL} I_{LL}}{2} [\cos((2\omega_s - \omega_f)t - \varphi) + \cos((2\omega_s + \omega_f)t - \varphi) + 2\cos(\varphi)\cos(\omega_f t)] \quad \text{(I.14)}$$

Avec :

$P_s(t)$: la puissance instantanée d'une phase statorique.

V_{LL} : la valeur RMS de la tension entre phases.

I_{LL} : courant de ligne, m l'indice de modulation

ω_f : la pulsation d'oscillation (pulsation du défaut, par exemple dans le cas d'une cassure de barre $\omega_f = 2kg\omega_s$

ω_s *et* φ représentent respectivement, la pulsation des courants statoriques et l'angle de déphasage entre le courant absorbé par le moteur et la tension .

La figure (I.8) (a) et (b), montre la présence des composantes basses fréquences lorsque la cage de la machine présente une défaillance.

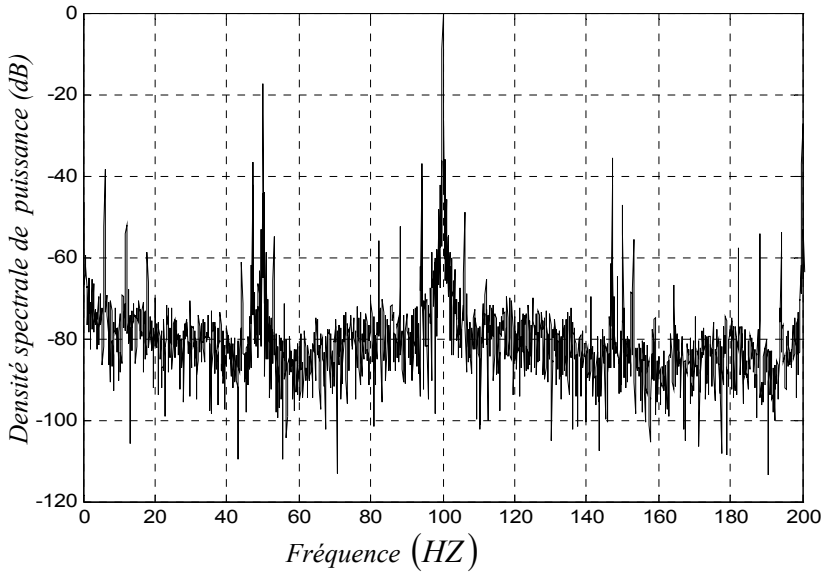


Figure (I,8)a: spectre fréquentiel du courant statorique expérimental pour un rotor

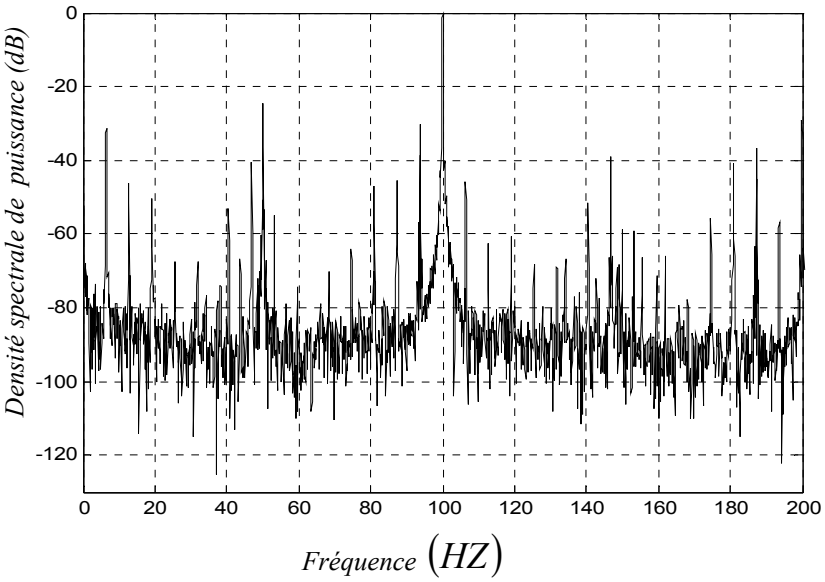


Figure (I,8)b: spectre fréquentiel de la puissance instantané expérimental pour un rotor défaillant (un barre cassée)

I-4-1-3 Analyse fréquentielle de la tension du neutre :

En 1998, Cash a utilisé la tension présente entre le neutre de la source d'alimentation et le neutre de la machine asynchrone pour détecter des courts-circuits entre spire dans le bobinage statorique. Une analyse similaire a été effectuée par [OUM06], [RAZ04] dans le but de détecter un défaut rotorique dans les machines asynchrones .

L'information la plus significative pour permettre un diagnostic fiable de la cage rotorique se situe au niveau des composantes harmoniques de fréquence $f_d^{\pm} = \left[3(1-g) \pm g\right] f_s$ [DID04]. Nous présentons sur les figures (I.9) et (I,10) le spectre fréquentiel de cette tension lorsque la machine asynchrone fonctionne avec une cage saine et une cage défaillante.

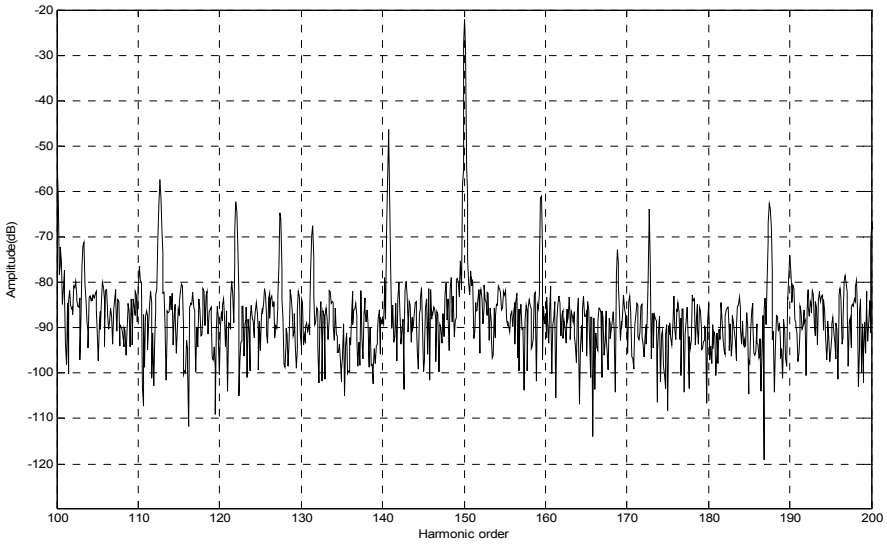


Figure (I,9) spectre de la tension du neutre dans la bande [100-200] (harmonique3) état sain

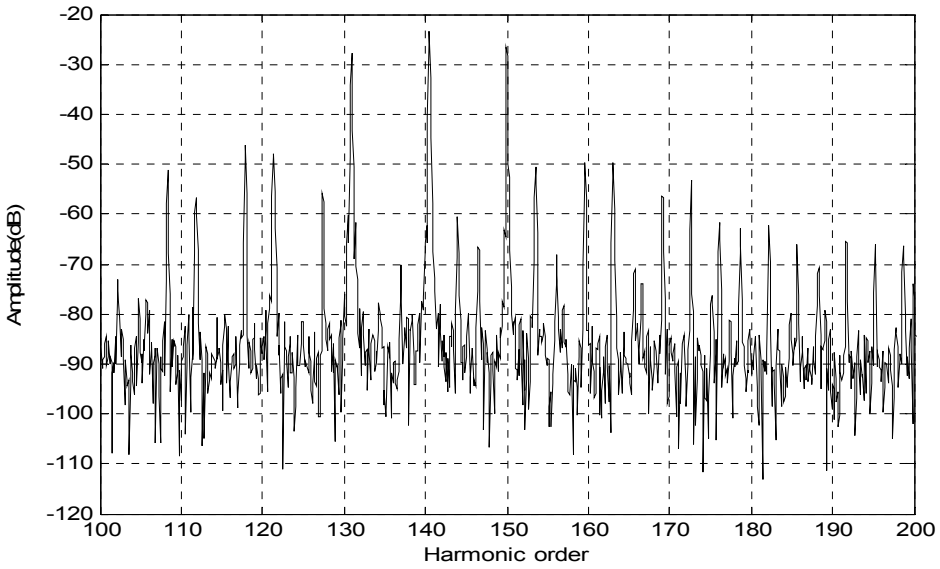


Figure (III,10) spectre de la tension du neutre dans la bande [100-200] (harmonique 3), 3 barre cassée

I-4-1-4 Analyse des flux

La conversion électromécanique de l'énergie est localisée dans l'entrefer. Cette conversion est donc affectée par tout déséquilibre magnétique, mécanique, électrique ou électromagnétique au rotor ou au stator. Le flux d'entrefer est par la même l'induction magnétique dans cet entrefer, le flux embrassé dans les enroulements statoriques, ou encore le flux de fuite dans l'axe du rotor sont des paramètres qui, à cause de leur sensibilité à tout déséquilibre de la machine, méritent d'être analysés.

Le flux axial est toujours présent dans les machines électriques à cause des dissymétries inhérentes à leur fabrication. L'étude des variations de flux peut donc être une solution pour détecter et localiser un défaut à travers l'utilisation de bobines exploratrices placées à l'extérieur de la machine, perpendiculairement à l'axe du rotor.

Le flux axial est le résultat de l'effet des courants sur les extrémités de la machine (tètes de bobines, anneaux de court-circuit). Dans une machine symétrique alimentée par un système de tension équilibrée, par décomposition en séries de Fourier, l'inductance magnétique d'entrefer B_{es} peut s'exprimer de la manière suivante [CAS03] :

$$B_{es}(\theta,t)=\sum_i B_i \cos(\omega_s t - ip\theta) \qquad \text{(I,15)}$$

B_i :est l'amplitude de l'harmonique de rang $(6n\pm 1)$

P : le nombre de paire de pôles

ω_s : la pulsation des tensions statoriques

θ : l'angle mécanique associé à la position du rotor.

L'équation (I,15) est exprimée dans un repère lié au stator. Dans un repère lié au rotor, il suffit d'appliquer à θ la relation suivante

$$\theta=\theta_0+\frac{\omega_s(1-g)}{p}t \qquad \text{(I,16)}$$

La nouvelle expression spatio-temporelle de l'induction est alors

$$\begin{aligned} b_{er}(\theta,t) &= B_1\cos(g\omega_s t - p\theta_0) \\ &+ B_5\cos((6-5g)\omega_s t - 5p\theta_0) \\ &+ B_5\cos((7g-6)\omega_s t - 7p\theta_0)+.... \end{aligned} \qquad \text{(I,17)}$$

Cette expression donne implicitement les composantes harmoniques des courants au rotor. 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 , les fréquences caractéristiques sont données par l'expression suivante [OND06]

$$kf_s \pm n.f_r \qquad \text{(I,20)}$$

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

I-4-1-5 Analyse du couple électromagnétique

Certain défaut mécanique peuvent être détectés par la recherche d'harmonique dans le spectre du couple électromagnétique mesuré, résultant d'une interaction entre le flux et le courant [OND 06]. Ce couple peut être reconstruit, soit à partir de deux ou de 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 entraine l'apparition d'harmonique dans le spectre du couple.

Dans un repère d, q lié au stator, le couple électromagnétique a pour expression

$$C_{em} = p.\left(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}\right) \qquad \text{(I,21)}$$

si on considère les courants et les flux dans un repère triphasé

$$C_{em} = \Phi_{s2} i_{s1} - \Phi_{s3} i_{s1} - \Phi_{s1} i_{s2} + \Phi_{s3} i_{s2} - \Phi_{s1} i_{s3} - \Phi_{s2} i_{s3} \qquad \text{(I,22)}$$

$\Phi_{s1}, \Phi_{s2}, \Phi_{s3}$ sont les flux embrassées sous les pôles pour les phases 1,2 et 3 respectivement et i_{s1}, i_{s2}, i_{s3} sont les courants de phase statorique.

Avec une alimentation triphasée sans neutre on a $i_{s1} = -i_{s2} - i_{s3}$ et par conséquent, $\Phi_{s1} = -\Phi_{s2} - \Phi_{s3}$. Ceci permet d'obtenir :

$$C_{em} = \sqrt{3} p\left(\Phi_{s3} i_{s2} - \Phi_{s2} i_{s3}\right) \qquad \text{(I,23)}$$

La dissymétrie électrique du rotor fait apparaitre des harmonique de dentures 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 [CAS03]

$$f_{sb} = f_s\left[\frac{N_r(1-g)}{p} \pm 2gf_s\right] \qquad \text{(I,24)}$$

avec

f_{sb} fréquence d'encoche au rotor

f_s : fréquence d'alimentation(fréquence des courant statorique)

N_r : nombre d'encoche au rotor .

I-4-1-6 Analyses vibratoires de la machine:

L'analyse vibratoire de la machine asynchrone peut être menée grâce à des accéléromètres placés sur les paliers dans les directions verticales, axiales et radiales.

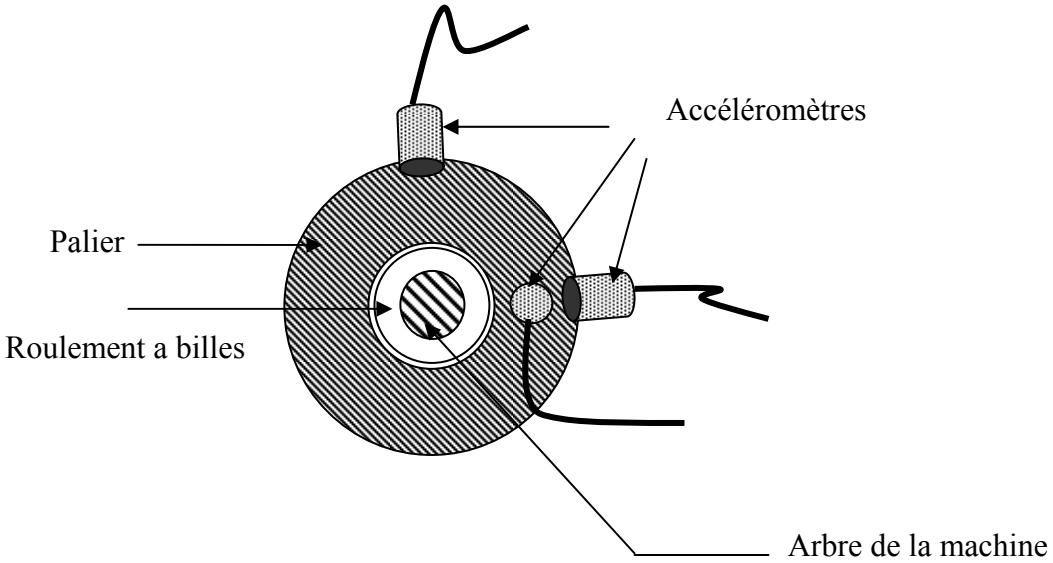


Figure (I,11) :Mesures vibratoires sur la machine asynchrone

Au même titre que les courants, les vibrations de la machine fournissant des informations pratiquement sur tous les défauts mécaniques fréquemment rencontrés. Nous avons remarqué que les composantes fréquentielles, qui permettent d'identifier les défauts cités, dépendent de la fréquence de rotation du rotor. De ce fait, ces signatures ne sont pas assez distinctes les unes par rapport aux autres. Leur utilisation poserait des problèmes de discrimination des types de défauts. Par contre, pour la détection d'un défaut ou d'un déséquilibre au rotor, les vibrations de la machine s'avèrent être des signaux pertinents.

I-4-2 diagnostic de défaut par l'estimation paramétrique :

L'hypothèse fondamentale pour la surveillance d'un système. Par un suivi paramétrique est q'un défaut se traduit par la variation d'un (ou plusieurs) paramètres caractéristiques du système, constituant ainsi les signatures de ce défaut, intuitivement diagnostiquer un défaut revient donc à réaliser un suivi des paramètres d'un modèle de fonctionnement normal (modèle de Park par exemple pour la machine asynchrone) et la simple variation paramétrique est une indication d'un défaut [BAC02] .

Le type de défauts que l'on pourra détecter dépend du choix du modèle, les défauts statoriques ou rotoriques doivent être discriminés au niveau des paramètres physiques estimés, pour qu'on puisse les détecter et les localiser.

I-5 CONCLUSION :

Nous avons, dans ce chapitre, donné quelques rappels sur la machine asynchrone à cage d'écureuil et son principe de fonctionnement.

En suite, nous avons présenté les différentes défaillances pouvant se manifester dans la machine asynchrone (excentricité, court-circuit, rupture des barres….). Nous avons rappelé quelques techniques de diagnostic de la machine asynchrone à cage d'écureuil, nous avons vu que la détection d'un défaut, qu'il soit mécanique ou électrique, s'effectue majoritairement par la surveillance de l'amplitude des composantes spécifiques dans le spectre fréquentiel d'une grandeur mesurable.

CHAPITRE II :

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DEDIEE AU DIAGNOSTIC

II-1-INTRODUCTION :

La machine asynchrone, malgré ses qualités, peut présenter des défauts structurels parmi lesquels la rupture de barre ou d'anneaux – dans notre travail nous nous intéresserons aux ruptures de barres rotoriques. Pour ce fait, il convient de développer un modèle qui tient compte de la structure du rotor.

La modélisation décrits pour une machine asynchrone à cage. Dans cette perspective, le développement du modèle est basé sur les circuits maillés ce qui facilitera la simulation des barres cassées.

II-2-MODELE MULTI-ENROULEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Afin de représenter les barres du rotor, plusieurs méthodes peuvent être considérées par exemple :

-Méthode des éléments finis

-Méthode des réseaux de perméance

-Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés.

Dans notre travail, nous utilisons la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone. Plusieurs travaux mettant en œuvre cette approche sont décrits dans la littérature [MAN 96] [RIT 94], et notamment [VAS 94]. Le rotor est considéré comme un ensemble de mailles inter connectées entre elles, chacune formée par deux barres adjacentes et les portions d'anneaux qui les relient (figures II.1, II.2).

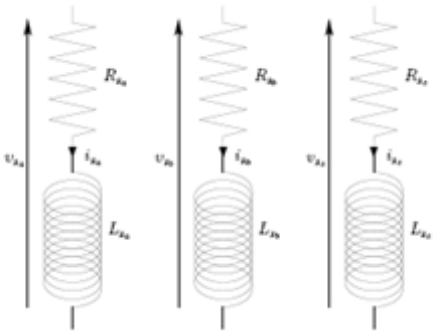


Figure (II-1) : circuit équivalent du rotor

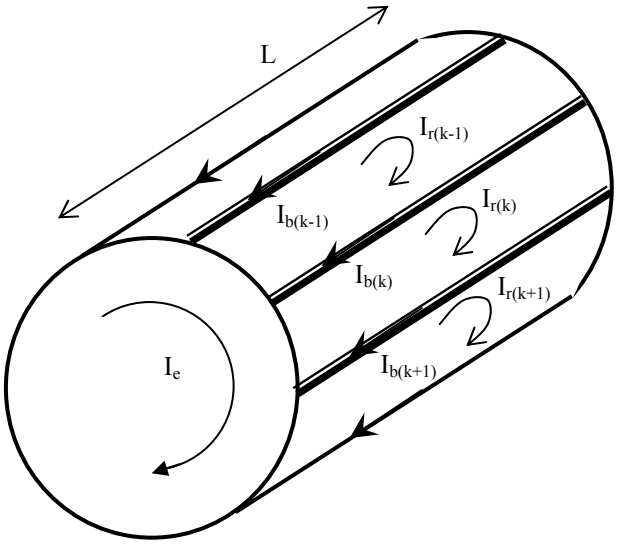


Figure (II-2) : structure du rotor

II-2-1-Hypothèses simplificatrices

Le premier objectif de cette modélisation est de mettre en évidence l'influence des défauts électriques sur les grandeurs temporelles de la machine asynchrone (courant, vitesse, couple) pour ce fait, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de facilité la mise en équation des circuits électrique de la machine. Cependant, étant donné le modèle de la machine asynchrone à cage est développé en vu de la surveillance et du diagnostic, il faut imposer un minimum dès hypothèses si nous voulons que le vecteur de sortie (grandeurs temporelles) soit le plus exploitable possible.

- On suppose que le circuit magnétique est non saturé (ce qui permet d'exprimer les flux comme fonction linéaires des courants), et parfaitement feuilleté au stator et au rotor (donc seul les enroulement sont parcourus par des courants), et que la densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires.
- La perméabilité du fer est infinie
- On suppose que les barres rotoriques sont isolées les unes des autres, ce qui permet d'éliminer les courants entre-barres et leurs effets au sein même de la cage rotorique, de plus, les effets capacitifs et les effets thermiques ont été négligés dans la construction du modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil.
- Le modèle exposé prend en compte les harmoniques d'espace du bobinage statorique les plus importantes.

II-2-2-mise en équation

II-2-2-1 Equation des tensions statoriques

Les équations des tensions pour les trois enroulements du stator peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \qquad \text{(II,1)}$$

où le flux statorique est donné par

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \qquad \text{(II,2)}$$

Les vecteurs des tensions statoriques, des courants des phases statoriques et des courants des barres rotoriques sont respectivement données par les équations suivantes :

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

$$[I_s] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^T \qquad \text{(II,3)}$$

$$[I_r] = [I_{r1} \quad I_{r2} \quad I_{r3} \quad I_{r4} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots I_{re}]^T$$

avec:

I_{rj}: les courant qui circulent dans la j^{eme} barres

I_{re} : les courant qui circulent dans l'anneau de court-circuit

$[R_s]$ est un matrice diagonale de 3×3 élément exprimée sous la forme suivante

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \qquad \text{(II,4)}$$

$[L_s]$ la matrice d'inductance statorique de 3×3 éléments exprimée sous la forme suivante :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \qquad \text{(II,5)}$$

où L_{ii}, L_{ij} représentent l'inductance propre de la i^{eme} phase et l'inductance mutuelle entre la i^{eme} et j^{eme} phase (i+j)

$[M_{sr}]$: est une matrice de $3 \times (n_b + 1)$ élément qui constituent les inductance mutuelles entre les phases statoriques. Elle est donnée par :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{ar1} & M_{ar2} & M_{ar3} \ldots\ldots\ldots\ldots M_{ar(n_b-1)} & M_{ar_a} & 0 \\ M_{br1} & M_{br2} & M_{br3} \ldots\ldots\ldots\ldots M_{br(n_b-1)} & M_{br_b} & 0 \\ M_{cr1} & M_{cr2} & M_{cr3} \ldots\ldots\ldots\ldots M_{cr(n_b-1)} & M_{cr_c} & 0 \end{bmatrix} \qquad \text{(II,6)}$$

où M_{ri} représente l'inductance mutuelle entre la phase "a" et la "i^{eme}" maille rotorique. De même pour les phases "b" et "c" .

Les inductances mutuelle entres le stator et l'anneau du court-circuit sont négligées, ce ci représenté par un zéro dans la dernière colonne de la matrice .

II-2-2-2 équations des tensions rotoriques :

La représentation d'une machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil est identique à celle d'un rotor bobiné. Nous supposons que le rotor à cage peut être remplacé par un ensemble de mailles couplées magnétiquement (figure II.3).

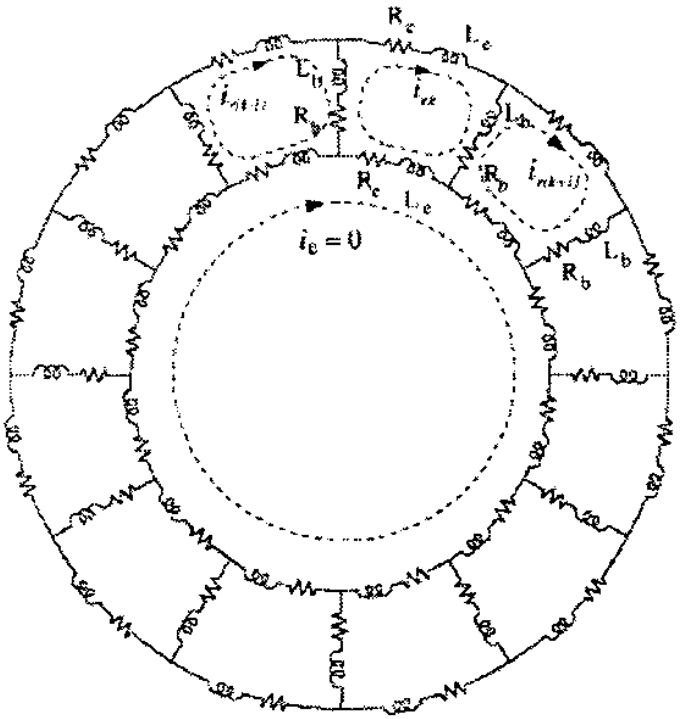


Figure (II ,3) : Circuit équivalent du rotor à cage d'écureuil

Nous relions les tension de chacune des boucles (mailles) rotoriques avec les courants et les flux grâce à l'équation:

$$[V_r] = [R_r][I_r] + + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \qquad \text{(II,7)}$$

Le vecteur $[V]$ donné dans l'équation précédente, se décompose de la façon suivante

$$[V_s] = [V_{r1} \quad V_{r2} \quad V_{r3} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots V_{rn_b} \quad V_e]^T \qquad \text{(II,8)}$$

Pour le cas d'un rotor à cage, la tension de l'anneau du court-circuit V_e=0, et la tension des mailles rotoriques V_{rk} =0; avec k=1,2……n_b.

$[R_r]$: est une matrice symétrique de dimensions $(n+1)\times(n+1)$

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

(II,9)

R_b : la résistance d'une barre rotorique

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

Le flux rotorique Φ_r est donné par :

$$[\Phi_r]=[L_r][I_r]+[M_{sr}][I_s]. \qquad \text{(II,10)}$$

$[L_r]$ la matrice des inductances rotoriques donné par la relation

$$[R_r]=\begin{bmatrix} L_{mr}+2(L_b+L_e) & -L_{r1r2}-L_b & L_{r1r3}.....L_{r1rn-1} & -L_{r1rn}-L_b & -L_e \\ L_{r2r1}-L_b & L_{mr}+2(L_b+L_e) & L_{r2r1}-L_b.....L_{r2rn-1} & L_{r2rn-1} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots \quad \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots \quad \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{(rn-1)r1} & L_{(rn-1)r2} & L_{(rn-1)r3}.....L_{mr}+2(L_b+L_e) & L_{(rn-1)rn} & -L_e \\ L_{rnr1}-L_b & L_{rnr2} & L_{rnr3}.....L_{rn(rn-1)} & L_{mr}+2(L_b+L_e) & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e.....-L_e & -L_e & nL_e \end{bmatrix}$$

(II,11)

Avec L_{mr},L_b,L_e sont l'inductance de magnétisation de chaque maille rotorique, l'inductance de fuite d'une barre rotorique et l'inductance de fuite d'un segment de l'anneau de court-circuit respectivement. L_{rirj} est l'inductance mutuelle entre la i^{ème} et le j^{ème} maille rotorique .

$$\left[M_{sr}\right]=\begin{bmatrix} M_{11}^{sr} & M_{12}^{sr} & ..... & M_{1n}^{sr} & M_{1e}^{sr} \\ M_{21}^{sr} & M_{22}^{sr} & ..... & M_{2n}^{sr} & M_{2e}^{sr} \\ M_{31}^{sr} & M_{32}^{sr} & ..... & M_{3n}^{sr} & M_{3e}^{sr} \end{bmatrix} \text{ et } \left[M_{sr}\right]=\left[M_{sr}\right]^t \quad \text{(II,12)}$$

M_{ij}^{sr} est l'inductance mutuelle entre la i^{ème} maille et la j^{ème} maille rotorique .

II-2-2-3 Equation mécanique:

Les équations mécaniques qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone peuvent se mettre sous la forme :

$$J\frac{d\omega_r}{dt}=C_{em}-C_r-f\omega_r \quad \text{(II,13)}$$

et $\frac{d\theta_r}{dt}=\varpi_r$

Où θ_r l'angle de déplacement du rotor. J représente le moment d'inertie de la machine étudiée, wr sa vitesse rotorique, Cem son couple électromagnétique, f son frottement visqueux et C_r son couple de charge.

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

$$C_{em}=\left[\frac{\partial W_{co}}{\partial\theta_r}\right]_{(I_s,I_r cons\tan ts)} \quad \text{(II,14)}$$

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

$$W_{co} = \frac{1}{2}\left[I_s^t L_{ss} I_s + I_s^t L_{sr} I_r + I_r^t L_{rs} I_s + I_r^t L_{rr} I_r\right] \quad \text{(II,15)}$$

Le couple électromagnétique est donné par la relation :

$$C_{em} = \frac{1}{2}\left[I_s^t \frac{\partial L_{ss}}{\partial \theta_r} I_s + I_s^t \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} I_r + I_r^t \frac{\partial L_{rs}}{\partial \theta_r} I_s + I_r^t \frac{\partial L_{rr}}{\partial \theta_r} I_r\right] \quad \text{(II,16)}$$

II-3 CALCUL DES INDUCTANCES

II-3-1 calcul des inductances du modèle dont le flux d'entrefer est sinusoïdal

II-3-1-1 inductances statoriques:

Nous supposons que l'enroulement statorique triphasé est à distribution idéale autour du périphérique de l'entrefer. Par conséquent, le champ résultant a une forme sinusoïdale. Le déphasage entre chaque phase de l'enroulement statorique est $\frac{2\pi}{3}$.

L'expression de FMM de la phase "a" est donnée par la relation suivante :

$$F_a(\theta) = \frac{2}{\pi}\frac{\mu_0 N_s}{p} i_{sa} \cos(p\theta) \quad \text{(II,17)}$$

θ: est un angle électrique décrivant une position dans l'espace

N_s : nombre de tours d'enroulement

P: nombre de paire de pole

d'où d'inductance crée dans l'entrefer :

$$B_a(\theta) = \frac{2}{\pi}\frac{\mu_0 N_s}{ep} i_{sa} \cos(p\theta) \quad \text{(II,18)}$$

Le flux magnétique d'entrefer par pole est obtenu par l'intégration de l'équation (II,18)

$$\Phi = \iint_s B_s dS = \int_0^l dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{+\frac{\pi}{2p}} \cos(\theta) d\theta \quad \text{(II,19)}$$

Il en résulte

$$\Phi = \frac{4\mu_0 N_s rl}{\pi e p^2} i_{sa} \qquad \text{(II,20)}$$

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

$$\Phi_{sa} = N_s \Phi = \frac{4\mu_0 N_s^2 rl}{\pi g p^2} i_{sa} \qquad \text{(II,21)}$$

L'inductance de magnétisation dans l'entrefer de la phase "a" est :

$$L_{am} = \frac{\Phi_{as}}{i_{sa}} = \frac{4\mu_0 N_r rl}{\pi g p^2} \qquad \text{(II,22)}$$

L'inductance propre total de la phase "a" est égale à la somme de l'inductance de magnétisation, et l'inductance de fuite correspond au flux d'harmonique d'espace, flux de fuite des têtes de bobines, dont l'expression est:

$$L_P = L_{am} + L_{fa} \qquad \text{(II,23)}$$

Les enroulement statorique sont séparés par $2\pi/3$ .donc les inductances mutuelles entre les phases statorique sont exprimées par :

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{am} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{am}}{2} \qquad \text{(II,24)}$$

$$L_{bc} = L_{cb} = L_{am} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{L_{am}}{2} \qquad \text{(II,25)}$$

$$L_{ca} = L_{ac} = L_{am} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{am}}{2} \qquad \text{(II,26)}$$

II-3-1-2 inductances rotoriques :

Nous supposons que les barres rotoriques sont identiques et régulièrement décalées, séparées l'une de l'autre par un angle $\alpha = \frac{2\pi}{N_b}$. La figure (II.4) représente la forme d'onde de l'induction produite par la maille rotorique k.

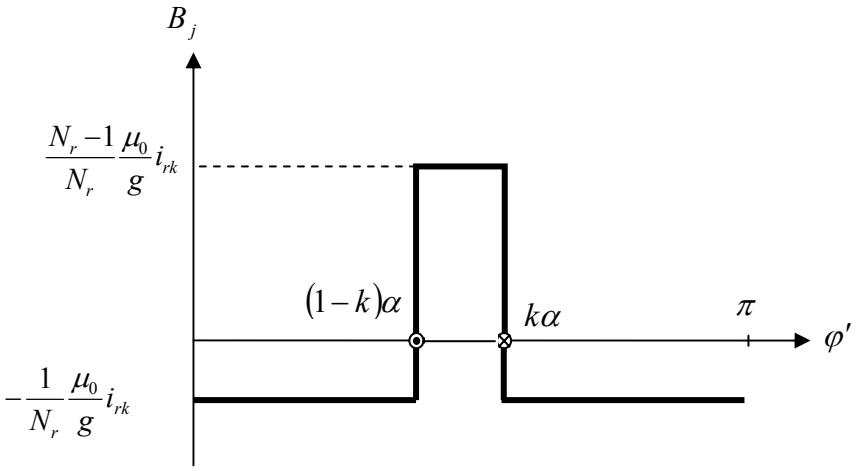


Figure (II ,4): induction magnétique produit par une maille rotorique

Chaque maille rotorique est considérée comme une bobine à une seul spire, parcourue par le courant e i_{rk} est le siége d'un flux propre exprimé par la relation

$$\Phi_{rk\,rk} = \int_0^l dz \int_{k\alpha}^{(k+1)\alpha} \left(\frac{N_r - 1}{N_r} \frac{\mu_0}{g} R i_{rk} \right) d\varphi' = \frac{N_r - 1}{N_r} \mu_0 \frac{2\pi R l}{g} i_{rk} \qquad \text{(II,27)}$$

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

$$L_{mrk} = \frac{\Phi_{rk}}{i_{rk}} = \frac{N_r - 1}{N_r} \mu_0 \frac{2\pi R l}{g} \qquad \text{(II,28)}$$

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

$$L_{rr} = L_{mrk} + L_{bk} + L_{b(k+1)} + 2L_e \qquad \text{(II,29)}$$

Les mailles rotorique sont magnétiquement couplées par l'intermédiaire du flux rotorique d'entrefer. Le flux traversant la j^{ème} maille, produit par le courant i_{rk} circulant dans la maille k est donné par:

$$\Phi_{rk\,rj} = \int_0^l dz \int_{j\alpha}^{(j+1)\alpha} \left(-\frac{1}{N_r} \frac{\mu_0}{g} R i_{rk} \right) d\varphi' = -\frac{1}{N_r} \mu_0 \frac{2\pi R l}{g} i_{rk} \qquad \text{(II,30)}$$

L'inductance mutuelle entre la k^{ème} maille, les mailles adjacentes et non adjacentes sont exprimées par les relations suivantes

$$L_{r(k+1)k} = \frac{\Phi_{rk\,rj}}{i_{rk}} - L_{b(k+1)} = -\frac{1}{N_r} \mu_0 \frac{2\pi R l}{g} - L_{b(k+1)} \qquad \text{(II,31)}$$

$$L_{r(k-1)k} = \frac{\Phi_{rk\,rj}}{i_{rk}} - L_{bk} = -\frac{1}{N_r} \mu_0 \frac{2\pi R l}{g} - L_{bk} \qquad \text{(II,32)}$$

$$L_{rkj} = \frac{\Phi_{rk\,rj}}{i_{rk}} = -\frac{1}{N_r} \mu_0 \frac{2\pi R l}{g} \qquad \text{(II,33)}$$

II-3-1-3 Inductance mutuelle stator-rotor

La transformation dans le repère lié au rotor de l'équation (II.18) de la densité du flux d'entrefer crée par le courant i_{sa}

$$B_a(\varphi') = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 N_s}{gp} i_{sa} \cos\left[p(\varphi' + \omega_r t)\right] \qquad \text{(II,34)}$$

avec

$$\varphi = \varphi' + \omega_r t \qquad \text{(II,35)}$$

d'où le flux traversant la maille k est :

$$\Phi_{rka} = \int_0^l dz \int_{k\alpha}^{(k+1)\alpha} B_a(\varphi') r d\varphi' \qquad \text{(II,36)}$$

L'intégration de la relation ci-dessus conduit à:

$$\Phi_{rka} = M i_{sa} \cos\left[p\left(\frac{(2k-1)\pi}{n_b} + \omega_r t \right) \right] \qquad \text{(II,37)}$$

où

$$M = \frac{4\mu_0 N_s r l}{\pi g p^2} \sin\left(\frac{\pi p}{n_b}\right) \qquad \text{(II,38)}$$

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

$$L_{rka} = \frac{\Phi_{rka}}{i_{sa}} = M \cos\left[p\left(\frac{(2k-1)\pi}{n_b} + \omega_r t \right)\right] \qquad \text{(II,39)}$$

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

$$L_{rka} = \frac{\Phi_{rka}}{i_{sa}} = M \cos\left[p\left(\frac{(2k-1)\pi}{n_b} + \omega_r t \right) - \frac{2\pi}{3}\right] \qquad \text{(II,40)}$$

$$L_{rka} = \frac{\Phi_{rka}}{i_{sa}} = M \cos\left[p\left(\frac{(2k-1)\pi}{n_b} + \omega_r t \right) + \frac{2\pi}{3}\right] \qquad \text{(II,41)}$$

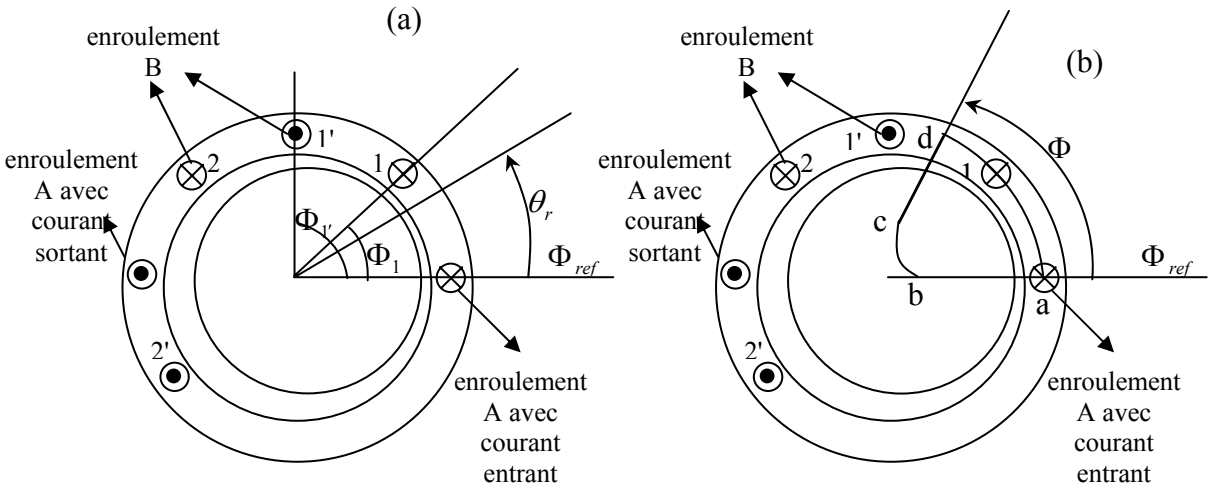
II-3-2 Prise en compte des harmoniques d'espaces

Afin de représenter le plus possible la réalité de la machine asynchrone, il est nécessaire d'inclure les harmoniques d'espaces de l'induction magnétique en prenant la distribution réelle des ampères tours.

Ces harmoniques peuvent être définies comme étant l'effet de la répartition de la force magnétomotrice. La considération des harmoniques d'espaces implique le calcul des inductances propre et mutuelle par l'approche de la fonction d'enroulement.

Récemment cette approche a été appliquée pour l'analyse des machines à inductionet prend en considération la géométrie réelle de la machine ainsi que la distribution de l'enroulement. Elle permet en outre le calcul des inductances en tenant compte de toutes les harmoniques d'espaces. De manière générale, la perméabilité du fer est considérée comme étant infinie .

II-3-2-1 Développement de la fonction d'enroulement :



Figure(II-5) : machine élémentaire .

Nous considérons un angle φ varie entre 0 et 2π en vertu de la loi d'Ampère, nous avons:

$$\oint_{abcda} Hdl = \int_{s} J.ds \qquad \text{(II,42)}$$

où S est la surface enfermée par le conteur abcda. Puisque les enroulements enfermés par le contour sont parcourus par le courant i, l'équation (II-42) prend la forme suivante:

$$\oint_{abcda} Hdl = n(\varphi,\theta_r)i \qquad \text{(II,43)}$$

Où H est l'intensité du champ magnétique, la fonction $n(\varphi,\theta_r)$ est appelée fonction de tours ou fonction de distribution et représente le nombre de tours enfermés par le contour abcda. En général, pour les bobines tournantes, la fonction de distribution est supposée en fonction de φ .

La position de rotor est donnée par θ_r. Pour les bobines stationnaires, elle est fonction seulement de φ. Les conducteurs parcourus par les courants entrants sont considérés comme positifs tandis que les conducteurs parcourus par les courants sortants sont considérés comme négatifs. En fonction des FMM existantes dans le circuit magnétique, l'équation (II- 43) peut être écrite comme suit .

$$F_{ab} + F_{bc} + F_{cd} + F_{da} = n(\varphi,\theta_r)i \qquad \text{(II,44)}$$

Puisque la perméabilité du fer est plus grand que celle de l'air, on peut supposer que la réluctance de la partie du fer est négligeable devant celle de l'air, d'où F_{bc} et F_{da} sont négligés. De ce fait l'équation (II.44) prend la forme suivant :

$$F_{ab}(0,\theta_r)+F_{cd}(\varphi,\theta_r)=n(\varphi,\theta_r)i \qquad \text{(II,45)}$$

Pour calculer la F.M.M $F_{ab}(0,\theta_r)$, nous appliquons le théorème de Gauss:

$$\oint_s B.ds = 0 \qquad \text{(II,46)}$$

où B est la densité de flux. L'intégrale de surface est prise sur le contour de la surface d'un volume arbitraire .Soit "S" la surface d'un volume cylindrique situé au voisinage de la surface interne du stator, L'équation (II.4) peut être écrite sous la forme suivante:

$$\int_0^{2\pi}\int_0^{L}\mu_0 H(\varphi,\theta_r)rdld\varphi = 0 \qquad \text{(II,47)}$$

L, la longueur de la machine et r rayon intérieur du stator sont considérés comme constant. Puisque l'induction magnétique B ne varie pas suivant la longueur axiale de la machine, et que d'autre part le F.M.M est le produit du flux radial par l'intensité du champ magnétique, nous avons alors :

$$\int_0^{2\pi}\int_0^{L} H(\varphi,\theta_r)d\varphi = 0 \qquad \text{(II,48)}$$

Et :

$$F_{cd}(\varphi,\theta_r)=H(\varphi,\theta_r)g(\varphi,\theta_r) \qquad \text{(II,49)}$$

La combinaison de ces deux équations nous donne :

$$\int_0^{2\pi}\frac{F_{cd}(\varphi,\theta_r)}{g(\varphi,\theta_r)}d\varphi = 0 \qquad \text{(II,50)}$$

où $g(\varphi,\theta_r)$ est la variation de l'épaisseur d'entrefer. La division par $g(\varphi,\theta_r)$ et l'intégration de l'équation (II,) dans l'intervalle $0<\theta\le 2\pi$, nous donne :

$$\int_0^{2\pi}\frac{F_{ab}(\varphi,\theta_r)}{g(\varphi,\theta_r)}d\varphi+\int_0^{2\pi}\frac{F_{cd}(\varphi,\theta_r)}{g(\varphi,\theta_r)}d\varphi=\int_0^{2\pi}\frac{n(\varphi,\theta_r)}{g(\varphi,\theta_r)}d\varphi \qquad \text{(II,51)}$$

Puisque le deuxième terme de l'équation précédente est nul, et $F_{ab}(0,\theta_r)$ et i sont constants par rapport à φ, nous déduisons le résultat suivant :

$$F_{ab}(0,\theta_r) = i\left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} n(\varphi,\theta_r)d\varphi\right] \qquad \text{(II,52)}$$

La quantité entre crochets est simplement la valeur moyenne de la fonction de distribution $n(\varphi,\theta_r)$ par rapport l'angle φ .

$$\langle n\rangle = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} n(\varphi,\theta_r)d\varphi \qquad \text{(II,53)}$$

alors, l'équation (II, 52) devient

$$F_{ab}(0,\theta_r) = i\langle n\rangle \qquad \text{(II,54)}$$

La FMM aux différents points de l'entrefer est

$$F_{ab}(\varphi,\theta_r) = \left(n(\varphi,\theta_r) - \langle n\rangle\right)i \qquad \text{(II,55)}$$

La fonction à l'intérieur des parenthèses est simplement la fonction de distribution sans sa valeur moyenne, Cette quantité souvent utilisée pour le calcul des FMM, est appelée la fonction d'enroulement, et est simplement définie comme :

$$N(\varphi,\theta_r) = n(\varphi,\theta_r) - \langle n\rangle \qquad \text{(II,56)}$$

L'équation (II,55) devient

$$F_{ab}(\varphi,\theta_r) = N(\varphi,\theta_r)i \qquad \text{(II,57)}$$

II-3-2-2 Calcul des inductances:

Pour calculer les inductances, il est nécessaire d'obtenir la distribution spatiale de la force magnétomotrice autour de la périphérie du stator.

D'après la théorie de la fonction d'enroulement vue précédemment, l'expression générale de l'inductance mutuelle entre deux circuits i et j est donnée par la relation suivante [JOK00] :

$$L_{ij} = \mu_0 rl\int_0^{2\pi} g^{-1}(\varphi,\theta)n(\varphi,\theta)N(\varphi,\theta)d\varphi \qquad \text{(II,58)}$$

Par cette approche il est facile de calculer les inductances de magnétisation ainsi que les inductances mutuelles entres des enroulement fixes (cas du stator), ou tournant (cas du

rotor) ou tournant l'un par rapport à l'autre entre les phase statorique et les mailles rotoriques .

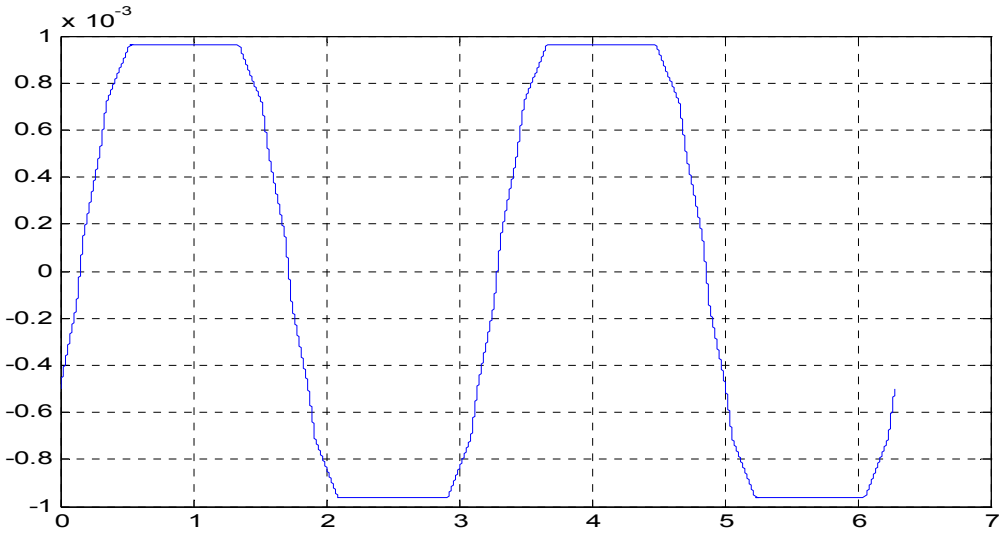


Figure (II,6): inductance mutuelles entre une maille rotorique et la phase statorique "a"

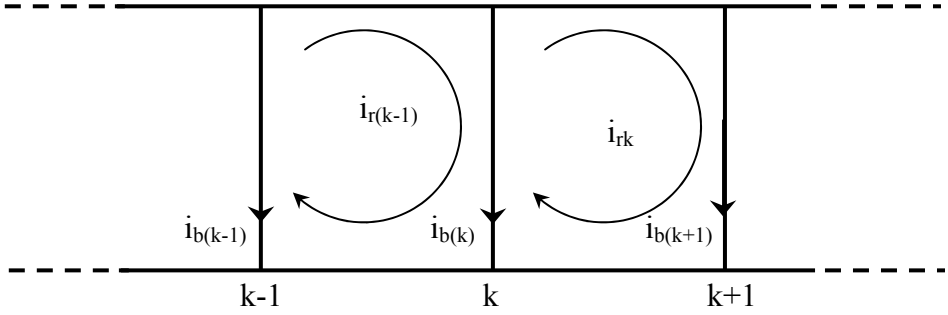
II-4 SIMULATION DE RUPTURE DE BARRE AU ROTOR

Il est assez difficile de d'écrire exactement la succession des phénomènes physiques entrant en jeu lors d'une rupture d'une barre. La simulation de ce type de défaillance peut être faite en utilisant deux méthodes différentes, le but étant d'annuler le courant qui traverse la barre incriminée. Le circuit électrique rotorique donné par la figure(II-8) doit être reconsidéré pour permettre la prise en compte du défaut rotorique dans le modèle de la machine.

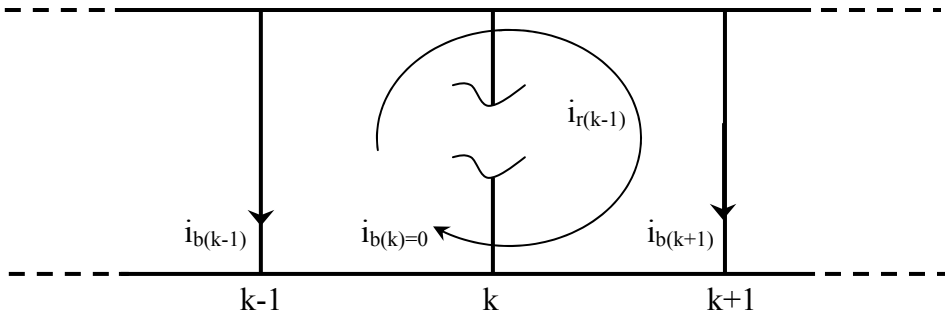
Une première méthode de modélisation consiste à annuler le courant qui traverse cette barre [TOL95][HOU02]. Les matrices des inductances et des résistances sont modifiées de tel façon que : si la barrer k est rompue, le courant i_{bk} dans cette barre s'annule. Dans ce cas, le courant dans la maille $(k-1)$ devient égal au courant dans la maille (k), c'est-à-dir, $(i_{r(k-1)} = i_{rk})$ (figure 3). Ceci est traduit dans les matrices des inductances et des résistances, Par l'addition des deux colonnes et des deux lignes liées aux courant $i_{r(k-1)}$ *et* i_{rk} . Le courant i_{rn} est donc supprimé du vecteur des courant.

La seconde approche consiste à augmenter artificiellement la valeur de la résistance de la barre incriminée d'un facteur suffisant pour que le courant qui la traverse soit le plus proche possible du zéro en régime permanent. En comparaison avec la première méthode,

la structure du circuit électrique rotorique n'est pas modifiée car nous considérons dans ce type de modélisation, qu'une rupture de barre n'altère pas les inductances propres et mutuelles de la cage rotorique. Par conséquent, le programme de simulation s'adaptera à cette nouvelle contrainte et nous donnera l'évolution temporelle des différents signaux pour un fonctionnement de la machine avec ce type de défaut.



a. état sain



b. avec une barre cassée

figure (III.7) : schéma équivalent de la cage rotorique à l'état sain et avec une barre cassé

II-4-1 Résultat de simulation :

Les figures (II,8),(II,9),(II,10),(II,11),(IUI,12) et (II,13) montrent l'évolution du courant satrorique ,du couple électromagnétique et de la vitesse, ainsi que du courant dans les barres et de la tension du neutre au démarrage, en charge et lors de la rupture de la première barres puis de la deuxième barre .

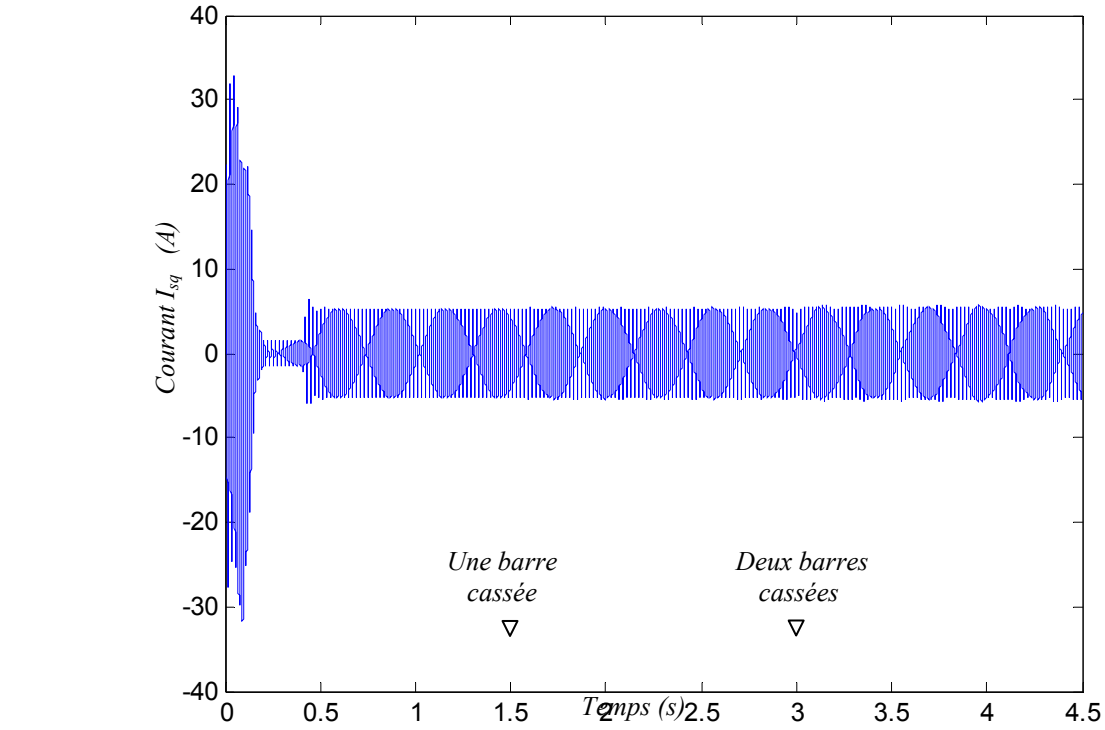
Le démarrage s'effectue à vide sous tension nominale avec une alimentation triphasée sinusoïdale équilibre, à l'instant t= 0.4s la machine été soumise à un couple résistance nominale *Cr=8Nm* , le couple électromagnétique vient équilibrer le couple résistance, la vitesse chute alors à la valeur de *2856tr/m*, le courant augmente et atteint sa valeur nominale, la tension du neutre aussi augmente à *17 v*.

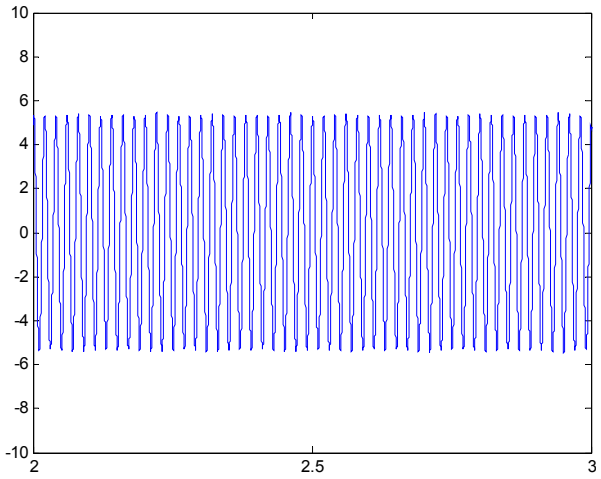
A l'instant t=1.5. nous simulons la rupture de la première barre, en augmentant sa résistance 160fois.

Lors d'une rupture de barre, le rotor crée en plus du champ direct $(g\omega_s)$, un champ rotorique inverse $(-g\omega_s)$. L'interaction de ces champs avec celui issu du bobinage statorique donne naissance à un couple électromagnétique qui est la somme d'une composante constante et d'une composante inverse sinusoïdale de pulsation $(2g\omega_s)$[FIL 98] figure(II,9) cette dernière sera la cause d'oscillations sur la vitesse figure(II,12).

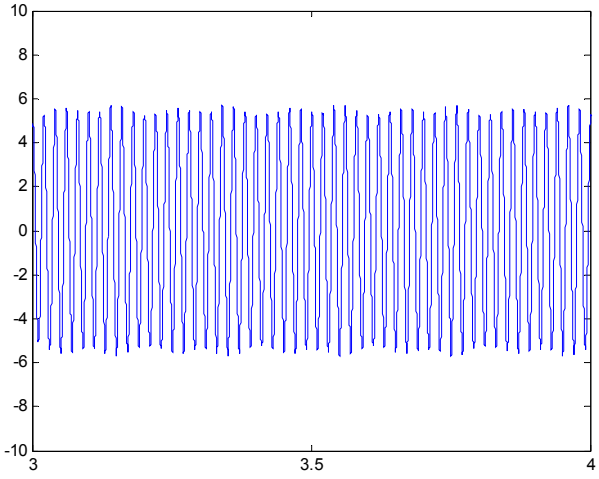
Les figures (II,8) et(II,13) permettent de vérifier la modulation de l'enveloppe du courant statorique et de la tension du neutre après la rupture de la première barre .

A t= 3s, nous simulons la rupture de la deuxième barre pour montrer l'influence du nombre des barres cassées. Le courant dans cette barre diminue fortement figure (II,11) et entraîne une surintensité dans les barres voisines figure(II,12). Le courant qui parcourait la barre cassé est alors répartit dans les barres voisines, ce traduit sur le couple et la vitesse par une augmentation de l'amplitude des ondulations. Nous remarquons également l'augmentation de l'amplitude de modulation du courant statorique et de la tension du neutre.



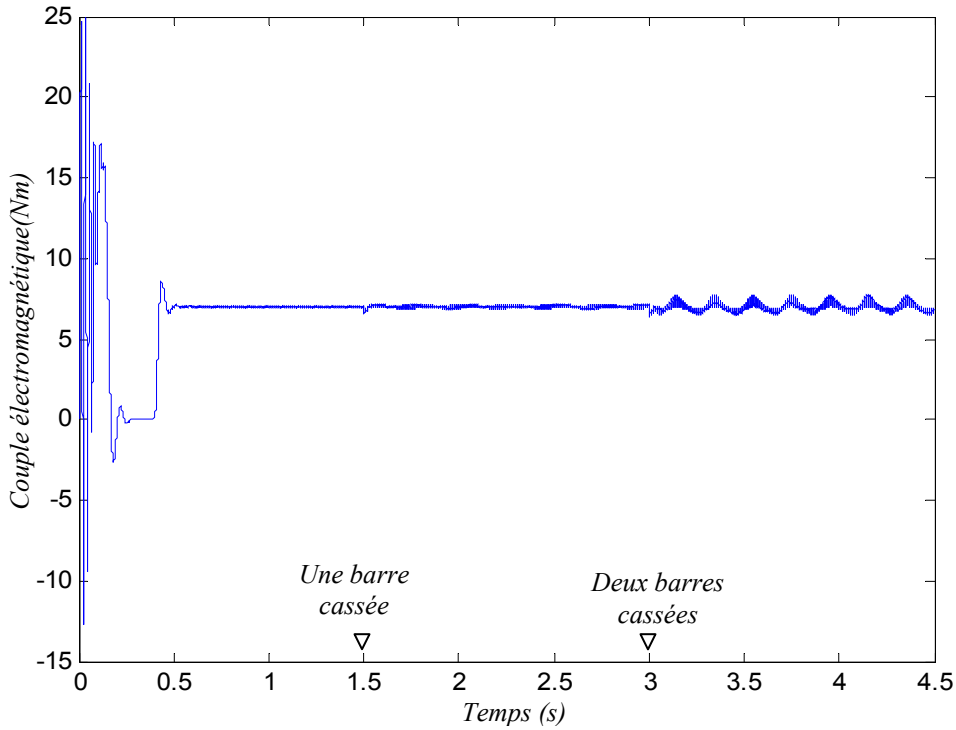


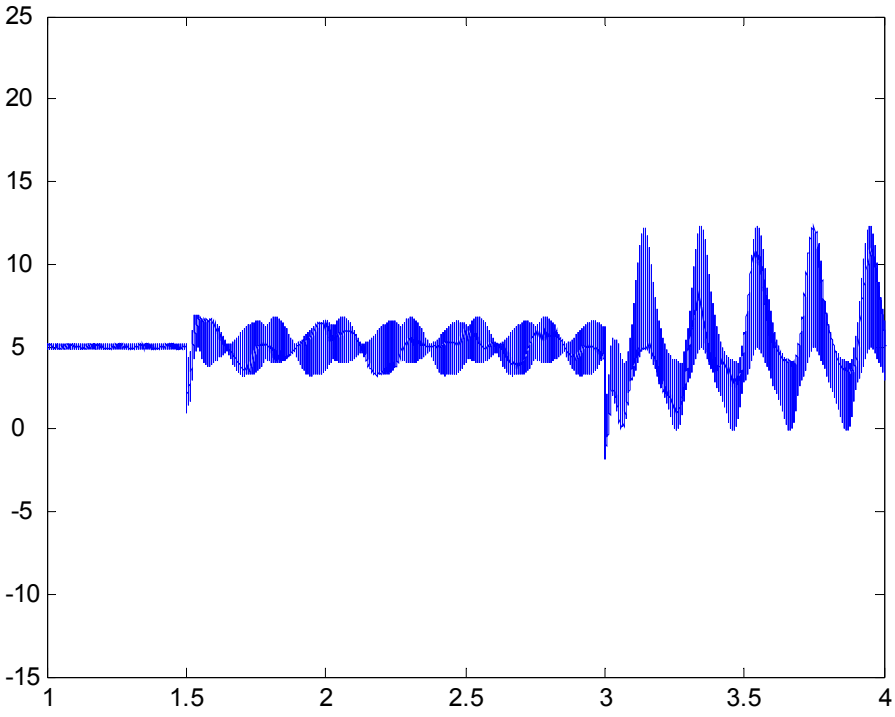
Zoome du courant statique après la rupture de la première barre



Zoome du courant statique après la rupture de la deuxième barre

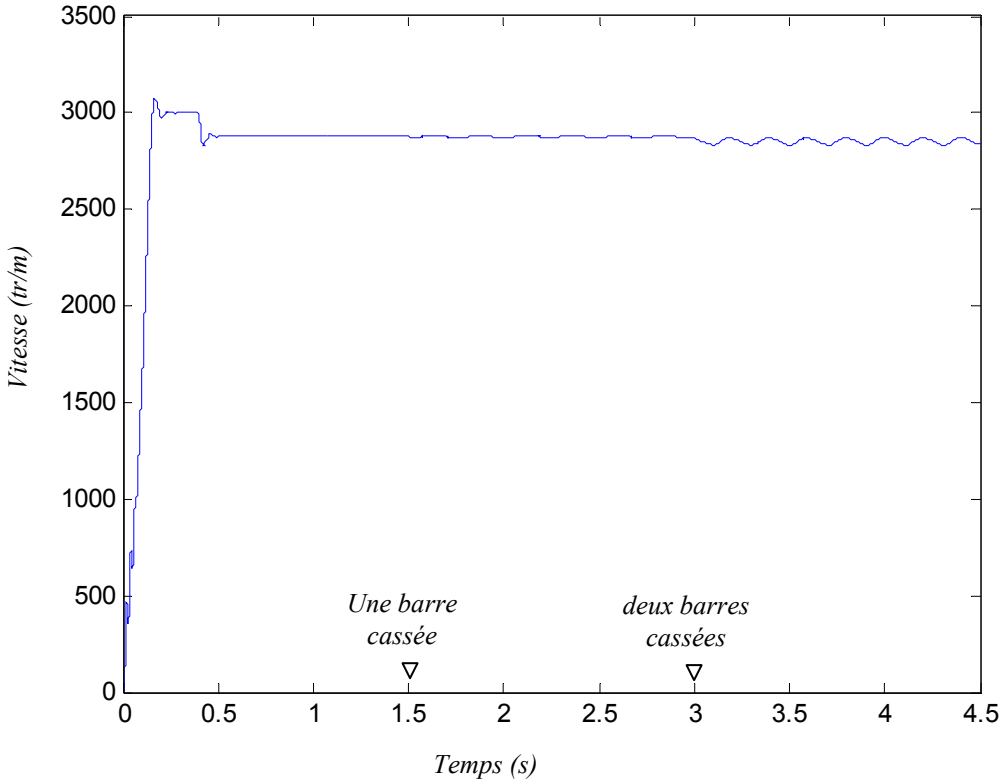
Figure (II-8): Modulation du courant statorique

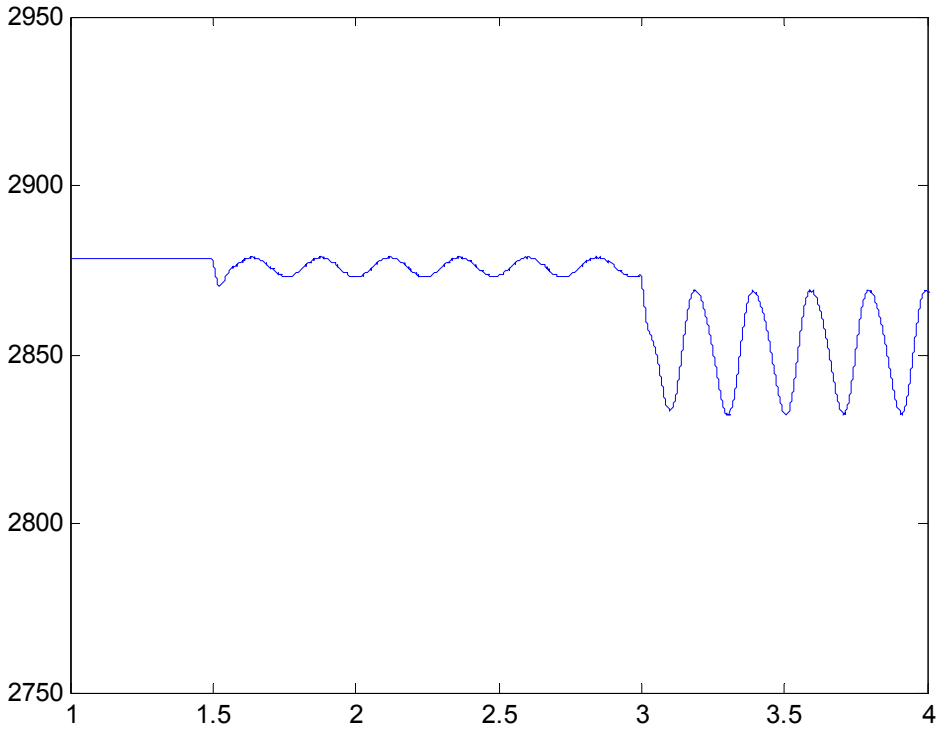




Zoome du couple électromagnétique

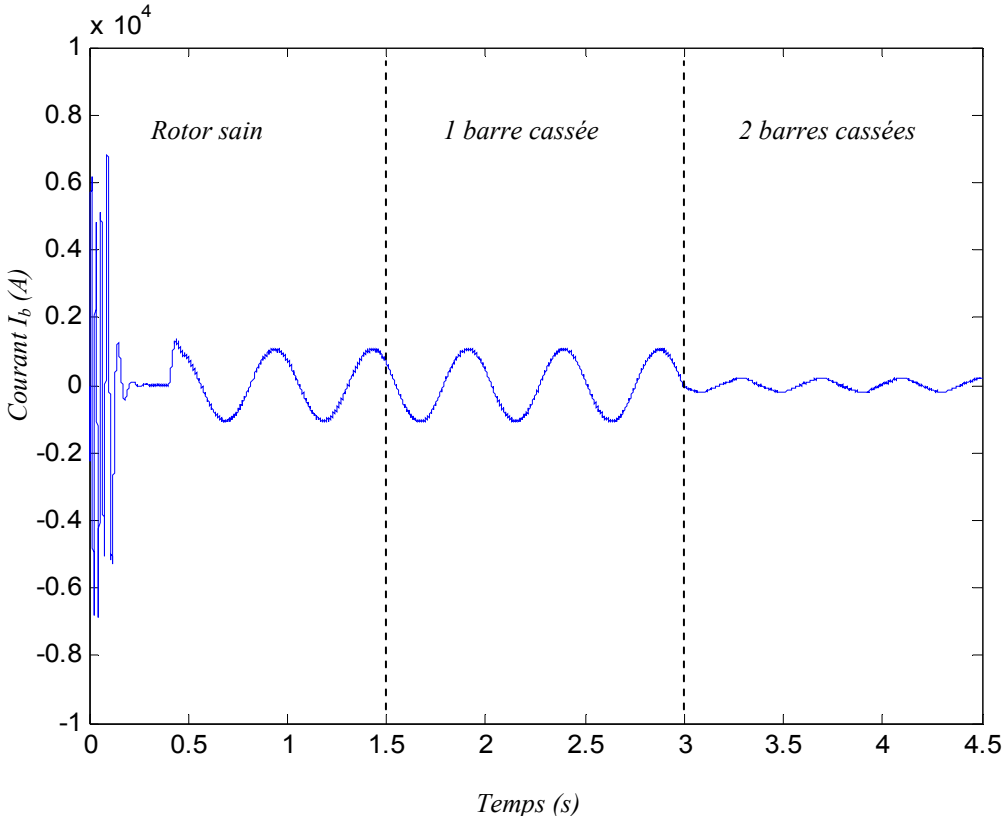
Figure (II-9): ondulation du couple électromagnétique



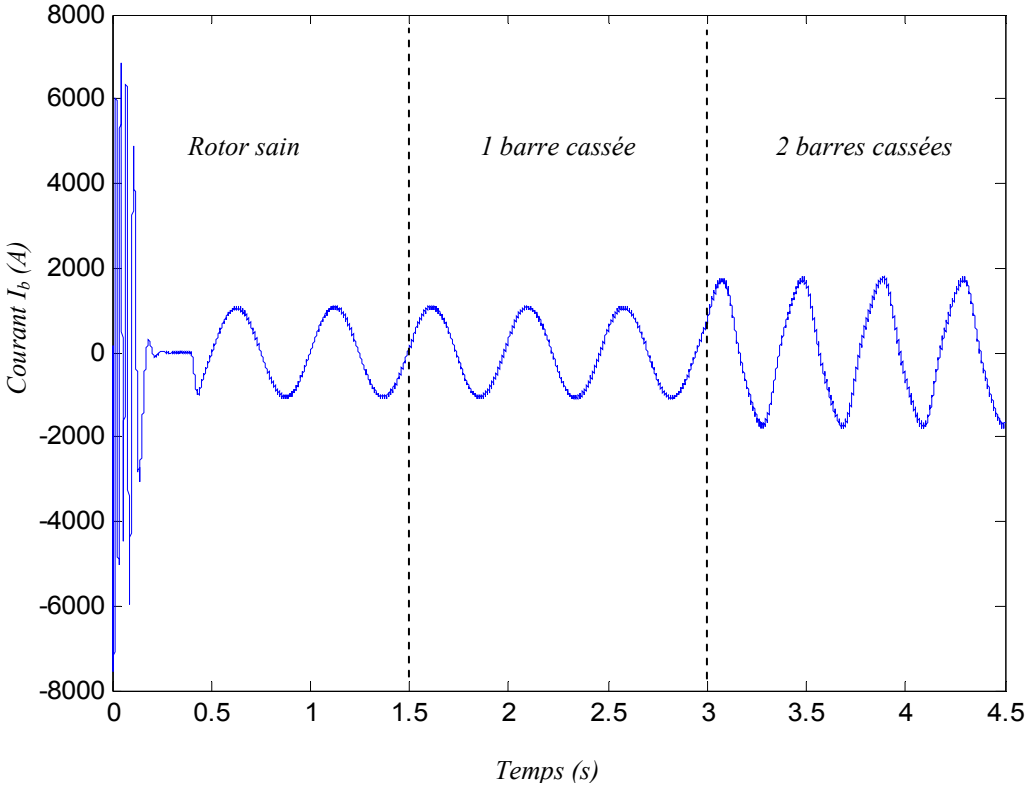


Zoome de la vitesse

Figure (II,10): ondulation de la vitesse



Figure(II,11): évolution du courant dans la barre rompue



Figure(II,12): évolution du courant dans la barre voisine de la barre rompue

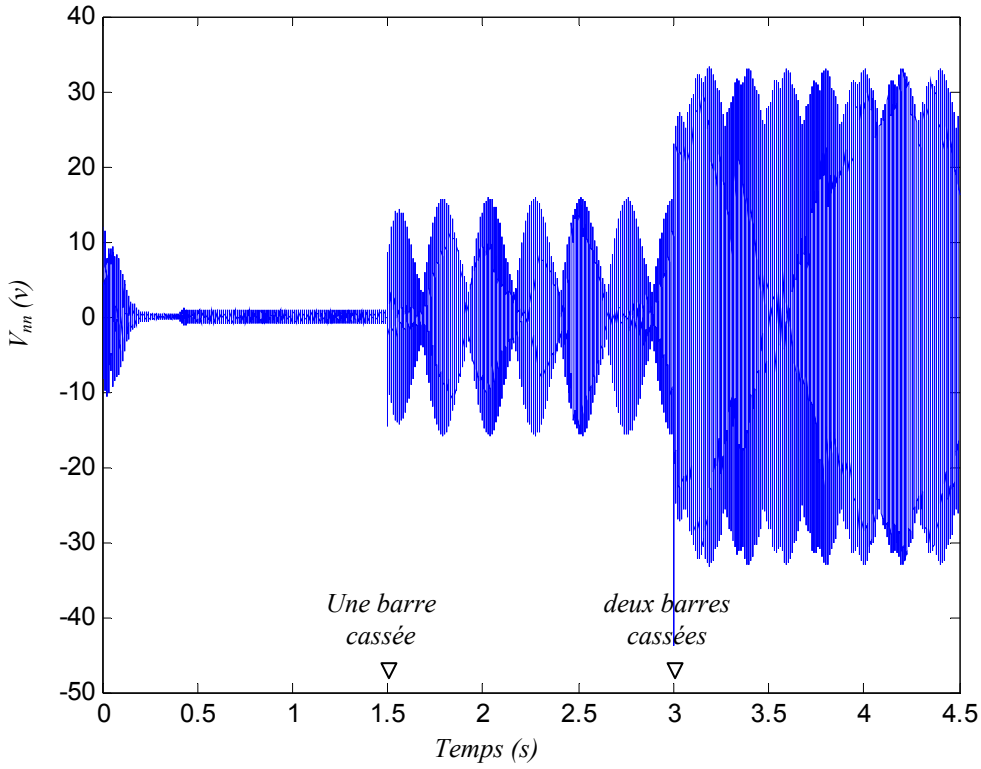


Figure (II,13): évolution de la tension du neutre

II-5ANALYSE SPECTRALE

II-5-1 Analyse des spectres du courant dans la plage [0.100]hz :

Dans la bande [0-100] des spectres du courant, nous pouvons remarquer des composantes autour de la fréquence fondamentale figure (III,14) dont les fréquences sont données par la relation suivante .

$$f_{df} = (1 \pm 2kg) f_s \qquad \text{(II,59)}$$

Comme le mentionne Filippetti [Fil 98], suite à une rupture de barre, les circuits rotoriques créent en plus du champ rotorique direct un champ magnétique inverse de pulsation $-gf_s$ dû au déséquilibre des enroulements rotoriques. C'est l'interaction de ce champ avec celui issu du bobinage statorique qui crée les ondulations du couple et qui induit au stator des forces électromotrices de fréquences $(1-2g)f_s$ et donc des composantes de courant à ces fréquences selon la relation :

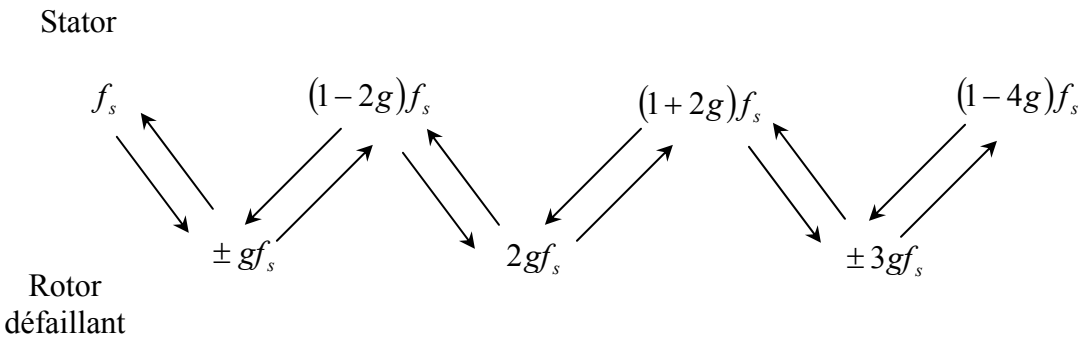
$$f_{df} = f_r - gf_s = (1-g)f_s - gf_s = (1-2g)f_s$$

La présence de cette modulation dans le courant statorique induit une oscillation sur le couple électromagnétique de la machine de fréquence $2gf_s$, cette oscillation de couple crée inévitablement une oscillation de la vitesse rotorique à la même fréquence. En plus, cette dernière induit une nouvelle composante de fréquence $(1+2g)f_s$ dans le spectre du courant statorique. Cette composante crée dans l'entrefer un nouveau champ tournant inverse de fréquence $3gf_s$. En utilisant la même approche, ce champ tournant induit une nouvelle composante de fréquence $(1-4g)f_s$ dans le spectre du courant statorique. Cette fréquence se calcule à partir de la relation suivante :

$$f_{df} = (1-g)f_s - 3gf_s = (1-4g)f_s \qquad \text{(II,60)}$$

Le couple électromagnétique ainsi que la vitesse rotorique laissent paraître une nouvelle oscillation ayant pour fréquence $4gf_s$. Cette oscillation crée dans le courant statorique une nouvelle composante de fréquences $(1+4g)f_s$ qui sont générées selon le même processus, par conséquent, des composantes de fréquences $(1\pm 2kg)f_s$ où k est un entier positif, se retrouvent dans les courants absorbés par la machine.

Grâce à l'analyse spectrale du courant de ligne on doit pouvoir observer en présence d'une rupture de barres les composant qui apparaissent autour de fondamentale dont les fréquences sont $(1\pm 2kg)f_s$, donc les fréquences peuvent être résumées comme suit :



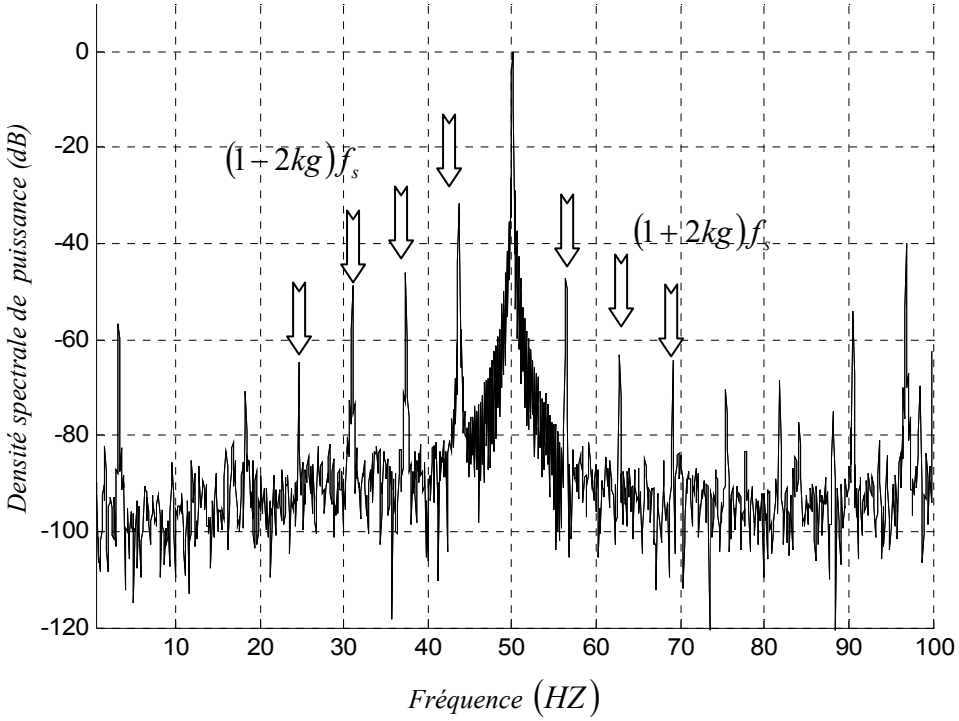


Figure (II-14): spectre fréquentiel du courant statorique expérimentale pour rotor défaillant (une barre cassée)

La figure (II-15) représente le spectre du courant statorique d'un moteur sain en charge nominale pour une simulation incluant les 21 premières harmoniques d'espace. C'est évident qu'on n'observe aucune raie latérale. Il est important de noter qu'en réalité, il y a toujours un certain déséquilibre naturel dans le rotor, ce qui engendre l'apparition des raies, mais avec des amplitudes faibles.

Lorsqu'une barre est rompue. Nous remarquons la présence des composantes autour de fondamentale à (55 Hz,60 Hz, 65Hz) et à (45Hz,40Hz,35Hz) figure(II,16) correspondantes à $(1\pm 2g)f_s$. Ce résultat concorde avec les travaux de [FIL98].

Lorsqu'une deuxième barre est cassée, nous observons une augmentation des amplitudes des harmonique $(1\pm 2kg)f_s$ figure (II,17)

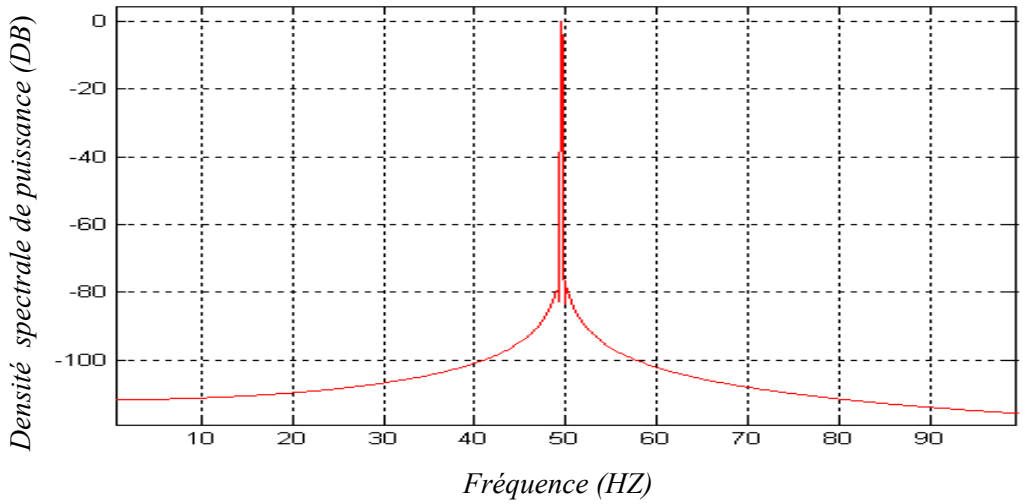


Figure (III, 20) : Simulation du spectre fréquentiel du courant pour un rotor sain

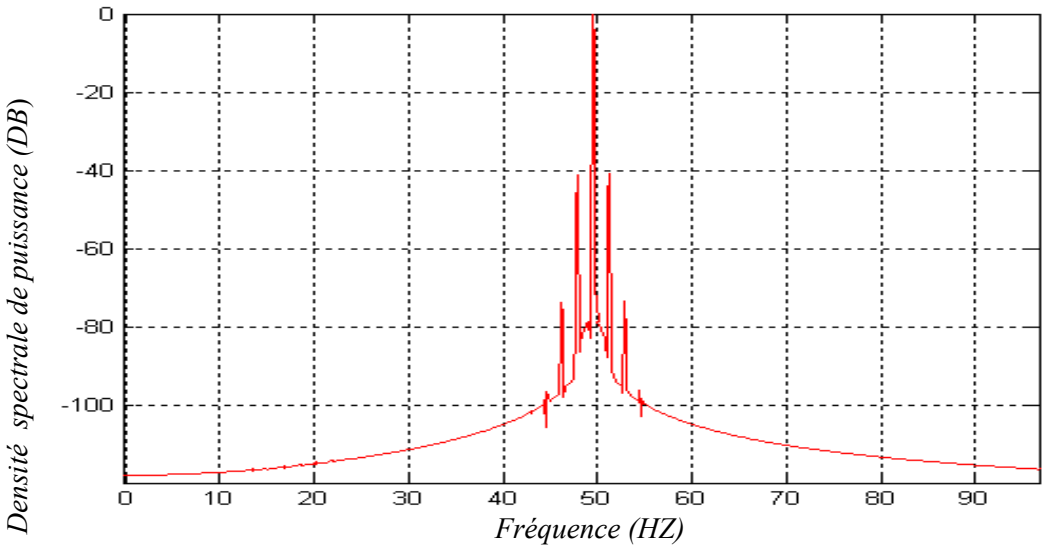


Figure (III, 20) : Simulation du spectre fréquentiel du courant (une barre cassées)

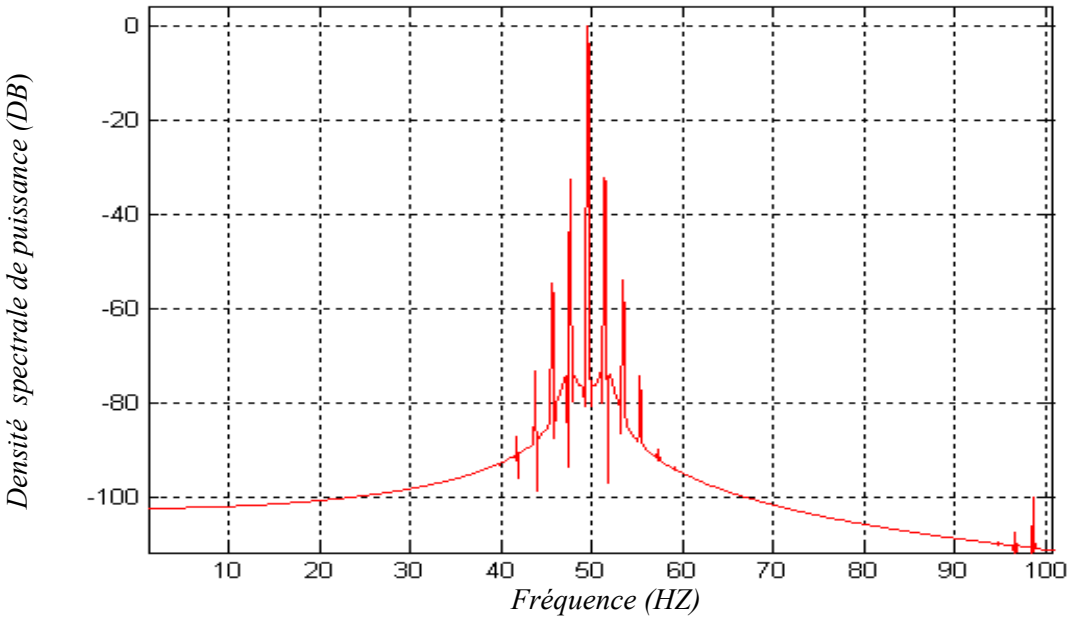


Figure (III, 20) : Simulation du spectre fréquentiel du courant (deux barres casées)

II-5-2 Analyse du spectre de tension du neutre

La rupture d'une barre de la cage rotorique fait apparaître des composantes additionnelles dans le spectre de tension du neutre. En effet, Oumamar [OUM06] a démontré par une Analyse complexe, que l'apparition d'un défaut rotorique (rupture de barre) induit des composantes additionnelles dans le spectre fréquentiel de la tension du neutre aux fréquences données par la relation :

$$f_h = \left[3h - (3h \pm 1)g\right] f_s \qquad \text{(II,61)}$$

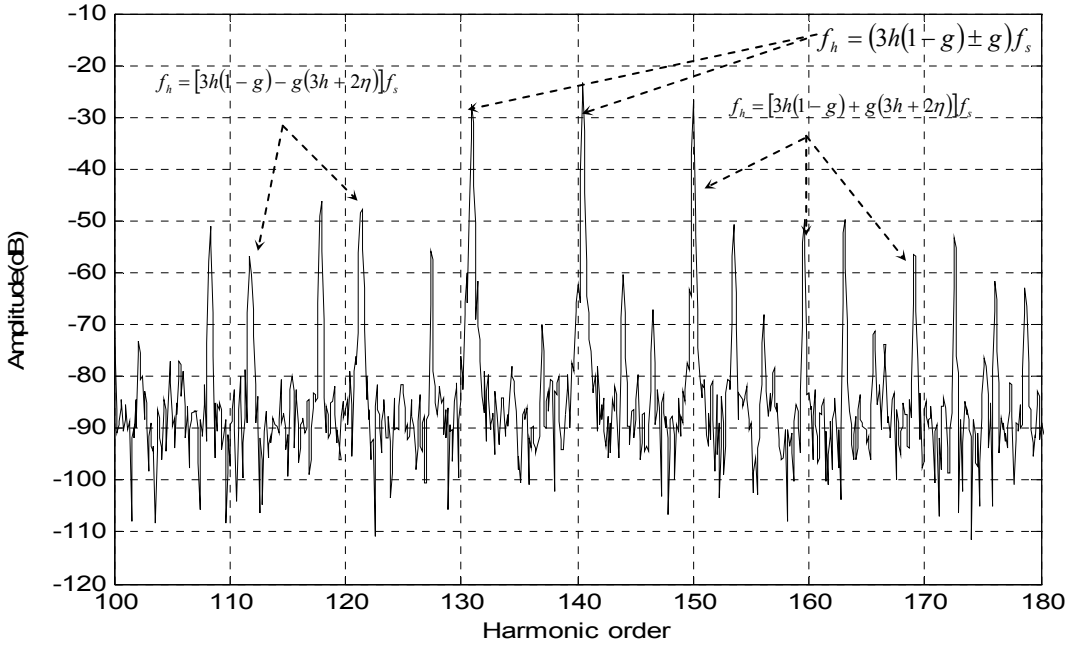
avec f_s : fréquence d'alimentation.

L'ondulation de vitesse induit les composantes harmoniques additionnelles autour des fréquence précédentes, et les fréquences de toutes les composantes peuvent être exprimées comme suit :

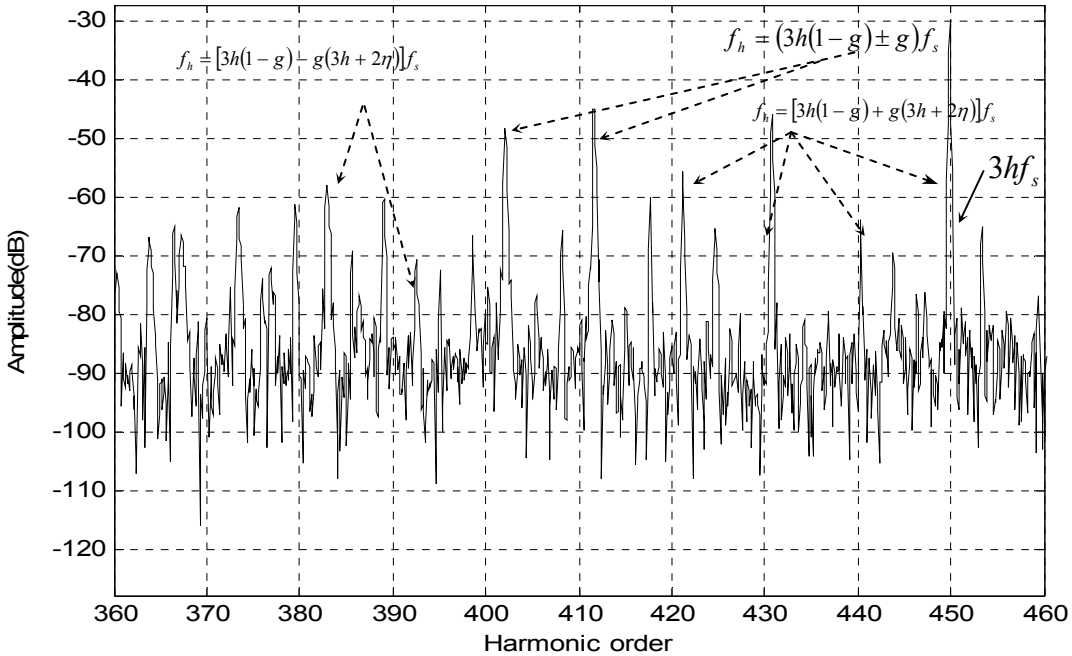
$$f_h = \left[3h(1-g) \pm (1+2k)g\right] f_s \qquad \text{(II,62)}$$

avec h=1,3,9,7…… et k=1,2,3,4,…..

Nous présentons à la figure (III, 18) le spectre de la tension du neutre dans la bande fréquentielle [100-500] Hz. Cette figure permet de visualiser la présence des composantes principales aux fréquences $f_{hp} = \left[3h(1-g) \pm g\right] f_s$. Nous remarquons la présence des composantes additionnelles autour de ces composantes principales. Ces composantes additionnelles sont créées par la variation de la vitesse rotorique. Si nous effectuons un zoom sur la partie fréquentielle du spectre de la tension du neutre autour des 3eme, 9^{emee} .figure(III,19), nous nous apercevons que toutes les fréquences additionnelles sont espacées les unes des autres de $2gf_s$. Et les fréquences de toutes les composantes peuvent être exprimées comme suite : $f_h = \left[3h(1-g) \pm (1+2k)g\right] f_s$. Le suivi de l'amplitude de ces composantes peut apporter un complément d'information sur l'état de la cage rotorique .

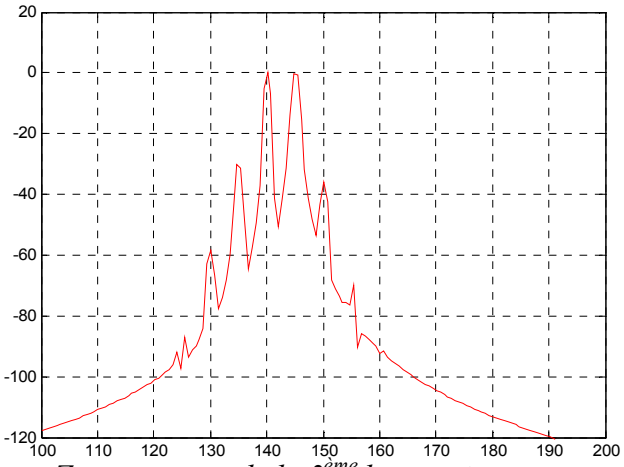


Figure(II-19)a: Zoom autour de la 3ème harmonique

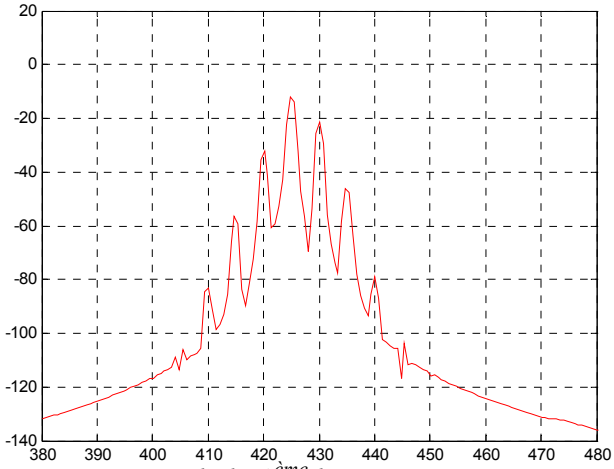


Figure(II,19)b: Zoom autour de la 9ème harmonique

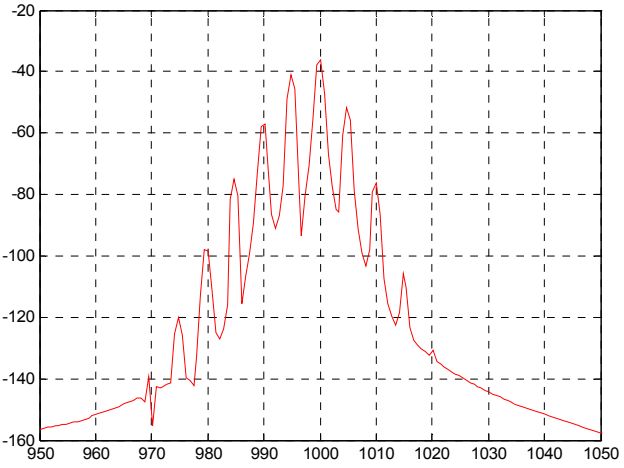
La figure (II, 20) représente le spectre de simulation de la tension du neutre autour de la 3éme, 9éme, 13émeet le 21éme harmonique pour un moteur avec une barre cassée. Nous remarquons la présence des composantes principales aux fréquences $f_h = [3h - (3h \pm 1)g] f_s$, autour de ces composantes principales des composantes additionnelles aux fréquences $f_h = [3h(1-g) \pm (1+2k)g] f_s$, ce résultat concorde avec le travaux de [OUM 06] .



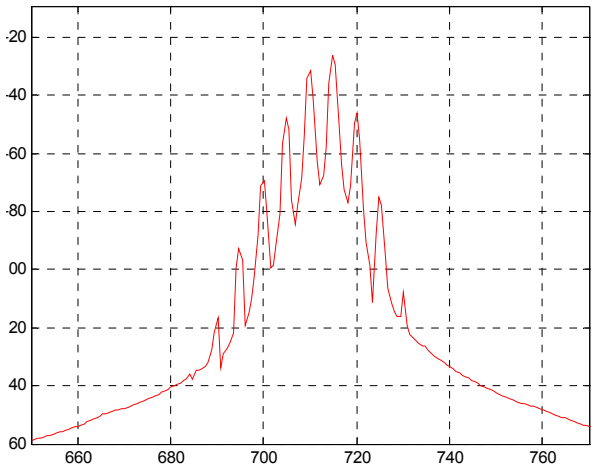
Zoom autour de la 3ème harmonique



Zoom autour de la 9ème harmonique



Zoom autour de la 15ème harmonique



Zoom autour de la 21ème harmonique

Figure (III, 20) : Simulation du spectre fréquentiel de la tension du neutre

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le développement de modèle de la machine asynchrone adapté à la rupture de barres**.**

Nous avons présenté le modèle muti-enroulements qui tient en compte de la structure du rotor. Le choix d'un tel modèle nous est imposé par l'objectif de pouvoir simuler les défauts de rupture de barre. Le modèle est pratique dans le sens que l'introduction du défaut se réduit à une simple augmentation de la résistance de la barre dont on veut simuler la rupture.

A l'aide de ce modèle nous avons pu mettre en évidence les phénomènes liés aux ruptures des barres au rotor comme l'ondulation du couple et de la vitesse ainsi que la modulation d'amplitude du courant statorique et de la tension du neutre.

CHAPITRE III

DIAGNOSTIC DE DEFAUT PAR LE CALCUL DES INDICES DE DEFAILLANCES

III-1 INTRODUCTION

Nous présentons dans ce chapitre une nouvelle méthodes développée par Gaetan[DID04], cette méthode basée sur l'exploitation des indices de défaillance pour détecter le défaut. Nous suivons la même démarche que Gaetan, au départ nous présentons les différents étapes théoriques qui nous permettent d'aboutir à la méthodologie finale, puis dans un second temps, nous appliquons la méthode présentée sur des essais expérimentaux pour permettre de valider sa robustesse et son efficacité lors de l'apparition d'une telle défaillance.

III-2 ANALYSE DU COURANT STATORIQUE

Nous présentons sur la figure(III,1) la densité spectral de puissance du courant statorique d'une phase de la machine à l'état sain , la figure (III,2) représente la densité spectral de cette même grandeur pour Une cage rotorique défaillance (1 barres cassée). En présence d'un défaut, nous remarquons l'augmentation de l'amplitude de certaines composantes auteur de la composante fondamentale ce qui signifie que le courant statorique absorbé par le moteur est modulé en amplitude mais aussi en fréquence [DID06]. L'équation (III-1) rappelle l'expression des fréquences où se situent ces composantes spécifiques .

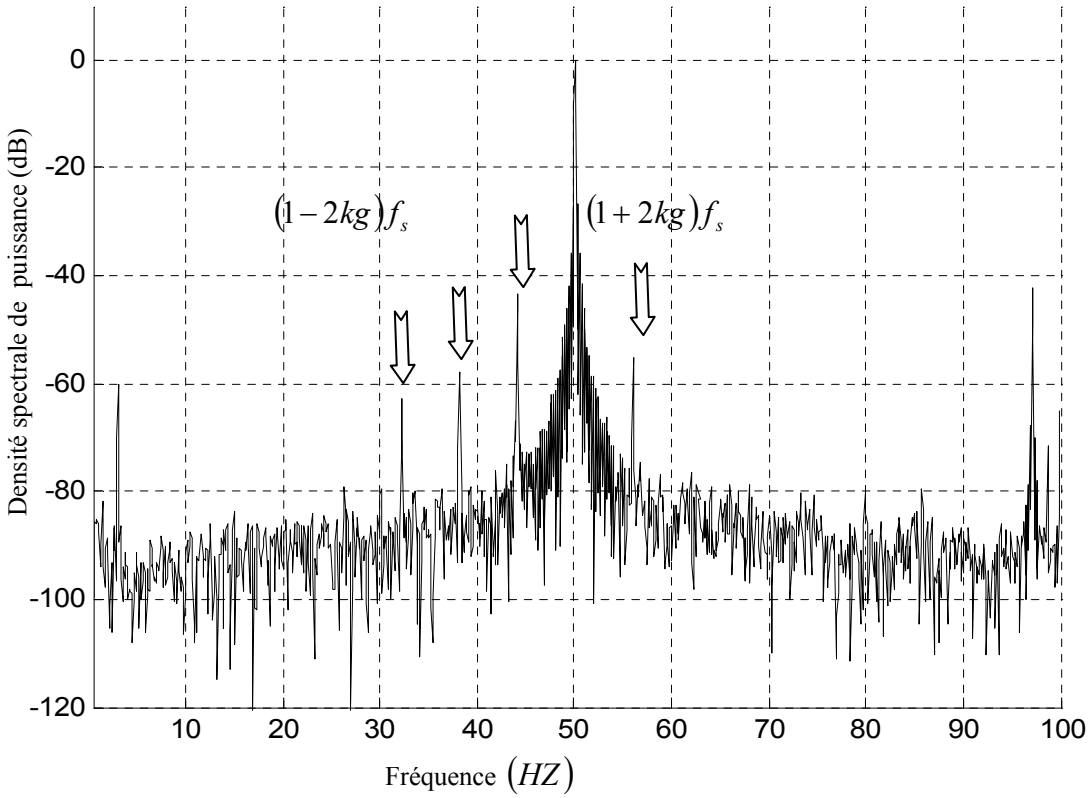


Figure (III,1): spectre fréquentiel du courant statorique expérimentale pour rotor sain

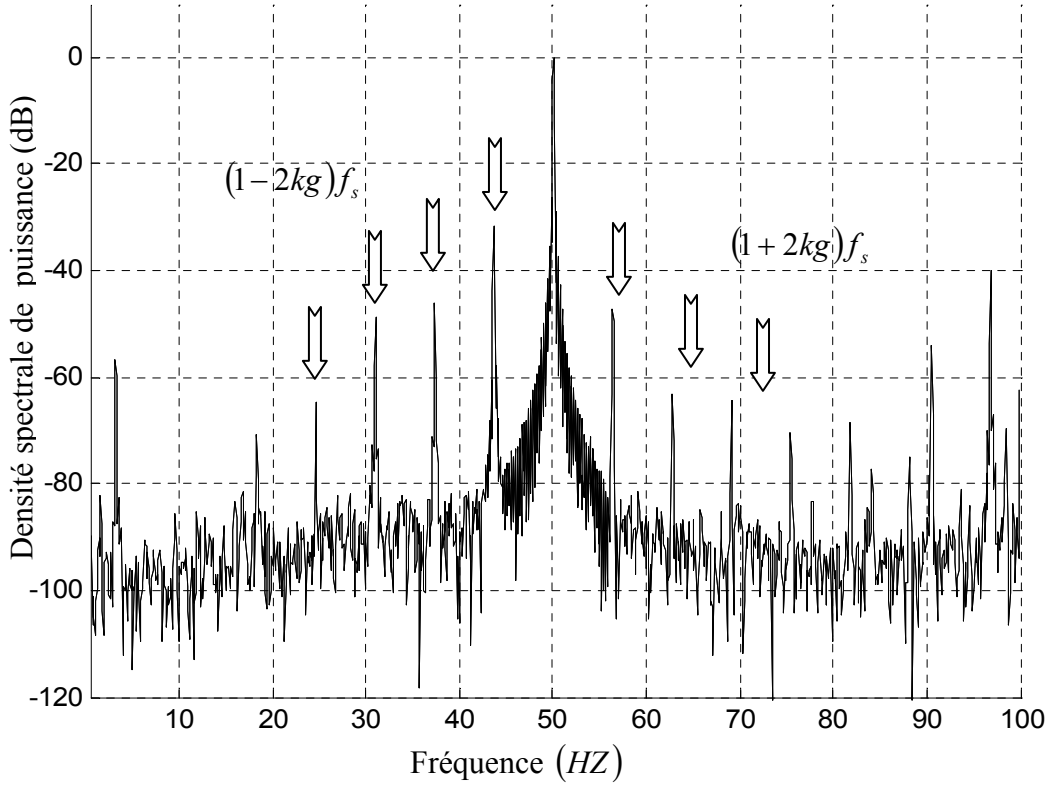


Figure (III,1): spectre fréquentiel du courant statorique expérimentale pour rotor défaillant (un barre cassée)

Le spectre du courant statorique absorbé par la machine asynchrone en absence et en présence de déffaillance ressemble très fortement à un signal temporale modulé en amplitude et qui peut être décrit par les relations suivantes :

$$i_{sa} = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t)(1 + M_c \cos(k\omega_m t)) \qquad \text{(III,2)}$$

En généralisant , l'expression (III,2) devient :

$$i_{sa}(t) = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t - \varphi)\left[1 + \sum_{k=1}^{x} M_{ck} \cos(k\omega_m t)\right] \qquad \text{(III,3)}$$

$$i_{sa0} = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t - \varphi) \qquad \text{(III,4)}$$

$$i_{sx}(t) = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t - \varphi) + \sum_{k=1}^{x} \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t - \varphi) \times M_{ck} \sqrt{2} I_s \cos(k\omega_m t) \qquad \text{(III.5)}$$

$$i_{sa}(t) = i_{s0} + \sum_{k=1}^{x} \frac{\sqrt{2} I_s M_{ck}}{2} \left[\cos\left((\omega_s - k\omega_m)t - \varphi \right) + \cos\left((\omega_s + k\omega_m)t - \varphi \right) \right] \quad \text{(III.6)}$$

Avec $\omega_m = 4kg\pi f_s$ et $\omega_s = 2\pi f_s$

Où : M_{ck} :l'indice de modulation du courant statorique de rang k , $k = 1,2,3...$

Le spectre fréquentiel du signal de l'équation (III.6) est présenté par la figure (III. 4)

La dernière expression considère que les amplitudes à gauche et à droite de la fréquence porteuse ont la même amplitude. mais si nous analysons les composantes spectrales du courant expérimentale, nous remarquons que les composantes spectrale se situant à gauche de la fréquence fondamentale $\left(f_{go} = (1 - 2kg) f_s \right)$ ont une amplitude plus importante que celles se situant à droite $\left(f_{go} = (1 + 2kg) f_s \right)$, par conséquence, selon[DID04] nous devons décomposer la modulation d'amplitude de notre signal théorique en deux parties, cette décomposition introduit implicitement la modulation de fréquence présente dans les courant expérimentaux. Donc l'expression de l'équation (III.6) devient :

$$i_s(t) = i_{s0} + \sum_{k}^{x} \frac{\sqrt{2} I_s M_{ck}}{2} \cos\left((\omega_s - k\omega_m)t - \varphi \right) + \sum_{k}^{x} \frac{\sqrt{2} I_s M'_{ck}}{2} \cos\left((\omega_s + k\omega_m)t - \varphi \right) \quad \text{(III.7)}$$

M_{Ck} : l'indice de modulation pour les composantes de gauche .

M'_{Ck} : l'indice de modulation pour les composantes de droite .

Le spectre fréquentiel du signal de l'équation (III.7) est présenté par la figure (III. 5)

Comme la modulation est non symétrique, non ne pouvons plus appeler les termes M_{Ck} et M'_{Ck} indices de modulation, leur appellation devient: "indice d'amplitudes ".

Pour avoir un correspondance avec la théorie de modulation d'amplitude, nous devons reformuler l'expression d'une façon à ce qu'on fasse apparaître une amplitude identique pour es composantes de droite et de gauche. L'expression du courant de la machine asynchrone prend la forme suivante :

$$i_{sa}(t) = i_{s0}(t) + \sum_{k=1}^{x} \frac{\sqrt{2} I_s M_{ck}}{2} \left[\cos(\omega_s t - \varphi)\cos(k\omega_m t) + \sin(\omega_s t - \varphi)\sin(k\omega_m t) \right] +$$

$$+ \sum_{k=1}^{x} \frac{\sqrt{2} I_s M'_{ck}}{2} \left[\cos(\omega_s t - \varphi)\cos(k\omega_m t) - \sin(\omega_s t - \varphi)\sin(k\omega_m t) \right] \quad \text{(III,8)}$$

$$i_{sa}(t)=i_{s0}(t)+\sum_{k}^{x}\frac{\sqrt{2}I_s\left(M_{ck}+M'_{cik}\right)}{2}\cos(\omega_s t-\varphi)\cos(k\omega_s t)+ \\ +\sum_{k}^{x}\frac{\sqrt{2}I_s\left(M_{ck}+M'_{ck}\right)}{2}\sin(\omega_s t-\varphi)\sin(k\omega_m t) \qquad \text{(III,9)}$$

$$i_s(t)=i_{s0}(t)\left[1+\sum_{k=1}^{x}\frac{1}{2}\left(M_{ck}+M_{ck}{}'\right)\cos(k\omega_m t)\right]+ \\ +\sum_{k=1}^{x}\frac{\sqrt{2}}{2}I_s\left(M_{ck}-M_{ck}{}'\right)\sin(\omega_s t-\varphi)\sin(k\omega_m t) \qquad \text{(III,10)}$$

Cette relation mathématique permet de définir deux nouveaux indices:[DID 06]

Indice de modulation courant statorique

$$M_{mck}=\frac{M_{ck}+M_{ck}{}'}{2} \qquad \text{(III,11)}$$

Indice d'oscillation courant statorique

$$M_{mck}=\frac{M_{ck}-M_{ck}{}'}{2} \qquad \text{(III,12)}$$

Le spectre fréquentiel du signal de l'équation (III.10) est présenté par la figure (III. 6)

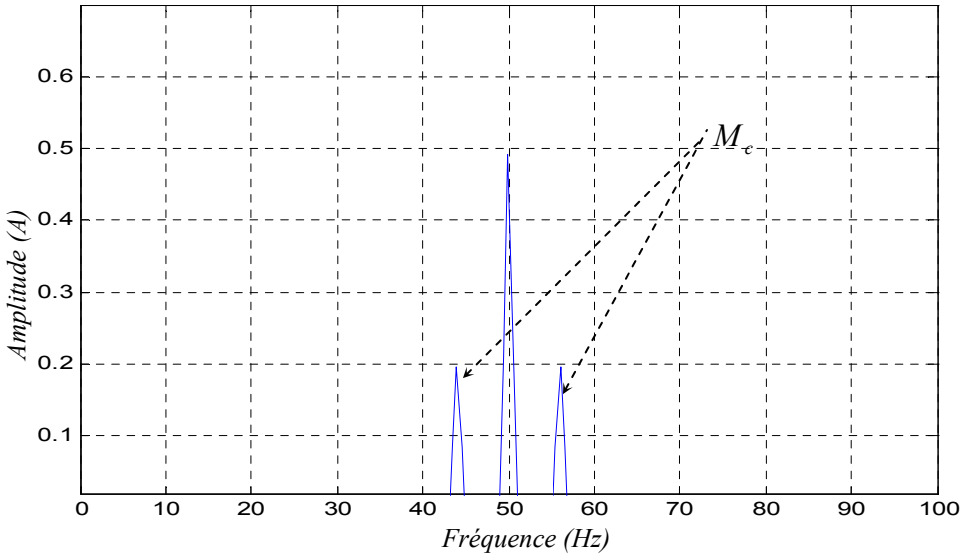


Figure (III,3) : spectre fréquentiel du signale théorique donné à l'équation (III,2)

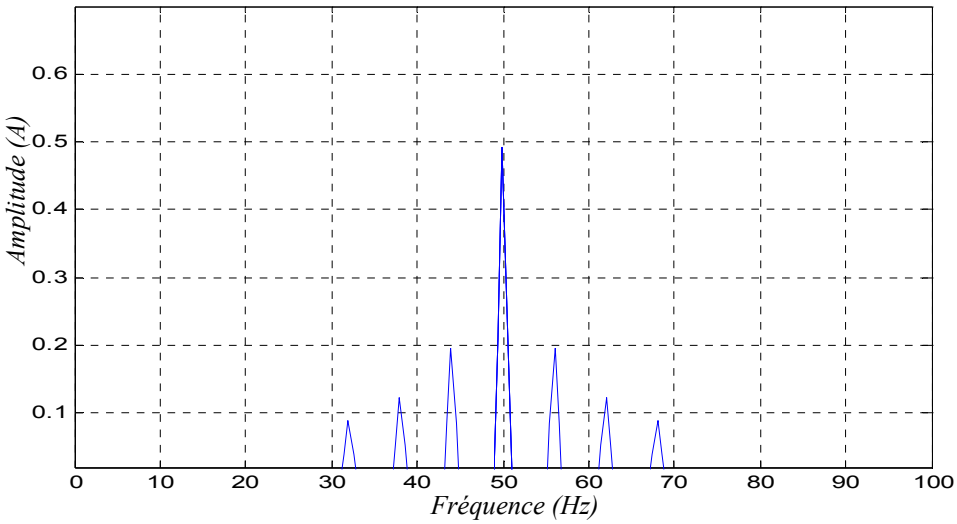


Figure (III,4) : spectre fréquentiel du signale théorique donné à l'équation (III,6)

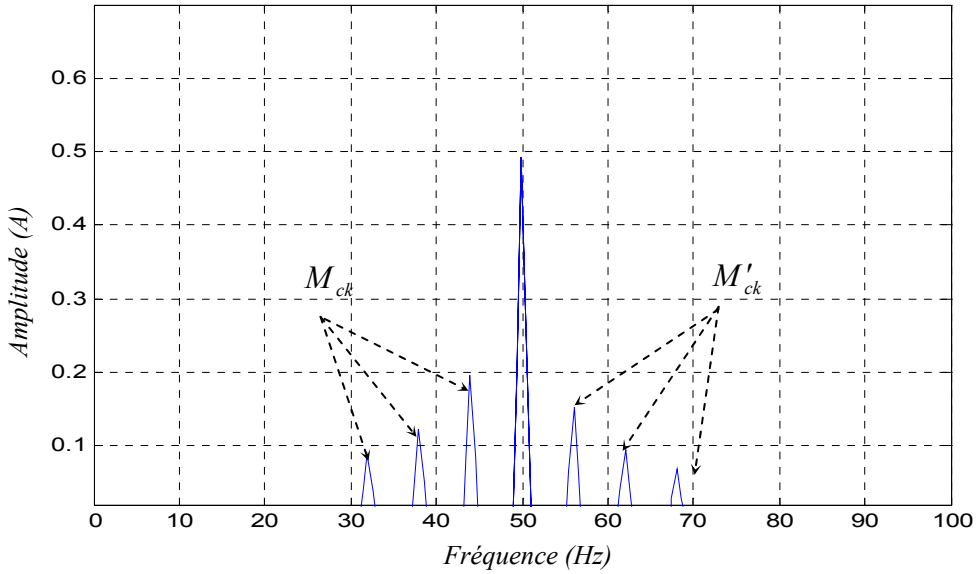


Figure (III,5) : spectre fréquentiel du signale théorique donné à l'équation (III,7)

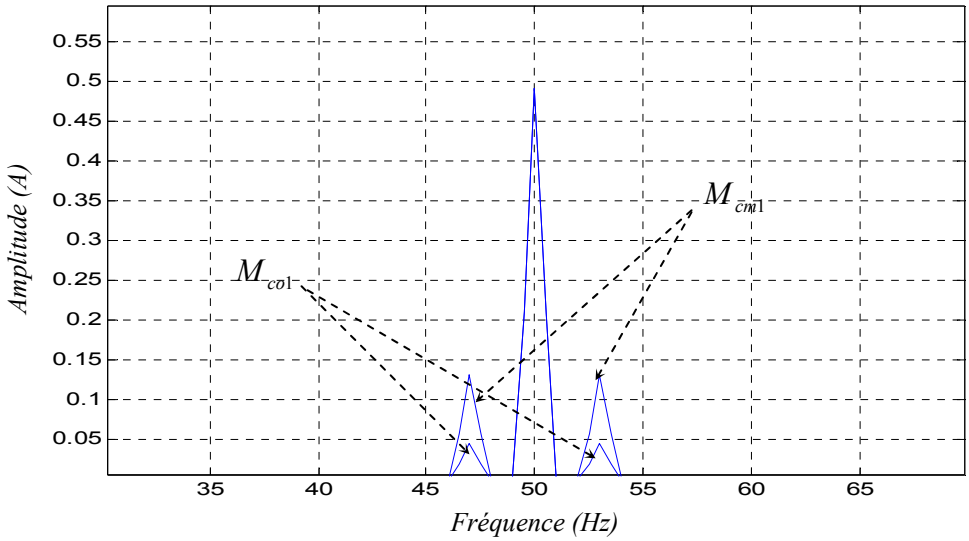


Figure (III,6) : spectre fréquentiel du signale théorique donné à l'équation (III,10)

Selon la théorie de modulation d'amplitude, si plusieurs signaux sinusoïdaux modulent la même onde porteuse, la puissance de cette onde ne change pas tandis que les signaux modulants augmenteront la puissance contenue dans les bandes latérales. Puisque l'indice de modulation est proportionnel à l'amplitude du signal modulant, les différents indices de modulation correspondent à différents signaux modulants. Didier a défini un nouvel indice que il a appelé " *indice d'amplitude global*" M_{ig} qui sera égal à la somme de puissances individuelle de chaque bande latérale comme le montre la relation ci-dessous:

$$\frac{M_{ig}^2 P_c}{2} = \frac{M_{i1}^2 P_c}{2} + \frac{M_{i2}^2 P_c}{2} + \frac{M_{i3}^2 P_c}{2} \qquad \text{(III,13)}$$

Où $P_C = (V_s I_s)^2$

Donc l'indice d'amplitude totale vaut $M_{ig}^2 = \sum_k M_{ik}^2$

En adoptant la même démarche, d'après [DID 06] nous pouvons donner l'expression de l'indice de modulation global ainsi que l'expression de l'indice d'oscillation global:

$$M_{igm}^2 = \sum_k M_{imk}^2 \qquad \text{(III,14)}$$

$$M_{igo}^2 = \sum_k M_{iok}^2 \qquad \text{(III,15)}$$

[DID 06] a introduit un nouvel indice d'amplitude globale qui prend en compte l'amplitude de toutes les composantes se situant à gauche et à droite du fondamentale. avec k_g pris comme le nombre de composants à gauche de fondamentale et k_d comme le nombre de composants à droite de fondamentale .

$$M_{ig}^2 = \sum_{k=1}^{k_g} M_{ik}^2 + \sum_{k=1}^{k_d} M_{ik}^2 \qquad \text{(III,16)}$$

La relation qu'il relie l'amplitude de fondamentale A_{cf} avec celle des bandes latérales A_{rc} et leur indice de modulation M_c , est exprimée par l'équation:

$$M_c = \frac{2A_{rc}}{A_{fc}}. \qquad \text{(III,17)}$$

III-3 ANALYSE DE LA PUISSANCE INSTANTANEE:

On considère une alimentation purement sinusoïdale de la machine :

$$V_s(t) = \sqrt{2}V_s \cos(\omega_s t) \qquad \text{(III,18)}$$

$$i_{sa0}(t) = \sqrt{2}I_s \cos(\omega_s t - \varphi) \qquad \text{(III,19)}$$

où $i_{sa0}(t)$ courant statorique d'une phase .

$$P_{sa0} = v_s(t)i_{sa0}(t) = \sqrt{2}\sqrt{2}V_s I_s \cos(\omega_s t)\cos(\omega_s t - \varphi) \qquad \text{(III,20)}$$

$$= V_s I_s \left[\cos(2\omega_s t - \varphi) + \cos(\varphi)\right]$$

$$P_{sa0} = V_s I_s \left[\cos(2\omega_s t - \varphi) + \cos(\varphi)\right] \qquad \text{(III,21)}$$

La représentation du signal de la puissance instantanée dans le domaine fréquentiel fait apparaître une composante périodique de fréquence $(2f_s)$ et une composante constante.

Lors de l'apparition d'une rupture d'une barre, des harmoniques de flux sont produites et induisent des harmoniques de courant dans l'enroulement statorique aux fréquence:

$$f = f_s(1 \pm 2kg)$$

Didier a montré que l'apparition d'un défaut rotorique crée une modulation d'amplitude sur le courant absorbé par la machine.

$$i_{sa}(t) = i_{sa0} + \sum_k^x \frac{\sqrt{2}I_s M_{pk}}{2}\cos((\omega_s - k\omega_m)t - \varphi) + \sum_k^x \frac{\sqrt{2}I_s M'_{pk}}{2}\cos((\omega_s + k\omega_m)t - \varphi) \qquad \text{(III,22)}$$

En multipliant l'équation (III,16) par l'équation (III,20)

$$P_{sa}(t) = v_{sa}(t).i_{sa}(t) \qquad \text{(III,23)}$$

$$P_{sa}(t) = v(t)i_{sa0}(t) + \sum_k^x \frac{\sqrt{2}I_s M_{pk}}{2}\cos((\omega_s - k\omega_m)t - \varphi) + \sum_k^x \frac{\sqrt{2}I_s M'_{pk}}{2}\cos((\omega_s + k\omega_m)t - \varphi) \qquad \text{(III,24)}$$

$$P_{sa}(t) = P_{sa0}(t) + \frac{V_s I_s}{2}\sum_{k=1}^{x} M_{pk}\cos\left((2\omega_s - k\omega_m)t - \varphi\right)$$

$$+ \frac{V_s I_s}{2}\sum_{k=1}^{x} M_{pk}\cos\left((2\omega_s + k\omega_m)t - \varphi\right)$$

$$+ \frac{V_s I_s}{2}\sum_{k=1}^{x}\left[M_{pk} + M_{pk}'\right]\cos(\varphi)\cos(k\omega_m t)$$

$$+ \frac{V_s I_s}{2}\sum_{k=1}^{x}\left[M_{pk} - M_{pk}'\right]\sin(\varphi)\sin(k\omega_m t) \qquad \text{(III,25)}$$

Pour trouver une similitude avec la théorie de modulation d'amplitude, l'expression de la puissance instantanée peut aussi se mettre sous la forme :

$$P_{sa}(t) = P_{sa0}(t) + \frac{V_s I_s}{2}\sum_{k=1}^{x}\left(M_{pk} + M_{kp}'\right)\cos(k\omega_m t)\left[\cos(\varphi)\cos(2\omega_s t) - \sin(\varphi)\sin(2\omega_s t)\right]$$

$$+ \frac{V_s I_s}{2}\sum_{k=1}^{x}\left(M_{pk} - M_{kp}'\right)\sin(k\omega_m t)\left[\cos(\varphi)\sin(2\omega_s t) - \sin(\varphi)\cos(2\omega_s t)\right]$$

$$+ \frac{V_s I_s}{2}\sum_{k=1}^{x}\left(M_{pk} + M_{kp}'\right)\cos(k\omega_m t)\cos(\varphi)$$

$$+ \frac{V_s I_s}{2}\sum_{k=1}^{x}\left(M_{pk} - M_{kp}'\right)\sin(k\omega_m t)\sin(\varphi) \qquad \text{(III,26)}$$

Cette expression permet de calculer un indice de modulation noté M_{pmk} et un indice d'oscillation noté M_{pok} spécifique au signal de la puissance instantanée d'une phase statorique de la machine ,,, [DID 06] :

$$M_{mpk} = \frac{M_{pk} + M_{pk}'}{2} \qquad \text{(III,27)}$$

$$M_{mpk} = \frac{M_{pk} - M_{pk}'}{2} \qquad \text{(III,28)}$$

D'après l'équation (III,24) on remarque en plus de composante de fréquence $(2f_s)$ de fondamentale et des composantes de fréquence $2f_s(1-kg)$ autour de fondamentale , des composantes de fréquence $(2kgf_s)$ dans la partie de basse fréquence du spectre de la puissance instantanée. Ces derniers fournissent des informations additionnelles sur l'état du moteur, leur amplitude dépend de l'angle de déphasage, ils augmentent lorsque le déphasage φ diminue, donc on peut dire que pour un fonctionnement à faible charge, l'amplitude de ces composantes sera plus importante que celle présente autour de la composante fondamentale.

La même méthode peut être appliquée pour les composantes de basse fréquence de la puissance instantanée. Nous avons vu précédemment que le spectre de la puissance instantanée contient des composantes additionnelles dans la partie basse fréquence du spectre. Didier a employé l'amplitude des ces composantes pour déterminer leur nouvel indice d'amplitude M_{bfk} qu'il a appelé "*indice d'amplitude de basse fréquence* " .

De l'équation (III,26), nous pouvons donner la relation de la composante basse fréquence d'indice k.

$$A_{pk} = \sum_k \frac{V_s I_s}{2} \sqrt{M_{pk}^2 + M'^2_{pk} + 2M_{pk}M'_{pk}\cos(2\varphi)} \qquad \text{(III,29)}$$

De cette équation, il est aisé de déduire l'expression de l'indice d'amplitude basse fréquence M_{bfs}

$$M_{pfk} = \sqrt{M_{pk}^2 + M'^2_{pk} + 2M_{pk}M'_{pk}\cos(2\varphi)} \qquad \text{(III,30)}$$

L'équation (III,26) permet de définir quatre indices globaux; l'indice de modulation global M_{pmg}, l'indice d'oscillation global M_{pog}, l'indice d'amplitude global M_{pag} et l'indice d'amplitude basse fréquence global M_{pbfg} de la puissance instantané d'une phase se calculant à partir des expressions: [DID 06]

$$M_{pmg}^2 = \sum_k M_{pmk}^2 \qquad \text{(III,31)}$$

$$M_{pog}^2 = \sum_k M_{pok}^2 \qquad \text{(III,32)}$$

$$M_{pag}^2 = \sum_k M_{pk}^2 + \sum_k M'^2_{pk} \qquad \text{(III,33)}$$

$$M_{pbfg}^2 = \sum_k M_{bfk}^2 \qquad \text{(III,34)}$$

Le spectre de l'équation théorique de la puissance instantanée (l'équation (III,26) est représenté sur la figure(III,7)

Si nous analysons la figure (III,7), nous observons la présence des composantes autour de la fondamentale aux fréquences $(1-2gk)f_s$ plus les composantes basses fréquence aux fréquences $2kgf_s$ nous pouvons conclure que l'analyse de la puissance instantanée apporte une information supplémentaire dans la partie basse fréquence de son spectre. Ce complément d'information permettra de détecter les fréquences de modulation créées par le défaut rotorique directement à partie du spectre basse fréquence de cette puissance. Une fois la fréquence $2gf_s$ déterminée, nous pourrons calculer les fréquences des composantes présentes autour de la fréquence fondamentale du courant et de la puissance et ainsi évaluer leurs amplitudes .

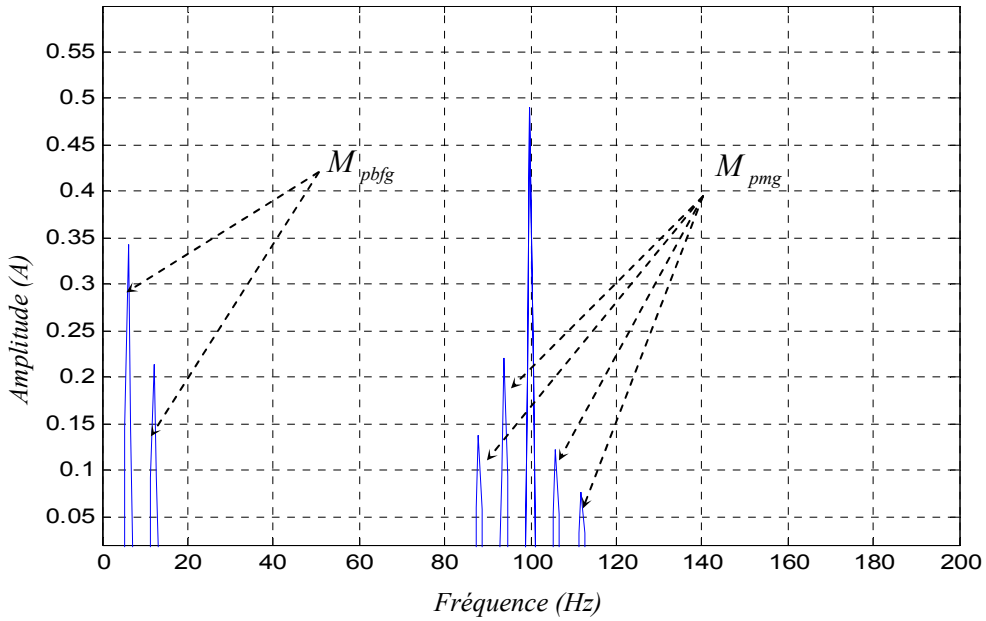


Figure (III,7) : spectre fréquentiel du signale théorique donné à l'équation (III,26)

III-4 APPLICATION

Les calcules des différents indices nécessite la détection de la composante de fréquence $2gf_s$ présente dans le spectre de la puissance instantané d'une phase .

III-4-1 Calcul du glissement :

Comme Didier a montré, l'amplitude de la composante de fréquence $(1-2g)f_s$ présente dans le spectre fréquentielle du courant est plus grande que celles situées aux fréquences $(1-2kg)f_s$ $(k\rangle 1)$ et $(1+2kg)f_s$. Par conséquence, la composante à $2gf_s$ présente dans le spectre fréquentielle de la puissance instantané aura une amplitude plus grande que celles à $2kgf_s$ $(k\rangle 1)$. A partir de cette remarque, la composante qui aura la plus grande amplitude dans une bande de fréquence fixée correspondra obligatoirement à la composante de fréquence $2gf_s$ créée par l'asymétrie rotorique de la machine.

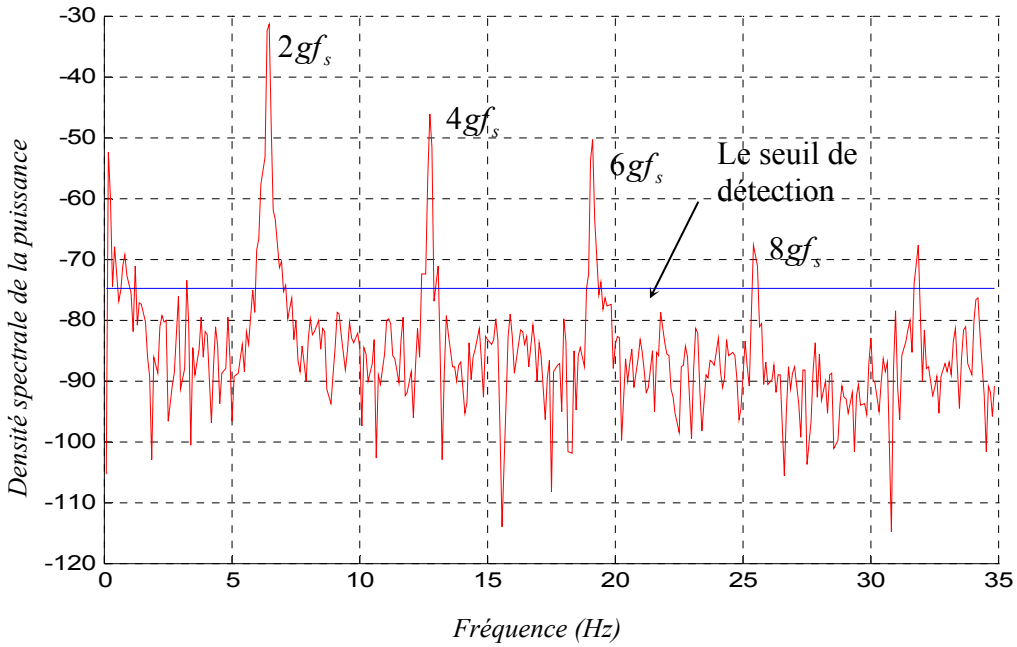
La détection de la composante de fréquences $2kgf_s$ s'effectue en suivant les étapes chronologiques ci-dessous[ABU05] :

1. définition d'un seuil de détection, ce seuil est défini comme la moyenne du spectre et de l'écart-type du bruit calculée dans une plage fréquentielle [f_{min}-f_{max}]. les bornes f_{min} *et* f_{max} sont choisies en fonction du type de machine utilisée. Dans notre cas la plage fréquentielle est :[0.2-35] Hz.
2. sélection des maxima supérieurs à ce seuil .
3. le maximum ayant la plus forte amplitude est choisi comme étant celui correspondant à la composante de fréquence $2kgf_s$ (asymétrie rotorique) figure (III, 8).
4. Vérification de la fréquence de ces maximas (il faut qu'elle soit multiple entier de la fréquence $(2kgf_s \pm 2\%)$. Si tel est le cas, nous considérons les composantes associées à ces fréquences comme étant des composantes créées par le défaut rotorique.

Le résultat de cet algorithme fournit le nombre de composante ayant une amplitude supérieure au seuil de détection et dont les fréquences sont un multiple entier de la fréquence du défaut $2kgf_s$. Ce nombre de composantes sera dans la suite de l'étude appelé K_p. Grâce à la fréquence $2gf_s$, nous pouvons déduire la valeur du glissement de la machine et calculer la vitesse de rotation de l'arbre rotorique. Une fois le glissement g et le

nombre de composantes K_p connus, nous calculons la fréquence des composantes présentes autour de la fréquence fondamentale du courant statorique et de la puissance instantanée grâce aux relation $(1 \pm 2kg) f_s$ et $2(1 \pm kg) f_s$.

Après avoir défini la valeur du glissement, on pourra déduire les valeurs des amplitudes et leurs différents indices globaux de la puissance instantanée et du courant statorique. Le résultat obtenu est présent sur le tableau (III-1) .



Figure(III,8): Spectre de la puissance instantané avec le seuil de détection (une barre cassée) [0-35]

Le tableau (III,1) contient 13 colonne dont :

La 1ere colonne comprend Etat du rotor

La 2éme colonne comprend :la fréquence $2gf_s$

La3éme colonne comprend : le seuil de détection .

La 4éme colonne comprend : la vitesse de rotation (tr/min)

La5éme colonne comprend : K_{pn} la puissance moyenne (Watts)

La 6éme, 7éme, 8éme, 9éme colonne comprennent respectivement : l'indice d'amplitude basse fréquence global, l'indice d'amplitude global, l'indice de modulation global et l'indice d'oscillation global M_{pog} de la puissance instantané d'une phase .

La10^{éme}, 11^{éme}, 12^{éme} colonne comprennent respectivement l'indice d'amplitude global, l'indice de modulation globale et l'indice d'oscillation globale d'une phase du courant statorique.

III-4-2Critère de détection

Selon [ABU05], le critère de détection d'un défaut rotorique combine l'information donnée par K_{pn} et l'information donnée par les indices globaux d'après il a pris une valeur de 2 pour le terme α, il a supposé que si la multiplication du nombre de composantes K_{pn} par l'indice global M_x est supérieure à 2 fois celle obtenue lorsque la cage rotorique est saine, cela est suffisant pour signaler la présence d'une défaillance au niveau de la cage de la machine Tableau III -2 .

Test	*Résultat*
Si $\left(K_{pn_{Mesuré.}} \times M_{x_{Mesuré}}\right) \prec \alpha\left(K_{pn_{Sain.}} \times M_{x_{Sainé}}\right)$	Absence de défaut rotorique
Si $\left(K_{pn_{Mesuré.}} \times M_{x_{Mesuré}}\right) \succ \alpha\left(K_{pn_{Sain.}} \times M_{x_{Sainé}}\right)$	Présence de défaut rotorique

Tableau IV.2: Critère de détection

Nous appliquons ce critère de détection sur le tableau (III-1), les résultats sont donnés dans le tableau (III,4).

Le critère de détection appliqué aux indices globaux du courant M_{cg}, M_{cgm} et M_{cgo} permet de détecter une barre cassé quelque soit le couple de charge. L'analyse du résultat avec l'indice global à basse fréquence permet aussi de détecté une barre cassé quelque soit la charge du moteur. En ce qui concerne les indice globaux M_{pag}, M_{pog} et M_{pmg} , la détection du défaut *(une barre cassée)* est possible pour toutes les charges sauf,lorsque la machine fonctionne à vide

Tableau (III.1): Les valeurs des indices globaux d'une phase statoriqu

Etat du rotor	Fréquences $2gf_s$	Seuil de détection	Vitesse (tr/min)	K_{pn}	M_{pbfg}	M_{pag}	M_{pmg}	M_{pog}	M_{cg}	M_{cgm}	M_{cgo}
ES-100%	6.0111	-70.4242	2819.6	3	0.0233	0.00230	0.0019	0.0011	0.0106	0.0091	0.0055
1bc-100%	6.4866	-75.1336	2805.4	3	0.0477	0.0064	0.0054	0.0035	0.0398	0.0324	0.0231
ES-25%	1.8129	-68.788	2945.700	3	0.0115	0.000475	0.000473	0.00004399	0.000829	0.000812	0.000164
1bc-25%	2.0986	-71.0681	2937.04	3	0.0232	0.0043	0.0038	0.0020	0.0033	0.0035	0.0013
ES-0%	0.7633	-69.883	2977.101	1	0.0135	0.0141	0.0136	0.0038	0.000347	0.000346	0.0000195
1bc-0%	0.8585	-68.22	2974.24	2	0.0420	0.0041	0.0041	0.000722	0.000954	0.000926	0.000232

Tableau (III,3) : les valeur des indices globaux*K_p

Etat du rotor	K_{pn}	$K_{pn}*M_{pbfg}$	$K_{pn}*M_{pag}$	$K_{pn}*M_{pmg}$	$K_{pn}*M_{pog}$	$K_{pn}*M_{cg}$	$K_{pn}*M_{cgm}$	$K_{pn}*M_{cgo}$
ES-100%	3	0.0699	0.0069	0.0057	0.0033	0.0318	0.0273	0.0165
1bc-100%	3	0.1431	0.0192	0.0162	0.0105	0.1194	0.0972	0.0693
ES-25%	3	0.0345	0.001425	0.001419	0.00013197	0.002487	0.002436	0.000492
1bc-25%	3	0.0696	0.0129	0.0114	0.0060	0.0099	0.0105	0.0039
ES-0%	1	0.0135	0.0141	0.0136	0.0038	0.000347	0.000346	0.0000195
1bc-0%	2	0.0840	0.0082	0.0082	0.001444	0.001908	0.001852	0.000464

Tableau(III,4): résultat de détection

Etat du rotor	K_{pn}	$K_{pn}*M_{pbfg}$	$2*K_{pn}*M_{pbfg}$	$K_{pn}*M_{pag}$	$2*K_{pn}*M_{pag}$	$K_{pn}*M_{pmg}$	$2*K_{pn}*M_{pmg}$	$K_{pn}*M_{pog}$	$2*K_{pn}*M_{pog}$
ES-100%	3		0.1398 df		0.0138 df		0.0114 df		0.0066 df
1bc-100%	3	0.1431		0.0192		0.0162		0.0105	
ES-25%	3		0.069 df		0.00285 df		0.002838 df		0.0026394 df
1bc-25%	3	0.0696		0.0129		0.0114		0.0060	
ES-0%	1		0.027 df		0.0282 P-df		0.0272 P-df		0.0076 P- df
1bc-0%	2	0.0840		0.0082		0.0082		0.001444	

Tableau (III,4)a: Résultat de détection sur les indices globaux $M_{pbfg}, M_{pag}, M_{pmg}, M_{pog}$

Etat du rotor	K_{pn}	$K_{pn}*M_{cg}$	$2*K_{pn}*M_{cg}$	$K_{pn}*M_{cgm}$	$2*K_{pn}*M_{cgm}$	$K_{pn}*M_{cgo}$	$2*K_{pn}*M_{cgo}$
ES-100%	3		0.0636 df		0.0546 df		0.033 df
1bc-100%	3	0.1194		0.0972		0.0693	
ES-25%	3		0.004974 df		0.004872 df		0.000984 df
1bc-25%	3	0.0099		0.0105		0.0039	
ES-0%	1		0.000694 df		0.000692 df		0.000039 df
1bc-0%	2	0.001908		0.001852		0.000464	

Tableau (III,4)b: Résultat de détection sur les indices globaux M_{cg}, M_{cgm}, M_{cgo}

P-df :pas de défaut détecté df: défaut détecté

III-5 LA TENSION DU NEUTRE

en 1997, cash à utilisé la tension présent entre le neutre de la source d'alimentation et le neutre de la machine asynchrone pour détecter des courts-circuits dans le stator [CAS 97]. Une ana lyse pareille a été effectué par [OUM06] dans le but de détecter un défaut rotorique dans la machine asynchrone.

il a montré que l'information donnée par la tension présente entre les deux neutre était pertinente pour le diagnostic des défauts rotoriques. L'information la plus significative pour permettre un diagnostic fiable de la cage rotorique se situe au niveau des composantes harmoniques de fréquence $f_{df}^{\pm} = [3(1-g) \pm g] f_s$

III-5-1 Développement analytique de la tension du neutre

L'expression du modèle de la machine d'induction comprenant la tension neutre est :

$$V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\Phi_{sa}}{dt} + V_n \qquad \text{(III,35)}$$

$$V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\Phi_{sb}}{dt} + V_n \qquad \text{(III,36)}$$

$$V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\Phi_{sc}}{dt} + V_n \qquad \text{(III,37)}$$

On décompose les inductances mutuelles stator–rotor obtenu par l'approche de la fonction d'enroulement en série de Fourier, ce qui donne :

$$[M_{sr}] = \sum_{h=1}^{\infty} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(h(\theta+\phi_h)) & .... & \cos(h(\theta+\phi_h+ka)) & .... \\ \cos\left(h\left(\theta+\phi_h-\frac{2\pi}{3}\right)\right) & .... & \cos\left(h\left(\theta+\phi_h+ka-\frac{2\pi}{3}\right)\right) & .... \\ \cos\left(h\left(\theta+\phi_h+\frac{2\pi}{3}\right)\right) & .... & \cos\left(h\left(\theta+\phi_h+ka+\frac{2\pi}{3}\right)\right) & .... \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M_{sra}] \\ [M_{srb}] \\ [M_{src}] \end{bmatrix}$$

(III,38)

Avec h représente un nombre entier positif

h=1 ,3,5…….

k=1,2,3……

$a = p\frac{2\pi}{N_r}$: est l'angle électrique entre deux mailles rotorique .

Les enroulements statoriques sont couplés en étoile et alimentés par des tensions triphasées, à partir de ceci nous obtenons:

$$V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0 \qquad \text{(III,39)}$$

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \qquad \text{(III,40)}$$

L'addition des trois équations (III,35) , (III,36), (III,37) donne :

$$V_n = -\frac{1}{3}\left(\frac{d\Phi_{sa}}{dt} + \frac{d\Phi_{sb}}{dt} + \frac{d\Phi_{sc}}{dt} \right) \qquad \text{(III,41)}$$

avec :

$$\frac{d\Phi_{sa}}{dt} = L_{sa}\frac{di_{sa}}{dt} + i_{sa}\frac{dL_{sa}}{dt} + [M_{sra}]\frac{d[i_{rk}]}{dt} + [i_{rk}]\frac{d[M_{sra}]}{dt} \qquad \text{(III,42)}$$

$$\frac{d\Phi_{sb}}{dt} = L_{sa}\frac{di_{sb}}{dt} + i_{sb}\frac{dL_{sb}}{dt} + [M_{srb}]\frac{d[i_{rk}]}{dt} + [i_{rk}]\frac{d[M_{srb}]}{dt} \qquad \text{(III,43)}$$

$$\frac{d\Phi_{sc}}{dt} = L_{sc}\frac{di_{sc}}{dt} + i_{sc}\frac{dL_{sc}}{dt} + [M_{src}]\frac{d[i_{rk}]}{dt} + [i_{rk}]\frac{d[M_{src}]}{dt} \qquad \text{(III,44)}$$

On a $L_{sa} = L_{sb} = L_{sc}$

En remplaçant par l'équations (III,42) , (III,43), (III,44) dans l'équation (III,41)

$$V_n = -\frac{1}{3}M_{srh}\sum_{h=1}^{\infty}\left\{\left[\cos(h(\theta+\phi_h)) + \cos\left(h\left(\theta+\phi_h-\frac{2\pi}{3}\right)\right) + \cos\left(h\left(\theta+\phi_h+\frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad ..... \right.\right.$$
$$\left.\cos(h(\theta+\phi_h+ka)) + \cos\left(h\left(\theta+\phi_h-\frac{2\pi}{3}+ka\right)\right) + \cos\left(h\left(\theta+\phi_h+\frac{2\pi}{3}+ka\right)\right) \quad ..... \right]\frac{d[i_{rk}]}{dt} +$$
$$+ h\frac{d\theta}{dt}\left[\sin(h(\theta+\phi_h)) \quad + \quad \sin\left(h\left(\theta+\phi_h-\frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad + \quad \sin\left(h\left(\theta+\phi_h+\frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad ..... \right.$$
$$\left.\cos(h(\theta+\phi_h+ka)) + \cos\left(h\left(\theta+\phi_h-\frac{2\pi}{3}+ka\right)\right) + \cos\left(h\left(\theta+\phi_h+\frac{2\pi}{3}+ka\right)\right) \quad ..... \right][i_{rk}]$$

(III,45)

Cette équation montre clairement que la tension du neutre est égale à zéro sauf dans le cas où h=3h. L'équation (III,42)devient .

$$V_n = -\sum_{h=1}^{\infty}\left[\cos\left(3h\left(\theta+\phi_h\right)\right) \quad .... \quad \cos\left(3h\left(\theta+\phi_h+ka\right)\right) \quad ....\right]\frac{d\left[i_{rk}\right]}{dt} + \\ -3h\frac{d\theta}{dt}\sum_{h=1}^{\infty}\left[\sin\left(3h\left(\theta+\phi_h\right)\right) \quad .... \quad \sin\left(3h\left(\theta+\phi_h+ka\right)\right) \quad ....\right]\left[i_{rk}\right] \qquad \text{(III,46)}$$

Le courant dans le rotor peut se mettre sous la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rmk}\sin\left(g\omega_s t - ka - \gamma\right) \\ \vdots \end{bmatrix} \qquad \text{(III,47)}$$

g est le glissement de la machine .

ceci donne :

$$V_n = +\sum_{h=1}^{\infty}\sum_{k=0}^{N_r-1} g\omega_s M_{srh} I_{rmk}\cos\left(3h\left(\theta+\phi_h+ka\right)\right)\cos\left(g\omega_s t-\gamma-ka\right)+ \\ -3h\frac{d\theta}{dt}\sum_{h=1}^{\infty}\sum_{k=0}^{N_r-1} M_{srh} I_{rmk}\sin\left(3h\left(\theta+\phi_h+ka\right)\right)\sin\left(g\omega_s t-\gamma-ka\right) \qquad \text{(III,48)}$$

Remplaçant θ par $\left(1-g\right)\omega_s t+\theta_0$ dans l'équation et après avoir simplifié on aura :

$$\boxed{V_n = \sum_{h=1}^{\infty}\sum_{k=0}^{N_r-1} M_{srhk}\cos\left(\left(3h-\left(3h+1\right)g\right)\omega_s t+\psi_{1h}\right)+\sum_{h=1}^{\infty}\sum_{k=0}^{N_r-1} M'_{srhk}\cos\left(\left(3h-\left(3h-1\right)g\right)\omega_s t+\psi_{1h}\right)} \qquad \text{(III,49)}$$

Avec :

$$M_{srhk} = M_{srh} I_{rmk}\left[\frac{3h}{2}\left(1-g\right)\omega_s+\frac{g\omega_s}{2}\right] \qquad \text{(III,50)}$$

$$M'_{srhk} = M_{srh} I_{rmk}\left[\frac{3h}{2}\left(g-1\right)\omega_s+\frac{g\omega_s}{2}\right] \qquad \text{(III,51)}$$

$$\psi_{1h} = \{3h(\theta_0 + \phi_h + ka) - \gamma - ka\} \quad \text{(III,52)}$$

$$\psi_{1h} = \{3h(\theta_0 + \phi_h + ka) + \gamma + ka\} \quad \text{(III,53)}$$

Cette expression prouve que les défauts rotoriques induisent des composantes harmoniques additionnelles, leurs fréquences sont données par la relation suivante :

$$f_h = [3h - (3h \pm 1)s] f_s \quad \text{(III,54)}$$

avec f_s : fréquence d'alimentation

La présence d'un défaut rotorique induit une oscillation sur le couple électromagnétique de la machine, cette oscillation de couple crée à son tour une oscillation au niveau de la vitesse rotorique à la fréquence $\pm 2g\eta f_s$.

$$\boxed{f_h = [3h(1-g) \pm g(1+2\eta)] f_s} \quad \text{(III,55)}$$

$h = 1,3,5,.....$ $\eta = 1,2,3.....$

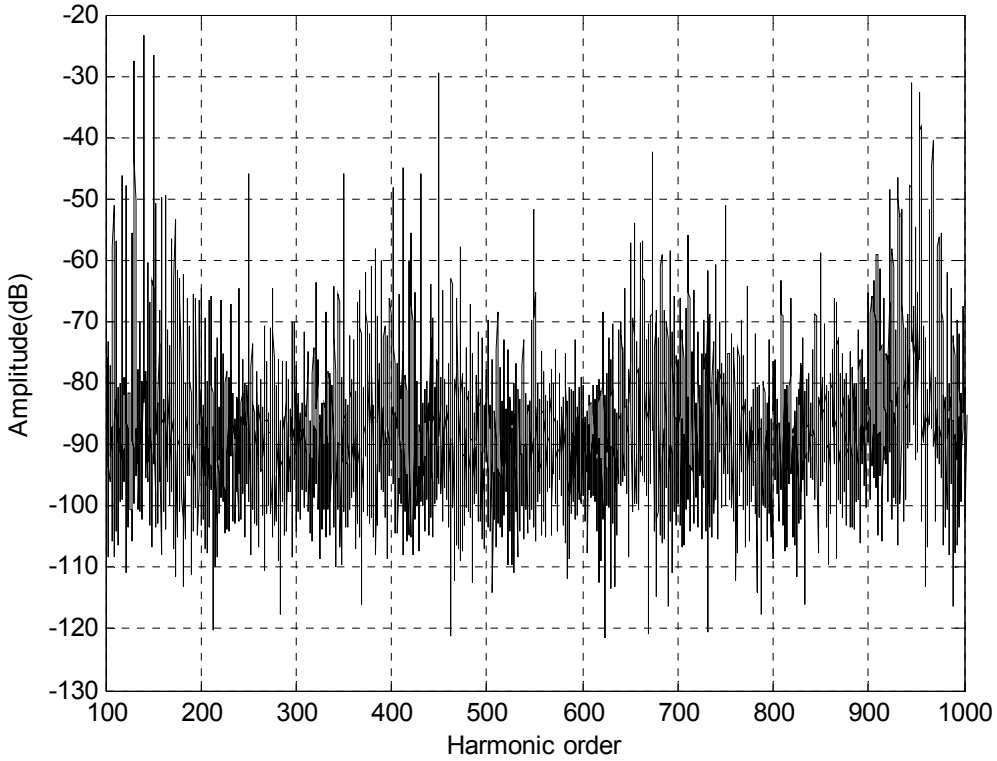
II-5-2 Analyse de la tension du neutre

Nous avons montré dans le paragraphe précédent que l'apparition d'un défaut rotorique générait des composantes additionnelles dans le spectre de la tension du neutre aux fréquences :

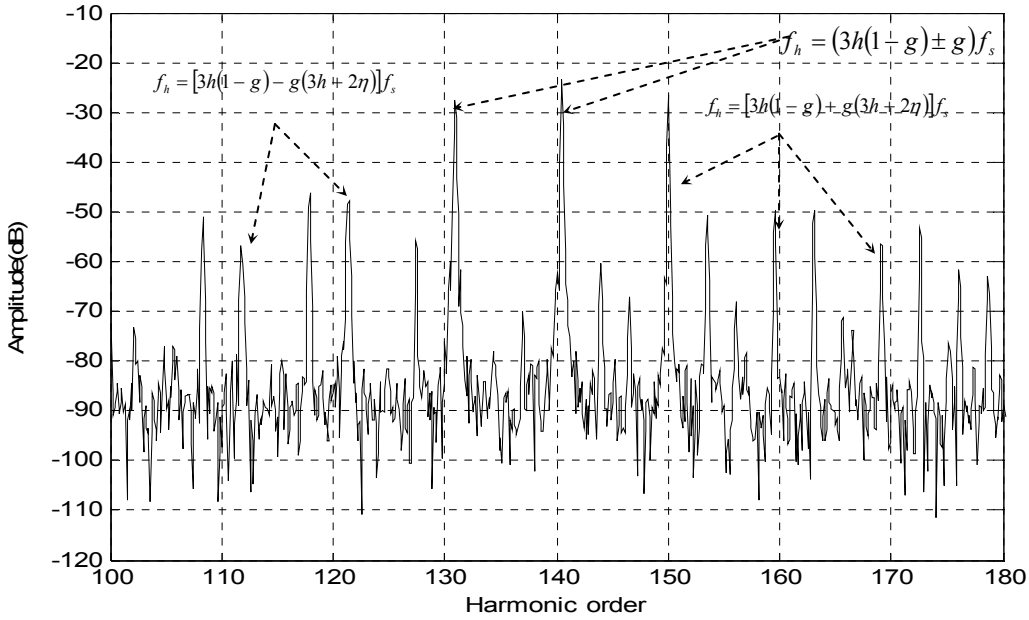
$$f_h = [3h(1-g) \pm g(3h+2\eta)] f_s \quad \text{(III,56)}$$

Nous présentons sur la figure (III,9) la densité spectrale de puissance de la tension du neutre pour une cage rotorique défaillante. Nous remarquons la présence des composantes principales aux fréquences $f_h = (3h(1-g) \pm g) f_s$ et des composantes additionnelles autour de ces composantes principales. Donc nous calculons deux indices globaux. Le premier, noté M_{hk0}, correspond à l'indice d'amplitude global calculé à partir

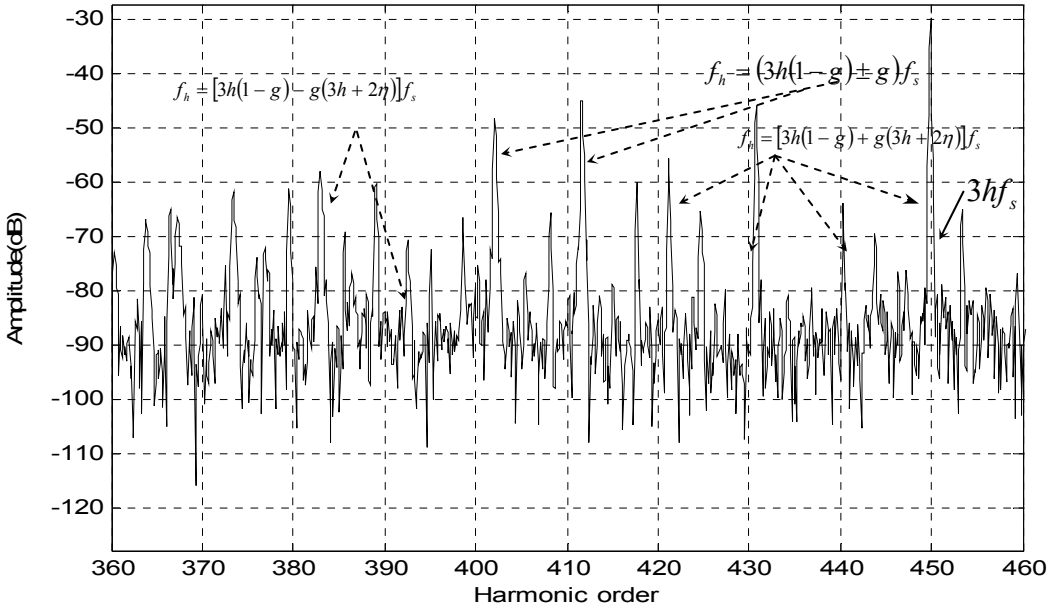
d'amplitude des deux composantes principales($\eta = 0$). Le second, noté $M_{hk\eta}$, correspond à l'indice globale calculé à partir des indices d'amplitude de toutes les composantes de l'harmonique ($\eta = 1,2,.....K_{pn}$) .



Figure(III,8)a: Spectre fréquentiel de la tension du neutre dans la bande [100-1000]



Figure(III,8)b: Zoome autour de la 3ème harmonique



Figure(III,8)c: Zoome autour de la 9ème harmonique

***Figure(III,8)**: spectre de la tension du neutre*

Nous représentons sur la figure (III,8b) le spectre fréquentiel d'une tension du neutre modulé en amplitude et contentant ces composantes harmoniques dont l'équation peut se mettre sous la forme :

$$V_n = \sum_{h=1}^{\infty}\sum_{k=0}^{N_r-1} M_{srhk}\cos\left(\left(3h-(3h+1)g\right)\omega_s t+\psi_{1h}\right)+\sum_{h=1}^{\infty}\sum_{k=0}^{N_r-1} M'_{srhk}\cos\left(\left(3h-(3h-1)g\right)\omega_s t+\psi_{1h}\right)$$

$$+\sum_{h=1}^{\infty}\sum_{\eta=1}^{\infty}\sum_{k=1}^{N_r-1} m_{hk\eta}\cos\left(\left(3h(1-g)+g(3h+2\eta)\right)\omega_s t+\psi_{1h}\right)$$

$$+\sum_{h=1}^{\infty}\sum_{\eta=1}^{\infty}\sum_{k=1}^{N_r-1} m'_{hk\eta}\cos\left(\left(3h(1-g)-g(3h+2\eta)\right)\omega_s t+\psi_{2h}\right) \qquad \text{(III,57)}$$

Donc on peut exprimer les deux indices sous la forme

$$M_{hk0} = \sum_{k=1}^{N_r-1} M_{srhk} + \sum_{k=1}^{N_r-1} M'_{srhk} \qquad \text{(III,58)}$$

$$M_{hk\eta} = \sum_{\eta=1}^{\infty}\sum_{k=1}^{N_r-1} m^2{}_{hk\eta} + \sum_{\eta=1}^{\infty}\sum_{k=1}^{N_r-1} m^{2'}{}_{hk\eta} \qquad \text{(III,59)}$$

Dans la suite de l'étude , nous restreignons le calcul aux 21 premiers harmoniques de la tension du neutre car les harmoniques se situant au delà de 1050 Hz ne sont pas très

utilisées du fait de leurs faibles amplitudes , que ce soit pour un rotor sain ou un rotor défaillant.

Nous présentons sur les figures (III,9),(III,10) l'évolution du spectre de la tension du neutre à l'état sain et en présence d'un défaut rotorique. Nous pouvons remarquer que l'amplitude des ces composantes augmente lors de l'apparition d'un défaut rotorique.

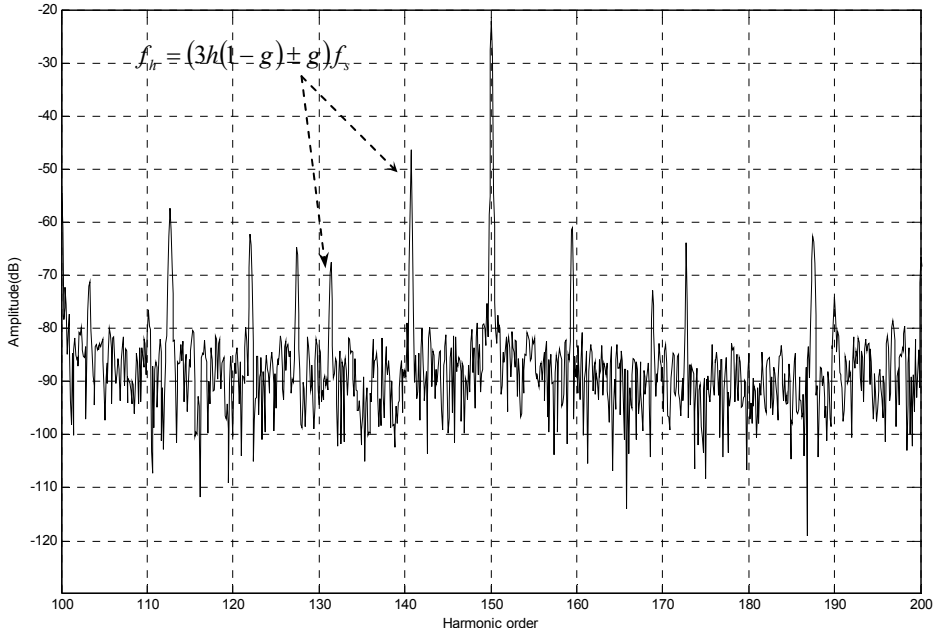


Figure (III,9) spectre de la tension du neutre dans la bande [100-200] (harmonique 3), état sain

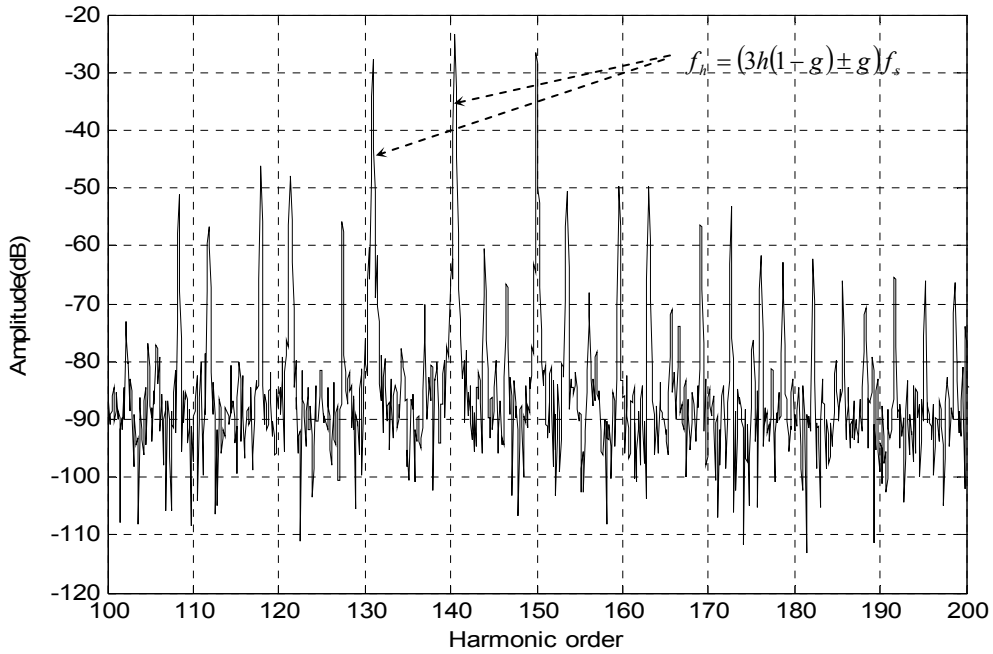


Figure (III,9) spectre de la tension du netrue dans la bande [100-200] (harmonique 3), Trois barre cassée

L'harmonique n°9 figure(III,8c) a pour fréquence $f_h = [3h(1-g) \pm (1+2k)g]f_s$. Nous avons qu'en plus des composantes harmoniques des trois tensions d'alimentation dont les fréquences sont un multiple entier impaire de 50 (50,150,250,350….) , par conséquent , nous retrouvons à la même fréquences une composante créées par l'harmonique n° 9 une composante créée par la tension d'alimentation. Enfin, ce sont les harmoniques de ces tensions qui apparaissent dans le spectre fréquentiel. Pour éviter de prendre en compte ces composantes dans le calcul des indices, nous excluons l'amplitude de toutes les composantes de fréquences $(2h+1)f_s$ dans le programme.

Le calcul de l'amplitude des composantes crées par les harmoniques de tension du neutre s'effectue de la même manière que celles présentes autour des fréquences fondamentales du courant et de la puissance d'une phase statorique. Nous calculons l'indice d'amplitude de chaque composante harmonique. A partir de ces indices, nous calculons l'indices global. Noté M_{hk0}, correspond a l'indice global calculé à partir des indices d'amplitude des deux composantes principales ($\eta = 0$) équation (3.58).

Nous récapitulons dans le tableau (III,5) la valeur des indices globaux M_{kh0} représentatifs de l'amplitude de composantes principales .

Tableau (III.5): Les valeurs des indices globaux de la tension du neutre

Etat du rotor	Fréquences $2gf_s$	Vitesse (tr/min)	M_{1k0}	M_{3k0}	M_{5k0}	M_{7k0}
ES-25%	1.8129	2945.700	0.0014	0.0001	0.0001	0.000
1bc-25%	2.0986	2937.04	0.1511	0.0015	0.0328	0.0135

Nous appliquons le critère de détection précédant décrit dans le paragraphe (III-4-2) sur le tableau (III-5), les résultats sont donnés dans le tableau (III,6).

Etat du rotor	M_{1k0}	$2*M_{1k0}$	M_{3k0}	$2*M_{3k0}$	M_{5k0}	$2*M_{5k0}$	M_{7k0}	$2*M_{7k0}$
ES-25%		0.0028 df		0.0002 df		0.0002 df		0.0000 df
1bc-25%	0.1511		0.0015		0.0328		0.0135	

Tableau(III,6): résultat de détection

Le critère de détection appliqué aux indices globaux de la tension du neutre M_{1k0}, M_{3k0},M_{5k0}, M_{7k0} permet de détecter une barre cassée avec la charge de 25%

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons décrit une nouvelle méthode de diagnostic, qui s'appuie sur l'évaluation des indices globaux, ces indices sont calculés à partir des amplitudes des composantes présentes dans le spectre fréquentiel du courant, de la tension du neutre ou de la puissance instantanée, qu'il soit sain ou avec barre cassée.

Dans un premier temps, nous avons appliqué cette dernière sur le spectre du courant et de la puissance ce qui a permis de détecter la présence d'un défaut (une barre cassée) avec les différents indices, ainsi qu'avec les charges (25% et 100%) ainsi que à vide,pour indices $M_{pâg}, M_{pmg} et M_{pog}$ nous remarquons que le défaut n'est pas détecté.

Dans un deuxième temps, nous avons présenté une étude analytique de la tension du neutre, ce qui a permis de définir les signatures fréquentielles causées par la rupture d'une ou plusieurs barres de la cage rotorique. Puis, nous avons appliqué la méthode précédente sur le spectre fréquentiel de la tension du neutre, ce qui a donné des informations suffisantes pour le diagnostic des machines asynchrone.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Les machines électriques asynchrones nécessitent une détection rapide et précoce de leurs défaillances, à cause de leurs utilisations fréquentes dans diverses applications, le travail présent dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts rotorique dans le moteur asynchrone à cage d'écureuil, les ruptures des barres ont été plus spécifiquement l'objet de notre travail.

Dans le premier chapitre, nous avons rappelé les principaux éléments de constitution de la machine asynchrone à cage. Puis nous avons présenté les différents défauts qui peuvent apparaître dans les machines asynchrones ainsi que les méthodes de diagnostic couramment utilisées.

Dans le deuxième chapitre, nous avons proposé un modèle muti-enroulement pour la cage rotorique en incluant les 21 premières harmoniques d'espace, ce modèle nous a permis d'effectuer des simulations avec une barre cassée et de visualiser en présence d'un défaut la modulation du courant et de la tension du neutre, ainsi que l'ondulation du couple, de la vitesse de rotation et l'évolution du courant dans les barres rompues , et d'autre part de visualiser les fréquences où se situent les composantes créées par la rupture d'une barre rotorique.

Le troisième chapitre, a été consacré pour la description d'une méthode de diagnostic qui permet la détection d'un défaut naissant au rotor d'une machines asynchrone, cette méthode s'appuie sur l'évaluation de l'amplitude des composantes présentes dans le spectre du courant statorique et de la puissance absorbée par le moteur pour détecter l'apparition d'une barre rotorique cassée, les résultats obtenus ont permis ainsi de détecter la présence d'une cassure de barre lorsque le moteur est 100% chargé.

En deuxième temps nous avons développé une étude analytique de la tension du neutre. Cette dernière a favorisé la révélation de la fréquence des composantes additionnelles dans le spectre de la tension du neutre lors de l'existence d'un défaut rotorique, cette fréquence était la suivante :

$$f_h = \left[3h(1-g) \pm (1+2k)g\right] f_s$$

Enfin nous avons appliqué la méthode précédente sur la tension du neutre, ce qui a fourni des informations suffisantes pour effectuer le diagnostic de la machine asynchrone.

ANNEXE

ANNEXE

Les paramètres de la machine à induction utilisé pour la simulation présentée dans le mémoire sont :

$N = 28$

$P = 1$

$R_s = 1.9\Omega$

$R_b = 66.10^{-6}\,\Omega$

$R_a = 1{,}23.10^{-6}\,\Omega$

$l_s = 13{,}8.10^{-3}\,H$

$L_b = 0{,}602.10^{-6}\,H$

$L_a = 6{,}07.10^{-9}\,H$

$N_{s1} = 240$

$J = 5{,}4.10^{-3}\,Kg.m^2$

$f = 50\,Hz$

$\omega = 2\pi f$

$V_{eff} = 220\,v$

$q = 3$

$\mu_0 = 4.\pi.10^{-7}\,\Omega$

$D = 98{,}3.10^{-3}$

$L = 120.10^{-3}\,mm$

$e = 1.10^{-3}\,mm$

$L_{rp} = (N_r - 1).M_{rr}$

$M_{rr} = \mu_0.\pi.D.L/\left(e.N_r^2\right)$

$L_e = L_a.N_r$

$R_e = R_a.N_r$

[ABE02]: M.A. Abed, "Contribution à L'étude et au Diagnostic de la Machine Asynchrone", *Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I*, mars 2002.

[ABO 05]: A, Aboubou, " Contribution au Diagnostic des Défauts et Condition De Surveillances des Machines a Induction ", *Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider de Biskra*, 2005.

[AND 00]: Andrzej, M. Trzynadlowsk, and Ritchie, " Comparative Investigation of Diagnostic Media for Induction Motors: A Case of Rotor cage Faults", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol, 47, No. 5, October 2000.

[BAC 92]: S. Bachir, " Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone par Estimation Paramétrique", *Thèse de doctorat, Université de Poitiers*, Mars 1992.

[BAN 00]: J.F. Bangura, N.A. Demerdash, " Effects of Broken Bars/end-Ring Connector and Airgap Eccentricities on Ohmic and Core Losses of Induction Motors in ASD'S Using a Coupled Finite Element-State Space Method", I*EEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 15, No. 1, March 2000.

[BEN 03]: M. Benbouzid, G.B. Kliman, " Wath Sator Current Processing-Based Technique to Use for Induction Motor Rotor Faults Diagnosis", *IEEE Transaction on Energy conversion*, Vol. 18, No,2, June 2003.

[CAS03]: R.Casimir, " Diagnostic des Défaut des Machines Asynchrones par Reconnaissance des Formes ", *Thèse de Doctorat, L'Ecole Centrale de Lyon,* Décembre 2003.

[CAS97]: M.A. Cash, T.G. Habetler, G.B. Kliman, " Insulation Failure Prediction in Induction Machines Using Line-Neutral Voltages", IEEE 1997 .

[CRU03]: S.M.A Cruz, A.J.M.Cardoso, H.A. Toliyat, " Diagnosis of Stator, Rotor and Airgap Eccentricity Faults in Thri-Phase Induction Motors Based en the Multiple Reference Frames

Theory", *Industry Applications Conferenc*e, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, Volume: 2,12-16 Oct. 2003.

[DID04]:G. Didier," Modélisation et Diagnostic de la Machine Asynchrone en Présence de Défaillances " *Thèse de doctorat, Université de Henri Poincar*é, Nancy-I, Octobre2004.

[DID06] : G. Didier, E. Ternisien, O. Caspary, and H. Rzik, "Fault Fetection of Brokeb Rotor Bars in Induction Motor Using a Global Fault Index ", *IEEE Transaction on Industry Application*, Vol. 42, No. 1, Jan/Feb. 2006.

[ELK92] : N. M. Elkasabgy, A. R. Eastham, and G. E. Dawson, "Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine," *IEEE transactions on industry applications.*, vol. 22, No. 6, pp. 165–171, Jan./Feb. 1992.

[FAI 03]: J. Faiz, I. Ardekanei, H.A. Toliyat, "An Evaluation of Inductances of a Squirrel-Cge Induction Motor Undre Mixed Eccentric Conditions", IEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 18, No. 2, June 03.

[FIL 98]: F. Fillippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, " Ai Technique in Induction Machines Diagnosis Including The Speed Ripple Effet", I*EEE Transactions on Industry Application*, Vol. 34, No. 1, Jan/Feb 1998.

[FIL94]: F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, "Broken Bar Detection in Induction Machines; Comparaison Between Current Spectrum Approach an Parametre Estimation Approach", *IEEE Industry Application Conference 94,* Vol. 1, Denver, USA, Oct 1994.

[FIL96] :F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, "AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect," in *Proc. IEEE Industry Applications Soc. Annu. Meeting Conf.*, San Diego, CA, Oct. 6–10, 1996, pp. 655–662.

[HOU02]: G. Houdouin, G.Baract, B. Dakyo, E. destobbelcer, and C.Nichita, "a Coupled Magnetis Circuit Based Global Method for the Simulat ion of Cage Induction Machines Undre Rotor and Stator faults" Electrimacs 2002, August 18-21.

[JOK00]: G.M. Joksimovic, J. Penman, "The Detection of Inter-Turn Short Circuits in the Stator Windings of Operating Motors", I*EEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 47, No.5, Oct 2000.

[KLI88]:G. B. Kliman, R. A. Koegl, J. Stein, R. D. Endicott, and M.W. Madden," Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors", *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 3, no. 4, pp. 873–879, Dec.1988.

[MAN 96] S.T. Manolas, J. Tegopoulos, M. Papadopoulos, "Analyses of Squirrel Cage Induction Motors With Broken Bars", PROC. ICEM96, Vol3, Vigo, Spain 1996.

[NAN05]: S. Nandi, H.A. Toliyat, end Xiaodong Li," Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors-A Review", *IEEE Transaction on Energy conversion*, Vol. 20, No,4, December 2005 .

[OND 06]: O. Ondel, "Diagnistic par Reconnaissance des Formes: Application a un Ensemble Convertisseur-Machine ", *Thèse de Doctorat, L'Ecole Centrale de Lyon*, October 2006 .

[OUM 06]: M.E.K Oumaamar, F. Babaa, a. Khazzar, M. Boucherma, " Diagnostics of Broken Rotor Bars in Induction Machines Using Neutral Voltage", Syptember 2006 Chania, Greece.

[RAZ04]: H. Razik and G. Didier, " A Novel Method of induction Motor Diagnosis Using the Line-Neutral Voltage", EPE. PEMC, September 2004.

[RIT94]: E. Ritchie, X. Deng, T. Jokinen, " Dynamic Model of Three-Phase Cage Induction Motors With Rotor Faults", *Conference Proceeding of the International Conference on Electrical Machin*e, 2003.

[SCH 94]. R.R. Schoenm T.G. Habetler, F. Kamran, and R.G. Bartheld " Motor Bearing Damage Detection Usinc Dtator Current Montoring" IEEE 1994.

[THO88] .W. T. Thomson and I. D. Stewart, “On-line current monitoring for fault diagnosis in inverter fed induction motors,” in *Proc. Inst. Elect. Eng., 3rd Int. Conf. Power Electronics Drives*, London, U.K., 1988, pp. 432–435.

[TOL95]: H. A. Toliyat and T. A. Lipo. Transient Analysis of Cage Induction Machines Under Stator, Rotor Bar and end Ring Faults. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 10, Issue:2, Jun 1995.

[VAS94]: P. Vas, F. Filippeti, G. Franceschini," Transient Modelling Oriented to Diagnostics of Induction Machines With Rotor Asymetries", Pro. ICEM 94, Pais, France 194, Vol. 2.

[ZHE04]: Zhenxing Liu, X. Yin, Z. Zhang, D. Chen, and W. Chen, " On Line Rotor Mixed Fault Diagnosis Way Based on Spectrum Analysis of Instantaneous Power in Squirrel Cage Induction Motors ", *IEEE Transaction on Energy*, Vol. 19, No. 3, September 2004.

RESUME

Le travail de ce mémoire concerne le diagnostic des défauts rotoriques dans les machines asynchrone à cage d'écureuil.

Après avoir décrit les différents éléments de constitution d'une machine asynchrone et les principaux défauts pouvant survenir sur ceux-ci, nous proposons un modèle multi enroulement. Ce modèle permet d'étudier l'influence d'un défaut de barre sur le comportement général du moteur asynchrone .

Après avoir étudie les phénomènes créés par le défaut rotorique sur les différentes grandeurs temporelles de la machine (tension du neutre, courant de ligne), nous présentons une méthode permettant la détection d'un défaut rotorique, ce dernière s'appuies sur l'évaluation de plusieurs indices calculée à partir de l'amplitude des composantes présentes dans les spectres de la puissance instantané, du courant ou la tension du neutre. Les résultat obtenus avec cette approche permettant de détecter la présence d'un défaut lorsque le moteur fonction à vide .

ABSTRACT

This works presented in this dissertation are focused on to the broken rotor bar diagnosis of squirrel cage induction machines .

The first parties devoted to the development of a model which is based on the magnetically coupled electric circuits, This type of modeling makes it possible to study the influence of a bar defect on the general behavior of the asynchronous motor.

After having studied the phenomena created by the presence of a rotor defect on the various temporal sizes of the induction machine (line current and neutral voltages). We present the method allowing detection of a rotor defect of an induction machines, this method based on the evaluation of several indexes calculated starting from the amplitude of the components present in the spectra of the instantaneous power and the line current or neutral voltage. The results obtained with this new approach make it possible detect an broken bar when the motor works without load .

ملخـــص :

إن تشخيص الأعطاب الكهربائية أضحى له الأهمية البالغة في وقتنـا الراهن .

لهذا فإن العمل الذي قمنا به هو تشخيص بعض الأعطاب في الجزء الدوار للآلة اللاتزامنية ذات قفص السنجاب، التي إعتمدنا من خلاله على نموذج متعدد اللفات (enroulement) وهو الذي يسمح بدراسة تأثير العطب بصورة دقيقة .

ولقد عرضنا طريقة جديدة تسمح بتشخيص العطب في الجزء الدوار والتي تعتمد على تغيرات وتطور عدة مؤشرات تحسب من خلال النبضات التي تظهر في طيف التيار الكهربائي و الاستطاعة اللحظية أو في التواتر الحيادي .

والنتائج المتحصل عليها تسمح بتحديد العطب عندما يدمون المحرك في حالة عمل دون حمولة