

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie Electrique
Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de
Doctorat en sciences en : Electrotechnique

Spécialité (Option) : Commande électrique

**Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone
En Présence De Variation De Charge**

Présentée par :
Mabrouk Abd Elhamid

Soutenue publiquement le 25 / 05 /2017

Devant le jury composé de :

Amar Golea	Professeur	Président	Université de Biskra
Salah Eddine Zouzou	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Arezki Menacer	Professeur	Examineur	Université de Biskra
Abdelkrim Allag	Professeur	Examineur	Université d'El-oued
Abdelmalek Khezzar	Professeur	Examineur	Université de Constantine
Mohamed Said NAIT SAID	Professeur	Examineur	Université de Batna

Remerciements

Je remercie « **ALLAH** » le tout puissant de m'avoir donné le courage ainsi que la force pour pouvoir finir ce travail.

Je tiens à remercier tous ceux qui ont participé à la réussite de mon travail :

Pour commencer, mes remerciements s'adressent naturellement à Monsieur **Salah Eddine ZOUZOU**, professeur à l'université de Biskra, d'avoir bien voulu m'encadrer et pour toutes les idées et l'aide qu'il m'a procurées pendant toute la durée de ce mémoire, ainsi que pour son grand encouragement.

Ensuite, je tiens à remercier vivement Monsieur **Amar GOLEA**, professeur à l'université de Biskra, pour l'intérêt qu'il a porté au travail effectué en acceptant la présidence du jury.

Je tiens à présenter mes respectueux et vifs remerciements à Monsieur **Arezki MENACER**, professeur à l'université de Biskra, **Abdelkrim ALLAG**, professeur à l'université de El-oued, **Abdelmalek Khezzar**, professeur à l'université de Constantine et **Mohamed Said NAIT SAID**, professeur à l'université de Batna de m'avoir honoré en acceptant de faire partie du jury de soutenance.

Je tiens aussi à remercier Monsieur **Ahmed CHERIET** Maître de conférences à l'université de Biskra. En tant que mon encadreur de magister, il m'a initié à la recherche. J'ai trouvé auprès de lui, à chaque fois que j'en y ai besoin, conseils et chaleur humaine.

J'exprime vivement ma gratitude et reconnaissance à Monsieur **Mohamed SAHRAOUI** Maître de Conférences à l'université de Biskra et Monsieur **Adel Ghouggal**, Maître de conférences à l'université de Biskra qui m'ont aidé dans la préparation de ma thèse.

Mes remerciements vont également aux membres du laboratoire **LGEB** où j'ai effectué ma thèse. J'ai toujours trouvé chez eux un accueil chaleureux. Je cite, en particulier, mon ami **EL-Ghoul Islam**.

En fin, un grand merci pour ce que je n'ai pu désigner et qui m'ont aidés de près ou de loin de parcourir ce chemin.

DEDICACES

A ma mère

A mon père

A mon frère et ma sœur

Résumé :

Les travaux présentés dans cette thèse portent sur le diagnostic des défauts rotoriques dans une machine asynchrone en présence de variation de la charge. La technique d'analyse spectrale du courant statorique est la plus utilisée pour diagnostiquer les différents défauts dans les machines asynchrones. Les défauts rotorique induisent des anomalies dans le champ magnétique, qui conduisent à des harmoniques dans le courant statorique qui peuvent être des signatures de défauts. Cependant, une variation du couple de charge mécanique dans les moteurs électriques avec des oscillations multiple de la vitesse de rotation a pratiquement les mêmes signatures que certains défauts dans les machines asynchrones. Ces oscillations de charge produisent une modulation sinusoïdale dans le courant statorique (ambiguïté dans le spectre du stator) avec des modules qui peuvent être plus importante que ceux dues aux défauts rotorique. C'est pour éviter ces problèmes, que la recherche sur le plan mondial, s'emploie depuis plusieurs dizaines d'années à améliorer les méthodes de diagnostic. Parmi ces méthodes, nous avons exposé deux méthodes destinées à la distinction des défauts rotoriques des effets de la charge dans les machines asynchrones. Malgré ces avantages, ces méthodes ne sont pas utilisées pour détecter un défaut rotorique dans un moteur asynchrone triphasé en présence d'une variation de la charge.

Plus récemment, des méthodes basées sur la mesure du flux magnétique avec un capteur inductif (search coil) placé autour d'une dent de stator ont été développées, ces méthodes sont capables d'effectuer un diagnostic en ligne des défauts rotoriques, même si le moteur entraîne un couple de charge oscillatoire. Malgré tous ces avantages, la réalisation d'une bobine autour d'une dent de stator peut être considérée comme un inconvénient. Dans cette thèse, afin de pallier ce problème, un capteur basé sur la mesure de champ magnétique placé à l'extérieur de la machine est utilisé. Cela va nous permettre un diagnostic simple et non invasif des défauts rotoriques même en présence d'une variation de la charge.

Mots-clés : Machine asynchrone triphasée à cage, Cassure de barres, Variation du couple, Diagnostic, flux magnétique.

Abstract:

The work presented in this thesis relate to the diagnosis of rotor faults in induction machine with the presence of time varying load. Motor Current Stator Analysis (MCSA) are usually used to detect the broken bars. In several industrial applications, the motor is subjected to load torque variations of low frequencies, which have effects similar to rotor faults in the current spectrum and result of diagnostic procedure may be ambiguous. Discriminating rotor cage fault from oscillating load effects in Induction motors must be considered. Several research works addressing this problem have been published, In this thesis, we exposed two of this methods to distinguish the rotor fault of the effects of the load in asynchronous machines. Despite these advantages, these methods are not used to detect a rotor fault in a three-phase asynchronous motor in the presence of a of time-varying loads.

Previous research, concerning the use of external and internal search coils, has demonstrated the effectiveness of this technique for detecting different types of failures in ac rotating machines. For internal flux sensors, it has been demonstrated, that it is possible to detect rotor faults in either transient or steady-state operating conditions. Furthermore, fault detection is possible of the motor directly connected to the grid or to an inverter, and in the latter case, in opened or closed-loop operation. Despite all of these benefits, the use of internally mounted search coils is, highly invasive and is not a practical option for machines already installed. The need for a coil around a stator tooth might be considered as a drawback. In this thesis, in order to overcome this problem, a new diagnostic method to diagnose rotor faults in operating three phase induction motors under the presence of time-varying loads is presented. The proposed method is based on the analysis of the zero crossing time (ZCT) signal of the (emf) obtained from an external search coil, which allows perfect simple discrimination between the actual presence of rotor asymmetries and the spurious effects caused by the oscillations in the load torque.

Key-words: Induction motor, Broken rotor bars, Time varying load, Diagnostic, Magnetic flux.

ملخص :

العمل المقدم في هذه الأطروحة يتمحور حول تشخيص الأعطاب في الماكينات الكهربائية اللامتزامنة ثلاثية الأطوار في حالة التشغيل تحت عزم متغير. تعتبر تقنية التحليل الطيفي للتيار الكهربائي المار بالسلك من أكثر التقنيات استعمالا لتشخيص مختلف الأعطاب في الماكينات اللامتزامنة. هذه الطريقة تعطي نتائج جيدة في حالات التشغيل باستطاعة كبيرة أو بعزم ثابت لكن الصعوبات تظهر في شروط التشغيل تحت العزم متغير. هذا يتطلب اذا إيجاد طرق جديدة لتشخيص الأعطاب و التي تأخذ بالحسبان التغير في العزم. وقد تم العمل في سنين الأخيرة لحل هذا الإشكال. من بين هذه الأساليب الجديدة، عرضنا طريقتين للتمييز بين قضيبي دوار متكسرو حالة التشغيل تحت عزم متغير آلات غير متزامن. وعلى الرغم من المزايا هذه الطرق إلا أنها لا تستطيع الكشف عن اعطاب انكسار القضببان في حالة التشغيل تحت عزم متغير.

وفي الأونة الأخيرة، تم تطوير أساليب لتشخيص الأعطاب تقوم على قياس التدفق المغناطيسية، مع جهاز ملف البحث يوضع حول اسنان العضو الثابت للمحرك. هذه الأساليب، وعلى الرغم من أنها تستطيع الكشف عن اعطاب انكسار القضببان في حالة التشغيل تحت عزم متغير، إلا انه يمكن أن ينظر إلى ان وضع لفائف حول اسنان العضو الثابت للمحرك عائق في حالة محرك في حالة عمل. في هذه الأطروحة، من أجل التغلب على هذه المشكلة، استخدامنا لفائف تقوم على بقياس المجال المغناطيسي خارج المحرك. هذا ما سوف يسمح لنا بتشخيص اعطاب انكسار القضببان في حالة التشغيل تحت عزم متغير بطريقة بسيطة.

كلمات مفتاحية : الآلات الغير متزامنة، انكسار القضببان، العزم المتغير، تشخيص الأعطاب، التدفق المغناطيسي.

Liste de symboles

- D_c : Distance entre les centres des billes diamétralement opposées.
 D_b : Diamètre d'un élément roulant.
 θ : Angle de contact des billes avec les bagues du roulement.
 n_b : Nombre de billes ou d'éléments roulants.
 N_b : Nombre de barres rotoriques.
 n_d : Ordre de l'excentricité.
 p : Nombre de paires de pôles
 n_w : Ordre de l'harmonique de la F.m.m du stator).
 g : Glissement du rotor.
 f_r : Fréquence de rotation mécanique (du rotor).
 f_s : Fréquence d'alimentation électrique.
 f_0 : Fréquence fondamentale de couple de charge variable.
 f_e : Fréquence d'échantillonnage.
 f_b : Fréquence caractéristique du défaut de barres.
 f_d : Fréquence caractéristique ($f_d = 2gf_s$ ou f_0 dans le cas d'une cassure de barre ou une variation de couple de charge ; respectivement).
 i_d, i_q : Vecteurs de courant de Park.
 r : Rayon interne du stator
 C_r : Couple de charge.
 $C_{r,osci}$: Terme oscillatoire du couple de charge.
 $C_{r,m}$: Couple de charge moyen.
 $C_{r,osci}$: Terme oscillatoire du couple de charge.
 θ_r : Angle mécanique du rotor.
 η : Niveau d'oscillation du couple de charge.
 F_s : F.m.m statoriques.
 F_r : F.m.m rotoriques.
 B_s : Induction magnétique statoriques.
 B_r : Induction magnétique rotoriques.
 B : Induction magnétique totale dans l'entrefer.

e :	Epaisseur de l'entrefer, ou fonction d'entrefer.
J_T :	Moment d'inertie total des parties tournantes.
ω_r :	Vitesse angulaire rotorique.
ω_{r0} :	Vitesse angulaire rotorique dans équilibré.
ω_s :	Pulsation statorique.
Ω_g :	Vitesse du glissement
Ω_r :	Vitesse rotorique
Ω_s :	Vitesse de synchronisme
φ_s :	Déphasage entre F_s et F_r
θ :	Angle mécanique dans un repère lié au stator
Λ :	Permeance de l'entrefer.
$\phi(t)$:	Flux magnétique.
$p(t)$:	Puissance active
$q(t)$:	Puissance réactive
v_a, v_b, v_c :	Tensions de phase.
i_a, i_b, i_c :	Courants statoriques.
V, I :	Valeurs efficaces des courants et tensions respectivement.
φ :	Déphasage entre le courant et la tension d'une même phase.
i_α, i_β :	Courants statoriques dans le repère fixe (α, β).
P_0, Q_0 :	Valeurs moyennes des puissances active et réactive.
P_b :	Puissance active d'oscillation.
Q_b :	Puissance réactive d'oscillation.
\vec{A} :	Potentiel vecteur magnétique (Wb/m).
T_{ZC} :	Signal du temps de passage par zéro.

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Machine asynchrone et méthodes de diagnostic ...	6
I Introduction.....	7
II Constitution de la machine asynchrone	7
III Les principaux défauts dans la machine asynchrone à cage	9
III.1 Etude statistique des défaillances de la machine asynchrone	9
III.2 Les défauts statoriques	11
III.3 Les défauts rotoriques	11
III.3.1 Les défauts de cassure de barres	11
III.3.2 Les défauts d'excentricités	12
III.3.3 Les défauts de roulements	13
IV Méthodologies de distinction des défauts rotoriques d'effet de couple de charge	16
IV.1 Méthodes de redondances analytique	17
IV.1.1 L'estimation de paramètres du model de référence	17
IV.1.2 La méthode de suivi de Vienne.....	18
IV.2 Méthodes de connaissances	18
IV.2.1 Réseau de neurones	18
IV.3 Méthodes par modélisation de signaux.....	19
IV.3.1 Détection d'information des harmoniques de séquence négative.....	19
IV.3.2 Méthodes temps –fréquence.....	20
IV.3.3 Vecteurs de courant de Park.....	20
IV.3.4 Puissance active et puissance réactive	21
IV.3.5 Composante active et réactive du courant dans le repert $\alpha\beta$	22
IV.3.6 Flux d'entrefer.....	22
IV.3.7 Fluctuation angulaire de signal analytique.....	24
V Traitement du signal.....	25
V.1 Série de Fourier	25
V.2 Transformée de Fourier discrète.....	25
V.3 La transformée de Fourier rapide	26
V.4 Théorème de Shannon	26

V.5 Phénomène de repliement de spectre	26
V.6 Fuite spectrale.....	27
V.7 Fenêtre de Hamming	27
VI Conclusion	28
Chapitre II: Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée a cage à l'état sain	29
I. Introduction.....	30
II. La méthode des éléments finis.....	30
II.1. Equations de maxwell et lois de comportement.....	30
II.2. Le modèle employé	32
III. Le principe de la méthode des éléments finis	32
IV. Construction du modèle de la machine asynchrone.....	33
IV.1. Présentation du logiciel Flux2D.....	33
IV.2. Procédure de construction du modèle par Flux2d.....	35
IV.3. Création des matériaux.....	38
IV.4. Le circuit électrique	39
IV.5. Les propriétés physiques et régions	39
V. Résultats de simulation.....	40
VI. Conclusion	47
Chapitre III: Modelisation de cassure de barres et de la charge variable par la méthode des éléments finis.....	48
I Introduction.....	49
II Modélisation de cassure de barres dans le modèle éléments finis de la machine asynchrone.....	49
II.1 Effets de cassure de barre sur le courant statorique.....	49
II.2 Prise en compte du défaut rotorique dans le model Flux 2D.....	50
II.3 Résultats de simulation	51
III Modélisation de la variation de la charge dans le modèle éléments finis de la machine asynchrone.....	56

III.1 Types des couples de charge	56
III.1.1 Couples résistants en fonction de la vitesse	56
III.1.1.1 Charges à couple constant	57
III.1.1.2 Charges à couple proportionnel à la vitesse	57
III.1.1.3 Charges à couple proportionnel au carré de la vitesse	58
III.1.1.4 Charges inversement proportionnel à la vitesse	58
III.1.2 Couples résistants en fonction de l'angle	58
III.1.3 Couples résistants en fonction du parcours	58
III.1.4 Couples résistants en fonction du temps	58
III.1.4.1 Couple de charge oscillatoire à une fréquence unique	59
III.1.4.2 Couple de charge périodique avec intermittent	59
III.1.4.3 Couple de charge aléatoire avec commutations	59
III.2 Effets d'oscillation de la charge sur le courant statorique	59
III.3 Modélisation de la variation de la charge dans le model Flux 2D	64
III.4 Résultats de simulation	65
IV Conclusion	70
Chapitre IV: Distinction entre les défauts rotoriques et les effets de charge variables	71
I Introduction	72
II Description du banc d'essai expérimental	72
III Simulation pratique d'une variation de charge	75
III.1 Différents techniques pour simuler pratiquement une variation de charge	75
III.2 Simulateur de couple (MECASIM)	81
III.3 Couples utilisés dans les essais de simulation et expérimentaux	82
III.3.1 Couples utilisés dans les essais de simulation	82
III.3.2 Couples utilisés dans les essais expérimentaux	83
IV Méthode de puissance active et réactive	84
IV.1 Définition de puissance active et réactive	84
IV.2 Puissance active et réactive dans cas d'un moteur sain	85
IV.3 Puissance active et réactive dans le cas d'un défaut rotorique ou d'une variation de charge	85
IV.4 Résultats de simulation et expérimentaux	87

V Méthode de courant actif et réactif.....	92
V.1 Définition de courant actif et réactif.....	92
V.2 Courant actif et réactif dans le cas d'un moteur sain	94
V.3 Courant actif et réactif dans le cas d'un défaut rotorique ou une variation de charge	94
V.4 Résultats de simulation et expérimentaux	97
VI Conclusion	101
CHAPITRE V: Diagnostic des défauts rotoriques par analyse du champ magnétique extérieur	102
I. Introduction.....	103
II. L'utilisation du flux magnétique pour la surveillance et le diagnostic des machines asynchrones	103
III. Champ de dispersion	104
IV. Capteurs de champ magnétique	106
IV.1. Capteur à effet Hall	106
IV.2. Capteur magnéto-résistif	106
IV.3. Capteur de type bobiné	107
V. Mesure de champ de dispersion	108
VI. Effets de défaut rotorique sur le champ magnétique.....	109
VII. Etude de champ magnétique à l'extérieur de la machine	111
VIII. Effet de cassure sur le signal du capteur	114
IX. La méthode de détection des passages par zéro	116
X. Conclusion.....	121
Conclusion et perspectives générales	122
Annexe A : Frein à poudre.....	126
Bibliographie.....	127

Liste des figures

Chapitre I : Machine asynchrone et méthodes de diagnostic	6
Figure I.1. Machine asynchrone [Med 12].....	8
Figure I.2. Représentation schématique d'un stator d'une machine asynchrone [Sch 99].....	8
Figure I.3. Représentation schématique d'un rotor à cage d'une machine asynchrone [Sch 99]. ..	9
Figure I.4. Répartition des défauts pour des machines de faibles et moyennes puissances [Vas 09].....	10
Figure I.5. Répartition des défauts pour des machines de grandes puissances [Vas 09].	10
Figure I.6. Exemples de dégâts dus au défaut de court-circuit statorique d'un moteur asynchrone [Yah 12].....	11
Figure I.7. Exemple d'un rotor d'un moteur asynchrone [THO 03] a) rotor à l'état sain b) rotor avec une barre rompue et soulevée.	12
Figure I.8. Représentation de l'excentricité a) statique b) dynamique c) mixte	13
Figure I.9. Exemple de dégâts au stator et rotor dus au défaut de roulement d'un moteur asynchrone.	14
Figure I.10. Dimension du roulement à billes.....	14
Figure I.11. Diaporama des méthodes de diagnostic de machines électriques	16
Figure I.12. Orientation des vecteurs de courant de Park a) deux barres cassées b) moteur sain entraînant un couple de charge variable.	21
Figure I.13. déformation provoquée au niveau des pôles du champ magnétique d'un moteur si des barres sont cassées.....	23
Figure I.14. Les principales étapes de la procédure de diagnostic par l'analyse spectrale de la fluctuation angulaire de signal analytique.....	24
Figure I.15. Spectre du signal $x(t)$	26
Figure I.16. Spectre du signal échantillonné à 300 Hz avec un nombre des échantillons N égal à 3004.....	27
Figure I.17. Effet de la fenêtre de Hamming sur le spectre du signal échantillonné à 300 Hz avec un nombre des échantillons N égal à 3004.....	28

Chapitre II: Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée a cage à l'état sain	29
Figure II.1. Fonction d'interpolation d'un élément.....	33
Figure II.2. Bande de roulement.....	34
Figure II.3. L'enchaînement des sous-programmes de Flux 2D	35
Figure II.4. Les dimensions (en mm) a)Encoche statorique b) Encoche rotorique.....	36
Figure II.5. Bobinage statorique.....	37
Figure II.6. Environnement métier moteur du logiciel FLUX 2D	37
Figure II.7. Le maillage de la machine.....	38
Figure II.8. La courbe d'aimantation B (H) du matériau ferromagnétique.....	38
Figure II.9. Le circuit électrique équivalent.	39
Figure II.10. Circuit équivalent de la cage rotorique	39
Figure II.11. Vitesse de rotation du moteur asynchrone à l'état sain entrainant un couple de charge constant de 65 % de charge nominale.	41
Figure II.12. Couple électromagnétique du moteur asynchrone à l'état sain entrainant un couple de charge constant de 65 % de charge nominale.....	41
Figure II.13. Formes d'onde des courants de phases de la machine saine entrainant un couple de charge constant de 65 % de charge nominale.	41
Figure II.14. Courant dans une barre rotorique du moteur asynchrone à l'état sain entrainant un couple de charge constant de 65 % de charge nominale.	42
Figure II.15. Valeurs efficace des courants dans les barres rotoriques, pour un moteur à l'état Sain entrainant un couple de charge constant de 65 % de charge nominale.	42
Figure II.16. Spectre du courant statorique d'un moteur asynchrone à l'état sain entrainant un couple de charge constant de 65 % de charge nominale ($g=0.03$).....	43
Figure II.17. Spectre du courant statorique d'un moteur asynchrone à l'état sain ($g=0.03$) a) bande fréquentielle visualisée [0:200] b) bande fréquentielle visualisée [200:500] c) bande fréquentielle visualisée [500:700] d) bande fréquentielle visualisée [700:1000]	44
Figure II.18. Répartition des lignes équiflux.....	46
Figure II.19. Répartition de l'induction dans le circuit magnétique	46
Figure II.20. Induction magnétique dans l'entrefer	47

Chapitre III: Modelisation de cassure de barres et de la charge variable par la MEF.....	48
Figure III.1. Schéma de fonctionnement pour une machine saine et défectueuse.....	50
Figure III.2. Les différentes fréquences	50
Figure III.3. Analyse spectrale du courant statorique d'une machine asynchrone pour un couple de charge constant de 65 % de charge nominale ($g=0.03$) a) rotor sain b) rotor avec une barre cassée.....	51
Figure III.4. Valeurs efficaces des courants dans les barres rotoriques pour un moteur avec une barres cassées	52
Figure III.5. Couple électromagnétique du moteur asynchrone avec une barres cassées.....	52
Figure III.6. Analyse spectrale du couple électromagnétique	52
Figure III.7. Vitesse de rotation du moteur asynchrone avec une barre cassée.....	53
Figure III.8. Analyse spectrale de la vitesse de rotation.....	53
Figure III.9. Répartition des lignes équiflux dans le circuit magnétique a) $t=0.0001$ b) $t=0.02$ c) $t=0.04$ d) $t=0.06$	54
Figure III.10. Répartition des lignes équiflux dans le circuit magnétique a) une barre cassée b) deux barres cassées	55
Figure III.11. Répartition de l'induction dans le circuit magnétique.....	55
Figure III.12. Induction dans l'entrefer.....	56
Figure III.13. Courbes caractéristiques du couple en fonction de la vitesse a) Charges à couple constant b) Charges à couple proportionnel à la vitesse c) Charges à couple proportionnel au carré de la vitesse d) Charges inversement proportionnel à la vitesse	57
Figure III.14. Calcul de l'induction magnétique totale dans l'entrefer par l'approche Fmm-Perméance	60
Figure III.15. Vitesse angulaire rotorique	61
Figure III.16. Le repère statorique 'S' et le repère rotorique 'R'	62
Figure III.17. Représentation synthétique de l'effet d'une oscillation de couple de charge à la fréquence f_0 sur les grandeurs mécaniques et électriques d'une machine asynchrone.....	64
Figure III.18. Schéma Matlab Simulink de couplage entre Simulink et Flux2D.....	65
Figure III.19. Le block "Coupling with Flux2D "	65
Figure III.20. Profile du couple de charge variable utilisé dans les tests de simulation	66
Figure III.21. Valeurs efficaces des courants dans les barres rotoriques dans le cas d'une machine asynchrone avec un couple de charge variable	66

Figure III.22. Analyse spectrale du courant statorique avec charge variable à l'état sain	67
Figure III.23. Couple électromagnétique du moteur asynchrone à l'état sain avec un couple de charge variable.	67
Figure III.24. Analyse spectrale du Couple électromagnétique	67
Figure III.25. Vitesse de rotation du moteur asynchrone à l'état sain avec un couple de charge variable.	68
Figure III.26. Analyse spectrale de la vitesse de rotation	68
Figure III.27. Répartition des lignes équiflux dans le circuit magnétique	69
Figure III.28. Répartition de l'induction dans le circuit magnétique.....	69
Figure III.29. Induction dans l'entrefer.....	70
Chapitre IV: Distinction entre les défauts rotoriques et les effets de charge variables	71
Figure IV.1. Le banc d'essai.....	72
Figure IV.2. Rotor du moteur avec deux barres cassées.....	73
Figure IV.3. Carte dSpace 1104.....	74
Figure IV.4. Acquisition des signaux a)Modèle d'acquisition sur SIMUMLINK b)ControlDesk.....	74
Figure IV.5. Formes d'onde des courants de phases de la machine saine	75
Figure IV.6. Illustration de l'installation expérimentale	76
Figure IV.7. Etat des interrupteurs et rhéostats dans chaque cycle de la charge	77
Figure IV.8. Profile de couple de charge crée par le moteur à courant continue.....	77
Figure IV.9. Illustration de l'installation expérimentale.	78
Figure IV.10. Illustration de l'installation expérimentale.....	78
Figure IV.11. Machine à réluctance variable (ABB)	79
Figure IV.12. Banc d'essai: et le frein à poudre magnétique commandé par ordinateur	79
Figure IV.13. Moyeu avec un boulon, utilisé pour créer une variation de charge [Kor 10]	80
Figure IV.14. Schéma du moyeu avec un boulon [Kor 10]	80
Figure IV.15. Boulon fixé sur une pale du ventilateur [Sal 14].	81
Figure IV.16. Simulateur de couple (MECASIM)	82
Figure IV.17. Couple de charge pour les essais de simulation a) forme d'onde b) spectre	83
Figure IV.18. Couple de charge pour les essais expérimentales a) forme d'onde b) spectre	83
Figure IV.19. Sens physique des puissances actives et réactives.....	84
Figure IV.20. Procédures de diagnostic par puissance active et réactive.	87
Figure IV.21. Moteur asynchrone triphasé sain entrainant un couple de charge constant (model éléments finis à gauche, expérimental à droite) a) spectre de ia b) spectre de p c) spectre de q ..	88

Figure IV.22. Moteur asynchrone triphasé défectueux entraînant un couple de charge constant (model éléments finis à gauche, expérimental à droite) a) spectre de ia b) spectre de p c) spectre de q	90
Figure IV.23. Moteur asynchrone triphasé sain entraînant une charge variable (model éléments finis à gauche, expérimental à droite) a) spectre de ia b) spectre de p c) spectre de q.....	91
Figure IV.24. Procédures de diagnostic par courant actif et réactif.	96
Figure IV.25. moteur asynchrone triphasé sain entraînant un couple de charge constant (model éléments finis à gauche, expérimental à droite) a) spectre de ia b) spectre de iap c) spectre de iaq.....	98
Figure IV.26. Moteur asynchrone triphasé défectueux entraînant un couple de charge constant (model éléments finis à gauche, expérimental à droite) a) spectre de ia b) spectre de iap c) spectre de iaq.....	99
Figure IV.27. Moteur asynchrone triphasé sain entraînant une charge variable (model éléments finis à gauche, expérimentales à droite) a) spectre de ia b) spectre de iap c) spectre de iaq.....	100
 Chapitre V: Diagnostic des défauts rotoriques par analyse du champ magnétique extérieur.....	 102
 Figure V.1. Mesures utilisées pour la surveillance et le diagnostic des machines asynchrones .	 104
Figure V.2. Répartition de lignes de flux de fuite dans une machine électrique.....	105
Figure V.3. Parties du champ extérieur	105
Figure V.4. Principe de fonctionnement de capteur à effet Hall	106
Figure V.5. Principe de fonctionnement de capteur magnétorésistif	107
Figure V.6. Capteur de type bobiné.....	107
Figure V.7. Capteur inductif (search coil) montés à l'intérieur de la machine	108
Figure V.8. Mesure de champ de dispersion	109
Figure V.9. Distribution des lignes de flux et la position des pôles magnétiques a) moteur sain avec une charge constante a) moteur sain avec une charge oscillatoire c) deux barres cassées avec une charge constante	110
Figure V.10. Distribution des lignes de flux et la position des pôles magnétiques, au même instant t, a) à l'intérieur de la machine b) à l'extérieur de la machine	112
Figure V.11. Lignes de champ magnétique (équi flux) à l'extérieur de la machine a) moteur sain entraînant un couple de charge constant, b) moteur sain entraînant une charge variable, c) moteur avec une barre cassée entraînant un couple de charge constant, d) moteur avec une barre cassée entraînant une charge variable.....	113

Figure V.12. Le modèle élément finis 2D pour la machine et le capteur.....	114
Figure V.13. Le circuit électrique équivalent.....	114
Figure V.14. Signal du capteur dans le cas d'une machine saine	115
Figure V.15. Signal du capteur dans le cas d'une machine avec deux barres cassées a) les barres cassées sont alignées avec le capteur lorsque le flux atteint sa valeur maximale b) les barres cassées sont alignées avec le capteur lorsque le flux passe par zéro.....	116
Figure V.16. Tension induite délivrée par le capteur a) moteur asynchrone triphasé sain entraînant une charge variable b) moteur avec une barre cassée entraînant un couple de charge constant.	117
Figure V.17. Calcul des temps ZC à partir d'un courant de stator monophasé	118
Figure V.18. Signal du temps de passage par zéro (TZC) a) moteur sain entraînant un couple de charge constant, b) moteur sain entraînant une charge variable, c) moteur avec une barre cassée entraînant un couple de charge constant, d) moteur avec une barres cassée entraînant une charge variable. . .	119
Figure V.19. Evolution du FSD avec le nombre de barres cassée.	120

Liste des tableaux

Chapitre I : Machine asynchrone et methodes de diagnostic	6
TABLEAU I.1. Différentes signatures spectrales qu'engendrent les différents défauts sur le courant statorique	15
Chapitre II: Modelisation et simulation de la machine asynchrone triphasee a cage à l'état sain	29
TABLEAU II.1. Les caractéristiques de la machine.....	36
Chapitre III: Modelisation de cassure de barres et de la charge variable par la MEF.....	48
TABLEAU III.1. Proprietes materielles pour une barre saine et une barre cassee.....	51
Chapitre IV: Distinction entre les défauts rotoriques et les effets de charge variables.....	71
TABLEAU IV.1. Les caractéristiques de la machine utilisée.....	73
Chapitre V: Diagnostic des defauts rotoriques par analyse du champ magnetique exterieur.....	102
TABLEAU V.1. Évolution de FDS avec le niveau de defaut et la presence d'un couple de charge variable	120

Introduction générale

Introduction générale

Actuellement, le moteur asynchrone est un élément clé dans l'industrie et il est très utilisé dans les différents secteurs de pointe (l'aéronautique, le nucléaire, les transports ferroviaires, etc.). Malgré qu'il soit réputé pour être le plus robuste des machines électriques, un certain nombre de contraintes, de nature très différentes (électriques, thermiques, mécaniques et d'environnements) peuvent restreindre sa durée de vie, en faisant apparaître des pannes au niveau du stator, du rotor, voir les deux.

Les ruptures de barres peuvent être dues, par exemple, à une surcharge mécanique, démarrages fréquents, un échauffement local excessif ou encore à un défaut de fabrication (bulles d'air ou mauvaises soudures). L'apparition d'un défaut de rupture de barres n'induit pas un arrêt de la machine, du fait que le courant qui traversait la barre cassée se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, et les contraintes thermiques et électromécaniques engendrées peuvent conduire à leur rupture, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt de la machine.

Grâce à sa grande flexibilité, la simulation est l'outil privilégié pour évaluer les performances et le comportement des systèmes sous des conditions extrêmes ou en mode de défaillance. Il faut noter que la simulation ne peut exister sans la modélisation, en effet, la simulation n'est autre que la mise en application d'un modèle bien déterminé. En outre, l'un des objectifs les plus importants, dans le cadre du diagnostic, concerne la mise au point de modèles de simulation les plus fiables possibles, représentant le fonctionnement défaillant de la machine. L'étape de modélisation s'avère donc indispensable pour la caractérisation et la maîtrise des phénomènes qui peuvent y apparaître. Dans ce contexte, Le premier objectif de nos travaux est l'établissement de modèles suffisamment précis permettant de déterminer rapidement le comportement des différentes variables des machines électriques en présence d'un défaut rotorique.

Le diagnostic fait partie de la surveillance, qui a pour objectif de trouver les causes d'anomalie. Celui des machines électriques devient de plus en plus une exigence car les chaînes de production nécessitent un fonctionnement sûr. Ces dernières doivent être dotées de systèmes de production fiables parce que l'apparition d'un défaut conduit le plus souvent à un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone entraînant en conséquence, un coût de réparation non négligeable pour l'entreprise sans oublier la perte de production occasionnée et peut aussi mener à un dommage matériel ou corporel inévitable. C'est pour éviter ces problèmes que la recherche, à l'échelle internationale, s'emploie à élaborer des méthodes efficaces de diagnostic.

première méthode est basée sur l'analyse spectrale de la puissance active et réactive, la deuxième est basée sur l'analyse spectrale de courant actif et réactif. D'abord, on va présenter les bases théoriques des deux techniques de diagnostic considérées dans ce chapitre. Ensuite, nous allons montrer à travers des tests de simulation et d'expérimentation l'efficacité de ces deux méthodes.

Dans le dernier chapitre, une nouvelle méthode de diagnostic des défauts rotoriques dans un moteur asynchrone triphasé, même en présence d'une variation de la charge est présentée. La méthode proposée est basée sur l'analyse de signal du temps de passage par zéro (zero crossing time, ZCT) de la force électromotrice d'un capteur bobiné placé à l'extérieur de la machine, cela va nous permettre un diagnostic simple et parfait des défauts rotoriques même en présence d'une variation de la charge. Les résultats d'analyse par éléments finis vont nous montrer l'intérêt et l'efficacité de cette technique de diagnostic développée.

Une conclusion générale, ainsi que des perspectives clôtureront ce travail.

Chapitre I

Machine asynchrone et méthodes de diagnostic

I Introduction

Ce chapitre porte sur la machine asynchrone à cage. La première partie fait un rappel succinct sur la constitution des machines asynchrones à cage d'écureuil. Dans la seconde partie, nous présenterons les principaux défauts pouvant altérer le bon fonctionnement de la machine asynchrone, leurs origines, ainsi que leurs signatures spectrales dans le courant statoriques. Dans la troisième partie de ce chapitre, on va présenter les principales méthodes utilisées pour distinguer entre un défaut rotorique et l'effet de la variation de la charge, tout en citant pour chacune de ces méthodes leurs avantages ainsi que leurs inconvénients. Pour les méthodes basées sur la modélisation de signaux, quelques définitions de traitement signal et principaux phénomènes qui peuvent se manifester lors de sont application sont présentées à la fin de se chapitre.

II Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone, souvent appelée machine à induction, comprend une partie fixe appelée stator et une partie tournante appelée rotor (Figure I. 1). Contrairement aux machines synchrones classiques et à courant continu, seuls les enroulements statoriques sont couplés à un réseau d'alimentation. Les enroulements du rotor sont raccordés sur eux mêmes. La machine asynchrone ne possède donc ni enroulement d'excitation, ni aimants permanents. Le flux rotorique nécessaire pour la création du couple électromagnétique est produit à partir de la variation de flux magnétique statorique. Les circuits magnétiques statorique et rotorique sont réalisés a partir d'un empilement de tôles ferromagnétiques fines et découpées.

Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties (Figure I. 2) : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Il est réalisé par la mise en série et parallèle de spires élémentaires. L'organisation des spires est faite en fonction de la vitesse, du couple et des tensions d'alimentation désirées de la machine. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique de l'énergie. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir dans l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique.

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil (Figure I. 3), les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre pré-formées et frettés dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres

rotoriques et les tôles magnétiques. La résistance électrique de ces barres est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas dans les tôles. Les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'une barre rotorique à l'autre. Si ce type de réalisation ne permet pas véritablement d'obtenir une distribution sinusoïdale de courant à sa surface, il est par contre extrêmement robuste, peu coûteux, et donc très répandu [Med 12].

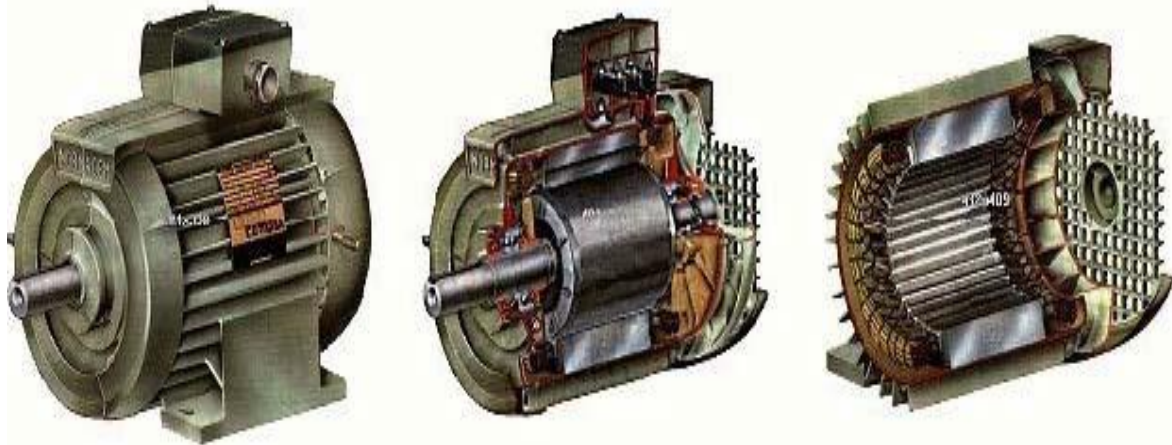


Figure I.1. Machine asynchrone [Med 12].

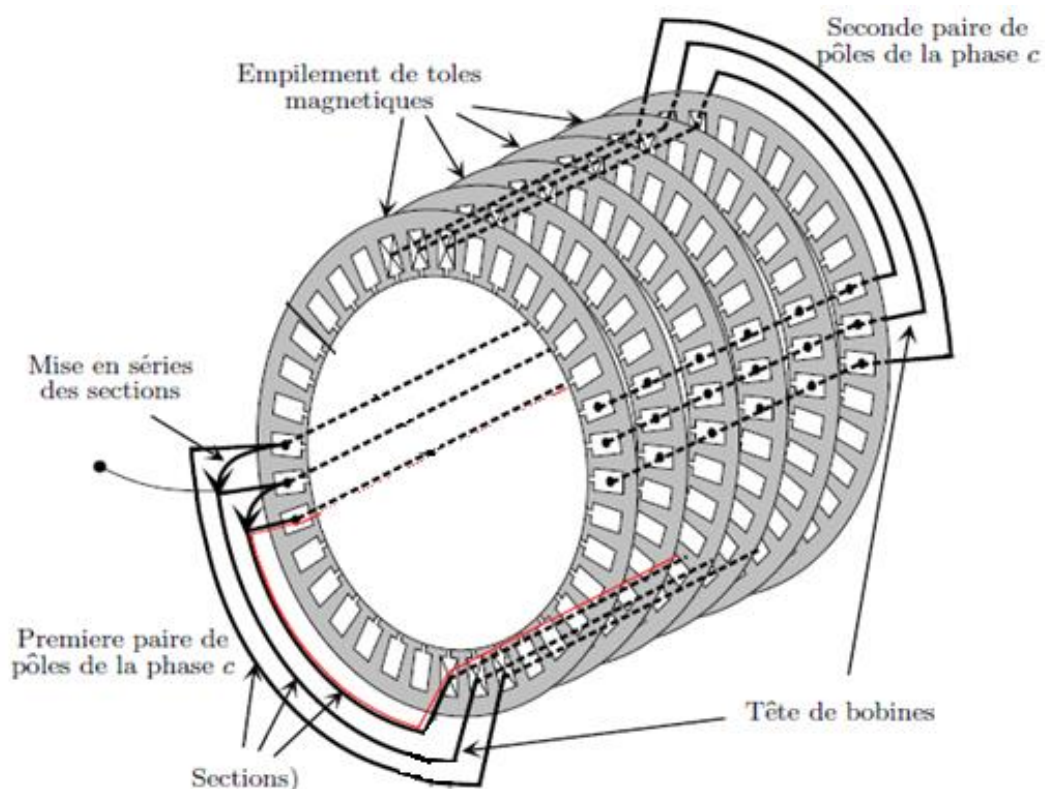


Figure I.2. Représentation schématique d'un stator d'une machine asynchrone [Sch 99].

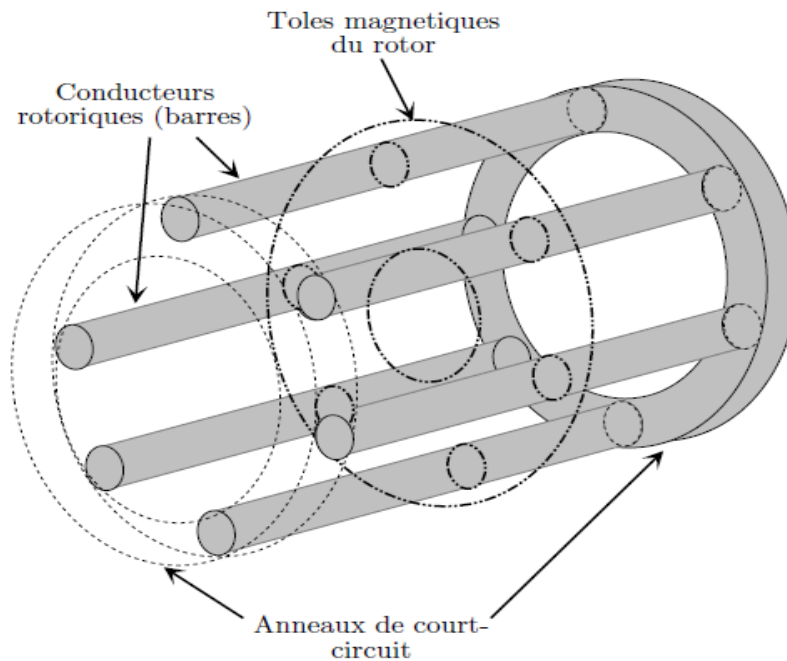


Figure I.3. Représentation schématique d'un rotor à cage d'une machine asynchrone [Sch 99].

III Les principaux défauts dans la machine asynchrone à cage

III.1 Etude statistique des défaillances de la machine asynchrone

Si on élimine les pannes dues à des causes intrinsèques, résultant d'une mauvaise conception (mauvais choix des matériaux), d'une mauvaise fabrication (défauts d'usinage) ou d'un mauvais montage (serrage, désalignement) du moteur, les défaillances usuelles d'une machine asynchrone sont les suivantes:

- Défauts statoriques : défaut de court-circuit d'une phase à la terre, court-circuit entre phases, ou court-circuit entre spires d'une même phase, défaut d'ouverture d'une phase ou défaut du circuit magnétique statorique (ruptures de tôles).
- Défauts rotoriques : défaut de cassure de barres ou d'anneaux de court-circuit, défaut du circuit magnétique rotorique (ruptures de tôles), défaut de roulements, défaut d'excentricité statique et/ou dynamique.

Dans la littérature, plusieurs études statistiques ont été émises concernant les défauts qui peuvent affecter la machine. Une étude statistique est effectuée en 1988, par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels, sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50kW à 200kW) a donné les résultats suivants:

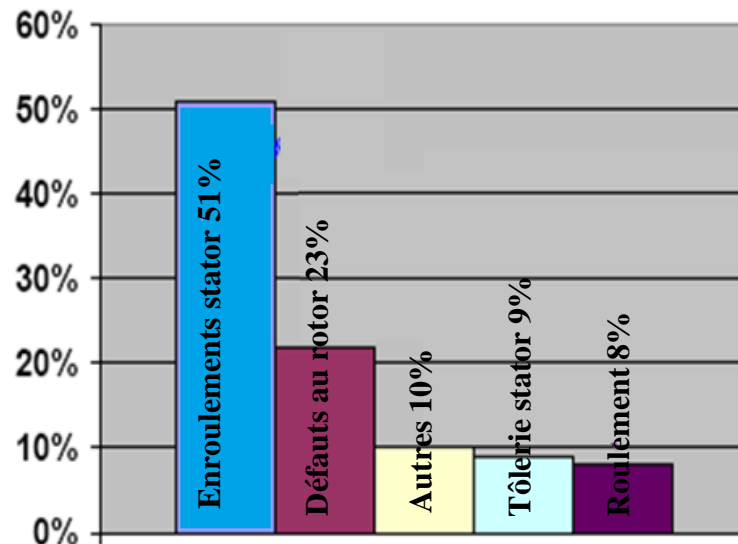


Figure I.4. Répartition des défauts pour des machines de faibles et moyennes puissances [Vas 09].

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

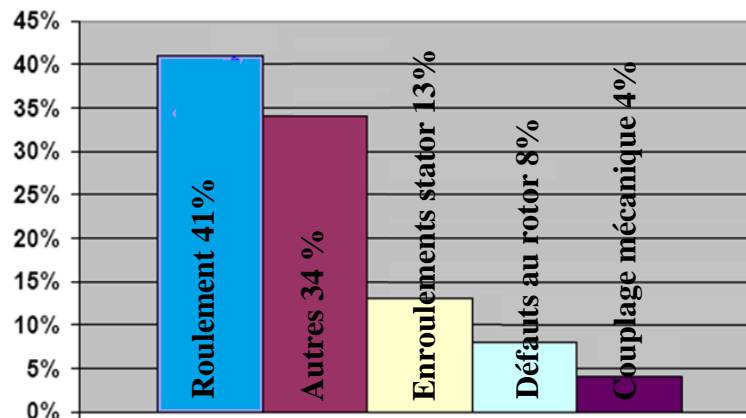


Figure I.5. Répartition des défauts pour des machines de grandes puissances [Vas 09].

D'après les statistiques données par la figure I.5, on remarque que la probabilité d'occurrence des défauts rotoriques (sans prendre en considération les défauts de roulements) est plus faible que la probabilité d'occurrence des défauts de roulements, cependant, la vitesse de propagation et l'évolution rapide de ces défauts conduisant aux autres problèmes majeurs dans l'installation globale. Il est donc logique, du point de vue scientifique et industriel, d'augmenter les efforts sur la surveillance et le diagnostic de ces défauts.

III.2 Les défauts statoriques

Les défauts statoriques regroupent principalement les défauts de court-circuit d'une phase à la terre, court-circuit entre phases, ou court-circuit entre spires. Ils commencent généralement par un court-circuit entre spires, avant d'évoluer vers des défauts plus graves. Une des principales causes de ces défauts est la dégradation du matériau isolant recouvrant les conducteurs. Cette dégradation est due principalement à un échauffement anormal dans le bobinage. Le courant, dans les spires court-circuitées, atteint des valeurs énormes et l'augmentation de la température qui en suit entraîne la destruction de tous les isolants et par conséquent la défaillance complète de la machine [GRU 08; Yah 12]. La figure I.6 représente deux exemples de dégâts provoqués par le défaut de court-circuit au stator.



Figure I.6. Exemples de dégâts dus au défaut de court-circuit statorique d'un moteur asynchrone [Yah 12].

Ces défauts sont généralement facilement détectables tant les effets qu'ils engendrent, sur les courants de phase notamment, sont importants. Les défauts de courts-circuits entre spires, quant à eux, sont plus difficilement perceptibles à travers la seule observation directe des courants de ligne, ce qui augmente les difficultés liées à leur détection.

III.3 Les défauts rotoriques

III.3.1 Les défauts de cassure de barres

Les cassures de barres et de portion d'anneaux des de court circuit sont très fréquentes. La détection de ces défaillances est rendue difficile par le fait que lors de leurs apparitions, la machine continue à fonctionner. Ces défauts ont par ailleurs un effet cumulatif, le courant que conduisait une barre cassée, par exemple, se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont

alors surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt totale de la machine. Elles provoquent aussi une dissymétrie de répartition de courants au rotor et conduisent à de fortes oscillations dans le couple et la vitesse. Ceci va générer des vibrations et la création de défauts mécaniques [Elk 92; Naï 00]. La figure I.7 représente le rotor d'un moteur asynchrone triphasé de 1950 kW, 120 A, 50 Hz, 1485 tr/mn, utilisé dans une base pétrolière à la mer du nord [Tho 03]. Suite à des contraintes trop sévères de différentes natures, une barre a été rompue. Le défaut n'étant pas été détecté au moment opportun, une portion de la barre rompue a été soulevée totalement (comme on peut le voir sur la figure I.7.b) détruisant les enroulements statoriques et par conséquent engendrant l'arrêt total du moteur. Ce défaut doit être détecté rapidement afin de garantir un fonctionnement fiable du moteur et donc de l'installation globale et d'éviter sa propagation sur les autres barres rotoriques.

Le prix de la réparation du rotor et le rebobinage complet du stator ainsi que les pertes causées en production ont dépassés 300.000 \$.

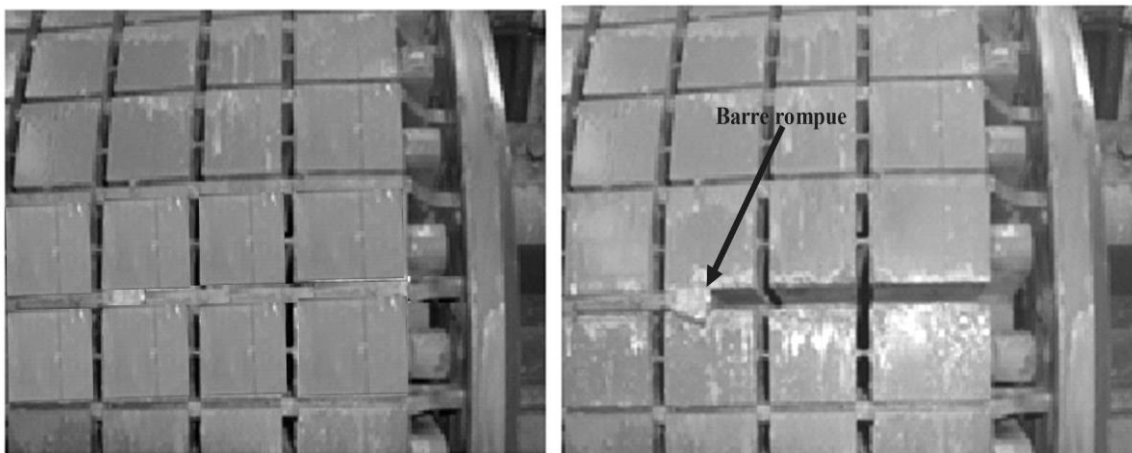


Figure I.7. Exemple d'un rotor d'un moteur asynchrone [THO 03] a) rotor à l'état sain
b) rotor avec une barre rompue et soulevée.

III.3.2 Les défauts d'excentricités

L'excentricité de la machine est le résultat du non uniformité d'entrefer. Ce défaut peut être la cause d'une flexion de l'arbre, d'un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator, de l'usure du roulement ou encore d'un déplacement du noyau statorique. Il existe trois types d'excentricité (Figure I.8) [Pol 15]:

- L'excentricité statique : le centre de rotation de l'arbre du rotor est différent du centre géométrique de la machine.
- L'excentricité dynamique : le centre de rotation de l'arbre du rotor tourne autour du centre géométrique de la machine.

- L'excentricité mixte : c'est la combinaison des deux précédentes.

En réalité, les excentricités statique et dynamique ont tendance à coexister. Même à l'état sain, la machine présente toujours un certain degré d'excentricité mixte résiduelle dû aux inévitables erreurs de fabrication.

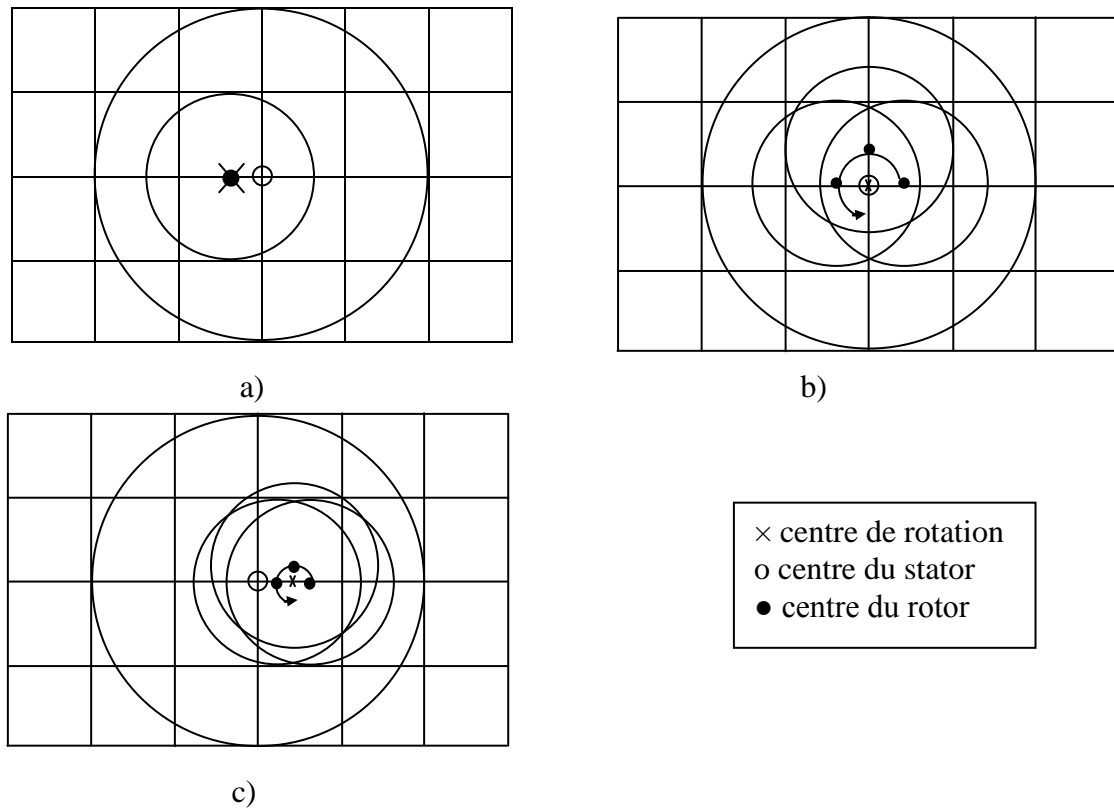


Figure I.8. Représentation de l'excentricité a) statique b) dynamique c) mixte

L'excentricité provoque la variation de l'entrefer donc une répartition non homogène des courants dans le rotor et un déséquilibre des courants statoriques. La résultante des forces magnétiques radiales (traction magnétique) se trouve déséquilibrée. Lorsque cette excentricité s'accroît, elle peut causer un frottement du rotor avec le stator en endommageant le circuit magnétique et l'enroulement statorique.

III.3.3 Les défauts de roulements

Les défauts de roulements peuvent être causés par [Ond 06]:

-un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication ;

-un mauvais graissage ne permettant pas une bonne lubrification et la bonne rotation des roulements qui deviennent rigides, qui cause donc une résistance à la rotation et par la suite ils s'abîment (se fissurent, s'écaillent) ;

- défaut de montages ;

- Les courants d'arbres (Shaft Current).

La figure I.9 montre un dégât grave provoqué par un défaut de roulement dans un moteur asynchrone triphasé à cage. On voit bien que le rotor est collé avec le stator provoquant une grande déformation des circuits magnétiques statorique et rotorique. Un défaut d'excentricité peut aussi engendrer les mêmes effets présentés dans la figure I.9.

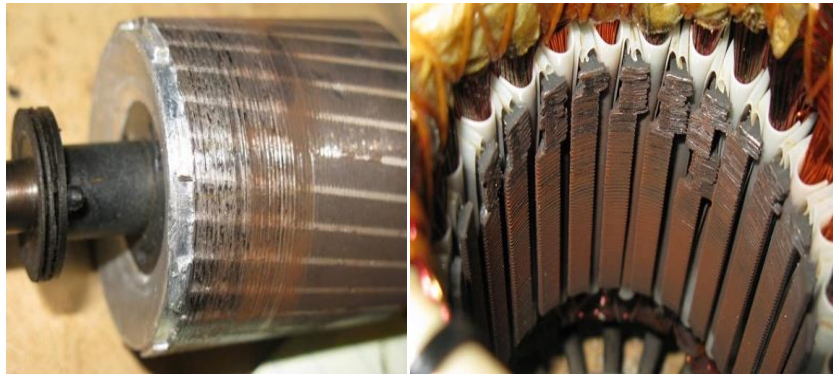


Figure I.9. Exemple de dégâts au stator et rotor dus au défaut de roulement d'un moteur asynchrone.

Les dimensions d'un roulement à billes sont représentées dans la figure I. 10.

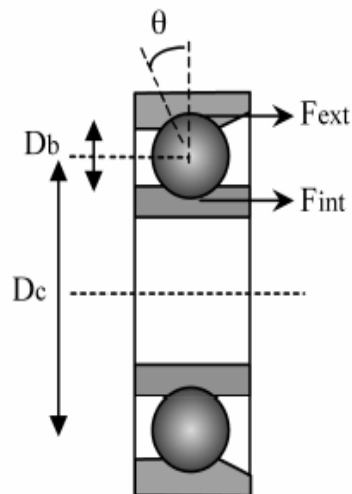


Figure I.10. Dimension du roulement à billes

Le Tableau I.1 montre les différentes signatures qu'engendrent les différents défauts sur le courant statorique.

Tableau I.1. Différentes signatures spectrales qu'engendrent les différents défauts sur le courant statorique

Défaut		Fréquence
Roulement (figure I.10) [Sch 95.b]	Défaut au niveau d'une bille	$f_{bille} = \frac{Dc}{Db} f_r \left[1 - \left(\frac{Db}{Dc} \cos \theta \right)^2 \right]$
	Défaut sur la bague intérieure	$f_{b.int} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 + \frac{Db}{Dc} \cos \theta \right]$
	Défaut sur la bague extérieure	$f_{b.ext} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 - \frac{Db}{Dc} \cos \theta \right]$
Excentricité [Dor 97]		$f_{exe} = \left[\left(\frac{kN_b \pm n_d}{p} \right) (1-g) \pm \lambda \right] f_s$ <p>Une autre série d'harmoniques liés à l'excentricité mixte, apparaît de part et d'autre de la fondamentale à des fréquences données par:</p> $f_{exc-mix} = f_s \pm k f_r $
Cassure de barre rotorique [Fil 98.b] [Ben 99]		$f_b = (1 \pm 2kg) f_s$ <p>D'autres composantes spectrales peuvent apparaître dans le spectre du courant statorique à des fréquences données par l'expression suivante:</p> $f_b = \left[\frac{k}{p/2} (1-g) \pm g \right] f_s$
Court-circuit statorique [Tho 01]		$f_{st} = \left(k \pm \frac{n(1-g)}{p} \right) f_s$ <p>n=1, 2, 3, ... et k=1, 3, 5, ...</p>

Avec:

Dc : la distance entre les centres des billes diamétralement opposées.

Db : le diamètre d'un élément roulant.

f_r : la fréquence de rotation mécanique (du rotor).

θ : l'angle de contact des billes avec les bagues du roulement.

n_b : le nombre de billes ou d'éléments roulants.

N_b : le nombre de barres rotoriques

n_d : l'ordre de l'excentricité. n_d égal à 0 pour l'excentricité statique et 1, 2, 3, ... pour l'excentricité dynamique.

p : le nombre de paires de pôles

λ : le rang des harmonique du temps.

g : le glissement du rotor

f_s : la fréquence de l'alimentation électrique

IV Méthodologies de distinction des défauts rotoriques d'effet de couple de charge

On trouve, dans les différents travaux, les trois axes constituant le domaine de diagnostic des machines électriques [Ceb 12], qui conduisent à définir trois méthodologies de diagnostic: méthodes de connaissances, méthodes de redondances analytique et méthodes par modélisation de signaux (Figure I.11):

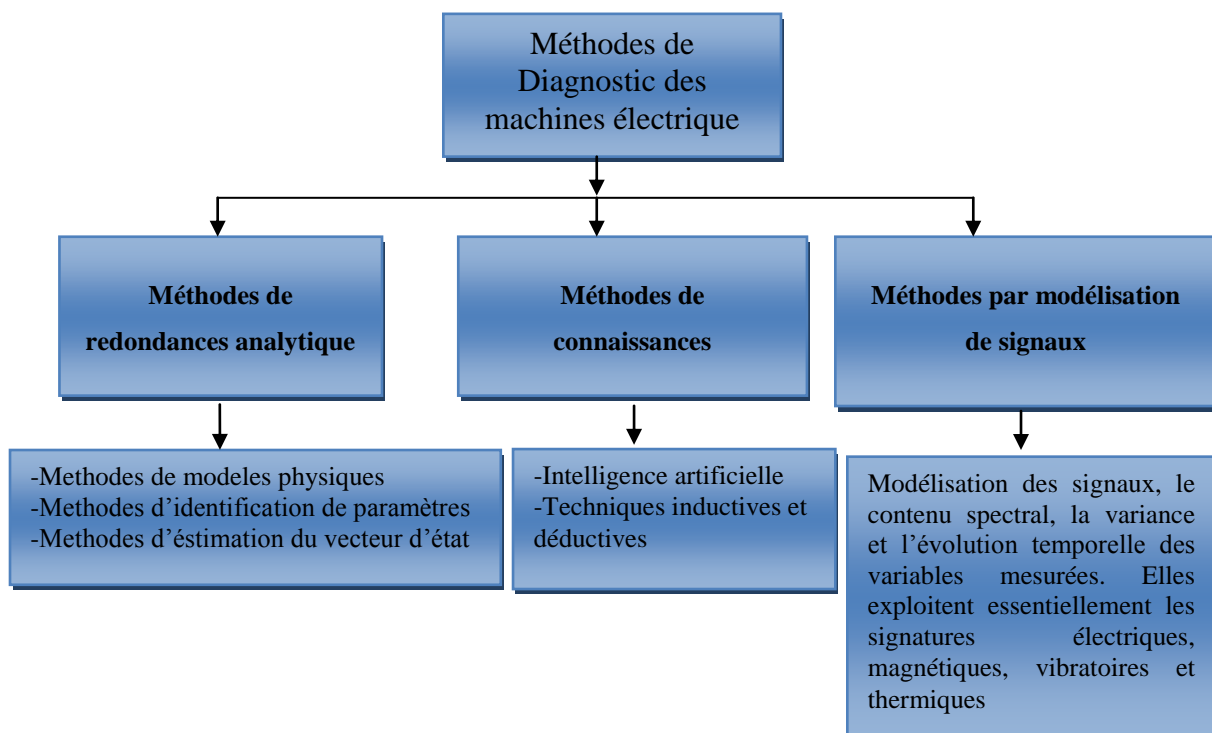


Figure I.11. Diaporama des méthodes de diagnostic de machines électriques

Les méthodes de diagnostic des défauts dans la machine asynchrone sont généralement développées en supposant que la charge est constante, l'analyse spectrale du courant statorique (MCSA) [Bel 01; Zou 11], l'analyse spectrale de couple électromagnétique [Tho 03], puissance instantanée [Cru 99], puissance réactive [Dri 09], facteur de puissance [Mab 13.b], analyse fréquentielle [Lli 15]. Néanmoins, dans plusieurs applications

industrielles, comme dans les cimenteries, le moteur est soumis à des variations du couple de charge. Si les fréquences de variation du couple de charge sont semblables aux fréquences des défauts réels, les mêmes composantes spectrales dues aux défauts réels peuvent apparaître dans le spectre des signaux analysés même lorsque le moteur est dans son état sain. D'un autre côté, une variation particulière du couple de charge peut propager les composantes spectrales dues aux défauts réels dans de larges bandes fréquentielles. Dans cette partie de ce chapitre, on va seulement citer les méthodes utilisées pour distinguer entre un défaut rotorique et l'effet de couple de charge, tout en indiquant pour chacune de ces méthodes leurs avantages ainsi que leurs limitations.

IV.1 Méthodes de redondances analytique

Les méthodes de redondance analytique se basent sur une modélisation quantitative de système et exploitent les relations entre les variables de système considéré pour identifier les paramètres physiques à surveiller. En générale, ces méthodes se divisent en trois principales classes : méthodes de modèles physiques, méthodes d'identification de paramètres et méthodes d'estimation de vecteur d'état.

IV.1.1 L'estimation de paramètres du model de référence

Schoen [Sch 97.a, 97.b] a proposé un système pour détecter le défaut d'excentricité dans la machine asynchrone en présence d'un couple de charge variable. Ceci est réalisé en comparant le courant statorique réel à une valeur de modèle de référence qui comprend les effets de la variation de charge. La différence entre ces deux signaux fournit une quantité filtrée qui est indépendante des variations de charge.

L'inconvénient majeur de ce système réside dans sa forte dépendance à l'estimation précise des paramètres du moteur, y compris la résistance statorique, la résistance rotorique, L'inductance mutuelle, l'inductance de fuite statorique et l'inductance de fuite rotorique. En général, il est très difficile, voire impossible, de réaliser une telle estimation précise avec la montée de température, la saturation magnétique et les effets de peau. Comme le régime d'estimation suppose un couple de charge constant au cours de l'intervalle d'échantillonnage, la fréquence d'échantillonnage a un impact direct sur l'élimination des effets de charge. Afin de produire une résolution de fréquence suffisamment élevée dans l'analyse FFT, le temps d'acquisition de données totale ne peut pas être trop court. Par conséquent, le coût de calcul et l'exigence de mémoire sont relativement élevés.

IV.1.2 La méthode de suivi de Vienne

La méthode de suivi de Vienne (VMM Vienna Monitoring Method) est basée sur la comparaison des valeurs de couple calculées à partir d'un modèle de tension et un modèle de courant [Kra 00, 01], les deux modèles calculent le même couple dans le cas d'un rotor à cage entièrement symétrique. Pour une machine parfaitement symétrique, les valeurs de couple de ces deux modèles devraient être égales. Cependant, un défaut au rotor conduit à deux valeurs de couples différents. Il a été montré par simulation et pratiquement l'efficacité de cette méthode pour détecter les défauts rotoriques, même en présence de certains types de charges variables dans le temps, Similaire à la méthode d'estimation du modèle de référence, la VMM souffre également de manière significative de l'estimation inexacte des paramètres du moteur (la résistance statorique, réactance rotorique et constante de temps du rotor).

IV.2 Méthodes de connaissances

Ces méthodes n'utilisent pas de modèle mathématique pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expérience humaine confortée par des retours d'expérience.

IV.2.1 Réseau de neurones

Dans certaines applications, la vitesse mécanique peut varier considérablement. Il en résulte un changement de la fréquence caractérisant le défaut, ainsi que le niveau de charge et l'amplitude des harmoniques de défaut. Les relations entre l'amplitude des harmoniques et la charge (vitesse) et/ou défaut rotorique sont généralement non-monotone. Il est difficile, voire impossible, de formuler ces relations dans des équations analytiques strictes, car ce phénomène dépend de nombreux facteurs. En outre, il est impossible d'enregistrer les amplitudes des harmoniques correspondant à tous les points de fonctionnement tant que la vitesse ou la charge peuvent changer en permanence [Oba 00, 03]. Huang [Hua 07] a proposé d'utiliser un réseau de neurones artificiels supervisés pour apprendre ces relations complexes avec un nombre fini de point de fonctionnement, puis a estimé l'amplitude des harmoniques pour d'autres points de fonctionnements. L'inconvénient de cette méthode est la nécessité de disposer de données significatives à utiliser lors de la phase d'apprentissage du réseau de neurones, ce qui ne peut être possible dans une machine fonctionnant déjà dans un environnement industriel.

Les cartes auto adaptatives, self organizing maps (SOM), forment une classe de réseau de neurones artificiels fondée sur des méthodes d'apprentissage non-supervisées. Salles [Sal 00]

et Filippetti [Fil 98.a; 98.b] suggèrent l'utilisation de cette technique pour distinguer entre les signatures introduites par différentes charges et les signatures introduites par un défaut rotorique. Cette technique utilise un ensemble de composantes spectrales comme entrées pour effectuer la classification de défaut sélectionné. Les ensembles de données construites à partir des résultats de simulation par ordinateur sont utilisés pour l'apprentissage de réseau neuronal. Les résultats expérimentaux démontrent une bonne capacité de distinguer entre le défaut rotorique et le couple de charge variable. Cependant, cette méthode peut ne pas être adaptée à la surveillance en ligne en raison du coût de calcul relativement élevé. En outre, pour chaque nouveau type de moteur, un ensemble de nouveaux résultats de simulation doit être produit.

IV.3 Méthodes par modélisation de signaux

Ces méthodes se basent sur la modélisation des signaux, le contenu spectral, la variance et l'évolution temporelle des variables mesurées. Elles exploitent essentiellement les signatures électriques, magnétiques, vibratoires et thermiques.

IV.3.1 Détection d'information des harmoniques de séquence négative

Lorsque des tensions triphasées idéales sont appliquées à une machine triphasée parfaitement symétrique, quelque soit la charge qu'elle entraîne, ils n'existent que des harmoniques de séquence positive dans les courants d'alimentation.

Un défaut rotorique, tel que l'excentricité introduit un déséquilibre dans les paramètres du moteur, ce qui conduit à l'augmentation de l'amplitude des harmoniques de séquence négative dans les trois phases. Les harmoniques de séquence négative dans les courants d'alimentation produites par les défauts du rotor et les harmoniques de séquence positifs dans les courants d'alimentation générés par un couple de charge oscillatoire de position variable créent un indicateur de l'état de la machine.

En raison de l'inévitable déséquilibre dans les tensions d'alimentation, l'information de séquence négative au fondamental n'est pas un indicateur de panne de rotor fiable, pour cela, Wu [Wu 05, 07.b] a proposé d'utiliser les informations de séquence harmonique négative normalisée à proximité de fréquence $-f_s$ pour distinguer l'oscillation de la charge de défaut rotorique. Cependant, il existe toujours un degré de déséquilibre dans les machines même à l'état neuf, et l'imperfection des appareils de mesure de courant vont affecter la précision de

mesure [Bak 10], ainsi cette méthode est également trop sensible au niveau de charge [Wu 07.a].

IV.3.2 Méthodes temps –fréquence

La modélisation par approche Fmm – perméance à conduit à deux modèles analytiques du signal courant $(i_{st}(t), i_r(t))$ [Blo 06]. La conséquence des défauts est, soit une modulation de phase, soit une modulation d'amplitude du signal courant statorique.

Le courant statorique modulé peut être exprimé sous une forme générale par:

$$I(t) = i_{st}(t) + i_r(t) = i_{st} \sin(\omega_s t + \varphi_s) + i_r \sin(\omega_s t + \beta \cos(\omega_0 t)) \quad (\text{I. 1})$$

Le terme $i_{st}(t)$ résultant de la Force magnétomotrice du stator n'est pas modulé. Cependant, le terme $i_r(t)$ qui est étroitement liée à la Fmm du rotor comprend une modulation de phase due à l'oscillation de couple de charge considérée. La valeur β devient nulle pour un couple de charge constant. Par conséquent, en présence d'une oscillation de la charge, le signal de courant du stator n'est plus strictement le même puisque la fréquence de $i_r(t)$ varie de façon sinusoïdale avec le temps.

La densité spectrale de puissance (PSD) représente l'outil d'analyse de signaux de base pour les signaux stationnaires dans le domaine fréquentiel, elle donne une première indication d'une oscillation de charge possible en surveillant l'augmentation des harmoniques $f_s \pm f_d$. PSD peut conduire à une ambiguïté entre une variation de charge et un défaut rotorique. Des outils d'analyse de spectre temps-fréquence, y compris la fréquence instantanée et la représentation de Wigner-Ville sont proposés pour parvenir à une meilleure capacité de détection de la modulation de phase dans un état transitoire [Blo 05, 09]. Cependant, l'effet de l'excentricité sur la modulation de phase de courant statorique n'est pas clairement précisé. Il est encore discutable d'utiliser cette méthode pour distinguer entre le défaut de cassure de barre et la variation de la charge. En outre, une très haute fréquence d'échantillonnage utilisée pour l'analyse de signaux temps-fréquence conduit à un temps de calcul relativement lourd.

IV.3.3 Vecteurs de courant de Park

La technique des vecteurs de courant de Park a été initialement introduite pour le diagnostic des défauts lorsque le moteur est couplé à une charge constante. Cruz [Cru 00, 01.a, 01.b] a montré la capacité de cette méthode à faire face à des charges variables. Dans [Con 10, 12], l'auteur a démontré que le paramètre fondamental pour discerner le défaut

rotorique d'oscillation de charge est le déphasage entre les deux vecteurs de courant de Park i_d et i_q : si la composante active i_d est en avance sur la composante réactive i_q de moins de $\pi/2$, un défaut de rotor est présent, sinon une variation de couple est présente. Ces résultats peuvent être facilement visualisés dans la courbe de Lissajous $i_d = f(i_q)$. En présence d'un défaut rotorique, la courbe sera une ellipse dont le grand axe s'étendant dans le quadrant II-IV (figure I.12.a), tandis que dans le cas d'une variation de charge, le grand axe de la courbe s'étendant dans le quadrant I-III (Figure I.12.b). Les résultats de simulation et expérimentaux montrent l'efficacité de cette méthode pour distinguer entre les deux phénomènes. Il est encore discutable d'utiliser cette méthode pour distinguer le défaut d'excentricité de variation de la charge, ainsi cette méthode est également trop sensible à la valeur du couple [Con 12].

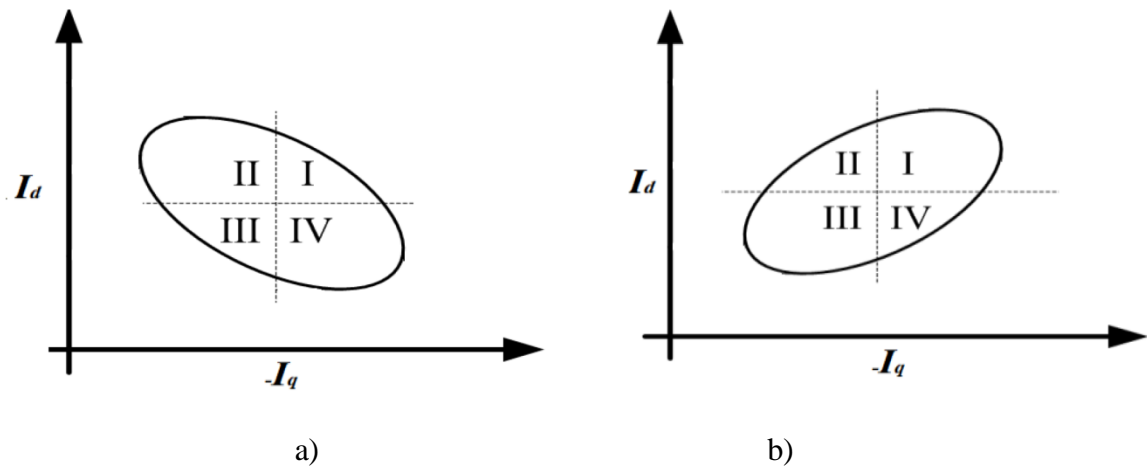


Figure I.12. Orientation des vecteurs de courant de Park a) deux barres cassées b) moteur sain entraînant un couple de charge variable.

IV.3.4 Puissance active et puissance réactive

Il a été démontré que le spectre de la puissance active et réactive, dans le cas d'une machine saine, ne contient que la composante continue DC. Cependant, un défaut rotorique ou une variation de la charge va faire apparaître des harmoniques en plus de la composante continue, ce qui rend le spectre différent de celui dans le cas de la machine saine [Ang 10; Cru 12; Dri 12; Mab 13.a]. Les résultats de simulation et expérimentaux montrent que le cas de défaut rotorique peut être séparé de celui de variation de charge en comparant l'amplitude de l'harmonique basse fréquence. En effet, dans le cas d'un défaut rotorique, l'amplitude de la composante de l'harmonique basse fréquence de puissance réactive est supérieure à celle de la composante de puissance active. Le cas d'oscillation du couple de charge est exactement le comportement opposé par rapport au défaut rotorique. Ces techniques ont l'avantage d'éviter le problème de «leakage» (fuite des lobes secondaires) de la transformée de Fourier rapide,

mais leur capacité à séparer les oscillations de charge des défauts du rotor n'est pas démontré mathématiquement.

IV.3.5 Composante active et réactive du courant dans le repert $\alpha\beta$

A partir de la théorie généralisée de la puissance réactive instantanée (Théorie IRP p-q) [Nab 96; Aka 07], les courants dans le repert $\alpha\beta$ peuvent être décomposés en deux composantes l'une active et l'autre réactive.

Sachant que l'amplitude du courant réactif est proportionnelle à l'amplitude de la puissance réactive, ces courants ne contribuent pas à l'énergie transférée entre la source et la charge à tout moment, ils correspondent seulement à l'énergie échangée entre les trois phases. D'autre part, toute variation de la charge nécessite l'échange d'énergie avec la source (puissance active) et l'amplitude de courant actif ne dépend que de l'amplitude de la puissance active. Bossio [Bos 09] a proposé d'utiliser ces deux composantes de courant pour distinguer le défaut de cassure de barre de l'effet de couple de charge. Cette méthode permet de faire le diagnostic de façon similaire à celle de la méthode d'analyse du courant statorique. Les résultats de simulation et expérimentaux ont montré que dans le cas d'un moteur avec des barres cassées, une réduction remarquable des harmoniques autour de la composante fondamentale dans le spectre de courant actif en les comparant avec celle dans le spectre du courant réactif. Cependant, dans le cas de variation du couple de charge, c'est exactement le comportement inverse. L'utilisation de cette méthode pour distinguer le défaut d'excentricité de variation de la charge n'est pas encore démontrée.

IV.3.6 Flux d'entrefer

Cette méthode est basée sur la déformation provoquée au niveau des pôles du champ magnétique d'un moteur si une barre est cassée (Figure I.13). Dans une machine symétrique avec p pôles, l'axe magnétique de chaque pôle se trouve à $360^\circ / p$ degrés géométriques, et l'arc de circonférence constitué par l'ensemble des pôles, à tout instant dans le temps est $2\pi r / p$, où r est le rayon interne du stator.

Cependant, si un ou plusieurs barres sont cassées. Le rotor est asymétrique électriquement, les positions des axes magnétiques des pôles ne sont plus stables, et la longueur de chaque pôle fluctue autour de $2\pi r / p$ lorsqu'elle arrive à la région défectueuse du rotor pendant la rotation. Les oscillations de couple de charge ne produisent aucune modification de la répartition symétrique des lignes de champ magnétique au cours de la rotation du moteur.

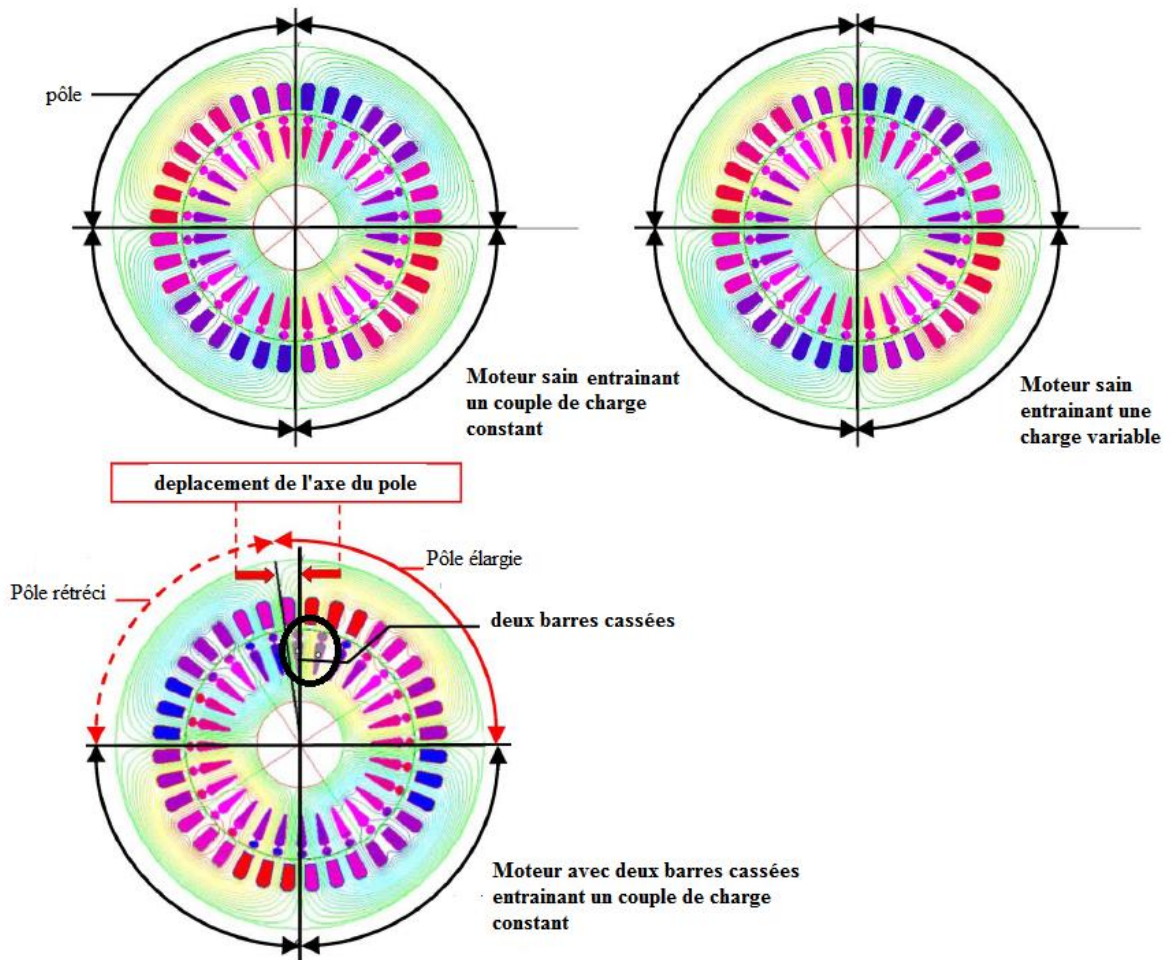


Figure I.13. déformation provoquée au niveau des pôles du champ magnétique d'un moteur si des barres sont cassées

Caban [Cab 11.a, 11.b] a présenté une nouvelle méthode de diagnostic et un instrument électronique portable basés sur la mesure du flux magnétique avec un capteur inductif (search coil) placé autour d'une dent de stator. Cette méthode est capable d'effectuer un diagnostic en ligne des défauts rotoriques, même si le moteur entraîne un couple de charge oscillatoire. En outre, la détection de défaut est possible si le moteur est raccordé directement au réseau ou à un onduleur, et dans ce dernier cas, en boucle ouvert ou en boucle fermé.

Malgré tous ces avantages, la nécessité d'installer une bobine autour d'une dent de stator peut être considérée comme un inconvénient.

IV.3.7 Fluctuation angulaire de signal analytique

Cette méthode est basée sur l'analyse spectrale de la fluctuation angulaire de signal analytique (analytical signal angular fluctuation) [Gok 13, 15]. Le signal analytique du courant statorique est donné par :

$$\bar{i}_a(t) = i_a(t) + jHT(i_a(t)) \quad (\text{I. 2})$$

Où $HT(i_a(t))$ désigne la transformée de Hilbert de $i_a(t)$. Les principales étapes de la procédure de diagnostic de cette méthode sont résumées dans la figure I.14.

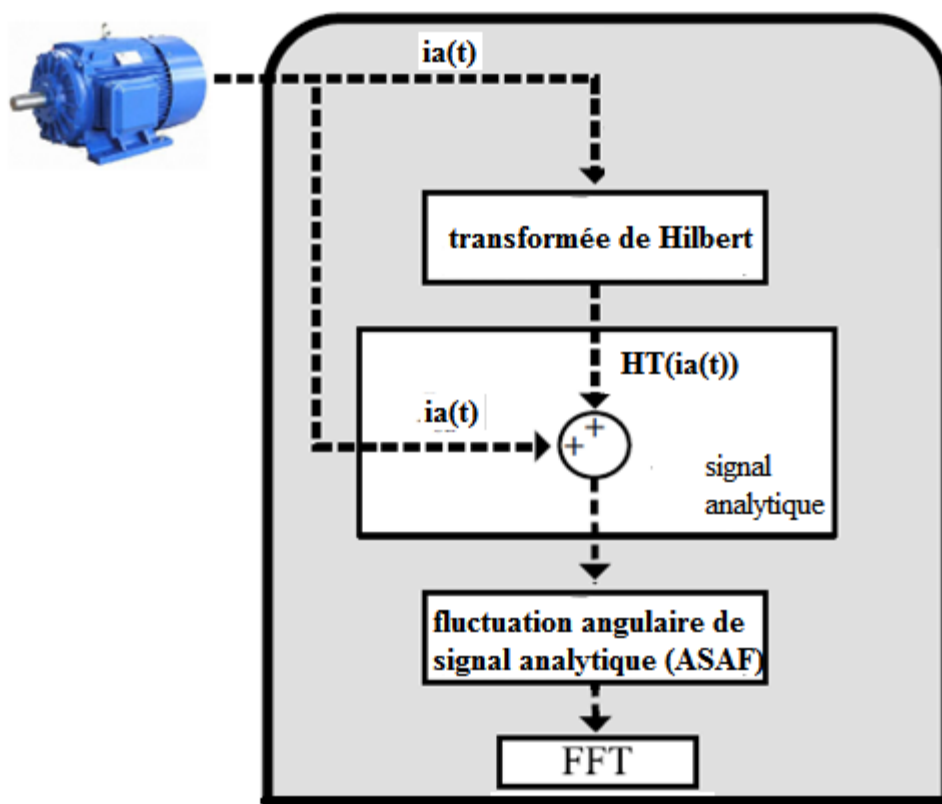


Figure I.14. Les principales étapes de la procédure de diagnostic par l'analyse spectrale de la fluctuation angulaire de signal analytique

Les résultats de simulation et expérimentaux ont démontré que l'effet d'une variation de la charge apparaît uniquement à f_0 dans le spectre de ASAF, tandis qu'un défaut rotorique apparaît à la fois au $2gf_s$ et $(1-g)2f_s$. Ainsi, en utilisant ces deux composantes, la source du défaut peut être spécifiée. L'avantage de cette méthode est qu'elle n'exige qu'un seul courant

de phase. Tandis que l'utilisation de cette méthode pour distinguer le défaut d'excentricité de la variation de la charge n'est pas encore démontrée.

V Traitement du signal

La théorie de traitement du signal permet d'effectuer une description (une modélisation) et une analyse des signaux et des systèmes. Le but du traitement du signal est d'extraire le maximum des informations utiles sur un signal perturbé par le bruit.

V.1 Série de Fourier

L'élément fondamental de l'analyse de Fourier est constitué par le fait qu'un signal périodique peut être décomposé en une somme infinie d'ondes sinusoïdales (de signaux sinusoïdaux) appelées les harmoniques du signal. Considérons un signal périodique $x(t)$ de période $T = 1/f_x$. Son développement en série de Fourier $R(t)$ est alors le suivant:

$$R(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{K=1}^{\infty} a_K \cos(2\pi K f_x t) + \sum_{K=1}^{\infty} b_K \sin(2\pi K f_x t) \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$f_x = 1/T$: fréquence fondamentale du signal;

$a_0/2$: valeur moyenne ou composante continue;

a_k, b_k : coefficients de Fourier du développement en cosinus et sinus;

K : varie de 1 à l'infinie. Les coefficients de Fourier a_k et b_k se calculent comme suit:

$$a_K = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) \cos(2\pi K f_x t) \quad (\text{I.4})$$

$$b_K = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) \sin(2\pi K f_x t) \quad (\text{I.5})$$

V.2 Transformée de Fourier discrète

La transformée de Fourier réalisée sur un signal échantillonné s'appelle transformée de Fourier discrète TFD. On appelle TFD d'une suite de N_e termes $x(0), x(1), \dots, x(N_e-1)$, la suite de N_e terme $X(0), X(1), \dots, X(N_e-1)$ définie par la formule suivante:

$$X_n = \sum_{K=0}^{N_e-1} x(K \cdot \Delta t) \exp(-jn 2\pi K \Delta t / T) \quad (\text{I.6})$$

Avec :

N_e : nombre total d'échantillons, k : numéro de l'échantillon, n : numéro de la ligne spectrale.

En admettant que les N_e échantillons sont pris sur une période T du signal, soit : $N_e \times \Delta t = T$, on obtient:

$$X_n = \sum_{K=0}^{Ne-1} x(K) \exp(-j2\pi K / Ne) \quad (\text{I. 7})$$

V.3 La transformée de Fourier rapide

La transformée de Fourier rapide TFR ou FFT (Fast Fourier Transform) est simplement un algorithme permettant de réduire le nombre d'opérations, en particulier le nombre de multiplications, pour calculer la TFD. Ce temps de calcul est en effet primordial pour réaliser des systèmes numériques en « temps réel ».

V.4 Théorème de Shannon

Un signal $x(t)$ peut être représenté de manière univoque par une suite de valeurs échantillonnées si la fréquence d'échantillonnage f_e est au moins deux fois plus élevée que la plus grande des fréquences contenues dans le signal (échantillonner un signal sans pertes d'informations).

V.5 Phénomène de repliement de spectre

Dans le cas où la condition du théorème de Shannon n'est pas respectée ($f_e < 2f_{\max}$), il y a donc un phénomène de repliement de spectre.

Soit un signal analogique $x(t) = 4 \times \cos(100 \times 2\pi t)$. La fréquence du signal $x(t)$ est 100Hz; le taux de Nyquist $2f_{\max} = 200\text{Hz}$. On échantillonne à $f_e = 150\text{Hz}$ ($f_e < 2f_{\max}$). Pour un nombre des échantillons N égal à 1500, le Spectre de $x(t)$ est montré à la figure I.15.

Il y a bien une erreur dans le spectre : la fréquence réelle est 100Hz, alors que la fréquence montrée est 50 Hz.

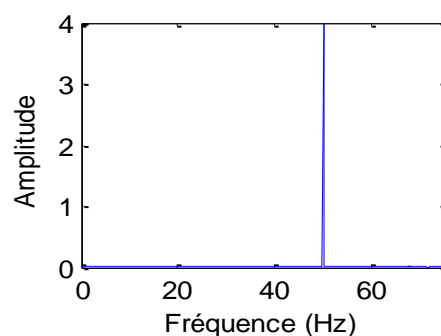


Figure I.15. Spectre du signal $x(t)$

Pour éviter les artéfacts de « repliements de spectre », il est nécessaire d'éliminer les composantes fréquentielles au-delà de $f_e/2$. Cela est réalisé par un filtre (analogique), appelé filtre anticrènelage, possédant en général une coupure raide (d'ordre élevé).

V.6 Fuite spectrale

La fuite spectrale se manifeste lorsque la fréquence de signal f_x n'est pas un multiple de f_e/N . On reprend le signal précédent, sauf qu'on échantillonne à 300Hz (pas d'effet de repliement de spectre) et on prend un nombre des échantillons N égal à 3004 ($f_x \neq K(f_e/N)$ avec K entier \Rightarrow fuites spectrales). Le spectre de $x(t)$ est montré à la figure I.16. Remarquer qu'on obtient un pic d'amplitude 3,3, alors qu'on sait que l'amplitude de signal est 4. Si on n'échantillonne pas un signal pour un nombre entier d'échantillons par période, il y aura une erreur dans les coefficients de la série Fourier discrète calculées. On appelle ce phénomène de la fuite spectrale (leakage).

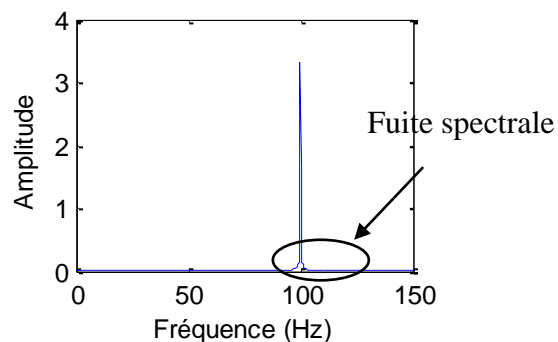


Figure I.16. Spectre du signal échantillonné à 300 Hz avec un nombre des échantillons N égal à 3004

Un tel phénomène provoque une gêne dans l'analyse fréquentielle car d'une part, l'amplitude de la raie est faussée, et d'autre part la fuite de la puissance sur les lignes fréquentielles voisines peut masquer des raies plus petites que nous cherchions à détecter. Ainsi, à cause de ce phénomène nous perdons en précision sur les niveaux de raies et nous perdons en résolution fréquentielle pour discriminer des raies adjacentes. Une façon d'améliorer les pics sans utiliser plus de points est de multiplier le signal par une composante qu'on appelle une fenêtre.

V.7 Fenêtre de Hamming

En termes de spectre, l'effet de la fenêtre de Hamming est de rendre les pics plus grands par rapport au bruit. On peut voir à la figure I.17 le spectre sans la fenêtre de Hamming (I.17.a) et avec celle-ci (I.17.b).

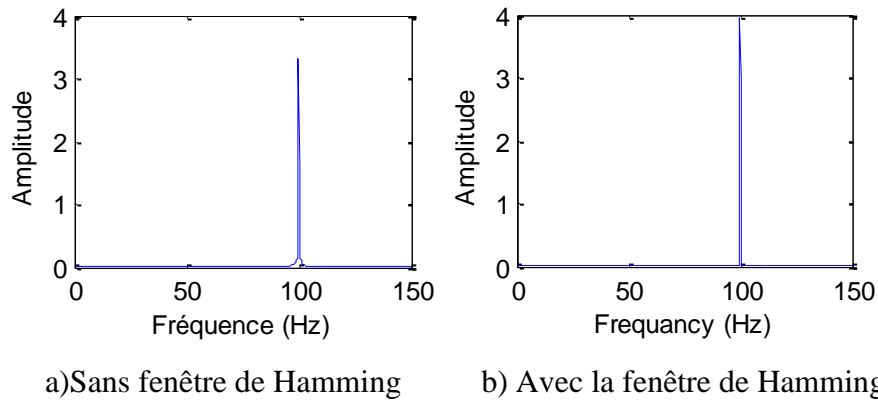


Figure I.17. Effet de la fenêtre de Hamming sur le spectre du signal échantillonné à 300 Hz avec un nombre des échantillons N égal à 3004

Il existe d'autres fenêtres que celle de Hamming : fenêtre de Blackman, fenêtre *flat-top*, fenêtre Bartlett, etc. Celles-ci ont toutes différents avantages et inconvénients: ou bien elles permettent d'avoir un pic plus étroit et des bandes latérales plus larges, ou le pic est plus large mais les bandes latérales sont plus faibles. Le choix d'une fenêtre se fait en fonction de l'application traitée.

VI Conclusion

Ce chapitre est un prétexte à la présentation des notions très importantes en diagnostic, tels que les défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone, leurs causes et leurs signatures. On a présenté aussi les principales méthodes utilisées pour distinguer entre un défaut rotorique et l'effet de couple de charge. Comme nous l'avons mentionné précédemment, notre travail est consacré au diagnostic des défauts rotoriques dans une machine asynchrone en présence de variation de la charge. Pour une étude par simulation numérique, il faut disposer d'un bon modèle décrivant le comportement de la machine à l'état sain et avec défaut. Ceci fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II

Modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée à cage à l'état sain

I. Introduction

A ce jour, les modèles qui décrivent le fonctionnement de la machine asynchrone à cage d'écureuil peuvent être décomposés en deux parties bien distinctes :

- les modèles dits "physiques"
- les modèles dits "comportementaux ou analytiques".

En ce qui concerne les modèles physiques, ce sont les lois régissant l'électromagnétisme qui sont utilisées pour décrire le fonctionnement de la machine asynchrone. Ces modèles sont divers et peuvent varier en complexité et/ou en précision selon la méthode de modélisation utilisée. Nous ne les citerons pas tous mais nous pouvons énoncer les plus populaires dont ceux basés sur:

- la méthode basées sur la théorie du champ électromagnétique;
- la méthode des réseaux de perméance ;
- la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés.

Parmi les méthodes qui sont basées sur la théorie du champ électromagnétique on trouve la méthode des éléments finis. Cette méthode sera notre outil pour élaborer un modèle qui tient compte de la topologie, les dimensions ainsi que la composition de la machine asynchrone.

II. La méthode des éléments finis

Cette méthode est basée sur la résolution numérique des équations de Maxwell. Les informations fournies par ce type de simulation nous apportent la prise en compte de la géométrie de la machine, la saturation des matériaux magnétiques, ainsi que l'effet de peau dans les barres rotoriques, lorsque le problème est correctement posé et que l'on utilise le mode de résolution adéquat (magnétostatique, magnétodynamique, ...). D'autre part, d'un point de vue pratique, il est très facile de faire varier les conditions de fonctionnement de la machine, en modifiant, directement, les paramètres dans le programme du calcul d'où une grande souplesse d'utilisation.

II.1. Equations de maxwell et lois de comportement

Dans les machines électriques, les équations qui régissent le champ électromagnétique sont les équations de Maxwell associées aux relations constitutives du milieu considéré. On les définit comme suit:

- Les relations de couplage électromagnétique:

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J}, \quad (\text{II. 1})$$

$$\text{rot } \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II. 2})$$

- Les relations de la conservation des flux:

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 3})$$

$$\text{div} \vec{D} = \rho$$

- la relation régissant les propriétés des matériaux magnétiques :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II. 4})$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (\text{II. 5})$$

- Les loi d'Ohm généralisée :

$$\vec{J}_t = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} + \sigma (\vec{u} \wedge \vec{B}) + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II. 6})$$

Où :

\vec{H} : Champ magnétique (A/m)

\vec{J}_t : Densité de courant Total (A/m²)

\vec{E} : Champ électrique (V/m)

\vec{B} : Induction magnétique (T)

\vec{D} : Induction électrique (C/m²)

ρ : Densité de charge volumique (C/m³)

\vec{B}_r : Vecteur induction magnétique rémanente.

\vec{J}_s : Densité du courant d'excitation ou de source [A/m²].

$\sigma \vec{E}$: Densité des courants induits par variation du champ électrique [A/m²].

$\sigma (\vec{u} \wedge \vec{B})$: Densité des courants induits par mouvement [A/m²].

$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$: Vecteur densité du courant de déplacement [A/m²].

\vec{u} : Vecteur vitesse [m/s].

σ : Conductivité électrique [S/m].

On a $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$, avec $\varepsilon_0 = \frac{1}{36 * \pi * 10^9}$ [F/m]. Tel que ε_0 est la permittivité absolue du vide et ε_r est la permittivité relative du milieu. On a aussi $\mu = \mu_0 \mu_r$, avec $\mu_0 = 4.\pi.10^{-7}$ [H/m], dans cette relation μ_0 est la perméabilité magnétique absolue du vide et μ_r est la perméabilité relative du milieu.

II.2. Le modèle employé

Les équations de Maxwell décrivent globalement tous les phénomènes électromagnétiques, mais suivant les dispositifs que l'on étudie, certains phénomènes deviennent négligeables. L'étude du comportement des systèmes électromagnétiques dépend des conditions de leur fonctionnement. En effet, plusieurs formulations sont possibles telle que: l'électrostatique, l'électrodynamique, la magnétostatique, la magnétodynamique, etc.

Vu que le moteur asynchrone comporte une dynamique que nous ne pouvons négliger lors de l'étude, alors notre choix s'est porté sur une étude en magnéto-évolutif ; ceci permet de traiter le comportement transitoire et temporel de la machine. Le logiciel utilisé dans cette étude est FLUX 2D de Cedrat. Il permet de réaliser le schéma du circuit magnétique en deux dimensions. Notre choix se porte sur le plan perpendiculaire à l'axe de rotation de la machine et sur lequel se développe le champ électromagnétique.

Le modèle magnéto-évolutif est régi par l'équation suivante [Leb 06 ; Mab 12] :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s + \overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} \quad , \quad \frac{\partial A}{\partial t} = \frac{A_j^* - A_j^0}{\Delta t} \quad (\text{II. 7})$$

\vec{A} : Potentiel vecteur magnétique (Wb/m)

A^0, A^* : Potentiel vecteur magnétique à l'instant (t) et (t+Δt), respectivement.

III. Le principe de la méthode des éléments finis

Le principe fondamental de la méthode des éléments finis réside dans le découpage du domaine d'étude en domaines élémentaires de dimension finie. Sur chaque domaine appelé élément fini, le potentiel vecteur, dans un élément de découpage peut être approchée par des fonctions d'approximations (dites fonctions de formes), dont l'expression varie d'un type à un autre. Ces fonctions d'approximations doivent assurées la continuité du potentiel aux interfaces des éléments. La majorité des formes d'approximations du potentiel dans un élément sont des approximations polynomiales.

Pour un élément triangulaire on a :

$$A_e(x,y)=a+bx+cy$$

Pour les éléments quadrilatéraux on a:

$$A_e(x, y) = a + bx + cy + dxy$$

Les coefficients a , b, c et d peuvent être déterminés par les valeurs de la fonction en des points particuliers appelés nœuds de l'élément (ici les sommets du triangulaire dans la figure II.1). Ainsi, le potentiel est défini à l'intérieur de chaque élément.

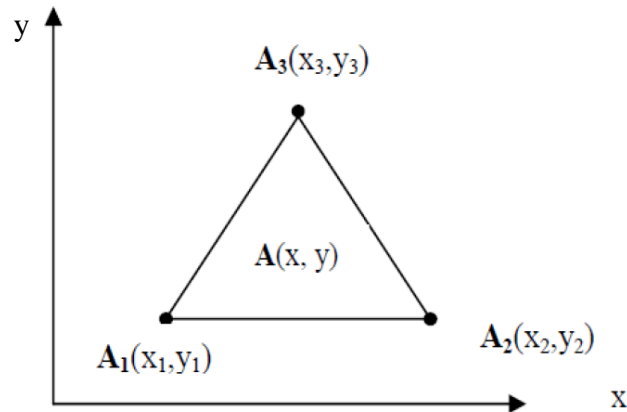


Figure II.1. Fonction d'interpolation d'un élément

Le processus de discrétisation par éléments finis aboutit, alors, à un système algébrique de la forme :

$$[K][A]+[F]=0 \tag{II. 8}$$

Où $[A]$ est un vecteur dont les composantes sont les inconnues du problème et représentent les valeurs nodales du potentiel magnétique ; $[K]$ est une matrice symétrique dont les composantes sont fonction des propriétés magnétiques des matériaux composant le système et indépendantes des sources du champ ; $[F]$ est un vecteur fonction des sources du champ (courants, tensions, aimants).

Ainsi la détermination des valeurs, A_1, A_2, \dots, A_n , que la fonction inconnue $A(x, y)$ prend en chaque nœud de chaque élément de découpage, représente le déroulement des calculs pour arriver à la solution du problème.

IV. Construction du modèle de la machine asynchrone

IV.1. Présentation du logiciel Flux2D

C'est un logiciel de modélisation par éléments finis prenant en compte les phénomènes magnétiques et thermiques et permettant des régimes évolutifs. C'est donc un logiciel parfaitement adapté à nos besoins. Le logiciel permet de calculer et de visualiser les grandeurs

utiles à l'ingénieur, pour des dispositifs bidimensionnels ou à symétrie de révolution comportant des matériaux à caractéristiques linéaires ou non, isotropes ou non. C'est un logiciel complet ayant l'avantage de permettre le couplage avec les équations de circuits ainsi que l'ajout d'une région surfacique particulière dite " bande de roulement " pour l'étude des machines tournantes avec différentes positions du rotor, sans avoir à modifier la géométrie et le maillage. La bande de roulement située au niveau de l'entrefer est représentée dans la figure II.2.

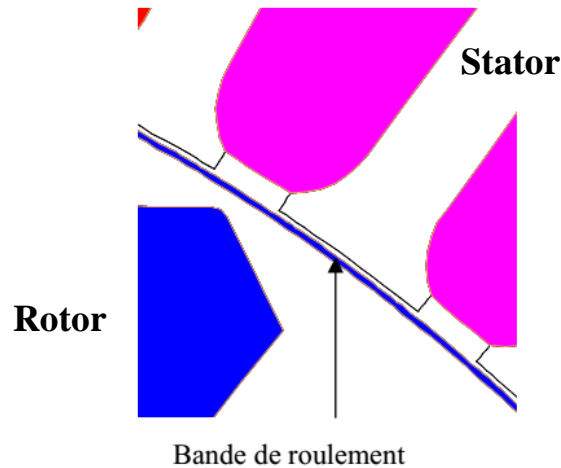


Figure II.2. Bande de roulement

La résolution d'un problème fait appel à des modules spécialisés:

- **Module Construction:**

Il contient trois fonctions:

-(**geometry & physics**) : permet de définir la géométrie et le maillage du dispositif à étudier, de déterminer le type du problème (magnétostatique, magnétodynamique ou transitoire) et associer des matériaux et des propriétés (magnétiques et électriques) à chaque élément de la géométrie.

-(**Circuit**): définit le schéma et les données du circuit électrique.

-(**Materials database**): permet de choisir et de construire une banque de matériaux.

Ce module assure aussi le couplage entre le circuit magnétique et le circuit électrique d'alimentation.

- **Module Solving Process:**

Constitué principalement d'un module de résolution 2D (**Direct**) des différents modèles usuels de l'électromagnétisme et des problèmes thermiques.

• **Module Analysis:**

Permet, entre autres, de tracer les équipotentielles ou les lignes de flux, le maillage, la géométrie et les courbes 2D ou 1D selon un chemin prédéfini. Il permet aussi de calculer des grandeurs globales telles que le couple ou la force appliqués à un contour fermé, les inductions, les flux, les inductances, etc.

L'enchaînement de ces modules de Flux 2D est schématisé par la figure suivante.

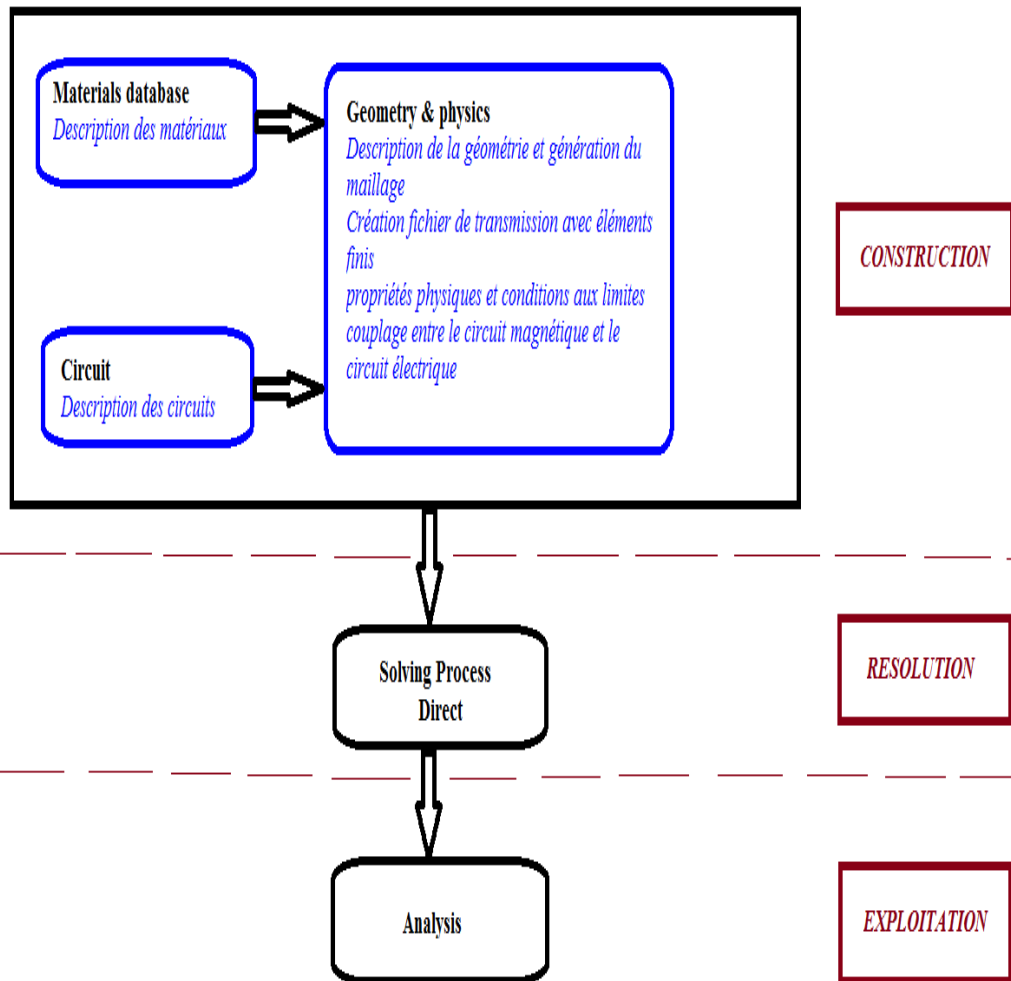


Figure II.3. L'enchaînement des sous-programmes de Flux 2D

IV.2. Procédure de construction du modèle par Flux2d

Les caractéristiques de la machine asynchrone étudiée ainsi que les dimensions des encoches statoriques et des encoches rotoriques sont données dans le tableau II.1 et la figure II.4 respectivement.

Tableau II.1. Les caractéristiques de la machine

Paramètres		Valeurs
MACHINE	Puissance	4 kW
	Tension	380 V
	Fréquence	50Hz
	Vitesse nominale	1425tr/min
	Nombre de paires de pôles	2
	Longueur du paquet de tôles	146 mm
	Moment d'inertie	0.0131 kg.m ²
	Charge nominale	26 N.m
STATOR	Nombre d'encoches	48
	Nombre de spires par phase	352
	Connexion	Y
	Diamètre extérieur	147mm
	Diamètre intérieur	91 mm
	Résistance par phase	1.8 Ω
ROTOR	Nombre d'encoches	28
	Diamètre extérieur	90.5 mm
	Diamètre intérieur	28 mm
ENTREFER	Epaisseur	0.5 mm

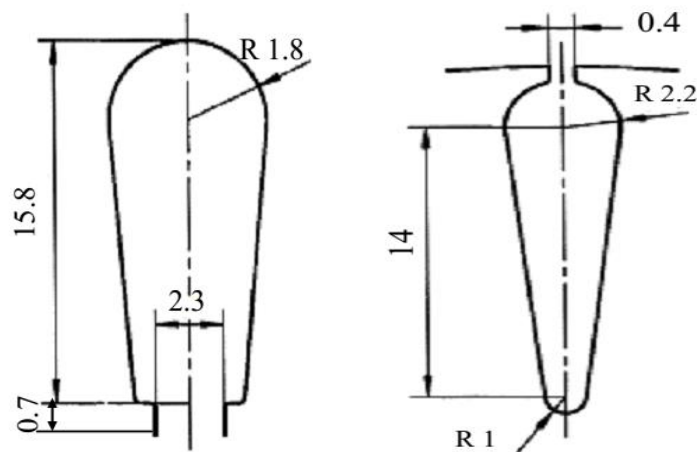


Figure II.4. Les dimensions (en mm) a)Encoche statorique b) Encoche rotorique

La figure II.5 illustre la répartition du bobinage dans les encoches statoriques.

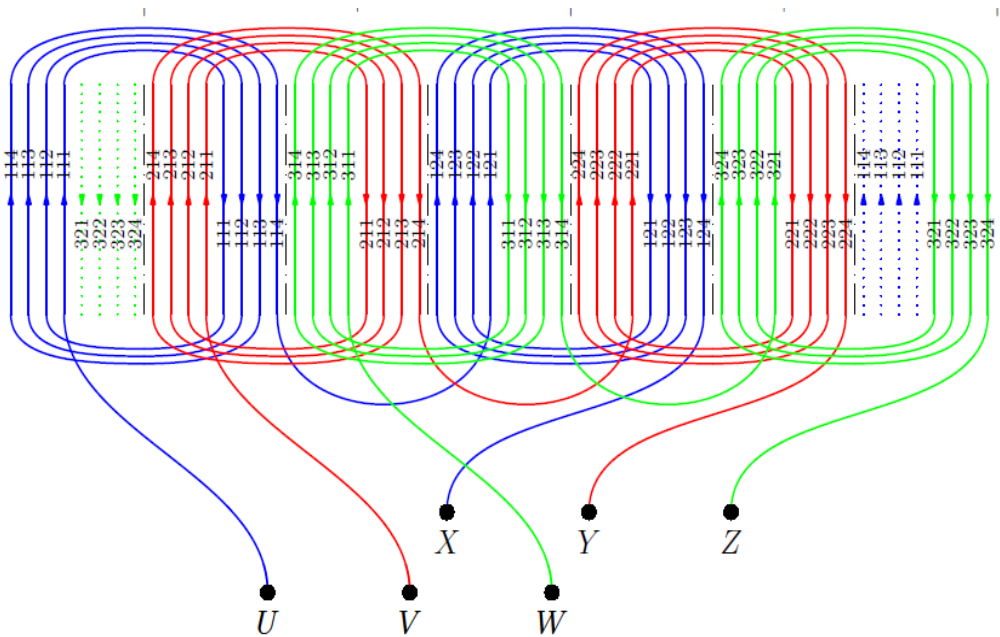


Figure II.5. Bobinage statorique

Pratiquement, il suffit pour une machine saine de considérer un seul pôle grâce à la symétrie électrique et magnétique de la machine par rapport à son axe de rotation, mais ce n'est pas le cas pour une machine avec défaut où elle perd sa symétrie. Il faut donc réaliser la géométrie complète de la machine pour étudier son comportement avec défaut.

FLUX 2D propose une gamme complète d'outils pour la conception, l'analyse et l'optimisation des moteurs. Grâce aux boîtes de dialogues séquentielles, l'environnement métier moteur est une solution rapide pour la construction de la géométrie des moteurs (Figure II.6).

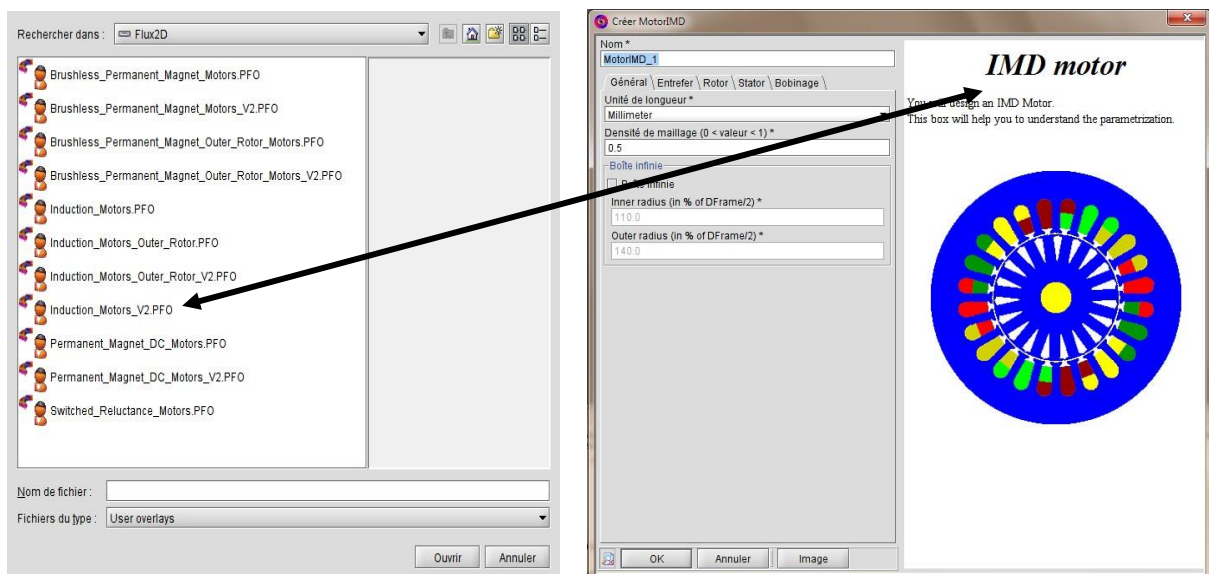


Figure II.6. Environnement métier moteur du logiciel FLUX 2D

La figure II.7 présente le maillage de la machine étudiée.

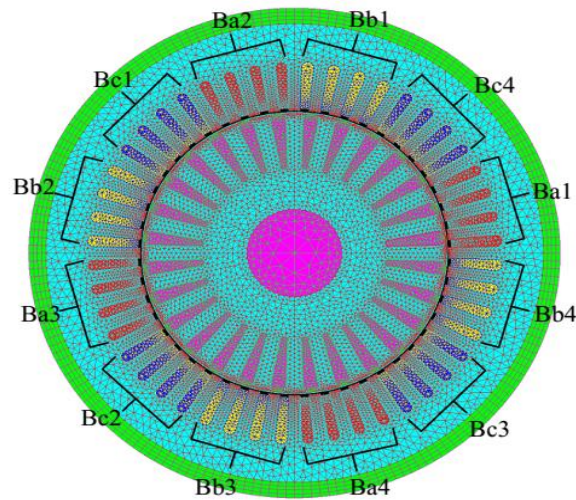


Figure II.7. Le maillage de la machine

IV.3. Création des matériaux

Pour notre modèle, on utilise quatre types de matériaux : IRON (défini comme un matériau ferromagnétique non linéaire), l'Aluminium, l'acier, le cuivre et l'air.

La cage d'écurcule est faite en aluminium de résistivité $0.027 \cdot 10^{-6} \Omega.m$. Il n'est pas nécessaire d'ajouter d'autres propriétés (propriétés thermiques par exemple) parce qu'ils ne sont pas prises en compte pour l'analyse magnétodynamique.

L'arbre du rotor est fait d'acier magnétique de résistivité $0.2 \cdot 10^{-6} \Omega.m$, la saturation 1.8 T et la perméabilité relative initiale de 1800.

Les noyaux magnétiques non linéaires sont caractérisés par la saturation à 2 T, la perméabilité magnétique relative initiale est de 4000 et le coefficient de courbure est de 0.3 (Figure II.8).

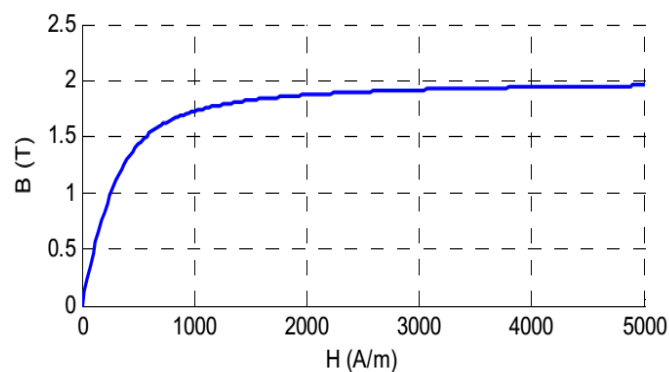


Figure II.8. La courbe d'aimantation B (H) du matériau ferromagnétique

IV.4. Le circuit électrique

Pour bien représenter le circuit électrique de la machine, il faut prendre en compte les effets d'extrémités (inductance, résistance de tête de bobine et d'anneau de court circuit).

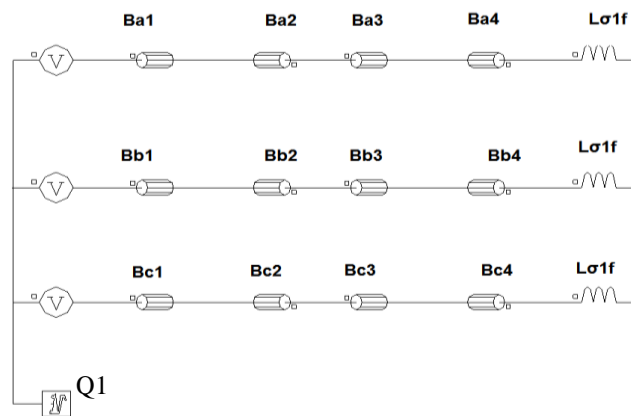


Figure II.9. Le circuit électrique équivalent.

Le Bloc Q1 (Figure II.9) est un macro-circuit (un dispositif du logiciel Flux 2D) utilisé pour modéliser la cage d'écurueil de la machine, c'est un circuit fermé contenant des barres rotoriques, des résistances et des inductances de fuite correspondant aux régions d'inter-barre d'anneaux de court-circuit (arcs entre deux barres adjacentes)(Figure II.10).

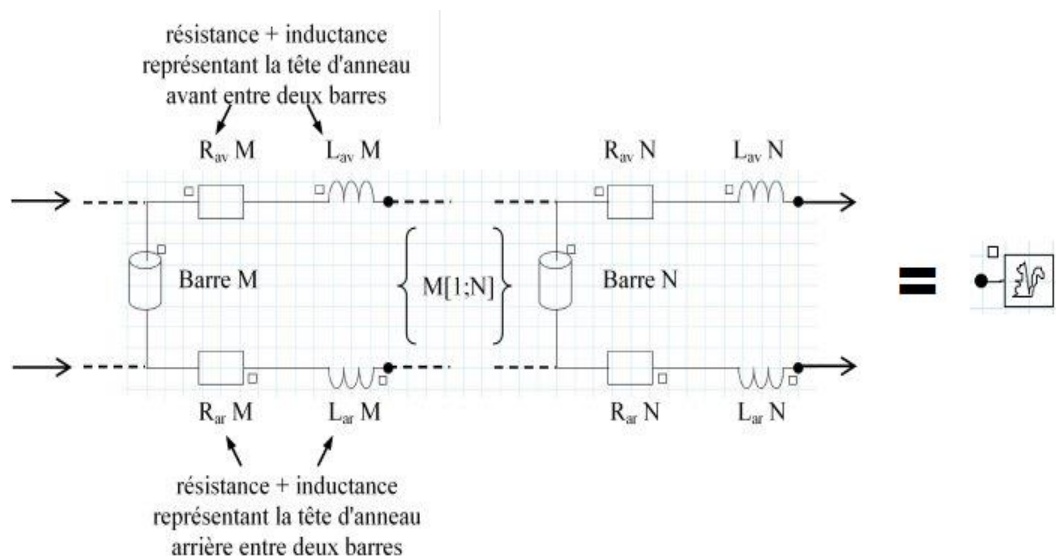


Figure II.10. Circuit équivalent de la cage rotorique

IV.5. Les propriétés physiques et régions

Le problème étant défini par une application magnétique de 2D en magnétodynamique, auquel, le circuit électrique et les matériaux créés précédemment sont importés. Les valeurs des résistances, des inductances, et des tensions d'alimentation, sont définies également ici.

La prise en considération de mouvement (soit rotation ou translation) nécessite l'existence des ensembles mécaniques, ces derniers sont de trois types :

Fixé : définit les parties fixes du modèle.

En mouvement : définit les parties du modèle qui sont en mouvement.

Compressible : définit les régions entre les parties fixes et celles en mouvement.

Dans notre modèle, les trois types existent, le stator présente la partie fixe, le rotor est en mouvement (rotation suivant un axe parallèle à Oz) et l'entrefer est compressible.

Le couplage entre la géométrie du modèle et le circuit électrique est effectué par la création des régions surfaciques, chacune de ces régions est définie par son nom, son type, matériel, l'élément électrique correspondant dans le circuit, le sens du courant et l'ensemble mécanique. Les régions sont associées aux surfaces de la géométrie par la commande (**assign regions to faces**).

V. Résultats de simulation

Pour la résolution magnétique transitoire de notre modèle, l'obtention d'un fonctionnement en régime permanent de la machine passe par un fonctionnement en régime transitoire, cet état est atteint après juste environ 0.2 s. La simulation a été faite selon les paramètres suivants :

- La fréquence d'échantillonnage : $f_e = 10000 Hz$;
- Le temps d'acquisition : $T_a = 3.5 \text{ sec}$;
- Le nombre des échantillons : $N_e = \frac{T_a}{T_e} = f_e T_a = 10000 \times 3.5 = 35000$ échantillons ;

$$\text{La résolution fréquentielle : } \Delta f = \frac{f_e}{N_e} = \frac{10000}{35000} = 0.28 Hz .$$

Le choix d'intervalle du temps est dicté par un certain nombre de contraintes liés au temps de calcul, à la capacité de stockage et de mémoire. A titre d'illustration la limite temps de 3.8 s nécessite environ 4 jours de calcul avec un micro-ordinateur de CORE-i5 et 8 Giga de RAM. Le stockage en externe de fichier solution d'un seul modèle pour ce temps avoisine les 100 Giga. Au regard de toutes ces considérations, un intervalle du temps compris entre 0.3 s et 3.8 s sera utilisé pour une application optimale de la technique d'analyse spectrale FFT.

Les figures II. 11, II. 12, II.13 et II. 14 montrent l'évolution de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, courants de phases et du courant dans la première barre rotorique, lors d'un démarrage sous une tension nominale du moteur et en entraînant un couple résistant constant de 17 N.m (65 % de charge nominale).

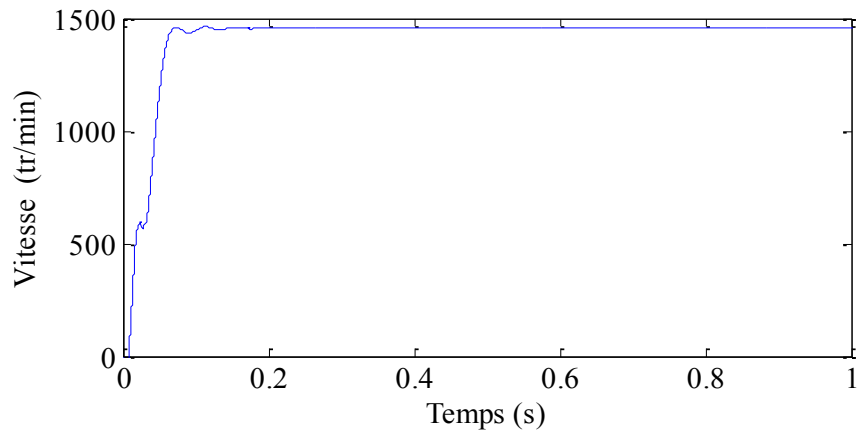


Figure II.11. Vitesse de rotation du moteur asynchrone à l'état sain entrainant un couple de charge constant de 65 % de charge nominale.

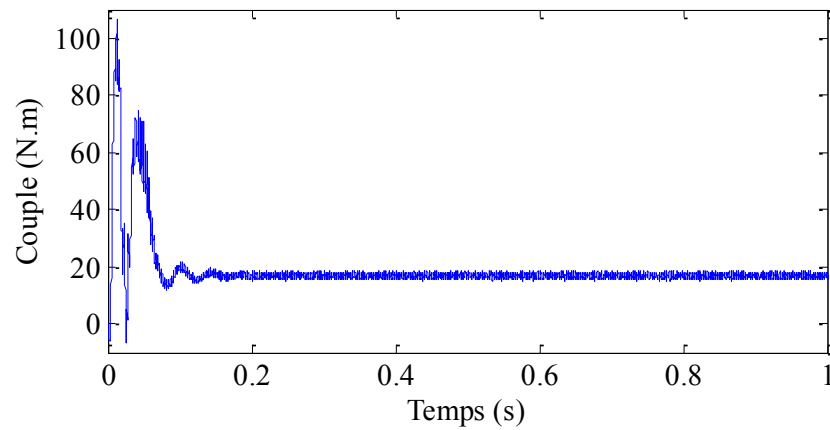


Figure II.12. Couple électromagnétique du moteur asynchrone à l'état sain entrainant un couple de charge constant de 65 % de charge nominale.

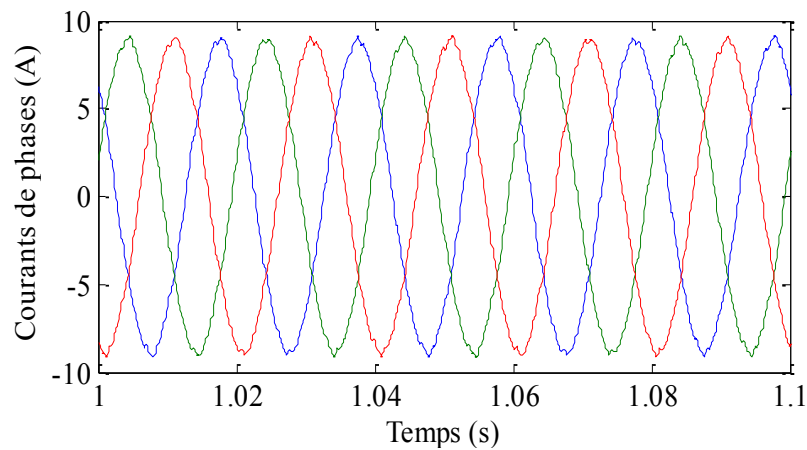


Figure II.13. Formes d'onde des courants de phases de la machine saine entrainant un couple de charge constant de 65 % de charge nominale.

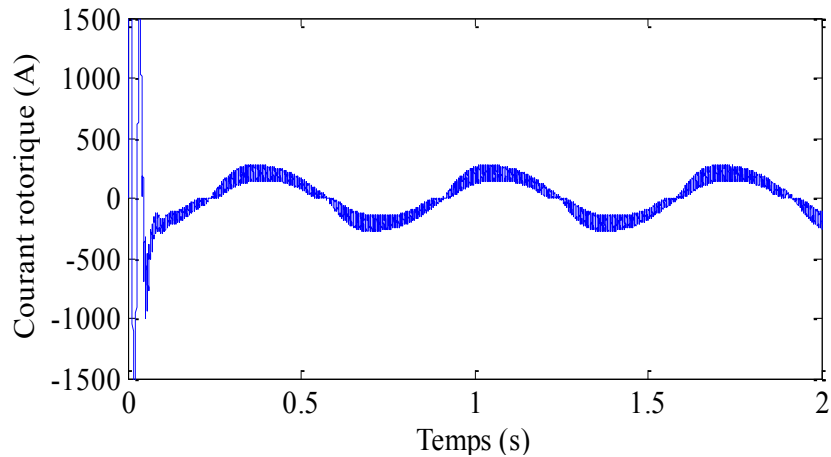


Figure II.14. Courant dans une barre rotorique du moteur asynchrone à l'état sain entraînant un couple de charge constant de 65 % de charge nominale.

La figure II.15 représente les valeurs efficaces des courants dans les barres rotoriques à l'état sain.

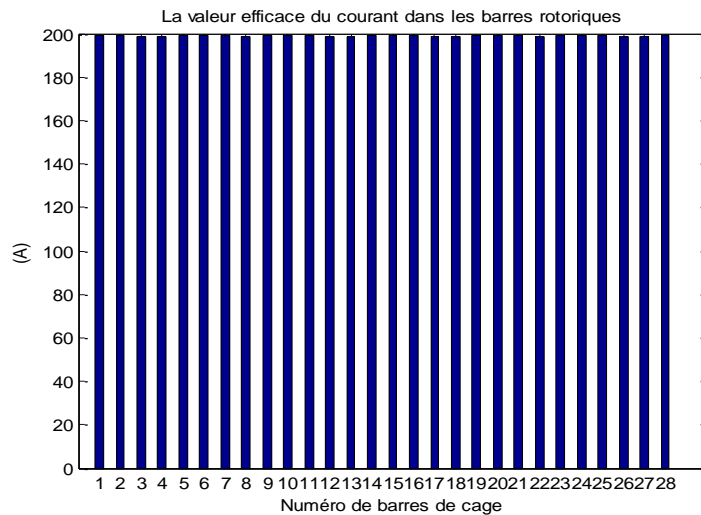


Figure II.15. Valeurs efficace des courants dans les barres rotoriques, pour un moteur à l'état sain entraînant un couple de charge constant de 65 % de charge nominale.

Les figures III. 16 et III. 17 représentent les spectres du courant statorique de la phase a. Il est clair que le spectre ne contient aucune composante spectrale représentative des défauts rotorique. On peut constater que, pendant le fonctionnement sain, les courants statoriques du moteur asynchrone à cage comportent une série d'harmoniques d'encoches rotoriques (RSH) de fréquence:

$$f_{RSH} = \left| \left(\lambda \pm \frac{N_b}{p} (1-g) \right) f_s \right| \quad (\text{II. 9})$$

$$f_r = \frac{(1-g)}{p} f_s \quad (\text{II. 10})$$

$$f_{RSH} = |\lambda f_s \pm N_b f_r| \quad (\text{II. 11})$$

Pour $\lambda = 1$, on obtient les harmoniques de premier ordre, appelés: les harmoniques principaux d'encoches rotoriques (Principal Slot Harmonics, PSHs) symbolisés dans cette étude comme suit:

a. L-PSH: le premier harmonique principal ou l'harmonique inférieur (Lower Principal Slot Harmonic), qui est localisé à la fréquence 629 Hz. Le L-PSH ne se révèle dans le spectre du courant statorique, que si la formule suivante est satisfaite [Jok 13]:

$$N_b = (6n + 2)p, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{II. 12})$$

b. U-PSH: le deuxième harmonique principal ou l'harmonique supérieur (Upper Principal Slot Harmonic), qui est localisé à la fréquence 729 Hz. Le U-PSH ne se révèle dans le spectre du courant statorique, que si la formule suivante est satisfaite [Jok 13]:

$$N_b = (6n - 2)p, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{II. 13})$$

Prenons le cas de notre machine qui possède 28 encoches rotoriques et 2 paires de pôles, la formule II.13 n'est pas satisfaisante, le U_PSHs n'est pas observé dans le spectre du courant statorique (figures II.17).

On peut constater aussi, une série des harmoniques de la force magnétomotrice, ce résultat est dû au courant qui traverse le bobinage statorique et donc c'est une conséquence de la nature discrète des enroulements statoriques. Les composantes fréquentielles de la fmm sont donnés par la formule [Hal 15]:

$$(6K \pm 1)f_s \quad \text{Avec } (k = 1, 2, \dots) \quad (\text{I. 14})$$

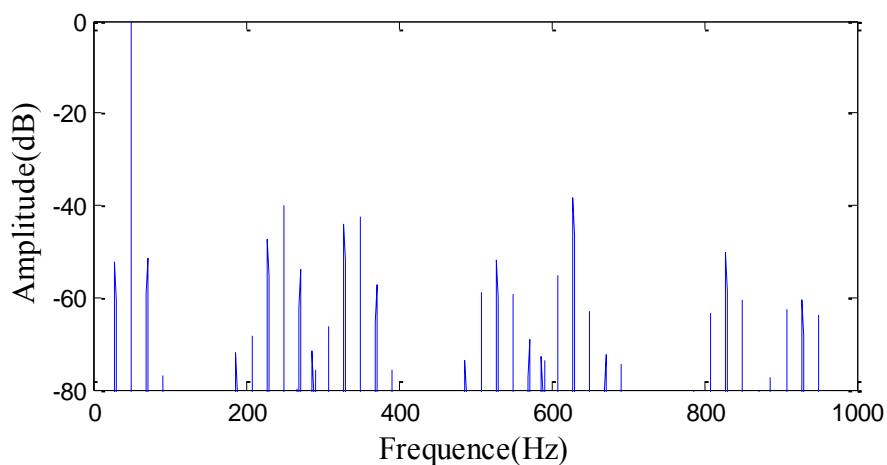


Figure II.16. Spectre du courant statorique d'un moteur asynchrone à l'état sain entrainant un couple de charge constant de 65 % de charge nominale ($g=0.03$)

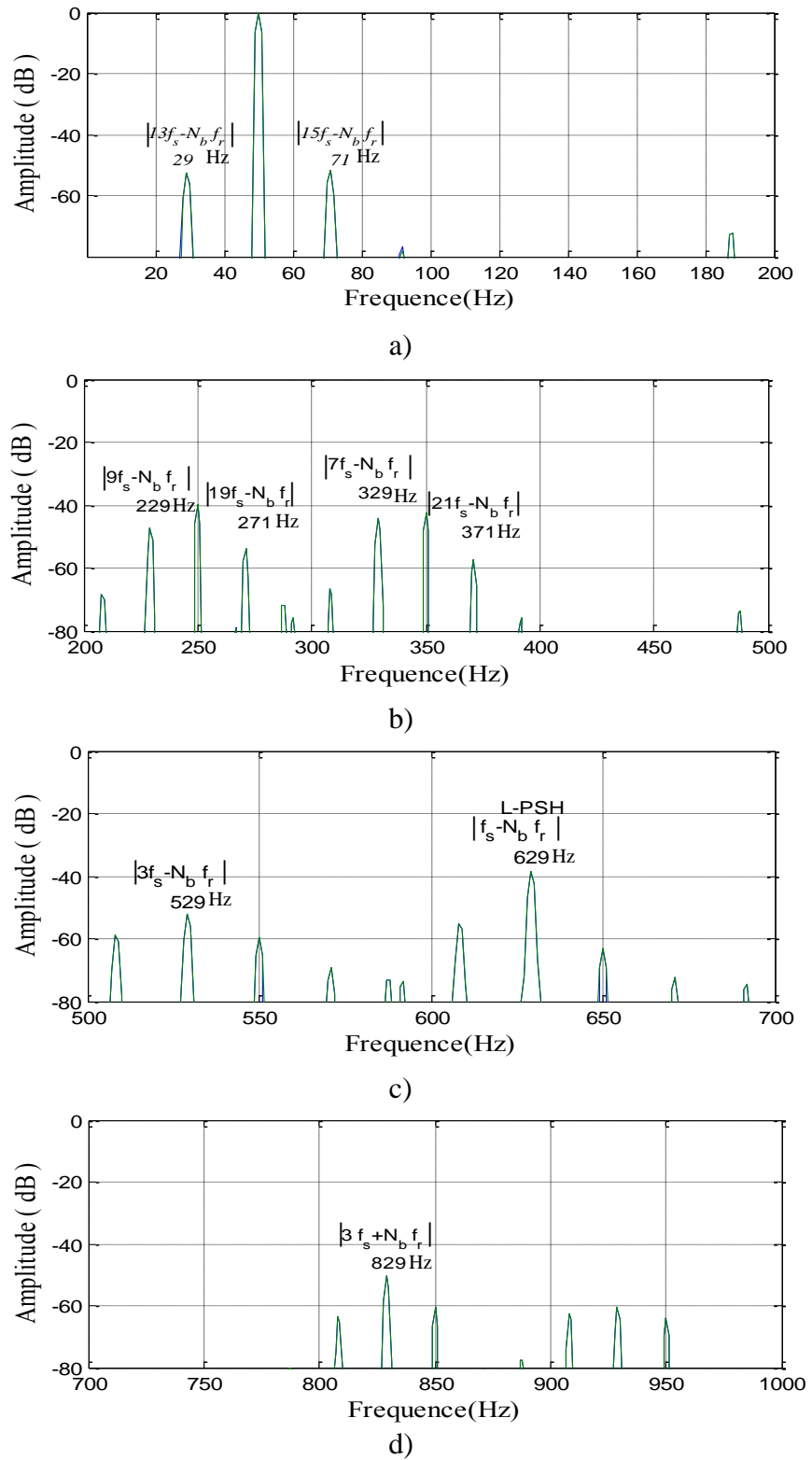


Figure II.17. Spectre du courant statorique d'un moteur asynchrone à l'état sain ($g=0.03$)
 a) bande fréquentielle visualisée [0:200] b) bande fréquentielle visualisée [200:500] c)
 bande fréquentielle visualisée [500:700] d) bande fréquentielle visualisée [700:1000]

Le tableau II.1 resserre l'ensemble des harmoniques apparus dans le spectre du courant statorique entre 0 Hz et 1000 Hz.

Tableau II.1. Ensemble des harmoniques apparus dans le spectre du courant [0 Hz:1000 Hz]

Harmoniques d'encoches rotoriques RSHs		Harmoniques de la fmm	
$f_{RSH} = \lambda f_s \pm N_b f_r $	Fréquence (Hz)	$(6K \pm 1)f_s$	Fréquence (Hz)
$ f_s - N_b f_r $	629	$(6(1) - 1)f_s$	250
$ f_s + N_b f_r $	729	$(6(1) + 1)f_s$	350
$ 3f_s - N_b f_r $	529	$(6(2) - 1)f_s$	550
$ 3f_s + N_b f_r $	829	$(6(2) + 1)f_s$	650
$ 5f_s + N_b f_r $	929	$(6(3) - 1)f_s$	850
$ 7f_s - N_b f_r $	329	$(6(3) + 1)f_s$	950
$ 9f_s - N_b f_r $	229		
$ 13f_s - N_b f_r $	29		
$ 15f_s - N_b f_r $	71		
$ 17f_s - N_b f_r $	271		
$ 21f_s - N_b f_r $	371		

La figure II. 18 présente la répartition des lignes équiflux (30 lignes) dans le circuit magnétique pour une machine saine. Nous remarquons bien la présence de deux paires de pôles. La distribution des lignes est quasi symétrique par rapport aux axes des pôles. Les lignes de flux entre le stator et le rotor sont légèrement déviées dans le sens de rotation du rotor. La répartition de l'induction (Figure II. 19) est, elle aussi, quasi-symétrique.

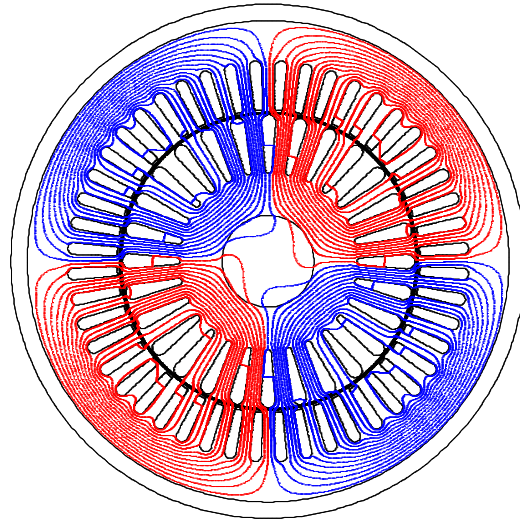


Figure II.18. Répartition des lignes équiflux

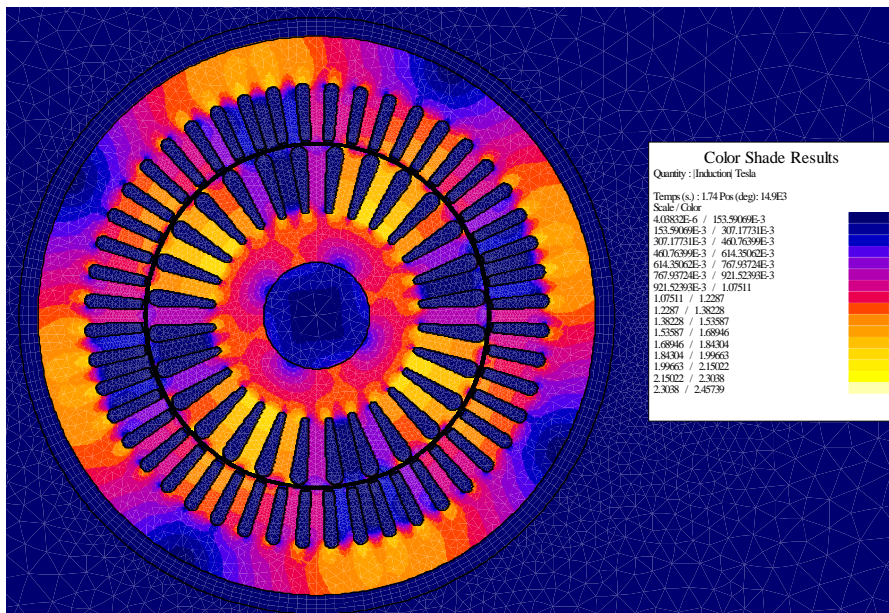


Figure II.19. Répartition de l'induction dans le circuit magnétique

La figure II.20 représente l'induction relevée d'un contour tracé dans l'entrefer de la machine saine. La machine saine présente une induction symétrique sous les différents pôles de la machine, il y a évidemment une perturbation à cause de la denture.

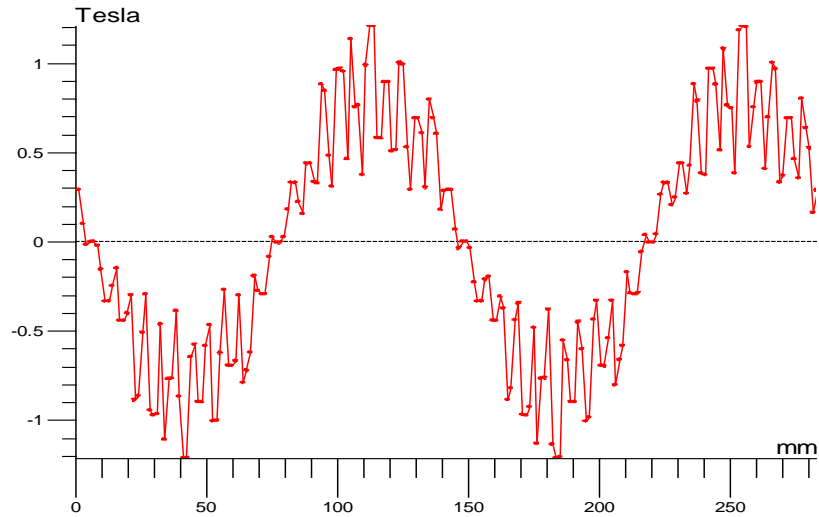


Figure II.20. Induction magnétique dans l'entrefer

VI. Conclusion

La mise au point d'une procédure de diagnostic, à base de modèles analytiques pour les machines asynchrones, nécessite la synthèse d'un modèle décrivant le comportement de la machine non pas d'une façon moyenne, comme pour la commande, mais d'une façon plus exacte et plus fine en intégrant certains paramètres de la machine.

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle numérique de la machine asynchrone, basé sur la méthode des éléments finis. On a commencé par la représentation de la méthode de calcul de champ par les éléments finis en citant les équations qui régissent le champ électromagnétique dans les machines électriques qui sont les équations de Maxwell. Par la suite, on est passé à la description de principe de calcul et du logiciel utilisé. Les résultats de simulation à l'état sain ont bien montré l'exactitude et les performances du modèle adopté.

Chapitre III

Modélisation de cassure de barres et de la charge variable par la méthode des éléments finis

I Introduction

Malgré le fait que la machine asynchrone à cage soit réputée pour être la plus robuste des machines électriques, un certain nombre de contraintes de différentes natures (thermiques, électriques, mécaniques et d'environnement) peuvent affecter la durée de vie de celle-ci en faisant apparaître des pannes dans le stator ou le rotor. Ces défauts peuvent être détectés par la présence des composantes spectrales additionnelles ou l'augmentation en amplitude des composantes spectrales déjà existantes dans le spectre de signaux analysés. Néanmoins, dans plusieurs applications industrielles, comme dans les cimenteries, le moteur est soumis à des variations du couple de charge. Il sera démontré dans ce chapitre que, si les fréquences de variation du couple de charge sont semblables aux fréquences des défauts réels, les mêmes composantes spectrales dues aux défauts réels peuvent apparaître dans le spectre des signaux analysés même lorsque le moteur est dans un état sain. Dans ce chapitre, les défauts rotoriques et l'effet de variation de la charge seront simulés et analysés en utilisant la méthode des éléments finis pas à pas dans le temps.

II Modélisation de cassure de barres dans le modèle éléments finis de la machine asynchrone

II.1 Effets de cassure de barre sur le courant statorique

Dans les conditions normales de fonctionnement (Figure III.1.a), le système d'alimentation triphasé crée un champ tournant direct dans l'entrefer. Ce champ tournant, direct, induit un courant dans les barres rotoriques d'une fréquence proportionnelle au glissement du rotor. Les barres rotoriques génèrent alors un champ tournant résultant direct. Pour un moteur symétrique (état sain), il n'y aura pas de champ tournant résultant inverse. Si la machine présente une défaillance au rotor, une dissymétrie apparaît (Figure III.1.b). Dans ce cas, il se crée en plus du champ rotorique directe, un champ inverse qui tourne à la vitesse $-g\Omega_s$, créée par le déséquilibre des courants dans les barres. Cela est dû au fait que les courants rotoriques peuvent être associés à un système directe du courant et à un autre système inverse.

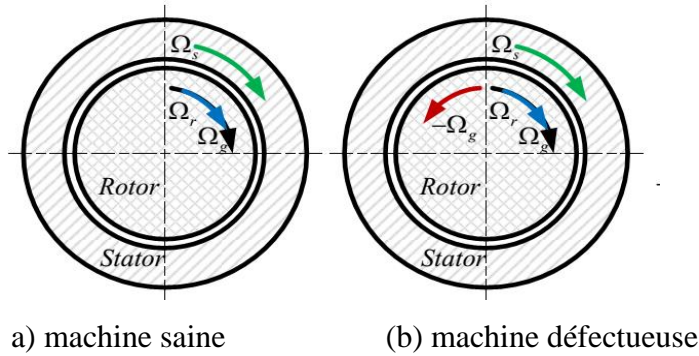


Figure III.1. Schéma de fonctionnement pour une machine saine et défectueuse

Le champ inverse qui tourne à la vitesse $-g\Omega_s$ induit au stator des forces électromotrices de fréquences $(1 - 2g)f_s$ et par conséquent l'apparition de courants statoriques comportant cette composante. Comme décrit dans [Fil 98.b], l'harmonique $(1-2g)f_s$ va générer un couple oscillatoire car il y aura interaction entre ce courant et le flux fondamental créé par l'alimentation statorique. Ce couple additionnel issu du produit du flux par le courant est proportionnel à l'amplitude du courant et de la fréquence $(1-2g)f_s$. La fréquence d'oscillation sera donc $2gf_s$ et engendrera une oscillation de vitesse à cette fréquence. Cette oscillation de vitesse peut réduire l'amplitude de l'harmonique $(1-2g)f_s$, mais fait apparaître une composante latérale supérieure $(1+2g)f_s$. Cette bande latérale supérieure produit deux champs tournants au $\pm 3gf_s$ (figure III. 2). Et ainsi de suite, les signatures qu'engendrent un défaut rotorique sur le courant statorique peuvent être indiquées par:

$$f_b = (1 \pm 2kg)f_s \tag{III. 1}$$

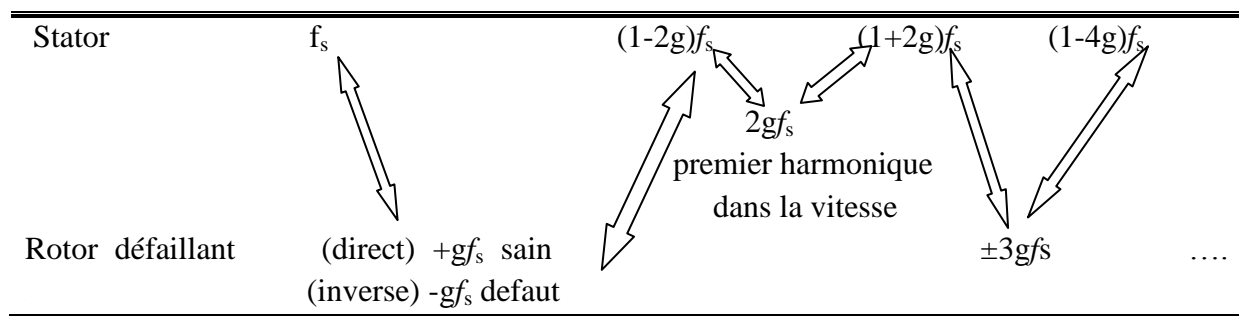


Figure III.2. Les différentes fréquences

II.2 Prise en compte du défaut rotorique dans le model Flux 2D

Il est assez difficile de décrire exactement la succession des phénomènes physiques entrant en jeu lors d'une rupture des barres. On peut modéliser la cassure d'une barre par l'annulation du courant qui traverse cette barre. Il y a différentes approches pour modéliser la cassure de barres. Dans la première approche, on change seulement la résistance (résistivité) de barre de

rotor à une valeur élevée sans modifier le circuit de rotor et les propriétés matérielles. Ceci forcera un écoulement à faible intensité dans la barre cassée du rotor. Le tableau III.1 représente les propriétés matérielles pour une barre saine et une barre cassée.

Dans la deuxième approche, qui sera utilisée dans notre travail, on élimine l'élément qui représente la barre cassée dans le circuit de rotor (bloc Q1). Ceci exige également de modifier les propriétés matérielles pour la barre cassée de l'aluminium à l'air.

Tableau III.1. propriétés matérielles pour une barre saine et une barre cassée

	barre saine	barre cassée
perméabilité relative -isotrope-	1	1
Résistivité isotrope	2.72 E-08	2.78 E-02

II.3 Résultats de simulation

Une analyse spectrale du courant statorique dans le cas d'une machine asynchrone qui entraîne un couple de charge constant égale à 17 N.m est montré dans la figure III.3. On remarque bien qu'une barre cassée fait apparaître les composantes latérales autour du fondamental à 47Hz et à 53 Hz correspondantes à $(1 \pm 2g)f_s$.

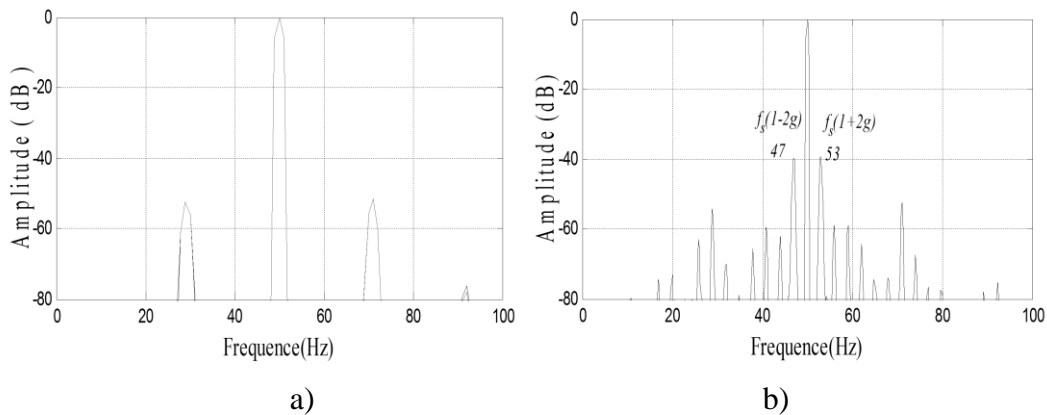


Figure III.3. Analyse spectrale du courant statorique d'une machine asynchrone pour un couple de charge constant de 65 % de charge nominale ($g=0.03$)
a) rotor sain b) rotor avec une barre cassée

La figure III.4, représente les valeurs efficaces des courants dans les barres rotoriques avec une rupture de la barre 1. On constate que la présence d'une barre cassée, provoque une surintensité dans les barres voisines.

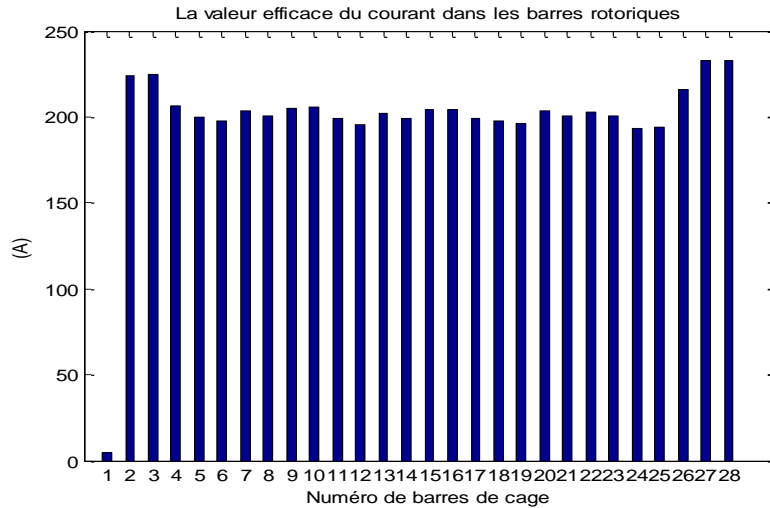


Figure III.4. Valeurs efficaces des courants dans les barres rotoriques pour un moteur avec une barres cassées

La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations dans le couple électromagnétique (Figures III.5 et III.6) et provoquent des oscillations de la vitesse de rotation (Figures III.7 et III.8), ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine.

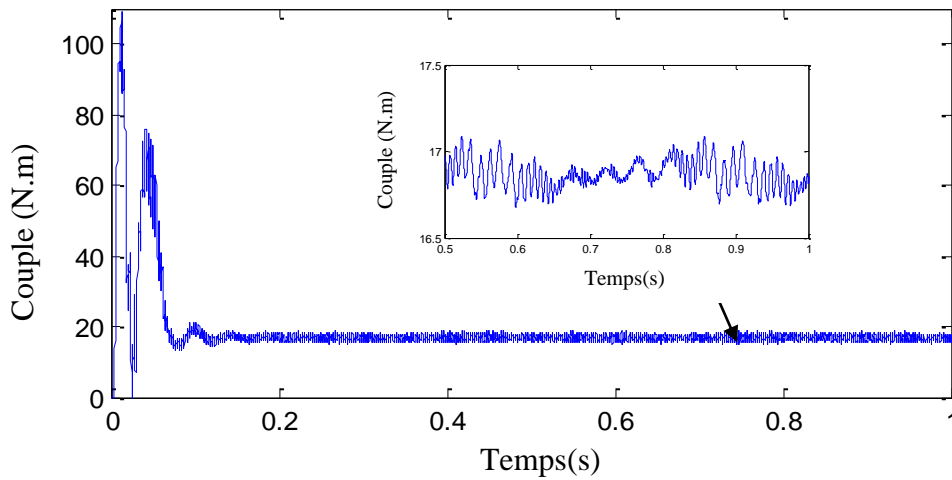


Figure III.5. Couple électromagnétique du moteur asynchrone avec une barres cassées.

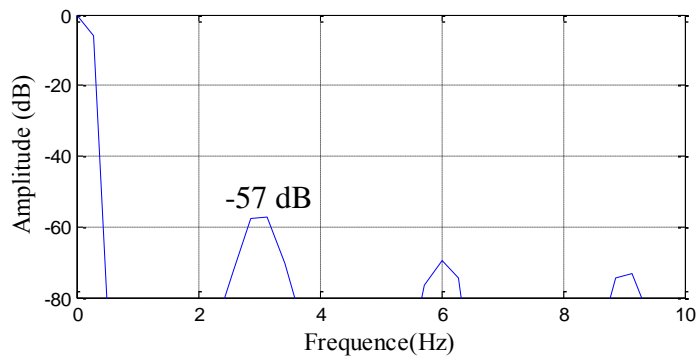


Figure III.6. Analyse spectrale du couple électromagnétique

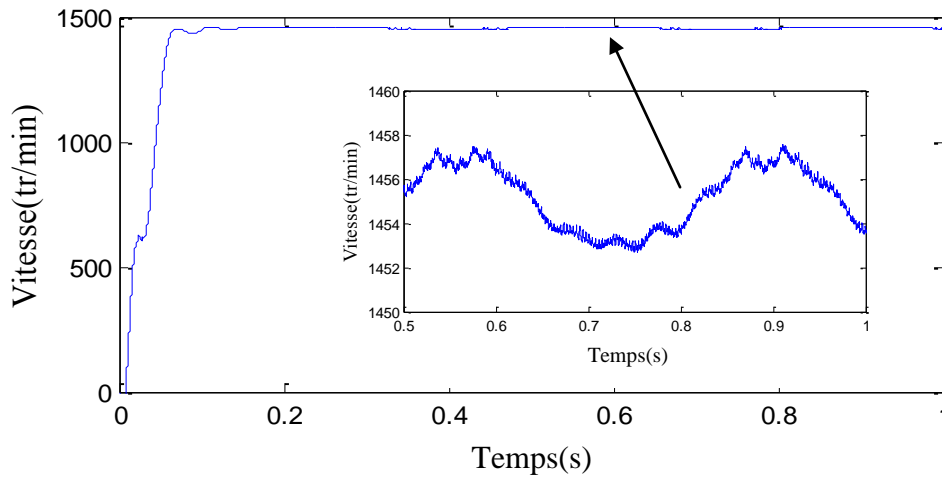


Figure III.7. Vitesse de rotation du moteur asynchrone avec une barre cassée.

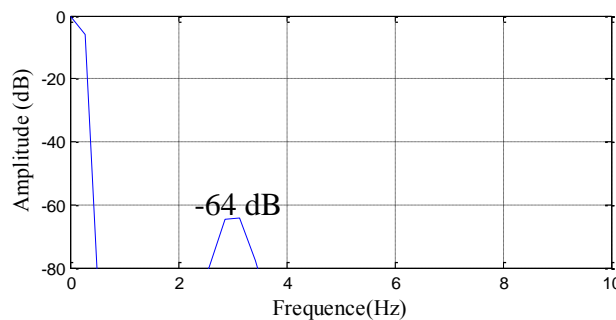


Figure III.8. Analyse spectrale de la vitesse de rotation

La figure III.9 présente la répartition des lignes équiflux (20 lignes) dans le circuit magnétique pour une machine avec une seule barre cassée aux instants successifs 0.0001, 0.02, 0.04 et 0.06 s. Nous remarquons l'influence du courant dans les barres rotoriques, le champ démagnétisant diminue ce qui permet au champ statorique de pénétrer plus facilement autour des barres cassées. La figure III.10 présente la répartition des lignes équiflux (30 lignes) dans le circuit magnétique pour une machine avec une seule barre cassée puis avec deux barres cassées. L'absence de courants dans les barres cassées annule leur participation à la création du flux, ce qui explique le resserrement des lignes de flux autour de ces barres. Les lignes d'équiflux de la machine représentent moins d'asymétrie. Ainsi, on peut remarquer que plus le nombre de barres rompues augmente; plus le déséquilibre de répartition des lignes de flux s'accroît, ce qui entraîne le décalage des axes magnétiques de la machine asynchrone.

La répartition de l'induction (Figure III.11) est, elle aussi, non équilibrée.

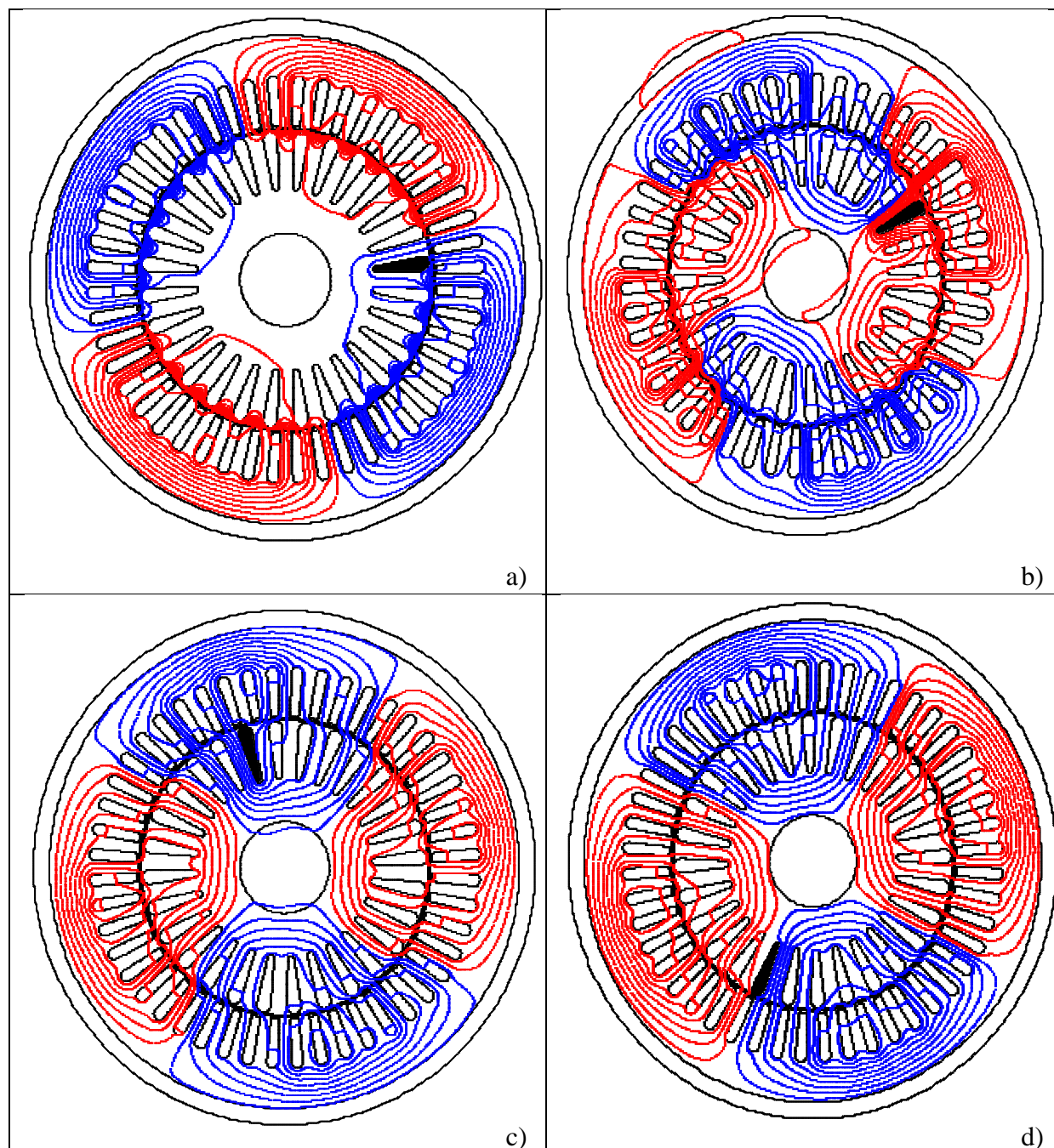


Figure III.9. Répartition des lignes équiflux dans le circuit magnétique a) $t=0.0001$
b) $t=0.02$ c) $t=0.04$ d) $t=0.06$

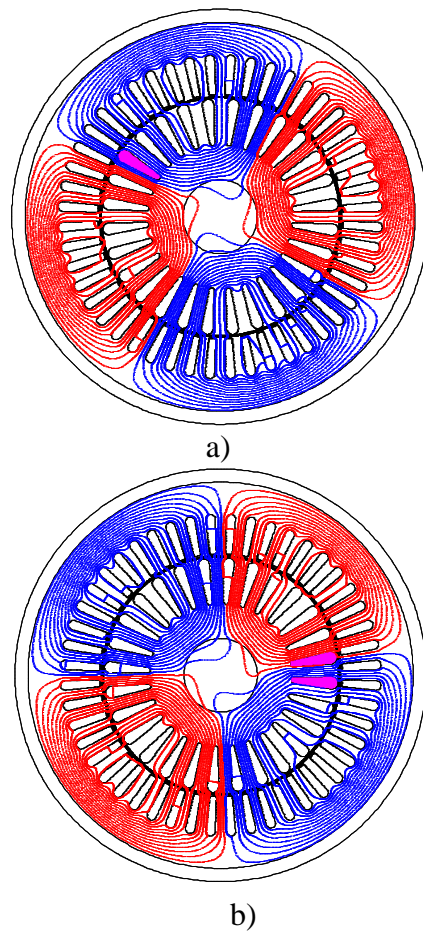


Figure III.10. Répartition des lignes équipotentiels dans le circuit magnétique a)une barre cassée b) deux barres cassées

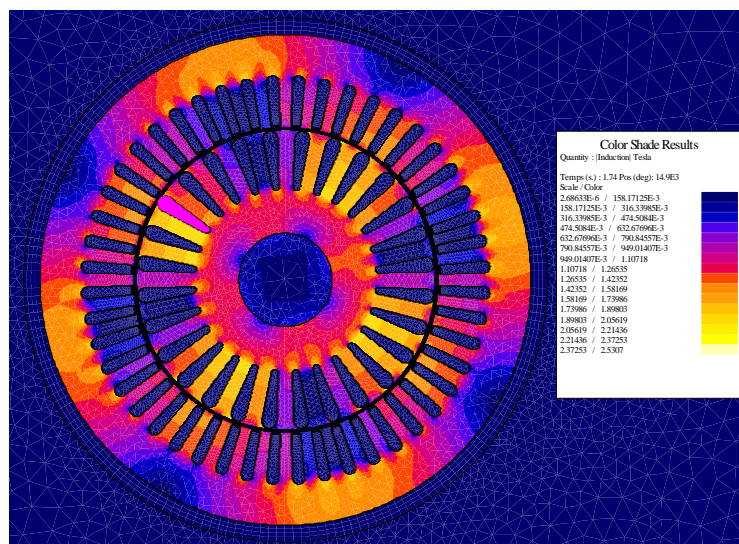


Figure III.11. Répartition de l'induction dans le circuit magnétique

Il est possible aussi de voir l'effet de cassure de barre par l'apparition d'irrégularités dans la forme de l'induction dans l'entrefer (Figure III.12).

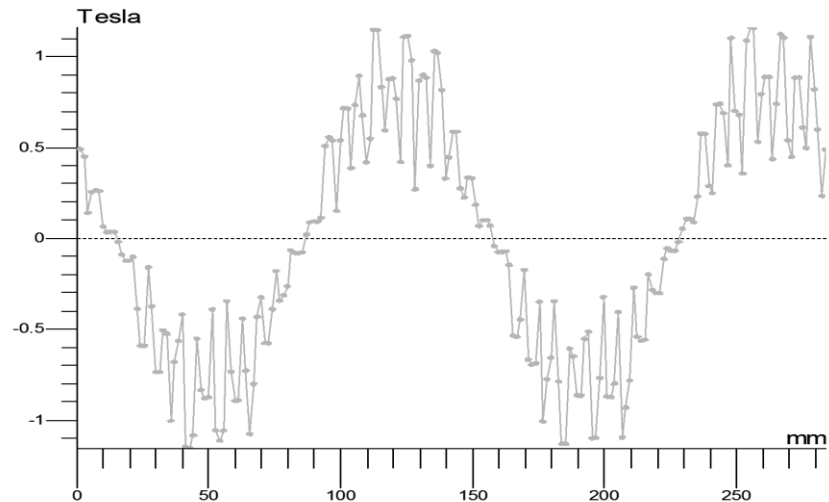


Figure III.12. Induction dans l'entrefer

III Modélisation de la variation de la charge dans le modèle éléments finis de la machine asynchrone

III.1 Types des couples de charge

Les charges ou machines entraînées sont des dispositifs mécaniques utilisés pour usiner ou forger des matériaux, par exemple les machines-outils, les presses, les calandres, les centrifuges, etc., mais également des systèmes de transport comme les grues, les tapis transporteurs, et les mécanismes de roulement. En outre, les pompes et les ventilateurs peuvent être réunis en un seul groupe. On peut établir une classification des machines entraînées comme suit:

- Couples résistants en fonction de la vitesse;
- Couples résistants en fonction de l'angle;
- Couples résistants en fonction du parcours;
- Couples résistants en fonction du temps.

III.1.1 Couples résistants en fonction de la vitesse

D'après les principes physiques des moteurs, la puissance mécanique d'un moteur est fonction du couple et de la vitesse ou de la vitesse angulaire. La figure III.13 montre la courbe caractéristique du couple pour les charges typiques en fonction de la vitesse.

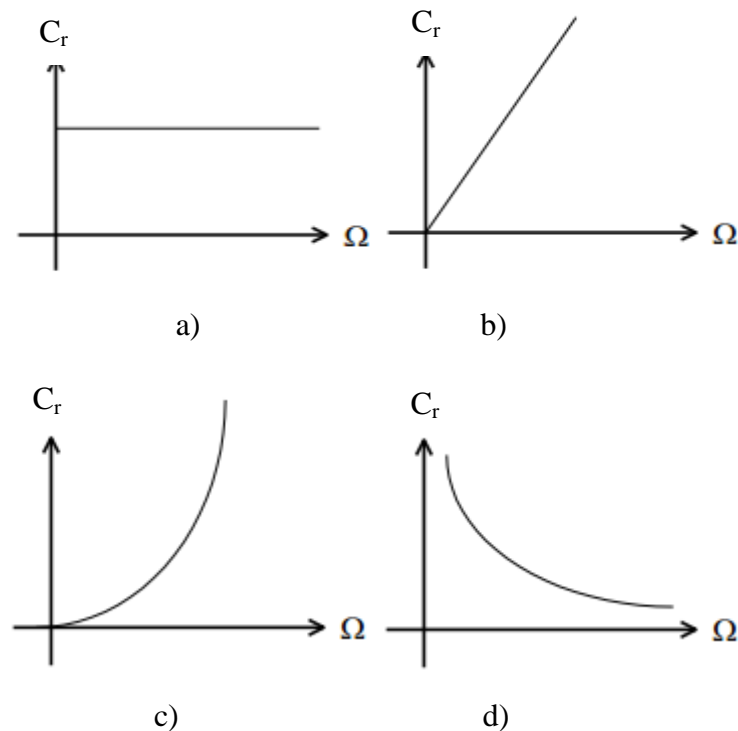


Figure III.13. Courbes caractéristiques du couple en fonction de la vitesse a) Charges à couple constant b) Charges à couple proportionnel à la vitesse c) Charges à couple proportionnel au carré de la vitesse d) Charges inversement proportionnel à la vitesse

III.1.1.1 Charges à couple constant

Les charges à couple constant $C_r = \text{constante}$, représentées par une droite horizontale comme l'indique la Figure III.13 a. Un exemple de charges mécaniques à couple constant est donné ci-dessous:

- mécanismes de levage, élévateurs, treuils;
- machines-outils à force de coupe constante;
- tapis transporteurs, moteurs d'alimentation;
- pompes à pistons et compresseurs à pression constante;
- laminoirs ou broyeurs à rouleaux;
- raboteuses.

III.1.1.2 Charges à couple proportionnel à la vitesse

Les charges à couple proportionnel à la vitesse $C_r = a\Omega$, représentées par une droite qui passe par l'origine comme l'indique la Figure III.13 b. C'est le cas de:

- pompes hydrauliques;
- compresseurs à vis;
- freins à courant de Foucault.

III.1.1.3 Charges à couple proportionnel au carré de la vitesse

Les charges à couple proportionnel au carré de la vitesse $C_r = a\Omega^2$ (Figure III.13.c), de formes paraboliques. Citons quelques exemples:

- souffleries et ventilateurs de tous les types;
- pompes centrifuges;
- Mixeur.

III.1.1.4 Charges inversement proportionnel à la vitesse

Les couple inversement proportionnel à la vitesse $C_r = a/\Omega$, de formes hyperboliques. Le couple diminue à mesure que la vitesse augmente, comme l'indique la Figure III.13.d. Le produit $C_r \times \Omega = \text{constante}$, la puissance du moteur est constante. Citons quelques exemples:

- tours en l'air;
- décortiqueuses rotatives;
- bobineuse;
- enrouleuses.

III.1.2 Couples résistants en fonction de l'angle

Ces courbes caractéristiques se présentent dans les appareils avec un mouvement réciproque, par exemple les moteurs de table aussi bien que dans les appareils à piston (compresseurs dans les thermopompes) à cause de la charge intermittente. Le courant électrique que le moteur d'entraînement absorbe, suit le cycle du mouvement et peut créer dans la ligne une chute de tension fluctuante de façon rythmique. Il est de règle de tracer le soi-disant schéma de force de couple au moment de la conception de ces applications.

III.1.3 Couples résistants en fonction du parcours

Ce sont les couples typiques, des véhicules, par exemple, ou des moteurs de table, des téléphériques et des tapis transporteurs.

III.1.4 Couples résistants en fonction du temps

Ces moteurs sont chargés de façon intermittente ou périodique. C'est le cas de:

- poinçons;
- appareils de levage;
- systèmes de transport;
- concasseurs de pierres;
- broyeurs à boules.

Citons quelques exemples des principaux types des couples de charge résistants en fonction du temps [Wu 07.a; Dri 12]:

III.1.4.1 Couple de charge oscillatoire à une fréquence unique

Ce couple de charge peut être exprimé par:

$$C_r = C_{r,m} + C_{r,osci} \cdot \cos(2\pi f_0 t) \quad (\text{III. 2})$$

Avec $C_{r,osci}$ est le terme oscillatoire du couple de charge, f_0 est la fréquence unique d'oscillation, $C_{r,m}$ est le couple de charge moyen.

III.1.4.2 Couple de charge périodique avec intermittent

La perturbation périodique typique de la charge est sous forme des commutations dans le couple. Dans ce cas, le spectre du couple de charge, en supposant une période égale à $1/f_0$, contiendra une composante fondamentale à la fréquence f_0 , et une séquence d'harmoniques d'ordre élevé à des fréquences kf_0 , dont leurs amplitudes dépendent évidemment du rapport cyclique des commutations du couple.

III.1.4.3 Couple de charge aléatoire avec commutations

Dans le cas du couple de charge aléatoire avec commutations, la fenêtre d'observation joue un rôle important dans l'analyse spectrale. Différentes largeurs de la fenêtre d'observation sélectionnée assigne différentes périodes du signal du couple de charge aléatoire avec commutations. L'analyse spectrale classique n'est pas adaptée pour détecter ce type d'anomalie puisque la signature de défaut dans le spectre du courant statorique dépend de la largeur de la fenêtre d'observation choisie.

III.2 Effets d'oscillation de la charge sur le courant statorique

L'étude des effets d'oscillation de la charge sur le courant statorique est basée sur l'approche **Fmm – Perméance** (figure III. 14), cette approche considère l'induction magnétique de l'entrefer comme la somme des champs magnétiques obtenues par le produit de la perméance de l'entrefer et les Forces Magnéto-Motrices statoriques F_s et rotoriques F_r [Blo 06]. Le flux magnétique dans une phase est obtenu par l'intégration du champ magnétique à chaque tour de l'enroulement de phase. La tension induite de phase, est liée au courant par la loi d'ohm généralisé.

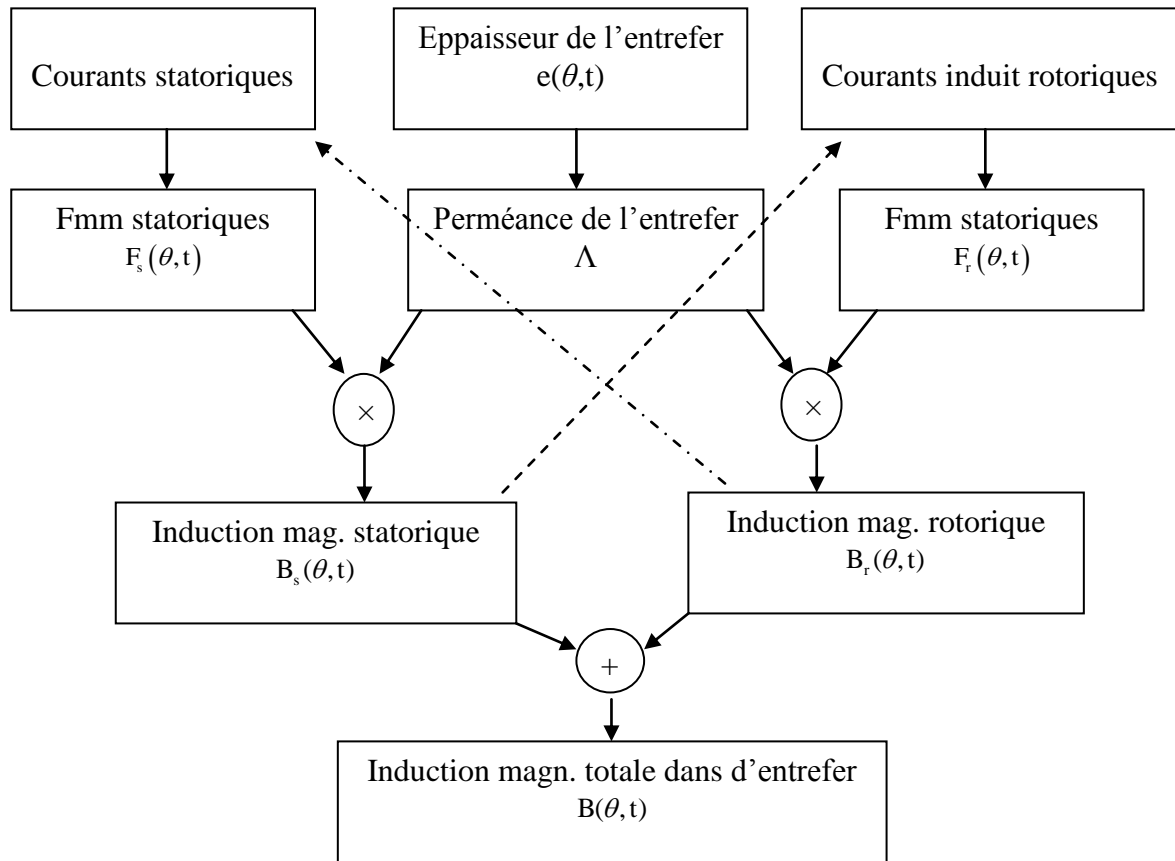


Figure III.14. Calcul de l'induction magnétique totale dans l'entrefer par l'approche Fmm-Perméance

Pour un couple de charge oscillatoire à une fréquence unique f_o , un couple d'oscillation $C_{r,osci}$ de charge à la fréquence f_o est superposé à un couple moyen constant. La relation entre le couple et la vitesse angulaire rotorique ω_r peut être exprimé par :

$$\sum C(t) = C_e(t) - C_r(t) = J_T \frac{d\omega_r}{dt} \tag{III. 3}$$

$$\Leftrightarrow \omega_r(t) = \frac{1}{J_T} \int_t ((C_e(\tau) - C_{r,m}) - C_{r,osci} \cos(2\pi f_o \tau)) d\tau$$

Où : J_T est le moment d'inertie total des parties tournantes. Il convient de noter que les couples de frottement sont négligés.

L'équation III.3 montre que le rotor qui oscille à une fréquence f_o , peut être exprimé comme suit (figure III.15):

$$\omega_r(t) = \omega_{r0} + \Delta\omega \cos(2\pi f_o t) \tag{III. 4}$$

Où : ω_{r0} : La vitesse angulaire rotorique à l'équilibre.

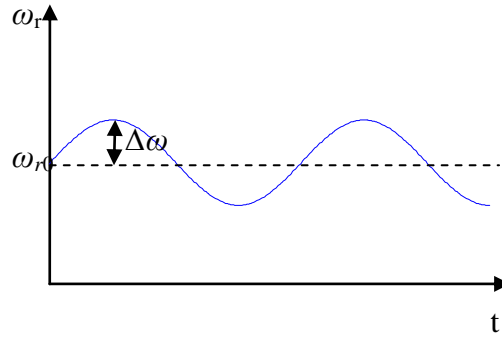


Figure III.15. Vitesse angulaire rotorique

La vitesse angulaire rotorique $\omega_r(t)$ s'exprime donc comme suit:

$$\begin{aligned}\omega_r(t) &= -\frac{1}{J_T} \int_{t_0}^t C_{r,osci} \cos(\omega_0 \tau) d\tau + \omega_{r0} \\ &= -\frac{C_{r,osci}}{J_T \omega_0} \sin(\omega_0 t) + \omega_{r0}\end{aligned}\quad (\text{III. 5})$$

La position du rotor θ_r peut être calculée par l'intégration de la vitesse angulaire rotorique:

$$\theta_r(t) = \int_{t_0}^t \omega_r(\tau) d\tau = \frac{C_{r,osci}}{J_T \omega_0^2} \cos(\omega_0 t) + \omega_{r0} t \quad (\text{III. 6})$$

L'oscillation de la charge n'a aucun effet directe sur la Fmm statorique si les réactions d'armature sont négligées, et ainsi, l'expression de la Fmm statorique sera:

$$F_s(\theta, t) = F_s \cos(p\theta - \omega_s t - \varphi_s) \quad (\text{III. 7})$$

où φ_s est le déphasage entre F_s et F_r . θ est un angle mécanique dans un repère lié au stator. Dans l'équation (III.7) seul l'harmonique fondamentale de l'espace et du temps est pris en considération.

Dans un état sain, la Fmm rotorique dans le référentiel lié au rotor (R) (figure III.16) est donnée par:

$$F_r^{(R)}(\theta', t) = F_r \cos(p\theta' - g\omega_s t) \quad (\text{III. 8})$$

Pour réécrire l'équation (III.8) dans un repère fixe lié au stator, il suffit d'utiliser le changement suivant (figure III. 16):

$$\theta' = \theta - \theta_r \quad (\text{III. 9})$$

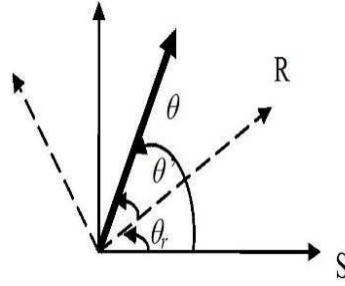


Figure III.16. le repère statorique 'S' et le repère rotorique 'R'

Alors, on obtient:

$$F_r(\theta, t) = F_r \cos[p(\theta - \theta_r) - g \omega_s t] \quad (\text{III. 10})$$

D'après l'équation III.6, l'équation III.10 devient :

$$F_r(\theta, t) = F_r \cos\left(p\theta - p\omega_{r0}t - p \frac{C_{r,osci}}{J_T \omega_0^2} \cos(\omega_0 t) - g \omega_s t\right) \quad (\text{III. 11})$$

Posons $\beta = p \frac{C_{r,osci}}{J_T \omega_0^2}$ et employant la relation $\omega_{r0} = \frac{(1-g)\omega_s}{p}$, l'équation III.11

devient:

$$F_r(\theta, t) = F_r \cos(p\theta - \omega_s t - \beta \cos(\omega_0 t)) \quad (\text{III. 12})$$

L'équation (III.12) prouve clairement que les oscillations du couple à la fréquence f_0 mènent à une modulation de phase dans la Fmm rotorique. Cette modulation de phase est caractérisée par l'introduction du terme $\beta \cos(\omega_0 t)$. Pour des valeurs physiquement raisonnables de J_T , $C_{r,osci}$ et ω_0 , β est approximation $\ll 1$.

L'induction magnétique totale dans l'entrefer est le produit de permeance Λ et la Fmm totale:

$$\begin{aligned} B(\theta, t) &= [F_s(\theta, t) + F_r(\theta, t)]\Lambda = B_s \cos(p\theta - \omega_s t - \varphi_s) \\ &+ B_r \cos(p\theta - \omega_s t - \beta \cos(\omega_0 t)) \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

le flux $\phi(t)$ est obtenu par une simple intégration de $B(\theta, t)$. Le flux $\phi(t)$ dans une phase arbitraire peut être exprimé sous la forme générale suivante:

$$\Phi(t) = \Phi_s \cos(\omega_s t - \varphi_s) + \Phi_r \cos(\omega_s t - \beta \cos(\omega_0 t)) \quad (\text{III. 14})$$

La relation entre le flux et le courant dans une phase considérée est donnée par l'équation de tension suivante :

$$V(t) = R_s I(t) + d\Phi(t)/dt \quad (\text{III. 15})$$

$V(t)$ est la tension imposée par l'alimentation, le courant sera donc une relation linéaire au dérivé du flux, par conséquent, ils ont alors le même contenu spectraux . La dérivation de (III. 14) mène à:

$$\begin{aligned} d\Phi(t)/dt = & -\omega_s \Phi_s \sin(\omega_s t + \varphi_s) - \omega_s \Phi_r \sin(\omega_s t + \beta \cos(\omega_0 t)) \\ & + \omega_0 \beta \sin(\omega_0 t) \Phi_r \sin(\omega_s t + \beta \cos(\omega_0 t)) \end{aligned} \quad (\text{III. 16})$$

L'amplitude du dernier terme est plus petite que l'amplitude des autres termes, car $\beta \ll 1$. Ainsi, le dernier terme dans l'équation (III.16) sera négligé. Par conséquent, le courant dans une phase arbitraire peut être exprimé sous une forme générale :

$$I(t) = i_{st} + i_{rt} = I_{st} \sin(\omega_s t + \varphi_s) + I_{rt} \sin(\omega_s t + \beta \cos(\omega_0 t)) \quad (\text{III. 17})$$

Le courant $I(t)$ peut être considéré comme la somme de deux composantes. Le terme $i_{st}(t)$ résultant du Fmm statorique n'est pas modulé. Le terme $i_{rt}(t)$, qui est une conséquence directe du Fmm rotorique, montre une modulation de phase due aux oscillations de couple de charge. D'après l'équation III.17 il est clair que, si f_0 est égale à $2gf_s$, les mêmes composants spectraux dus aux défauts rotorique peuvent être trouvés dans le spectre de courant même lorsque le moteur est en état sain. Dans ce cas, la MCSA seul ne peut pas distinguer entre un moteur avec des défauts rotoriques et un moteur électrique sain qui entraîne une charge variable.

L'analyse de l'effet d'une oscillation de couple de charge à la fréquence f_0 sur les grandeurs mécaniques et électriques d'une machine asynchrone est illustrée sur la figure III.17.

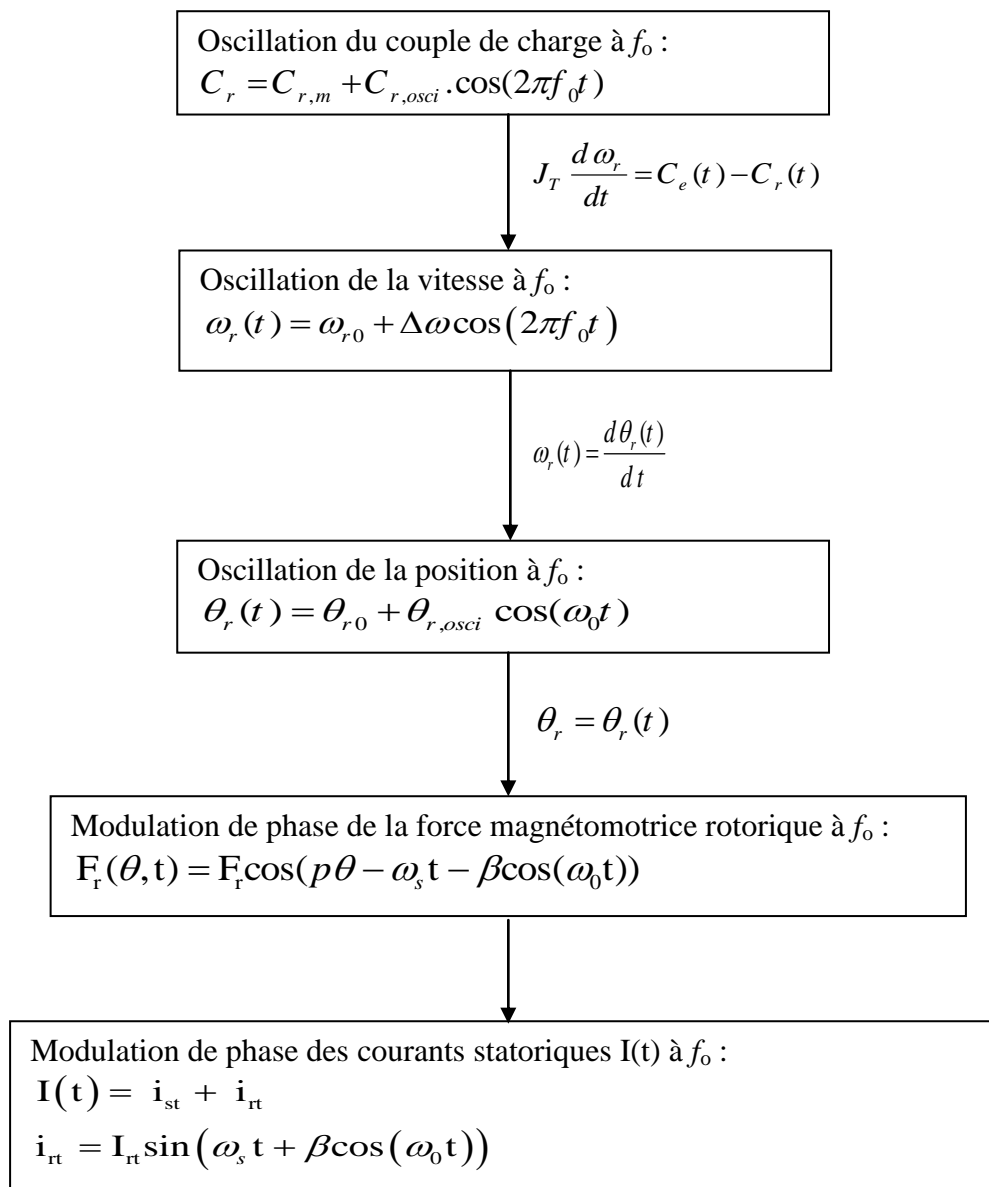


Figure III.17. Représentation synthétique de l'effet d'une oscillation de couple de charge à la fréquence f_0 sur les grandeurs mécaniques et électriques d'une machine asynchrone

III.3 Modélisation de la variation de la charge dans le model Flux 2D

Grâce au bloc Simulink "Coupling with Flux2D", nous pouvons utiliser des données Matlab à l'entrée des modèles éléments finis. Le manuel de Flux indique que nous pouvons paramétrer des grandeurs telles que les valeurs (pour chaque pas de temps) des sources de tension ou de courant, la vitesse, le couple ou la position initiale. De même, diverses grandeurs peuvent être retournées de Flux vers Simulink.

La Figure III.18 présente le schéma Simulink utilisé pour l'étude de l'effet de charge sur la qualité et le niveau de couple. La Figure II.19 présente les paramètres du block "Coupling with Flux2D "

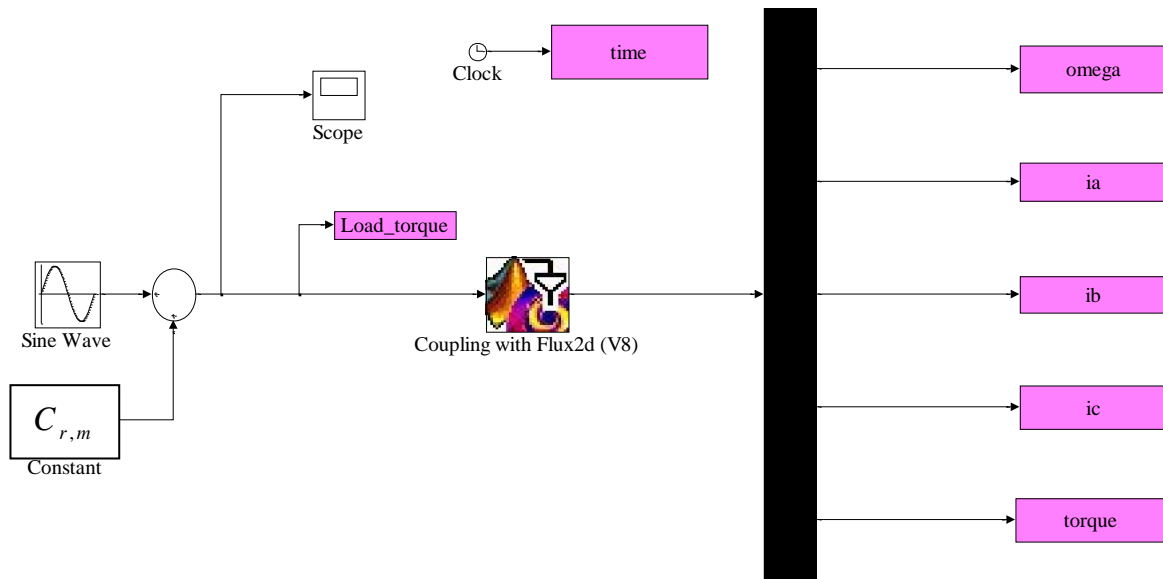


Figure III.18. Schéma Matlab Simulink de couplage entre Simulink et Flux2D

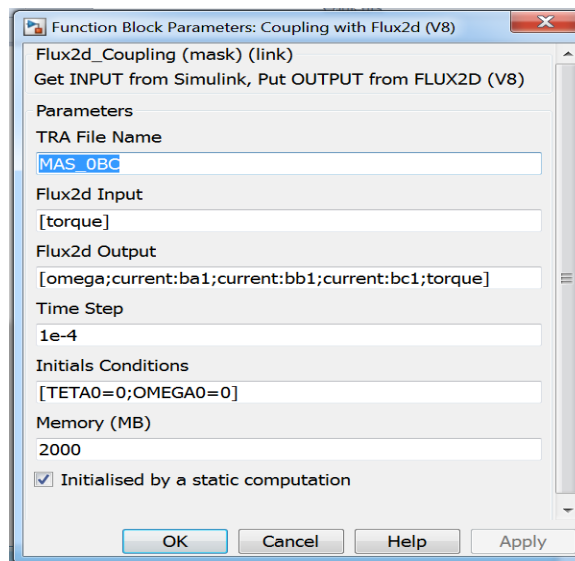


Figure III.19. Le block "Coupling with Flux2D "

III.4 Résultats de simulation

La figure III.20 montre la forme d'onde du couple de charge variable utilisé dans les tests de simulation. Ce couple de charge $C_r = 17 + 0,7 \times \cos(2\pi \times 3 \times t)$ présente un harmonique à la fréquence $f_o = 3\text{Hz}$ semblables à $2gf_s$, utilisés pour détecter les barres cassées.

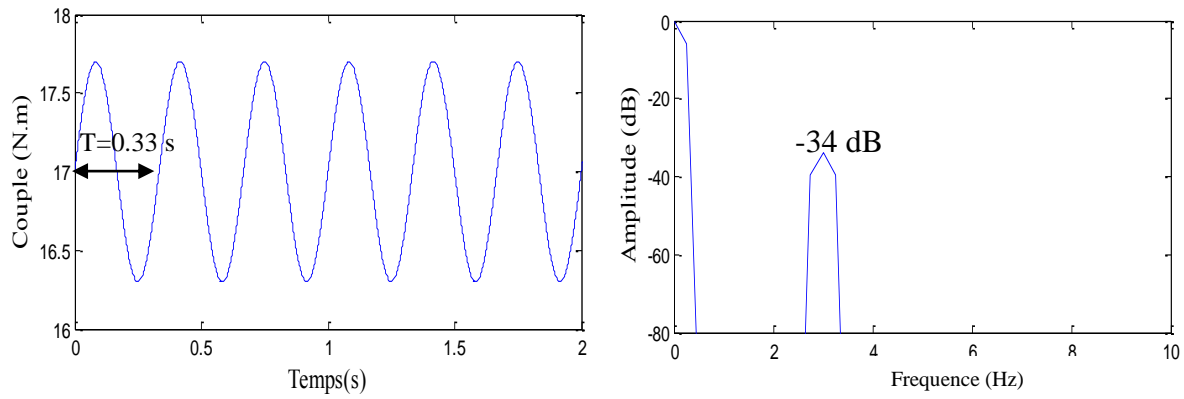


Figure III.20. Profil du couple de charge variable utilisé dans les tests de simulation

La figure III.21 représente les valeurs efficaces des courants dans les barres rotoriques dans le cas d'une machine asynchrone avec un couple de charge variable.

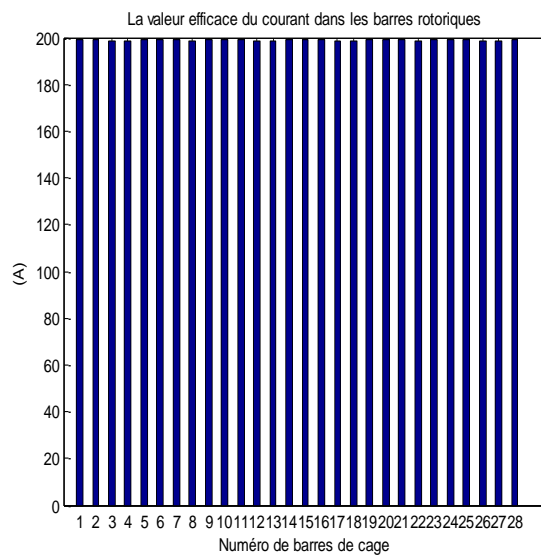


Figure III.21. Valeurs efficaces des courants dans les barres rotoriques dans le cas d'une machine asynchrone avec un couple de charge variable

Une analyse spectrale du courant statorique (Figure III.22) fait apparaître les composantes latérales par rapport au fondamental à 47Hz et à 53 Hz correspondantes à $f_s \pm f_0$.

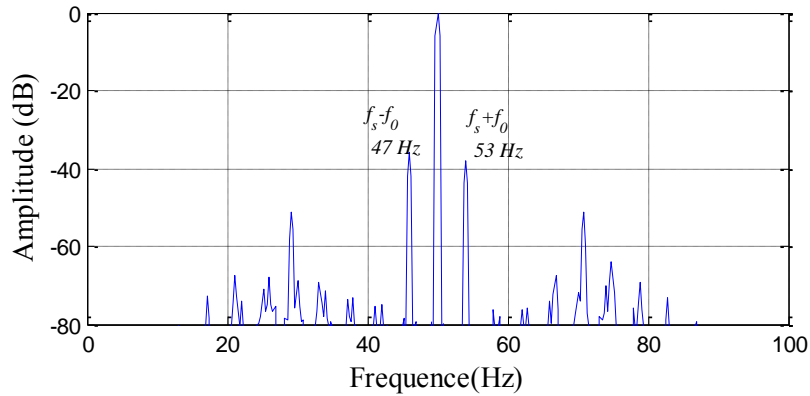


Figure III.22. Analyse spectrale du courant statorique avec charge variable à l'état sain

La figure III.23 montre l'évolution du couple électromagnétique. L'analyse harmonique du couple électromagnétique (Figure III. 24) montre l'apparition de l'harmoniques f_0 . Ainsi l'oscillation de couple électromagnétique à la fréquence f_0 génère une oscillation au niveau de la vitesse à la même fréquence. Ces oscillations ont de petites amplitudes par rapport à la composante du couple résistant cette amplitude dépend de l'inertie du moteur comme le montre les figures III.25 et III.26.

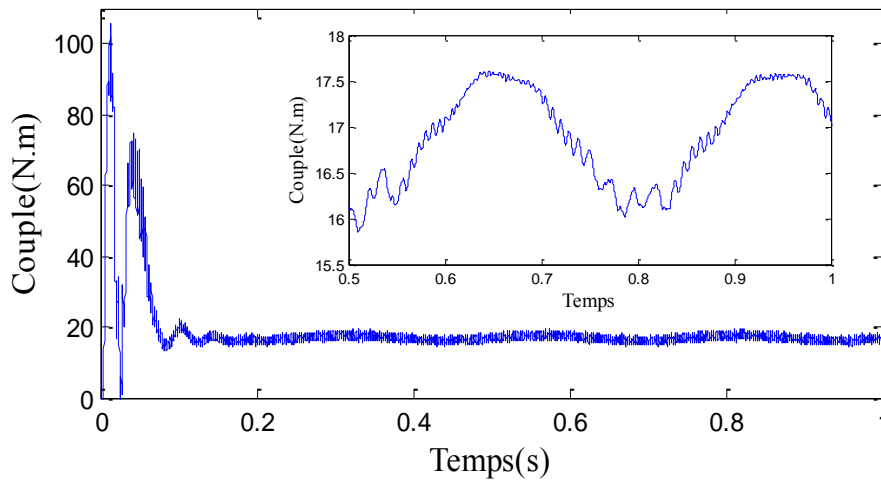


Figure III.23. Couple électromagnétique du moteur asynchrone à l'état sain avec un couple de charge variable.

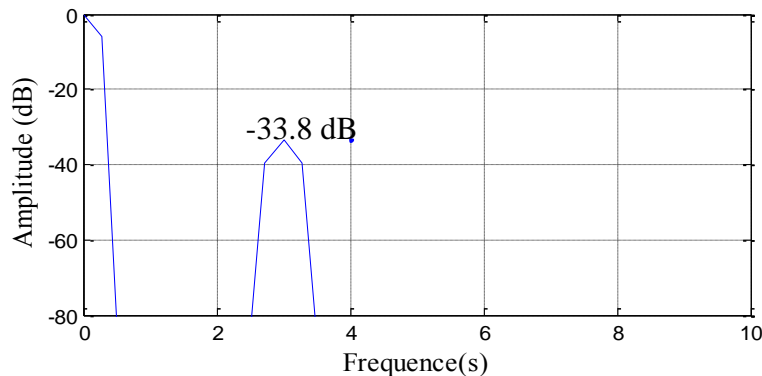


Figure III.24. Analyse spectrale du Couple électromagnétique

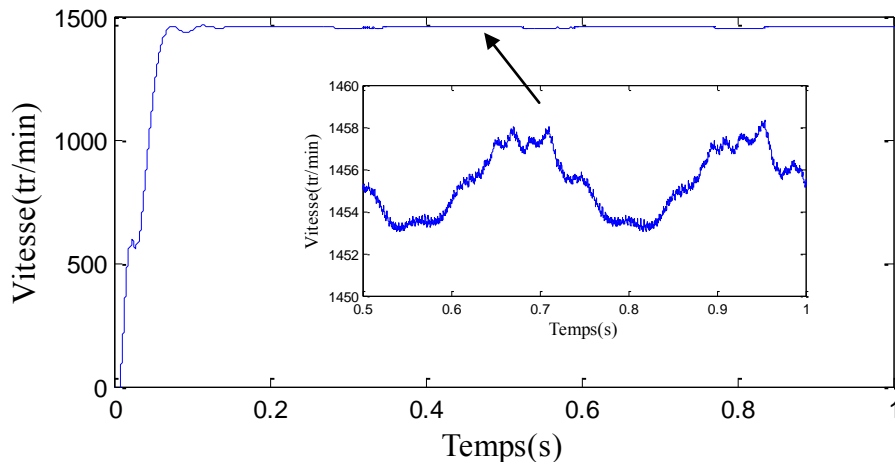


Figure III.25. Vitesse de rotation du moteur asynchrone à l'état sain avec un couple de charge variable.

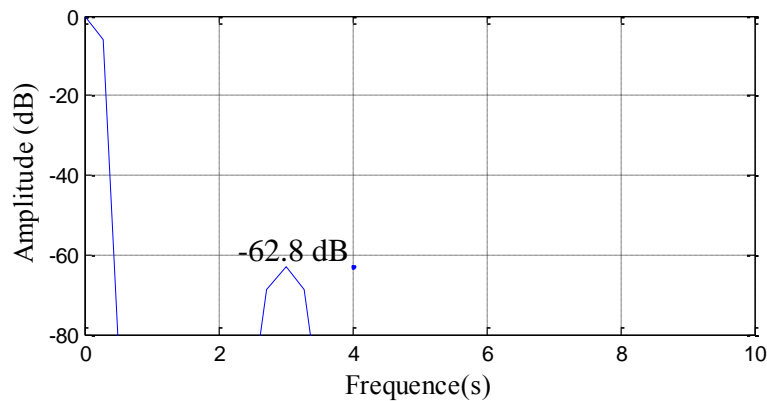


Figure III.26. Analyse spectrale de la vitesse de rotation

La figure III.27, présente la répartition des lignes équiflux (30 lignes) dans le circuit magnétique pour une machine saine entraînant un couple de charge variable. Nous remarquons bien la présence de deux paires de pôles. La distribution des lignes est quasi symétrique par rapport aux axes des pôles. Les lignes de flux entre le stator et le rotor sont légèrement déviées dans le sens de rotation du rotor. La répartition de l'induction (Figure III. 28) est, elle aussi, quasi-symétrique.

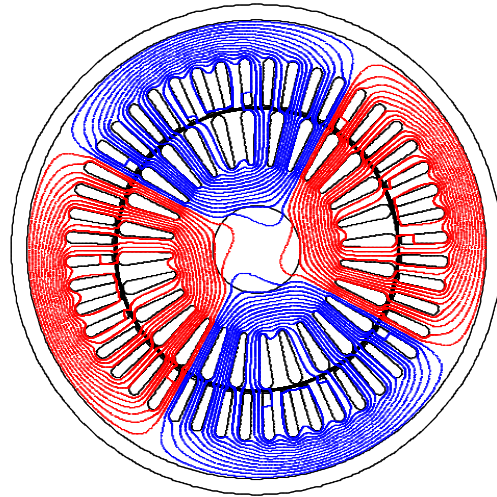


Figure III.27. Répartition des lignes équipotential dans le circuit magnétique

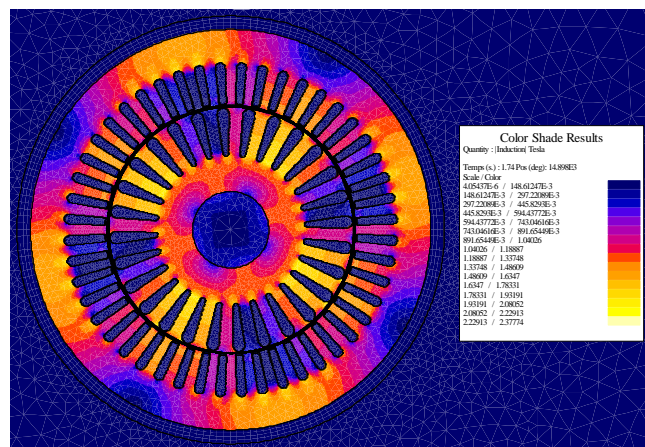


Figure III.28. Répartition de l'induction dans le circuit magnétique

La figure II.29 représente l'induction radiale relevée d'un contour tracé dans l'entrefer de la machine saine entrainant un couple de charge variable. Comme dans le cas de la machine saine avec un couple constant, l'induction radiale est équilibrée sous les différents pôles de la machine, il y a évidemment une perturbation à cause de la denture.

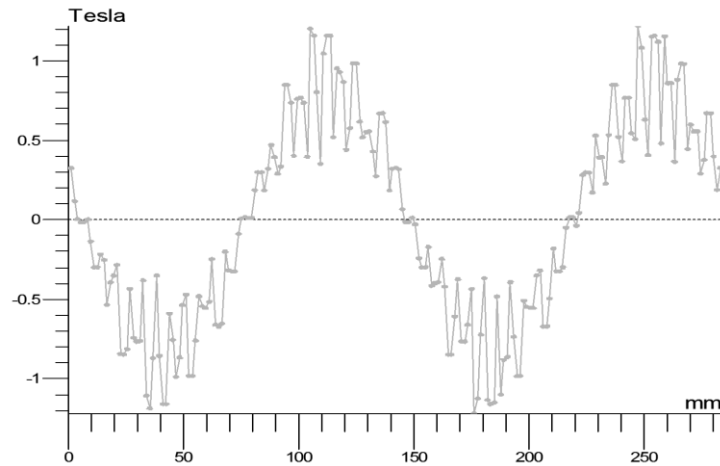


Figure III.29. Induction dans l'entrefer

IV Conclusion

Le diagnostic des défauts dans un moteur à induction présente toujours un défi pour les chercheurs. Les défauts rotoriques ont fait l'objet de nombreux travaux, vu l'inaccessibilité en fonctionnement des grandeurs rotoriques d'une part et d'autre part ce type de défaut est dangereux et peut être l'origine à d'autres pannes au niveau du stator et rotor. En ce qui concerne les oscillations du couple de charge, On a démontré que des signatures caractéristiques apparaissent sur les courants statoriques. Ces signatures peuvent être identiques à celle du défaut rotorique. Un diagnostic fiable, nécessite donc une bonne connaissance des mécanismes des défauts à surveiller, ainsi que leurs conséquences sur les signaux issus de la machine. Dans le chapitre suivant, nous allons exposer deux méthodes destinées à la distinction des défauts rotorique, des effets de la charge dans les machines asynchrones à cage.

Chapitre IV

Distinction entre les défauts rotoriques et les effets de charge variables

I Introduction

Dans ce chapitre, nous allons exposer deux méthodes destinées à la distinction des défauts rotorique des effets de la charge dans les machines asynchrones. La première de ces méthodes est basée sur l'analyse spectrale de la puissance active et réactive, la deuxième est basée sur l'analyse spectrale des courants actif et réactif. Dans ce chapitre, on va présenter les bases théoriques des ces deux techniques de diagnostic, puis on va montrer à travers des tests de simulation et d'expérimentations l'efficacité de ces deux méthodes.

II Description du banc d'essai expérimental

Pour tester les méthodes de diagnostic proposées, nous avons réalisé, au sein du Laboratoire de Génie Electrique de Biskra (LGEB), un banc d'essai et mesure composé d'une machine asynchrone de 3 kW (deux paires de pôle) et un ensemble d'instruments de mesure et des capteurs de tension, de courant et de couple (Figure IV.1). Le défaut de barres a été réalisé en perçant deux barres adjacentes à la jointure entre la barre et l'anneau de court-circuit. (Figure IV.2).

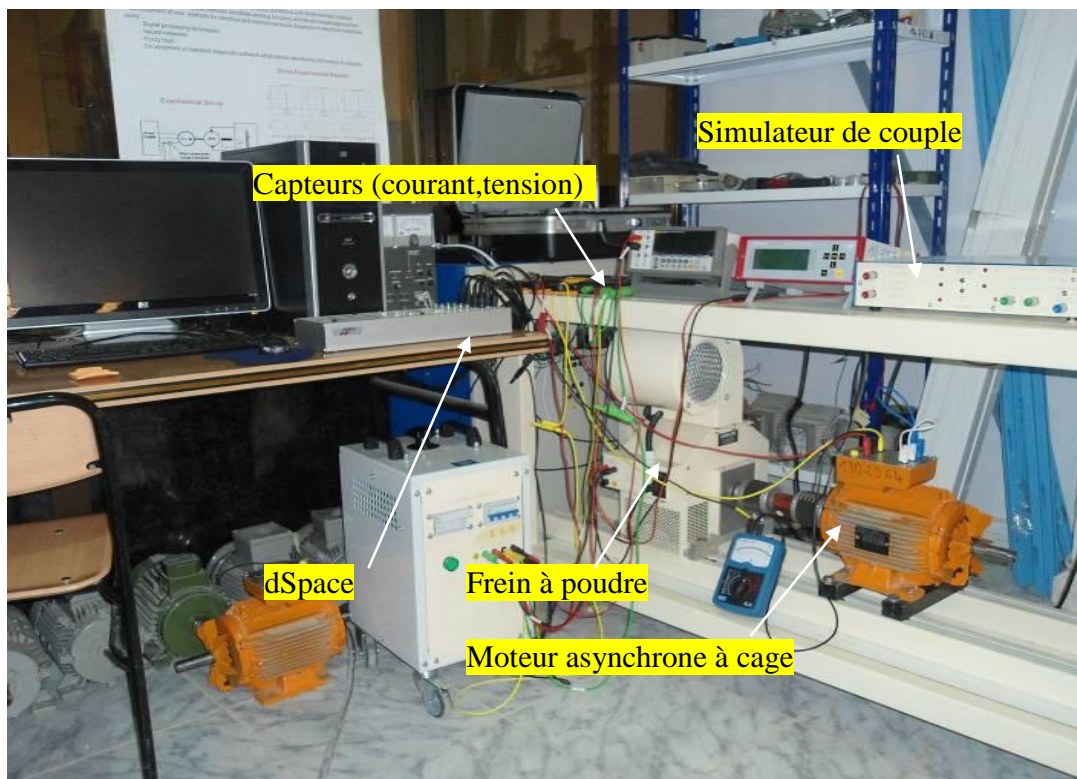


Figure IV.1. Le banc d'essai

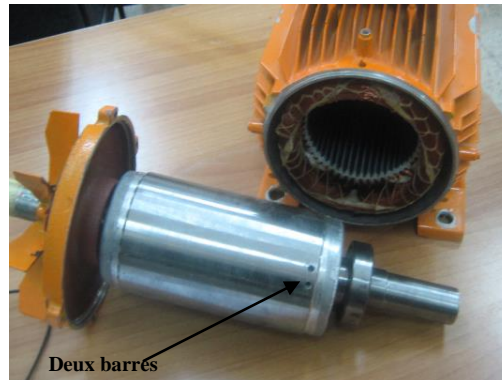


Figure IV.2. Rotor du moteur avec deux barres cassées

Le moteur triphasé asynchrone à cage utilisé est un moteur tétra polaire de 3 kW fabriqué par Leroy sommaire. Le stator est constitué de 48 encoches alors que le rotor se compose de 28 barres en Aluminium. Le moteur est alimenté en le branchant directement à une source triphasée variable. Les caractéristiques de moteur sont présentées sur le Tableau IV.1. Le moteur entraîne une charge mécanique commandé par le simulateur de couple MECASIM (annexe A).

Tableau IV.1. La Caractéristiques de la machine utilisée.

Caractéristiques			
La puissance	3 Kw	Le courant nominal	6.40 A
La vitesse nominale	1430 tr/min	Nombre de barres rotoriques	28
La tension nominale	380 V	Charge nominale	20 N.m

L'acquisition des signaux est effectuée par l'intermédiaire d'une carte dSPACE 1104 (Figure IV.3). Pour programmer la DS1104, il faut réaliser tout d'abord un schéma dans l'environnement Simulink de Matlab. Dans "Simulink Library Browser" on trouve une librairie nommée "dSPACE RTI1104" dans laquelle on peut choisir les canaux d'entrée qui supporte ± 10 V. Le DS1104 contient deux types différents de convertisseur analogique/numérique de voie d'entrée analogique ADC:

-Un seul ADC avec quatre signaux entrée multiplexée: ADCH1...ADCH4 (en matlab: bloc: DS1104MUX_ADC....Voies 1 2 3 4).

- Quatres ADC parallèles avec un seul entrée chaque ADCH5...ADCH8. Pour avoir les valeurs réelles des grandeurs électriques, il faut tenir en comptes des gains des capteurs utilisés (Figure IV.4.a). Après la compilation, le chargement du programme et son exécution dans la carte DSPACE DS1104 se font automatiquement La compilation génère un fichier 'sdf' listant tous les

paramètres du schéma bloc, utilisés sous control desk. Le logiciel control desk (Figure IV.4.b) est une interface qui permet de visualiser en temps réel et sauvegarder les différentes variables du fichier développé sous Simulink. Dans un premier temps, les courants et les tensions statoriques sont enregistrés. Puis, pour obtenir des informations sur l'état de santé de notre moteur, les deux techniques ont été appliquées; à savoir celle de la puissance active et réactive ou courant actif et réactif.



Figure IV.3. Carte dSPACE 1104

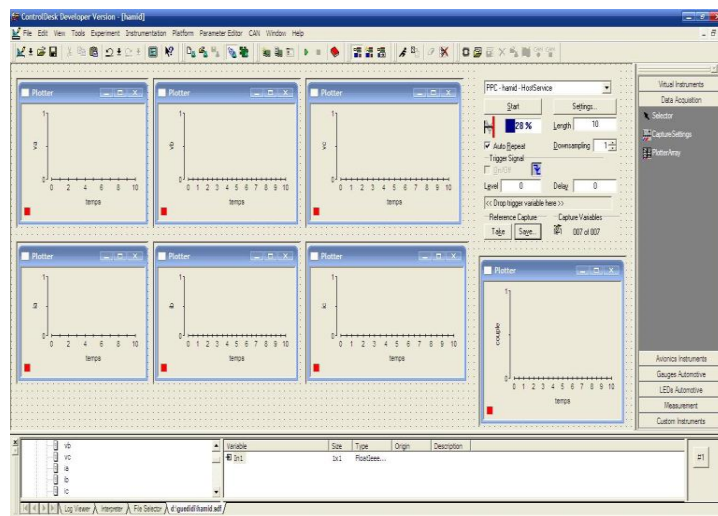
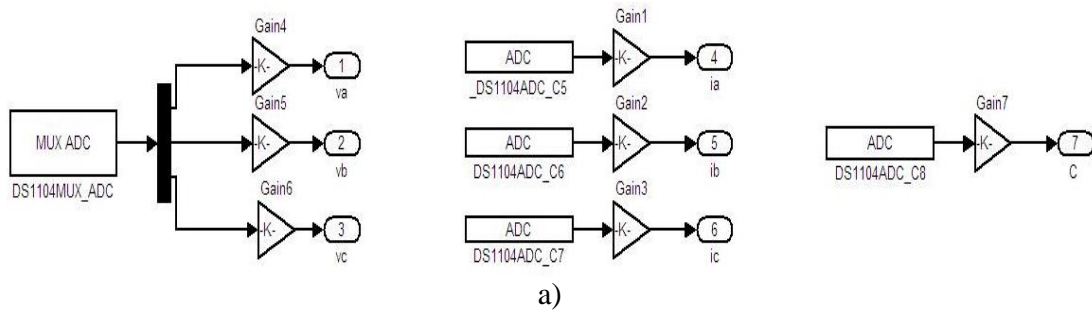


Figure IV.4. Acquisition des signaux a) Modèle d'acquisition sur SIMUMLINK b) ControlDesk

L'acquisition a été faite selon les paramètres suivants :

- La fréquence d'échantillonnage : $f_e = 10000\text{Hz}$
- Le temps d'acquisition : $T_a = 10\text{ sec}$
- Le nombre des échantillons : $N_e = \frac{T_a}{T_e} = f_e T_a = 10000 \times 10 = 100000$ échantillons

$$\text{La résolution fréquentielle : } \Delta f = \frac{f_e}{N_e} = \frac{10000}{100000} = 0.1\text{Hz}$$

La figure IV.5 montre les trois courants de phases obtenus pour un fonctionnement en charge nominale.

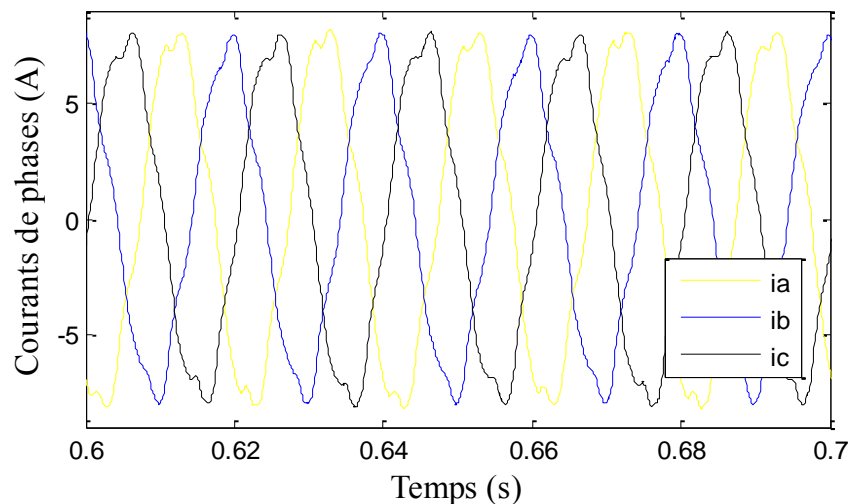


Figure IV.5. Formes d'onde des courants de phases de la machine saine

III Simulation pratique d'une variation de charge

III.1 Différents techniques pour simuler pratiquement une variation de charge

Plusieurs techniques sont utilisées pour simuler pratiquement une variation de charge. L'une de ces méthodes est l'utilisation d'une génératrice à courant continu connectée avec des résistances de charges, cet ensemble fait office de charge mécanique pour le moteur [Sho 95.a; Leg 96; Wu 07.b]. Une illustration d'une l'installation expérimentale de cette méthode est donnée dans la figure

IV.6. Cinq résistances sont connectées en parallèle avec l'induit de génératrice à courant continu. En contrôlant la on / off de des rhéostats (figure IV.7) on peut contrôler le courant d'induit du générateur de courant continu, alors le contrôle de la charge mécanique sur l'arbre du moteur et donc le couple résistant, dont une variation de charge peut être produite comme montre la figure IV.8.

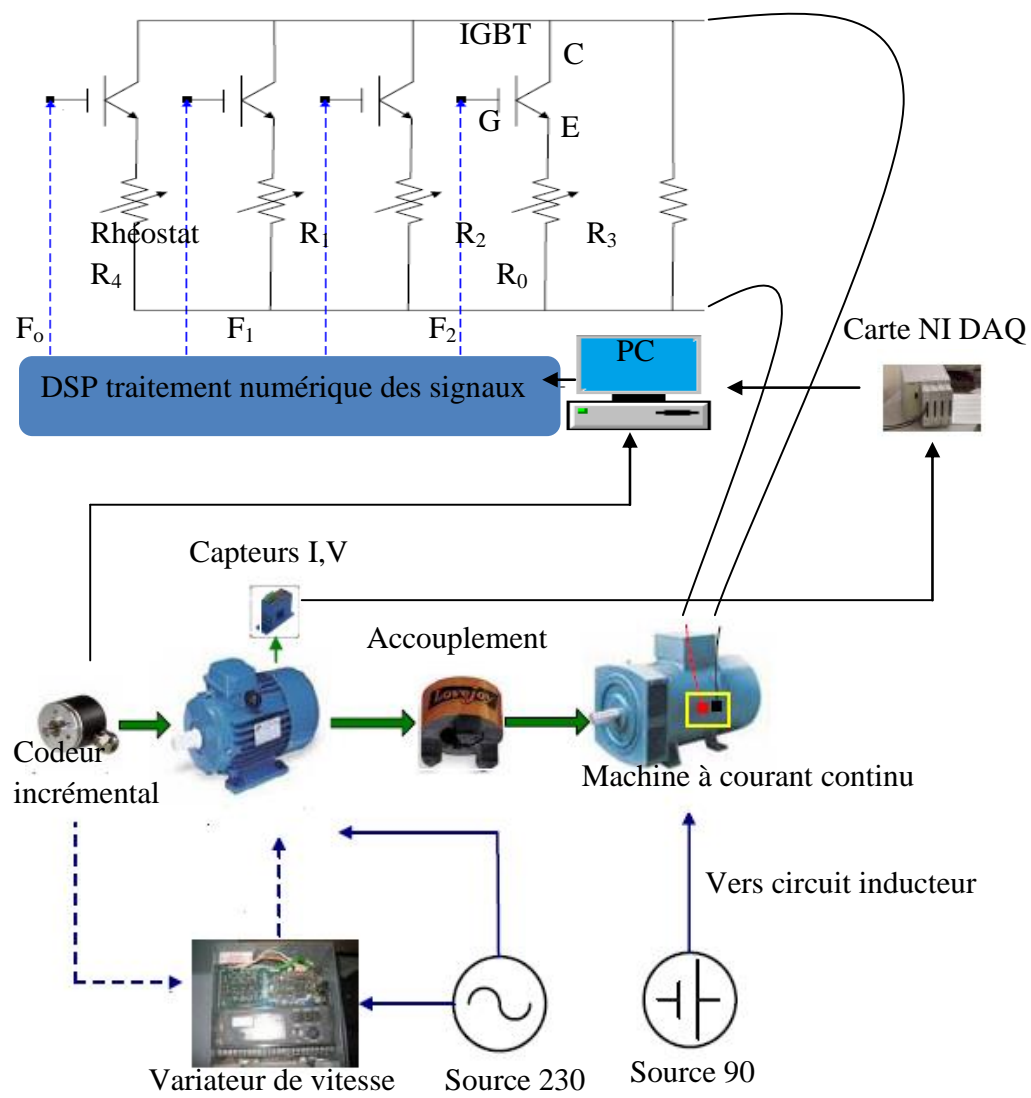


Figure IV.6. Illustration de l'installation expérimentale

K	Séquence	1	2	3	4	5	6	Repeat 1
	État							
F ₀	H	H	H	H	H	L	H	H
F ₁	H	H	H	H	L	L	L	H
F ₂	L	H	H	H	L	L	L	H
F ₃	L	L	H	L	L	L	L	L
R ₀ = R	On	On	On	On	On	Off	On	On
R ₁ = R	On	On	On	On	Off	Off	Off	On
R ₂ = R	Off	On	On	On	Off	Off	Off	On
R ₃ = R	Off	Off	On	Off	Off	Off	Off	Off
R ₄ = R/m	On	On	On	On	On	On	On	On

Figure IV.7. Etat des interrupteurs et rhéostats dans chaque cycle de la charge

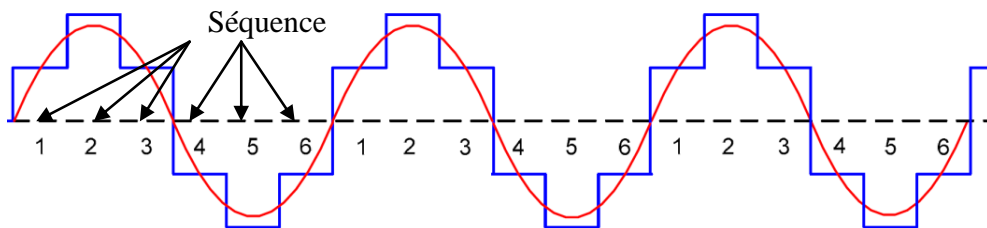


Figure IV.8. Profile de couple de charge créé par le moteur à courant continu.

La figure IV.9 montre un schéma représentatif de la technique utilisée dans les articles [Cru 12 ; Con 10]. Une machine asynchrone a été utilisée comme un frein. Elle a été entraînée par un onduleur commercial qui peut contrôler la vitesse et / ou du couple du frein. Les points de vitesse ou de consigne de couple pour le frein ont été envoyés à l'onduleur en temps réel par un PC avec une carte dSPACE.

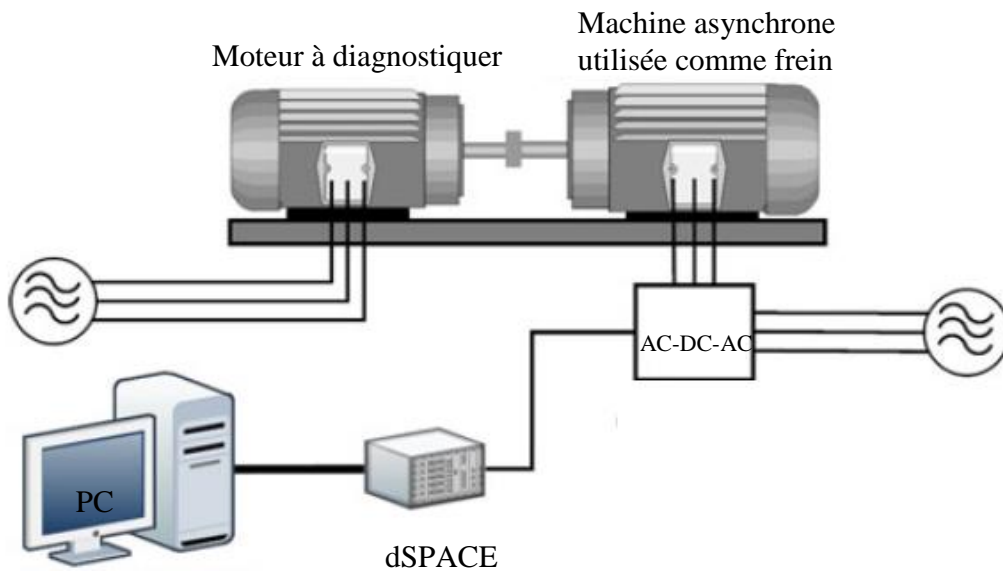


Figure IV.9. Illustration de l'installation expérimentale.

La figure IV.10 montre une illustration de l'installation expérimentale utilisée dans l'article [Blo 09]. La charge est un moteur à courant continu avec excitation séparée connectée avec une résistance à travers un convertisseur abaisseur continu/continu. Un régulateur proportionnel-intégral règle le courant d'induit du moteur à courant continu. Ainsi, un couple constant avec une petite oscillation supplémentaire peut être introduit.

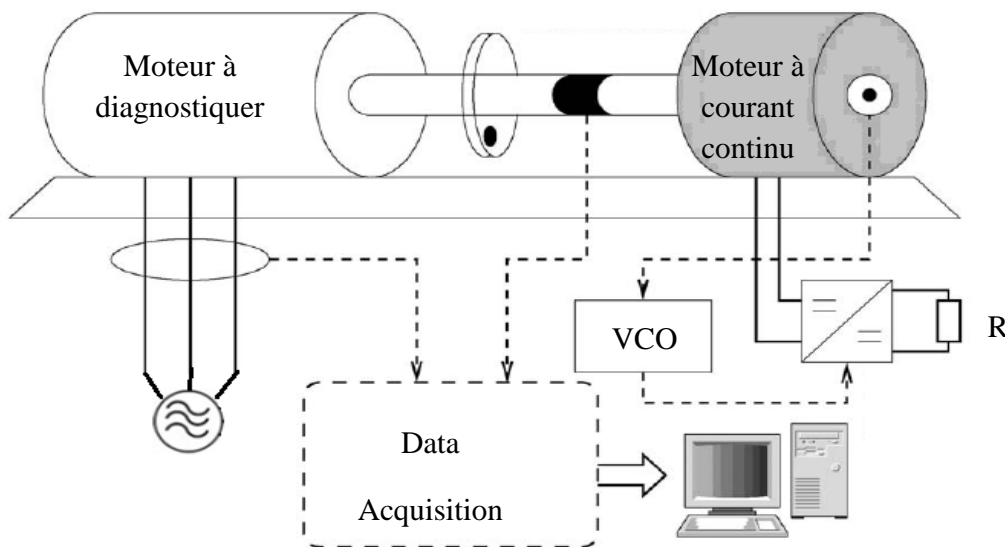


Figure IV.10. Illustration de l'installation expérimentale.

Dans le but d'appliquer aux moteurs différentes formes de couple de charge, le moteur à tester est couplé à une machine à réluctance variable alimenté par un convertisseur à commande numérique [Fil 98; Sal 00]. La forme du couple requis est atteinte en imposant la forme de courant correspondant au couple désiré à la machine à réluctance. La figure IV.11 montre une machine à réluctance variable (ABB).



Figure IV.11. Machine à réluctance variable (ABB)

Un frein à poudre magnétique commandé par ordinateur est utilisée dans les articles [Blo 05; Cab 11.a] pour analyser le comportement du moteur sous différentes conditions de charge. La Figure IV.12 montre une photographie du banc d'essai utilisé dans l'article [Cab 11.a].

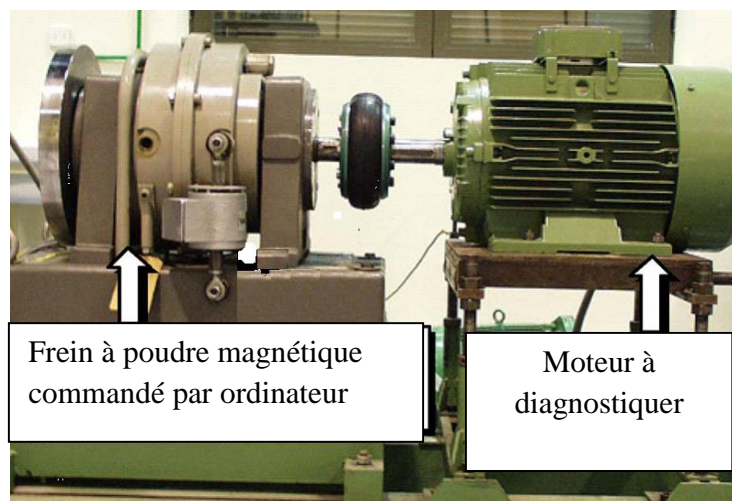


Figure IV.12. Banc d'essai: et le frein à poudre magnétique commandé par ordinateur [Cab 11.a].

Dans les articles [Kor 10; Kra 04; Blo 06], La variation de charge a été simulée par combinaison de écrous, boulons et rondelles qui sont fixé à un moyeu symétrique (Figure IV.13).



Figure IV.13. Moyeu avec un boulon, utilisé pour créer une variation de charge [Kor 10]

La figure IV.14 montre un schéma représentatif du moyeu avec un boulon, utilisé pour créer une variation de charge. Cette charge théoriquement crée une oscillation de couple de charge à la fréquence de rotation f_r et d'amplitude mgr , où g est l'accélération de la pesanteur (équation IV.1). En outre, un montant supplémentaire (force centrifuge) agit sur l'arbre, ce qui pourrait conduire à une augmentation du niveau de l'excentricité.

$$C_r = C^{te} + mgr \sin(\omega_r t) \quad (IV. 1)$$

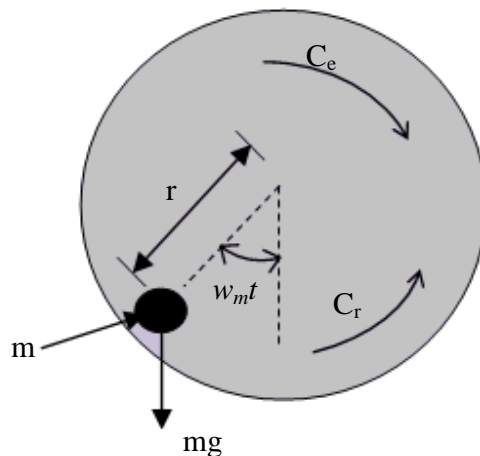


Figure IV.14. Schéma du moyeu avec un boulon [Kor 10]

Dans l'article [Sal 14], La variation de charge a été simulée par la fixation d'un boulon de masse "m = 20g", sur une pale du ventilateur à une distance "r = 4 cm" du centre d'axe de rotation (Figure IV.15).



Figure IV.15. Boulon fixé sur une pale du ventilateur [Sal 14].

III.2 Simulateur de couple (MECASIM)

Dans notre banc d'essai, le moteur à diagnostiquer entraîne une charge mécanique commandé par le simulateur de couple MECASIM. Le MECASIM est un générateur de courant destiné à piloter le circuit de commande d'un frein à poudre, dans le but de générer divers couples de freinage. Le simulateur MECASIM peut générer les cinq lois de couples ci-dessous, dont les paramètres a et b sont directement réglables par deux potentiomètres en face avant (Figure IV.16):

- Couple constant $C_r = b$: Le moment du couple résistif est constant.
- Couple proportionnel à la vitesse $C_r = a\Omega + b$: Le moment du couple est une fonction affine de la vitesse.
- Couple proportionnel au carré de la vitesse $C_r = a\Omega^2 + b$ Le moment est fonction du carré de la vitesse.
- Couple inversement proportionnel à la vitesse $C_r = a/\Omega$: Le produit $\Omega \times C_r = \text{constante}$, donc la puissance du moteur est constante.
- Couple oscillant $C_r = b$ ou $C_r = a + b$: Le couple oscille entre deux valeurs en fonction du temps. La fréquence de récurrence est réglable de 0 à 200s et le rapport cyclique de 0% à 100%.

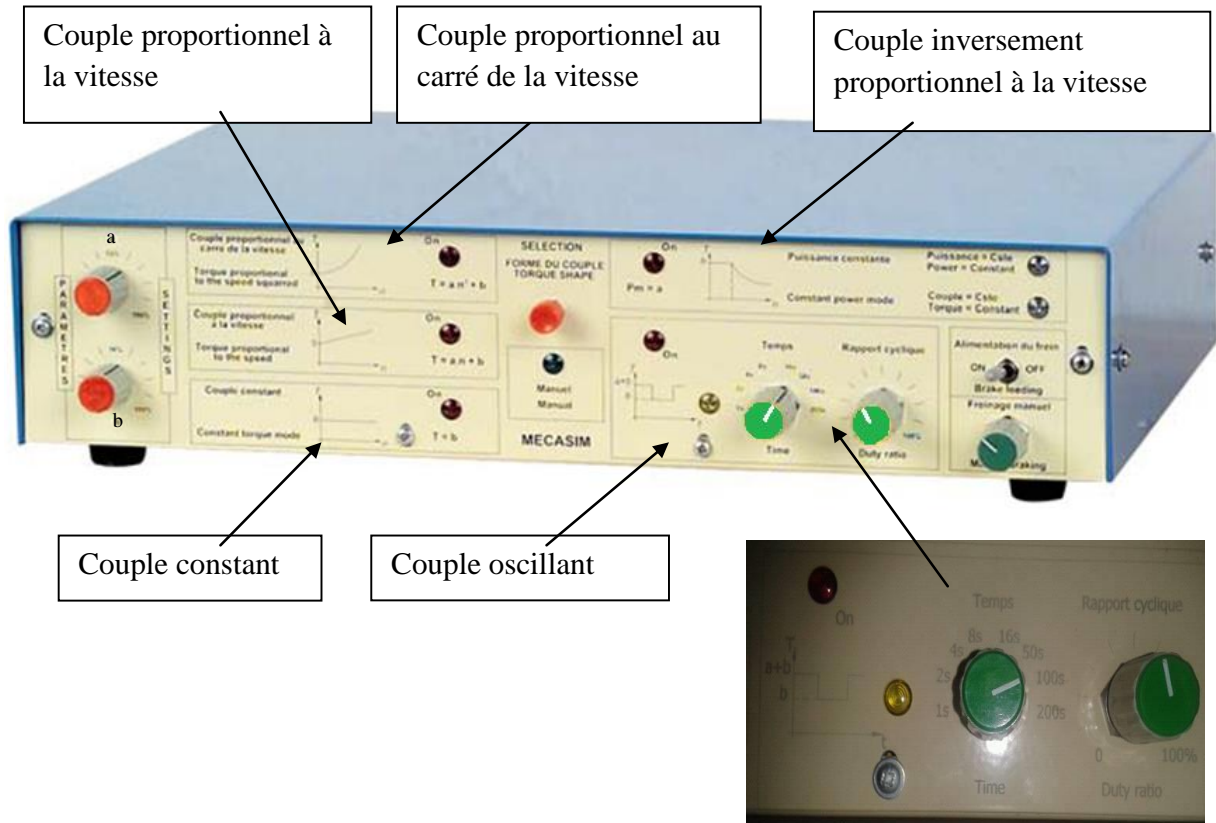


Figure IV.16. Simulateur de couple (MECASIM)

III.3 Couples utilisés dans les essais de simulation et expérimentaux

III.3.1 Couples utilisés dans les essais de simulation

Pour chaque méthode, les résultats de simulation sont analysés, pour un moteur sain entraînant un couple de charge constant de 17 N.m, un moteur avec une barre cassée entraînant un couple de charge constant de 17 N.m et un moteur sain entraînant un couple de charge variable. La forme d'onde d'un couple de charge utilisée dans les essais de simulation pour entraîner la machine saine est montrée dans la figure IV.15. Dans ce cas, le spectre du couple de charge contient une composante fondamentale à la fréquence $f_0 = 1$ Hz et une séquence d'harmoniques d'ordre élevé à des fréquences Kf_0 , $K = 1, 3, 5, \dots$ (figure IV.17.b). L'effet total de ce type de charge peut être considéré comme une série de charges oscillatoires.

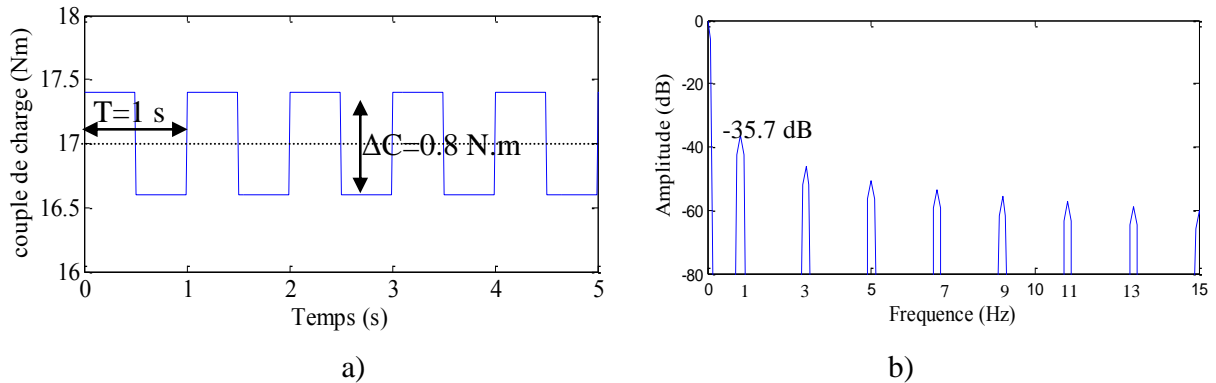


Figure IV.17. Couple de charge pour les essais de simulation a) forme d'onde b) spectre

III.3.2 Couples utilisés dans les essais expérimentaux

Pour chaque méthode, les résultats expérimentaux sont analysés, d'abord pour un moteur sain entraînant un couple de charge constant de 15 N.m, un moteur avec deux barres cassées entraînant un couple de charge constant de 65% de charge nominale et un moteur sain entraînant un couple de charge variable. La figure IV.18 montre la forme d'onde et le spectre du couple de charge variable utilisé pour les essais expérimentaux.

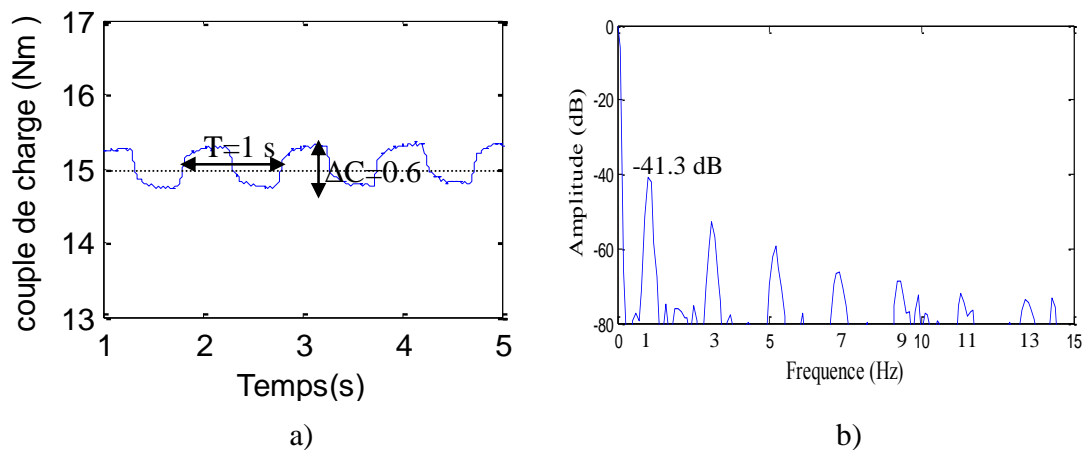


Figure IV.18. Couple de charge pour les essais expérimentales a) forme d'onde b) spectre

L'utilisation de simulateur de couple nous impose une composante fondamentale inférieure ou égale à la fréquence $f_0 = 1$, et une séquence d'harmoniques d'ordre élevé à des fréquences kf_0 , avec une amplitude de plus en plus réduite. Le simulateur ne nous permet pas d'obtenir une fréquence

identique que celle produite par la cassure de barre, mais ce type de charge peut être considérée comme une superposition d'une série de couple oscillatoire à une fréquence unique.

IV Méthode de puissance active et réactive

IV.1 Définition de puissance active et réactive

La puissance active p représente la valeur moyenne de la puissance instantanée pendant la période de la composante fondamentale. En d'autres termes, elle représente le rapport moyen du transfert d'énergie entre deux sous-ensembles électriques. Cette puissance a une signification physique claire. Elle représente la puissance nécessaire (utile) facturée (puissance mécanique des moteurs). Tandis que, la puissance réactive q en tant que comportement de toutes les parties de la tension et du courant qui ne contribuent pas à la puissance active. C'est l'augmentation de la puissance apparente due à l'oscillation d'énergie entre la source et la charge (figure IV.19).

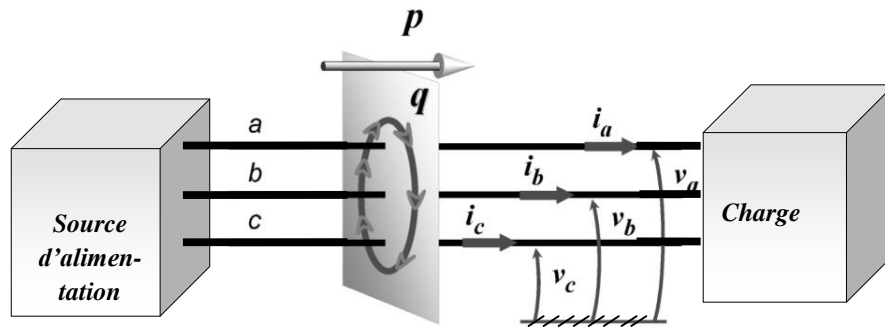


Figure IV.19. Sens physique des puissances actives et réactives

Pour un système triphasé avec ou sans neutre, la puissance active $p(t)$ et réactive $q(t)$ sont données par [Mab 13.a, 13.c] :

$$p(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \quad (\text{IV. 2})$$

$$q(t) = \sqrt{3}(v_a(t)i_b(t) - v_b(t)i_a(t)) \quad (\text{IV. 3})$$

Ou :

v_a, v_b, v_c sont les tensions de phase.

i_a, i_b, i_c sont les courants de ligne.

IV.2 Puissance active et réactive dans cas d'un moteur sain

En négligeant l'asymétrie résiduelle dans le moteur, les tensions et les courants statoriques dans le cas sain peuvent être écrites sous la forme suivante:

$$\begin{cases} v_a(t) = \sqrt{2}V \cos(\omega_s t) \\ v_b(t) = \sqrt{2}V \cos(\omega_s t - 2\pi / 3) \\ v_c(t) = \sqrt{2}V \cos(\omega_s t - 4\pi / 3) \end{cases} \quad (\text{IV. 4})$$

$$\begin{cases} i_a(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega_s t - \varphi) \\ i_b(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega_s t - \varphi - 2\pi / 3) \\ i_c(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega_s t - \varphi - 4\pi / 3) \end{cases} \quad (\text{IV. 5})$$

Ou:

V, I : les valeurs efficaces de courant et tension, respectivement.

φ : le déphasage entre le courant et la tension d'une même phase.

Dans ces conditions les puissances actives et réactives donnés dans les équations (IV.2) et (IV.3) deviennent :

$$p_0(t) = 3VI \cos(\varphi) \quad (\text{IV.6})$$

$$q_0(t) = 3VI \sin(\varphi) \quad (\text{IV.7})$$

Les équations (IV.6) et (IV.7) indiquent que les puissances actives et réactives instantanées dans le cas d'un moteur sain contiennent seulement une composante continue correspondant à leurs valeurs moyennes.

IV.3 Puissance active et réactive dans le cas d'un défaut rotorique ou d'une variation de charge

Un défaut rotorique ou une variation de couple de charge sont caractérisés par l'apparition d'une séquence de composantes latérales $f_s \pm f_d$ autour de la composante fondamentale du courant statorique (avec $f_d = 2gf_s$ ou f_0 dans le cas d'une cassure de barre ou une variation de couple de charge ; respectivement). Dans ce cas les courants statoriques peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_a(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega_s t - \varphi) + \sqrt{2}I_l \cos[(\omega_s - \omega_d)t - \varphi_l] \\ \quad + \sqrt{2}I_u \cos[(\omega_s + \omega_d)t - \varphi_u] \\ i_b(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega_s t - \varphi - 2\pi/3) + \sqrt{2}I_l \cos[(\omega_s - \omega_d)t - \varphi_l - 2\pi/3] \\ \quad + \sqrt{2}I_u \cos[(\omega_s + \omega_d)t - \varphi_u - 2\pi/3] \\ i_c(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega_s t - \varphi + 2\pi/3) + \sqrt{2}I_l \cos[(\omega_s - \omega_d)t - \varphi_l + 2\pi/3] \\ \quad + \sqrt{2}I_u \cos[(\omega_s + \omega_d)t - \varphi_u + 2\pi/3] \end{array} \right\} \quad (\text{IV. 8})$$

Ou: I_l , et I_u sont respectivement, les valeurs efficaces de la composante de l'élément inférieur de la bande latérale d'une fréquence de $f_s - f_d$ et de l'élément supérieur de la bande latérale d'une fréquence de $f_s + f_d$, φ_l et φ_u sont les phases initiales des deux composantes de bandes latérales.

Dans ces conditions les puissances actives et réactives sont donnés dans les équations (IV.2) et (IV.3) deviennent:

$$p(t) = \underbrace{\mathfrak{V}I \cos(\varphi)}_{p_0} + \mathfrak{V} [I_l \cos(\omega_d t + \varphi_l) + I_u \cos(\omega_d t - \varphi_u)] \quad (\text{IV. 9})$$

$$q(t) = \underbrace{\mathfrak{V}I \sin(\varphi)}_{q_0} + \mathfrak{V} [I_l \sin(\omega_d t + \varphi_l) - I_u \sin(\omega_d t - \varphi_u)] \quad (\text{IV.10})$$

Il est clair que les puissances actives et réactives totales instantanées deviennent différentes de celles dans le cas sain. En plus de la composante continue dc correspondant à leurs valeurs moyennes, les composantes supplémentaires à la fréquence f_d , dite composantes caractéristiques de défaut fournissent des informations de diagnostic supplémentaires concernant l'état de la machine en présence d'un défaut rotorique ou des oscillations de couple de charge. Selon les définitions de puissance active et réactive, il semble logique de penser que dans le cas de variation de charge, l'amplitude de la composante caractéristique de défaut dans le spectre de la puissance active doit être très grande par rapport à celle dans le spectre de la puissance réactive. Alors que, dans le cas d'un défaut rotorique il doit être exactement le comportement opposé par rapport au cas d'une variation de couple de charge.

Les principales étapes de la procédure de diagnostic par puissances active et réactive sont résumées dans la Figure IV.20.

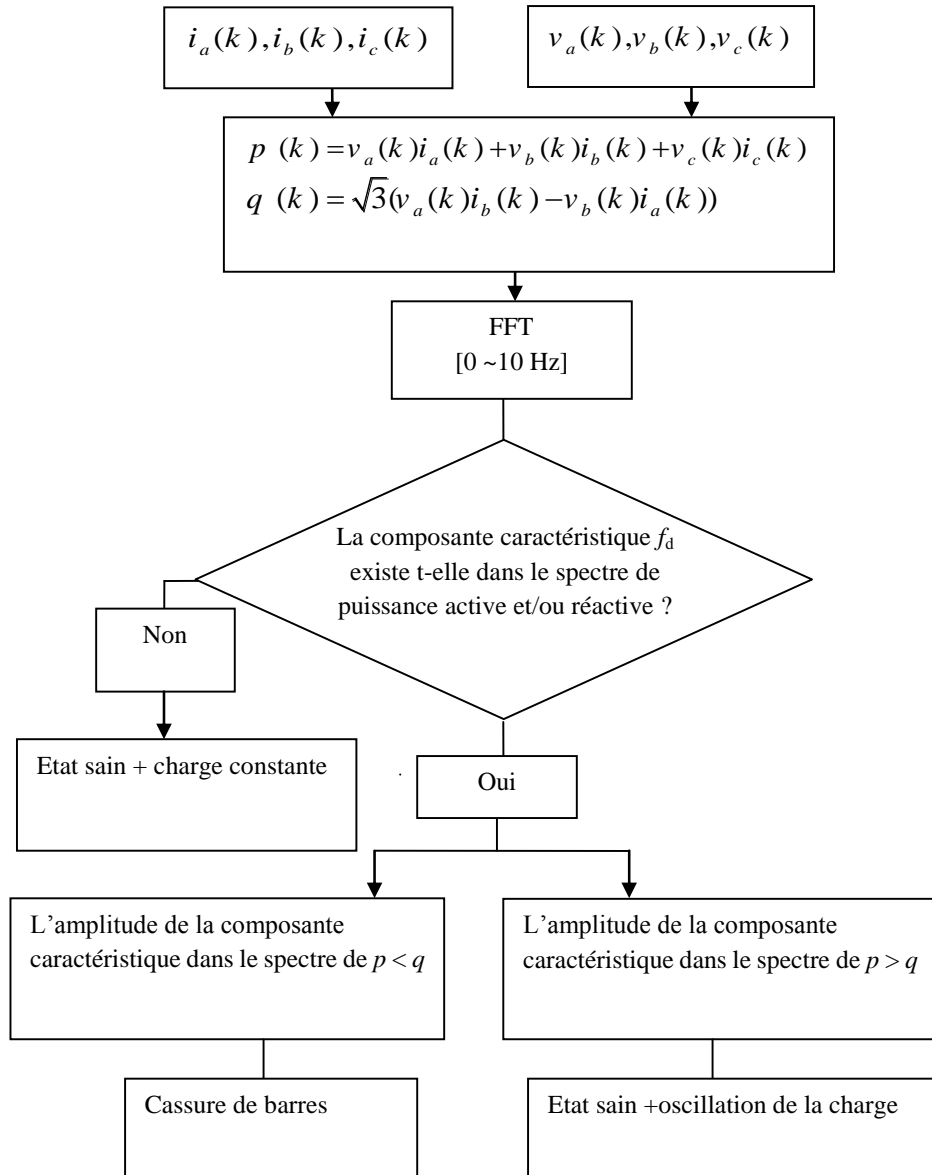


Figure IV.20. Procédures de diagnostic par puissance active et réactive.

IV.4 Résultats de simulation et expérimentaux

Comme il a été démontré théoriquement, dans le cas d'un moteur sain (Figure IV.21), on peut constater que les spectres de puissance active et réactive ne contiennent que la composante continue.

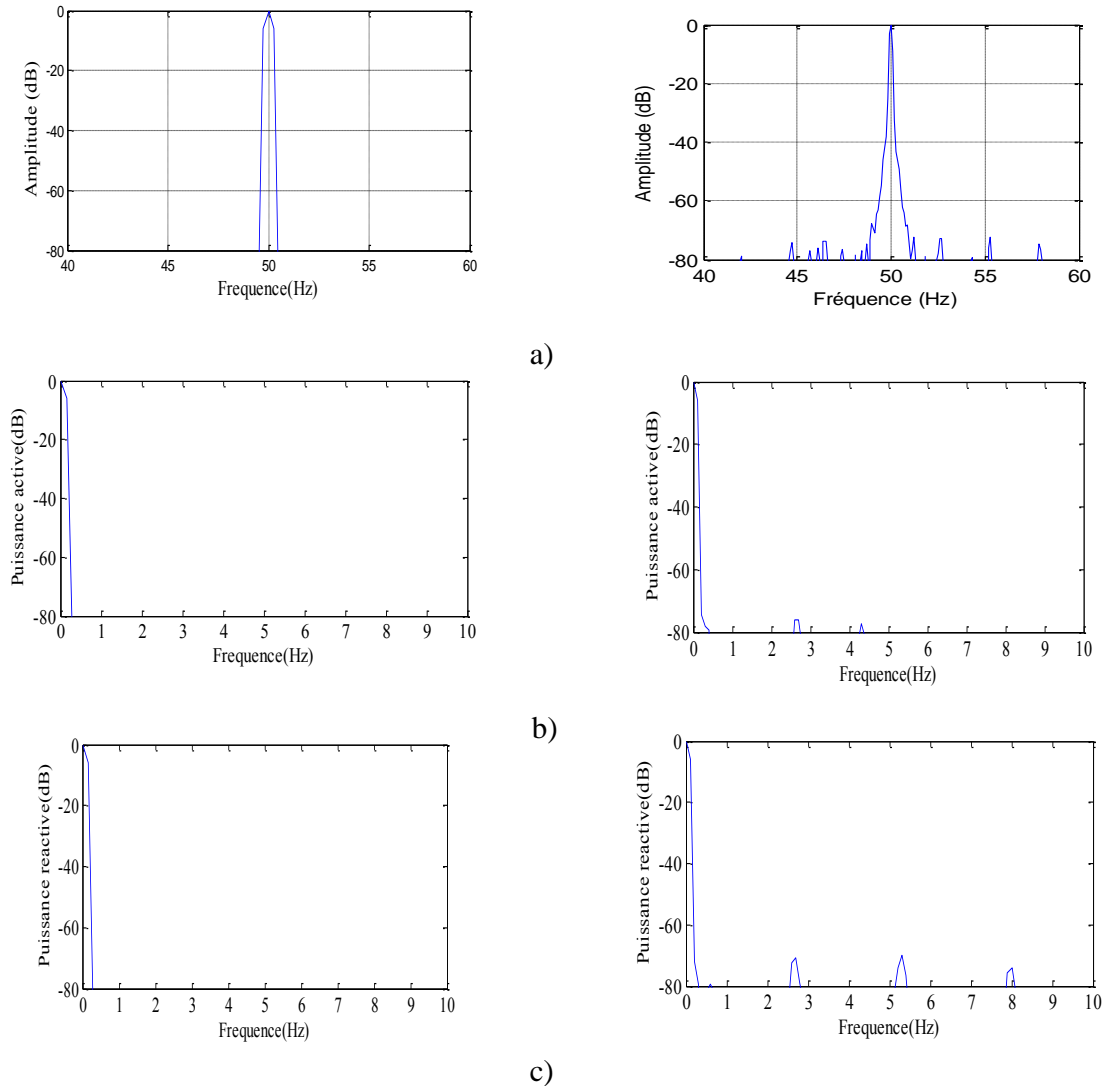


Figure IV.21. Moteur asynchrone triphasé sain entraînant un couple de charge constant (model éléments finis à gauche, expérimental à droite)

a) spectre de i_a

b) spectre de p

c) spectre de q

Les figures IV.22.a, b et c représentent, respectivement, les spectres, simulation (à gauche) et expérimental (à droite), du courant statorique instantané i_a , de la puissance active p et de la puissance réactive q dans le cas d'un moteur asynchrone triphasé avec deux barres cassées entraînant un couple de charge constant.

Les figures IV.23.a, b et c représentent, respectivement, les spectres, simulation (à gauche) et expérimental (à droite), du courant statorique instantané i_a , de la puissance active p et de la puissance réactive q dans le cas d'un moteur asynchrone triphasé sain entraînant une charge variable.

Le spectre du courant statorique montre l'existence des bandes latérales à $\pm 2gf_s$ produites par des barres cassées apparaissant autour de la composante fondamentale (Figure IV.22.a), et les bandes latérales à $\pm f_0$ produites par la charge oscillante apparaissant autour de la composante fondamentale (Figure IV.23.a). Comme on peut le voir, il n'existe pratiquement aucune différence entre les deux spectres. Cela est dû au fait que la fréquence d'oscillation de la charge f_0 est proche du double de la fréquence de glissement. L'analyse FFT du courant seule ne permet pas la distinction entre les deux cas.

Dans le cas d'une cassure de barres (Figure IV.22.b et c), Il peut être remarqué que l'amplitude de l'harmonique à $2gf_s$ dans le spectre de la puissance réactive est supérieur à celle dans le spectre de la puissance active. Comme il était mentionné dans les définitions de puissances, La puissance réactive reflète clairement l'effet de cassure des barres.

Dans le cas d'une oscillation du couple de charge (Figure IV.23.b et c), les spectres de puissance active et réactive montrent l'apparition des bandes latérales à f_0 dues à la charge oscillante. L'amplitude de l'harmonique à f_0 (qui peut être confondue avec la condition de barre cassée) dans le spectre de la puissance active instantanée est beaucoup plus grande que celle dans le spectre de la puissance réactive. La puissance active reflète clairement l'effet de l'oscillation charge, la puissance réactive est pratiquement négligeable dans ce cas.

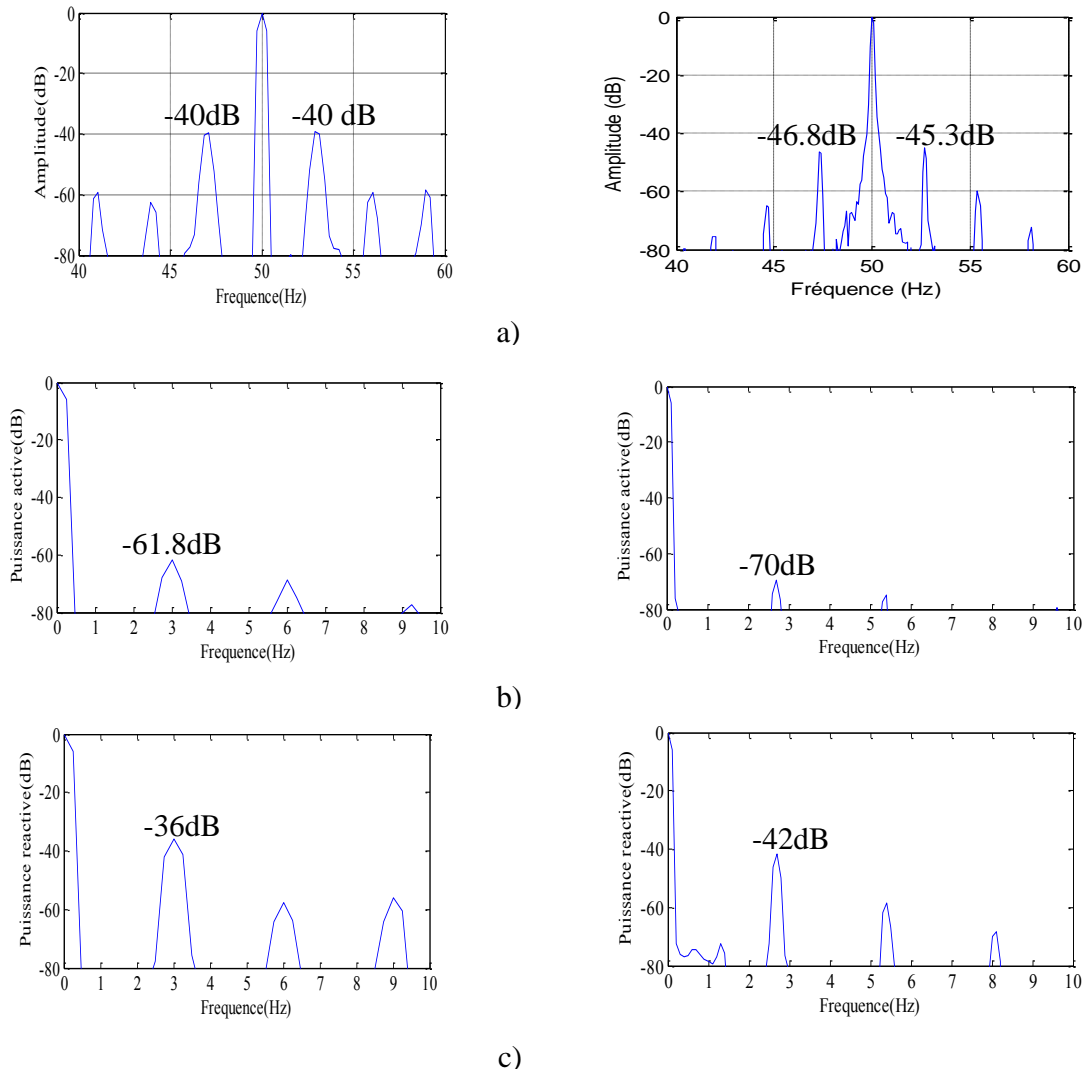


Figure IV.22. Moteur asynchrone triphasé défectueux entraînant un couple de charge constant (model éléments finis à gauche, expérimental à droite)

- a) spectre de i_a
- b) spectre de p
- c) spectre de q

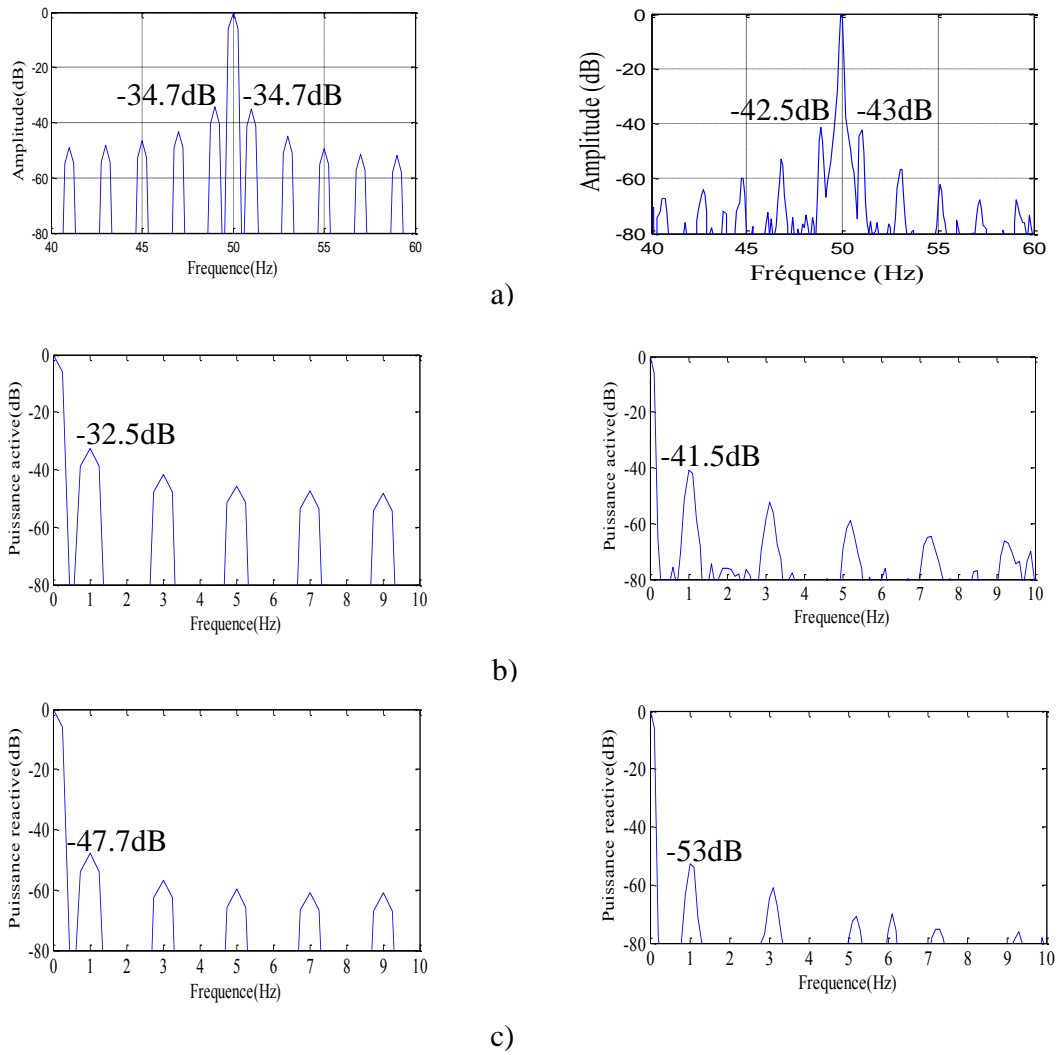


Figure IV.23. Moteur asynchrone triphasé sain entraînant une charge variable (model éléments finis à gauche, expérimental à droite)

- a) spectre de i_a
- b) spectre de p
- c) spectre de q

V Méthode de courant actif et réactif

V.1 Définition de courant actif et réactif

Akagi, Kanazawa, Nabae, ont proposé la théorie généralisée de la puissance réactive instantanée «The generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power» ou «The Instantaneous Power Theory» IRP_{p-q} [Aka 83]. Elle est valide en triphasé, en régime sinusoïdal avec charge triphasé déséquilibrée, en régime non sinusoïdal avec charge équilibrée ou non et en régime permanent ou transitoire.

La théorie IRP_{p-q} est basée sur la transformation algébrique de Clarke des tensions et courants dans les coordonnées a - b - c vers les coordonnées orthogonales α - β - 0 .

La transformation de Clarke des tensions est donnée par la formule suivante:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 11})$$

Et pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 12})$$

L'avantage de cette transformation est la séparation de la composante homopolaire de l'axe-0 (v_0 et i_0 variables). Cette approche définit les puissances instantanées comme suit : p la puissance réelle instantanée, q la puissance imaginaire instantanée et p_0 la puissance homopolaire instantanée. Elles sont données par la relation matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

A partir de l'équation (IV.13), Les courants instantanés i_α et i_β sont représentés par deux composantes, l'une dite active et l'autre dite réactive, comme suit :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} p \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ q \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{IV. 14})$$

Les différentes composantes des courants dans le plan α - β sont présentées par les expressions suivantes:

$$\begin{aligned} i_{\alpha p} &= \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p \\ i_{\alpha q} &= \frac{-v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \\ i_{\beta p} &= \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p \\ i_{\beta q} &= \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \end{aligned} \quad (\text{IV. 15})$$

A partir des équations IV.13 et IV.15, les expressions des courants actifs et réactif instantanées sur l'axe α peuvent être représentées en fonction des tensions et des courants dans le repère α - β comme suit:

$$\begin{aligned} i_{\alpha p} &= \frac{v_\alpha^2 i_\alpha + v_\alpha v_\beta i_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \\ i_{\alpha q} &= \frac{v_\beta^2 i_\alpha - v_\beta v_\alpha i_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \end{aligned} \quad (\text{IV.16})$$

V.2 Courant actif et réactif dans le cas d'un moteur sain

En négligeant l'asymétrie résiduelle dans le moteur, les tensions et les courants statoriques dans le cas sain peuvent être écrites sous la forme suivante:

$$\begin{cases} i_{\alpha}(t) = i_f \cos(\omega_s t - \varphi) \\ i_{\beta}(t) = i_f \sin(\omega_s t - \varphi) \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

$$\begin{cases} v_{\alpha} = V_f \cos(\omega_s t) \\ v_{\beta} = V_f \sin(\omega_s t) \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

Remplaçant les expressions (IV.17) et (IV.18) dans l'expression des courants actifs et réactifs instantanées sur l'axe α on trouve :

$$i_{\alpha p}(t) = \frac{P_0}{V_f} \cos(\omega_s t) \quad (\text{IV.19})$$

$$i_{\alpha q}(t) = \frac{Q_0}{V_f} \sin(\omega_s t) \quad (\text{IV.20})$$

Les équations (IV.19) et (IV.20) indiquent que les spectres des courants actifs et réactifs instantanées contiennent seulement une composante continue. Le même constat sera obtenu pour les composants sur l'axe β .

V.3 Courant actif et réactif dans le cas d'un défaut rotorique ou une variation de charge

Dans le cas d'une cassure de barre ou d'une variation de la charges les courants instantanés i_{α} et i_{β} sont données par:

$$\begin{cases} i_{\alpha}(t) = i_f \cos(\omega_s t - \varphi) + I_l \cos[(\omega_s - \omega_d)t - \varphi_l] + I_u \cos[(\omega_s + \omega_d)t - \varphi_u] \\ i_{\beta}(t) = i_f \sin(\omega_s t - \varphi) + I_l \sin[(\omega_s - \omega_d)t - \varphi_l] + I_u \sin[(\omega_s + \omega_d)t - \varphi_u] \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

où i_f et φ sont l'amplitude et la phase de la composante fondamentale de courant, I_l , I_u et φ_l , φ_u sont l'amplitude et la phase initiale des éléments de bande latérale inférieure et supérieure à une fréquence de $(1 \pm 2g)f_s$, respectivement. Les puissances actives et réactives instantanées (équation IV.13) à ces conditions peuvent être exprimées comme:

$$p(t) = V_f i_f \cos \varphi + V_f I_l \cos[\omega_d t + \varphi_l] + V_f I_u \cos[\omega_d t - \varphi_u] \quad (\text{IV.22})$$

$$q(t) = V_f i_f \sin \varphi + V_f I_l \sin[\omega_d t + \varphi_l] - V_f I_u \sin[\omega_d t - \varphi_u] \quad (\text{IV.23})$$

En regroupant les termes de la même fréquence, les puissances actives et réactives instantanées deviennent:

$$p(t) = P_0 + P_b \cos(\omega_s t + \phi_b) \quad (\text{IV.24})$$

$$q(t) = Q_0 + Q_b \cos(\omega_s t + \phi_q) \quad (\text{IV.25})$$

Où P_0 et Q_0 sont les valeurs moyennes des puissances active et réactive. L'introduction de (IV.30) et (IV.29) dans (IV. 19) donne:

$$i_{ap}(t) = \frac{P_0}{V_f} \cos(\omega_s t) + \frac{P_b}{2V_f} \cos[(\omega_s - \omega_d)t - \phi_l] + \frac{P_b}{2V_f} \cos[(\omega_s + \omega_d)t - \phi_u] \quad (\text{IV.26})$$

$$i_{aq}(t) = \frac{Q_0}{V_f} \sin(\omega_s t) + \frac{Q_b}{2V_f} \cos[(\omega_s - k\omega_d)t - \phi_l] + \frac{Q_b}{2V_f} \cos[(\omega_s - k\omega_d)t - \phi_u] \quad (\text{IV.27})$$

Il est clair que les courants actifs et réactifs deviennent différents de celles dans le cas sain. A partir de ces équations, on peut voir que les composantes latérales des courants actif et réactif instantanées ont les mêmes fréquences. Ainsi que, les composantes latérales supérieures et inférieures ont exactement la même amplitude. Cependant, l'amplitude des composantes latérales des courants actifs dépend de l'amplitude de la puissance P_b actif. Tandis que, l'amplitude des composantes latérales des courants réactifs instantanée est proportionnelle à l'amplitude de la puissance réactive Q_b . Selon la définition des puissances active et réactive, il est claire que les courants réactifs instantanés ne contribuent pas à l'énergie transférée entre la source et la charge à tout moment. Ces courants correspondent à l'énergie échangée entre les trois phases. De ce qui précède, Il semble logique de penser que dans le cas de variation de charge, qui nécessite l'échange de puissance avec la source (puissance active), l'amplitude des composantes latérales de courant actif autour du fondamental doit être très grande par rapport à celle dans le spectre du courant réactif. Alors que, le cas d'un défaut rotorique doit être exactement le comportement opposé par rapport au cas d'une variation de couple de charge. Le même constat sera obtenu pour les composantes sur l'axe β [Mab 14, 17].

Les principales étapes de la procédure de diagnostic par courant actif et réactif sont résumées dans la Figure IV.24.

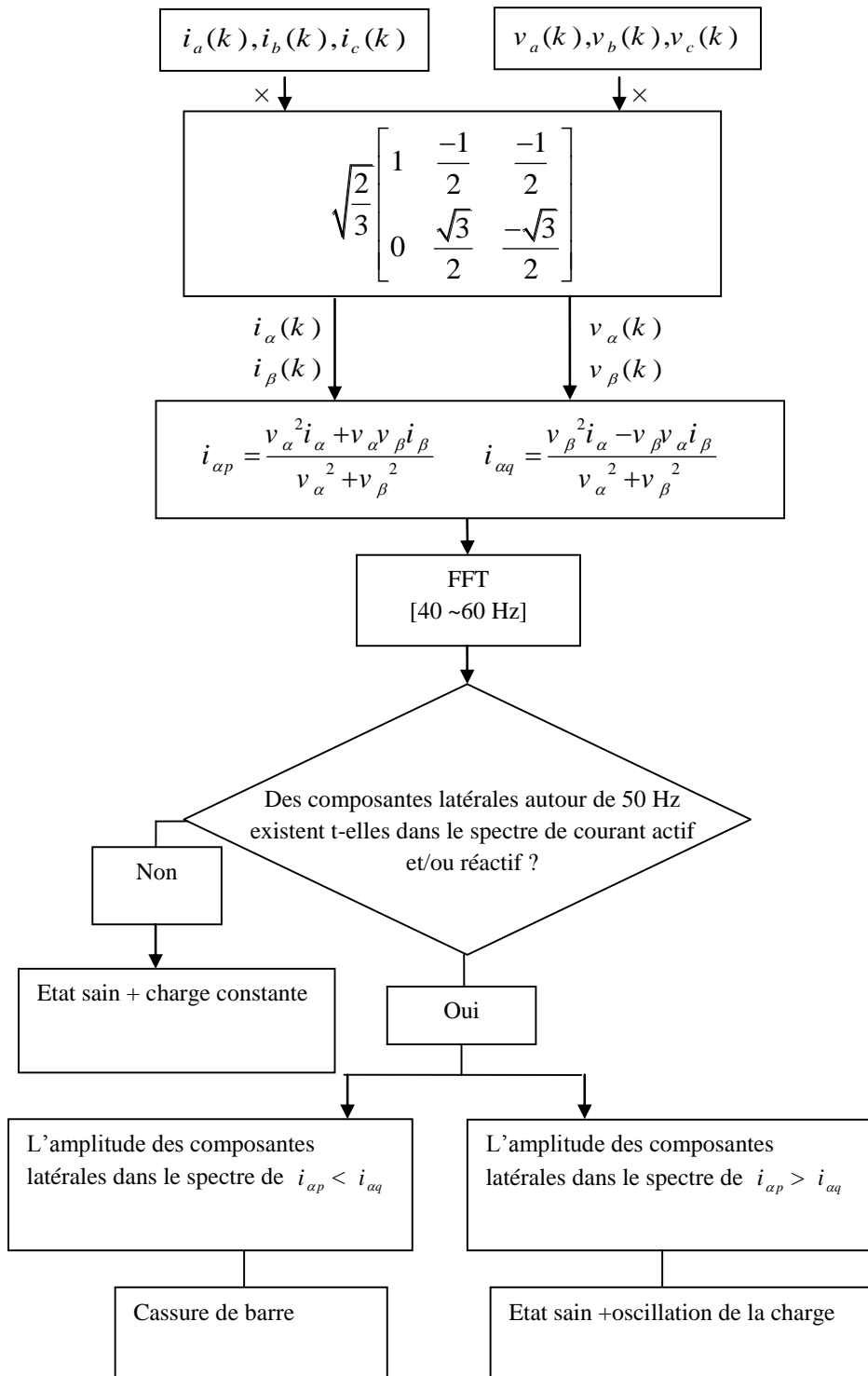


Figure IV.24. Procédures de diagnostic par courant actif et réactif.

V.4 Résultats de simulation et expérimentaux

Les figures IV.25.a, b et c représentent, respectivement, les spectres, simulation (à gauche) et expérimental (à droite), du courant total i_α , de courant actif $i_{\alpha p}$ et de courant réactif $i_{\alpha q}$ dans le cas d'un moteur asynchrone triphasé sain entraînant un couple de charge constant. Comme il était démontré théoriquement, dans le cas sain, le spectre de courant total, actif et réactif ne contient que la composante fondamentale à 50 Hz.

Les figures IV.26.a, b et c représentent, respectivement, les spectres, simulation (à gauche) et expérimental (à droite), du courant total i_α , de courant actif $i_{\alpha p}$ et de courant réactif $i_{\alpha q}$ dans le cas d'un moteur asynchrone triphasé défectueux entraînant un couple de charge constant. Les spectres de courant total i_α , de courant actif $i_{\alpha p}$ et de courant réactif $i_{\alpha q}$ montrent des bandes latérales à $\pm 2gf_s$ produites par des barres cassées apparaissant autour de la composante fondamentale à 50 Hz. Il est clair dans le spectre du courant instantané actif que l'amplitude des bandes latérales est sensiblement plus faible que celle dans le courant total. Tandis que, dans le spectre du courant réactif instantané, l'amplitude des composantes de bande latérale est pratiquement égale à l'amplitude des bandes latérales du courant total.

Les figures IV.27.a, b et c représentent, respectivement, les spectres, simulation (à gauche) et expérimental (à droite), du courant total i_α , de courant actif $i_{\alpha p}$ et de courant réactif $i_{\alpha q}$ dans le cas d'un moteur asynchrone triphasé sain entraînant une charge variable. Les spectres de courant i_α , de courant actif $i_{\alpha p}$ et de courant réactif $i_{\alpha q}$ montrent l'apparition des bandes latérales à f_0 dues à la charge oscillante. Contrairement au cas précédent, l'amplitude des bandes latérales dans le spectre courant actif est pratiquement égale à celle du courant total. Cependant, les bandes latérales sont beaucoup plus faibles dans le spectre du courant réactif instantané.

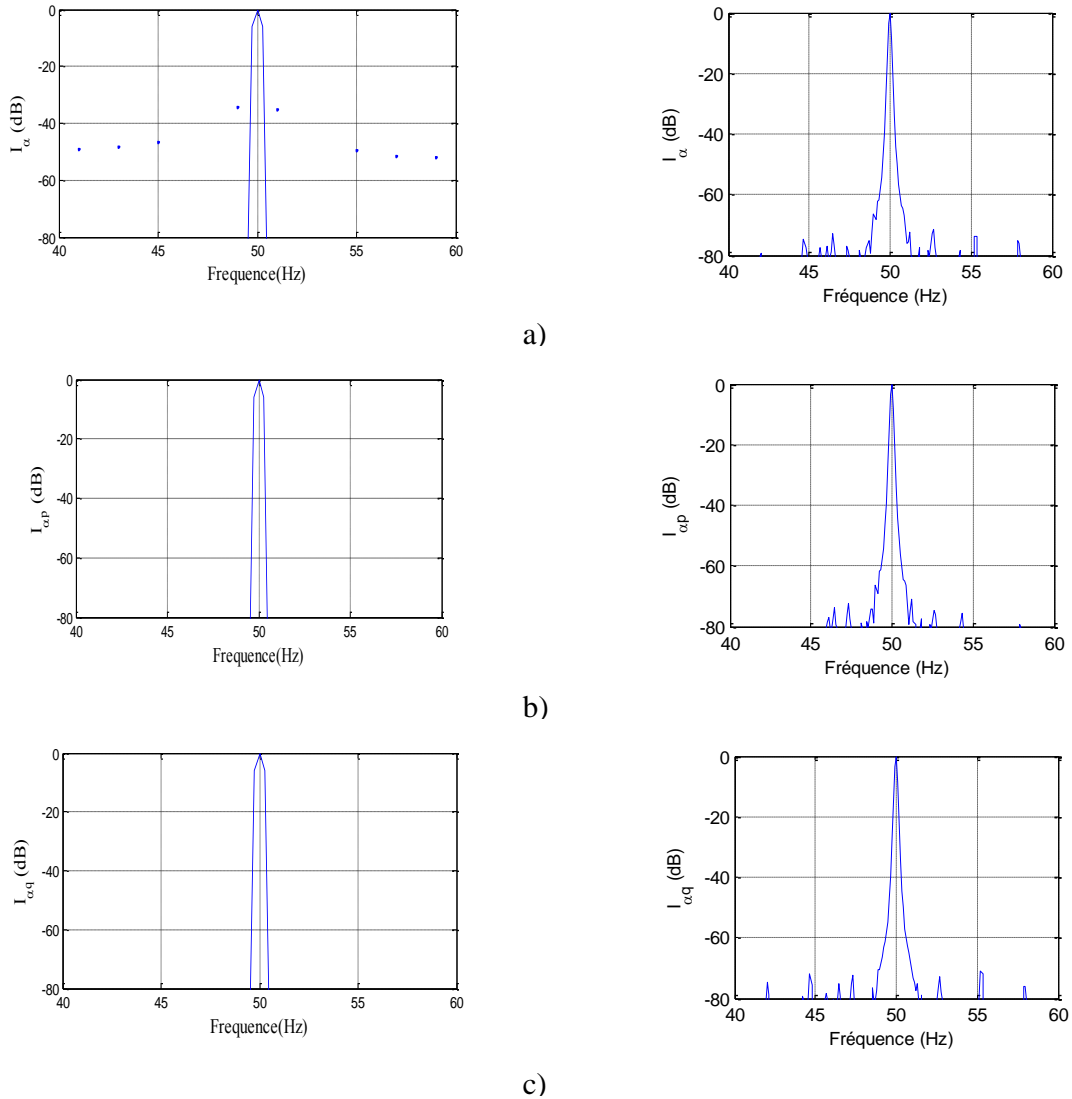


Figure IV.25. Moteur asynchrone triphasé sain entrainant un couple de charge constant (model éléments finis à gauche, expérimental à droite)

- a) spectre de i_{α}
- b) spectre de $i_{\alpha p}$
- c) spectre de $i_{\alpha q}$

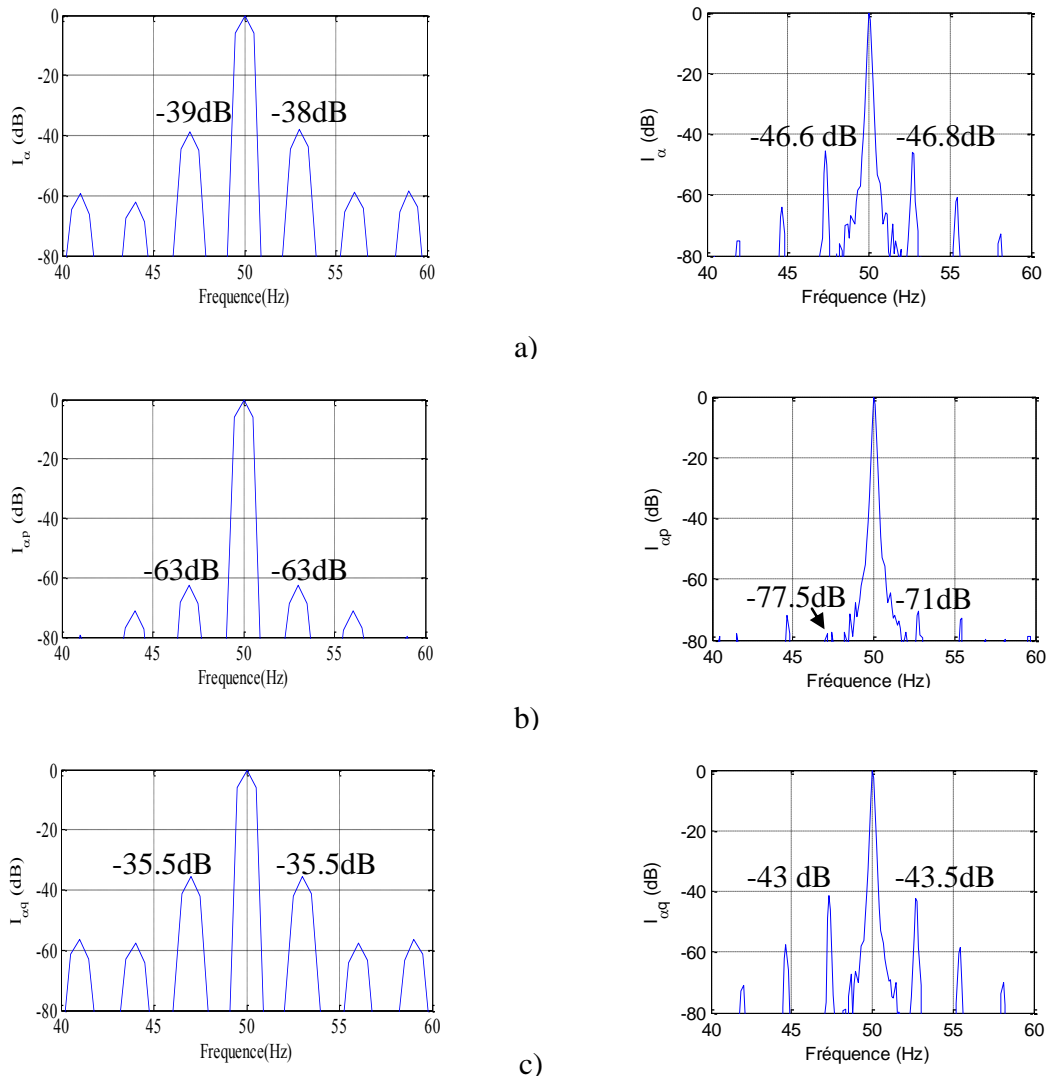


Figure IV.26. Moteur asynchrone triphasé déféctueux entraînant un couple de charge constant (model éléments finis à gauche, expérimental à droite)

a) spectre de i_α

b) spectre de $i_{\alpha p}$

c) spectre de $i_{\alpha q}$

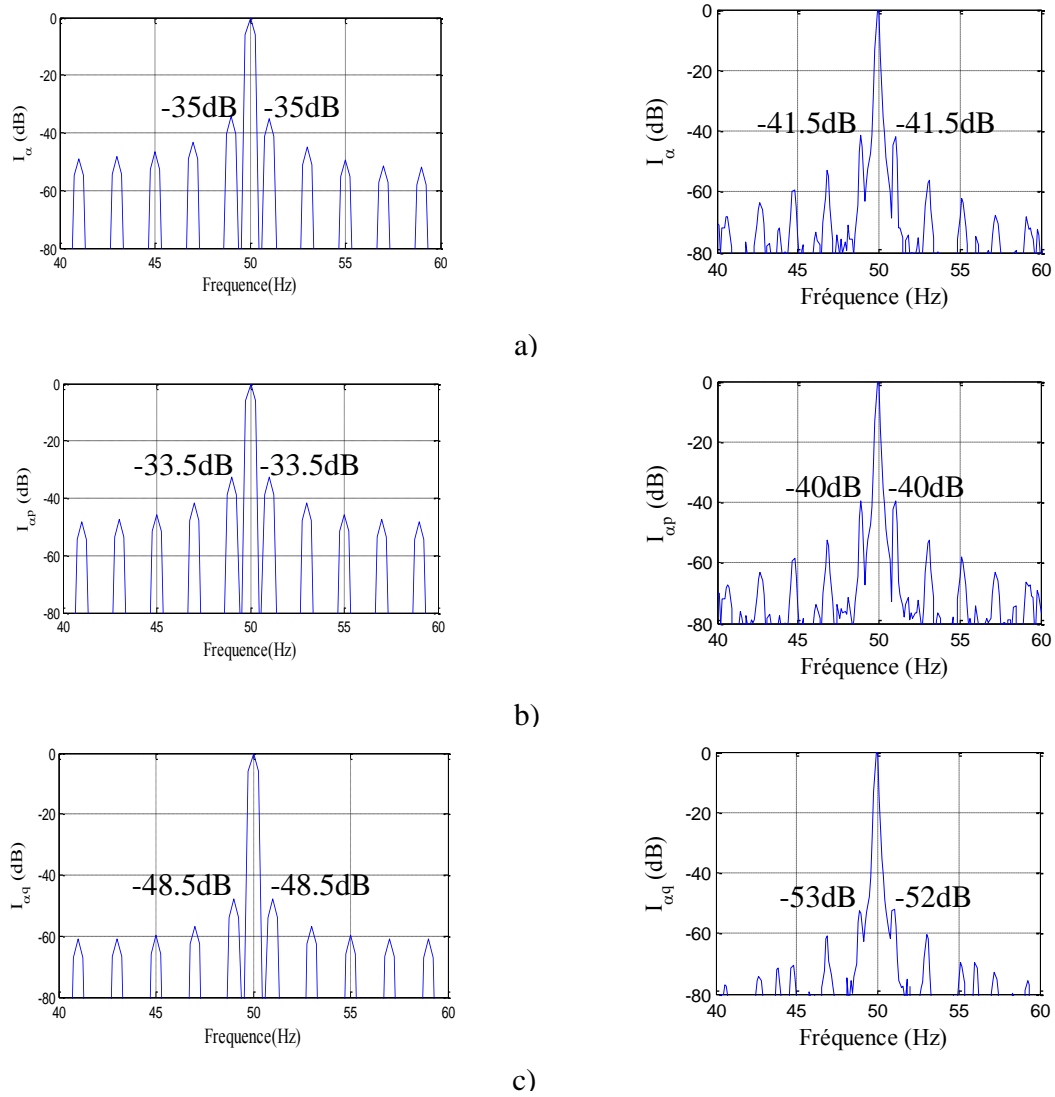


Figure IV.27. Moteur asynchrone triphasé sain entraînant une charge variable (model éléments finis à gauche, expérimentales à droite)

a) spectre de i_α

b) spectre de $i_{\alpha p}$

c) spectre de $i_{\alpha q}$

VI Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté deux méthodes (la méthode de puissance active et réactive, la méthode de courant actif et réactif) dédiées à la distinction des défauts rotoriques des effets de la charge dans les machines asynchrones. Un travail analytique nous a permis d'aboutir une compréhension complète des effets présentés par ces deux phénomènes, par conséquent menant au développement de ces deux approches de diagnostic. Pour la méthode des puissances active et réactive, la simulation et les résultats expérimentaux montrent que le cas de défaut rotorique peut être distingué de celui de variation de charge en comparant l'amplitude des harmoniques basses fréquences. Cette technique a l'avantage d'éviter le problème de «leakage» (fuite des lobes secondaires) de la transformée de Fourier rapide. Tandis que, la méthode de courant active et réactive, permet de faire la séparation des défauts rotoriques d'effet de charge de façon similaire à celle de MCSA.

Le chapitre suivant sera consacré au développement d'une nouvelle méthode de diagnostic des défauts rotoriques dans un moteur asynchrone triphasé même en présence d'une variation de la charge.

Chapitre V

Diagnostic des défauts rotoriques par analyse du champ magnétique extérieur

I. Introduction

Dans ce chapitre, une nouvelle méthode de diagnostic des défauts rotoriques dans un moteur asynchrone triphasé même en présence d'une variation de la charge est présentée. La méthode proposée est basée sur l'analyse de signal du temps de passage par zéro (zero crossing time ZCT) de la force électromotrice d'un capteur bobiné placé à l'extérieur de la machine, cela va nous permettre un diagnostic simple et parfait de la présence des défauts rotoriques même en présence d'une variation de la charge. Les résultats d'analyse par éléments finis vont nous montrer l'intérêt et l'efficacité de cette technique de diagnostic développée.

II. L'utilisation du flux magnétique pour la surveillance et le diagnostic des machines asynchrones

La grandeur mesurée utilisées pour la surveillance et le diagnostic (figure V.1) doit fournir un certain nombre d'indicateurs dont l'évolution dans le temps ne dépend que de la présence ou non d'un défaut. Cela peut être, par exemple, une grandeur globale (valeur efficace) ou une composante du spectre obtenu par FFT.

Historiquement, ce sont les vibrations qui furent les premières à être utilisées [Rom 06]. Les techniques d'analyse vibratoire ont permis la détection de défauts mécaniques tels que le balourd, le décentrement, le désalignement, ainsi que ceux relatifs à la charge mécanique. Ces défauts se répercutent généralement sur les roulements de la machine, ceux-ci pouvant faire l'objet eux-mêmes d'analyses.

Des méthodes de détection par analyse des courants absorbés par la machine sont apparues depuis une quinzaine d'années. Ces méthodes sont plutôt axées sur la détection de défauts électriques, mais peuvent également être utilisées pour certains défauts mécaniques comme, par exemple, cassure de barre. En effet, ce dernier engendre un déséquilibre magnétique qui peut se retrouver sous forme de présence d'harmoniques caractéristiques au niveau du courant. D'autres défauts mécaniques, qui perturbent le couple de la machine, peuvent également se répercuter sous forme d'harmoniques de courant dont la fréquence est liée à celle de la perturbation.

Autre grandeurs sont aussi utilisées pour la surveillance et le diagnostic des machines asynchrones:

- La vitesse et le couple ;
- La température ;

- Les bruits acoustiques.

Plus récemment, des méthodes de détection par analyse du flux magnétique évoluant à l'intérieur ou à l'extérieur de la machine électrique ont fait l'objet de nombreux travaux [He 03; Rom 05; Cab 98, Cab 11.a, 11.b]. Ces développements furent orientés par une volonté, de la part des exploitants de machines électriques, de mettre en œuvre des techniques utilisant des mesures non invasives.

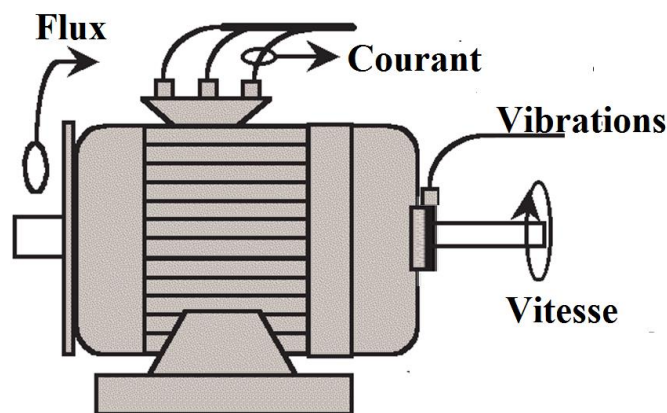


Figure V.1. Les mesures utilisées pour la surveillance et le diagnostic des machines asynchrones

III. Champ de dispersion

Le flux de dispersion peut donner une information sur la présence d'un défaut, parfois la localisation de celui-ci [Rom 13; Tha 07; Ceb 10, 12.a, 12.b]. D'un point de vue diagnostic, l'avantage des méthodes basées sur la mesure du champ de dispersion est qu'elles sont non invasives. Ces méthodes sont simples à mettre en œuvre, elles consistent à disposer d'un capteur à la périphérie du moteur et de récupérer le signal du champ de fuite.

D'après la répartition des lignes de champ (figure V.2), on peut décomposer le champ extérieur en deux parties appelées champs externes axial et radial. Ces deux champs se combinent pour former le champ de dispersion : le champ axial situé dans un plan qui comprend l'axe de la machine, il est généré par les courants dans les têtes de bobines de la machine (ou l'anneau de court-circuit) ; le champ radial situé dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine, c'est une image de l'induction d'entrefer qui est atténuée par le circuit magnétique statorique (paquet de tôles) et par la

carcasse extérieure de la machine. Il peut contenir une composante provenant des têtes de bobines comme indiqué sur la Figure V. 3.

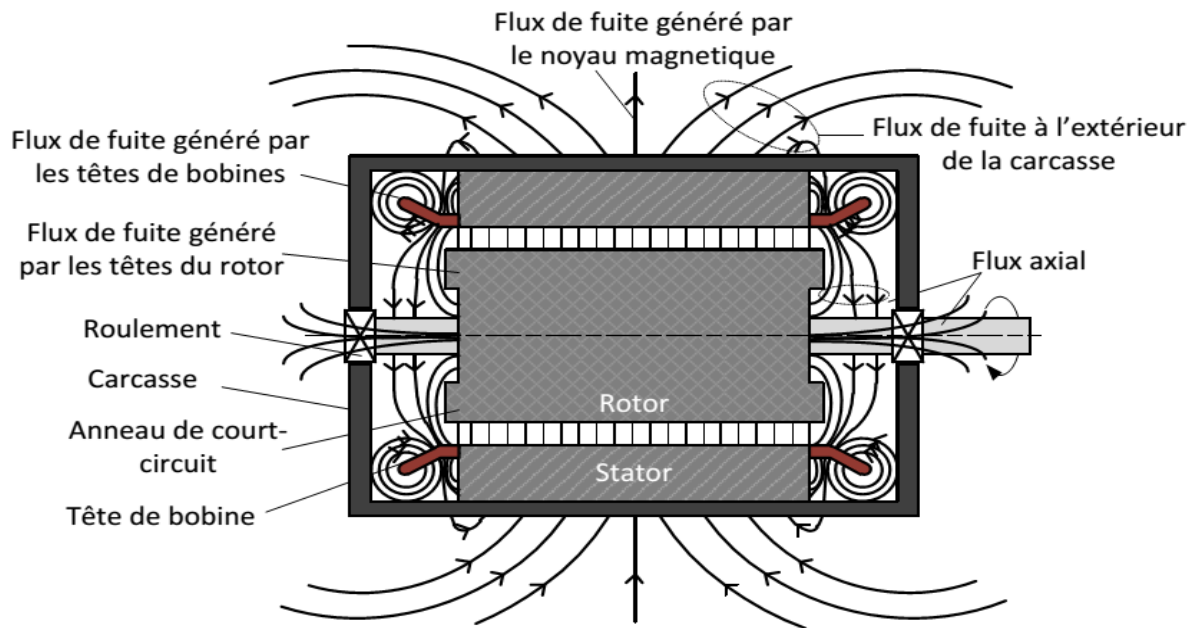


Figure V.2. Répartition de lignes de flux de fuite dans une machine électrique.

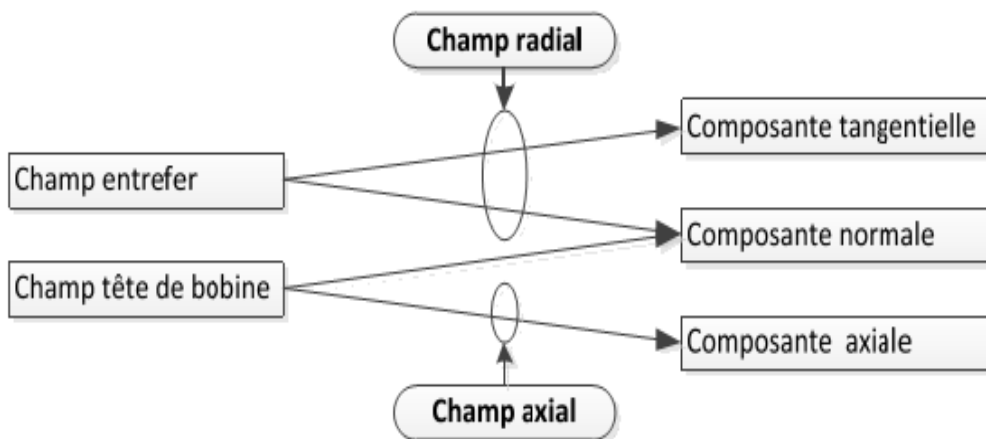


Figure V.3. Parties du champ extérieur

IV. Capteurs de champ magnétique

Plusieurs types de capteurs peuvent être utilisés pour la mesure du champ à l'intérieur et à l'extérieur de la machine. Dans ce paragraphe, sont présentés les capteurs les plus souvent utilisés.

IV.1. Capteur à effet Hall

Les capteurs à effet Hall permettent de mesurer les champs magnétiques (Teslamètres). Leur principe de fonctionnement est basé sur l'apparition d'une tension électrique V_{Hall} sur les faces latérales d'un barreau conducteur ou semi-conducteur lorsqu'il est parcouru par un courant I , et soumis à un champ magnétique B d'orientation perpendiculaire au sens du courant, comme indiqué sur la Figure V.4. La tension qui apparaît (appelée "tension de Hall"), est directement proportionnelle au champ magnétique et au courant qui circule dans le barreau.

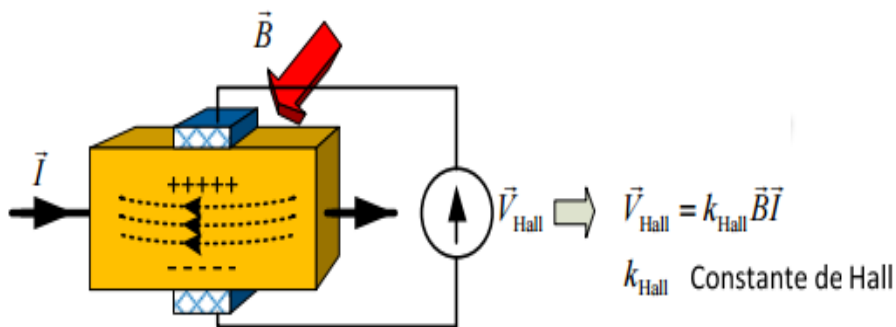


Figure V.4. Principe de fonctionnement de capteur à effet Hall

IV.2. Capteur magnéto-résistif

Les capteurs magnéto-résistifs sont caractérisés par le fait qu'ils peuvent détecter de très faibles valeurs de champ magnétique (1-5 mT). Ils sont constitués d'une résistance dont la valeur dépend de l'induction magnétique dans laquelle elle est placée. Ce capteur a la propriété de voir sa résistance varier en fonction de la direction du champ magnétique qui lui est appliqué, et délivre, proportionnellement à cette valeur de résistance, un niveau de tension correspondant. En effet, lorsqu'un matériau ferromagnétique est parcouru par un courant I_p et soumis à un champ magnétique B_p , les moments magnétiques de ses électrons s'alignent dans la direction de l'aimantation, créant ainsi une certaine conduction électrique. Lorsqu'on change la direction de l'aimantation, on modifie alors l'orientation des moments magnétiques, et donc la résistivité du matériau. La Figure V.5 présente le principe de fonctionnement d'un capteur magnéto-résistif.

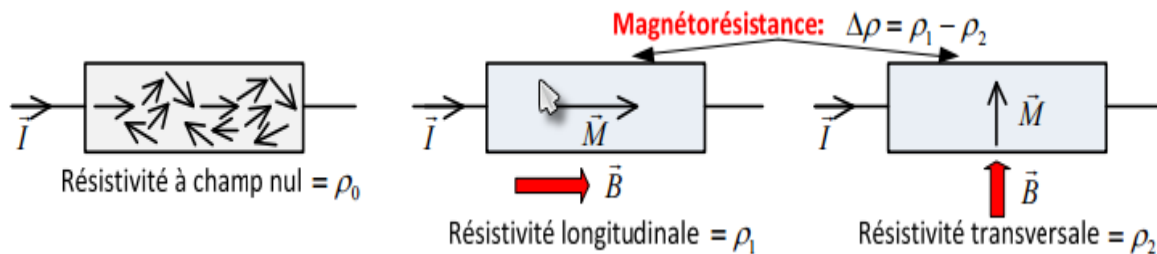


Figure V.5. Principe de fonctionnement de capteur magnétorésistif

IV.3. Capteur de type bobiné

Le principe des capteurs de type bobiné (figure V.6) est de mesurer le flux embrassé par une bobine localisée dans l'espace. Le capteur délivre une force électromotrice égale à la dérivée, par rapport au temps, de ce flux ; ce qui signifie que la mesure n'est possible que pour des champs variables. Grâce à ce type de capteur, la mesure est simple et directe, car elle ne nécessite pas d'électronique associée, si ce n'est pour amplifier, éventuellement, le signal de force électromotrice induite [Pus 13].



Figure V.6. Capteur de type bobiné

L'utilisation de capteur inductif (search coil) (figure V.7) montés à l'intérieur de la machine pour détecter la déformation au niveau des pôles du champ magnétique est très invasive et cette méthode

n'est pas une option pratique pour les machines déjà installées. Pour cela un capteur bobiné placé à l'extérieur de la machine, vas nous permettre un diagnostic simple et parfait des défauts.

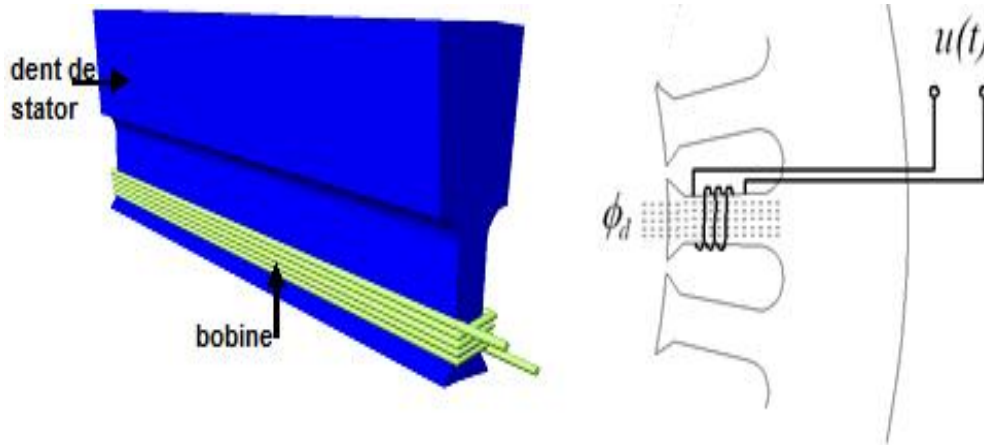


Figure V.7. Capteur inductif (search coil) montés à l'intérieur de la machine

V. Mesure de champ de dispersion

La Figure V.8 montre les différentes possibilités de mesure du champ de dispersion à l'aide d'un capteur bobiné. Du fait de la circulation supposée des lignes de champ, le capteur sera plus sensible au champ axial ou radial, selon la position de cette bobine sur le pourtour de la machine [Neg 06 ; Ceb 12.a ; Fro 15].

Si la bobine est plaquée en position 1 (Pos.1), elle va mesurer le champ axial. Dans ce cas l'amplitude du flux mesuré est maximale au niveau des flasques (près des têtes de bobines), et que le minimum se situe au milieu de la longueur de la machine ; ce minimum étant pratiquement nul. Si la bobine est plaquée en position 2 (Pos.2), elle va mesurer le champ radial, mais elle peut également embrasser une partie du champ axial selon que le capteur est plus ou moins éloigné des têtes de bobines.

La position 3 (Pos.3) correspond à la mesure du champ qualifié de "radial pure" puisque, en théorie, aucune ligne de champ axial ne peut traverser la section du capteur bobiné dans cette position.

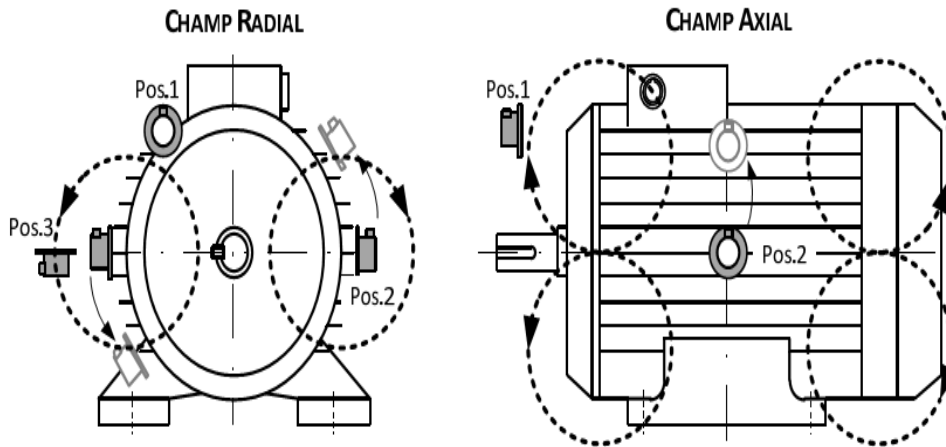


Figure V.8. Mesure de champ de dispersion

Le principe des capteurs de type bobiné est de mesurer le flux embrassé par une bobine localisée dans l'espace. D'après la loi de Faraday, la force électromagnétique (e) délivré par le capteur bobiné est donnée par l'équation (V.1) :

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{V. 1})$$

Avec :

N : le nombre de spires de la bobine, Φ : flux magnétique.

Puisque le champ magnétique en dehors du moteur est très faible, la solution est d'utiliser une bobine avec un grand nombre de tours, de sorte que la tension de production aie une valeur acceptable.

VI. Effets de défaut rotorique sur le champ magnétique

Le champ magnétique est à l'origine du fonctionnement de tout système électromécanique. Plus particulièrement, le champ magnétique dans les entrefers est la grandeur fondamentale de ces systèmes puisque c'est à cet endroit qu'est assurée la conversion de l'énergie. Cette grandeur est donc la cause première de tous les phénomènes physiques intervenant dans le dispositif. Tout défaut a donc, en premier lieu, des répercussions sur le champ magnétique avant de se propager sur les grandeurs de sortie de la machine (tension, courant, vitesse, couple), les effets sont intégrés et par conséquent plus difficilement interprétable.

La nouvelle méthode est basée sur la déformation provoquée au niveau des pôles du champ magnétique d'un moteur si une barre est cassée. Dans une machine symétrique avec p pôles, l'axe magnétique de chaque pôle se trouve à $360^\circ/p$ degrés géométriques, et l'arc de circonférence constitué par l'ensemble

des pôles, à tout instant dans le temps est $2\pi/r$, où r est le rayon interne du stator (figure V.9.a). Les oscillations de couple de charge ne produisent aucune modification de la répartition symétrique des lignes de champ magnétique au cours de la rotation du moteur comme montre la figure V.9.b.

Cependant, si une ou plusieurs barres sont cassées. Le rotor est asymétrique électriquement, les positions des axes magnétiques des pôles ne sont plus stables, et la longueur de chaque pôle fluctue autour de $2\pi/p$ lorsqu'elle arrive à la région défectueuse du rotor pendant la rotation (figure V.9.c).

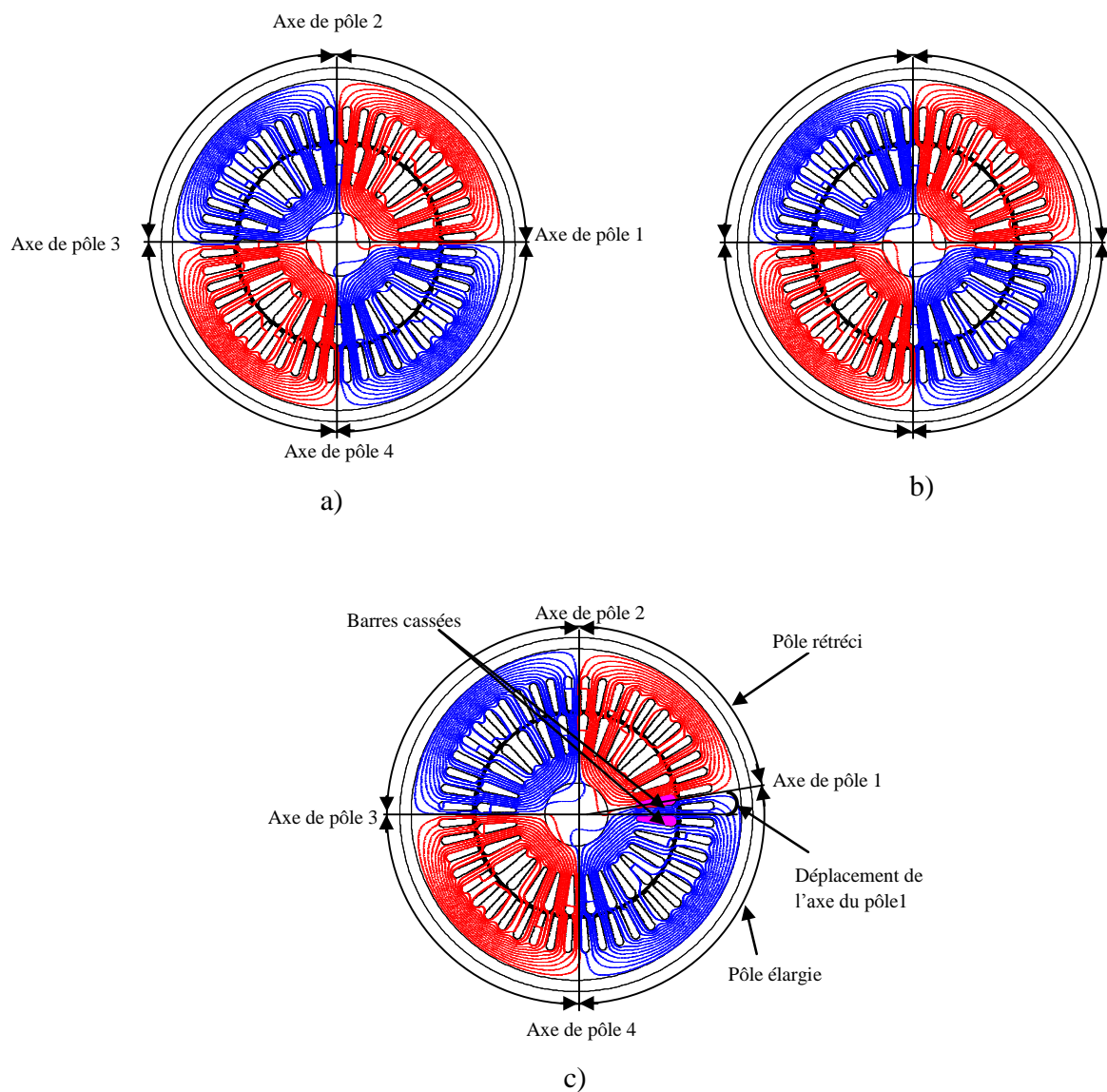


Figure V.9. Distribution des lignes de flux et la position des pôles magnétiques
 a) moteur sain avec une charge constante a) moteur sain avec une charge oscillatoire
 c) deux barres cassées avec une charge constante .

VII. Etude de champ magnétique à l'extérieur de la machine

La connaissance du flux dans l'entrefer, pour les machines tournantes, apporte des informations précises sur l'état de la machine. Par contre, l'idée d'intégrer des capteurs à l'intérieur de machine pose des problèmes, en effet, si un capteur présente une défaillance, celle-ci est difficile à déterminer et sa réparation nécessite le démontage de la machine, ce qui est problématique puisque le capteur lui-même est censé faire partie d'un système de diagnostic.

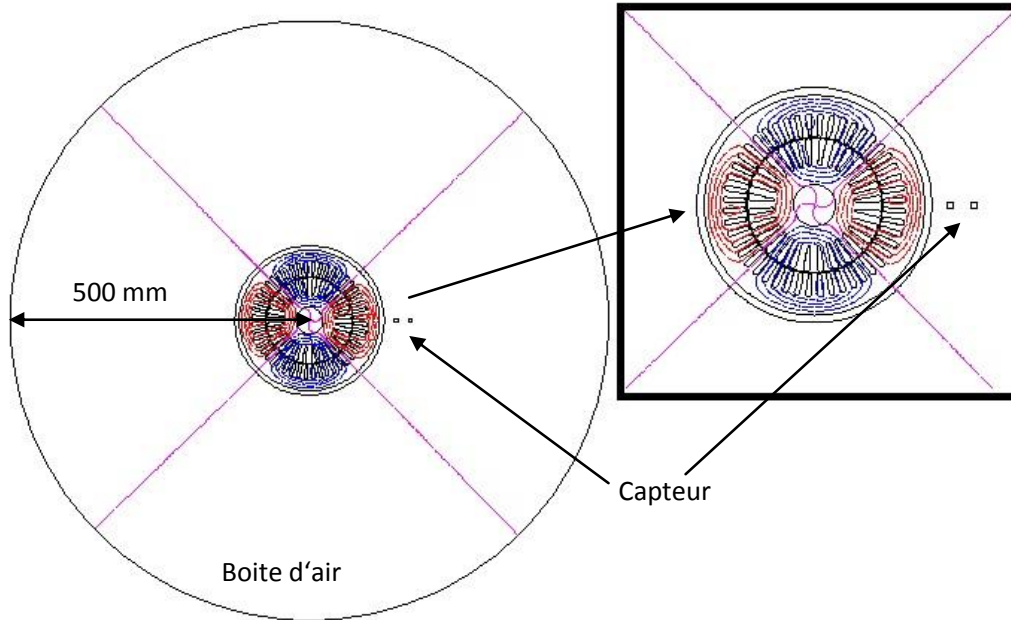
L'analyse du champ extérieur n'est pas nouvelle. Elle a déjà donné lieu à un nombre important de publications. L'idée principale est que le champ à l'extérieur est représentatif du champ dans l'entrefer. Il est alors possible d'effectuer un diagnostic par l'analyse de ce champ.

La visualisation de champ extérieur de la machine dans le logiciel Flux 2D, exige que le domaine d'étude soit limité à l'aide de la technique de la boîte infini. Les conditions aux limites sur les frontières de la boîte infinie sont affectées automatiquement dans le module de physique.

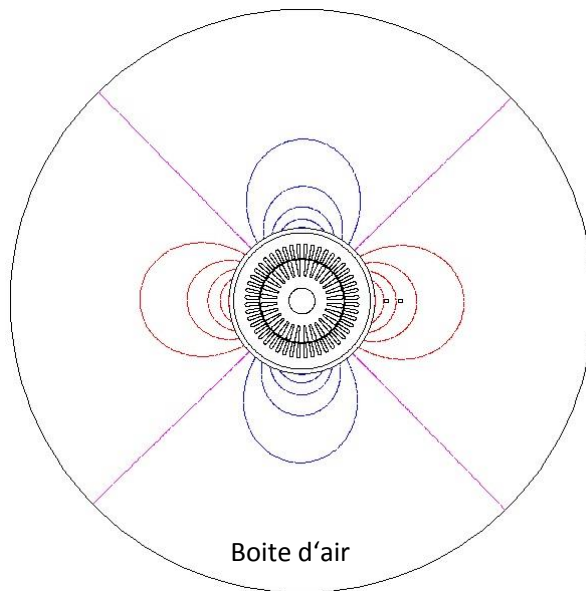
Les Figures V.10.a et V.10.b montrent, respectivement, à un instant t , la distribution des lignes de flux et la position des pôles magnétiques à l'intérieur de la machine et à l'extérieur de la machine. Ces deux figures montrent bien la continuité des lignes de champ à travers la carcasse de la machine. Le rapport entre l'induction interne et l'Induction externe au voisinage de la machine est de 10^6 . Les inductions mesurées vont donc être proche du micro-Tesla. Ce sont donc des champs très faibles. Notons également que des systèmes commerciaux sont en vente sur le marché pour calculer la valeur de ce champ.

Les lignes du champ magnétique (30 lignes) à l'extérieur de la machine sont présentées sur la figure V.11 pour les cas suivants : moteur sain entraînant un couple de charge constant, moteur sain entraînant une charge variable, moteur avec une barre cassée entraînant un couple de charge constant, et moteur avec une barre cassée entraînant une charge variable.

Si la machine est saine, on remarque que les lignes de champ magnétique qui correspondent aux 4 pôles sont symétriques même avec la présence d'une variation de la charge. Dans le cas d'une barre cassée, ces lignes sont très influencées par le défaut et sont distribuées d'une façon non uniforme à cause de la dissymétrie des courants rotoriques.



a)



b)

Figure V.10. Distribution des lignes de flux et la position des pôles magnétiques, au même instant t, a) à l'intérieur de la machine b) à l'extérieur de la machine

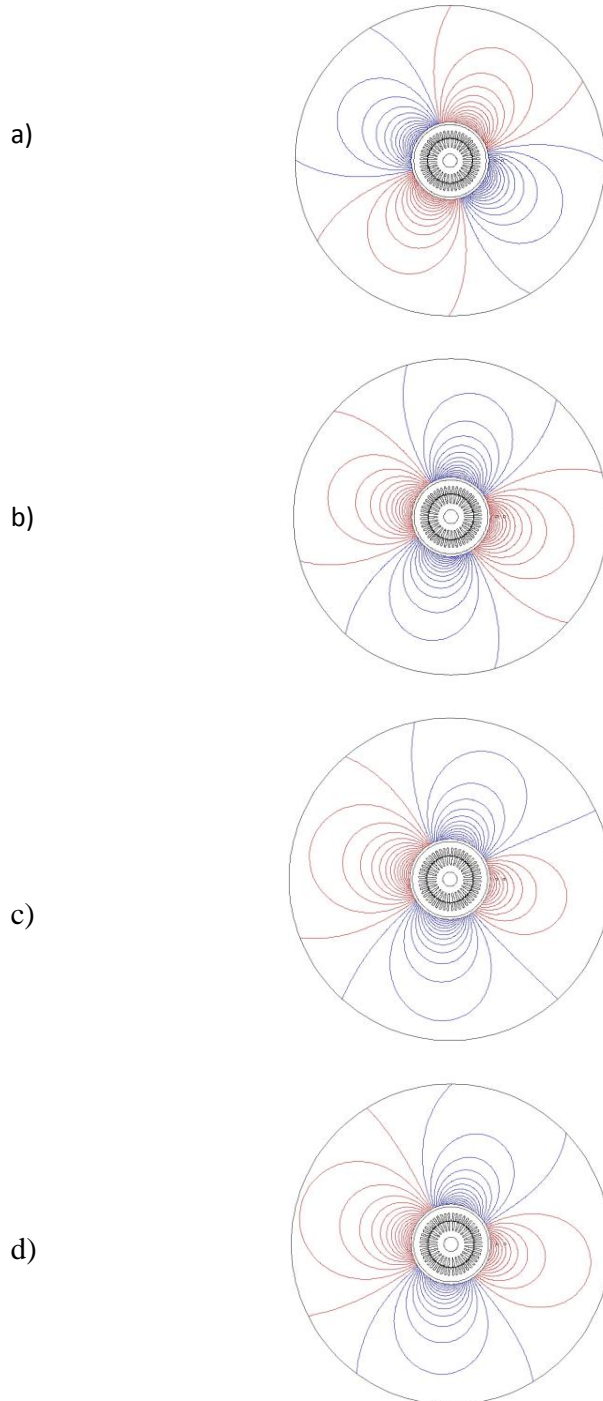


Figure V.11. Lignes de champ magnétique (équi flux) à l'extérieur de la machine
a) moteur sain entrainant un couple de charge constant, b) moteur sain entrainant une charge variable, c) moteur avec une barre cassée entrainant un couple de charge constant, d) moteur avec une barre cassée entrainant une charge variable.

VIII. Effet de cassure sur le signal du capteur

Afin de mesurer le champs radial pur, un capteur du type bobiné de 133 mm de diamètre et possédant 1200 spires est introduit dans le model de la machine modelisé dans le chapitre 2. Le capteur est placé à une distance de 98,5 mm du centre de la machine comme montre la figure V.12.

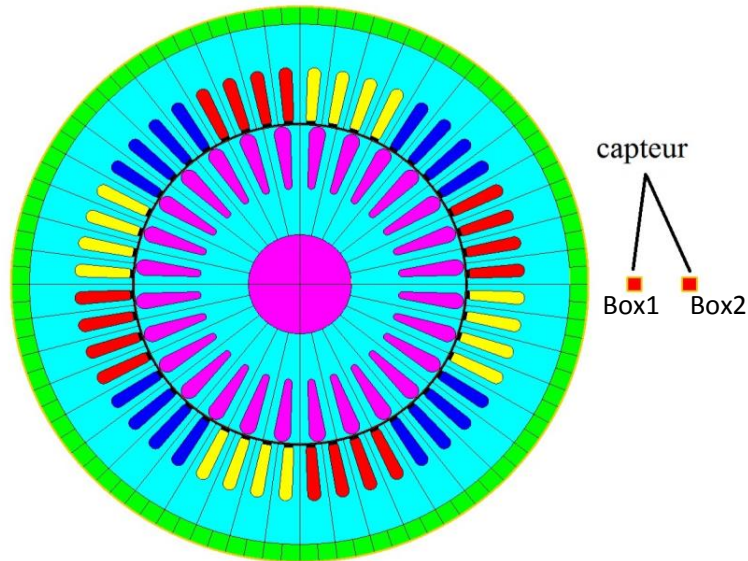


Figure V.12. Le modèle élément finis 2D pour la machine et le capteur

Le circuit électrique est présenté dans la Figure IV.13. Deux composantes de type bobine (BOx1, BOx2), correspondent au capteur bobiné et une résistance (ROx1) doit être introduite pour la mesure de la tension induite dans le capteur.

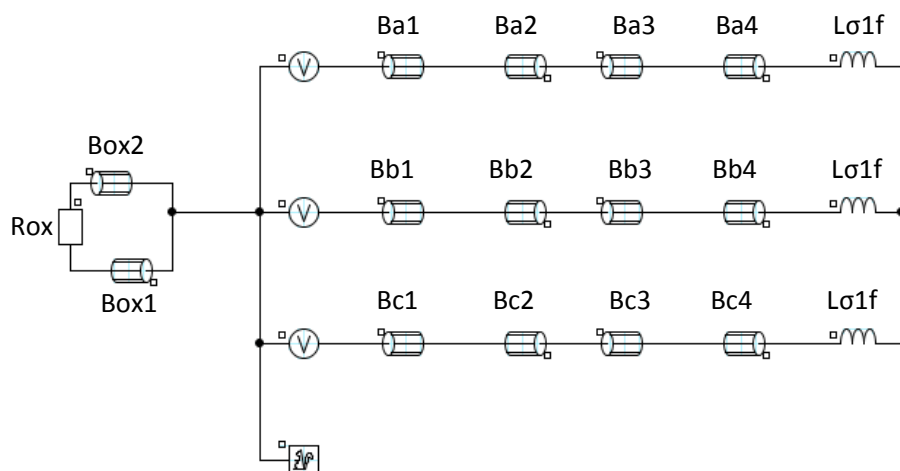


Figure V.13. Le circuit électrique équivalent

Dans une machine symétrique, l'axe magnétique de chaque pôle se trouve à $360^\circ/p$ degrés géométriques. L'utilisation de capteur inductif (search coil) vas nous donner une image sur la répartition de flux magnétique comme le montre la figure V.14.

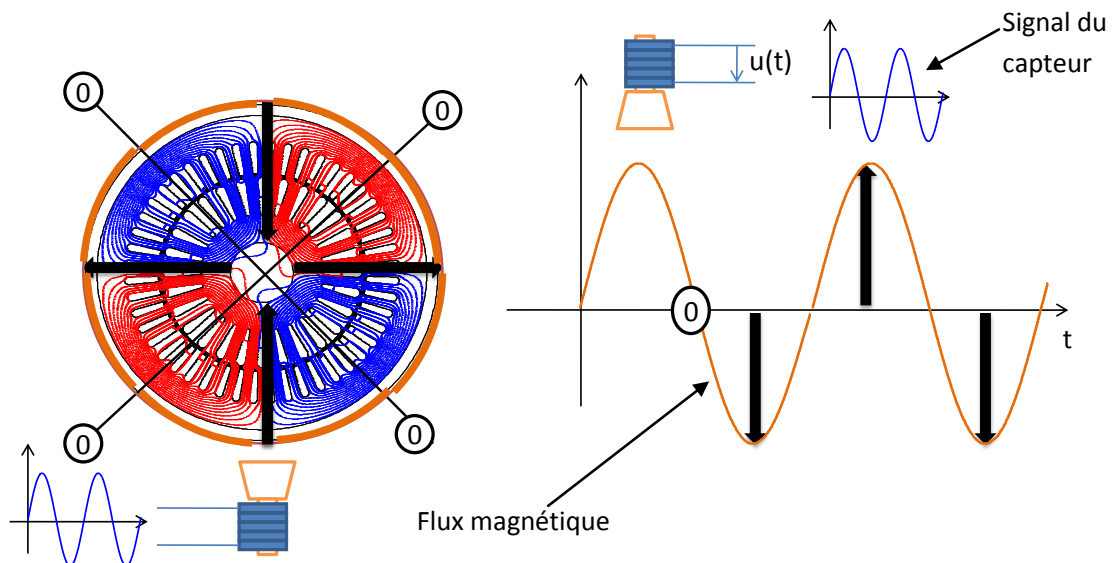


Figure V.14. Signal du capteur dans le cas d'une machine saine

Dans le cas où un ou plusieurs barres sont cassées. Le rotor est asymétrique électriquement, les positions des axes magnétiques des pôles ne sont plus stables, et la longueur de chaque pôle fluctue lorsqu'elle arrive à la région défectueuse du rotor pendant la rotation.

Dans la figure V.15, on voit deux positions distincts des barres cassées. Dans la première figure (Figure V.15.a) les barres cassées sont alignées avec le capteur lorsque le flux atteint sa valeur maximale. dans ce cas la cassure est vu comme une déformation dans la valeur maximale dans le signale sortie de capteur et qui est une image de flux. Dans la deuxième figure.(Figure V.15.b) les barres cassées sont alignées avec le capteur lorsque le flux passe par zéro (zero crossing). Cette figure montre bien comment une cassure fait dévier le temps de passe de zéro de flux.

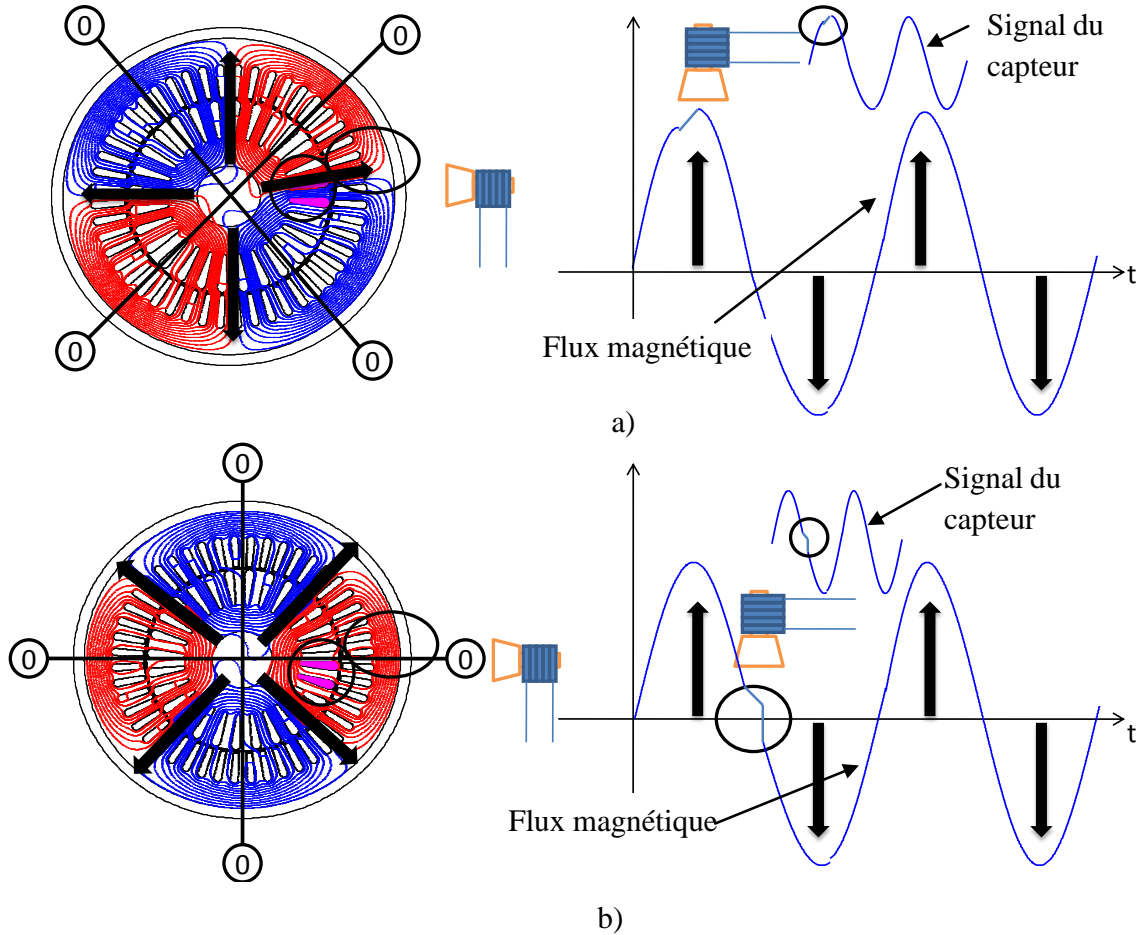
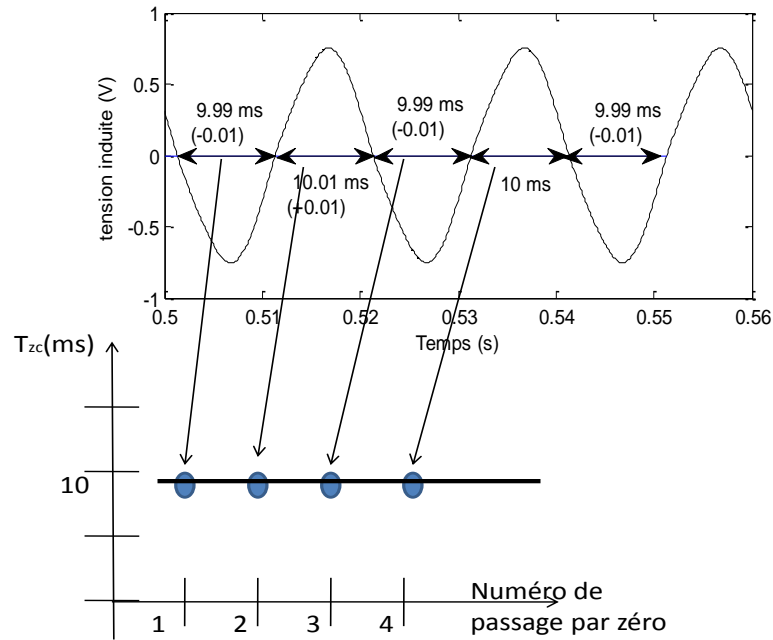


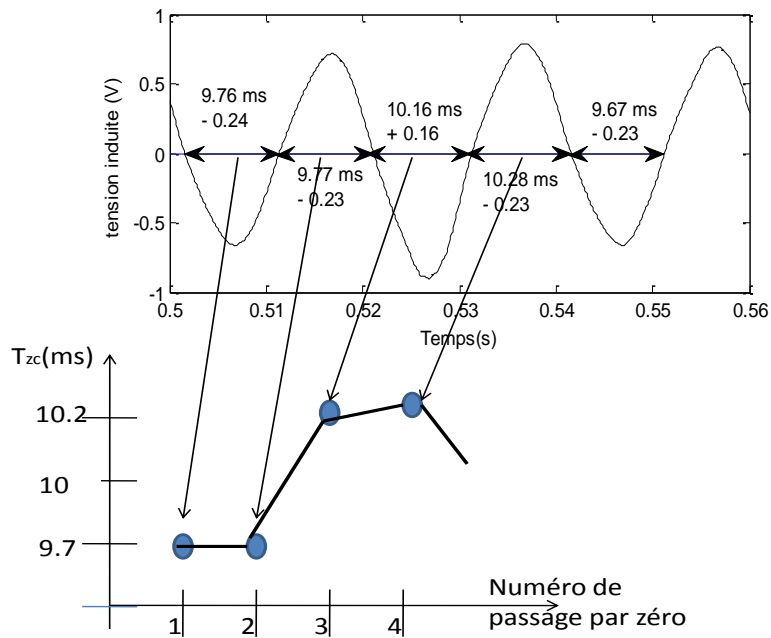
Figure V.15. Signal du capteur dans le cas d'une machine avec deux barres cassées
 a) les barres cassées sont alignées avec le capteur lorsque le flux atteint sa valeur maximale b) les barres cassées sont alignées avec le capteur lorsque le flux passe par zéro.

IX. La méthode de détection des passages par zéro

La tension induite délivrée par le capteur dans le cas d'un moteur sain entraînant une charge variable et pour le cas d'un moteur avec une barre cassée entraînant un couple de charge constant sont présentées dans les figures V.16.a et V.16.b, respectivement. Il est clair que le temps entre deux passages par zéro successifs est presque constant dans le cas d'un moteur sain, tandis que, dans le cas d'un défaut rotorique, il varie constamment.



a)



b)

Figure V.16. Tension induite délivrée par le capteur a) moteur asynchrone triphasé sain entrainant une charge variable b) moteur avec une barre cassée entrainant un couple de charge constant

Le signal du temps de passage par zéro (T_{ZC}) est défini comme la différence entre deux points de passage par zéro successifs du signal considéré [Mab 15]:

$$T_{ZC}(n) = T(n+1) - T(n) \quad n=1,2,\dots, \quad (V. 2)$$

T_{ZC} est le signal du temps de passage par zéro, $T(n)$ est le temps du $n^{\text{ième}}$ passage par zéro du signal considéré.

L'algorithme utilisé pour le calcul du temps de passage par zéro du signal est basé sur l'interpolation linéaire. La figure V.17 représente le principe de calcul du temps de passage par zéro. A et B sont deux points successifs et à signes opposés de signal de la force électromotrice du capteur bobiné placé à l'extérieur de la machine. Ils sont supposés comme le n -ième et $(n+1)$ ième points de signal donné, respectivement.

supposant que le signal est linéaire entre ces deux points, on peut écrire :

$$\frac{y_a - 0}{y_a - y_b} = \frac{t(n) - T(k)}{t(n) - t(n+1)} \quad (I. 3)$$

le temps du k -ième passage par zéro peut être alors calculé comme suit:

$$T(k) = t(n) + \frac{y_a [t(n+1) - t(n)]}{y_a - y_b} \quad (I. 4)$$

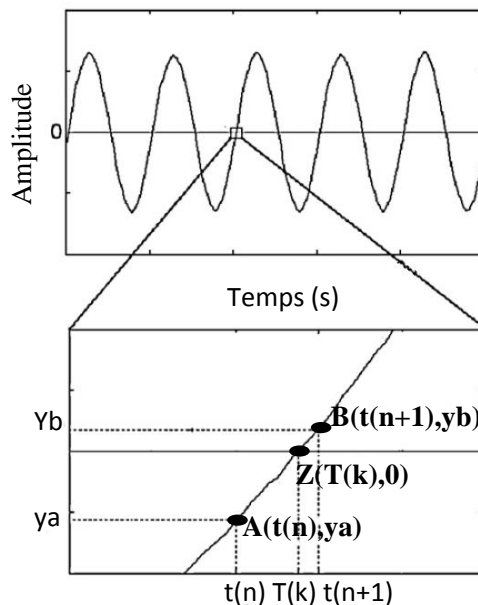


Figure V.17. Calcul des temps ZC à partir d'un courant de stator monophasé

Le signal du temps de passage par zéro T_{ZC} a été calculé pour les cas suivants : moteur sain entraînant un couple de charge constant, moteur sain entraînant une charge variable, moteur avec une barre cassée entraînant un couple de charge constant, et moteur avec une barre cassée entraînant une charge variable. Les figures V.18.a et V.18.b montrent que le signal du temps de passage par zéro est presque constant dans le cas du moteur sain (le rotor n'a aucune asymétrie), même avec la présence d'une variation de la charge. Les figures V.18.c et V.18.d montrent que si le moteur a un défaut rotorique, une oscillation périodique de grande amplitude est obtenue dans T_{ZC} . Ces résultats montrent bien la capacité de la méthode développée pour la détection des défauts rotoriques même avec la présence d'une variation de la charge.

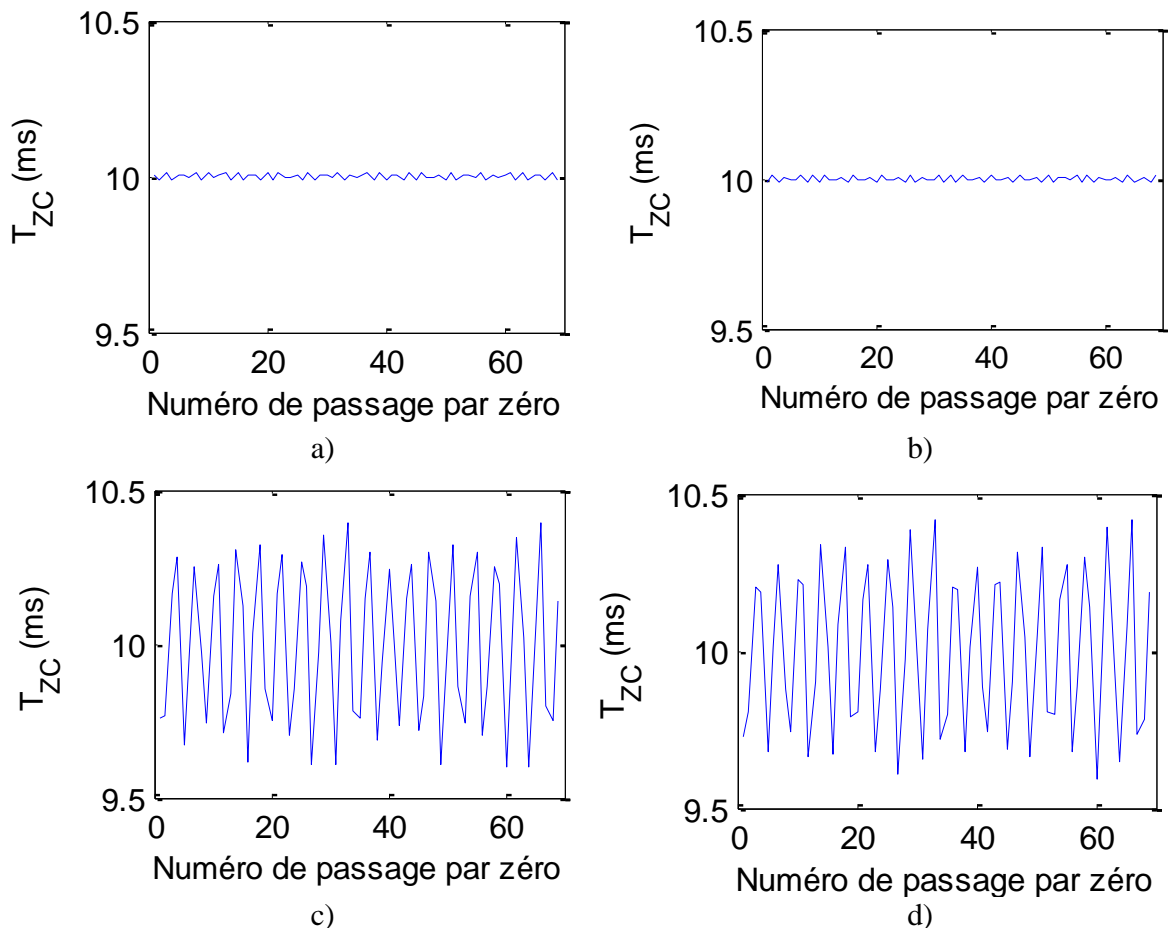


Figure V.18. Signal du temps de passage par zéro (T_{ZC}) a) moteur sain entraînant un couple de charge constant, b) moteur sain entraînant une charge variable, c) moteur avec une barre cassée entraînant un couple de charge constant, d) moteur avec une barres cassée entraînant une charge variable.

Pour évaluer la méthode avec plus de précision, un facteur de sévérité du défaut (FSD) a été défini. Cet indicateur est la valeur efficace (RMS) de signal du temps de passage par zéro (T_{ZC}). Les valeurs de ce FSD pour les huit cas (sain, une, deux, trois barres cassées) avec un couple de charge constant et (sain, une, deux, trois barres cassées) avec un couple de charge variable sont présentés dans le Tableau V.1 et dans la figure V.19. Il est évident que la valeur du FSD est augmentée presque linéairement avec l'augmentation de nombre de barres cassées, ce qui rend ce FSD un bon indicateur de l'état de santé de la machine.

Tableau V.1. Évolution de FSD avec le niveau de défaut et la présence d'un couple de charge variable

	Couple constant		Couple oscillatoire	
	(RMS) de signal du temps de passage par zéro	Augmentation de FSD par rapport à l'état sain	(RMS) de signal du temps de passage par zéro	Augmentation de FSD par rapport à l'état sain
Etat sain	0.0086	0	0.0094	0
1 barre cassée	0.2456	28	0.2459	2615
2 barres cassées	0.4141	48.15	0.4376	46.55
3 barres cassées	0.5940	69.06	0.6050	64.36

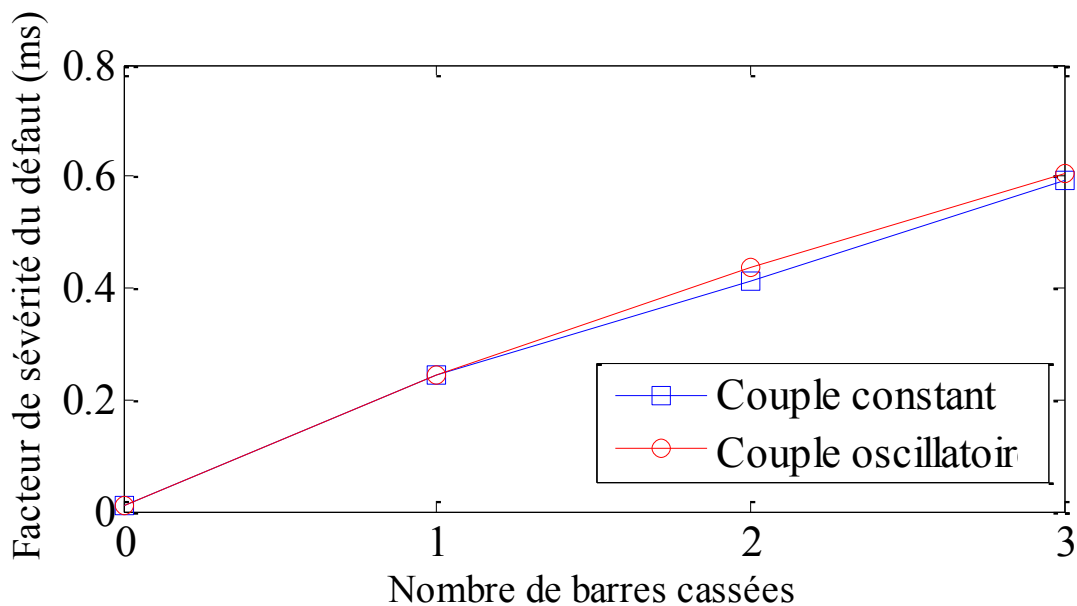


Figure V.19. Evolution du FSD avec le nombre de barres cassée.

X. Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle et très simple technique de diagnostic des défauts rotoriques même avec la présence d'une variation de la charge a été présentée. Cette nouvelle technique est basée sur la déformation provoquée au niveau des pôles du champ magnétique d'un moteur si une ou plusieurs barres sont cassées. Le principe des capteurs de type bobiné est de mesurer le flux embrassé par une bobine localisée dans l'espace. Ce qui signifie que n'importe quelle déformation au niveau des pôles magnétiques va influencer la forme de tension induite délivrée par le capteur. D'un point de vue diagnostic, l'avantage des méthodes basées sur la mesure du champ de dispersion est qu'elles sont non invasives. Les résultats d'analyse par éléments finis nous ont bien montré l'intérêt et l'efficacité de cette technique de diagnostic développée.

Conclusion et perspectives générales

Conclusions et perspectives générales

Les travaux présentés dans cette thèse portent sur le diagnostic des défauts rotoriques dans une machine asynchrone en présence de variation de la charge.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté des notions très importantes en diagnostic, telles que les défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone, leurs causes, leurs signatures. Nous avons présenté aussi les méthodes utilisées pour distinguer entre un défaut rotorique et l'effet de couple de charge, tout en citant pour chacune de ces méthodes leurs avantages ainsi que leurs limitations.

Le second chapitre a été consacré à la mise en œuvre d'un modèle à base d'éléments finis du moteur asynchrone sain sous environnement Flux-2D. En effet, la méthode des éléments finis a permis de modéliser une machine électrique avec moins d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, il permet de déterminer et de visualiser ses caractéristiques magnétiques à l'intérieur et à l'extérieur de la machine. Les résultats de simulation ont bien montré l'exactitude et les performances du modèle adopté.

Dans le troisième chapitre, Nous avons démontré qu'une variation de la charge produit une modulation sinusoïdale dans le courant statorique (ambiguïté dans le spectre du courant statorique) avec des modules qui peuvent être plus importantes que ceux dues aux défauts rotoriques. L'étude par éléments finis a permis de mettre en évidence et de visualiser les effets d'un défaut rotorique ainsi que les effets d'une variation de la charge.

Dans le quatrième chapitre, nous avons exposé deux méthodes destinées à la distinction des défauts rotoriques, des effets de la charge dans les machines asynchrones. Une étude analytique a permis une compréhension complète des effets présentés par ces deux phénomènes (défauts rotoriques, effets de la charge) par conséquent menant au développement de ces deux approches de diagnostic. Pour la méthode de puissances active et réactive, la simulation et les résultats expérimentaux ont montré que le cas de défaut rotorique peut être séparé de celui de variation de charge en comparant l'amplitude des harmoniques basses fréquences. Dans le cas d'un moteur sain, les spectres des puissances actives et réactives instantanées contiennent seulement une composante continue D_c correspondant à leurs valeurs moyennes. Dans le cas d'un défaut rotorique, Il peut être apprécié dans le spectre de la puissance active instantanée que l'amplitude de l'harmonique à f_d est inférieure à celle dans le spectre de la puissance réactive. Dans le cas d'une oscillation du couple de charge, les spectres normalisés de puissance active et réactive montrent l'apparition des bandes latérales à f_0 dues à la charge oscillante. L'amplitude de l'harmonique à f_0 (qui peut être confondu avec un défaut rotorique) dans le spectre de la puissance

active instantanée est beaucoup plus grande que celle dans le spectre de la puissance réactive. Cette technique a l'avantage d'éviter le problème de «leakage» (fuite des lobes secondaires) de la transformée de Fourier rapide. Tandis que, pour la méthode de courants actifs et réactifs, la simulation et les résultats expérimentaux ont montré que le cas de défaut rotorique peut être séparé de celui de variation de charge de façon similaire à celle de MCSA. Dans le cas sain, le spectre de courant total, actif et réactif ne contient que la composante fondamentale à 50 Hz. Dans le cas d'un défaut rotorique, Les spectres de courant total i_α , de courant actif $i_{\alpha p}$ et de courant réactif $i_{\alpha q}$ montrent des bandes latérales à $\pm f_d$ produites par le défaut rotorique apparaissent autour de la composante fondamentale à 50 Hz. L'amplitude des bandes latérales dans le spectre du courant instantané actif est sensiblement plus faible que celle dans le courant total. Tandis que, l'amplitude des composantes de bande latérale dans le spectre du courant réactif instantané est pratiquement égale à l'amplitude des bandes latérales du courant totale. Dans le cas d'une oscillation du couple de charge, les spectres de totale i_α , de courant actif $i_{\alpha p}$ et de courant réactif $i_{\alpha q}$ montrent l'apparition des bandes latérales à f_0 dues à la charge oscillante. Contrairement au cas précédent, l'amplitude des bandes latérales dans le spectre courant actif est pratiquement égale à celle du courant total. Cependant, les bandes latérales sont beaucoup plus faibles dans le spectre du courant réactif instantané.

Dans le cinquième chapitre, une nouvelle méthode de diagnostic des défauts rotoriques dans un moteur asynchrone triphasé même en présence d'une variation de la charge est présentée. La nouvelle méthode est basée sur la déformation provoquée au niveau des pôles du champ magnétique d'un moteur si une barre est cassée. Dans une machine symétrique avec p pôles, l'axe magnétique de chaque pôle se trouve à $360^\circ/p$ degrés géométriques, et l'arc de circonférence constitué par l'ensemble des pôles, à tout instant dans le temps est $2\pi r/p$, où r est le rayon interne du stator. Cependant, si un ou plusieurs barres sont cassées, le rotor est asymétrique électriquement, les positions des axes magnétiques des pôles ne sont plus stables, et la longueur de chaque pôle fluctue autour de $2\pi r/p$ lorsqu'elle arrive à la région défectueuse du rotor pendant la rotation. Les oscillations de couple de charge ne produisent aucune modification de la répartition symétrique des lignes de champ magnétique au cours de la rotation du moteur.

Le principe des capteurs de type bobiné est de mesurer le flux embrassé par une bobine localisée dans l'espace. Ce qui signifie que n'importe quelle déformation au niveau des pôles magnétique va influencer la forme de tension induite délivrée par le capteur.

De l'effet de la continuité des lignes de champ à travers la carcasse de la machine, le flux de dispersion peut aussi donner une information sur la présence d'un défaut. D'un point de vue diagnostic, l'avantage des méthodes basées sur la mesure du champ de dispersion est qu'elles sont non invasives.

La méthode proposée est basée sur l'analyse de signal du temps de passage par zéro (zero crossing time ZCT) de la force électromotrice d'un capteur bobiné placé à l'extérieur de la machine. Les résultats d'analyse par éléments finis nous ont montré l'intérêt et l'efficacité de cette technique de diagnostic développée. Pour évaluer la méthode avec plus de précision, un facteur de sévérité du défaut (FSD) a été défini. Cet indicateur est la valeur efficace (RMS) de signal du temps de passage par zéro (T_{ZC}). Les résultats montrent que la valeur du FSD augmente presque linéairement avec l'augmentation de nombre de barres cassées, ce qui rend ce FSD un bon indicateur de l'état de santé de la machine.

Le travail développé dans le cadre de cette thèse ouvre des voies d'améliorations que l'on peut donner comme suit:

- Créer des variations de la charge avec des fréquences élevées. Pour créer des fréquences semblables à celle créée par les défauts d'excentricité
- Etudier l'impact de déséquilibre de tension d'alimentation.
- Réalisation d'un filtre anti-repliement.
- Réalisation d'un capteur magnétique (bobine)
- Utilisation pratique de capteur magnétique pour valider les résultats de simulation

Annexe A

A.1. Frein à poudre

Le frein à poudre magnétique est constitué d'un rotor et d'une culasse fixe. L'entrefer est rempli d'une poudre métallique fluide (grains constitués d'un alliage fer+chrome). Le bobinage qui ceinture la culasse permet de créer dans l'entrefer un champ magnétique qui modifie la viscosité de la poudre métallique, jusqu'au blocage du rotor (Figure A.1). Les avantages de ce type de frein sont :

- Couple résiduel faible
- Couple stable, sans choc, ni bruit.
- Sens de rotation indifférent
- Usure faible
- Absence de poussière dans l'atmosphère
- Rapidité de réponse
- Faible puissance de commande
- S'intègre facilement dans les systèmes

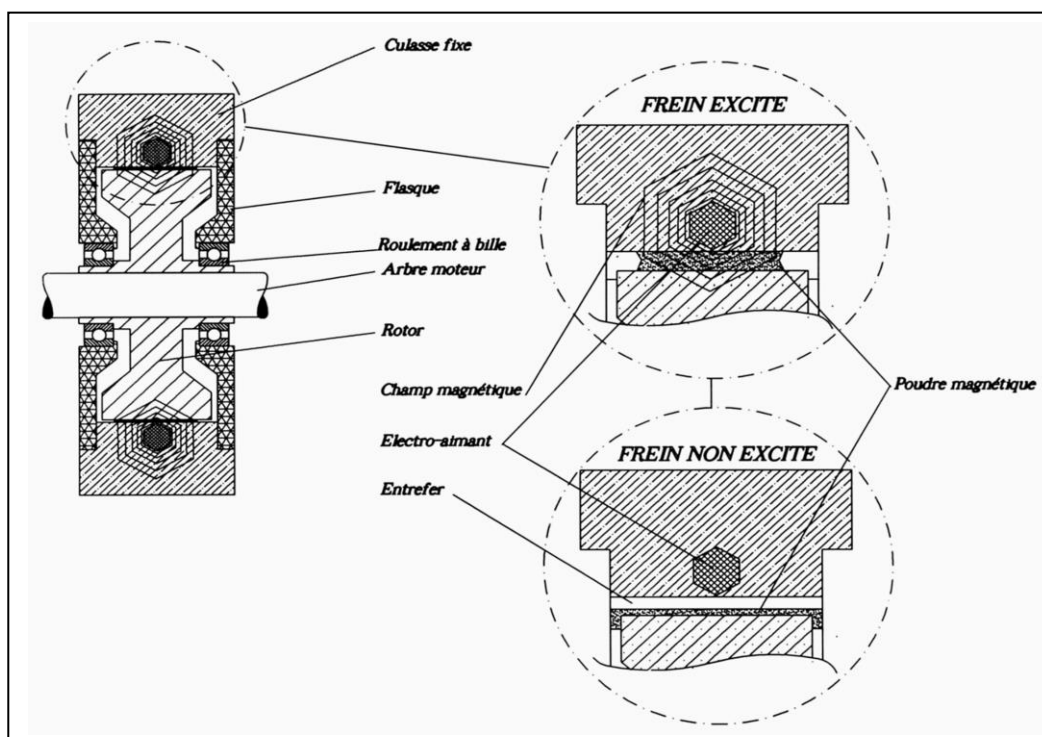


Figure A. 1 Frein à poudre

Bibliographie

Bibliographie

- [Aka 83] : H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, “Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits”, IEEJ International Power Electron conference, Japan, 1983.
- [Aka 07] : H. Akagi, P. Marian, “Instantaneous power theory and applications to power conditioning”, IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 1, no 3, p. 46-46, 2007.
- [Ang 10] : C. H. D Angelo, G. R. Bossio, G. O. Garcia, “Discriminating broken rotor bar from oscillating load effects using the instantaneous active and reactive powers”. IET Electric Power Applications, vol. 4, no 4, p. 281–290, 2010.
- [Bak 10] : S. Bakhri, N. Ertugrul , W. L. Soong, M. Arkan, “Investigation of negative sequence components for stator shorted turn detection in induction motors”, AUPEC Australasian Universities Power Engineering Conference, Nouvelle Zealand, 2010.
- [Bel 01] : A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, G. B. Kliman, “Quantitative evaluation of induction motor broken bars by means of electrical signature analysis”, IEEE transactions on Industry Applications, vol.37, no 5, p. 1248-1255, 2001.
- [Ben 99] : M. E. H. Benbouzid, M. Vieira , C. Theys, “Induction Motors Faults Detection and Localization Using Stator Current Advanced Signal Processing Techniques”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 14, no 1. p. 14-22, 1999
- [Ben 03] : M. E. H. Benbouzid, G. B. Kliman, “What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis?”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, no 2, p. 238 – 244, 2003.
- [Blo 05] : M. Blodt, J. Faucher, B. Dagues, M. Chabert, “Mechanical Load Fault Detection in Induction Motors by Stator Current Time-Frequency Analysis”, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, États-Unis, 2005.
- [Blo 06] : M. Blodt, “Condition Monitoring of Mechanical Faults in Variable Speed Induction Motor Drives- Application of Stator Current Time-Frequency Analysis and Parameter Estimation”, Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, France, 2006.
- [Blo 09] : M. Blodt, J. Regnier, J. Faucher, “Distinguishing Load Torque Oscillations and Eccentricity Faults in Induction Motors Using Stator Current Wigner Distributions”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no 6, p. 1991-2000, 2009.
- [Bos 09] : G. R. Bossio, C. H. D. Angelo, J. M. Bossio, C. M. Pezzani, G. O. Garcia, “Separating Broken Rotor Bars and Load Oscillations on IM Fault Diagnosis Through the Instantaneous Active and Reactive Currents”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.56, no 11, p. 4571-4580, 2009.

- [Cab 98] : M. F. Cabanas, M. G. Melero, G. A. Orcajo, F. Paya, J. Sariego, “Experimental Application of Axial Leakage Flux to the Detection of Rotor Asymmetries, Mechanical Anomalies and Interturn Short Circuits in Working Induction Motors”, ICEM International Conference on Electrical Machines, Turquie, 1998.
- [Cab 11.a] : M. F. Cabanas, F. Pedrayes, C. H. Rojas, M. G. Melero, J. G. Norriella, G. A. Orcajo, J. M. Cano, F. Nuno, D. R. Fuentes, “A New Portable, Self-Powered, and Wireless Instrument for the Early Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motors”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vo. 58, no 11, p. 4917-4930, 2011.
- [Cab 11.b] : M.F. Cabanas, F. Pedrayes , M. G. Melero , C. H. R. Garcia , J. M. Cano, G. A. Orcajo, J. G. Norriella, “Unambiguous detection of brokenbars in asynchronous motors by means of a flux measurement-based procedure”, IEEE Transactions Instrumentation and Measurement, vol. 60, no 3, p. 891-899, 2011.
- [Cas 02] : R. Casimir, E. Boutleux, G. Clerc, F. Chappuis, “A decision system to detect failures in induction motors”, IEEE SMC System, Man and Cybernetics, Tunisie, 2002.
- [Ceb 10] : A. Ceban, R. Pusca, R. Romary, “ Eccentricity and broken rotor bars faults effects on the external axial field”, ICEM International Conference on Electrical Machines, Italie, 2010.
- [Ceb 12.a] : A. Ceban, “Global diagnostic method of electrical machines”, Thèse de Doctorat, Université d'Artois, France, 2012.
- [Ceb 12.b] : A. Ceban, R. Pusca, R. Romary, “Study of rotor faults in induction motors using external magnetic field analysis”, IEEE on Industrial Electronics, vol. 59, no 5, p. 2082-2093, 2012.
- [Cru 99] : S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, “Rotor cage fault diagnosis in three phase induction motors by the total instantaneous power spectral analysis”, Industry Applications Conference, États-Unis, 1999.
- [Cru 00] : S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, “Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by the synchronous reference frame current Park's Vector Approach”, International Conference on Electrical Machines, Finlande, 2000.
- [Cru 01.a] : S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, “Discriminating between rotor asymmetries and time-varying loads in three-phase induction motors”, COMADEM International congress on Condition Monitoring And Diagnostic Engineering Management, Royaume-Uni. 2001.
- [Cruz 01.b] : S. M. A. Cruz, A. J. M. Cardoso, “Rotor cage fault diagnosis in operating three-phase induction motors, under the presence of time-varying loads”, Power Electronics Application conference, Autriche, 2001.
- [Cru 12] : S. M. A. Cruz, “An Active–Reactive Power Method for the Diagnosis of Rotor Faults in Three-Phase Induction Motors Operating Under Time-Varying Load Conditions”, IEEE Transactions Energy Conversion, vol. 27, no 1, p. 71-84, 2012.

- [Con 10] : C. Concari, C. Tassoni, A. Toscani, “A new method to discern mechanical unbalances from rotor faults in induction machines”, ICEM International Conference on Electrical Machines, Italie, 2010.
- [Con 12] : C. Concari, G. Franceschini, C. Tassoni, “Induction machine current space vector features to effectively discern and quantify rotor faults and external torque ripple”, IET Electric Power Applications, vol. 6, no 6, p. 310-32, 2012.
- [Dri 09] : M. Drif, A. J. M. Cardoso, “The use of the instantaneous-reactive power signature analysis for rotor-cage-fault diagnostics in three-phase induction motors”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no 11, p. 4606– 4614, 2009.
- [Dri 12] : M. Drif, A. J. M. Cardoso, “Discriminating the simultaneous occurrence of three-phase induction motor rotor faults and mechanical load oscillations by the instantaneous active and reactive power media signature analyses”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 59, no 3, p. 1630-1639, 2012.
- [Elk 92] : N. M. Elkasabgy, A. R. Eastham, G. E. Dawson, “Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no. 1, p. 165-171, 1992.
- [EPRI 82] : EPRI, “Improved motors for utility Applications industry assessment study”, EPRI EL-2678, vol. 1, 1982.
- [Fil 98.a] : F. Filippetti, G. Grellet, G. Salles, G. Franceschini, C. Tassoni, “Monitoring of induction machines load torque disturbances: An alternative NN-based approach”, Industry Applications Conference, États-Unis, 1998.
- [Fil 98.b] : F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, P. Vas, “AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect”, IEEE transaction on industrial application, vol. 34, no 1, p. 98-108, 1998.
- [Fro 15] : L. Frosini, C. Harlisca, L. Szabo, “Induction Machine Bearing Fault Detection by Means of Statistical Processing of the Stray Flux Measurement”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no 3, p. 1846-1854, 2015.
- [Gok 13] : T. Gokta, M.A.O.F. Ozguven, “A new method to separate broken rotor failures and low frequency load oscillations in three-phase induction motor”, IEEE SDEMPED International Conference on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Espagne, 2013.
- [Gok 15] : T. Gokta, M.A.O.F. Ozguven, “Detection of rotor fault in three phase induction motor in case of low-frequency load oscillation”, Electrical Engineering, vol. 97, no 4, p. 337-345, 2015.
- [Gru 08] : S. Grubic, “A Survey on Testing and Monitoring Methods for Stator Insulation Systems of Low-Voltage Induction Machines Focusing on Turn Insulation Problems”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, p. 4127-4136, 2008.

- [Hal 15] : N. Halem, “Modélisation des Machines Asynchrones Triphasées à Cage en Vue du Diagnostic par la Méthode des Eléments Finis”, Thèse de doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2015.
- [Hen 03] : H. Henao, C. Demian, G. Capolino, “Frequency- Domain of stator Winding Faults in Induction Machines Using an External Flux Sensor ”, IEEE transactions on Industry Applications, vol. 39, no 5, p. 1272-1279, 2003.
- [Hua 07] : X. Huang, T. G. Habetler, R. G. Harley, “Detection of rotor eccentricity faults in closed-loop drive-connected induction motors using an artificial neural network”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no 4, p. 1552-1559, 2007.
- [IEEE 85] : IEEE Committee, “Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, Part I and Part II”, IEEE Transactions on Industry Applications. vol. 21, no 4, p. 853-872, 1985.
- [Jok 13] : G. M. Joksimovic, J. Riger, T. M. Wolbank, N. Peric, M. Vasak, “Stator-Current Spectrum Signature of Healthy Cage Rotor Induction Machines”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no 9, p. 4025-4033, 2013.
- [Kor 10] : S. K. Korkua, H. Jain, W. J. Lee, C. Kwan, “Detection and severity classification of rotor imbalance faults in induction machines”, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, États-Unis 2010.
- [Kra 00] : C. Kral, F. Pirker, G. Pascoli, H. Oberguggenberger, “On the sensitivity of induction machine rotor cage monitoring - the Vienna monitoring method”, Symposium on Power Electronics, Electrical Drives Automation and Motion, Italie, 2000.
- [Kra 01] : C. Kral, F. Pirker, G. Pascoli, “Influence of load torque on rotor asymmetry effects in squirrel cage induction machines including detection by means of the Vienna monitoring method”, European Conference on Power Electronics and Applications, Autriche, 2001.
- [Kra 04] : C. Kral, T. G. Habetler, R. G. Harley, “Detection of mechanical imbalances of induction machines without spectral analysis of time domain signals”, IEEE transactions on Industry Applications, vol. 40, p. 1101-1106, 2004.
- [Leb 06] : A. Lebaroud, “Modélisation et techniques orientées vers le diagnostic de la machine asynchrone associée à des sources variables”, Thèse Doctorat, Université de Constantine, Algérie, 2006.
- [Leg 96] : S. F. Legowski, “Instantaneous power as a medium for the signature analysis of induction motors”, IEEE transactions on Industry Applications, vol. 32, p. 904-909, 1996.
- [Lli 15] : J. P. Llinares, J. A. A. Daviu, M. R. Guasp, S. B. Lee, T. J. Kang, C. Yang, “Advanced Induction Motor Rotor Fault Diagnosis Via Continuous and Discrete Time–Frequency Tools”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 3, p. 1791-1802, 2015.

- [Mab 13.a] : A. E. Mabrouk, S. E. Zouzou, M. Sahraoui, S. Khelif, “Discriminating time-varying loads and rotor cage fault in induction motors”, IEEE SDEMPED International Conference on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Espagne, 2013.
- [Mab 13.b] : A. E. Mabrouk, S. E. Zouzou, M. Sahraoui, S. Khelif, “Rotor bars fault diagnosis by the instantaneous power factor signature analysis”, ICEL Cinquième Conférence Internationale sur l’Electrotechnique, Oran, Algérie, 2013.
- [Mab 13.c] : A. E. Mabrouk, S. E. Zouzou, M. Sahraoui, “Active-reactive power signature analyses for discriminating mechanical load unbalances from rotor cage fault”, The mediterranean journal of measurement and control, vol.9, no 4, p. 159-166, 2013.
- [Mab 14] : A.E. Mabrouk, S.E. Zouzou, M. Sahraoui, “Discriminating Rotor Faults From Mechanical Load Oscillation Effects Using The Instantaneous Active–Reactive Current”, Third International Conference on Industrial Engineering and Manufacturing, Batna, Algérie, 2014.
- [Mab 15] : A. E. Mabrouk, S. E. Zouzou, “Diagnosis of rotor faults in three-phase induction motors under time-varying loads”, IEEE SDEMPED International Conference on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Portugal, 2015.
- [Mab 17] : A. E. Mabrouk, S. E. Zouzou, S. Khelif, A. Ghoggal, “On-line fault diagnostics in operating three phase induction motors by the active and reactive currents”, International Journal of System Assurance Engineering and Management, vol. 08, no 1, p. 160-168, 2017.
- [Med 12] : A. Medoued, “surveillance et diagnostic des defauts des machines electriques : applications aux moteurs asynchronies”, Thèse de doctorat, université de skikda, Algérie, 2012.
- [Nab 96] : A. Nabae, T. Toshihiko, “A New Definition of Instantaneous Active-Reactive Current and Power Based on Instantaneous Space Vectors on Polar Coordinates in Three-phase Circuits”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 11, no 3, p.1238–1243, 1996.
- [Naï 00] : M. S. Naït-Saïd, M. E. H. Benbouzid, A. Benchaib, “Detection of broken bars in induction motors using an extended kalman filter for rotor resistance sensorless estimation”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.15, no 1, p. 66-70, 2000.
- [Neg 06] : M. D. Negrea, “Electromagnetic flux monitoring for detecting faults in electrical machines”, Thèse de Doctorat, Université d’Helsinki, Finlande, 2006.
- [Oba 00] : R. R. Obaid, T. G.Habetler, “A simplified technique for detecting mechanical faults using stator current in small induction motors”, Industry Applications Conference, Italie, 2000.
- [Oba 03] : R. R. Obaid, T. G. Habetler, “Current-based algorithm for mechanical fault detection in induction motors with arbitrary load conditions”, Industry Applications Conference, Etats-Unis, 2003.
- [Ond 06] : O. Ondel, “diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur – machine asynchrone”, Thèse de doctorat, Ecole central de Lyon, France, 2006.

- [Pol 15] : A. Polat, Y. D. Ertugrul, L. T. Ergene, “Static, dynamic and mixed eccentricity of induction motor”, IEEE SDEMPED International Conference on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Portugal, 2015.
- [Pus 13] : R. Pusca, R. Romary, V. Fireteanu, A. Ceban, “finite element analysis and experimental study of the near-magnetic field for detection of rotor faults in induction motors”, Progress In Electromagnetics Research B, vol. 50, p. 37-59, 2013.
- [Rom 05] : R. Romary, R. Corton, D. thailly, J. Brudny, “Induction Machine Fault Diagnosis Ussing an External Radial Flux Sensor”, European Physical Journal Applied Physics, vol. 32, no 2, p. 125-132, 2005.
- [Rom 06] : R. Romary, D. Thailly, J. Brudny, A. Hénao, G. Capolino, P. Suau, “Diagnostic de machines électriques par analyse du champ magnétique de dispersion”, Revue de l'Electricité et de l'Electronique, no 11, 2006.
- [Rom 13] : R. Romary, R. Pusca, J. P. Lecoite, J. F. Brudny, “Electrical machines fault diagnosis by stray flux analysis”, IEEE Workshop on Electrical Machines Design Control and Diagnosis, France, 2013.
- [Sal 00] : G. Salles, F. Filippetti, C. Tassoni, G. Crelllet, G. Franceschini, “Monitoring of induction motor load by neural network techniques”, IEEE Transactions on Power Electronics. vol. 15, no 4, p. 762-768, 2000.
- [Sal 14] : M. Salah, K.Bacha; A. Chaari , “Cepstral analysis of the stator current for monitoring mechanical unbalancein squirrel cage motors”, International Conference on Green Energy ICGE, Tunisie, 2014.
- [Sch 99] : E. Schaeffer, “Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts”, Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, France, 1999.
- [Sho 95.a] : R. R. Schoen, T. G. Habetler, “Effects of time-varying loads on rotor fault detection in induction machines”, IEEE transactions on Industry Applications. vol. 31, p. 900–906. 1995.
- [Sch 95.b] : R. R. Schoen, T. G. Habetler, F. Kamran, R. G. Bartheld, “Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no 6, p. 1274-1279, 1995.
- [Sch 97.a] : R. R. Schoen, T. G. Habetler, “Evaluation and implementation of a system to eliminate arbitrary load effects in current-based monitoring of induction machines”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no. 6, p. 1571-1577, 1997.
- [Sch 97.b] : R. R. Schoen, T. G. Habetler, “A new method of current-based condition monitoring in induction machines operating under arbitrary load conditions”, Electric Machines and Power Systems, vol. 25, no 2, p. 141-52, 1997.

- [Tha 07] : D. Thailly, “Etude du champ de dispersion des machines à courant alternatif : Application au diagnostic”, Thèse de Doctorat. Université d'Artois, France, 2007.
- [Tho 94] : W.T. Thomson, “On-line current monitoring to diagnose shaft misalignment in three-phase induction motor drive systems”, ICEM International Conference on Electrical Machines, France, 1994.
- [Tho 95] : O. V. Thorsen, M. Dalva, “A survey of faults on induction motors in orshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 5, p. 1186-1196, 1995.
- [Tho 99] : O. V. Thorsen, M. Dalva, “Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no 4, p. 810-818, 1999.
- [Tho 01] : W. T. Thomson, M. Fenger, “Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults”, IEEE Industry Applications Magazine, vol. 7, no 4, p. 26-34, 2001.
- [Tho 03] : W. T Thomson, M. Fenger, “Case histories of current signature to detect faults induction motor”, Proceeding of the IEEE IEMDC, Etats-Unis, 2003.
- [Tho 03] : V. V. Thomas, K. Vasudevan, V. J. Kumar, “Online cage rotor fault detection using air-gap torque spectra”, IEEE transactions on energy conversion, vol. 18, no 2, p. 265–270, 2003.
- [Vas 09] : B. Vaseghi , “Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires : Modélisation – Réduction du courant de défaut”, Thèse de doctorat, Université de Nancy, France, 2009.
- [Wu 06] : L. Wu, X. Huang, T. G. Habetler, R. G. Harley, “Eliminating Load Oscillation Effects for Rotor Eccentricity Detection In Closed-Loop Drive-Connected Induction Motors”, PESC Power Electronics Specialists Conference, Corée du Sud, 2006.
- [Wu 07.a] : L. Wu, T. G. Habetler, R. G. Harley, “Review of separating mechanical load effects from rotor faults detection in induction motors’, IEEE SDEMPED International Conference on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Pologne, 2007.
- [Wu 07.b] : L. Wu, T. G. Habetler, R. G. Harley, “A Reliable Rotor Eccentricity Detection Scheme for Induction Machines in the Presence of a Position Dependent Load Torque Oscillation”, IEEE SDEMPED International Conference on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, Pologne, 2007.
- [Yah 12] : K. YAHIA , “Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone Triphasée par une Approche Modèle”, Thèse de doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2012.
- [Zou 11] : S. E. Zouzou, S. Khelif, N. Halem, M. Sahraoui, “Analysis of induction motor with broken rotor bars using finite element method”, International conference on electric power and energy conversion systems, UAE, 2011.