

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
École Nationale Polytechnique d'Alger



Département de Génie Électrique
Laboratoire de recherche en Electrotechnique
Mémoire de Magister

Présenté par

OUADAH M'hamed
(Ingénieur ENP d'Alger)

Thème

**Modélisation et Diagnostic des Défaits des Machines
Asynchrones à Cage D'écureuil par L'approche des
Circuits Multiples Couplés Magnétiquement en Tenant
Compte des Harmoniques D'espace**

Soutenue publiquement le 17 Décembre 2008 devant le jury d'examen composé de :

Président	IBTIOUEN Rachid	Professeur	ENP
Directeur	TOUHAMI Omar	Professeur	ENP
Examineurs	MEKHTOUB Said	Maître de conférence	ENP
	TAHMI Redouane	Maître de conférence	ENP
	HASNI Mourad	Maître de conférence	USTHB

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

[و ما توفيقى إلا بالله عليه توكلت واليه أنيب]

إهداء

اهدي هذه الرسالة إلى

أمي الحبيبة حفظها وشفأها الله وأطال في عمرها التي كانت
سندا لي طوال حياتي

إخوتي

الناصر ، يوسف، الميهوب

إلى جميع أهلي وزملائي في الدراسة

Remerciements

Les travaux de recherche développés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger(ENP).

*Je remercie très sincèrement mon encadreur le Professeur **TOUHAMI Omar**, qui ma offert la possibilité de réaliser un mémoire de magister sous sa direction. Je le remercie également pour ses discussions profitables, ses encouragements, ses conseils judicieux et ses suggestions. Je lui suis reconnaissant de liberté et de la confiance qu'il m'a témoignées tout au long de ce travail.*

*Je tiens à exprimer également mes vifs remerciements à Monsieur **IBTIOUEN Rachid** Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de soutenance.*

*Je remercie vivement Monsieur **MEKHTOUB Saïd** , Maître de conférence à l'ENP, et **TAHMI Redouane** ,Maître de conférence à l'ENP, et **HASNI Mourad**, Maître de conférence à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (USTHB) , pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ce travail.*

*Je remercie vivement Monsieur **FADEL Maurice**, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieur (ENSEEIH) de TOULOUSE, pour m'avoir accepté au sein de son laboratoire.*

*Je remercie Monsieur **HAMDANI Samir** Maître assistant à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (USTHB) pour m'avoir aidé, encouragé tout au long de mes travaux*

Merci aussi à tous mes collègues et amis de l'Ecole Nationale Polytechnique et de la cité universitaire BOURAOUI.

Table des Matières

Table des matières	i
Liste des figures.....	vi
Liste des tableaux.....	x
Nomenclature.....	xi

INTRODUCTION GENERALE

I. CONSTITUTION ET REPRESENTATION DES DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL

Introduction.....	3
I.1. Constitution de la machine asynchrone	4
I.1.1. Le stator.....	5
I.1.2. Le rotor.....	6
I.1.1.3. Les paliers.....	7
I.2. Défaillances de la machine asynchrone à cage	7
I.2.1. Défaillances d'ordre électriques.....	7
I.2.1.1. Défaillances des circuits électriques statorique.....	7
I.2.1.2. Défaillances des circuits électriques rotoriques	8
I.2.1.2.1. Les cassures des barres	8
I.2.1.2.2. Cassure d'une portion de l'anneau de court-circuit.....	9
I.2.2. Défaillances d'ordre mécanique.....	9
I.2.2.1. Défauts des roulements à billes.....	9
I.2.2.2. Excentricité.....	11
I.2.2.3. Défaillance de l'arbre.....	12
I.2.2.4. Défaillance du flasque.....	12

I.3. Causes des défaillances.....	12
I.3.1. Causes des défauts statorique.....	12
I.3.2. Causes des défauts rotoriques.....	12
I.3.3. Causes des défauts des roulements à billes.....	13
Conclusion	14
II. METHODES DE DIAGNOSTIC DES DEFAUTS	
Introduction.....	15
II.1. Méthodes de traitement des signaux	16
II.1.1. Transformée de Fourier discrète.....	16
II.1.2. Transformée de Fourier rapide.....	17
II.2. Méthodes de diagnostic utilisées pour détecter les défauts.....	17
II.2.1. Analyse temps-fréquence et temps-échelle	17
II.2.1.1. Analyse temps-fréquence.....	17
II.2.1.2. Analyse temps-échelle.....	18
II.2.2. Analyse spectrale.....	19
II.2.3. Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park.....	20
II.2.4. Technique additionnelle.....	21
II.2.5. diagnostic de défauts par le suivi des grandeurs mesurables.....	24
II.2.5.1. Analyse fréquentielle des courants statorique.....	24
II.2.5.2. Analyse fréquentielle du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation.....	25
II.2.5.3. Analyse spectrale de la puissance instantanée.....	26
II.3. Conclusion.....	28
III. MODELISATION ET TRANSFORMATION	
Introduction	29
III.1. Modèle de la machine en l'absence de défaillance.....	30
III.1.1 Hypothèses de départ.....	31

III.1.2. Equations des tensions.....	31
III.2. Transformations des machines polyphasées	33
III.2.1. Transformation générale	34
III.2.2. Transformation des systèmes polyphasés aux variables $\alpha\beta o$	34
III.2.3. Transformation des variables du rotor aux variables $\alpha\beta o$	35
III.2.4. Equivalence $\alpha\beta o$ d'une machine asynchrone polyphasée.....	36
III.2.5. Transformation de polyphasé aux variables $dq o$	40
III.2.6. Calcul des inductances de la machine	41
III.2.6.1. induction d'entrefer statorique.....	44
III.2.6.1.1. inductance de magnétisation d'une phase statorique	44
III.2.6.1.2. inductances mutuelles entre phases statorique.....	45
III.2.6.2. induction d'entrefer rotorique.....	45
III.2.6.3. inductances mutuelles entres les phases statorique et les boucles rotoriques	46
III.2.7. Détermination des paramètres de la machine asynchrone en vue de sa simulation	46
III.3. Exploitation du model.....	47
III.3.1. Application à la simulation des régimes transitoires de démarrage des machines à induction	50
III.3.1.1. Résultats de simulation avec le premier harmonique d'espace.....	51
III.3.1.2. Résultats de simulation avec prise en compte des harmoniques d'espace.....	52
III.3.1.3. Comparaisons et discussions.....	53
III.4. Conclusion	55
 IV. ANALYSE DES ACTIONS SYNCHRONES ET ASYNCHRONES	
 Introduction	55
IV.1 Equations de la tension	56
IV.2. Equation du couple	57
IV.3. Equations de l'action asynchrone	57

IV.3.1. Equations de la tension.....	58
IV.3.2. Equation du couple.....	61
IV.4. Equations de l'action synchrone	61
IV.4.1. Equations de la tension.....	61
IV.4.2. Equation du couple.....	63
IV.5. Application à la machine à cage d'écureuil.....	63
IV.5. 1. Action asynchrone.....	64
IV.5. 2. Action synchrone.....	66
IV.6. Conclusion.....	67

V. DIAGNOSTIC DE DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Introduction	68
V.1. Simulation numérique.....	69
V.1.1. Présentation des logiciels Matlab et Simulink.....	69
V.2. Résultats théoriques.....	70
V.2.1. Analyse harmonique du vecteur de sortie.....	74
V.2.1.1. Analyse des spectres dans la plage [30 - 70] Hz.....	76
V.2.1.1. Analyse des spectres dans la plage [200 - 700] Hz.....	78
V.2.2. diagnostic par l'analyse des actions synchrones et asynchrones.....	83
V.2.2.1. Analyse de l'action asynchrone.....	83
V.2.2.1. Analyse de l'action synchrone.....	87
V.3. Résultats expérimentaux.....	88
V.3.1. Effet du raccourcissement du pas de bobinage stator sur les harmoniques d'espace en fonction des défauts électriques au rotor.....	97

CONCLUSION GENERALE

Annexes

A. Description et identification du banc d'essai et de mesures.....	103
A.1 Description du banc d'essai et de mesures.....	103
A.2. Les caractéristiques détaillées de la machine	106
B. Modélisation de la machine asynchrone en présence de défaut rotor.....	108
B.1. Modèle de la machine asynchrone en présence de défaillances.....	108
B.1.1. Modèle de la machine avec une barre cassée.....	108
B.1.3. Modèle de la machine avec deux barres cassées.....	110
B.1.2. Modèle de la machine avec une portion de court-circuit cassée.....	111
C. Force magnétomotrice produite par les bobinages	113
C.1. Induction magnétique produite par une spire.....	113
C.2. Induction magnétique produite par un groupe de spires.....	114
C.3. Induction magnétique statorique produite par une alimentation triphasée.....	115
D. Bloc de simulation.....	119

Liste des figures

Chapitre .I :

Figure I.1 : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.....	4
Figure I.2 : Tôle d'un circuit magnétique du stator.....	5
Figure I.3 : stator d'une machine asynchrone.....	5
Figure I.4 : Tôle d'un circuit magnétique du rotor d'une machine asynchrone a cage ...	6
Figure I.5 : Rotor a cage d'écureuil.....	7
Figure I.6 : Défaut d'une barre cassée	8
Figure I.7 : Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit.....	9
Figure I.8 : Les roulements à billes.....	10
Figure I.9 : Quatre types de défauts dans les roulement à billes.....	11
Figure I.10 : Les défauts d'excentricité.....	12

Chapitre .II :

Figure II.1 : Représentation temps-fréquence du courant statorique lors d'une variation du couple de charge (Résultats de simulation avec une barre cassée).....	18
Figure II.2 : Principe de la surveillance par analyse spectrale.....	20
Figure II.3 : Vecteur de Park des courants statoriques (Résultats expérimentaux).	21
Figure II.4 : Tension composée U_{ab} après déconnexion de la source d'alimentation a/ machine saine, b/ une barre cassée, c/ deux barres cassées	22
Figure II.5 : Spectre de la tension composée U_{ab} après déconnexion de la source d'alimentation (Résultats expérimentaux) a/ machine saine, b/ une barre cassée, c/deux barres cassées.....	23
Figure II.6 : Spectre du courant statorique (résultats expérimentaux). a/ machine saine , b/ avec une barre cassée, c/ avec deux barres cassées.....	25
Figure II.7 : Spectre du couple électromagnétique (Résultats expérimentaux).....	26
Figure II.8 : Spectre de la puissance instantanée.....	27

Chapitre .III :

Figure III.1 : Axes du stator et du rotor d'une machine a m-n enroulements.....	32
Figure III. 2 : Circuit équivalent d'un rotor à cage d'écureuil.....	48
Figure III. 3 : Caractéristiques de la machine asynchrone. (1 ^{er} harmonique d'espace).....	50
Figure III. 4 : Caractéristiques de la machine asynchrone. (Avec harmoniques d'espace)...	51
Figure III. 5 : Comparaison entre les caractéristiques sans et avec harmoniques d'espace...	52
Figure III.6 : Spectre du courant statorique plage [30-70] Hz.....	53
Figure III.7 : Spectre du courant statorique plage [200-700] Hz.....	53

Chapitre .IV :

Figure IV.1 : Caractéristique couple- vitesse (Fondamental)	64
Figure IV.2 : Caractéristique couple-vitesse. (Simulation).....	64
Figure IV.3 : Caractéristique courant-vitesse. a/ fondamental, b/ avec harmoniques.....	64
Figure IV.4 : Caractéristique couple-vitesse avec prise en compte des harmoniques d'espaces (Simulation).....	56
Figure IV.5 : Caractéristique couple-vitesse (Action synchrone).....	66

Chapitre .V :

Figure V.1 : Courant statorique (Régime transitoire).....	70
Figure V.2 : Courant statorique (régime permanent)	70
Figure V.3 : Couple électromagnétique (régime transitoire et permanent).....	71
Figure V.4 : Courant rotorique (régime transitoire et permanent).....	72
Figure V.5 : Spectre du courant statorique : Machine saine.....	74
Figure V.6 : Spectre du courant statorique : Une barre cassée.....	74
Figure V.7 : Spectre du courant statorique : Deux barres cassées.....	74
Figure V.8 : Spectre du courant statorique : Une portion d'anneau de c-c cassée	74
Figure V.9 : Densité spectrale de puissance du courant statorique [30-70].....	76
Figure V.10 : Variation des amplitudes des harmoniques $(1 \pm 2kg)f$.(Simulation).....	76
Figure V.11 : Spectre du courant statorique [200-700] (Machine saine).....	78
Figure V.12 : Spectre du courant statorique [200-700] (Une barre cassée).....	78
Figure V.13 : Spectre du courant statorique [200-700] (Deux barres cassées).....	79

Figure V.14 : Spectre du courant statorique [200-700] (Une portion de c-c cassée).....	79
Figure V.15 : Densité spectrale de puissance du courant statorique [200-250].....	80
Figure V.16 : Caractéristique couple-vitesse : Machine saine.....	83
Figure V.17 : Caractéristique couple-vitesse : Une barre cassée.....	83
Figure V.18 : Caractéristique couple-vitesse : Deux barres cassées.....	83
Figure V.19 : Caractéristique couple-vitesse : Une portion d’anneau de c-c cassée.....	83
Figure V.20 : Caractéristique couple-vitesse due aux harmoniques d’espace.....	84
Figure V.22 : Caractéristique couple-vitesse.....	85
Figure V.24 : Comparaison des caractéristiques couple-vitesse.....	86
Figure V.25 : Caractéristique totale couple-vitesse.....	86
Figure V.26 : Banc d’essai pour le diagnostic de défaut	88
Figure V.27 : Courant statorique (Régime permanent).....	89
Figure V.28 : Courant statorique (Régime transitoire).....	89
Figure V.29 : Spectre du courant statorique : Machine saine.....	90
Figure V.30 : Spectre du courant statorique : Une barre cassée.....	90
Figure V.31 : Spectre du courant statorique : Deux barres cassées.....	90
Figure V.32 : Spectre du courant statorique : Une portion d’anneau de c-c cassée.....	90
Figure V.33 : Densité spectrale de puissance du courant statorique [30-70].....	91
Figure V.34 : Spectre du courant statorique [200-700] (Machine saine).....	92
Figure V.35 : Spectre du courant statorique [200-700] (Une barre cassée).....	92
Figure V.36 : Spectre du courant statorique [200-700] (Deux barres cassées).....	93
Figure V.37 : Spectre du courant statorique [200-700] (Une portion de c-c cassée).....	93
Figure V.38 : Densité spectrale de puissance du courant statorique [220-280].....	94
Figure V.39 : Variation des amplitudes des harmoniques $(1 \pm 2g)f$	96
Figure V.40 : Comparaison des amplitudes pour l’harmonique 5 $(5f - (5-1)gf)$	97
Figure V.41 : Comparaison des amplitudes pour l’harmonique 7 $(7f - (7-1)gf)$	98
Figure V.42 : Comparaison des amplitudes pour l’harmonique 11 $(11f - (11-1)gf)$	98
Figure V.43 : Comparaison des amplitudes pour l’harmonique 13 $(13f - (13-1)gf)$	98

Annexes :

Figure A.1 : différents types de rotor utilisés.....	105
Figure A.2 : Stator de la machine asynchrone a cage d'écureuil.....	105
Figure A.3 : Carte pour le conditionnement des signaux.....	106
Figure A.3 : banc d'essai.....	106
Figure A.4 : Les dimensions d'une encoche rotorique(Schéma donné par le constructeur Electro-Industrie.....	107
Figure B.1 : Circuits électriques adoptés pour la modélisation du rotor en présence d'une barre cassée.....	110
Figure B.2 : Circuits électriques adoptés pour la modélisation du rotor en présence de deux barres cassées.....	111
Figure B.3 : Modèle du rotor avec rupture de portion d'anneau de court-circuit.....	112
Figure C1 : Induction produite par une spire d'ouverture α	114
Figure C.2 : Effets des ondes harmoniques dans la courbe couple/vitesse	118

Liste des tableaux

Tableau IV.1 : les harmoniques du rotor de la machine asynchrone a cage d'écureuil	63
Tableau V.1 : Analyse spectrale du courant statorique (machine saine).....	81
Tableau V.2 : Analyse spectrale du courant statorique (machine avec une barre rotorique cassée).....	81
Tableau V.3 : Analyse spectrale du courant statorique (machine avec deux barres rotorique cassées).....	81
Tableau V.4 : Analyse spectrale du courant statorique (machine avec une portion d'anneau de court- circuit cassée).....	81
Tableau V.5 : Couples maximaux.....	85
Tableau V.7 : Analyse spectrale du courant statorique (machine saine).....	95
Tableau V.8 : Analyse spectrale du courant statorique (machine avec une barre rotorique cassée).....	95
Tableau V.9 : Analyse spectrale du courant statorique (machine avec deux barres rotorique cassées).....	95
Tableau V.10 : Analyse spectrale du courant statorique (machine avec une portion d'anneau de court- circuit cassée).....	95
Tableau A.1 : Dimensions de l'encoche rotorique.....	108
Tableau C.1 : sens de rotation des ondes crée par les harmoniques d'espace.....	116

Nomenclatures

m	: Nombre de phases statorique.
n	: Nombre de phases rotorique.
N	: Nombre de spires par pole et par phase.
N_r	: Nombre de barres au rotor.
μ_o	: Perméabilité relative du vide.
r	: Rayon moyen à l'entrefer.
l_e	: Longueur active du circuit magnétique.
P	: Nombre de paire de pôles.
P_0	: Nombre de période de base.
ν	: Harmoniques d'espace.
θ_r	: L'angle du rotor.
f	: Fréquence d'alimentation.
J	: Inertie de la partie tournante.
T_e	: Couple électromagnétique.
T_L	: Couple résistant.
P'	: Nombre de paire de pôles dans chaque période de base.
N_r'	: Nombre de barres du rotor dans chaque période de base.
θ_r'	: Angle électrique (période de base).
p	: Opérateur de Laplace
P_{μ_j}	: Nombre de cycles d'harmoniques d'ordre ν_j dans chaque période da base.
P_{μ_j}	: Nombre de cycles d'harmoniques d'ordre ν_j dans chaque période da base.
Ω_s	: Vitesse angulaire synchrone.
f_{vib}	: Fréquences des vibrations mécaniques

K_v	: Coefficient globale.
K_{pv}	: Coefficient d'étalement.
K_{dv}	: Coefficient d'inclinaison.
K_{cv}	: Coefficient de bobinage.
ρ_1	: Permeance d'entrefer
θ	: Angle entre les axes des deux boucles rotorique.
g	: Glissement.
R_s	: Résistance d'un enroulement statorique.
R_b	: Résistance d'une barre rotorique.
R_e	: Résistance d'un anneau de court circuit au rotor.
L_b	: Inductance d'une barre rotorique.
L_a	: Inductance d'un anneau de court circuit au rotor.
δ	: Angle électrique concernant le fondamental entre deux enroulements adjacents.
$B_a(\phi)$: L'induction créée par la phase (a)
L_{mi}^s	: Inductance mutuelle entre phases statoriques.
L_{loop}	: L'inductance mutuelle entre deux boucles rotorique.
L_{ij}^{sr}	: Inductance mutuelle entre les phases statoriques et les boucles rotorique
$[V^s]$: Vecteur tension statorique.
$[V^r]$: Vecteur tension rotorique.
$[I^s]$: Vecteur courant statorique.
$[I^r]$: Vecteur courant rotorique.
$[L^s]$: Matrice des inductances statorique
$[R^s]$: Matrice des résistances statoriques
$[R^r]$: Matrice des résistances rotorique
$[L^r]$: Matrice des inductances rotorique

- $[L^{sr}]$: Matrice de la mutuelle inductance
- $[F]$: Vecteur désignant une grandeur quelconque.
- $[A]$: Matrice de transformation
- $[L^{\alpha\beta sr}]$: Matrice des inductances mutuelles stator - rotor dans le repaire $\alpha \beta o$
- $[L^{\alpha\beta r}]$: Matrice des inductances rotorique dans le repaire $\alpha \beta o$
- $[R^{\alpha\beta r}]$: Matrice des résistances rotorique dans le repaire $\alpha \beta o$

Introduction Générale

Le diagnostic des machines électriques s'est largement développé dans le monde industriel car la volonté d'obtenir une chaîne de production de plus en plus sûre devient, pour certaines applications, indispensable. Les chaînes de production doivent être dotées de systèmes de protection fiables car une quelconque défaillance, même la plus anodine, peut mener à un dommage matériel ou corporel inévitable. C'est pour éviter ces problèmes que la recherche, sur le plan international, s'emploie depuis plusieurs dizaines d'années à élaborer des méthodes de diagnostic. Celles-ci ont pour objectif principal de prévenir les utilisateurs d'un risque possible pouvant apparaître en un point particulier du système.

Le travail, proposé, concerne le diagnostic des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil. La croissance de ce type de machine électrique, essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et de fabrication, sa robustesse mécanique ou encore sa quasi-absence d'entretien, est telle que nous la retrouvons dans tous les domaines industriels et en particulier dans les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire, le pétrole, la chimie ou encore les transports ferroviaires.

L'apparition d'un défaut conduit le plus souvent à un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone entraînant, par conséquent, un coût de réparation non négligeable (cas des machines de forte puissance) sans oublier la perte de production occasionnée. Dans le domaine nucléaire, par exemple, il est indispensable d'assurer la sécurité des personnes et du matériel car aucun système, qu'il soit simple ou complexe, n'est à l'abri d'un dysfonctionnement.

- Le premier chapitre, de notre mémoire de Magister, traite du contexte de l'étude : le diagnostic de défaut rotorique dans les machines asynchrones à cage d'écureuil. Nous présentons dans un premier temps, les éléments de constitution de ce type de machine en précisant les différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux.
- Le deuxième chapitre est consacré à l'énumération de quelques outils nécessaires à l'analyse de signaux temporels dans le domaine fréquentiel, domaine de prédilection pour la détection

des défauts de la machine asynchrone. Nous terminons ce deuxième chapitre par une analyse des différentes techniques de diagnostic existantes en présentant leurs points faibles et leurs points forts.

- Le troisième chapitre est, quant à lui, consacré à la présentation du modèle de simulation. Nous utilisons un modèle basé sur le couplage magnétique des circuits électriques pour analyser le comportement de la machine. Ce type d'approche offre un modèle de machine flexible avec un temps de calcul raisonnable et ne nécessite aucun recours au calcul de champ. Le modèle tient compte des harmoniques d'espace. Dans notre cas nous considérons les (5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème} et 13^{ème}) harmoniques d'espace dans le but d'obtenir des résultats encore plus proche de la réalité. Nous analysons ensuite les grandeurs temporelles de la machine avec et sans prise en compte des harmoniques d'espace.

- Le quatrième chapitre est dédié à la présentation des équations des actions synchrones et asynchrones dues aux harmoniques d'espace. Nous terminons ce chapitre par une analyse de ces actions sur les performances de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

- Le cinquième et dernier chapitre, de notre mémoire, est consacré à la description des deux méthodes de diagnostic étudiées. La première méthode est basée sur l'évaluation d'un indice de défaillance pour détecter la présence du défaut au sein de la cage rotorique. Cet indice est calculé à partir de l'amplitude des composantes créées par le défaut rotorique dans les spectres fréquentiels du courant statorique d'une phase de la machine. Une comparaison de l'évolution de cet indice avec celui obtenu lorsque cette dernière présente une cage saine permet d'effectuer un diagnostic de l'état du rotor de la machine asynchrone.

La deuxième méthode est basée sur la comparaison des amplitudes des couples maximaux, au niveau des caractéristiques couple-vitesse, produites par les harmoniques d'espace de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Un banc d'essai et de mesures, composé de plusieurs machines asynchrones permet de valider les deux méthodes de diagnostic proposées. Trois niveaux de défaillances sont analysés, une barre cassée, deux barres cassées et une portion d'anneau de court-circuit cassée lorsque la machine est alimentée par le réseau triphasé.

CHAPITRE

I

Constitution et Représentation des Défauts de la Machine Asynchrone à Cage D'écureuil

Sommaire

I.1. Constitution de la machine asynchrone	4
I.1.1. Le stator.....	5
I.1.2. Le rotor.....	6
I.1.1.3. Les Paliers.....	7
I.2. Défaillances de la machine asynchrone à cage	7
I.2.1. Défaillances d'ordre électriques.....	7
I.2.1.1. Défaillances des circuits électriques statoriques.....	7
I.2.1.2. Défaillances des circuits électriques rotoriques.....	8
I.2.1.2.1. Les cassures des barres	8
I.2.1.2.2. Cassure d'une portion d'anneau de court-circuit.....	9
I.2.2. Défaillances d'ordre mécanique.....	9
I.2.2.1. Défauts des roulements à billes.....	9
I.2.2.2. Excentricité.....	11
I.2.2.3. Défaillance de l'arbre.....	12
I.2.2.4. Défaillance du flasque.....	12
I.3. Causes des défaillances.....	12
I.3.1. Causes des défauts statoriques.....	12
I.3.2. Causes des défauts rotoriques.....	12
I.3.3. Causes des défauts des roulements à billes.....	13

De nombreuses défaillances peuvent apparaître au niveau des machines asynchrones. Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs causes sont variées. Dans ce chapitre, nous décrivons le système étudié qui se limite, dans notre cas, à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Cette présentation débute par un rappel sur les éléments de construction de cette machine. A ce propos, nous nous intéressons de plus près à la réalisation pratique des enroulements statoriques et des encoches rotoriques. Après avoir

effectué une analyse des différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux, nous citons leurs causes et nous analysons les effets de ces défauts sur le comportement de la machine

I.1. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction, comprend un stator et un rotor constitués de tôles d'acier au Silicium et comportant des encoches dans lesquelles sont disposés les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor, mobile, est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor soient accessibles de l'extérieur ou soient fermés sur eux mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil [7].

On se propose, dans cette partie, de donner quelques informations sur les éléments constituant les machines asynchrones. Cette description va nous permettre de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement. Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes comme le montre la **FigI.1** :

- le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique ;
- le rotor, partie tournante permettant de mettre en rotation la charge mécanique ;
- les paliers, parties mécaniques logeant les roulements et supportant le rotor via l'arbre.

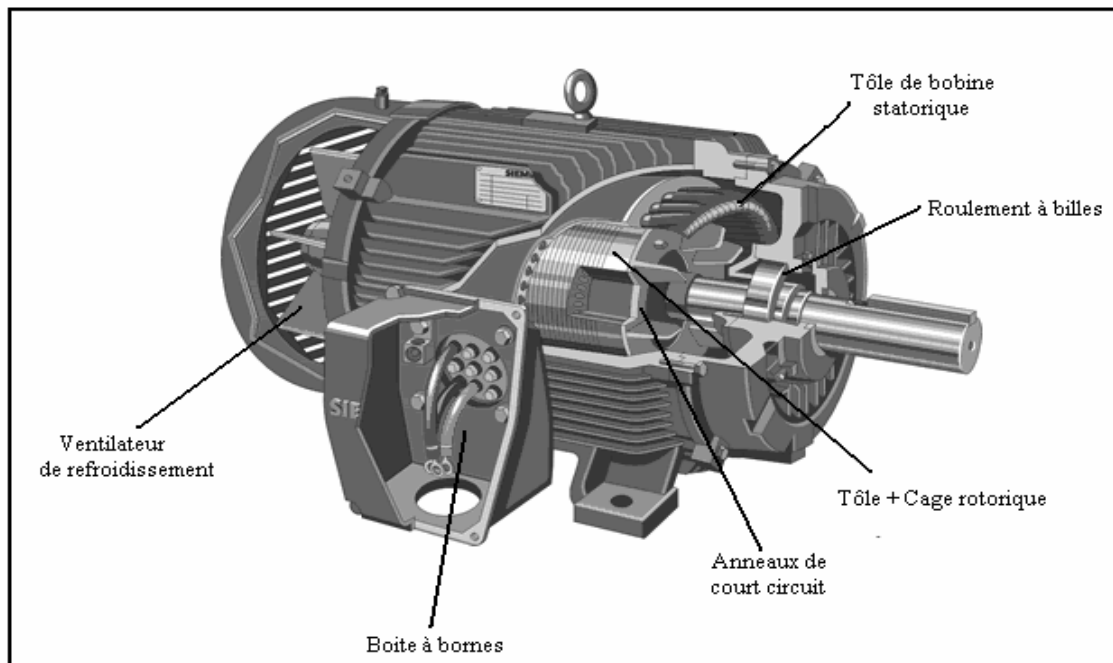


Fig I.1. Eléments principaux constituant une machine asynchrone à cage d'écureuil

I.1.1. Le stator

Le circuit magnétique est un empilement de tôles fines en acier sur lesquelles sont taillées les encoches statoriques logeant les conducteurs des enroulements. On utilise des tôles minces dont l'épaisseur varie entre 0,35mm et 0,50mm pour minimiser les pertes fer dans le circuit magnétique (**Fig I.2**). De plus, afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on isole habituellement les tôles entre elles avec une mince couche de vernis ou de silicate de soude. Le bobinage statorique est constitué de deux parties les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines (**Fig I.3**). Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion d'énergie électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant leur circulation [**11**].

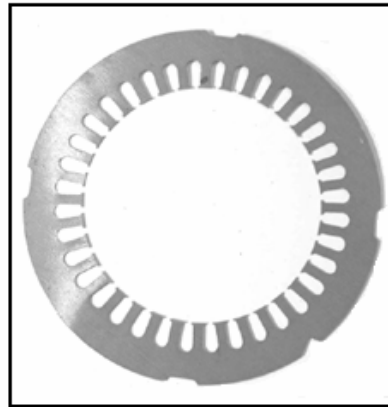


Fig I. 2. Tôle constituant le circuit magnétique du stator

L'objectif étant d'obtenir une répartition sinusoïdale des forces magnétomotrices au niveau de l'entrefer afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique.

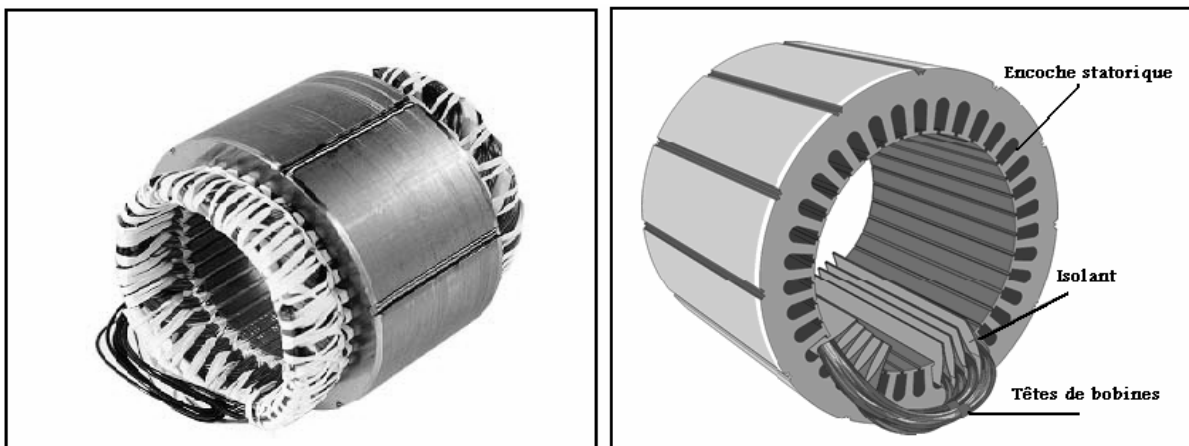


Fig I.3. Stator de machines asynchrones

On peut exécuter les bobinages statoriques de plusieurs façons. Habituellement, on utilise trois types d'enroulements : l'enroulement imbriqué, l'enroulement concentrique et l'enroulement ondulé. Chaque type d'enroulement présente des avantages pour certaines applications. Pour les moteurs de faible puissance, et plus particulièrement lorsque la réalisation du bobinage est mécanisée, on utilise généralement l'enroulement concentrique.

I.1.2. Le rotor

Le rotor est constitué, comme le stator, de tôles empilées composées habituellement du même matériau (**Fig I.4**). Pour les moteurs de faible puissance, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Pour les moteurs de plus forte puissance, chaque lamination est constituée de plusieurs sections montées sur un moyeu. Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les encoches peuvent être semi-ouvertes ou fermées. Les enroulements sont constitués de barres court-circuitées entre elles par un anneau terminal placé à chaque extrémité du rotor [**10**].

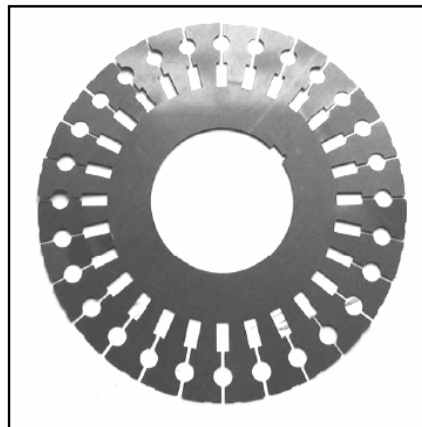


Fig I. 4. Tôle du circuit magnétique rotorique d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

Une inclinaison des barres, d'un pas dentaire (facteur de biais) suivant l'axe de la machine, est souvent pratiqué pour réduire l'influence des harmoniques et ainsi diminuer le bruit lors de l'accélération de la machine asynchrone. L'isolation des barres avec les tôles magnétiques n'est pas en générale nécessaire du fait de la faible tension induite aux bornes de chacune d'entre elles. De plus, la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre. Le rotor de la machine asynchrone est aussi pourvu d'ailettes de ventilation pour permettre un refroidissement efficace de la cage comme le montre la **Fig I. 5**.

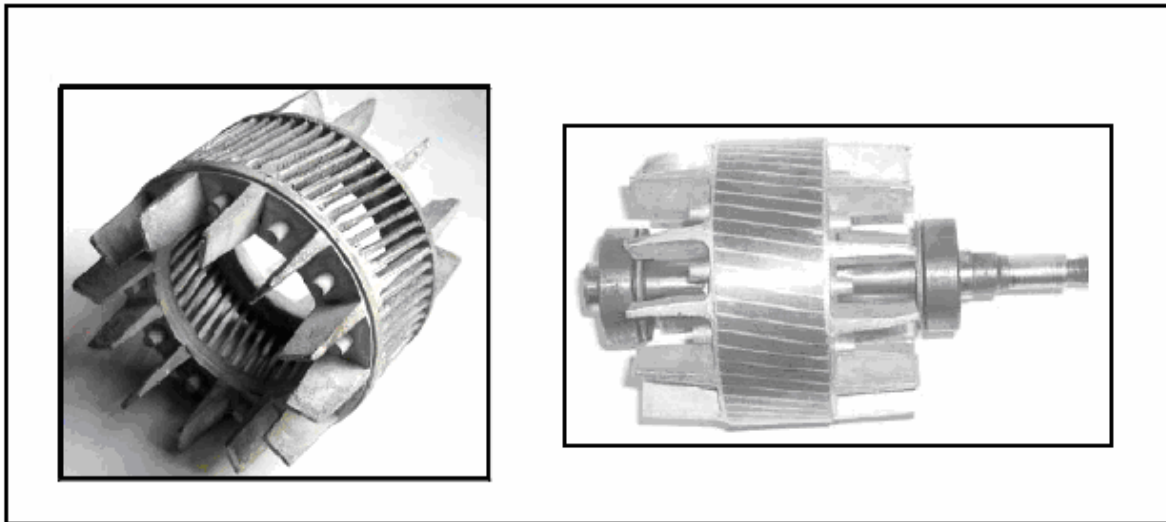


Fig I.5. Rotor à cage d'écureuil

I.1.1.3. Paliers

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons et des tiges de serrage

L'ensemble, ainsi établi, constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil.

I.2. Défaillances de la machine asynchrone à cage

Bien que la machine asynchrone à cage d'écureuil soit réputée robuste, elle peut parfois présenter différents types de défauts. Ces défauts peuvent être soit d'origine électrique, soit d'origine mécanique. Un problème minime à l'étape de fabrication peut être à l'origine d'un défaut tout comme une utilisation non conforme de la machine. Parfois, on peut également incriminer le milieu dans lequel la machine est utilisée (milieux corrosifs et/ou chimique hostiles).

I.2.1. Défaillances d'ordre électriques

Les défaillances d'origine électrique peuvent, dans certain cas, être la cause d'un arrêt de la machine (au même titre que les défaillances d'ordre mécanique). Ces défaillances se séparent en deux catégories bien distinctes. Nous pouvons citer les défauts qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et ceux qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques [1].

I.2.1.1. Défaillances des circuits électriques statoriques

L'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statoriques de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses. Nous pouvons citer, par exemple, les défauts de type courts-circuits inter-spires qui apparaissent à l'intérieur des encoches statoriques. Ce type de défaut peut être causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique. On a également les courts-circuits apparaissant entre une phase et le neutre, entre une phase et la carcasse métallique de la machine ou encore entre deux phases statoriques. Ces défauts ont le plus souvent une origine mécanique. En effet, des vibrations excessives peuvent mener à un desserrement des boulons de la plaque à bornes de la machine créant ainsi le court-circuit. Une cosse mal serrée à la jonction du câble d'alimentation et des bornes de la machine peut être à l'origine d'une ouverture de phase. Le défaut le plus couramment rencontré reste encore la fusion d'un fusible de protection. Ces défauts peuvent être détectés par une analyse harmonique des courants absorbés par la machine [6][9] [16].

I.2.1.2. Défaillances des circuits électriques rotoriques

I.2.1.2.1. Les cassures des barres

Ces défauts apparaissent au niveau du rotor. Ce sont les défauts les plus fréquents. Ils se présentent par des ruptures totales ou partielles d'une (s) barre (s) au niveau de la cage d'écureuil (exemple **Fig I.6** rotor avec une barre cassée) . Ces défauts se traduisent par une augmentation de la résistance équivalente d'un enroulement rotorique. Ces pannes rotoriques engendrent, malheureusement, des ondulations du couple électromagnétique qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation de la machine. Ce qui génère des défauts mécaniques en plus dans la machine.

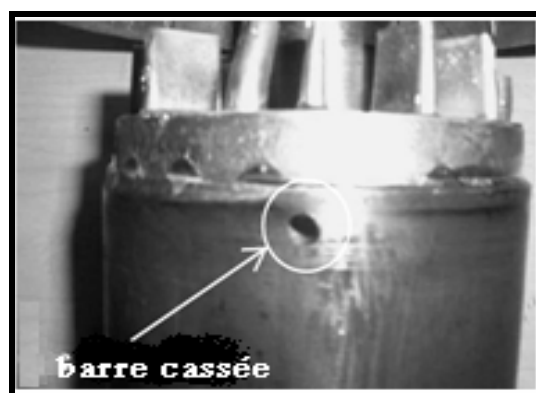


Fig I.6. Défaut d'une barre cassée

I.2.1.2.2. Cassure d'une portion d'anneau de court-circuit

Les cassures des portions d'anneaux sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations entre les barres et les anneaux (exemple **Fig I.7** rotor avec une portion d'anneau de court-circuit cassée). Les anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. Un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge du couple et donc du courant peuvent entraîner leurs cassures. La cassure d'une portion d'anneau engendre un comportement similaire à celui de la cassure des barres.

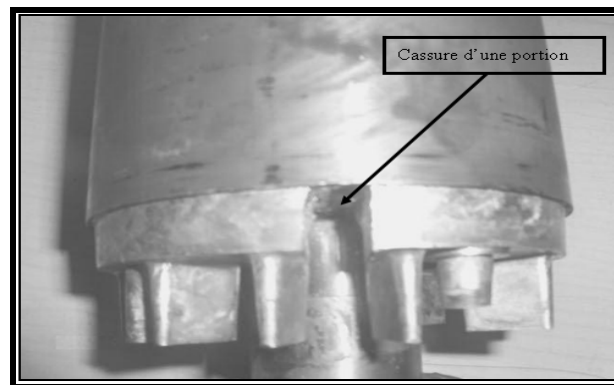


Fig I.7. Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit.

Suite à l'apparition de ces défauts, la machine continue à fonctionner et il est donc difficile de détecter ces défaillances. Le courant, que conduit une barre cassée, se répartit sur les autres barres. Ces dernières seront surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures et par la suite à la rupture d'un nombre plus important de barres [12].

I.2.2. Défaillances d'ordre mécanique

Les défaillances d'ordre mécanique sont, en général, les plus rencontrées parmi tous les défauts que compte la machine asynchrone. Ces défauts peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques ou encore de l'arbre moteur. Nous énumérons, dans la suite de notre mémoire, certains de ces défauts. Nous pouvons trouver dans la littérature des ouvrages complets qui traitent de ces divers problèmes [13] [14].

I.2.2.1. Défauts des roulements à billes

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tout type de machines électriques. Les défauts des roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau pendant l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein des roulements,

causés par un enroulement abîmé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine. Nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine asynchrone ce qui, pour des vitesses importantes, peut provoquer la détérioration de ces derniers. La graisse, qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut, dans certaines applications, se rigidifier et causer une résistance à la rotation [10]. Les défauts des roulements se manifestent comme des défauts d'asymétrie au rotor qui sont usuellement rangés dans la catégorie des défauts relatifs à l'excentricité. Un défaut de roulement se manifeste par la répartition continue du contact défectueux avec la cage du roulement extérieur comme du roulement intérieur.

La relation entre les vibrations des roulements à billes et le spectre du courant statorique est basée sur le fait que toutes les excentricités interfèrent sur le champ dans l'entrefer de la machine asynchrone. Pour cela les harmoniques, contenus dans le spectre du courant statorique, peuvent être décrits par les expressions suivantes [4] :

$$f_{exe} = \left(1 \pm k \cdot \left(\frac{1-s}{p/2} \right) \right) f \quad (\text{Hz})$$

$$f_{exe} = |f \pm k \cdot f_{rm}| \quad (\text{Hz}) \qquad f_{bng} = |f \pm m \cdot f_{vib}| \quad (\text{Hz})$$

Où f_{vib} est l'une des fréquences des vibrations mécaniques

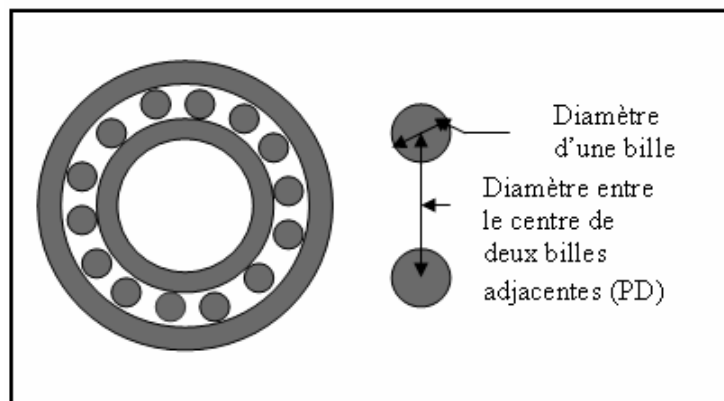


Fig I. 8. Les roulements à billes [26]

où s représente le glissement, f la fréquence d'alimentation et f_{rm} celle de la rotation mécanique, $m = 1,2,3,\dots$; $n \in \mathbb{N}$, $k = 1,3,5,\dots$; $k \in \mathbb{N}$, p est le nombre de paires de pôles, n_b est le nombre de billes ; D_b est le diamètre des billes, D_c est la distance du centre des billes et θ représente l'angle de contact de la bille avec la cage.

Les différents types des défauts dans les enroulements à billes sont représentés sur **Fig I.9**

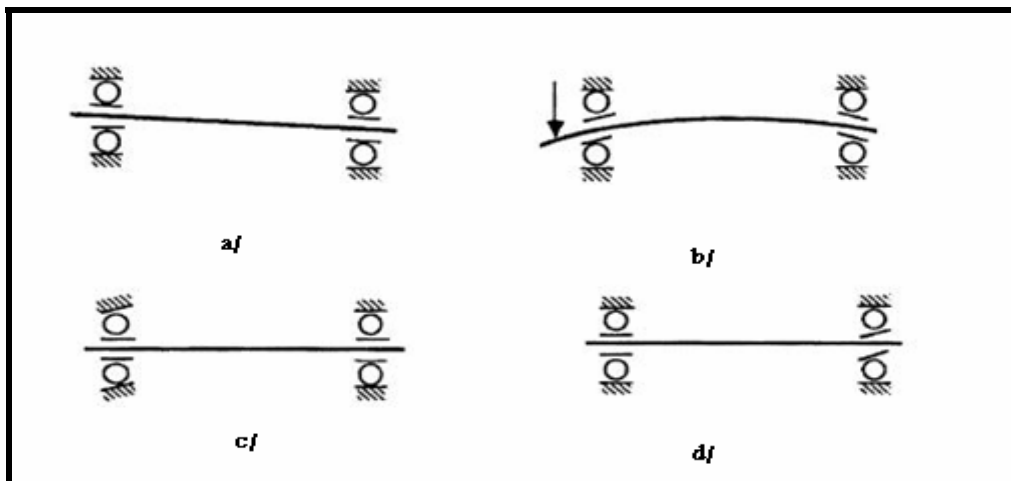


Fig I.9. Quatre types de défauts dans les roulements à billes [23]
 a/ Désalignement ; b/ Déformation de l'arbre de rotation ;
 c/Inclinaison de la course externe ; d/Inclinaison de la course interne

I.2.2.2. Excentricité

La variation de la largeur de l'entrefer entraîne des variations dans la densité du flux d'entrefer. Les enroulements statoriques sont électriquement affectés. On retrouve alors ces effets dans le spectre des courants. On distingue généralement trois cas d'excentricité [8].

La Fig I.10 montre les différents types d'excentricité :

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

On peut représenter l'excentricité statique et dynamique de la manière suivante (Fig I. 10) :

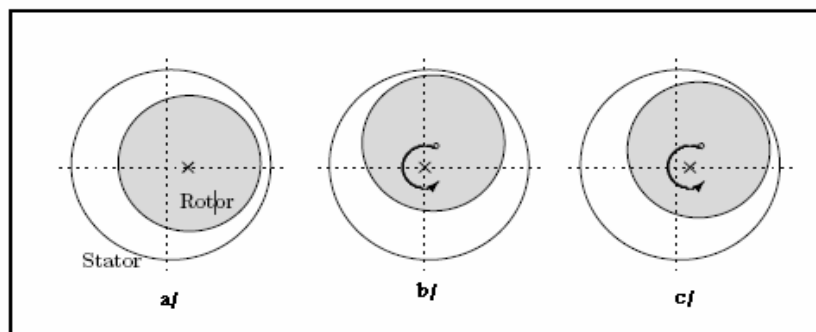


Fig I.10. Défauts d'excentricité [8]

a/ excentricité statique, b/ excentricité dynamique, c/ excentricité mixte.

I.2.2.3. Défaillance de l'arbre

L'arbre de la machine peut laisser paraître une fissure due à l'utilisation, lors de sa construction, d'un mauvais matériau. A court ou à long terme, cette fissure peut mener à une fracture nette de l'arbre provoquant ainsi arrêt irrémédiable de la machine asynchrone. Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre. Par exemple l'humidité peut provoquer des micro-fissures et conduire à une destruction complète de la machine. Une excentricité statique, dynamique ou mixte peut induire des efforts considérables sur l'arbre moteur, amenant ainsi une fatigue supplémentaire. Une analyse vibratoire, une analyse par ultrason, une analyse fréquentielle des courants absorbés ou simplement une analyse visuelle de l'arbre de la machine permet de détecter ce type de défaillance [10].

I.2.2.4. Défaillance du flasque

Les défauts créés par les flasques de la machine asynchrone sont généralement causés pendant l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement. Il est possible de détecter ce type de défaillance par une analyse vibratoire où par une analyse harmonique des courants absorbés par la machine. [15]

I.3. Causes des défaillances

Les causes des défauts sont multiples. Elles peuvent être classées en trois groupes : les initiateurs de défauts, les amplificateurs de défauts et les défauts de fabrication [2].

La majorité des défauts du rotor et du stator sont provoqués par une combinaison des divers efforts qui agissent sur ces deux composants de la machine.

I.3.1. Causes des défauts statoriques

Les défauts statoriques peuvent être dus à plusieurs raisons, parmi lesquelles [3], [2] :

- Un grand noyau du stator où la température d'enroulements est élevée ;
- Attachement lâche à la fin de l'enroulement ;
- Contamination due à l'huile, à la moisissure ou à la saleté ;
- Cycle de démarrage fréquent ;
- Surtension, décharges électriques, et fuites dans les systèmes de refroidissement.

I.3.2. Causes des défauts rotoriques

Comme pour le stator, les raisons pour les cassures des barres rotoriques et de rupture d'une portion de l'anneau de court circuit sont nombreuses :

- Effort thermique dû à l'échauffement de l'anneau de court-circuit et à la différence de la température dans la barre pendant le démarrage (effet de peau) ;
- Effort magnétique causé par les forces électromagnétiques (flux de fuite d'encoche, excentricité de l'entrefer), bruits et vibrations électromagnétiques ;
- Effort dynamique dû au couple de charge, aux forces centrifuges ainsi qu'aux efforts cycliques ;
- Effort environnemental causé par la contamination, l'abrasion des matériels rotoriques due aux particules chimiques.

I.3.3. Causes des défauts des roulements à billes

Souvent, mêmes sous des conditions normales de fonctionnement avec équilibre de charge et un bon alignement, les défauts dus à la fatigue, mis à part celles dues au fonctionnement interne normal inhérentes à l'excentricité, peuvent prendre place.

D'autres causes externes peuvent exister, telles que :

- Contamination et corrosion causées par l'eau et l'acide...
- Lubrification impropre.
- Installation impropre de roulement dû au désalignement de la machine.

I.4. Conclusion

Nous avons présenté, dans ce premier chapitre, quelques rappels sur les éléments de constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Nous nous sommes, quelque peu attardés sur les bobinages statoriques en détaillant les défauts fréquemment rencontrés. De même, au rotor, nous avons dénombré les principaux défauts qui peuvent survenir soit dans la phase de fabrication, soit dans celle de l'utilisation.

Nous allons axer ce travail en choisissant les défauts sur le rotor de machine asynchrone à cage d'écureuil, pour cela, un modèle adéquat de la machine asynchrone étudiée doit être établi, ce qui est l'objet du troisième chapitre de notre mémoire.

II

CHAPITRE

Méthodes de Diagnostic des Défaits

Sommaire

II.1. Méthodes de traitement des signaux	15
II.1.1. Transformée de Fourier discrète	16
II.1.2. Transformée de Fourier rapide.....	16
II.2. Méthodes de diagnostic utilisées pour détecter les défauts.....	17
II.2.1. Analyse temps-fréquence et temps-échelle	17
II.2.1.1. Analyse temps-fréquence.....	17
II.2.1.2. Analyse temps-échelle.....	18
II.2.2. Analyse spectrale.....	19
II.2.3. Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park	20
II.2.4. Technique additionnelle	21
II.2.5. diagnostic de défauts par le suivi des grandeurs mesurables	24
II.2.5.1. Analyse fréquentielle des courants statoriques.....	24
II.2.5.2. Analyse fréquentielle du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation.....	25
II.2.5.3. Analyse spectrale de la puissance instantanée.....	26

Afin de mieux situer notre travail, il a été nécessaire de faire le point sur les différentes méthodes de diagnostic actuellement utilisées pour détecter la présence d'une anomalie au sein d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Comme plusieurs chercheurs travaillent sur ce sujet depuis un certain nombre d'années, plusieurs travaux ont vu le jour. Dans cette partie, nous avons choisi de décrire les méthodes les plus courantes pour le diagnostic des défauts électriques en précisant leurs points faibles et leurs points forts.

II.1. Méthodes de traitement des signaux

Nous commençons par présenter les méthodes classiques d'estimation de la densité spectrale de puissance d'un signal, notée DSP, fondées sur la transformée de Fourier discrète. Nous donnons, par la suite, les caractéristiques importantes d'un estimateur que sont les biais et la variance ainsi que leur impact sur le spectre fréquentiel résultant. Cela nous amènera à présenter quelques méthodes permettant de diminuer la variance pour obtenir une meilleure estimation de la densité spectrale de puissance du signal observé.

II.1.1. Transformée de Fourier discrète

La transformée de Fourier discrète, généralement notée TDF, d'une suite finie de P échantillons $\{p_s(0), p_s(1), \dots, p_s(P-1)\}$ se calcule grâce à la relation :

$$F(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p_s(n) e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (\text{II.1})$$

où le terme N représente le nombre de points de calcul de la TDF. Ce terme joue sur la précision du tracé alors que le terme P est lié à ce que l'on appelle la résolution en fréquence. En pratique, on essaye d'avoir un nombre de points P de la suite $p_s(n)$ supérieur ou égal au nombre de points de la TDF ($P \geq N$). Si ce n'est pas le cas, on utilise une technique appelée zero-padding qui consiste à compléter la suite $p_s(n)$ avec $(N-P)$ zéros, ce qui permet d'obtenir autant de points pour la suite temporelle que pour la suite fréquentielle. La transformée de Fourier inverse, notée ITFD, se calcule à partir de la relation suivante :

$$p_s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} F(k) e^{j \frac{2\pi nk}{N}} \quad (\text{II.2})$$

En décomposant l'exponentielle de l'Equation I.1, le nombre complexe $F(k)$ peut s'écrire sous la forme suivante :

$$F(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p_s(n) \cdot \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - j \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p_s(n) \cdot \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (\text{II.3})$$

Cette équation permet de définir la transformée de Fourier en cosinus, notée TDF cos grâce à l'équation suivante :

$$F_c(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p_s(n) \cdot \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (\text{II.4})$$

Ainsi que la transformée de Fourier en suite, notée TDF-sin, calculée avec l'équation :

$$F_s(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p_s(n) \cdot \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (\text{II.5})$$

Ces deux transformées permettent d'obtenir des temps de calcul réduits lorsqu'elles sont implantées dans un algorithme de calcul.

II.1.2. Transformée de Fourier rapide

La transformée de Fourier rapide, notée TFR, est un algorithme de calcul rapide de la TDF élaborée en 1965 par *J.W.Coolley*. L'algorithme de base de cette transformée utilise un nombre

de points N égal à une puissance de 2, ce qui permet d'obtenir un gain en temps, par rapport à un calcul avec la TDF, de :

$$Gain = \frac{N}{\log_2(N)} \quad (\text{II.6})$$

Cette transformée de Fourier rapide est très utilisée lorsqu'il est indispensable d'obtenir une analyse fréquentielle "en ligne" dans certains processus au travers d'une fenêtre glissante d'observation.

II.2. Méthodes de diagnostic utilisées pour détecter les défauts

Le principe des méthodes d'analyse de signal repose sur l'existence de caractéristiques fréquentielles propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. La première étape, dans cette approche, concerne la modélisation des signaux en les caractérisant dans le domaine fréquentiel en déterminant leur contenu spectral, leur variance, etc. [21]. L'apparition d'un défaut étant à l'origine de nombreux phénomènes tels que le bruit, l'échauffement, les vibrations, etc., ces symptômes sont la manifestation flagrante d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques.

Dans la littérature, sont présentées plusieurs techniques de détection de défauts par traitement du signal [22, 23]. Dans notre cas, nous présentons les techniques les plus répandues.

II.2.1. Analyse temps-fréquence et temps-échelle

La non-stationnarité des signaux est une propriété très courante mais difficile à maîtriser. Si nous prenons le cas d'une machine asynchrone, certaines utilisations obligent cette dernière à fonctionner sous des couples de charges variant très souvent dans le temps. C'est pour cette raison que des techniques de traitements temps-fréquence et temps-échelle ont vu le jour.

II.2.1.1. Analyse temps-fréquence

Le courant du moteur asynchrone peut être assimilé à un signal non-stationnaire dans certaines applications (variation aléatoire du couple de charge modifiant la valeur efficace du courant absorbé). De plus, nous savons que les techniques qui utilisent la transformée de Fourier ne sont pas suffisantes pour représenter ce type de signal. Durant ces dernières années, l'avancement des méthodes statistiques de surveillance de signaux a fourni des outils efficaces pour traiter les signaux non stationnaires. Les transformations temps-fréquence donnent, en particulier, un cadre mathématique optimal pour l'analyse des signaux non

stationnaires [17] [18]. Par exemple, la transformation de Wigner-Ville [20] permet d'obtenir une représentation temps-fréquence permettant d'effectuer un diagnostic relativement précis de l'état du système analysé. Cette transformation est une fonction réelle qui définit une distribution d'énergie dans le plan temps-fréquence. Le temps de calcul d'une telle représentation peut être prohibitif et l'interprétation de l'image résultante est souvent difficile, ce qui rend la détection de défaut complexe. C'est pour cette raison, une méthode d'analyse temps-fréquence adaptative pour détecter les barres rotoriques cassées et les défauts roulements a été proposée. L'idée clé dans cette méthode est de transformer le courant du moteur en une représentation temps-fréquence pour capturer la variation dans le temps des composantes spectrales comme nous le montre la **Fig. II.1**. Ensuite, une analyse statistique du spectre fréquentiel est effectuée pour distinguer les conditions de défaut par rapport aux conditions de fonctionnement normal du moteur. Puisque chaque moteur a une géométrie distincte, une approche particulière est alors utilisée. Dans cette approche, l'algorithme est programmé pour identifier le fonctionnement normal du moteur avant la détection réelle du défaut [19].

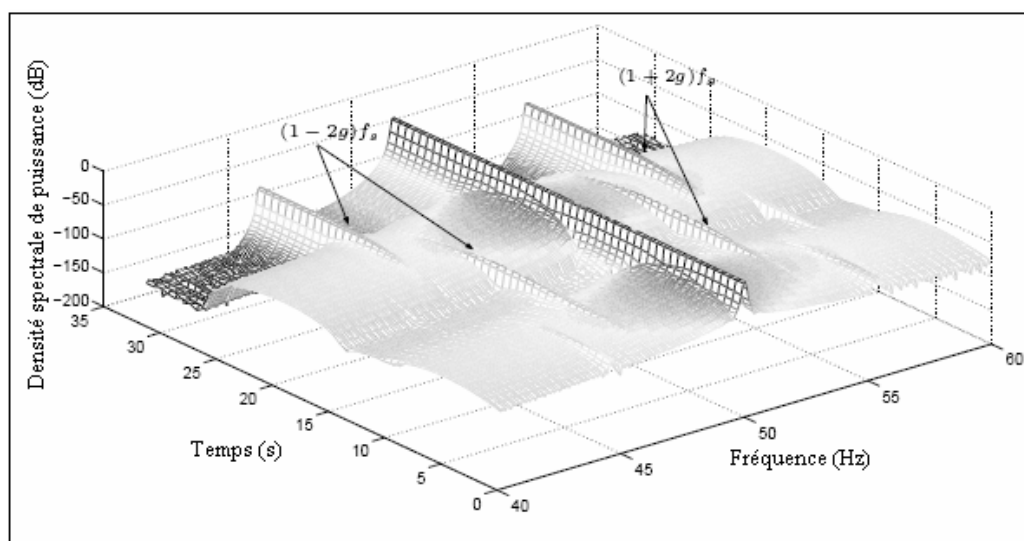


Fig. II.1. Représentation temps-fréquence du courant statorique lors d'une variation du couple de charge (Résultats de simulation avec une barre cassée) [10].

II.2.1.2. Analyse temps-échelle

Ce mode d'analyse est utilisé pour détecter des phénomènes qui se déroulent sur des échelles de fréquences différentes rencontrées dans un signal. L'idée fondamentale est de décomposer le signal à l'aide de fonctions analysantes particulières construites à partir d'une ondelette mère oscillante et à moyenne nulle. A partir de l'ondelette mère, il est possible de créer des ondelettes analysantes centrées autour d'une valeur et à échelle variable limitée.

Une technique de fenêtrage avec une région de taille variable est utilisée pour améliorer l'analyse du signal, ce signal pouvant être par exemple le courant statorique du moteur asynchrone. L'analyse par ondelettes permet l'utilisation d'intervalles de temps longs pour avoir une information basse fréquence la plus précise possible, et l'intervalles de temps plus courts, pour avoir une information riche en hautes fréquences. La capacité d'exécuter l'analyse locale est un des dispositifs les plus intéressants de la transformation en ondelette. L'utilisation des ondelettes pour la surveillance des défauts et le diagnostic des moteurs asynchrones est un avantage car cette technique permet d'améliorer l'analyse du courant statorique pendant les phases transitoires. Les ondelettes peuvent être utilisées pour l'analyse localisée dans le domaine temps-fréquence ou temps-échelle. C'est par conséquent un outil adéquat pour la surveillance et le diagnostic de défaut des machines électriques lorsqu'il est indispensable de les utiliser à vitesse variable [20].

II.2.2. Analyse spectrale

L'analyse spectrale est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les courts-circuits dans les bobinages. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation. La surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste donc à effectuer une simple transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine **Fig. II.2**. Les grandeurs choisies sont soit les grandeurs électriques (plus particulièrement les courants de ligne) [24], soit les grandeurs mécaniques (vibrations, couple électromagnétique).

Cette technique permet une surveillance rapide et peu onéreuse car elle exige un simple capteur de courant ou de vibrations. Cependant, elle nécessite une analyse manuelle par un expert en surveillance des machines électriques.

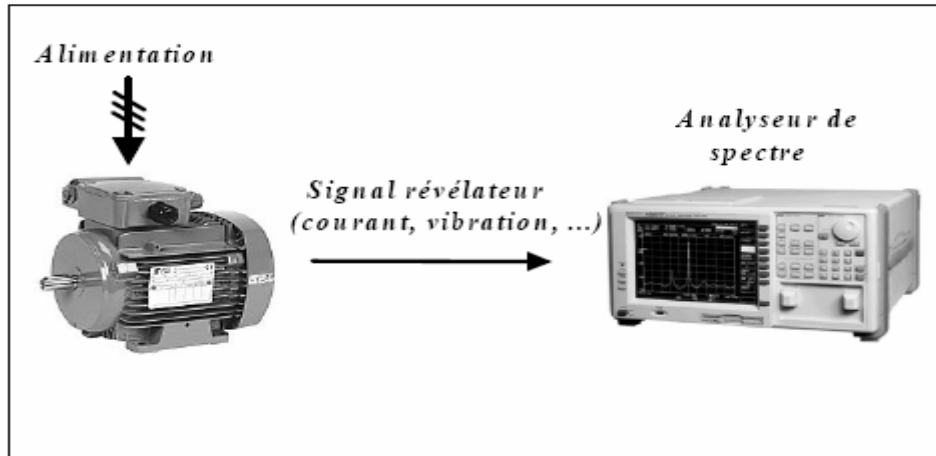


Fig. II.2. Principe de la surveillance par analyse spectrale [11]

II.2.3. Diagnostic des défauts par analyse du vecteur de Park

Une représentation en deux dimensions peut être utilisée pour décrire le phénomène des moteurs asynchrones triphasés. Une des plus connues et des plus appropriées repose sur le calcul des courants dits de Park [33]. En fonction des courants de phase $i_{sa}(t)$, $i_{sb}(t)$ et $i_{sc}(t)$, les composantes de vecteur de Park $i_d(t)$ et $i_q(t)$ sont :

$$i_d(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{6}} i_{sc}(t) \quad (\text{II.7})$$

$$i_q(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sb}(t) - \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sc}(t) \quad (\text{II.8})$$

Nous représentons, sur la Fig. II.3 le tracé du courant $i_q(t)$ en fonction du courant $i_d(t)$ pour un fonctionnement de la machine avec un rotor sain et un rotor défaillant (une barre cassée, deux barres cassées et une portion d'anneau de court-circuit cassée). Nous constatons que le défaut rotorique induit un épaississement du contour du cercle, ce qui permet d'établir un diagnostic de défaut en effectuant une surveillance des déviations de ce cercle par rapport au modèle de base. Cette méthode de détection donne des résultats satisfaisants lorsque la machine fonctionne à son couple nominal. Dans le cas d'un fonctionnement à vide, les courbes obtenues ne permettent pas de diagnostiquer un défaut rotorique car l'épaississement créé par la rupture d'une ou de plusieurs barres ne modifie quasiment pas l'épaisseur du cercle de base [34].

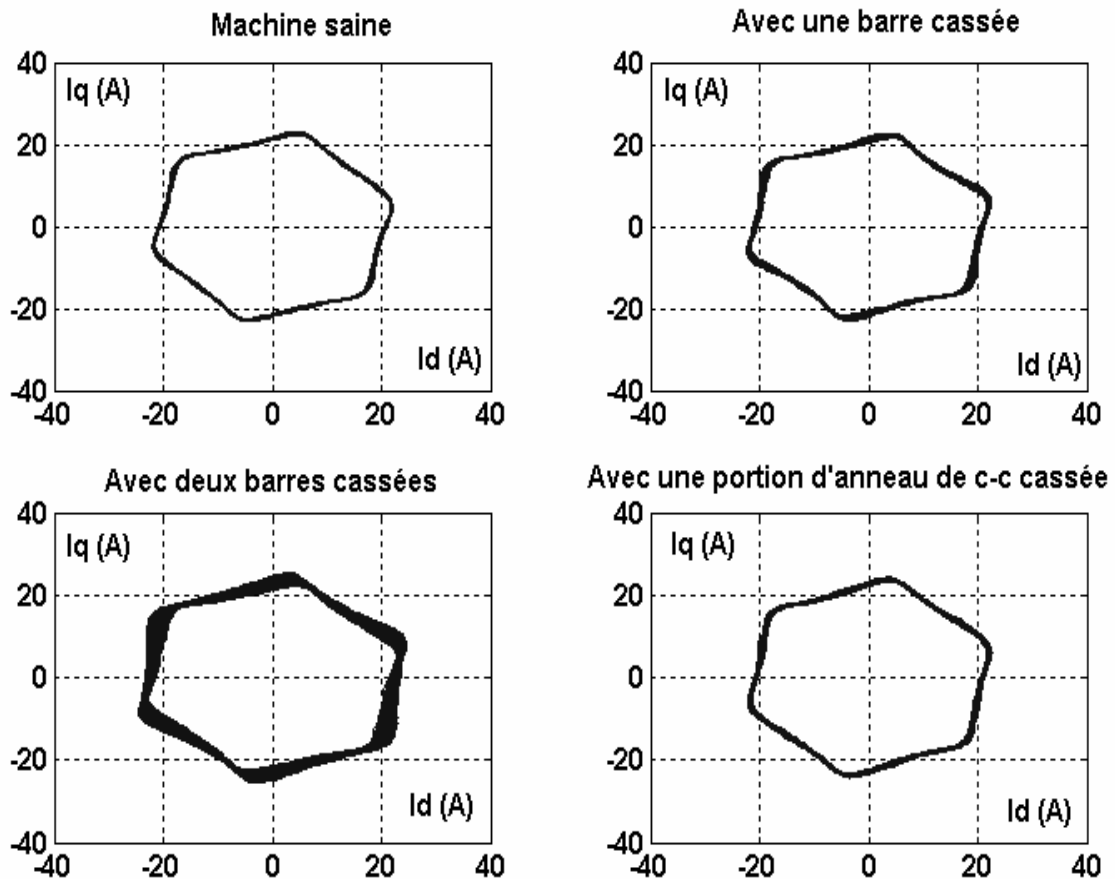


Fig II. 3. Vecteur de Park des courants statoriques (**Résultats expérimentaux**)

II.2.4. Technique additionnelle

Récemment, une technique intéressante a été proposée par J. Milimonfared [35] pour la détection de barres cassées dans les moteurs asynchrones. Cette technique est basée sur un test d'ouverture de phases lorsque la machine asynchrone fonctionne à vide. Au moment où les trois phases statoriques de la machine sont déconnectées de l'alimentation, nous savons que les courants rotoriques induisent des tensions dans les bobinages statoriques. Lorsque le rotor de la machine est sain, la force magnétomotrice produite par les courants des barres rotoriques après la déconnexion de la source d'alimentation est à prédominance sinusoïdale. Par conséquent, les tensions générées dans les bobinages statoriques ne contiennent pas ou comportent peu d'harmoniques significatifs, mise à part l'harmonique fondamental ou encore les harmoniques créés par l'encochage rotorique. Si la cage d'écureuil présente une ou plusieurs barres cassées, la tension induite dans les bobinages statoriques n'est plus sinusoïdale ce qui provoque l'apparition de composantes harmoniques supplémentaires spécifiques au défaut rotorique [10].

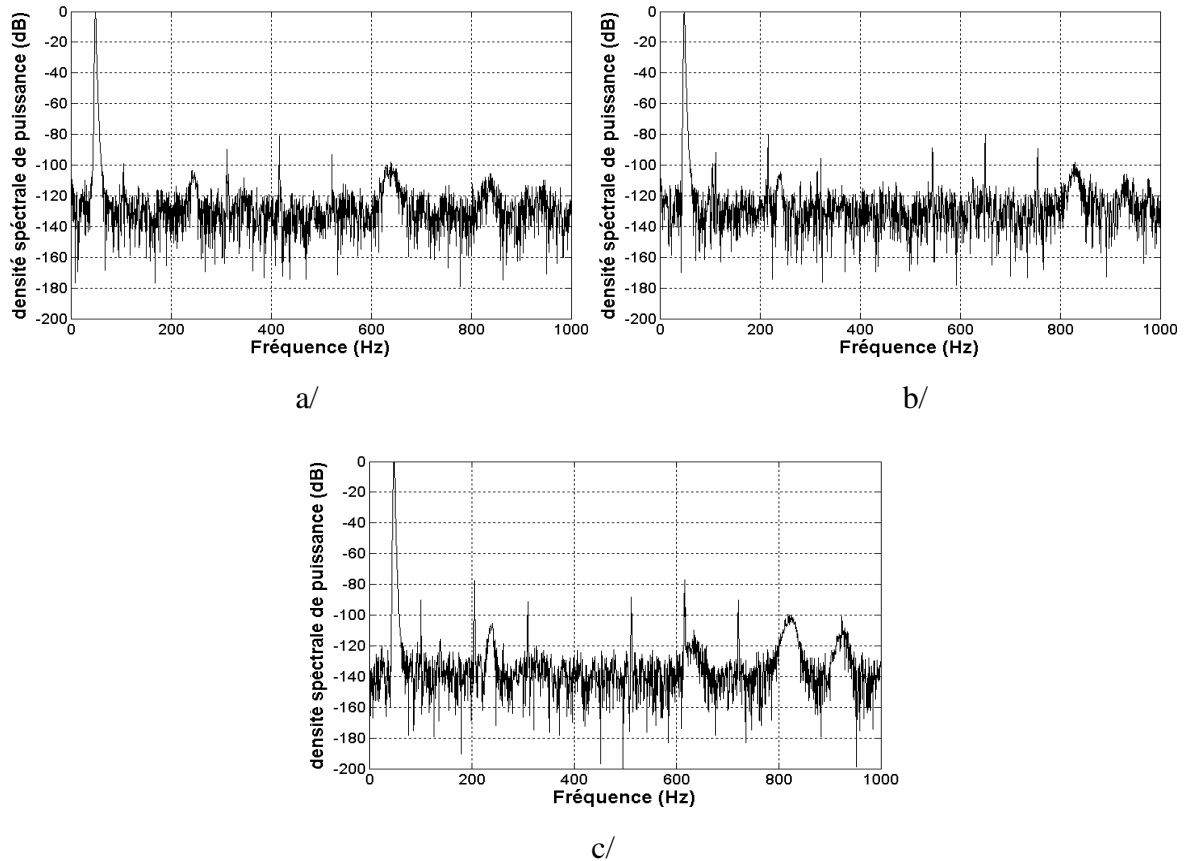


Fig. II.5. Spectre de la tension composée U_{ab} après déconnexion de la source d'alimentation (**Résultats expérimentaux**)
a/ machine saine, b/ une barre cassée, c/ deux barres cassées

Cependant, la technique proposée est intéressante puisqu'elle se dégage des perturbations (harmoniques de temps) et des déséquilibres générés par la source d'alimentation.

De plus, cette méthode requiert peu de points pour le calcul de la transformée de Fourier car il ne faut prendre que les premières périodes de la tension composée pour considérer le signal comme étant stationnaire.

Le principal inconvénient est l'impossibilité d'utiliser cette méthode sur des machines faisant partie intégrante d'un système de production. Cette technique peut cependant être intéressante pour le diagnostic des défauts rotoriques dans une entreprise de fabrication de machines électriques (diagnostic de la machine en sortie de chaîne de production par exemple). La détection d'un défaut naissant avec cette technique reste, à l'heure actuelle, encore difficile.

II.2.5. diagnostic de défauts par le suivi des grandeurs mesurables

A ce jour, c'est l'analyse fréquentielle des grandeurs mesurables qui est le plus souvent utilisée pour le diagnostic de défauts rotoriques. Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone peuvent être :

- les courants absorbés ;
- la tension d'alimentation ;
- le couple électromagnétique ;
- la vitesse rotorique ;
- les vibrations.

II.2.5.1. Analyse fréquentielle des courants statoriques

L'analyse des courants statoriques dans le domaine fréquentiel reste la méthode la plus utilisée car le spectre résultant contient une source de renseignement sur la majorité des défauts électriques et magnétiques pouvant apparaître au sein d'une machine asynchrone.

Nous savons que le suivi de l'amplitude des composantes caractéristiques de fréquence $(1 \pm 2k) f_s$ dans le spectre du courant permet de se renseigner sur l'état de la cage rotorique. A titre d'exemple, nous présentons (**Fig. II.6**) le spectre du courant statorique lorsque la machine fonctionne avec un rotor sain et un rotor défaillant. Nous constatons une nette augmentation de l'amplitude de ces composantes. Ce qui traduit la présence d'un défaut au sein de la cage d'écureuil [25].

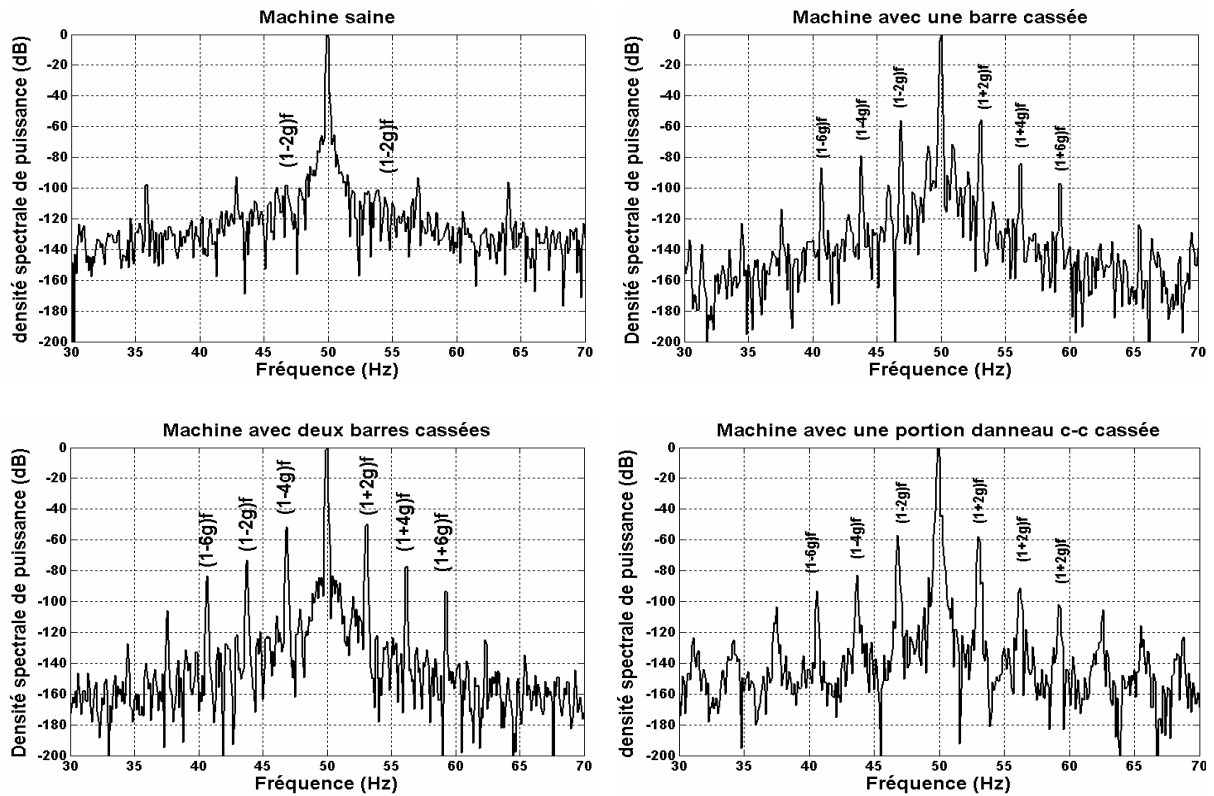


Fig. II.6 Spectre du courant statorique (**Résultats de simulation**)

II.2.5.2. Analyse fréquentielle du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation

Lorsqu'une rupture de barre apparaît, les spectres de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique laissent apparaître des composantes supplémentaires situées aux fréquences $2kgf_s$. Cependant, il s'est avéré que l'analyse de ces composantes ne nous renseigne pas aussi bien sur le défaut rotorique que celles présentes dans le spectre du courant statorique (augmentation des amplitudes moins significative). De plus, l'acquisition de ces deux signaux nécessite un équipement assez coûteux par rapport à un simple capteur de courant, ce qui limite leur utilisation pour le diagnostic de défauts des machines asynchrones. Certains systèmes reconstruisent une image du couple électromagnétique à partir des tensions et des courants mesurés sur la machine, mais cette approche reste moins efficace.

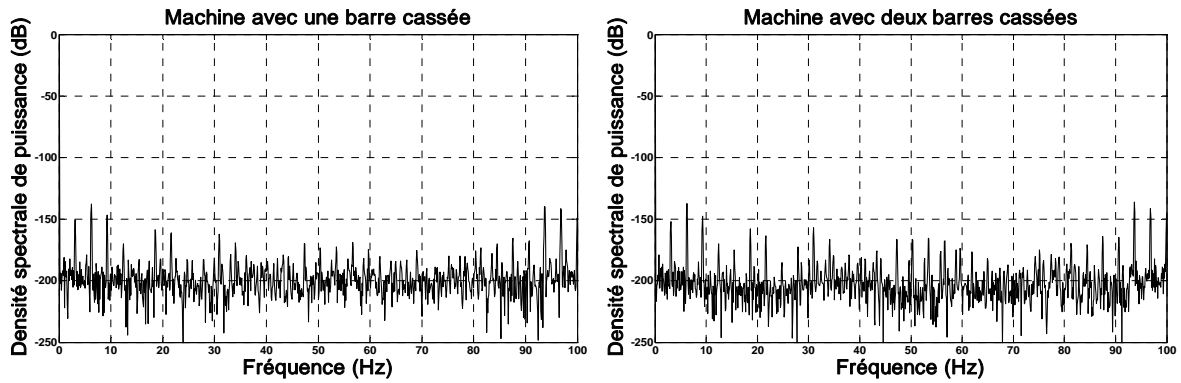


Fig. II.7 Spectre du couple électromagnétique (**Résultats de simulation**)

II.2.5.3. Analyse spectrale de la puissance instantanée

La quantité d'information donnée par la puissance instantanée d'une phase, qui n'est autre que le produit de la tension d'alimentation et du courant absorbé par le moteur, est plus importante que l'analyse du courant seul [27]. En effet, en plus de la composante fondamentale et des deux composantes latérales, le spectre de la puissance instantanée contient une composante additionnelle située à la fréquence de défaut comme le montre la relation suivante :

$$p_s(t) = p_{s_0}(t) + \frac{mV_{LL}I_L}{2} \left[\cos\left((2\omega_s - \omega_f) t - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) + \cos\left((2\omega_s + \omega_f) t - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) + 2\cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6} \right) \cos(\omega_f t) \right] \quad (\text{II.9})$$

$$\text{Avec : } p_{s_0} = V_{LL}I_{LL} \left[\cos\left(2\omega_s t - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) + \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6} \right) \right] \quad (\text{II.10})$$

Dans cette expression, $p_s(t)$ représente la puissance instantanée d'une phase statorique, m l'indice de modulation, V_{LL} la valeur RMS de la tension entre phase, I_L le courant de ligne et ω_f la pulsation d'oscillation (pulsation de défaut) exprimée en radians par seconde. Les termes ω_s et φ représentent respectivement la pulsation, des courant d'alimentation, exprimée en radians par seconde et l'angle de déphasage entre le courant absorbé par le moteur et la tension.

La **Figure II.8** montre clairement la présence de ces composantes basses fréquences lorsque la cage de la machine présente une défaillance (essais effectués à charge nominale). Le fait de retrouver ces composantes dans la bande fréquentielle bornée facilite leur détection et permet donc d'améliorer le diagnostic de défaut. Ce type de signal est aussi utilisé pour détecter les défauts d'origine mécanique ou encore les courts-circuits entre spires statoriques [28].

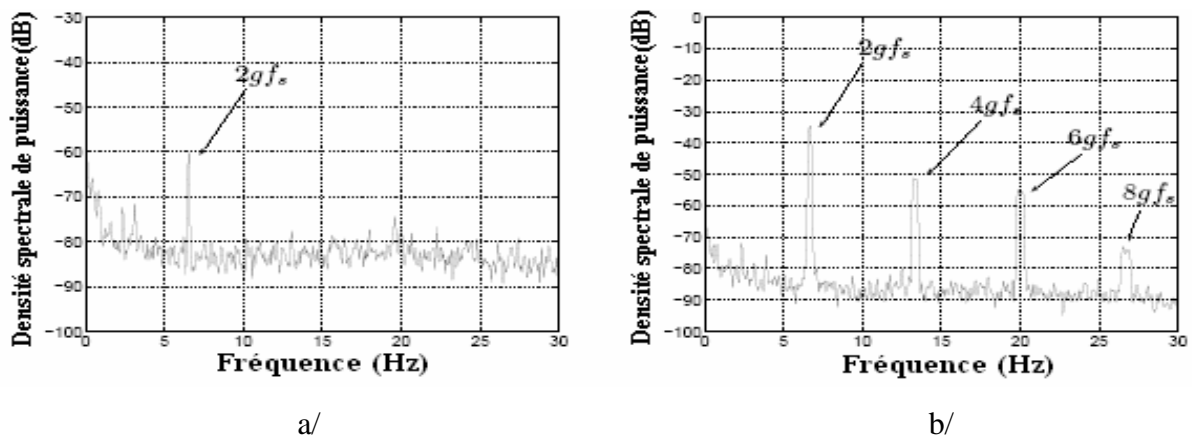


Fig. II.8. Spectre de la puissance instantanée [10]
a/ rotor sain, b/ rotor avec barre cassée

II.3. Conclusion

Nous avons, dans ce chapitre, donné quelques rappels sur le traitement du signal (estimateurs classiques de la densité spectrale de puissance d'un signal temporel). Ensuite, nous avons abordé les techniques de diagnostic des processus industriels et plus particulièrement celles relatives à la machine asynchrone à cage d'écurie, en commentant leurs atouts et leurs faiblesses. Nous avons vu que la détection d'un défaut, qu'il soit d'ordre mécanique ou d'origine électrique, s'effectue majoritairement par la surveillance de l'amplitude des composantes spécifiques dans le spectre fréquentiel d'une grandeur mesurable en utilisant la transformée de Fourier rapide. Cependant, il s'avère que lorsque le signal à analyser est non-stationnaire (vitesse rotorique variable), les transformations temps-fréquence et temps-échelle fournissent un outil plus efficace pour la détection des défauts.

Dans notre travail on utilise la méthode de la surveillance des l'amplitudes de composantes des grandeurs mesurables (courant statorique) pour la détection des défauts rotorique en tenant comptes des harmoniques d'espace.

Modélisation et Transformation

Sommaire

III.1. Modèle de la machine en absence de défaillance.....	30
III.1.1 Hypothèses de départ.....	31
III.1.2. Equations des tensions.....	31
III.2. Transformations des machines polyphasées	33
III.2.1. Transformation générale	34
III.2.2. Transformation des systèmes polyphasés aux variables $\alpha\beta o$	34
III.2.3. Transformation des variables du rotor aux variables $\alpha\beta o$	35
III.2.4. Equivalence $\alpha\beta o$ d'un bobinage m-n d'une machine asynchrone.....	36
III.2.5. Transformation de polyphasé aux variables dqo	40
III.2.6. Calcul des inductances de la machine	41
III.2.6.1. induction d'entrefer statorique.....	44
III.2.6.1.1. inductance de magnétisation d'une phase statorique.....	44
III.2.6.1.2. inductance mutuelle entre phases statoriques	45
III.2.6.2. induction d'entrefer rotorique.....	45
III.2.6.3. inductance mutuelle entres les phases statoriques et les boucles rotorique	46
III.2.7. Détermination des paramètres de la machine asynchrone.....	46
III.3. Exploitation du model.....	47
III.3.1. Application à la simulation des régimes transitoires de démarrage des machines asynchrones	50
III.3.1.1. Résultats de simulation avec le premier harmonique d'espace.....	51
III.3.1.2. Résultats de simulation avec prise en compte des harmoniques d'espace.....	52
III.3.1.3. Comparaisons et discussions	53

Dans notre étude, nous utilisons l'approche des circuits électriques multiples couplés magnétiquement en tenant compte des harmoniques d'espace pour modéliser la machine asynchrone polyphasée. Deux types de transformations sont appliqués.

- Transformation du polyphasé aux variables $\alpha\beta o$, cette transformation permet de regrouper les harmoniques dans des groupes d'harmoniques ; chaque groupe harmoniques peut être représenté par la composante $\alpha\beta$ ou par la composante zéro.

- Transformation du polyphasé aux variables dqo ; cette transformation est appliquée quand seulement un harmonique de chaque composante $\alpha\beta$ doit être considéré.

L'objectif de notre travail consiste à examiner les transformations qui facilitent l'analyse transitoire des machines asynchrones et à déterminer les effets de ces transformations sur les équations et l'ampleur des simplifications qu'ils peuvent apporter à la solution du problème.

III.1. Modèle de la machine en l'absence de défaillance

Pour modéliser la machine asynchrone polyphasée, nous utilisons l'approche des circuits électriques multiples couplés magnétiquement pour donner un modèle physique envisageant tous les modes de fonctionnement de la machine asynchrone. Dans cette méthode, les inductances peuvent être calculées soit en utilisant les fonctions de bobinage, en sachant que cela exige une connaissance précise de la forme du bobinage de la machine, soit en utilisant une décomposition en séries de Fourier de l'induction d'entrefer de la machine. Cette dernière approche nous a semblé la plus adéquate étant donné que nous n'avons pas les informations nécessaires pour calculer les inductances de la machine par la méthode des fonctions de bobinage. En effet, le calcul de ces inductances, par une décomposition en séries de Fourier, ne nécessite pas la connaissance précise du bobinage de la machine car les termes relatifs à l'étalement, au raccourcissement et à l'inclinaison du bobinage sont intégrés dans le calcul des inductances à travers des coefficients spécifiques. Ce type de modélisation permet donc de tenir compte des harmoniques des inductances souhaités (simulation possible au fondamental de l'induction ou avec les harmoniques d'espace les plus importants).

Tout type de modélisation ne peut se faire sans poser quelques hypothèses simplificatrices concordantes qui font l'objet de la modélisation. Le regroupement des équations des circuits électriques statoriques et rotoriques, sous forme d'un modèle global, permet la résolution numérique. Le premier objectif de cette modélisation est de mettre en évidence l'influence des défauts électriques sur les grandeurs temporelles de la machine asynchrone (courants, vitesse, couple...).

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

III.1.1 Hypothèses de départ

- les effets capacitifs et les effets thermiques ont été négligés dans la construction du modèle de la machine asynchrone à cage.
- le circuit magnétique est linéaire (perméabilité relative du fer très grande devant 1) : Cette hypothèse permet d'introduire le concept d'inductance propre et mutuelle entre les bobinages statoriques et rotoriques.
- Entrefer constant.
- m enroulements identiques au stator avec axe de symétrie.
- N_r barres de la cage d'écurieul distribuées uniformément ou n enroulements identiques au rotor avec axe de symétrie

III.1.2. Equations des tensions

Les équations des tensions pour les m phases du stator et les n boucles ou phases du rotor peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{aligned} [V^s] &= ([R_s] + [L_s]p)[I_s] + p[L^{sr}][I^r] \\ [V^r] &= ([R_r] + [L_r]p)[I_r] + p[L^{sr}][I^s] \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

Où

$$\begin{aligned} [V^s] &= [v_1^s \ v_2^s \ v_3^s \ v_4^s \ \dots \ \cdot \ \cdot \ v_m^s]^t \\ [V^r] &= [v_1^r \ v_2^r \ v_3^r \ v_4^r \ \dots \ \cdot \ \cdot \ v_n^r]^t \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

$$\begin{aligned} [I^s] &= [i_1^s \ i_2^s \ i_3^s \ i_4^s \ \dots \ \cdot \ \cdot \ i_m^s]^t \\ [I^r] &= [i_1^r \ i_2^r \ i_3^r \ i_4^r \ \dots \ \cdot \ \cdot \ i_n^r]^t \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

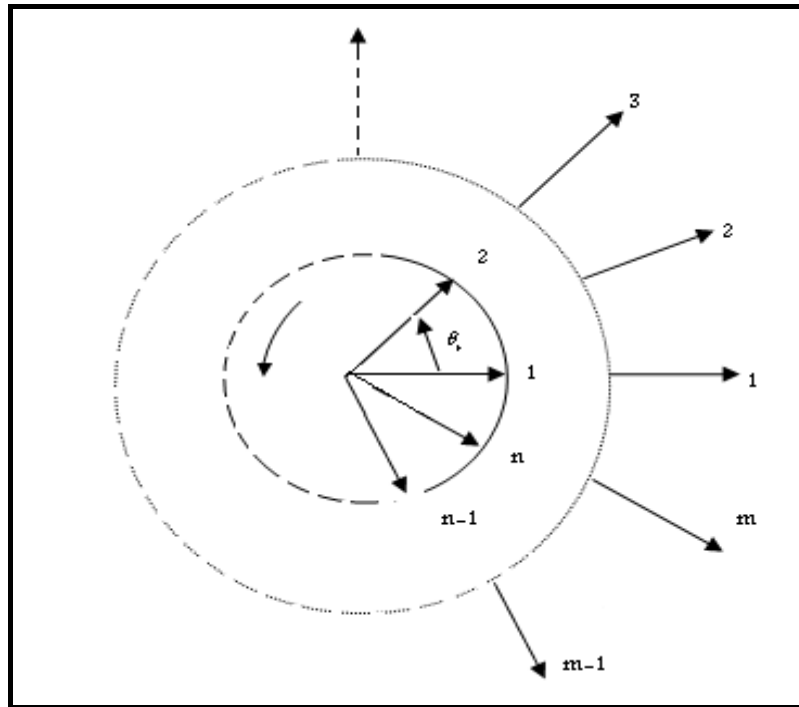


Fig. III.1. Axes du stator et du rotor d'une machine a m-n enroulements.

La matrice des inductances $[L^s]$ est $m \times m$, symétrique et cyclique

$$[L^s] = \begin{bmatrix} L_1^s & L_2^s & L_3^s & \dots & L_2^s \\ L_2^s & L_1^s & L_2^s & \dots & L_3^s \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ L_2^s & L_3^s & L_4^s & \dots & L_1^s \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

En générale la forme de la matrice des résistances statoriques $[R^s]$ a la même forme que la matrice des inductances $[L^s]$, où cependant $[R^s]$ est un scalaire.

Les matrices des résistances et inductances rotoriques $[R^r]$ et $[L^r]$ sont $n \times n$ symétriques et cycliques.

$$[R^r] = \begin{bmatrix} R_1^r & R_2^r & R_3^r & \dots & R_2^r \\ R_2^r & R_1^r & R_2^r & \dots & R_3^r \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ R_2^r & R_3^r & R_4^r & \dots & R_1^r \end{bmatrix} \quad (III.5)$$

$$[L^r] = \begin{bmatrix} L_1^r & L_2^r & L_3^r & \dots & L_2^r \\ L_2^r & L_1^r & L_2^r & \dots & L_3^r \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ L_2^r & L_3^r & L_4^r & \dots & L_1^r \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

La matrice de la mutuelle inductance $[L^{sr}]$ est $m \times n$, elle est exprimée par son $(i, j)^{\text{ème}}$ élément :

$$[L^{sr}] = \left[\sum_{\nu} L_{\nu}^{sr} [\cos \nu(P\theta - (i-1)\alpha + (j-1)P\beta)] \right] \quad (\text{III.7})$$

Où

$$\begin{aligned} i &= 1, 2, \dots, m & \alpha &= 2\pi / m, \quad \beta = 2\pi / n \\ j &= 1, 2, \dots, n \end{aligned}$$

ν Représente tout harmonique considéré à introduire au fondamental.

θ_r Représente l'angle du rotor.

III.1.3. Equation de couple

Pour une machine à entrefer constant $\frac{\partial}{\partial \theta_r} [L^r]$ et $\frac{\partial}{\partial \theta_r} [L^s]$ sont nuls et l'expression du couple, en utilisant la co-énergie magnétique, a la forme suivante :

$$T_e = [I^s] \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L^{sr}] [I^r] \quad (\text{III.8})$$

Le couple et la vitesse de rotation sont liés par :

$$T_e - T_L = Jp\omega_r \quad (\text{III.9})$$

J : Inertie de la partie tournante.

T_L : Couple résistant, et $\omega_r = p\dot{\theta}_r$

La plupart des représentations des machines électriques sont développées sous la forme d'une machine à deux pôles équivalents. On suppose que les distributions des flux et la répartition des courants pour chaque paire de pôles, pour une telle machine est que le nombre de périodes de base est P_0 ,

$$\text{Tel que : } P_0 = \frac{N_r}{N_s} = \frac{P}{P'}$$

Où P' et N_r' sont les nombres de paires de pôles et les barres du rotor dans chaque période de base. Le nouvel angle électrique du rotor est défini ainsi : $\theta_r' = p_0 \theta_r$

En général l'analyse d'une machine asynchrone à cage d'écureuil avec P paires de pôles et n barres peut être basée sur une machine ayant seulement P' paires de pôle et n' barres rotoriques. Dans ce cas les équations peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{aligned} [V^s] &= ([R_s] + [L_s]p)[I_s] + P_0 p [L^{sr}] [I^r] \\ [0] &= ([R_r] + [L_r]p)[I_r] + p [L^{sr}] [I^s] \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

$$T_e = (P_0)^2 [I^s] \frac{\partial}{\partial \theta_r'} [L^{sr}] [I^r] \quad (\text{III.11})$$

$$T_e - T_L = J \frac{1}{P_0} p \omega_r' \quad (\text{III.12})$$

III.2. Transformations des machines polyphasées

Pour les machines polyphasées les Eqs. (III.10) et (III.11) ont des coefficients qui varient avec la position angulaire du rotor. Quand les harmoniques d'espace sont ignorées, il y a des transformations connues qui peuvent contribuer à la simplification.

Les équations résultantes sont résolues plus facilement et sont d'ordre inférieur par rapport aux équations originales [37,38].

Une forme générale des transformations du polyphasés aux variables $\alpha\beta o$ et aux variables $dq o$ est introduite. La transformation du polyphasés en $\alpha\beta o$ est appliquée aux variables du stator et aux variables du rotor de la machine polyphasée suivant des étapes séparées afin que l'effet de la transformation à chaque étape puisse être étudié attentivement.

III.2.1. Transformation générale

Une forme générale de la transformation, pour un harmonique d'ordre ν , des variables à n phases au biphasé orthogonal peut être exprimée suivant $[f_\nu^x f_\nu^y]$

$$[F_\nu] = [T_\nu(\theta)] [F] \quad (\text{III.13})$$

où $[F] = [f_1 f_2 \dots f_n]^t$

$$[F_\nu] = [f_\nu^x f_\nu^y]^t$$

$$[T_\nu(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} \cos \nu(P\theta) & \cos \nu(P\theta - \delta) & \dots & \cos \nu(P\theta - (n-1)\delta) \\ \sin \nu(P\theta) & \sin \nu(P\theta - \delta) & \dots & \sin \nu(P\theta - (n-1)\delta) \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

δ est l'angle électrique concernant le fondamental entre deux enroulements adjacents. La variable f représente ici le courant, le flux ou la tension des n phases. Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{n}}$ est introduit de façon à maintenir la transformation constante.

La transformation (III.13) est une version généralisée des trois phases aux variables $\alpha\beta o$.

III.2.2. Transformation des systèmes polyphasés aux variables $\alpha\beta o$

La transformation des systèmes polyphasés en $\alpha\beta o$ est définie comme suit :

$$[F^{\alpha\beta}] = [A][F] \quad (\text{III.15})$$

Où

$$[F] = [f_1 f_2 \dots f_n]^t$$

Si n est impair :

$$\begin{aligned} [F^{\alpha\beta}] &= \left[f_1^\alpha \quad f_1^\beta \quad f_2^\alpha \quad f_2^\beta \quad \dots \quad f_j^\alpha \quad f_j^\beta \quad \dots \quad f_{\frac{n-1}{2}}^\alpha \quad f_{\frac{n-1}{2}}^\beta \quad f_n^0 \right]^t \\ &= \left[[F_1^{\alpha\beta}]^t \dots [F_j^{\alpha\beta}]^t \dots [F_{\frac{n-1}{2}}^{\alpha\beta}]^t [F_n^0]^t \right]^t \end{aligned}$$

Mais quand n est pair, on a :

$$\begin{aligned} [F^{\alpha\beta}] &= \left[f_1^\alpha \quad f_1^\beta \quad f_2^\alpha \quad f_2^\beta \quad \dots \quad f_j^\alpha \quad f_j^\beta \quad \dots \quad f_{\frac{n}{2}-1}^\alpha \quad f_{\frac{n}{2}-1}^\beta \quad f_{\frac{n}{2}} \quad f_n^0 \right]^t \\ &= \left[[F_1^{\alpha\beta}]^t \dots [F_j^{\alpha\beta}]^t \dots [F_{\frac{n}{2}-1}^{\alpha\beta}]^t [F_{\frac{n}{2}}^{\alpha\beta}]^t [F_n^0]^t \right]^t \end{aligned}$$

La matrice de transformation $[A]$ peut être définie par les expressions suivantes :

Si n est impair

$$[A] = \begin{bmatrix} [T_1(0)] \\ [T_2(0)] \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ [T_{\frac{n-1}{2}}(0)] \\ [T_n] \end{bmatrix}$$

Lorsque n est pair, on obtient :

$$[A] = \begin{bmatrix} [T_1(0)] \\ [T_2(0)] \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ [T_{\frac{n}{2}-1}(0)] \\ [T_{\frac{n}{2}}] \\ [T_n] \end{bmatrix}$$

Où :

$$[T_n] = \frac{1}{\sqrt{n}} [1 \quad 1 \quad \dots \quad 1 \quad 1 \quad \dots \quad 1 \quad 1]$$

$$\left[T_{\frac{n}{2}} \right] = \frac{1}{\sqrt{n}} [1 \quad -1 \quad \dots \quad 1 \quad -1 \quad \dots \quad 1 \quad -1]$$

La matrice $[A]$ est orthogonale. La composante reliée à $[T_n]$ est appelée la composante homopolaire en accord avec la transformation standard triphasée.

III.2.3. Transformation des variables du rotor aux variables $\alpha\beta o$

Quand la transformation (III.15) est appliquée aux variables du rotor de la machine polyphasée, les équations des tensions résultantes pour les enroulements du stator et du rotor :

$$\begin{aligned} [V^s] &= ([R_s] + p[L_s])[I_s] + p[L^{\alpha\beta 0sr}][I^{r\alpha\beta 0}] \\ [V^{\alpha\beta 0r}] &= ([R^{r\alpha\beta 0}] + p[L^{r\alpha\beta 0}])[I^{r\alpha\beta 0}] + p[L^{\alpha\beta 0sr}]^t [I^s] \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

$$\begin{aligned} [V^{\alpha\beta 0r}] &= [A][V^r] \\ &= \begin{bmatrix} v_1^{\alpha r} & v_1^{\beta r} & v_2^{\alpha r} & v_2^{\beta r} & \dots & v_j^{\alpha r} & v_j^{\beta r} & \dots & v_{\frac{n-1}{2}}^{\alpha r} & v_{\frac{n-1}{2}}^{\beta r} & v_n^0 \end{bmatrix}^t \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

$$\begin{aligned} [I^{\alpha\beta 0r}] &= [A][I^r] \\ &= \begin{bmatrix} i_1^{\alpha r} & i_1^{\beta r} & i_2^{\alpha r} & i_2^{\beta r} & \dots & i_j^{\alpha r} & i_j^{\beta r} & \dots & i_{\frac{n-1}{2}}^{\alpha r} & i_{\frac{n-1}{2}}^{\beta r} & i_n^0 \end{bmatrix}^t \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

Avec

$$[R^{\alpha\beta 0r}] = [A][R^r][A]^t$$

$$[L^{\alpha\beta 0r}] = [A][L^r][A]^t$$

$$[L^{\alpha\beta 0sr}] = [L^{sr}][A]^t$$

Les matrices $[R^{\alpha\beta 0r}]$ et $[L^{\alpha\beta 0r}]$ s'expriment par :

$$\begin{aligned} [R^{\alpha\beta 0r}] &= \text{dig} \begin{bmatrix} R_1^{\alpha\beta r} & R_1^{\alpha\beta r} & R_2^{\alpha\beta r} & R_2^{\alpha\beta r} & \dots & R_j^{\alpha\beta r} & R_j^{\alpha\beta r} & \dots & R_{\frac{n-1}{2}}^{\alpha\beta r} & R_{\frac{n-1}{2}}^{\alpha\beta r} & R_n^0 \end{bmatrix}^t \\ [L^{\alpha\beta 0r}] &= \text{dig} \begin{bmatrix} L_1^{\alpha\beta r} & L_1^{\alpha\beta r} & L_2^{\alpha\beta r} & L_2^{\alpha\beta r} & \dots & L_j^{\alpha\beta r} & L_j^{\alpha\beta r} & \dots & L_{\frac{n-1}{2}}^{\alpha\beta r} & L_{\frac{n-1}{2}}^{\alpha\beta r} & L_n^0 \end{bmatrix}^t \end{aligned}$$

Avec

$$R_j^{\alpha\beta r} = R_1^r + 2R_2^r \cos(jP \frac{2\pi}{n}) + 2R_2^r \cos(jP \frac{4\pi}{n}) + \dots$$

$$L_j^{\alpha\beta r} = L_1^r + 2L_2^r \cos(jP \frac{2\pi}{n}) + 2L_2^r \cos(jP \frac{4\pi}{n}) + \dots$$

$$j \text{ Varie entre } \left(0 < j < \frac{n}{2} \right)$$

La résistance et l'inductance de la composante homopolaire s'écrivent :

$$R_n^{0r} = R_1^r + 2R_2^r + 2R_2^r + \dots$$

$$L_n^{0r} = L_1^r + 2L_2^r + 2L_2^r + \dots$$

On note que R_n^{0r} et L_n^{0r} sont égaux $R_j^{\alpha\beta r}$ et $L_j^{\alpha\beta r}$ pour j respectivement égale à n .

Pour faciliter la représentation de la matrice $[L^{\alpha\beta sr}]$, elle est divisée en sous matrices :

$$[L^{\alpha\beta 0sr}] = \left[[L_1^{\alpha\beta sr}] \quad [L_2^{\alpha\beta sr}] \quad \dots \quad [L_j^{\alpha\beta sr}] \quad \dots \quad \left[\frac{L_{\frac{n-1}{2}}^{\alpha\beta sr}}{2} \right] \quad [L_n^{0sr}] \right]^t \quad (\text{III.19})$$

Où

$[L_1^{\alpha\beta sr}]$, $[L_2^{\alpha\beta sr}]$ et ainsi de suite, jusqu'à $\left[\frac{L_{\frac{n-1}{2}}^{\alpha\beta sr}}{2} \right]$ qui m par 2 matrices, cependant $[L_n^{0sr}]$ est

m par 1 vecteur. La forme de $[L^{\alpha\beta sr}]$ peut maintenant être décrite par les sous matrices $[L_j^{\alpha\beta sr}]$, $[L_n^{0sr}]$ de la forme suivantes :

$$[L_j^{\alpha\beta sr}] = \sqrt{\frac{n}{2}} \sum_{\{j\}} L_{\nu_j}^{sr} \begin{bmatrix} \cos \nu_j (P\theta_r - \alpha) & \sigma_{\nu_j} \sin \nu_j (P\theta_r - \alpha) \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cos \nu_j (P\theta_r - (i-1)\alpha) & \sigma_{\nu_j} \sin \nu_j (P\theta_r - (i-1)\alpha) \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cos \nu_j (P\theta_r - (m-1)\alpha) & \sigma_{\nu_j} \sin \nu_j (P\theta_r - (m-1)\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

$$[L_n^{0sr}] = \sqrt{\frac{n}{2}} \sum_{\{n\}} L_{\nu_n}^{sr} \begin{bmatrix} \cos \nu_n (P\theta_r - \alpha) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cos \nu_n (P\theta_r - (i-1)\alpha) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cos \nu_n (P\theta_r - (m-1)\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

L'addition est prise sur plusieurs groupes d'harmoniques, chaque groupe est défini par un ensemble pour $\left(0 < j < \frac{n}{2} \right)$, les éléments de l'ensemble $\{j\}$ sont P_{μ_j}

Où

$$\nu_j = k \frac{n}{p} + j \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad \sigma_{\nu_j} = 1 \quad (\text{III.22})$$

P_{μ_j} Le nombre de cycle d'harmoniques d'ordre ν_j .

On définit ci-dessus $\sigma_{\nu_j} = 1$, et certains des harmoniques dans l'ensemble $\{j\}$ auront des valeurs négatives. Alternativement il est possible de définir l'ensemble $\{j\}$ pour contenir des harmoniques

$$\nu_j = k \frac{n}{p} \pm j > 0 \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{III.23})$$

$\sigma_{\nu_j} = 1$ Quand le signe devant j est positif et $\sigma_{\nu_j} = -1$ Quand le signe devant j est négatif.

On note que ν_j donné par les équations (III.22) et (III.21) être une fraction quand $\frac{n}{p}$ n'est pas un nombre entier, toutefois le P_{μ_j} est toujours un nombre entier.

Le regroupement d'harmoniques du rotor dans des ensembles séparés devient plus clair même quand les Eqs. (III.16) sont réécrites sous la forme suivante :

$$[V^s] = (R^s + [L^s]p)[I^s] + P_0 \sum_{j=1}^{\frac{n-1}{2}} p [L_j^{\alpha\beta sr}] \begin{bmatrix} I_j^{\alpha r} \\ I_j^{\beta r} \end{bmatrix} + P_0 p [L_n^{0sr}] i_n^{0r} \quad (\text{III.24})$$

Dans l'Eq (III.24), l'addition est prise sur tout le terme $\frac{n-1}{2} \alpha\beta$ composant.

Chacun de ces composants contient des harmoniques d'ordre donné par l'Eq. (III.22) ou par l'Eq. (III.23), il en résulte de la transformation, que le rotor peut être représenté par $\frac{n-1}{2} \alpha\beta$ circuits composés et un circuit d'ordre zéro.

Les équations du rotor du $j^{\text{ème}}$ composant et de la composante homopolaire sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_j^{\alpha r} \\ V_j^{\beta r} \end{bmatrix} = \left([R_j^{\alpha\beta r}] + [L_j^{\alpha\beta r}]p \right) \begin{bmatrix} I_j^{\alpha r} \\ I_j^{\beta r} \end{bmatrix} + p [L_j^{\alpha\beta sr}]^t [I^s] \quad (\text{III.25})$$

$$V_n^{0r} = (R_n^{0r} + L_n^{0r}p) i_n^{0r} + p [L_n^{0sr}]^t [I^s] \quad (\text{III.26})$$

Le couple développé par la machine peut être exprimé par :

$$T_e = (P_0)^2 [I^s] \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L^{\alpha\beta sr}] [I^{\alpha\beta r}] \quad (\text{III.27})$$

L'évaluation de $\frac{\partial}{\partial \theta_r} [L^{\alpha\beta sr}]$ donne :

$$T_e = (P_0)^2 [I^s] \left(\sum_{j=1}^{n-1} \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L_j^{\alpha\beta sr}] \begin{bmatrix} I_j^{\alpha r} \\ I_j^{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L_n^{0sr}] I_n^{0r} \right) \quad (\text{III.28})$$

III.2.4. Equivalence $\alpha\beta o$ d'une machine asynchrone polyphasée

Si la même transformation qui a été appliquée aux variables du rotor est maintenant appliquée aux variables du stator, les expressions pour les tensions du stator et du rotor deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_i^{\alpha s} \\ V_i^{\beta s} \end{bmatrix} = (R^s + L_i^{\alpha\beta s} p) \begin{bmatrix} i_i^{s\alpha} \\ i_i^{s\beta} \end{bmatrix} + P_0 \frac{\sqrt{mn}}{2} \sum_{j=1}^{n-1} p \left(\sum_{\{ij\}} L_{ij}^{sr} \begin{bmatrix} \cos(v_{ij} P \theta_r) & \sigma_{vi} \sigma_{vj} \sin(v_{ij} P \theta_r) \\ -\sigma_{vi} \sin(v_{ij} P \theta_r) & \sigma_{vi} \sigma_{vj} \cos(v_{ij} P \theta_r) \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_j^{\alpha r} \\ i_j^{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

$$\begin{bmatrix} V_j^{\alpha r} \\ V_j^{\beta r} \end{bmatrix} = (R_j^{\alpha\beta r} + L_j^{\alpha\beta r} p) \begin{bmatrix} i_j^{r\alpha} \\ i_j^{r\beta} \end{bmatrix} + P_0 \frac{\sqrt{mn}}{2} \sum_{j=1}^{n-1} p \left(\sum_{\{ij\}} L_{ij}^{sr} \begin{bmatrix} \cos(v_{ij} P \theta_r) & -\sigma_{vi} \sin(v_{ij} P \theta_r) \\ \sigma_{vi} \sigma_{vj} \sin(v_{ij} P \theta_r) & \sigma_{vi} \sigma_{vj} \cos(v_{ij} P \theta_r) \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_i^{\alpha s} \\ i_i^{\beta s} \end{bmatrix}$$

$$V_m^{0s} = (R^s + L_m^{0s} p) i_m^{0s} + P_0 \sqrt{mn} p \left(\sum_{mn} L_{v_{mn}}^{sr} \cos(v_{mn} P \theta_r) \right) i_n^{0r} \quad (\text{III.31})$$

$$V_n^{0r} = (R_n^{0r} + L_n^{0r} p) i_n^{0r} + P_0 \sqrt{mn} p \left(\sum_{mn} L_{v_{mn}}^{sr} \cos(v_{mn} P \theta_r) \right) i_m^{0s} \quad (\text{III.32})$$

Où

$$\sigma_{vj} = +1 \quad \text{Quand} \quad v_j = k_2 \frac{n}{p} + j$$

$$\sigma_{vj} = -1 \quad \text{Quand} \quad v_j = k_2 \frac{n}{p} - j$$

$$\sigma_{vi} = +1 \quad \text{Quand} \quad v_i = k_1 m + i$$

$$\sigma_{vi} = -1 \quad \text{Quand} \quad v_i = k_1 m - i$$

$$L_i^{\alpha\beta s} = L_1^s + 2L_2^s \cos(iP \frac{2\pi}{m}) + 2L_2^s \cos(iP \frac{4\pi}{m}) + \dots \quad (\text{III.33})$$

L'équation du couple électromagnétique pour les bobinages m-n des machines asynchrones polyphasées, en termes de composantes $\alpha\beta o$, est :

$$T_e = (P_0)^2 \left(\begin{array}{l} \frac{\sqrt{mn}}{2} \sum_{i=1}^{m-1} \sum_{j=1}^{n-1} v_{ij} L_{vij}^{sr} (\cos(v_{ij} P \theta_r)) (\sigma_{vi} \sigma_{vj} i_{vi}^{\alpha s} i_{vj}^{\beta r} - \sigma_{vi} i_{vi}^{\beta s} i_{vj}^{\alpha r}) \\ - \sin(v_{ij} P \theta_r) (i_{vi}^{\alpha s} i_{vj}^{\alpha r} + \sigma_{vi} \sigma_{vj} i_{vi}^{\beta s} i_{vj}^{\beta r}) \end{array} \right) \quad (III.34)$$

$$- \sqrt{mn} \sum_{\{mn\}} v_{mn} L_{v_{mn}}^{sr} \sin(v_{mn} P \theta_r) i_{vm}^{0s} i_{vn}^{0r}$$

Les harmoniques $P_{\mu ij}$ appartiennent à l'ensemble $\{ij\}$ contenant les éléments communs des ensembles $\{i\}$ et $\{j\}$ définis par :

$$v_i = k_1 m \pm i > 0 \quad k_1 = 0, 1, 2, \dots \left(0 < i < \frac{m}{2} \right) \quad (III.35)$$

$$v_j = k_2 \frac{n}{p} \pm j > 0 \quad k_2 = 0, 1, 2, \dots \left(0 < j < \frac{n}{2} \right) \quad (III.36)$$

Les observations suivantes peuvent être faites aux cas suivants :

- Harmoniques communs au stator et au rotor appartenant à l'ensemble $\{ij\}$ produisant des couples
- Composants zéro produisant des couples s'il y a des harmoniques communs entre les ensembles $\{n\}$ et $\{m\}$.

III.2.5. Transformation du polyphasé aux variables dqo

Dans l'analyse de la machine conventionnelle ou seulement la composante fondamentale du flux est considéré, un choix convenable pour représenter le cadre de référence dq transformé en équations originales de la phase avec les coefficients variables en une forme plus simple qui peut être résolue plus aisément.

Par exemple, les équations résultantes pour les variables de dq sont linéaires avec les coefficients constants et avec une vitesse de rotation constante [39].

Mais quand les harmoniques d'espace sont inclus, les difficultés dans l'application de la transformation dq pour obtenir toute simplification qui est apparentes dans la transformation $\alpha\beta o$ dans les équations aux tensions du stator et du rotor.

Le couplage entre le stator et la composante zéro du rotor, représenté par les deuxièmes termes dans les deux Eqs. (III.31) et (III.32), est la fonction de angle du rotor θ_r .

Leur dépendance vis-à-vis du coefficient sur θ_r ne peut pas être éliminée par une transformation de variables. Cependant, il n'y a aucun couplage de la composante zéro dans une machine à rotor à cage.

Les harmoniques dominants dans chaque ensemble $\alpha\beta$ est représenté par P_μ alors la transformation $\alpha\beta$ à dq , pour l'harmonique d'ordre ν , peut être représentée par :

$$\begin{bmatrix} f_\nu^d \\ f_\nu^q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\nu P\theta) & -\sigma_\nu \sin(\nu P\theta) \\ \sin(\nu P\theta) & \sigma_\nu \cos(\nu P\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\nu^\alpha \\ f_\nu^\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.37})$$

Où θ est θ_r pour une transformation du stator au rotor et $-\theta_r$ pour une transformation du rotor au stator avec :

$$\nu_j = k \frac{n}{p} \pm j > 0 \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

$$\sigma_\nu = 1 \quad \text{Quand} \quad \nu = k_1 m + i$$

$$\sigma_\nu = -1 \quad \text{Quand} \quad \nu = k_1 m - i$$

Ou bien on utilise la transformation en dq pour l'harmonique d'ordre ν :

$$[T_\nu(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} \cos \nu(P\theta) & \cos \nu(P\theta - \delta) & \dots & \cos \nu(P\theta - (n-1)\delta) \\ \sin \nu(P\theta) & \sin \nu(P\theta - \delta) & \dots & \sin \nu(P\theta - (n-1)\delta) \end{bmatrix} \quad (\text{III.38})$$

En appliquant la transformation (III.38) aux variables du rotor, les équations des tensions du stator deviennent :

$$[V^s] = (R^s + p[L^s])[I^s] + P_0 \sqrt{\frac{n}{2}} \sum_\nu L_\nu^{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cos \nu(i-1)\alpha & \sin \nu(i-1)\alpha \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cos \nu(m-1)\alpha & \sin \nu(m-1)\alpha \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_\nu^{dr} \\ i_\nu^{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.39})$$

Les équations de la transformation $dq, \nu^{\text{èmes}}$ composants du rotor sont :

$$\begin{bmatrix} V_v^{dr} \\ V_v^{qr} \end{bmatrix} = (R_v^{dqr} + pL_v^{dqr}) \begin{bmatrix} i_v^{dr} \\ i_v^{qr} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{n}{2}} \sum_{\nu} L_v^{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cos \nu(i-1)\alpha & \sin \nu(i-1)\alpha \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cos \nu(m-1)\alpha & \sin \nu(m-1)\alpha \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} I^s \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

$$+ \nu p \omega_r L_v^{dqr} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v^{dr} \\ i_v^{qr} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{n}{2}} \nu p \omega_r L_v^{sr} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cos \nu(i-1)\alpha & \sin \nu(i-1)\alpha \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cos \nu(m-1)\alpha & \sin \nu(m-1)\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^s \end{bmatrix}$$

et pour la composante zéro du rotor

$$V_n^{0r} = (R_n^{0r} + L_n^{0r} p) i_n^{0r} \quad (\text{III.41})$$

Il peut être montré que $R_{\mu}^{dqr} = R_{\mu}^{\alpha\beta r}$ et $L_{\mu}^{dqr} = L_{\mu}^{\alpha\beta r}$ quand les variables des phases du stator sont aussi transformées au $\alpha\beta$, les équations en tension pour le composant de $i^{\text{èmes}}$ $\alpha\beta$ du stator est :

$$\begin{bmatrix} V_i^{\alpha s} \\ V_i^{\beta s} \end{bmatrix} = (R^s + pL_i^{\alpha\beta s}) \begin{bmatrix} i_i^{\alpha s} \\ i_i^{\beta s} \end{bmatrix} + p_0 \frac{\sqrt{mn}}{2} \sum_{\nu} L_v^{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \sigma_{\nu} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_v^{dr} \\ i_v^{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.42})$$

Pour la transformation $dq, \nu^{\text{èmes}}$ composant du rotor est :

$$\begin{bmatrix} V_v^{dr} \\ V_v^{qr} \end{bmatrix} = (R_v^{dqr} + pL_v^{dqr}) \begin{bmatrix} i_v^{dr} \\ i_v^{qr} \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{mn}}{2} L_v^{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \sigma_{\nu} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_i^{\alpha s} \\ i_i^{\beta s} \end{bmatrix} + \nu p \omega_r L_v^{dqr} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v^{dr} \\ i_v^{qr} \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{mn}}{2} \nu p \omega_r L_v^{sr} \begin{bmatrix} 0 & -\sigma_{\nu} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_i^{\alpha s} \\ i_i^{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

et les équations pour les composantes zéro du stator et du rotor sont :

$$V_m^{0s} = (R_m^{0s} + pL_m^{0s})i_m^{0r} \quad (\text{III.44})$$

$$V_n^{0r} = (R_n^{0r} + pL_n^{0r})i_n^{0r} \quad (\text{III.45})$$

Le couple développé est donné par :

$$T_e = (P_0)^2 P \left(\frac{\sqrt{mn}}{2} \sum_{i=1}^{m-1} \sum_{\nu} \nu L_{\nu}^{sr} (i_i^{\alpha s} i_{\nu}^{qr} - \sigma_{\nu} i_i^{\beta s} i_{\nu}^{dr}) \right) \quad (\text{III.46})$$

III.2.6. Calcul des inductances de la machine

Les harmoniques d'espace apparaissent lorsque la force magnétomotrice n'est pas sinusoïdale le long de l'entrefer. Une méthode consiste à calculer les différentes inductances de la machine à partir de l'expression de l'induction d'entrefer créée par chaque phase statorique. L'induction d'entrefer, qui dépend de la force magnétomotrice créée par les trois phases statoriques, est décomposée en séries de Fourier afin de tenir compte des harmoniques les plus importants [40][41][42][47].

III.2.6.1. induction d'entrefer statorique

La force électromotrice créée par la phase statorique (a) de la machine peut être exprimée par :

$$MMF_a(\phi) = \frac{4}{\pi} \left(\frac{N_a}{2} \right) i_a \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{K_{\nu a}}{\nu} \cos \nu(\phi - \phi_a) \quad (\text{III.47})$$

ν impair

Avec :

$$K_{\nu} = \sin\left(\nu \frac{\pi}{2}\right) K_{p\nu} K_{d\nu} K_{c\nu}$$

Ces coefficients sont fonction du rang de l'harmonique d'espace ν , leurs expressions mathématiques sont données ci-après :

$$K_{p\nu} = \left(\nu p \frac{\pi}{2} \right), K_{d\nu} = \frac{\sin\left(\nu \frac{q\gamma}{2}\right)}{q \sin\left(\nu \frac{\gamma}{2}\right)}, K_{c\nu} = \frac{\sin\left(\nu \frac{\beta}{2}\right)}{\nu \frac{\beta}{2}}$$

$K_{p\nu}$: Coefficient d'étalement

$K_{d\nu}$: Coefficient d'inclinaison

K_{cv} : Coefficient de bobinage

L'expression de l'induction créée par la phase (a) est donnée par :

$$B_a(\phi) = \frac{4}{\pi} \left(\frac{N_a}{2} \right) i_a \sum_{v=1}^{\infty} \rho_1 \frac{K_{va}}{v} \cos v(\phi - \phi_a) \quad (\text{III.48})$$

Avec

ρ_1 : Perméance d'entrefer

Le calcul du flux magnétique d'une phase statorique s'effectue grâce à la relation suivante :

$$\lambda_{ba} = \mu_o r l_e \int_0^{2\pi} B_a(\phi) \frac{4}{\pi} \left(\frac{N_b}{2} \right) \sum_{v=1}^{\infty} \frac{k_{vb}}{v} \cos v(\phi - \phi_b) d\phi \quad (\text{III.49})$$

L'inductance mutuelle L_{ba} est exprimée à partir de λ_{ba} / i_a

$$L_{ba} = \mu_o r l_e \left(\frac{N_b N_a}{4\pi} \right) \sum_{v=1}^{\infty} \rho_1 \frac{k_{va} k_{vb}}{v^2} \cos v(\phi_a - \phi_b) \quad (\text{III.50})$$

v impair

III.2.6.1.1. inductance de magnétisation d'une phase statorique

L'Expression (III.50) de la mutuelle inductance peut être utilisée pour calculer l'inductance de magnétisation de la machine :

$$L_{m1}^s = \mu_o \frac{r l_e}{g_e} \frac{4}{\pi} \left(\frac{N}{P} \right)^2 \sum_{v=1}^{\infty} \left(\frac{K_v}{v} \right)^2 \quad v \text{ impair} \quad (\text{III.51})$$

N : Nombre de spires par pôle et par phase.

μ_o : Perméabilité relative du vide

r : Le rayon moyen de l'entrefer.

l_e : Longueur active du circuit magnétique.

III.2.6.1.2. inductances mutuelles entre phases statoriques

Pour le calcul de ces inductances, il suffit d'introduire l'angle mécanique dans le calcul du flux.

$$L_{mi}^s = \mu_o \frac{r l_e}{g_e} \frac{4}{\pi} \left(\frac{N}{P} \right)^2 \sum_{v=1}^{\infty} \left(\frac{K_v}{v} \right)^2 \cos \left((i-1) \frac{2\pi}{m} \right) \quad (\text{III.52})$$

v impair $i = 2, \dots$

III.2.6.2. induction d'entrefer rotorique

La distribution de la force magnétomotrice rotorique est telle qu'elle ne prend que deux valeurs suivant que nous sommes à l'intérieur ou à l'extérieur de la boucle. Par conséquent, nous obtenons deux types d'inductions :

1. L'induction magnétisante d'une boucle rotorique.
2. L'inductance mutuelle entre deux boucles rotoriques.

L'expression de l'induction dans l'entrefer créée par une boucle rotorique nous donne, en supposant une perméance d'entrefer constante :

$$MMF = \begin{cases} i \frac{n-1}{n} & \text{dans la boucle} \\ -\frac{i}{n} & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.53})$$

$$B = \frac{\mu_o}{g_e} MMF \quad (\text{III.54})$$

L'inductance mutuelle entre deux boucles rotoriques L_{loop} :

$$L_{loop} = \mu_o \frac{l_e}{g_e} \frac{2\pi r}{n^2} \quad (\text{III.55})$$

$$(n-1)L_{loop} = \mu_o r l_e \frac{4}{\pi} \left(\frac{N}{P}\right)^2 \sum_{v=1}^{\infty} \left(\frac{1}{v}\right)^2 \sin^2\left(v \frac{\pi}{n}\right) \quad (\text{III.56})$$

$$L_{loop} = \mu_o r l_e \frac{4}{\pi} \left(\frac{N}{P}\right)^2 \sum_{v=1}^{\infty} \left(\frac{1}{v}\right)^2 \sin^2(v\theta) \quad (\text{III.57})$$

θ : Angle entre les axes des deux boucles rotoriques.

III.2.6.3. inductances mutuelles entre les phases statoriques et les boucles rotoriques

A partir de l'Expression (III.50), l'inductance mutuelle entre les phases statoriques et la j^{ieme} boucle rotorique peut s'écrire ainsi :

$$L_{ij}^{sr} = \mu_o \frac{r l_e}{g_e} \frac{4}{\pi} \left(\frac{N}{P^2}\right) \sum_{v=1}^{\infty} \left(\frac{K_v}{v^2}\right) \sin\left(vP \frac{\pi}{n}\right) \cos(vP\theta) \quad (\text{III.58})$$

III.2.7. Détermination des paramètres de la machine asynchrone

Les inductances magnétisantes ainsi que les inductances mutuelles entre les circuits statoriques et rotoriques de la machine étant maintenant connues, nous allons déterminer les valeurs :

- ❖ Des inductances de fuites des bobinages statoriques.
- ❖ Des résistances et des inductances de fuites des barres de la cage rotorique.
- ❖ Des résistances et des inductances de fuites des segments d'anneaux de court-circuit rotoriques.
- ❖ De la résistance des bobinages statoriques.

Il existe plusieurs approches, pour évaluer ces paramètres, basées sur différents types d'essais expérimentaux. Les résistances statoriques de la machine ont été déterminées en appliquant un échelon de tension aux bornes d'une des trois phases. Les résistances des barres et des segments d'anneaux de court-circuit ont été calculées en utilisant les dimensions géométriques de la cage [43].

III.3. Exploitation du modèle

La cage d'écureuil de la machine asynchrone se compose de N_r encoches rotoriques. La cage rotorique peut se décomposer en $(N_r + 1)$ circuits électriques rotoriques indépendants. En effet, si nous considérons deux barres rotoriques adjacentes ainsi que les segments d'anneau de court-circuit les reliant, nous obtenons une boucle rotorique fermée qui peut être étudiée sous forme de circuit électrique. Un des anneaux de court-circuit crée par conséquent une boucle supplémentaire ce qui porte le nombre de boucle totale à (N_r+1) . Chaque barre rotorique est modélisée par une inductance en série avec une résistance, tout comme chaque segment d'anneau de court-circuit. La Figure III.2 nous donne la forme des circuits électriques adoptée pour la modélisation de la cage d'écureuil rotorique. Pour permettre une compréhension adéquate du modèle de la cage d'écureuil de la machine

$$\begin{cases} R_1^r = 2(R_b + R_a) \\ R_2^r = -R_b \\ R_3^r = R_4^r = \dots = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} L_1^r = 2(L_b + L_a) + (n-1)L_{Loop} \\ L_2^r = -L_b - L_{Loop} \\ L_i^r = -L_{Loop} \quad i = 3, 4, \dots \end{cases}$$

Pour une machine asynchrone à cage d'écuriel avec trois phases au stator et 28 barres au rotor, le stator est représenté par une composante $\alpha\beta$ et une composante zéro. Le rotor de la machine est représenté par 14 composantes $\alpha\beta$ et une composante zéro.

Les équations de tension du stator en termes de $\alpha\beta$ composants sont :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V^{\alpha s} \\ V^{\beta s} \end{bmatrix} &= (R^s + pL^{\alpha\beta s}) \begin{bmatrix} i^{s\alpha} \\ i^{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{87}}{2} \sum_{j=1}^{14} p \\ &\left(\sum_{\{j\}} L_{v_{1j}}^{sr} \begin{bmatrix} \cos(v_{1j}P\theta_r) & \sigma_{v_1}\sigma_{v_j} \sin(v_{1j}P\theta_r) \\ -\sigma_{v_1} \sin(v_{1j}P\theta_r) & \sigma_{v_1}\sigma_{v_j} \cos(v_{1j}P\theta_r) \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_j^{\alpha r} \\ i_j^{\beta r} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III.59})$$

Les équations de tension du rotor en termes de $\alpha\beta$ composants sont :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_j^{\alpha r} \\ V_j^{\beta r} \end{bmatrix} &= (R_j^{\alpha\beta r} + pL_j^{\alpha\beta r}) \begin{bmatrix} i_j^{r\alpha} \\ i_j^{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{87}}{2} \sum_{j=1}^{14} p \\ &\left(\sum_{\{j\}} L_{v_{1j}}^{sr} \begin{bmatrix} \cos(v_{1j}P\theta_r) & -\sigma_{v_1} \sin(v_{1j}P\theta_r) \\ \sigma_{v_1}\sigma_{v_j} \sin(v_{ij}P\theta_r) & \sigma_{v_1}\sigma_{v_j} \cos(v_{1j}P\theta_r) \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i^{\alpha s} \\ i^{\beta s} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III.60})$$

Avec

$$\sigma_{v_1} = +1 \quad \text{Quand} \quad v_1 = k_1 m + 1$$

$$\sigma_{v_1} = -1 \quad \text{Quand} \quad v_1 = k_1 m - 1 \quad k_1 = 0, 1, 2, \dots$$

$$\sigma_{v_j} = +1 \quad \text{Quand} \quad v_j = k_2 \frac{n}{p} + j \quad k_2 = 0, 1, 2, \dots$$

$$\sigma_{v_j} = -1 \quad \text{Quand} \quad v_j = k_2 \frac{n}{p} - j$$

$$L^{\alpha\beta s} = L_1^s + \frac{m}{2} \mu_0 \frac{rl_e}{g_e} \frac{4}{\pi} \left(\frac{N}{P} \right)^2 \sum_v \left(\frac{K_v}{v} \right)^2$$

$$R_j^{\alpha\beta r} = 2 \left(R_a + 2R_b \sin^2 \left(jp \frac{\pi}{n} \right) \right)$$

$$L_j^{\alpha\beta r} = 2 \left(L_e + \left(1 - \cos jp \frac{2\pi}{n} \right) L_b \right) + \frac{n}{2} \mu_0 \frac{rl_e}{g_e} \frac{4}{\pi} \frac{1}{P^2} \sin^2 \left(vP \frac{\pi}{n} \right) \sum_K \frac{1}{\left(k \frac{n}{P} + j \right)^2}$$

$$L_j^{\alpha\beta r} = 2 \left(L_a + 2L_b \sin^2 \left(jp \frac{\pi}{n} \right) \right) + \frac{n}{2} \mu_0 \frac{rl_e}{g_e} \frac{4}{\pi} \frac{1}{P^2} \sin^2 \left(vP \frac{\pi}{n} \right) \sum_K \frac{1}{\left(k \frac{n}{P} + j \right)^2}$$

$$k = \pm 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

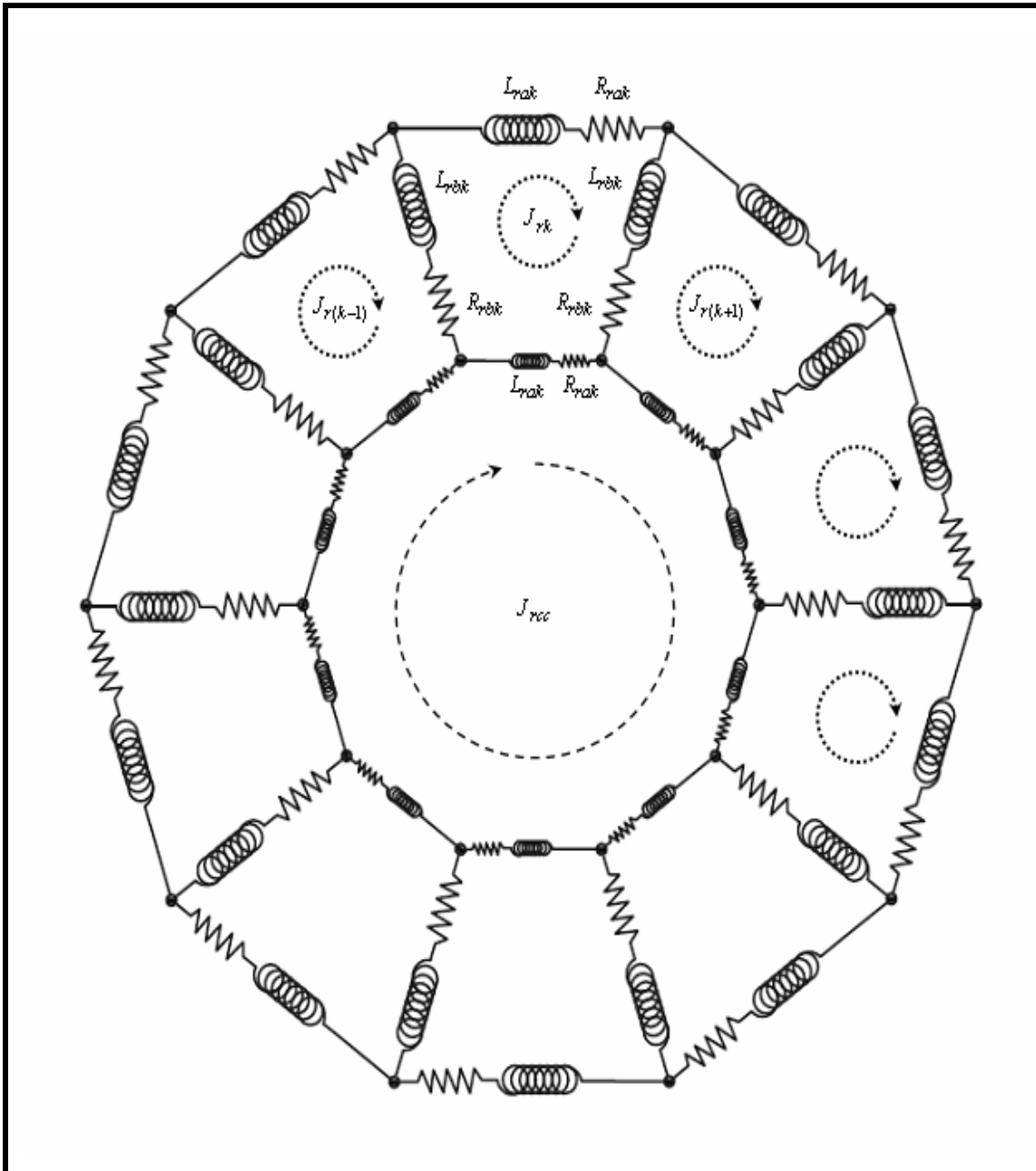


Fig. III. 2. Circuit équivalent d'un rotor à cage d'écurueil

III.3.1. Application à la simulation des régimes transitoires de démarrage des machines asynchrones triphasées

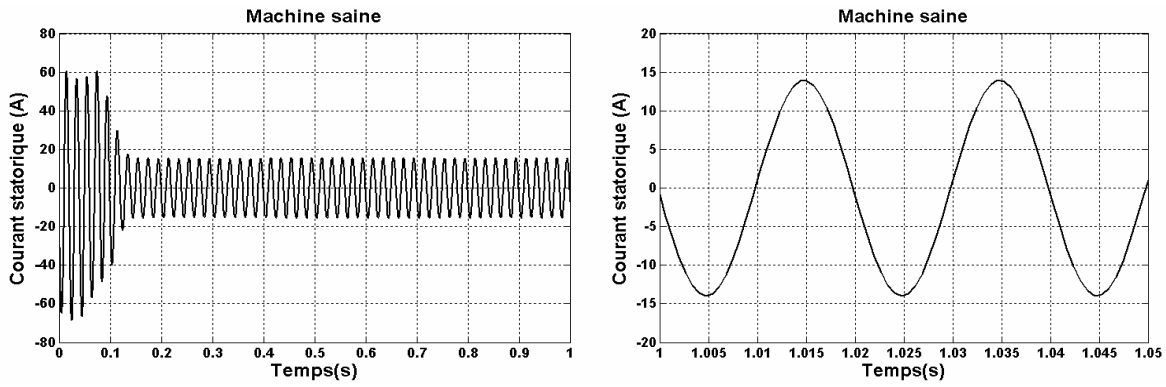
Le modèle complet de la machine asynchrone est maintenant connu, nous pouvons étudier l'évolution des grandeurs temporelles tels que les courants, le couple ou encore la vitesse rotorique lorsque la cage ne présente aucune défaillance.

Dans la suite de notre étude, nous ne présentons qu'une analyse fréquentielle des grandeurs temporelles de la machine asynchrone. Dans ce contexte, une analyse temporelle de ces grandeurs n'aurait aucun intérêt sachant que la cage rotorique ne présente pas de défaillance. De plus, une comparaison de cette analyse fréquentielle avec celle obtenue lorsque la cage rotorique présente un défaut permettra de visualiser avec précision les composantes créées par la rupture de barre.

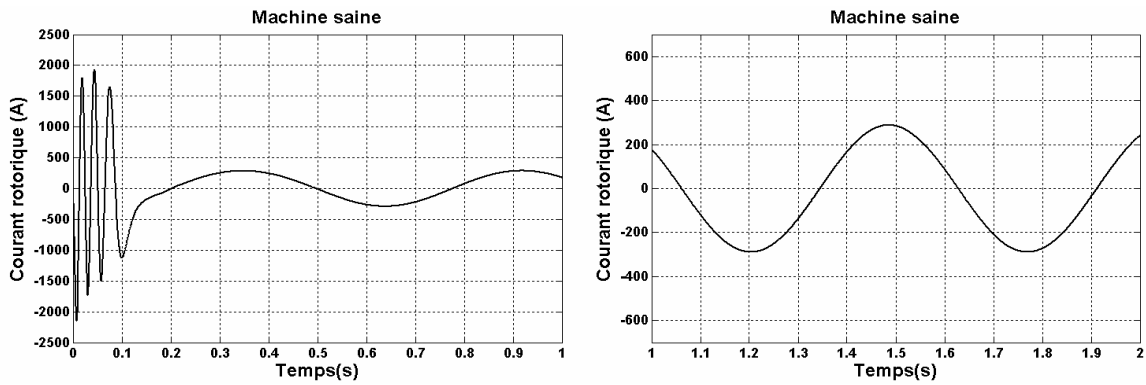
Sous la tension nominale de 220 V entre phases et lors d'un démarrage en charge, nous présentons respectivement :

1. Sur la **Fig. III.3**, les caractéristiques électromécaniques de la machine dans le cas où seul le premier harmonique d'espace est considéré.
2. Sur la **Fig. III.4**, les caractéristiques électromécaniques de la machine dans le cas de la prise en compte des harmoniques d'espace (Nous avons considéré ici les 5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème} et 13^{ème} harmoniques d'espace).
3. Sur la **Fig III.5**. une comparaison entre les caractéristiques sans et avec les harmoniques d'espace.

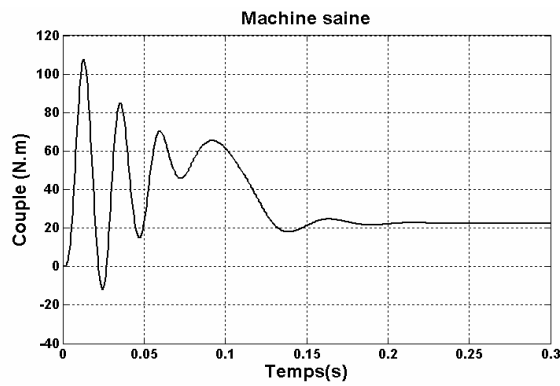
III.3.1.1. Résultats de simulation pour le premier harmonique d'espace



a/ Courant absorbé.



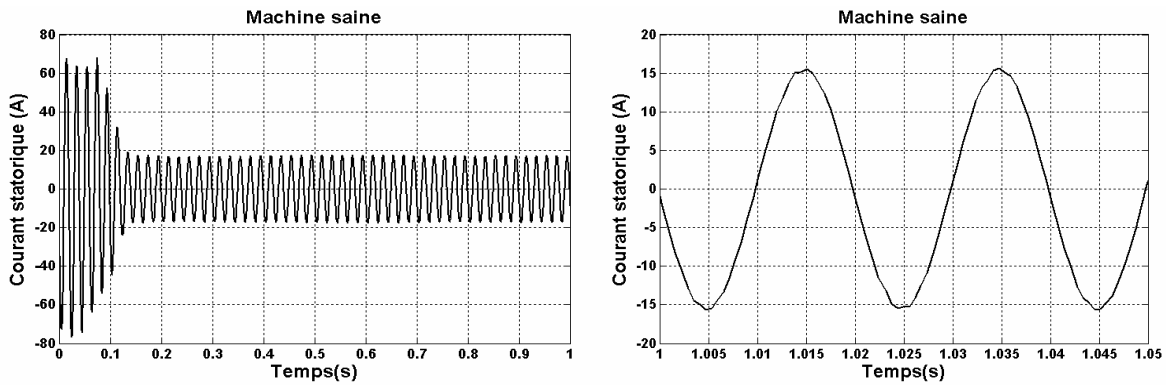
b/ Courant rotorique.



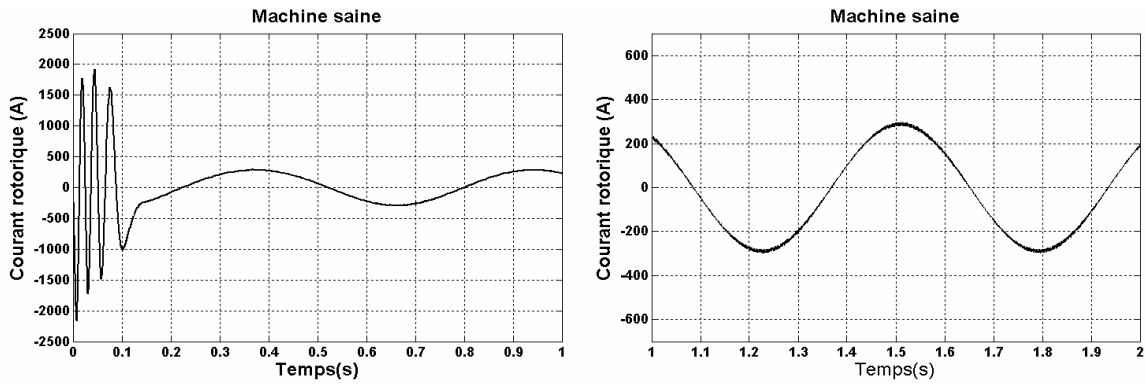
c/ Couple développé.

Fig. III. 3. Caractéristiques de la machine asynchrone.
(1^{er} harmonique d'espace).

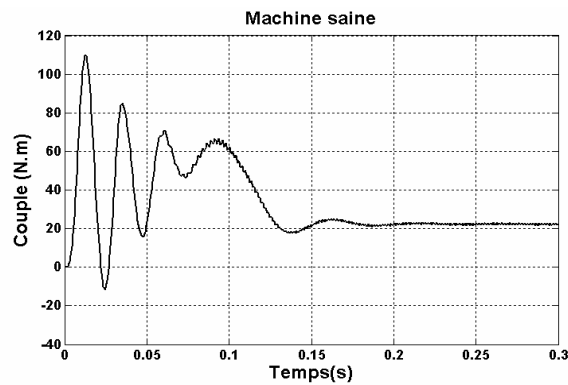
III.3.1.2. Résultats de simulation avec prise en compte des harmoniques d'espace



a/ Courant absorbé.



b/ Courant rotorique.



c/ Couple développé.

Fig. III. 4. Caractéristiques de la machine asynchrone.
(Avec harmoniques d'espace).

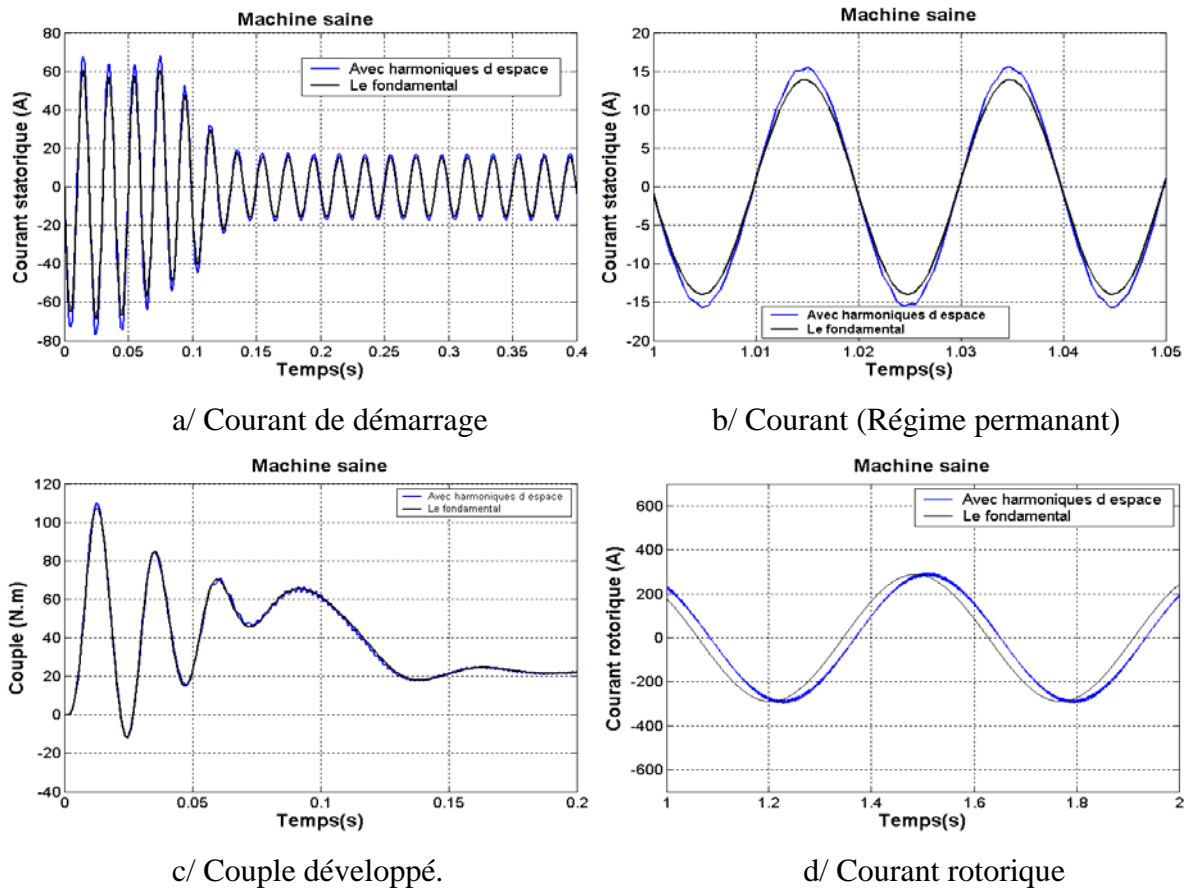


Fig. III. 5. Comparaison entre les caractéristiques avec et sans harmoniques d'espace.

III.3.1.3. Comparaisons et discussions

- Les résultats de simulations obtenus avec et sans la prise en compte des harmoniques d'espace sont comparés. De la **Fig III.5**, on constate que les amplitudes des courants statoriques et rotoriques augmentent légèrement avec la prise en compte des harmoniques d'espace.
- En comparant les couples instantanés, celui obtenu dans le cas de la considération des harmoniques d'espace est très ondulé par rapport à celui obtenu avec le premier harmonique d'espace uniquement. En ce qui concerne le temps de calcul, il est naturellement plus faible dans le cas du premier harmonique d'espace par rapport au cas où les harmoniques d'espace sont considérés.
- Le contenu spectral du courant statorique (**Figs. III.6 et III.7**) ne se limite pas seulement à la composante fondamentale de fréquence 50 Hz. En effet, les harmoniques d'espace contribuent à augmenter la richesse harmonique de ce signal.

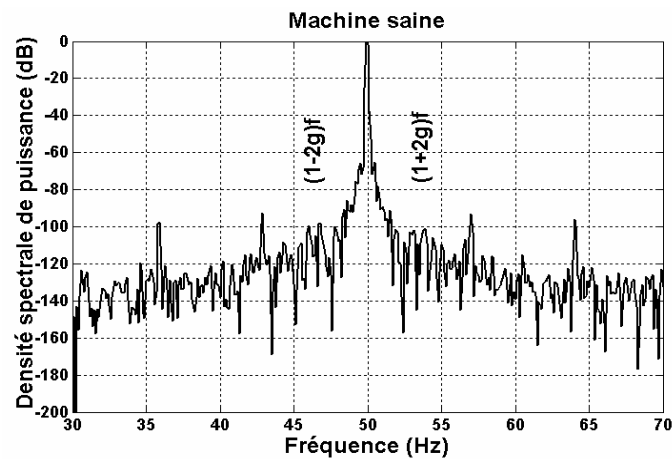


Fig. III.6. Spectre du courant statorique entre 30 et 70 Hz.

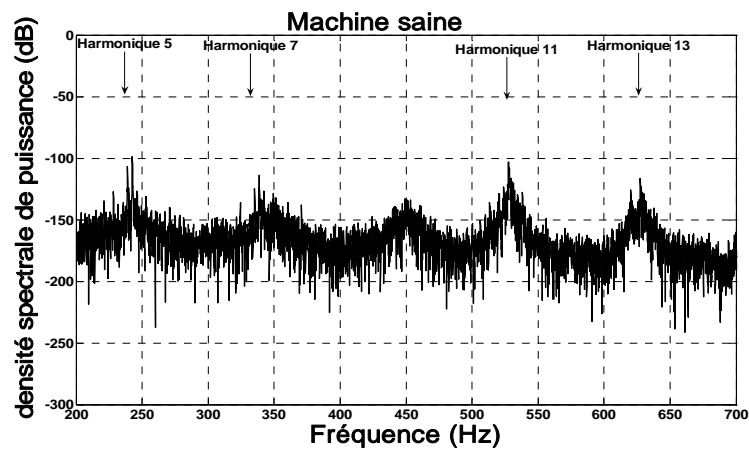


Fig. III.7. Spectre du courant statorique entre 200 et 700 Hz.

Nous proposons de comparer les spectres obtenus avec ceux issus d'une analyse de la machine asynchrone fonctionnant avec un rotor défaillant. Nous savons que la présence d'un défaut au sein de la cage rotorique fait apparaître des composantes additionnelles dans le spectre fréquentiel des grandeurs temporelles analysées précédemment. Par conséquent, une comparaison entre les spectres obtenus avec un rotor sain et un rotor défaillant nous permettra de mieux discerner les composantes créées par le défaut rotorique.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle permettant la simulation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil saine en tenant compte des harmoniques d'espace. Dans un premier temps, sous des hypothèses simplificatrices concordantes, nous avons montré que nous pouvons obtenir un modèle réel de la machine. Nous avons ensuite détaillé le modèle mathématique du rotor en fonction des résistances, des inductances de barres et des anneaux de court-circuit et des dimensions géométriques.

Dans un deuxième temps, nous avons présenté les transformations ($\alpha\beta o$ et $dq o$) pour m phases au stator et n phases au rotor de sorte à simplifier le modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil en fonction de l'inductance mutuelle cyclique stator-rotor et en fonction des résistances et des inductances équivalentes rotoriques et statoriques.

CHAPITRE IV

Analyse des Actions Synchrones et Asynchrones

Sommaire

IV.1 Equations de la tension	56
IV.2. Equation du couple	57
IV.3. Equations de l'action asynchrone	57
IV.3.1. Equations de la tension.....	58
IV.3.2. Equation du couple.....	61
IV.4. Equations de l'action synchrone	61
IV.4.1. Equations de la tension.....	61
IV.4.2. Equation du couple.....	63
IV.5. Application à la machine à cage d'écureuil.....	63
IV.5. 1. Action asynchrone.....	64
IV.5. 2. Action synchrone.....	66

Dans une machine asynchrone, excepté la composante principale du couple, les autres couples sont dus aux harmoniques d'espace de la force magnétomotrice :

- Le couple parasite asynchrone apparaît quand un harmonique de la force magnétomotrice du stator V produit dans le rotor le même ordre d'harmonique V
- Le couple synchrone dans une machine à induction est le résultat du couplage, d'un harmonique du stator et d'un harmonique du rotor, qui est produit par un autre harmonique du stator [39] [51].

IV .1. Equation de tension

On considère une machine asynchrone à cage d'écureuil avec m phases au stator et n barres au rotor. On note par P et n les nombres de paires de pôles et de barres du rotor de la machine respectivement.

Les équations de la tension peuvent être écrites comme :

$$[V^s] = R_s [I^s] + [L^s] p [I^s] + p [L^{sr}] [I^r] \quad (\text{IV.1})$$

$$[V^r] = ([R_r] + [L^r]) p [I^r] + p [L^{sr}]^t [I^s] \quad (\text{IV.2})$$

Où

$$[V^s] = [v_1^s \ v_2^s \ v_3^s \ v_4^s \ \dots \ \cdot \ \cdot \ \cdot \ v_m^s]^t$$

$$[V^r] = [v_1^r \ v_2^r \ v_3^r \ v_4^r \ \dots \ \cdot \ \cdot \ \cdot \ v_n^r]^t$$

$$[I^s] = [i_1^s \ i_2^s \ i_3^s \ i_4^s \ \dots \ \cdot \ \cdot \ \cdot \ i_m^s]^t$$

$$[I^r] = [i_1^r \ i_2^r \ i_3^r \ i_4^r \ \dots \ \cdot \ \cdot \ \cdot \ i_n^r]^t$$

IV.2. Equation du couple

Pour une machine asynchrone à entrefer constant, $\frac{\partial}{\partial \theta_r} [L^r]$ et $\frac{\partial}{\partial \theta_r} [L^s]$ sont nuls, l'expression du couple développé est donc :

$$T_e = [I^s] \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L^{sr}] [I^r] \quad (\text{IV.3})$$

IV.3. Equation de l'action asynchrone

Pour plus de commodité, il est supposé que la machine asynchrone est alimentée à partir d'une source de tension équilibrée idéale.

Les effets des harmoniques de courants du stator et de l'impédance de la source finie seront traités. La forme mathématique de la tension du stator v_i^s , du courant du stator i_i^s et du courant du rotor i_k^r sont :

$$\begin{aligned} v_i^s &= \sqrt{2} V_s \cos \left(\omega t - (i-1) \frac{2\pi}{m} \right) \\ &= \text{Real} \left(\sqrt{2} V_s e^{j(\omega t)} e^{-j(i-1) \frac{2\pi}{m}} \right) \\ &= \text{Real} \left(\sqrt{2} \tilde{V}_s e^{j(\omega t)} e^{-j(i-1) \frac{2\pi}{m}} \right) \quad i = 1, 2, \dots, m \end{aligned} \quad (\text{IV.4})$$

$$i_i^s = \sqrt{2} I_s \cos \left(\omega t + \phi^s - (i-1) \frac{2\pi}{m} \right)$$

$$\begin{aligned}
&= \text{Real} \left(\sqrt{2} I_s e^{j(\omega t)} e^{j\phi^s} e^{-j(i-1)\frac{2\pi}{m}} \right) \\
&= \text{Real} \left(\sqrt{2} \tilde{I}_s e^{j(\omega t)} e^{-j(i-1)\frac{2\pi}{m}} \right) \quad i = 1, 2, \dots, m
\end{aligned} \tag{IV.5}$$

$$\begin{aligned}
i_k^r &= \sum_{\nu} \sqrt{2} I_{\nu}^r \cos \left((\omega - \nu P \omega_r) t + \phi_{\nu}^r - (k-1) \frac{2\pi}{n} \right) \\
&= \sum_{\nu} \text{Real} \left(\sqrt{2} I_{\nu}^r e^{j(\omega - \nu P \omega_r) t} e^{j\phi_{\nu}^r} e^{-j(k-1)\frac{2\pi}{n}} \right) \\
&= \sum_{\nu} \text{Real} \left(\sqrt{2} \tilde{I}_{\nu}^r e^{j(\omega - \nu P \omega_r) t} e^{-j(k-1)\frac{2\pi}{n}} \right)
\end{aligned} \tag{IV.6}$$

Où ω est la fréquence du stator, ω_r est la vitesse du rotor. Les courants statorique induisent des harmoniques de tensions de l'ordre $\{\nu\}$, tel que :

$$\nu = k_1 m + 1 \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \tag{IV.7}$$

$$\nu = k_1 m \pm 1 \quad k = 0, +1, +2, \dots \tag{IV.8}$$

Les deux expressions pour ν sont équivalentes, on note que les harmoniques de tension d'ordre $\nu = k \frac{n}{p}$, $k = 0, +1, +2, \dots$ n'existent pas car les L_{ν}^{sr} sont nulles pour cet ordre des harmoniques.

IV.3.1. Equations de la tension

Les équations de la tension à l'état stable pour la machine asynchrone à cage d'écuriel de m phases au stator et n barres au rotor sont obtenues par la substitution des Eqs. (IV.4), (IV.5) et (IV.6) dans les Eqs. (IV.1) et (IV.2). L'équation de la tension d'une phase du stator est :

$$\tilde{V}_s = R^s \tilde{I}^s + j \omega L_1^{\alpha\beta s} \tilde{I}^s + \sum_{\nu} j \omega \frac{n}{2} L_{\nu}^{sr} \tilde{I}^r e^{j\nu P \theta_0} \tag{IV.9}$$

Et l'équation en tension pour le $\nu^{\text{ème}}$ harmonique de courant dans le rotor est :

$$0 = R_{\nu}^{\alpha\beta r} \tilde{I}_{\nu}^r + j (\omega - \nu P \omega_r) L_{\nu}^{\alpha\beta r} \tilde{I}_{\nu}^r + j (\omega - \nu P \omega_r) \frac{m}{2} L_{\nu}^{sr} \tilde{I}^s e^{-j\nu P \theta_0} \tag{IV.10}$$

Où θ_0 est l'angle arbitraire entre les axes de la première phase du stator et de la première boucle du rotor à $t = 0$.

Les paramètres équivalents de la phase dans les Eqs. (IV.9) et (IV.10) sont les mêmes que les paramètres $\alpha\beta$ donnés au chapitre III. Ils sont représentés par les paramètres correspondants $\alpha\beta$ pour éviter d'introduire un nouvel ensemble de notations.

$$\begin{aligned} L_1^{\alpha\beta s} &= L_1^s + 2L_2^s \cos\left(\frac{2\pi}{m}\right) + \dots \\ R_v^{\alpha\beta r} &= R_1^r + 2R_2^r \cos\left(\nu P \frac{2\pi}{n}\right) + \dots \\ L_v^{\alpha\beta r} &= L_1^r + 2L_2^r \cos\left(\nu P \frac{2\pi}{n}\right) + \dots \end{aligned}$$

On définit par unité pour le $\nu^{\text{ème}}$ harmonique le glissement et le courant de la phase du rotor comme suit :

$$g_\nu = 1 - \nu P \frac{\omega_r}{\omega} \quad (\text{IV.11})$$

$$\tilde{I}_\nu^r = \tilde{I}_\nu^r e^{j\nu P \theta_0} \quad (\text{IV.12})$$

Les Eqs (IV.9) et (IV.10) deviennent :

$$\tilde{V}_s = R^s \tilde{I}^s + j\omega L_1^{\alpha\beta s} \tilde{I}^s + \sum_\nu j\omega \frac{n}{2} L_v^{sr} \tilde{I}_\nu^r \quad (\text{IV.13})$$

$$0 = \frac{R_v^{\alpha\beta r}}{g_\nu} \tilde{I}_\nu^r + j\omega L_v^{\alpha\beta r} \tilde{I}_\nu^r + j\omega \frac{m}{2} L_v^{sr} \tilde{I}^s \quad (\text{IV.14})$$

Les courants du rotor sont :

$$\tilde{I}_\nu^r = \frac{n \sin\left(\nu P \frac{\pi}{n}\right)}{m k_\nu N} \tilde{I}_\nu^r \quad (\text{IV.15})$$

Où k_ν est le facteur de bobinage du stator pour le $\nu^{\text{ème}}$ harmonique et où N est le nombre de spires par phase du stator.

Quand l'équation du rotor pour le $\nu^{\text{ème}}$ harmonique est multipliée par $\frac{K_\nu N}{\sin(\nu P \frac{\pi}{n})}$ et que les

courants du rotor sont pris dans la référence stator, l'équation de la tension pour le stator devient :

$$\tilde{V}_s = (R^s + j\omega L_1^s) \tilde{I}^s + \sum_\nu j\omega L_\nu^m (\tilde{I}^s + \tilde{I}_\nu^r) \quad (\text{IV.16})$$

et le $\nu^{\text{ème}}$ harmonique de courant du rotor est :

$$0 = \left(\frac{R_v^r}{g_\nu} + j\omega L_{1\nu}^r \right) \tilde{I}_\nu^r + j\omega L_\nu^m (\tilde{I}^s + \tilde{I}_\nu^r) \quad (\text{IV.17})$$

Où L_v^m est l'inductance de magnétisation du stator, donnée par :

$$L_v^m = \frac{m}{2} \frac{k_v N}{\sin\left(\nu P \frac{\pi}{n}\right)} L_v^{sr} \quad (\text{IV.18})$$

La résistance du rotor de la cage d'écureuil prise dans la référence du stator est :

$$R_v'^r = \frac{mk_v^2 N^2}{n \sin^2\left(\nu P \frac{\pi}{n}\right)} R_v^{\alpha\beta r} \quad (\text{IV.19})$$

$$R_v'^r = \frac{4mk_v^2 N^2}{n} \left(R_b + \frac{R_e}{2 \sin^2\left(\nu P \frac{\pi}{n}\right)} \right) \quad (\text{IV.20})$$

De la même façon, l'inductance de fuite du rotor à cage prise dans la référence du stator est :

$$\begin{aligned} L_v'^r &= \frac{mk_v^2 N^2}{n \sin^2\left(\nu P \frac{\pi}{n}\right)} L_v^{\alpha\beta r} - L_v^m \\ &= \frac{4mk_v^2 N^2}{n} \left(L_b + \frac{L_e}{2 \sin^2\left(\nu P \frac{\pi}{n}\right)} \right) + L_v^m \sum_{k \neq 0} \frac{\nu^2}{\left(k \frac{n}{P} + \nu\right)^2} \end{aligned} \quad (\text{IV.21})$$

$$k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

L'inductance de fuite du rotor donnée par les méthodes conventionnelle est la même que celle donnée par le premier terme de l'Eq. (IV.21). Le deuxième terme de l'Eq. (IV.21), correspondant à l'inductance de fuite différentielle, a été pris en considération dans la plupart des calculs conventionnels différemment. Pour le fondamental, le deuxième terme supposé faible, n'est pas négligeable d'où l'idée qui consiste à négliger les inductances de fuites différentielles de la cage rotorique n'est donc pas une bonne approximation.

Les couples synchrones et asynchrones produits par les harmoniques d'espaces sont affectés par les réactances de fuites, surtout par les fuites différentielles.

IV.3.2. Equation du couple

En substituant les courants du stator et du rotor dans l'Eq. du couple (IV.21), on obtient :

$$T_e = Pm \frac{n}{2} \sum_v \nu L_v^{sr} \operatorname{Re} al \left(j \tilde{I}_v^{r'} (\tilde{I}^s)^* \right) \quad (\text{IV.22})$$

Ou en terme de référence du courant au rotor :

$$T_e = Pm \sum_v \nu L_v^m \operatorname{Re} al \left(j \tilde{I}_v^{r'} (\tilde{I}^s)^* \right) \quad (\text{IV.23})$$

IV.4. Equations de l'action synchrone

Après substitution des courants de stator et de rotor dans l'équation de couple (Eq. (IV.3))

Après la simplification, un terme qui lié au l'action synchrone peut être sortie. La condition sur ce terme pour être pas zéro ou constant correspond à la condition pour l'apparition d'une action synchrone.

Pour simplifier, Considérant les deux harmoniques d'ordres ν_1 et ν_2 satisfaisant l'Eq (IV.8) :

$$\begin{aligned} \nu_1 &= k_1 m + 1 \\ \nu_2 &= k_2 m + 1 \end{aligned} \quad \nu_1 \neq \nu_2 \quad (\text{IV.24})$$

Le couple synchrone produit à la vitesse

$$\omega_r = \frac{2\omega}{P(\nu_1 + \nu_2)} \quad (\text{IV.25})$$

$$\text{Si } P(\nu_1 + \nu_2) = Hn \quad (\text{IV.26})$$

Où H est n'importe quel nombre entier positif ou négatif à l'exclusion de zéro. La condition (IV.26) peut être exprimée en termes de nombre des phases de rotor et de stator en substituant les valeurs du ν_1 et ν_2 donné par l'Eq (IV.24) dans l'Eq (IV.26).

$$Hn - P(K_1 + K_2)m = 2P \quad (\text{IV.27})$$

De la même manière la vitesse ou l'action synchrone apparaît peut être écrite :

$$\omega_r = \frac{2\omega}{Hn} \quad (\text{IV.28})$$

IV.4.1. Equations de la tension

Quand la condition (IV.25) est satisfaite, en substituant les courants du stator et du rotor des Eqs. (IV.3) et (IV.5) dans les Eqs. (IV.1) et (IV.2), les tensions du stator deviennent :

$$\begin{aligned}
\tilde{V}_s &= R^s \tilde{I}^s + j\omega L_1^{\alpha\beta s} \tilde{I}^s + j\omega \frac{n}{2} L_{v_1}^{sr} \tilde{I}_{v_1}^r e^{jv_1 P \theta_0} \\
&+ j\omega \frac{n}{2} L_{v_2}^{sr} \tilde{I}_{v_2}^r e^{jv_2 P \theta_0} + j\omega \frac{n}{2} L_{v_1}^{sr} \tilde{I}_{v_1}^r e^{j(-\phi_{v_2}^r + v_1 P \theta_0)} \\
&+ j\omega \frac{n}{2} L_{v_2}^{sr} \tilde{I}_{v_2}^r e^{j(-\phi_{v_1}^r + v_2 P \theta_0)}
\end{aligned} \tag{IV.29}$$

Pour les harmoniques des courants statoriques v_1 et v_2

$$\begin{aligned}
0 &= R_{v_1}^{\alpha\beta r} \tilde{I}_{v_1}^r + jg_{v_1} \omega L_{v_1}^{\alpha\beta r} \tilde{I}_{v_1}^r + jS_{v_1} \omega \frac{m}{2} L_{v_1}^{sr} \tilde{I}^s e^{-jv_1 P \theta_0} \\
&+ jg_{v_2} \omega \frac{m}{2} L_{v_2}^{sr} \tilde{I}^s e^{j(-\phi^2 + v_2 P \theta_0)}
\end{aligned} \tag{IV.30}$$

$$\begin{aligned}
0 &= R_{v_2}^{\alpha\beta r} \tilde{I}_{v_2}^r + jg_{v_2} \omega L_{v_2}^{\alpha\beta r} \tilde{I}_{v_2}^r + jS_{v_2} \omega \frac{m}{2} L_{v_2}^{sr} \tilde{I}^s e^{-jv_2 P \theta_0} \\
&+ jg_{v_1} \omega \frac{m}{2} L_{v_1}^{sr} \tilde{I}^s e^{j(-\phi^2 + v_1 P \theta_0)}
\end{aligned} \tag{IV.31}$$

On définit alors les harmoniques du courant rotorique par phase comme suit :

$$\begin{aligned}
\tilde{I}_{v_1}^{r'} &= \tilde{I}_{v_1}^r e^{jv_1 P \theta_0} \\
\tilde{I}_{v_2}^{r'} &= \tilde{I}_{v_2}^r e^{jv_2 P \theta_0}
\end{aligned}$$

En remplaçant par $\tilde{I}_{v_1}^{r'}$ et $\tilde{I}_{v_2}^{r'}$ dans les Eqs. (IV.29) et (IV.31) on aboutit à :

$$\begin{aligned}
\tilde{V}_s &= \left(R^s + j\omega L_1^{\alpha\beta s} \right) \tilde{I}^s + j\omega \frac{n}{2} \left(L_{v_1}^{sr} \tilde{I}_{v_1}^{r'} + L_{v_2}^{sr} \tilde{I}_{v_2}^{r'} \right) \\
&+ j\omega \frac{n}{2} \left(L_{v_1}^{sr} \left(\tilde{I}_{v_2}^{r'} \right)^* + j\omega \frac{n}{2} L_{v_2}^{sr} \left(\tilde{I}_{v_1}^{r'} \right)^* \right) e^{j(v_1 + v_2) P \theta_0}
\end{aligned} \tag{IV.32}$$

$$\begin{aligned}
0 &= \left(\frac{R_{v_1}^{\alpha\beta r}}{g_{v_1}} + j\omega L_{v_1}^{\alpha\beta r} \right) \tilde{I}_{v_1}^r + j\omega \frac{m}{2} \left(L_{v_1}^{sr} \tilde{I}^s \right. \\
&\left. + L_{v_2}^{sr} \left(\tilde{I}^s \right)^* e^{j(v_1 + v_2) P \theta_0} \right)
\end{aligned} \tag{IV.33}$$

$$\begin{aligned}
0 &= \left(\frac{R_{v_2}^{\alpha\beta r}}{g_{v_2}} + j\omega L_{v_2}^{\alpha\beta r} \right) \tilde{I}_{v_2}^r + j\omega \frac{m}{2} \left(L_{v_2}^{sr} \tilde{I}^s \right. \\
&\left. + L_{v_1}^{sr} \left(\tilde{I}^s \right)^* e^{j(v_1 + v_2) P \theta_0} \right)
\end{aligned} \tag{IV.34}$$

IV.4.2. Equation du couple

L'équation du couple est obtenue en substituant les courants du stator et du rotor des Eqs. (IV.4) et (IV.6) dans l'Eq. (IV.1)

$$\begin{aligned}
 T_e = Pm \frac{n}{2} & \left(\nu_1 L_{\nu_1}^{sr} \operatorname{Real} \left(j \tilde{I}_{\nu_1}^{r'} \left(\tilde{I}^s \right)^* \right) + \nu_2 L_{\nu_2}^{sr} \operatorname{Real} \left(j \tilde{I}_{\nu_2}^{r'} \left(\tilde{I}^s \right)^* \right) \right) \\
 & - \nu_1 L_{\nu_1}^{sr} \operatorname{Real} \left(j \tilde{I}_{\nu_2}^{r'} \tilde{I}^s e^{j(\nu_1+\nu_2)P\theta_0} \right) \\
 & - \nu_2 L_{\nu_2}^{sr} \operatorname{Real} \left(j \tilde{I}_{\nu_1}^{r'} \tilde{I}^s e^{j(\nu_1+\nu_2)P\theta_0} \right)
 \end{aligned} \tag{IV.35}$$

Les deux premiers termes de l'Eq. (IV.35) sont les couples synchrones qui résultent de l'interaction des mêmes harmoniques et les autres termes représentent le couple asynchrone associé avec l'harmonique d'ordre ν_1 et ν_2 respectivement.

IV.5. Application à la machine à cage d'écureuil

Pour illustrer l'application de la théorie développée et pour montrer les considérations impliquées dans la construction, on a représenté des résultats de simulation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil saine.

Les harmoniques d'espace suivant les composantes $\alpha\beta$ du stator et du rotor sont de l'ordre de $\nu=km+i$ et $\nu=H \frac{n}{P} + j$ respectivement.

Pour une machine asynchrone à cage d'écureuil, l'interaction est présentée entre deux harmoniques dont l'ordre es $\nu=km+1$ et $\nu=H \frac{n}{P} + j$ respectivement.

Les enroulements du stator ont un raccourcissement du pas de 0.833 qui réduit les deux premiers harmoniques, le 5^{ème} et le 7^{ème}. D'où les harmoniques les plus importants du stator, avec cette configuration des bobines, sont le 11^{ème} et 13^{ème} harmoniques.

Avec une configuration des bobines donnée, les caractéristiques des harmoniques du couple asynchrone et synchrone dépendent du nombre de barres du rotor.

Le Tableau IV.1 montre la distribution des harmoniques du rotor d'ordre inférieur dans différents composantes $\alpha\beta o$ au rotor.

Les harmoniques ne sont pas tous pris en considération. En fait, plusieurs harmoniques peuvent être ignorées, les plus hauts harmoniques ont un effet mineur dans la plupart des cas.

	1	2	3	4	5	6	7	0
0	①	2	3	4	5	6	7	-
-1	⑬	12	⑪	10	9	8	7	14
+1	15	16	⑰	18	⑲	20	21	14
-2	27	26	⑵	24	⑶	22	21	28
+2	29	30	⑶	32	33	34	35	28

Tableau IV. Harmoniques du rotor de la machine asynchrone à cage d'écureuil

Les caractéristiques complètes de la machine peuvent être obtenues en résolvant les équations pour les actions asynchrones et synchrones. La procédure commence en déterminant s'il y a une action synchrone considérable et à quelle vitesse cela se produit ?

Deux harmoniques qui appartiennent au même ensemble des composantes $\alpha\beta$ satisfont la condition donnée (Eqs. (IV.26) et (IV.36)). C'est une manière, relativement simple, pour déterminer les vitesses synchrones à partir du Tableau IV. 1.

IV.5. 1. Action asynchrone

L'action des couples parasites asynchrones dépend du sens de rotation de l'harmonique. Pour les harmoniques qui tournent dans le sens direct avec le fondamental, ($7^{\text{ème}}$, $13^{\text{ème}}$) harmoniques d'espace, nous savons que la vitesse de rotation de tels harmoniques est $\frac{\omega}{\nu}$. Dans les limites de variation de la vitesse en P.U depuis 0 (P.U) (correspond au démarrage) jusqu'à la valeur $\frac{1}{\nu}$ (P.U) le rotor tourne à une vitesse inférieure à celle de l'harmonique et dans les limites comprises entre $\frac{1}{\nu}$ (P.U) et 1(P.U) il tourne à une vitesse supérieure. Dans la première zone l'harmonique crée un couple moteur et dans la deuxième zone il crée un couple générateur, donc résistant. Le couple moteur de l'harmonique s'ajoute au couple principal tandis que le couple générateur en est retranché.

Sur la **Figure IV.1**, la courbe représente le couple principale en fonction de la vitesse en P.U

Sur la **Figure IV.2**, la courbe représente les couples dus aux ($7^{\text{ème}}$, $13^{\text{ème}}$) harmoniques d'espace.

Examinons maintenant l'action des harmoniques inverses. Vu que lors du fonctionnement en moteur le rotor tourne dans le sens opposé au sens de rotation de ces harmoniques, le moteur asynchrone représente par rapport à ces harmoniques un frein électromagnétique. Pour toutes les vitesses comprises entre 0 (P.U) et 1(P.U) les harmoniques inverses créent donc des couples résistants, comme le montre la **Fig. IV.3**.

En additionnant le couple principal et les couples parasites, on obtient la courbe de la **Fig. IV.4**

Le courant statorique pour le fondamental et les différentes harmoniques d'espace sont également représentés (**Fig. IV.4**). L'effet des harmoniques d'espace n'est pratiquement visible qu'aux alentours de (-136.36 tr/min et 115.38 tr/min) correspondant à la vitesse de rotation des l'harmoniques 11et13 respectivement

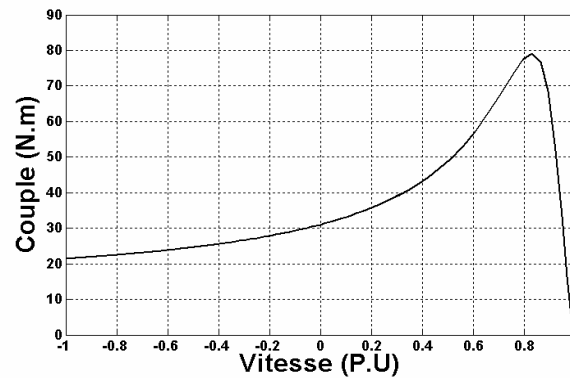


Fig. IV.1. Caractéristique couple-vitesse pour la machine asynchrone à cage Fondamental (Simulation)

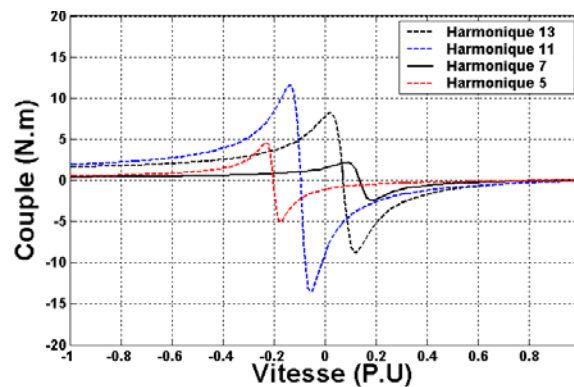


Fig. IV.2. Caractéristiques couple-vitesse. (Simulation)

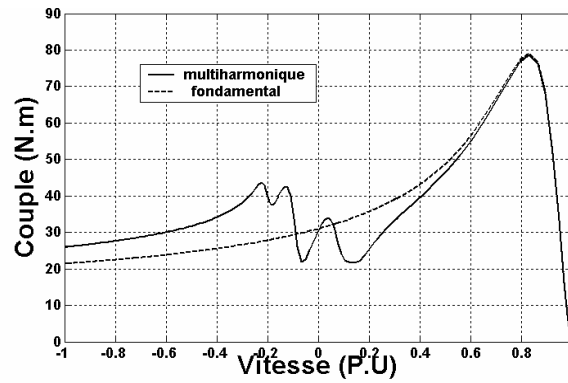


Fig. IV.3. Caractéristique couple-vitesse avec prise en compte des harmoniques d’espaces (Simulation).

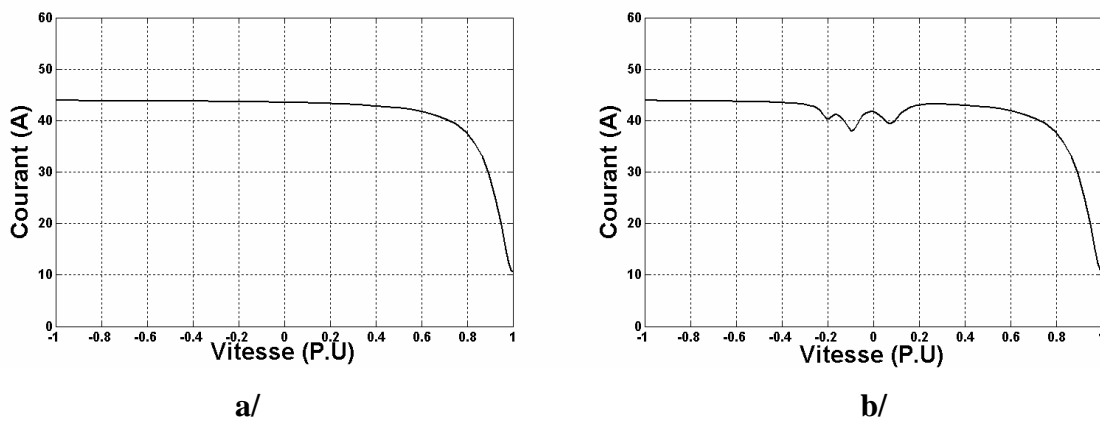


Fig. IV.4. Caractéristiques courant-vitesse
a/ fondamental, b/ avec harmoniques

IV.5. 2. Action synchrone

L’action synchrone apparaît lorsque les deux harmoniques d’ordre ν_1 , et ν_2 appartenant au même ensemble des composantes $\alpha\beta$, satisfont la condition donnée dans les Eqs. (IV.26) et (IV.36), l’inverse est également vrai. Ce sont les harmoniques d’ordre ν_1 , et ν_2 qui satisfont les Eqs. (IV.26) et (IV.36) appartenant à un ensemble de composants $\alpha\beta$.

Dans notre cas, On a étudié l’influence de 5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème} et 13^{ème} harmoniques d’espace. A partir du Tableau IV.1 il est clair qu’il y a une action synchrone par interaction entre le fondamental et le 13^{ème} harmonique d’espace car ils sont dans la même ensemble $\alpha\beta$.

L'effet du couple parasite synchrone produit, par les deux harmoniques d'espace, sur la caractéristique couple-vitesse, une discontinuité à la vitesse $\frac{\omega}{7}$, et toutes les autres vitesses leur valeur du couple égale à zéro

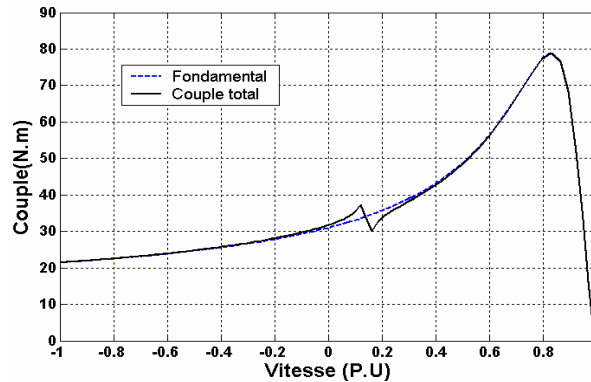


Fig. IV.5. Caractéristiques couple-vitesse (Action synchrone)

IV.6. Conclusion

Les résultats obtenus montrent que, dans la zone de fonctionnement normal de la machine, l'effet des harmoniques d'espace est faible. Mais, dès qu'il s'agit d'un fonctionnement à faible vitesse, comme lors d'un démarrage ou lors d'un freinage, la prise en compte de l'effet des harmoniques d'espace devient indispensable.

On peut conclure que le couple parasite synchrone d'une machine asynchrone à cage d'écureuil, s'il existe, dépend du nombre de barres du rotor.

CHAPITRE

V

Diagnostic de Défaut de la Machine Asynchrone

Sommaire

V.1. Simulation numérique.....	69
V.1.1. Présentation des logiciels Matlab et Simulink.....	69
V.2. Résultats théoriques.....	70
V.2.1. Analyse harmonique du vecteur de sortie.....	74
V.2.1.1. Analyse des spectres dans la plage [30 - 70] Hz.....	76
V.2.1.1. Analyse des spectres dans la plage [200 - 700] Hz.....	78
V.2.2. analyse des actions synchrones et asynchrones.....	83
V.2.2.1. Analyse de l'action asynchrone.....	83
V.2.2.1. Analyse de l'action synchrone.....	87
V.3. Résultats expérimentaux.....	88
V.3.1. Effet du raccourcissement du pas de bobinage stator sur les harmonique d'espace en fonction des défauts électriques au rotor.....	97

Au second chapitre, nous avons présenté les différentes méthodologies de diagnostic des processus industriels. Dans notre cas, on utilise deux méthodes pour diagnostiquer la machine asynchrone à cage d'écureuil. La première méthode est basée sur l'analyse fréquentielle du courant moteur dans deux plages de fréquence différentes, basse fréquence et haute fréquence. En effet, une comparaison de l'amplitude des composantes signataires du défaut avec un seuil de référence (seuil calculé lorsque la machine est saine) est utilisée pour détecter la présence d'une anomalie au niveau des circuits électriques rotoriques de la machine. Ensuite, on utilise une deuxième méthode basée sur la comparaison des caractéristiques couple-vitesse (couple maximal) des machines avec défaut par rapport à la machine saine.

Dans ce dernier chapitre de notre mémoire, nous donnons les résultats de la simulation numérique effectuée, basée sur les modèles mathématiques déjà présentés. La validation expérimentale est indispensable car il peut exister une importante différence entre les résultats

issus de la simulation et les résultats issus de l'expérimentation. L'origine de cette différence peut être liée à diverses causes :

- Avant l'élaboration du modèle il est tenu compte des hypothèses simplificatrices à savoir la saturation négligée, l'entrefer uniforme, la symétrie des enroulements statoriques.
- Au niveau du travail de simulation, la tension statorique est considérée parfaitement sinusoïdale, ce qui n'est pas le cas du réseau d'alimentation utilisé expérimentalement. Ce réseau est entaché d'harmoniques.
- Les paramètres mesurés ne sont pas identiques aux paramètres physiques de la machine en fonctionnement. De légères différences apparaissent par rapport à celles obtenues par utilisation des grandeurs lors de la construction de la machine asynchrone.

V.1. Simulation numérique

L'étude théorique présentée doit être validée par une simulation numérique exécutée en utilisant le logiciel SIMULINK dans l'environnement MATLAB [47] [48] [49] à l'aide de plusieurs programmes de données de la machine écrites dans le langage Matlab.

Le système physique à simuler est constitué d'une machine asynchrone alimentée directement à partir d'un réseau triphasé équilibré. Cette machine est modélisée suivant l'approche des circuits multiples couplés magnétiquement sous quatre états :

- Machine saine.
- Machine avec une barre rotorique cassée.
- Machine avec deux barres rotoriques cassées.
- Machine avec une portion d'anneau de court-circuit cassé.

V.1.1. Présentation des logiciels Matlab et Simulink

MATLAB est un logiciel de calcul matriciel développé par la société Math Works. Son nom est une contraction de « MATrix LABoratory ». Il consiste essentiellement en un interpréteur de commandes, écrites dans un langage de programmation spécifique appelé langage Matlab. Ce langage permet de manipuler des données de différents types, entiers, nombres réels, nombres complexes, caractères booléens. Les variables Matlab sont toutes des Tableaux, définies au moment de leur affectation. Il n'y a donc pas besoin de les déclarer. Les matrices et les tenseurs sont des Tableaux particuliers. Un nombre (complexe, réel ou entier) est un

Table de taille 1x1. Le langage Matlab a été conçu pour faciliter les opérations sur les matrices.

SIMULINK est un outil pour la modélisation, l'analyse et la simulation d'une large variété de systèmes physiques et mathématiques, y compris ceux avec des éléments non linéaires que ce soit en temps continu ou discret.

Comme une extension de MATLAB, SIMULINK comporte plusieurs fonctions spécifiques aux systèmes dynamiques en conservant les fonctionnalités de Matlab.

V.2. Résultats théoriques

Une source de tension alternative de valeur efficace 127 V est appliquée aux bornes des trois phases statoriques de la machine asynchrone couplées en triangle. Les trois tensions indépendantes du modèle prennent en compte les 5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème} et 13^{ème} harmoniques d'espace pour le calcul des inductances de la machine.

Nous présentons sur les **Figs V.1 à V.4** l'évolution temporelle des grandeurs de la machine asynchrone pour un régime de fonctionnement sain et pour des régimes défectueux (une barre cassée, deux barres cassées et une portion de l'anneau de court-circuit cassée).

Les **Figs V.1 et V.2** représentent, l'évolution du courant absorbé (au démarrage et en régime permanent) par phase statorique. Le défaut rotorique induit une très légère modulation d'amplitude.

L'analyse du couple électromagnétique (**Fig V.3**) montre une modification importante de son allure lorsque les défauts rotoriques apparaissent. La présence d'une oscillation, lorsque le rotor de la machine est sain, est due à la prise en compte des harmoniques d'espace dans le modèle. Nous apercevons qu'une légère modulation vient perturber l'évolution du couple lorsque la première barre est cassée. Nous remarquons aussi que cette modulation prend plus d'importance avec l'apparition du second défaut. En théorie, cette modulation d'amplitude a une fréquence identique à celle de la vitesse, c'est à dire $2gf$ mais, comme nous pouvons le visualiser, il est relativement difficile de la discerner avec une simple analyse visuelle.

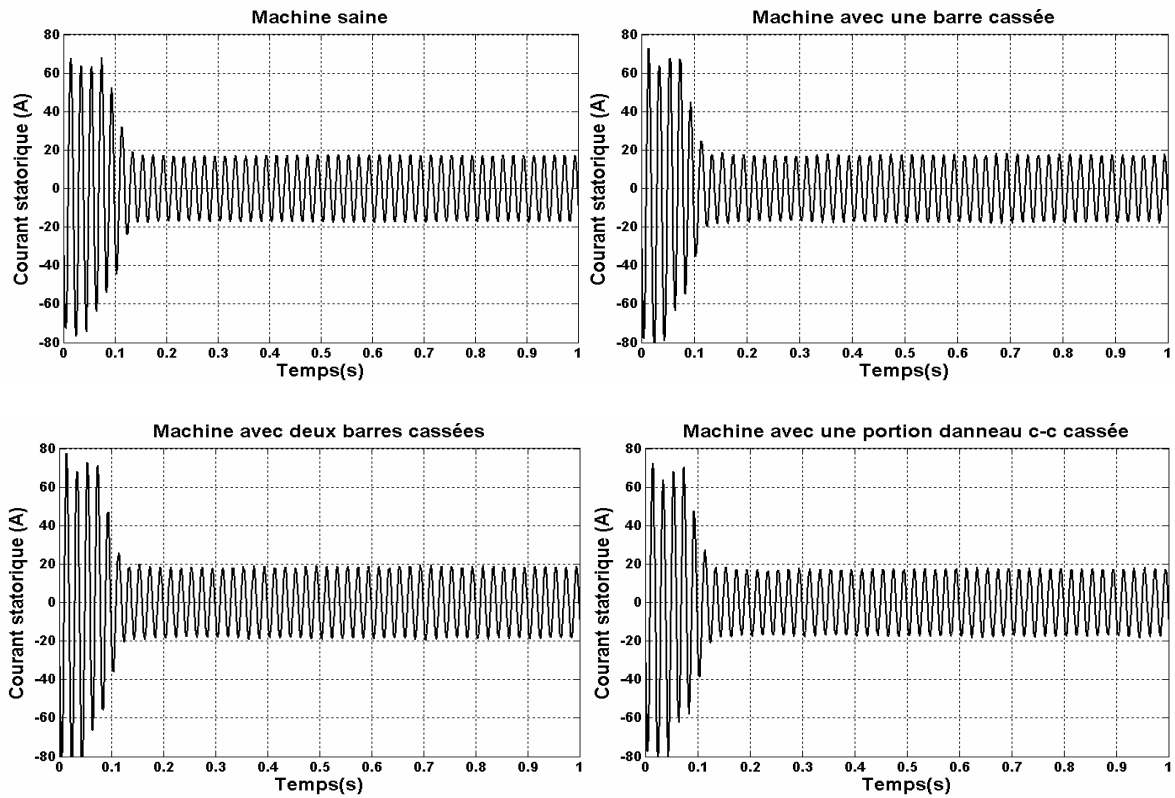


Fig V.1. Courant statorique (Régime transitoire)

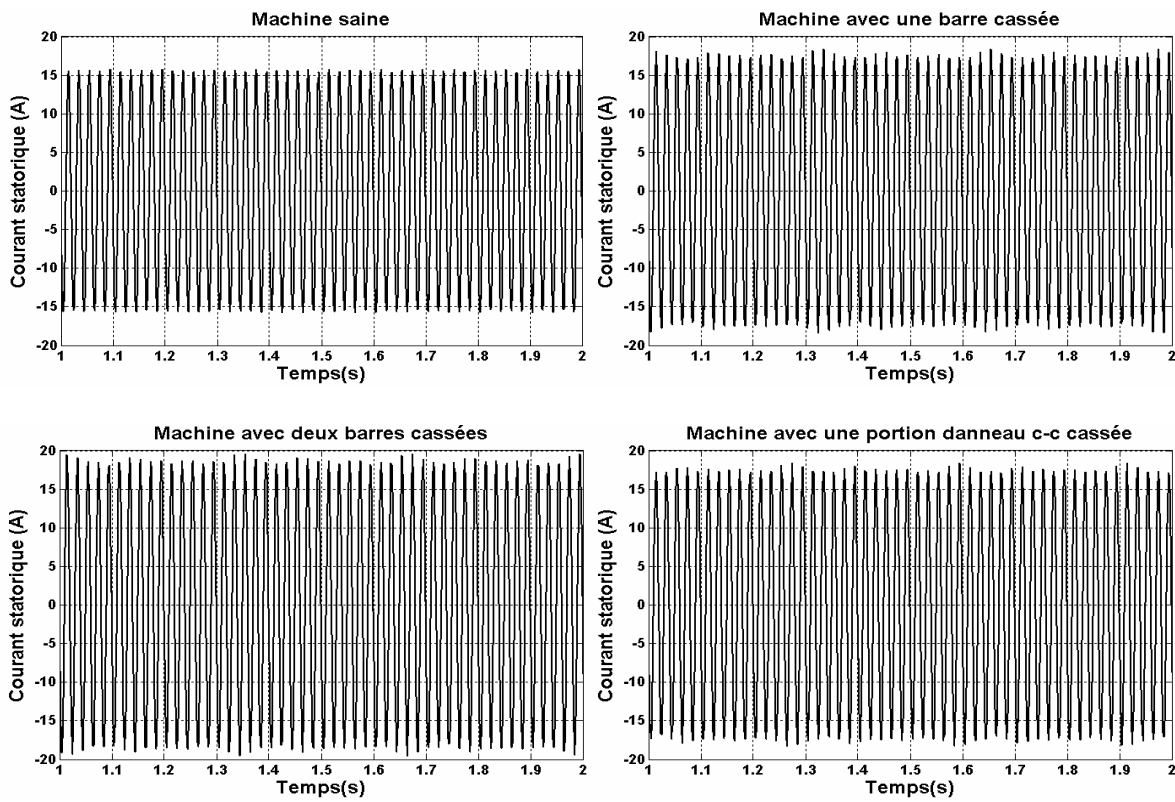


Fig V.2. Courant statorique (régime permanent)

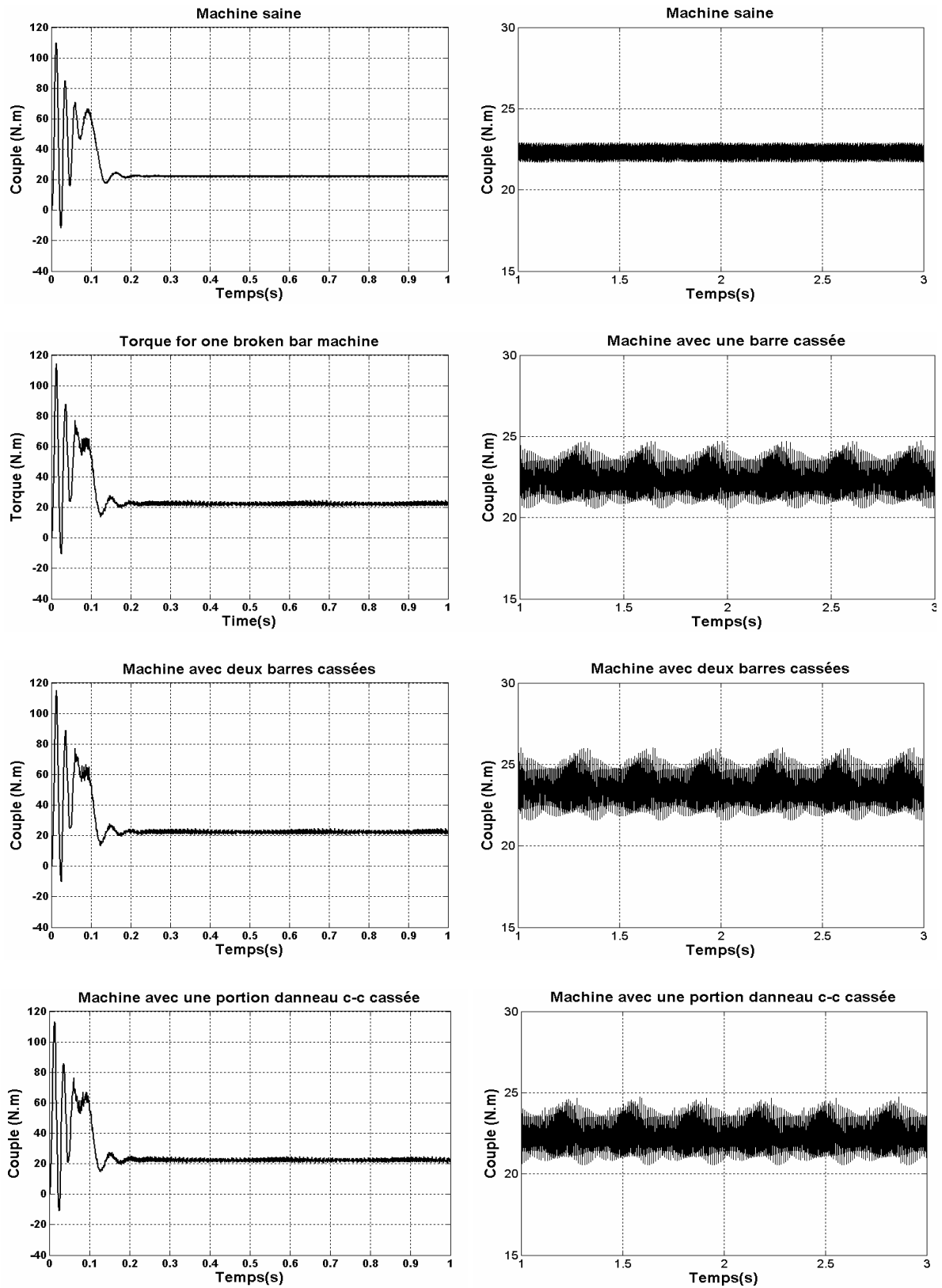


Fig V.3. Couple électromagnétique (régime transitoire et permanent)

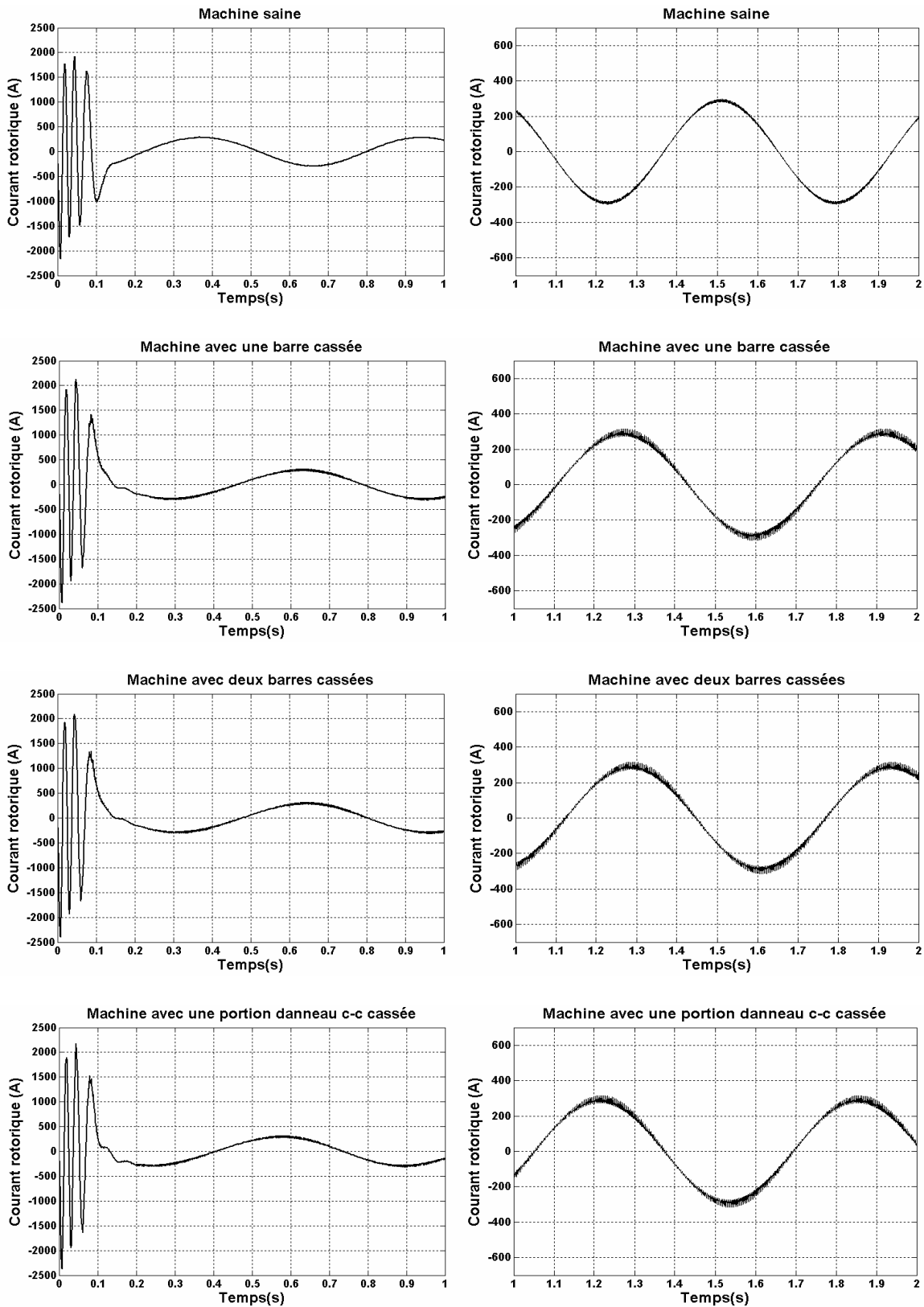


Fig V.4. Courant rotorique (régime transitoire et permanent)

La **Fig V.4** représente l'évolution du courant rotorique. Nous pouvons noter que la rupture de la première barre induit une très faible augmentation du courant rotorique qui la traverse. D'après l'analyse précédente, nous pouvons noter que la détection d'une ou de plusieurs barres rotoriques défaillantes est très difficile si l'on ne se base que sur l'analyse des signaux temporels. Les signaux, tels que le couple ou encore le courant statorique sont riches en harmoniques, ce qui ne permet pas de discerner avec facilité la modulation d'amplitude de fréquence $2gf$ créée par le défaut rotorique. Une analyse des signaux temporels, dans le domaine fréquentiel, devient donc obligatoire pour visualiser les composantes créées par la rupture d'une ou de plusieurs barres rotoriques. Cette étude est présentée dans la suite de notre mémoire.

V.2.1. Analyse harmonique du courant vecteur de sortie

Nous présentons (**Figs V.5, V.6, V.7, V.8**) les spectres fréquentiels des grandeurs temporelles des machines asynchrones (saine, une barre cassée, deux barres cassées, et avec une portion de l'anneau de court-circuit cassée). Il est clair que les spectres présentés avec défauts sont beaucoup plus riches en harmoniques que ceux issus de l'analyse avec un rotor sain. Cette modification apparaît aussi bien dans la partie basse fréquence (plage fréquentielle [30 - 70] Hz) que dans la partie haute fréquence (plage fréquentielle [200 - 700] Hz).

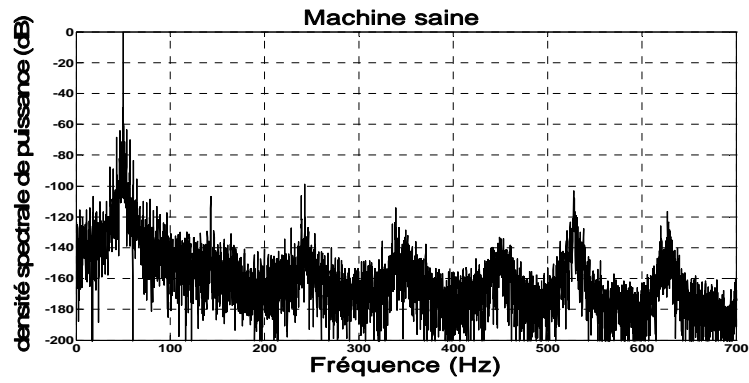


Fig V.5. Spectre du courant statorique : Machine saine

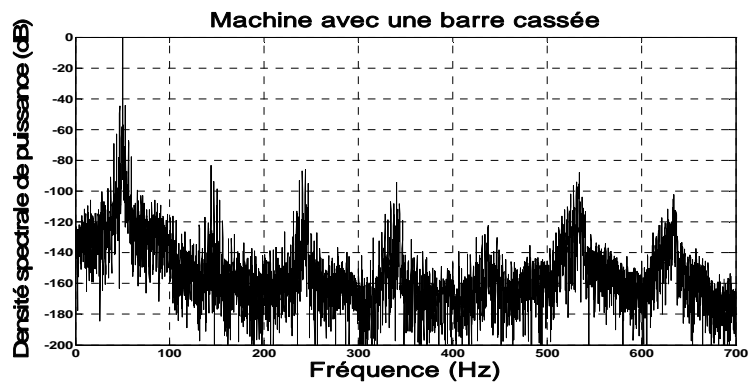


Fig V.6. Spectre du courant statorique : Une barre cassée

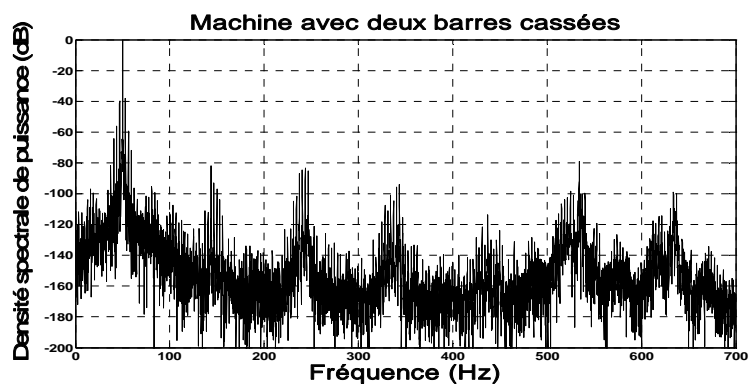


Fig V.7. Spectre du courant statorique : Deux barres cassées

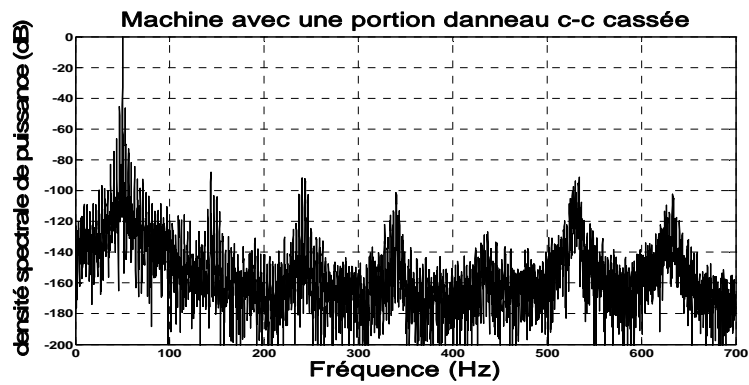


Fig V.8. Spectre du courant statorique : Une portion de l'anneau de court-circuit cassée

V.2.1.1. Analyse des spectres dans la plage [30 - 70] Hz

Si nous portons notre attention sur le spectre du courant statorique dans la bande [30 - 70] Hz (**Fig V.9**), nous pouvons remarquer la présence de plusieurs composantes dont les fréquences, bien connues à ce jour, sont données par la relation suivante [44] [45] :

$$(1 \pm 2kg)f \quad (\text{V.1})$$

Nous savons que la rupture d'une barre de la cage rotorique induit dans le spectre du courant statorique une composante de fréquence $(1-2g)f$. En effet, la rupture d'une barre rotorique crée, dans l'entrefer de la machine, un champ tournant inverse de fréquence gf . L'interaction de ce champ tournant avec la vitesse rotorique crée une composante de fréquence $(1-2g)f$ dans le spectre du courant statorique. La présence de cette modulation dans le courant statorique induit une oscillation au niveau du couple électromagnétique de la machine de fréquence $2gf$. Cette oscillation de couple crée inévitablement une oscillation de la vitesse rotorique à la même fréquence. Cette oscillation de vitesse induit une nouvelle composante de fréquence $(1+2g)f$ dans le spectre du courant statorique. Cette composante crée dans l'entrefer un nouveau champ tournant inverse de fréquence $3gf$. En utilisant la même approche, ce champ tournant induit une nouvelle composante de fréquence $(1-4g)f$ dans le spectre du courant statorique. Le couple électromagnétique ainsi que la vitesse rotorique laissent apparaître une nouvelle oscillation ayant pour fréquence $4gf$. Cette oscillation crée dans le courant statorique une nouvelle composante de fréquence $(1+4g)f$. Cette nouvelle modulation crée un nouveau champ tournant inverse dans l'entrefer de la machine de fréquence $6gf$.

Comme nous l'avons mentionné précédemment, la rupture d'une barre de la cage rotorique ne doit induire qu'une seule composante dans le spectre basse fréquence du courant statorique. Les autres composantes étant dues à l'interaction de la vitesse avec les champs tournants inverses présents dans l'entrefer de la machine.

Nous venons de montrer que les composantes de fréquence $(1 \pm 2kg)f$ présentes dans le spectre du courant statorique peuvent être utilisées pour la détection d'une ou de plusieurs barres rotoriques cassées. La rupture d'une portion de l'anneau de court-circuit peut être aussi détectée en utilisant ces composantes car, tout comme la rupture d'une barre de la cage, ce

défaut rotorique induit lui aussi un champ tournant inverse de fréquence $2gf$ dans l'entrefer de la machine asynchrone, produisant ainsi les mêmes composantes dans le spectre fréquentiel du courant statorique.

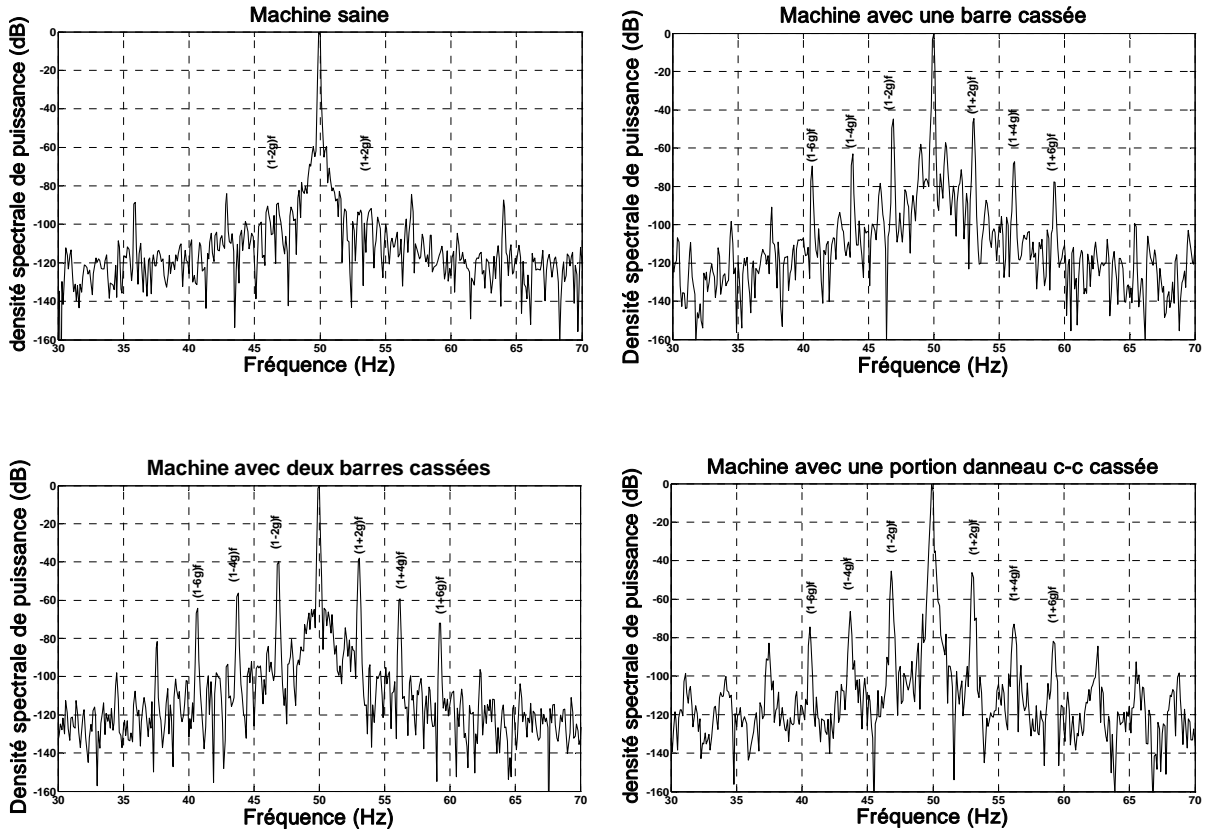


Fig V.9. Densité spectrale de puissance du courant statorique [30-70]Hz

L'évaluation des amplitudes de rang $(1 \pm 2kg)f$ nous permet de différencier également le degré des défauts.

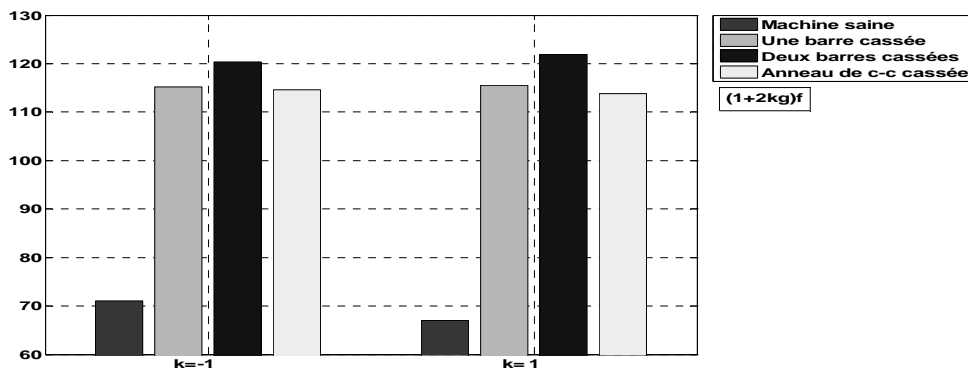


Fig V.10. Variation des amplitudes des harmoniques $(1 \pm 2kg)f$. (Simulation)

De la **Fig V.10**, on constate l'augmentation progressive des amplitudes des composantes $(1 \pm 2kg)f$ en fonction du degré des défauts (une barre cassée, deux barres cassées et une portion d'anneau de court-circuit cassée) dans la cage rotorique de la machine asynchrone.

V.2.1.2. Analyse des spectres dans la plage [200-700] Hz

La rupture d'une barre de la cage rotorique fait apparaître des composantes dans la partie haute fréquence du spectre du courant statorique. En effet, Deleroi [52] a démontré, par une analyse relativement complexe, que l'apparition d'un tel défaut induit des composantes additionnelles dans le spectre fréquentiel du courant aux fréquences données par la relation :

$$f_\nu = (\nu(1 - g) \pm g)f \quad \text{Avec } \nu = 5,7,11,13,\dots \quad (\text{V.2})$$

Ces composantes, tout comme la composante à $(1 - 2kg)f$, n'apparaissent que lorsque la cage rotorique de la machine asynchrone présente un défaut. Dans la suite de notre étude, les composantes correspondant à ces fréquences seront appelées "composantes principales" de l'harmonique $\nu(5,7,11,13,\dots)$ et seront notées par $C_{p\nu}$.

Nous représentons sur les **Figs V.11, V.12, V.13, V.14** les spectres fréquentiels des courants statoriques des différentes machines (saine, avec une barre cassée, avec deux barres cassées et avec une portion de l'anneau de court-circuit cassée) dans la bande de fréquence [200-700] Hz.

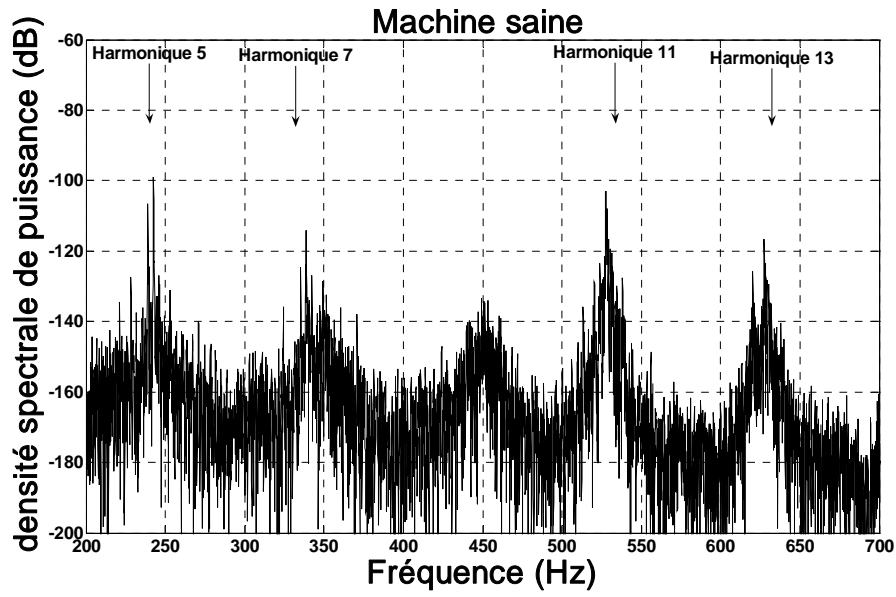


Fig V.11. Spectre du courant statorique [200-700] Hz
(Machine saine)

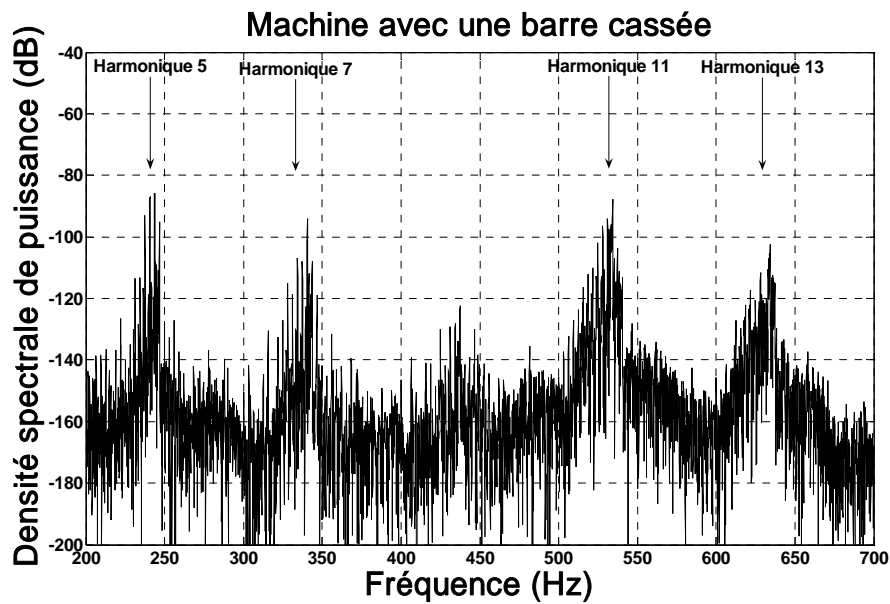


Fig V.12. Spectre du courant statorique [200-700] Hz
(Une barre cassée)

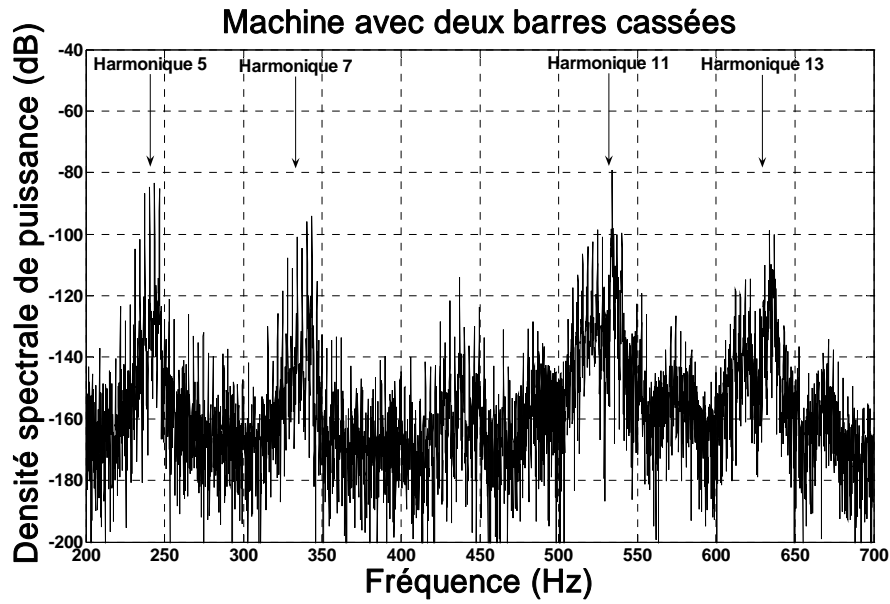


Fig V.13. Spectre du courant statorique [200-700] Hz
(Deux barres cassées)

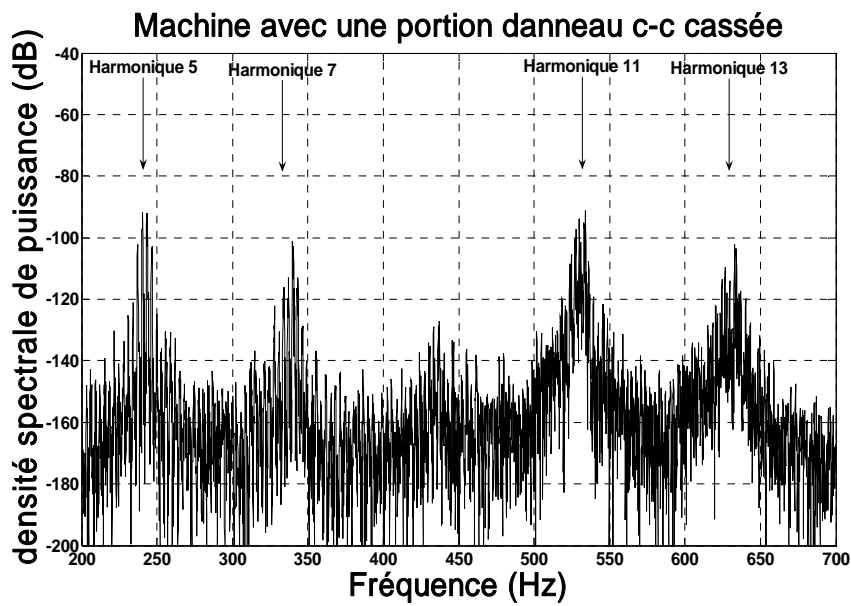


Fig V.14. Spectre du courant statorique [200-700] Hz
(Une portion de l'anneau de court-circuit cassée)

Nous remarquons pour la machine saine que seules les composantes principales C_{pv} sont présentes dans le spectre du courant statorique.

Si nous effectuons un zoom sur la partie fréquentielle où se situe les composantes principales de l'harmonique 5 (Fig V.15 machine avec une barre cassée), nous nous apercevons que toutes les fréquences additionnelles sont espacées les unes des autres de $2gf$, ceci vérifie aussi sur les harmoniques 7,11 et 13.

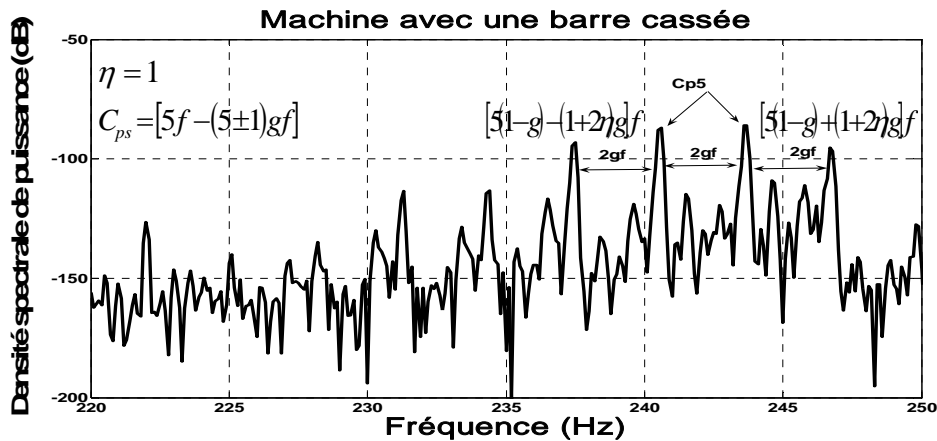


Fig V.15. Densité spectrale de puissance du courant statorique [200-250] Hz (Simulation)

Par conséquent nous devons compléter l'Eq. (V.2) par un terme permettant de tenir compte de ces harmoniques car ils sont aussi significatifs de la présence d'un défaut au sein de la cage rotorique de la machine. Cette nouvelle équation est :

$$f_v = (\nu(1 - g) \pm (1 + 2\eta)g)f$$

$$\nu = 5,7,11,13,\dots \quad \text{et} \quad \eta = 0,1,2,3,\dots$$

Le suivi de l'amplitude de ces composantes (principales et additionnelles) peut apporter un complément d'information sur l'état de la cage rotorique de la machine. Si nous notons une augmentation significative de l'amplitude de ces composantes, nous pouvons considérer qu'un défaut est apparu au sein de la cage d'écureuil de la machine asynchrone.

D'après les figures précédentes, On remarque que plus le nombre de barres cassées augmente plus l'amplitude de ces composantes (principales et additionnelles) augmente.

Les valeurs des différentes amplitudes des $(1 \pm 2g)f$ et $\nu f - (\nu \pm 1)gf$ sont répertoriées dans les Tableaux suivants.

Harmonique	Fréquences	Fréquences (Hz)	Amplitudes (dB)
1	$(1 \pm 2g)f$	47 ; 53	-89 ; -93
5	$5f - (5 \pm 1)gf$	239.2 ; 242.7	-110 ; -99.3
7	$7f - (7 \pm 1)gf$	339 ; 342.6	-120 ; -136.3
11	$11f - (11 \pm 1)gf$	532 ; 534.5	-122 ; -129
13	$13f - (13 \pm 1)gf$	628.6 ; 632	-128 ; -132

Table V.1. Analyse spectrale du courant statorique (machine saine)

Harmonique	Fréquences	Fréquences (Hz)	Amplitudes (dB)
1	$(1 \pm 2g)f$	46.8 ; 53.2	-44.8 ; -44.5
5	$5f - (5 \pm 1)gf$	240.5 ; 24.6	-86.8 ; -85.9
7	$7f - (7 \pm 1)gf$	337.4 ; 340.5	-108 ; -94.15
11	$11f - (11 \pm 1)gf$	531.1 ; 534.2	-94.2 ; -87.81
13	$13f - (13 \pm 1)gf$	629 ; 632	-118.7 ; -120

Table V.2. Analyse spectrale du courant statorique (machine avec une barre rotorique cassée)

Harmonique	Fréquences	Fréquences (Hz)	Amplitudes (dB)
1	$(1 \pm 2g)f$	46.9 ; 53.1	-39.7 ; -38.1
5	$5f - (5 \pm 1)gf$	240.5 ; 243.6	-84.5 ; -81.4
7	$7f - (7 \pm 1)gf$	337.3 ; 340.4	-100.55 ; -87.84
11	$11f - (11 \pm 1)gf$	529 ; 534	-80 ; -79.12
13	$13f - (13 \pm 1)gf$	630.7 ; 633.9	-110 ; -99

Table V.3. Analyse spectrale du courant statorique (machine avec deux barres rotoriques cassées)

Harmonique	Fréquences	Fréquences (Hz)	Amplitudes (dB)
1	$(1 \pm 2g)f$	46.8 ; 53.2	-45.48 ; 46.2
5	$5f - (5 \pm 1)gf$	240.5 ; 243.4	-91.7 ; -92.1
7	$7f - (7 \pm 1)gf$	337.3 ; 339.9	-113 ; -101.1
11	$11f - (11 \pm 1)gf$	530 ; 533	-93.7 ; -95.2
13	$13f - (13 \pm 1)gf$	629.6 ; 632.6	-114 ; -102

Table V.4. Analyse spectrale du courant statorique (machine avec une portion de l'anneau de court-circuit cassée)

V.2.2. Diagnostic par l'analyse des actions synchrones et asynchrones

V.2.2.2. Action asynchrone

Nous présentons (**Figs V.16, V.17, V.18, V.19**) les caractéristiques couple-vitesse pour un fonctionnement sain et pour un fonctionnement défaillant (une barre cassée, deux barres cassées et avec une portion de l'anneau de court-circuit cassée) entre une plage de vitesse (-1 et 1) P.U. La comparaison avec le couple fondamental montre que l'effet des harmoniques d'espace est faible pour le fonctionnement normal de la machine. Cette influence tend à diminuer le couple lors du démarrage et à l'augmenter lors du freinage.

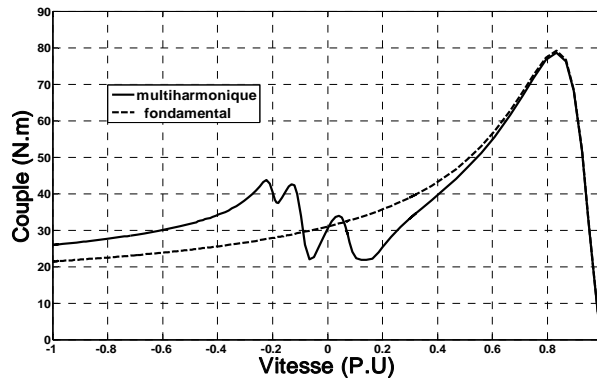


Fig V.16. Caractéristiques couple-vitesse : Machine saine

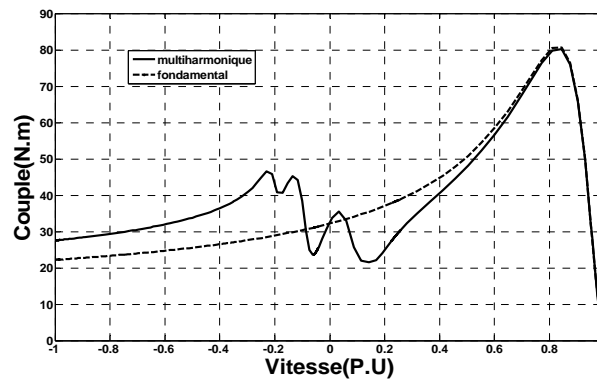


Fig V.17. Caractéristiques couple-vitesse : Une barre cassée

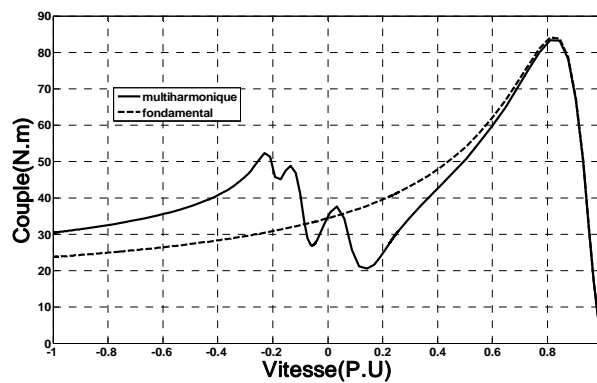


Fig V.18. Caractéristiques couple-vitesse : Deux barres cassées

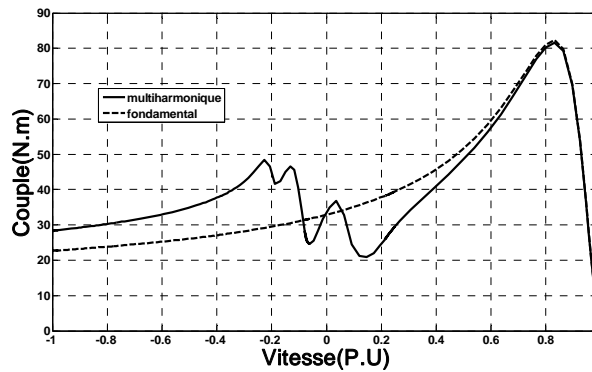


Fig V.19. Caractéristiques couple-vitesse : Une portion de l'anneau de court-circuit cassée

Les Figs V.20 et V.21 montrent la comparaison entre les différentes caractéristiques couple-vitesse. On constate une légère augmentation du couple électromagnétique et qui est due à la présence de défaut dans la cage de la machine

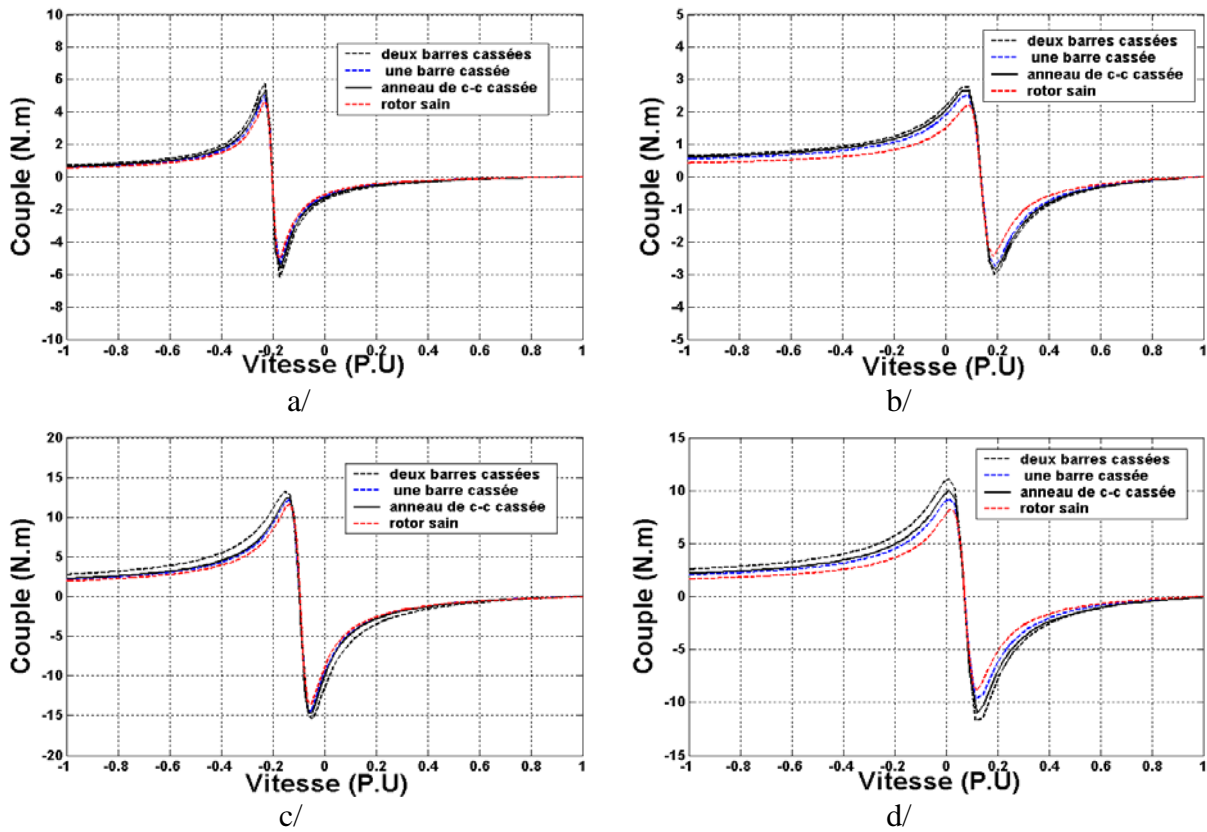
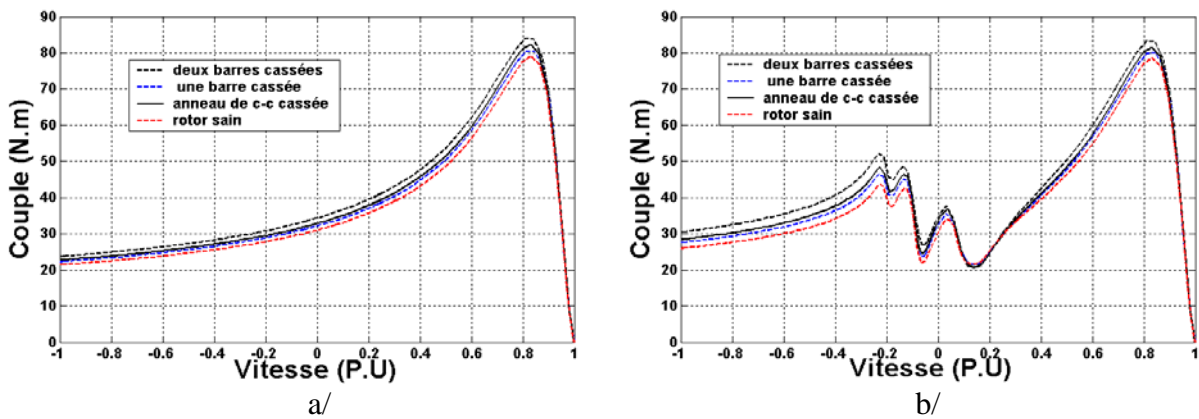


Fig V.20. Caractéristiques couple-vitesse dues aux harmoniques d'espace
 a/ 5^{ème} harmonique d'espace, b/ 7^{ème} harmonique d'espace,
 c/ 11^{ème} harmonique d'espace, d/ 13^{ème} harmonique d'espace



Figs V.21. Comparaison des caractéristiques couple-vitesse
 a/ le fondamental, b/ avec harmoniques d'espace

Si on effectuant un zoom dans la zone au voisinage du couple maximal, on observe de façon claire une augmentation du couple maximal en fonction du nombre de barres cassées.

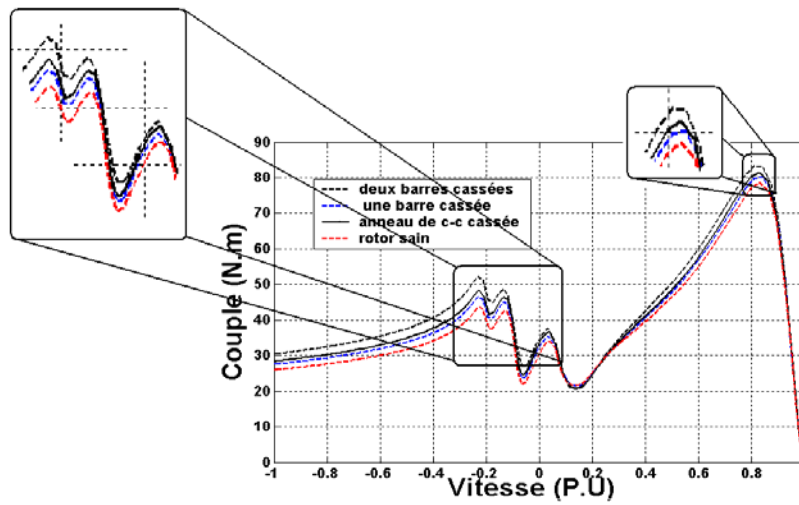


Fig V.22. Caractéristiques couple-vitesse

Harmonique Machine	Couple maximal (N.m)				
	1	5	7	11	13
Saine	79.14	4.60	2.20	11.60	8.20
1 barre cassée	80.71	5	2.50	12.20	9.25
2 barres cassées	84.10	5.80	2.80	13.30	11.15
anneau de c-c cassée	82.30	5.30	2.60	12.50	10.10

Table V.5. Couples maximaux

Nous avons noté une légère augmentation dans la valeur du couple maximal de la machine. Par conséquent, si nous notons une augmentation dans la valeur du couple maximal, nous pouvons considérer qu'un défaut est apparu au sein de la cage d'écureuil de la machine asynchrone.

V.2.2.3. Action synchrone

La Fig V. 23 représente, pour les différentes machines utilisées, l'effet du couple parasite synchrone produit par les harmoniques d'espace sur la caractéristique couple-vitesse.

L'interaction entre le 13^{ème} harmonique d'espace et le 1^{er} harmonique d'espace (fondamental) produit un couple parasite synchrone (Table IV.1). La superposition sur la caractéristique du fondamental donne la caractéristique couple-vitesse totale représentée Fig V.24

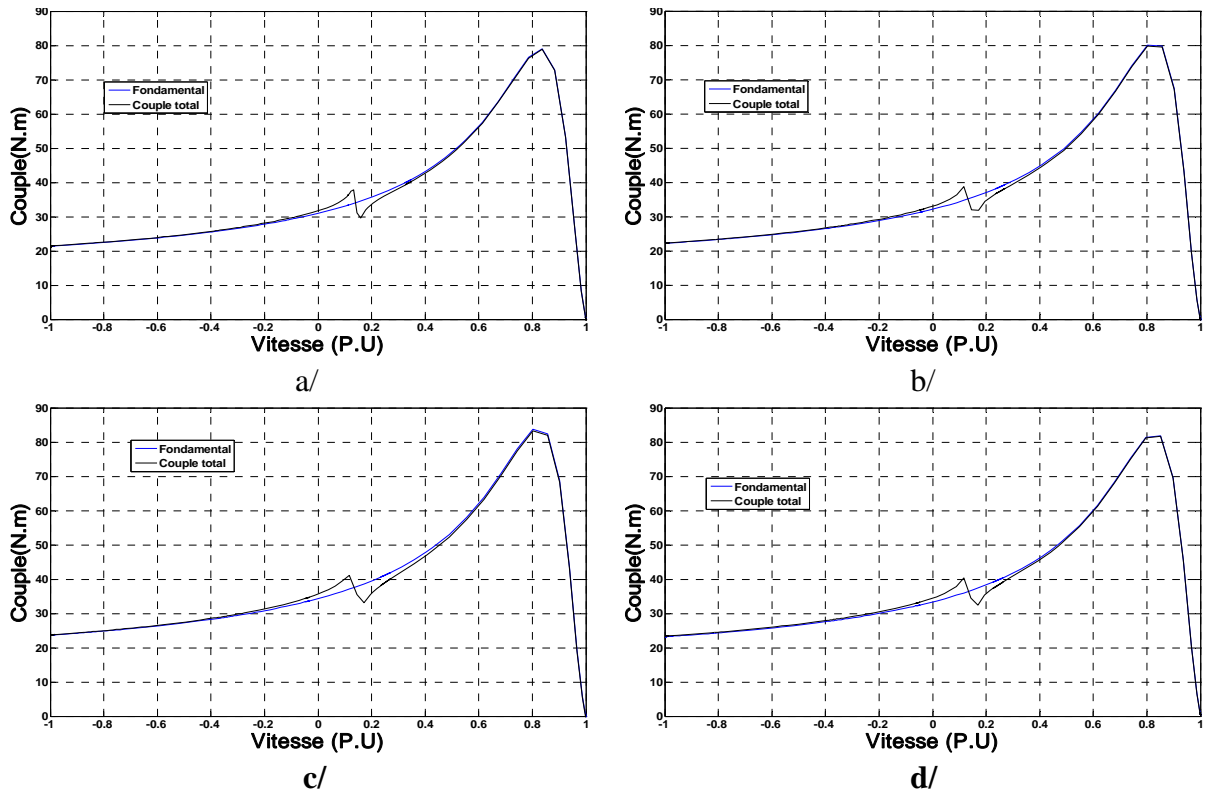


Fig V.23. Caractéristiques couple-vitesse
a/machine saine, b/ avec une barre cassée,d/ deux barres cassées, d/ portion d'anneau de c-c cassée

La Fig V.24 représente une comparaison entre les caractéristiques couple-vitesse totales et les fondamentaux pour les différentes machines utilisées.

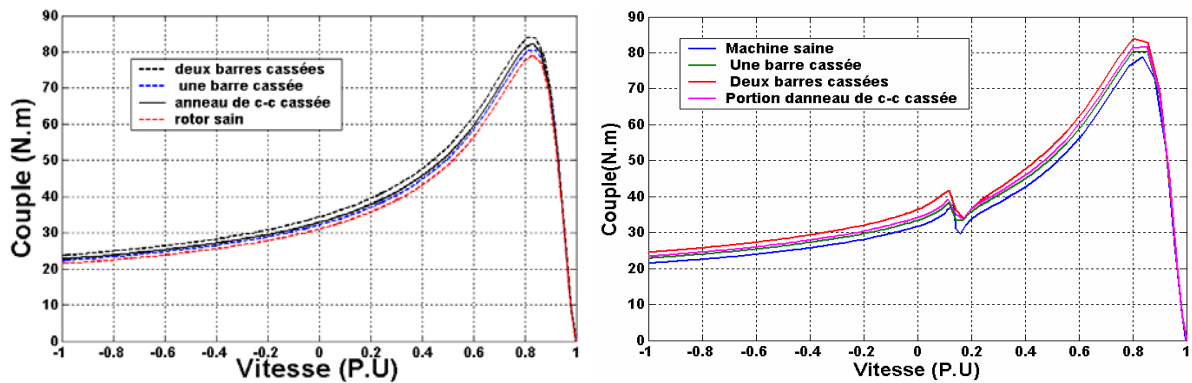


Fig V.24. Comparaison des caractéristiques couple-vitesse

On remarque qu'à chaque fois que le nombre de barres augmente, la valeur du couple augmente. On constate que la valeur du couple dépend du nombre de barres cassées.

Cette méthode paraît être efficace pour son utilisation dans le domaine du diagnostic de défaut rotorique car elle montre clairement la variation des différentes caractéristiques en fonction du défaut rotorique.

V.3. Résultats expérimentaux

Pour tester la méthode de diagnostic proposée, notre Laboratoire (Laboratoire de Recherche en Electrotechnique <http://lre.enp.edu.dz>) s'est doté d'un banc d'essais et de mesures composé de quatre machines asynchrones de 4 kW (saine, avec une barre cassée, avec deux barres cassées et avec une portion de l'anneau de court-circuit cassée), à deux paires de pôles et d'une machine à courant continu de puissance adaptée. La machine asynchrone saine fonctionne avec une cage rotorique de 28 barres en Aluminium coulé. La vitesse nominale rotorique de cette machine est de 1435 tr/min. Les photos et la description totale du banc sont données dans l'**Annexe A** de notre présent mémoire. Les deux signaux (courant statorique et tension simple) sont prélevés simultanément grâce à une carte spécifique. L'échantillonnage des signaux peut être effectué jusqu'à 200 kHz. Pour notre analyse, nous avons choisi une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz et un nombre de points égal à 100000 valeurs. L'alimentation de la machine peut se faire soit par le réseau triphasé (notre cas), soit par un variateur de vitesse commandé en U/f. La **Fig V.25** représente le synoptique du banc d'essais et de mesures réalisés.

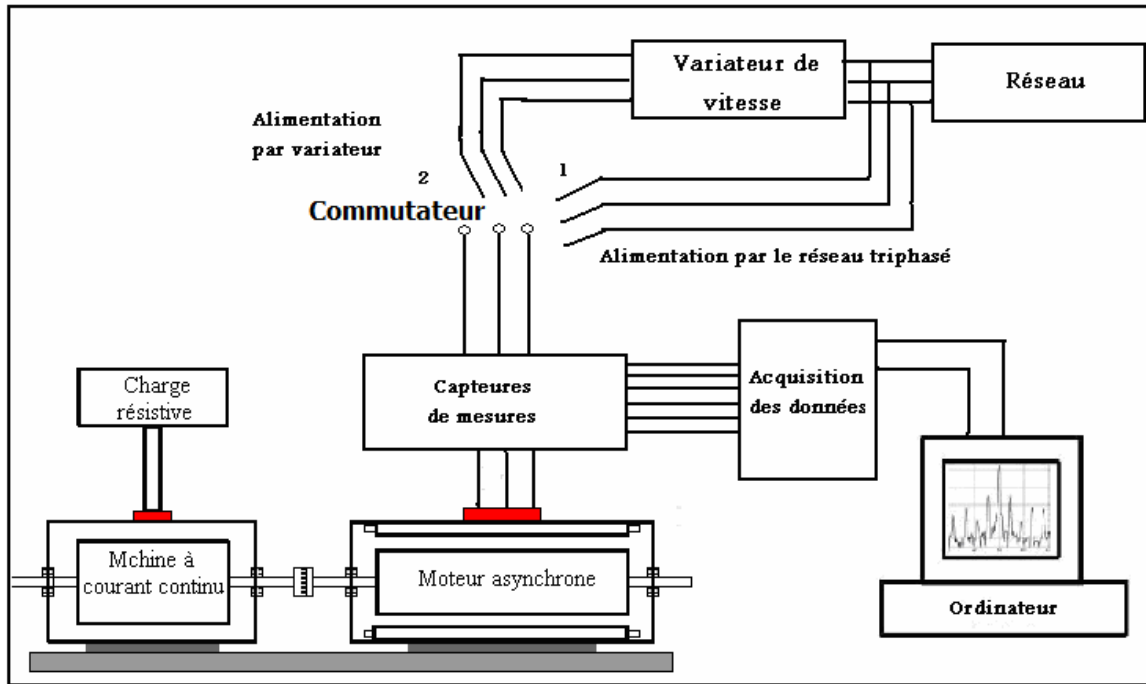


Fig V.25. Banc d'essais pour le diagnostic de défaut de la machine asynchrone a cage d'écureuil.

Les **Figs V.26 et V.26** représentent les relevés expérimentaux du courant statorique par phase en régime permanent et en régime transitoire de la machine asynchrone saine et en présence de défaut (barre cassée, deux barres cassées et une portion de l'anneau de court-circuit cassée).

Les **Figs V.28, V.29, V.30, V.31** représentent les densités spectrales de puissance des courants statoriques par phase pour la machine asynchrone respectivement saine, une barre cassée, deux barres cassées et avec une portion de l'anneau de court-circuit cassée dans la plage de fréquence entre [0-700] Hz.

Les **Figs V.32 et V.33, V.34, V.35 et V.36** représentent respectivement les densités spectrales de puissance du courant statorique par phase de la machine asynchrone à cage saine et en présence de défaut dans la plage fréquentielle [30 - 70] Hz et [200 - 700] Hz.

Dans la méthode de diagnostic étudiée, les amplitudes de $(1 \pm 2kg)f$ et $(1-g) \pm (1+2\eta)g)f$ de la machine saine sont utilisées comme références pour diagnostiquer la présence d'une anomalie au rotor de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Une augmentation de la valeur de ces composantes signifiera la présence d'une asymétrie plus importante due à la présence d'une barre(s) cassée(s) ou une portion de l'anneau de court-circuit cassée au niveau de la cage rotorique.

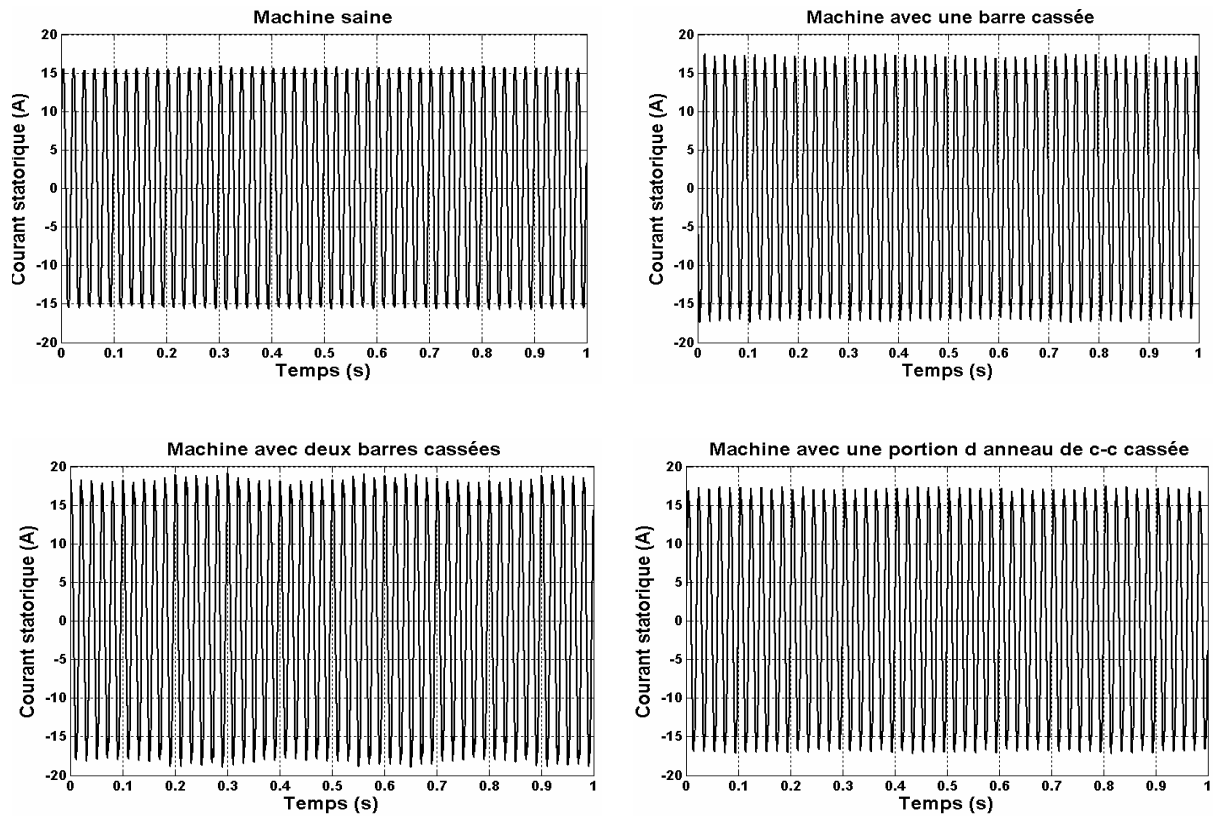


Fig V.26. Courant statorique (Régime permanent)

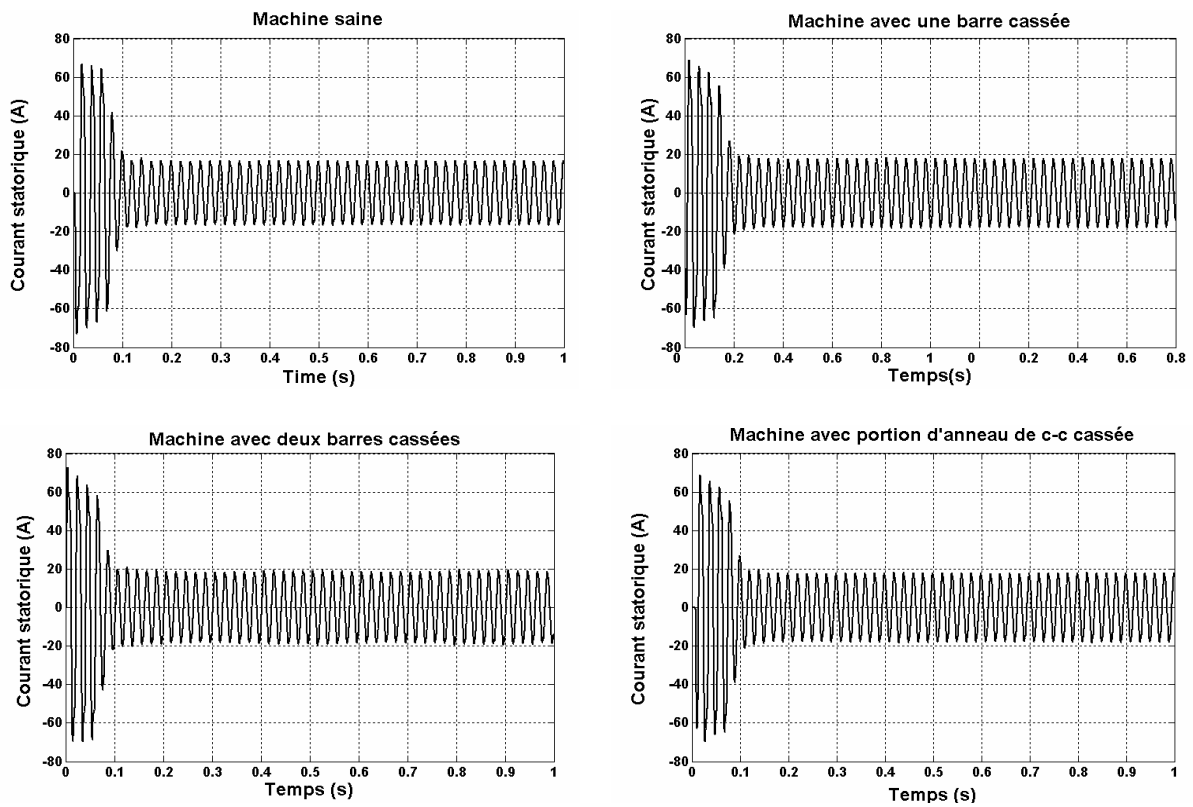


Fig V.27. Courant statorique (Régime transitoire)

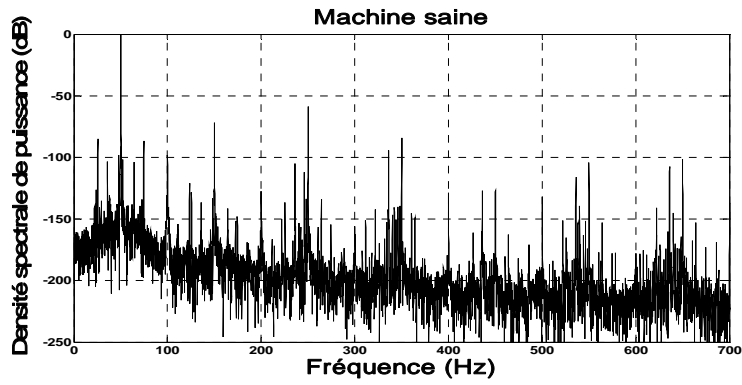


Fig V.28. Spectre du courant statorique : Machine saine

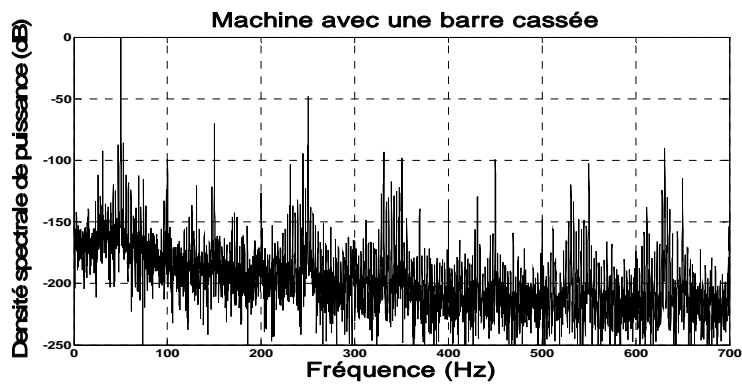


Fig V.29. Spectre du courant statorique : Une barre cassée

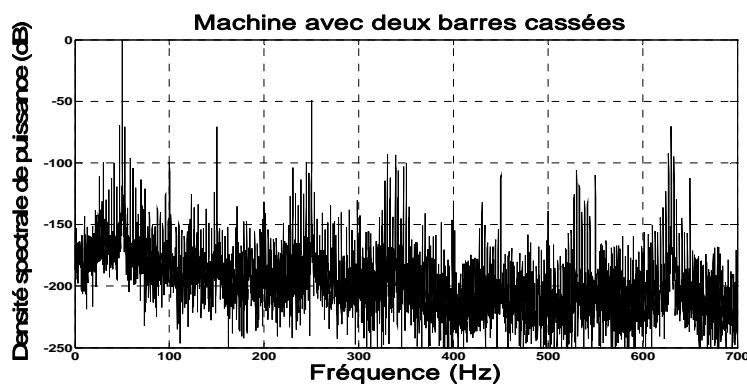


Fig V.30. Spectre du courant statorique : Deux barres cassées

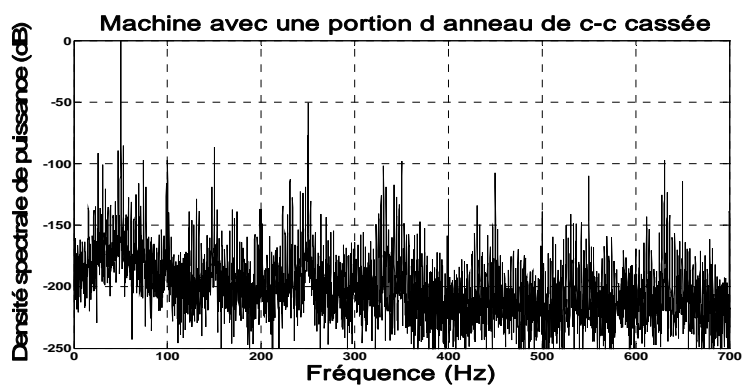


Fig V.31 Spectre du courant statorique : Une portion de l'anneau de c-c cassée.

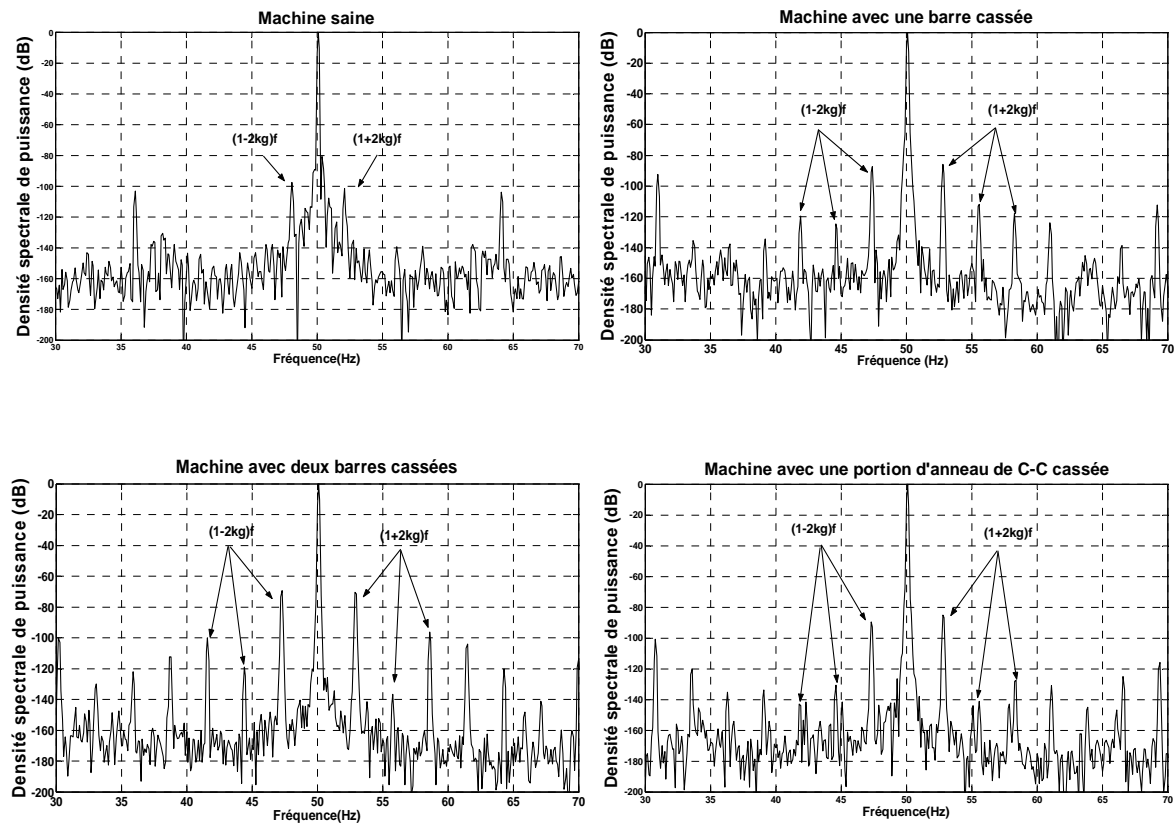


Fig V.32. Densité spectrale de puissance du courant statorique [30-70] Hz (Expérimental)

La **Fig V.32** (Machine saine) représente le spectre du courant statorique d'une phase de la machine asynchrone dans la plage fréquentielle [30 - 70] Hz. Nous pouvons remarquer que, pour ce mode de fonctionnement, il existe, dans ce spectre fréquentiel, des composantes de faibles amplitudes de fréquence $(1 \pm 2k) f$. L'apparition de ce type de composantes, lorsque la machine fonctionne avec un rotor sain, s'explique par la présence d'une faible asymétrie rotorique. Une machine électrique n'étant évidemment pas parfaite, il existe sur tout type de machines, des phénomènes provoquant ce genre de perturbations. Comme cette asymétrie induit une légère modification de la distribution du flux magnétique dans l'entrefer de la machine, le spectre fréquentiel du courant statorique contient des composantes de faibles amplitudes dont les fréquences sont identiques à celles créées par une rupture de barre.

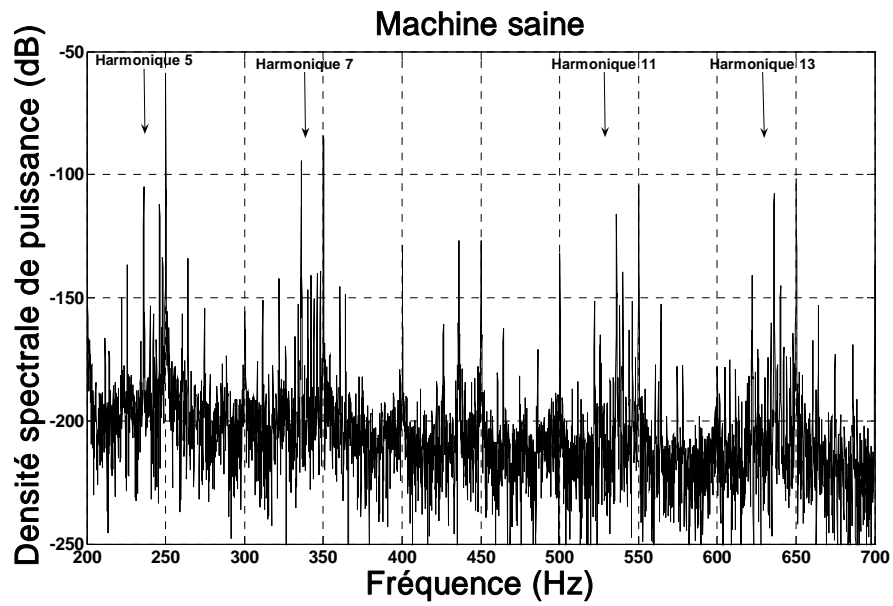


Fig V.33. Spectre du courant statorique [200-700] Hz
(Machine saine)

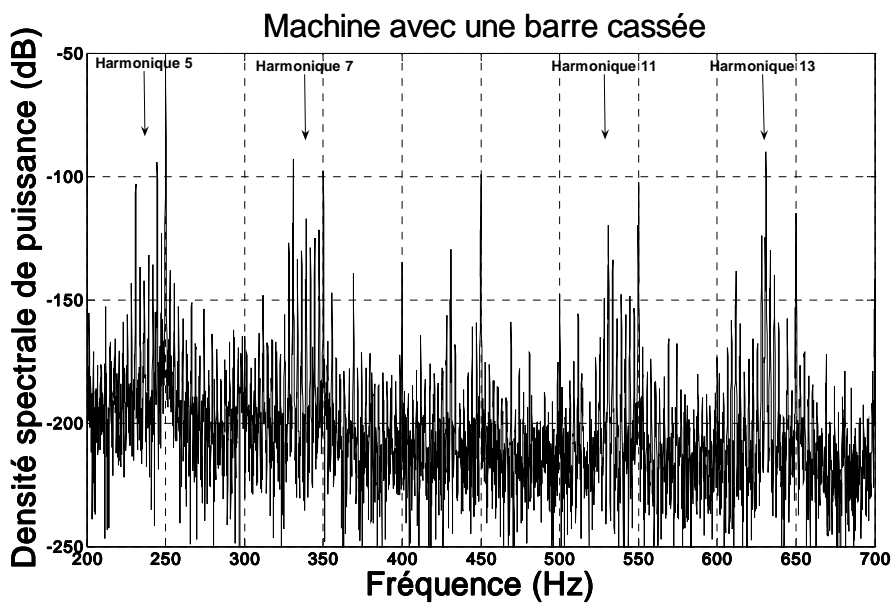


Fig V.34. Spectre du courant statorique [200-700] Hz
(Une barre cassée)

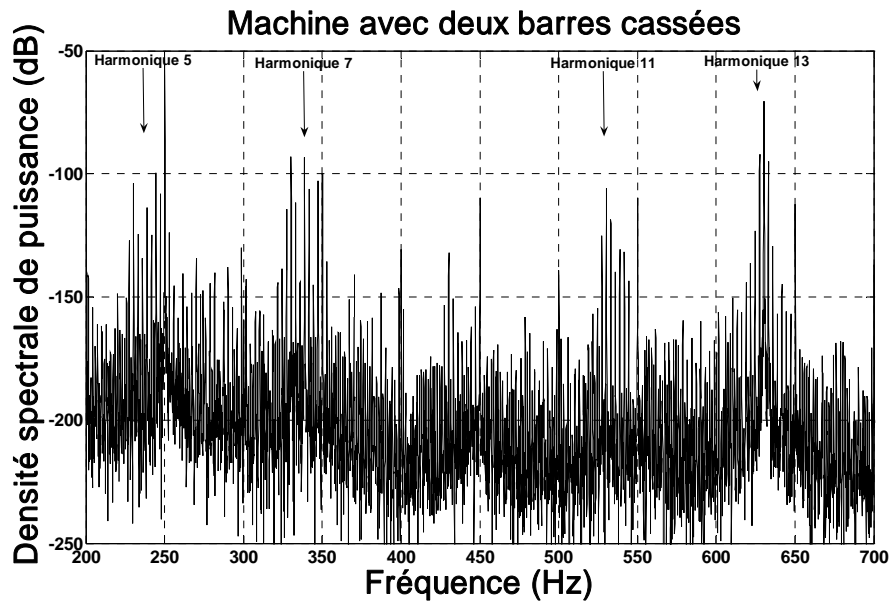


Fig V.35. Spectre du courant statorique [200-700] Hz
(Deux barres cassées)

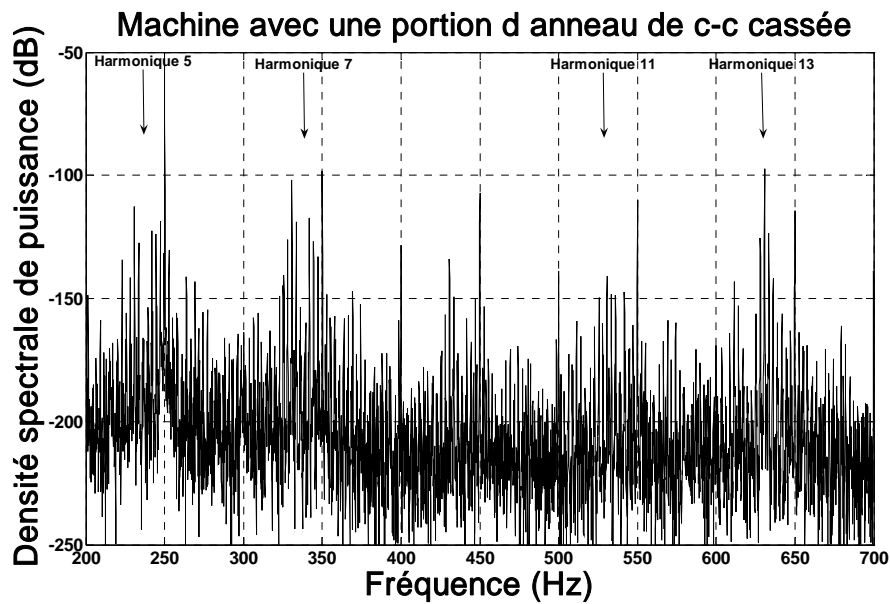


Fig V.36. Spectre du courant statorique [200-700]
(Une portion de l'anneau de court-circuit cassée)

Si nous reprenons la **Fig V.37**, nous pouvons remarquer qu'une composante de l'harmonique 5 a pour fréquence $(5(1-g) + 5g)f = 250\text{Hz}$. Nous savons qu'en plus des composantes harmoniques générées par le bobinage statorique, le spectre du courant statorique contient les composantes harmoniques des trois tensions d'alimentation dont les fréquences sont un multiple entier impair de 50 Hz (150 Hz, 250 Hz, 350 Hz, ...). Par conséquent, nous retrouvons à la même fréquence une composante créée par l'harmonique d'espace 5 et une composante créée par les tensions d'alimentation. Au final, ce sont les harmoniques de ces tensions qui apparaissent dans le spectre fréquentiel étant donné qu'ils ont une influence plus importante sur le courant statorique.

Les composantes principales, sont des composantes de l'harmonique d'espace 5 (**Fig V.38**). Deux autres harmoniques additionnelles à fréquence $2gf$ apparaissent de façon symétrique par rapport aux composantes principales traduisant ce défaut au rotor (une barre cassée).

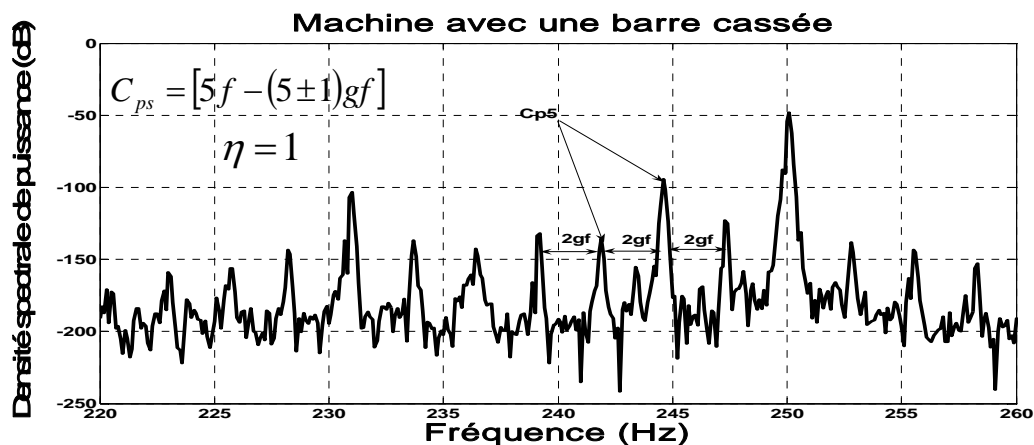


Fig V.37. Densité spectrale de puissance du courant statorique [220-260] Hz

Nous avons analysé l'influence de défaut sur les harmoniques d'espaces présents dans le spectre du courant statorique. Les résultats obtenus ont permis de montrer que l'analyse de l'amplitude de ces harmoniques d'espace donnait une information supplémentaire et non négligeable pour le diagnostic de défauts rotorique.

- Les valeurs des différentes amplitudes des $(1 \pm 2g)f$ et $\nu f - (\nu \pm 1)gf$ sont répertoriées dans les Tableaux suivants :

Harmonique	Fréquences	Fréquences (Hz)	Amplitudes (dB)
1	$(1 \pm 2g)f$	47.7 ; 52.3	-90.8 ; -102.4
5	$5f - (5 \pm 1)gf$	240.1 ; 242.1	-143.6 ; -130.4
7	$7f - (7 \pm 1)gf$	340.1 ; 342.1	-146.8 ; -141
11	$11f - (11 \pm 1)gf$	532.3 ; 534.2	-183.6 ; -182
13	$13f - (13 \pm 1)gf$	630.2 ; 632.3	-183 ; -174.5

Table V.6. Analyse spectrale du courant statorique (machine saine)

Harmonique	Fréquences	Fréquences (Hz)	Amplitudes (dB)
1	$(1 \pm 2g)f$	47.1 ; 52.9	-87.2 ; -85.5
5	$5f - (5 \pm 1)gf$	241.9 ; 244.6	-134.8 ; -94.4
7	$7f - (7 \pm 1)gf$	339.2 ; 341.9	-117.2 ; -127.8
11	$11f - (11 \pm 1)gf$	531 ; 533.8	-120 ; -140.1
13	$13f - (13 \pm 1)gf$	628.2 ; 631	-125 ; -99

Table V.7 : Analyse spectrale du courant statorique (machine avec une barre rotorique cassée)

Harmonique	Fréquences	Fréquences (Hz)	Amplitudes (dB)
1	$(1 \pm 2g)f$	47.2 ; 52.8	-69.5 ; -70.6
5	$5f - (5 \pm 1)gf$	241.6 ; 244.5	-124.8 ; -90.8
7	$7f - (7 \pm 1)gf$	338.7 ; 341.7	-94 ; -106
11	$11f - (11 \pm 1)gf$	533.2 ; 536	-118.6 ; -133.8
13	$13f - (13 \pm 1)gf$	630.4 ; 633.3	-70 ; -95

Table V.8. Analyse spectrale du courant statorique (machine avec deux barres rotoriques cassées)

Harmonique	Fréquences	Fréquences (Hz)	Amplitudes (dB)
1	$(1 \pm 2g)f$	47.1 ; 52.9	-89.6 ; -85.2
5	$5f - (5 \pm 1)gf$	241.5 ; 244.5	-122.6 ; -124
7	$7f - (7 \pm 1)gf$	341.8 ; 344.5	-117.38 ; -124
11	$11f - (11 \pm 1)gf$	533.3 ; 536.3	-148.3 ; -148.75
13	$13f - (13 \pm 1)gf$	630.6 ; 633.4	-97.24 ; 123.5

Table V.9. Analyse spectrale du courant statorique (machine avec une portion de l'anneau de court-circuit cassée)

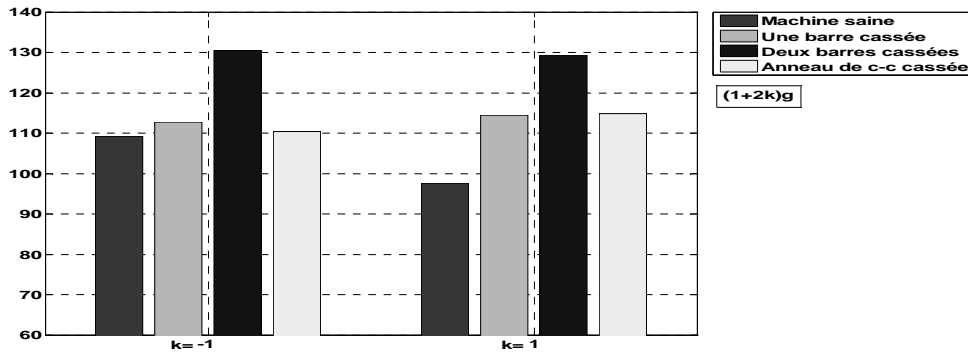


Fig V.38. Variation des amplitudes des harmoniques $(1 \pm 2g)f$.
(Expérimental)

La **Fig V.38** représente la variation des amplitudes des harmoniques $(1 \pm 2g)f$ en fonction du défaut rotorique. On remarque, de façon claire, l'augmentation des amplitudes en fonction de l'importance du défaut au niveau de la cage rotorique.

Plus le nombre de barres cassées augmente plus l'amplitude de ces composantes augmente. Ces résultats expérimentaux confirment la validité du modèle proposé suite à leur comparaison avec ceux obtenus par simulation.

V.3.1. Effet du raccourcissement du pas de bobinage statorique sur les harmoniques d'espace en fonction des défauts électriques au rotor

La distribution non sinusoïdale de la force magnétomotrice ainsi que la présence d'encoches et de dents entraînent donc l'apparition d'harmoniques d'espace qui se propagent dans l'entrefer sous la forme d'ondes. Ces ondes généreront des efforts radiaux tournants susceptibles de provoquer des vibrations. Plusieurs techniques permettent de réduire ces perturbations. La plus rencontrée est le raccourcissement de pas.

Pour éliminer les harmoniques 5 ou 7, il faut déterminer le pas d'enroulement par l'expression : [43]

$$y = \tau \left(1 - \frac{1}{\nu} \right)$$

y : Pas enroulement.

τ : Pas polaire.

ν : L'harmonique à éliminé.

Pour éliminer le 5^{ème}, $\frac{y}{\tau} = 1 - \frac{1}{5} = \frac{4}{5}$.

Pour éliminer le 7^{ème}, $\frac{y}{\tau} = 1 - \frac{1}{7} = \frac{6}{7}$.

Pour éliminer le 11^{ème}, $\frac{y}{\tau} = 1 - \frac{1}{11} = \frac{10}{11}$.

Pour éliminer le 13^{ème}, $\frac{y}{\tau} = 1 - \frac{1}{13} = \frac{12}{13}$.

Pour réduire les 5^{ème} et 7^{ème} harmoniques d'espace, on effectue un raccourcissement de 5/6 (cas des prototypes utilisés)

Pour réduire simultanément les 11^{ème} et 13^{ème} harmoniques d'espace, on effectue un raccourcissement de 11/12. On peut également procéder au même calcul pour les harmoniques supérieures d'ordre 17 et 19 (quoique sans intérêt physique).

Les harmoniques 5 et 7 sont réduits (par construction). Leurs augmentations en amplitude en fonction des défauts sont relativement faible **Figs V.39 et V.40**. Par contre, les harmoniques 11 et 13 qui ne sont pas réduits par le raccourcissement du pas augmentent fortement en amplitude et en fonction du défaut, **Figs V.41 et V.42**

Exemple sur la **Fig 42** la différence en amplitude sur l'harmonique 13 d'une machine saine avec celui d'une machine avec deux barres cassées au rotor est de l'ordre de 80db.

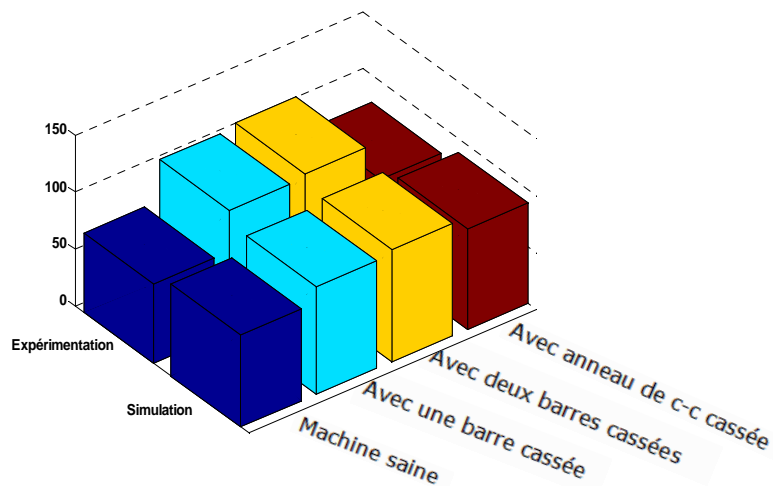


Fig V.39. Comparaison des amplitudes pour l'harmonique 5 ($5f - (5-1)gf$)

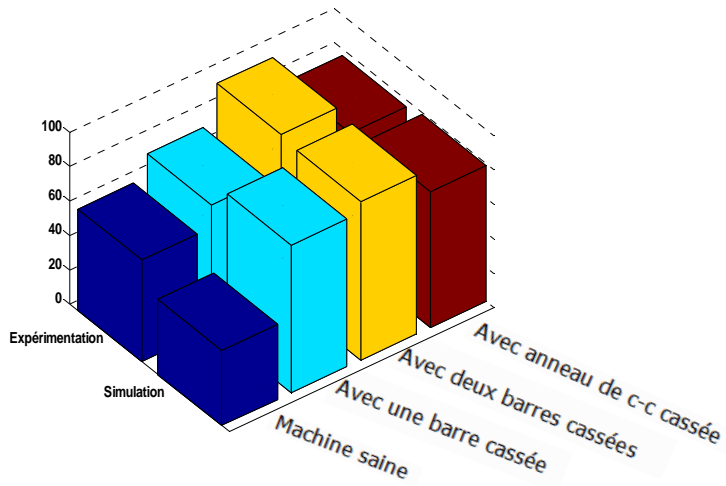


Fig V. 40. Comparaison des amplitudes pour l'harmonique 7 ($7f - (7-1)gf$)

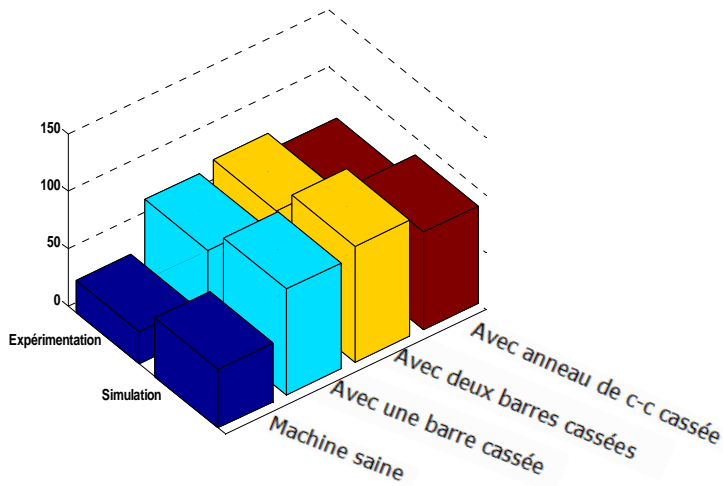


Fig V. 41. Comparaison des amplitudes pour l'harmonique 11 ($11f - (11-1)gf$)

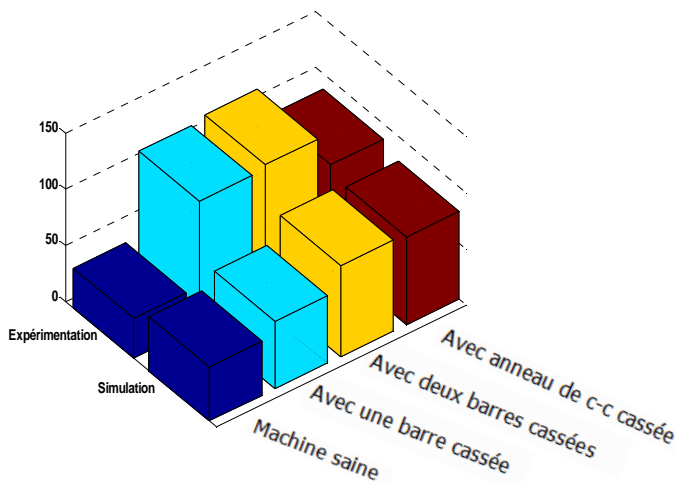


Fig V.42. Comparaison des amplitudes pour l'harmonique 13 ($13f - (13-1)gf$)

Conclusion

Dans ce dernier chapitre de notre mémoire de magister, nous avons présenté les grandeurs temporelles de la machine asynchrone à cage d'écureuil dans le domaine fréquentiel en utilisant la méthode d'analyse d'écrite dans le 2^{ème} chapitre. Cette approche nous a permis d'identifier les signatures fréquentielles causées par la rupture d'une ou de plusieurs barres de la cage rotorique. Il s'est avéré que la surveillance de l'amplitude des composantes de fréquence $(1 \pm 2kg)f$, présentes dans le spectre fréquentiel du courant statorique, permet de détecter la présence d'un défaut au niveau de la cage rotorique de la machine.

Nous avons ensuite analysé l'influence de défauts sur les harmoniques d'espaces présents dans le spectre du courant statorique. Les résultats obtenus ont permis de montrer que l'analyse de l'amplitude de ces harmoniques d'espace donnait une information supplémentaire non négligeable pour le diagnostic de défauts rotoriques. Les résultats obtenus en utilisant le modèle concordent avec les résultats expérimentaux. Ce modèle permet de révéler plus d'information sur l'état de la machine, il est possible d'effectuer une expertise de dégâts avec plus de précision.

Nous avons également utilisé une deuxième méthode qui est basée sur l'analyse des caractéristiques couple-vitesse de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Nous avons noté une augmentation de la valeur du couple maximal ce qui, par conséquent, permet de considérer qu'un défaut est apparu au sein de la cage d'écureuil de la machine asynchrone.

Conclusion Générale

Toutes les machines électriques, dans les applications industrielles, nécessitent une détection rapide et précoce de leurs défaillances, à cause de leurs utilisations fréquentes dans la plupart des domaines industriels. Alors la maintenance de ces machines justifie l'accent mis sur la recherche dans le diagnostic de défauts des entraînements électriques, notamment en vitesse variable. Le travail présenté traite donc de la modélisation et du diagnostic de défauts rotoriques et plus particulièrement des ruptures de barres pouvant survenir au sein de la cage d'écureuil des machines asynchrones.

Dans le premier chapitre, nous avons rappelé les éléments de constitution de la machine asynchrone afin de préciser les différents défauts pouvant survenir sur ceux-ci. Puis nous avons effectué une analyse des différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux.

Dans le deuxième chapitre nous avons cité quelques méthodes de diagnostic de défauts de la machine asynchrone. Parmi ces méthodes, nous avons constaté que les techniques de traitements de signal forment un outil important pour le diagnostic des défauts par la surveillance de l'amplitude de composantes spécifiques dans le spectre fréquentiel d'une grandeur mesurable

La troisième partie de ce travail concerne le développement d'un modèle permettant la simulation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Nous avons décrit la méthodologie qui nous a permis d'aboutir à la formulation des différentes équations régissant le système complet (circuits électriques magnétiquement couplés). Cette approche nous a permis d'étudier l'influence d'un défaut rotorique sur le comportement dynamique de la machine asynchrone.

Après avoir analysé les différents phénomènes créés par la machine sans et avec prise en compte des harmoniques d'espace sur les grandeurs temporelles de la machine, nous nous sommes intéressés plus particulièrement au développement d'une nouvelle méthode de diagnostic. Le quatrième chapitre a été consacré à la description d'une méthode qui permet d'analyser les effets des harmoniques d'espace (les actions synchrones et asynchrones) sur les performances de la machines asynchrone (caractéristiques couple-vitesse et courant-vitesse).

La simulation effectuée dans la dernière partie du travail a révélé les effets de ces défauts sur les différents signaux de la machine. Ce travail de recherche a été validé à travers différents essais expérimentaux. Les défauts au rotor causent des appels au niveau des signaux en régime transitoire et permanent (courant statorique, couple électromagnétique, vitesse de rotation, courant rotorique).

Enfin, le modèle décomposé de la machine asynchrone mis au point peut être utilisé pour un diagnostic détectant les effets des défauts en chaque régime de fonctionnement de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Ce travail non exhaustif évidemment. Pourrait donner lieu à des études complémentaires dans les directions suivantes :

1. Poursuivre plus en avant l'étude des défauts dans la machine, en particulier les défauts mécaniques et magnétiques.
2. diagnostic des défauts électriques et mécaniques un variateur de vitesse, considération des harmoniques d'espace et les harmoniques de temps

Mais le travail correspondant est plus que conséquent et nécessite, sans doute plusieurs autres travaux de recherches.

Bibliographie

- [1] E.SCHAEFFER. Diagnostic des machines asynchrones modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts. Thèse de doctorat. Université De Nantes 1999.
- [2] T. BOUMEGOURA. Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue de diagnostic. Thèse Doctorat, Ecole centrale de Lyon. Mars 2001.
- [3] N. Lahcène. Diagnostic de défauts au rotor d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Mémoire magister. LRE (<http://lre.enp.edu.dz>), Ecole Polytechnique d'Alger 2005.
- [4] H. Razik. Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance, état de l'art. Revue 3EI n°29, pages 48-52. Juin 2002.
- [5] J. Penman, H. G. Sedding, W. T. Fink. Detection and location of interturn's short circuits in the stator windings of operating motors. IEEE Trans. Energy conversion, vol.9, n°4, dec.1994.
- [6] M. Haidour. Diagnostic de la machine asynchrone. PFE, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Juin 2005.
- [7] Technique de l'Ingénieur. Moteur asynchrone. D3490, pages 2-6.
- [8] R.Casimir. Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des Thèse doctorat. Ecole centrale de Lyon. décembre 2003.
- [9] R. Casimir, E. Boutleux, G. Clerc and F. Chappuis. Comparative study of diagnosis Methods for induction motors. Ecole Centrale de Lyon.
- [10] G. Didier. Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy-I. Octobre 2004.
- [11] S. Bachir. Contribution au diagnostique de la machine asynchrone par estimation Paramétrique. Thèse de doctorat. Université de Poitiers. Décembre 2002.
- [12] .A. H. Bonnett and G. C. Soukup. Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28(4) :921_937, July/August 1992.
- [13] A. H. Bonnett. Root cause ac motor failure analysis with a focus on shaft failures IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36(5) :1435-1448 September/ October 2000.
- [14] J. Povinelli, F. Bangura, Diagnostics of Eccentricities and Bar/End-Ring Connector Breakages in Polyphase Induction Motors Through a Combination of Time-Series Data Mining and Time-Stepping Coupled FE–State-Space Techniques. IEEE Transactions On Industry Applications, VOL. 39, NO. 4, JULY/AUGUST 2003.
- [15] B. Ahcen. Diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage par la technique des ondelettes. Mémoire de Magister, LRE (<http://lre.enp.edu.dz>), Département de Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, Janvier 2007.

Bibliographie

- [16] S. Williamson & K. Mirzoian, Analysis of cage induction motors with stator winding faults, IEE Trans. on Power Apparatus and Systems, pp. 1838-1843, 1985.
- [17] B. Boashash. The Relationship Between Instantaneous Frequency and Time- Frequency Representations. IEEE Transactions on signal processing, pages 1458-1462, 1993.
- [18] B. Ristic. Kernel design for Time-Frequency signals analysis using the radon transform. IEEE Transactions on signal processing, pages 1996-2008, May 1993.
- [19] B. Yazici. An adaptative statistical time-frequency method for detection of broken rotor bars and bearing faults in motors using stator current. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35 :442_452, Mar./Apr. 1999.
- [20] W. J. Wang. Application of wavelets to gearbox vibration signals for fault detection. J. Sound Vib., Vol. 192(5) :927-939, 1996.
- [21] G. B. Kliman, R. A. Koegl, J. Stein, R. D. Endicott & M. W. Madden, Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors, IEEE Trans. on Energy Conversion, VOL. 03, NO. 04, pp. 873-879, Decembre 1988.
- [22] J. Salsona. Effects of rotor bar and end ring faults over the signals of a position estimation strategy for induction motors. IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 03, no. 04, pp. 873-879, Decembre 1988. Applications, 0-7803-7817, 2003.
- [23] M. H. Benbouzid, Induction motors' faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques. IEEE Transactions On Industry Applications, Vol.14, NO. 1, January 1999.
- [24] B. Raison. Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2000.
- [25] H. Henao, G. A. Capolino, and C. Martis. On the stray flux analysis for the detection of the three-phase induction machine faults. Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting, Vol. 2, 2003.
- [26] R. ABDELLI. « Perturbations Singulières Appliquées au Modèle de Machine Asynchrone Avec Défauts au Stator et au Rotor ». Mémoire de Magister, LRE (<http://lre.enp.edu.dz>), Département de Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, Juillet 2007.
- [27] M. Trzynadlowski and E. Ritchie. Comparative investigation of diagnostic media for induction motors : A case of rotor cage faults. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 47(5):1092-1099, October 2000.
- [28] S. F. Legowski, A. H. M. Sadrul Ula, and A. M. Trzynadlowski. Instantaneous power as a medium for the signature analysis of induction motors. IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 32(4), July/August 1996.
- [33] J. Lesenne, F. Notelet, and G. Séguier. Introduction à l'électrotechnique approfondie. Technique et Documentation, 1881.
- [34] H. Najjari. Monitoring and Diagnosis of Induction Motors Electrical Faults Using a Current Park's Vector Pattern Learning Approach. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 3, May/June 2000.

Bibliographie

- [35] J. Milimonfared, H. M. Kelk, S. Nandi, and H. A. Toliyat. A novel approach for broken-rotor-bar detection in cage induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35(5):1000-1006, Sept./Oct. 1999.
- [37] Nassar, N. A., "electromagnetic energy conversion in nm- winding double cylindrical structure in the presence of space Harmonics," *IEEE Trans., Power Apparatus and Systems*, Vol.PAS-87,1968,pp. 1099-1106.
- [38] Dunfield, J. C. and Barton, T. H., "Axis Transformation for Practical Machines" *IEEE Trans., Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-87, 1968, pp. 1346-1354.
- [39] Fudeh, H. R. and Ong, C. M., "modelling and Analysis of Induction machine Containing space harmonics, Pt. I, II and III *IEEE Trans., Power Apparatus and Systems*, Vol.PAS-102,n°8,pp. 2608-2628,Aug.1985.
- [40] G. Didier, H. Razik, A. Abed, and A. Rezzoug. On space harmonic model of a three phase squirrel cage induction motor for diagnosis purpose. *EPE-PEMC*, September 2002.
- [41] G. Didier, H. Razik, and A. Rezzoug. On the modelling of induction motor including the first space harmonics for diagnosis purposes. *International Conference on Electrical Machines*, August 2002.
- [42] G. Didier, H. Razik, and A. Rezzoug. An induction motor model including the first space harmonics for broken rotor bar. *Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting*, Vol. 2, 2001.
- [43] Touhami O. Notes de cours sur la construction des machines électriques. *Ecole Nationale Polytechnique Alger*, 1994 – 2008.
- [44] Touhami O., L. Nourreddine and Ibtouen R. Spectral Analysis for the Rotor Defects Diagnosis of an Induction Machine. *IEEE WSPI, International Workshop on Intelligent Signal Processing*, Faro (Portugal), pp. 183-187, 1-3 Sept. 2005.
- [45] Touhami O., L. Nouredine, R. Ibtouen and M. Fadel. Modeling of the Induction Machine for the Diagnosis of Rotor Defects. Part. I: An approach of magnetically coupled multiple circuit. *IEEE-IECON'2005. 32nd Annual Conference*, pp. 1580-1587, 6-10 Nov., 2005
- [46] Documentation Technique Electro – Industries "Compagnie Algerienne de fabrication de Moteurs Asynchrones (0,18kW ai 400kW) et Alternateurs (16kVA ai 180kVA)". *Complexe MEI BPJ17, Algeria*. 1984-2004.
- [47] D. Chafai. (agregation.doc adouane.electrotech) « Petit manuel à l'usage des agrégatifs préparant l'oral de modélisation stochastique ». Département de Mathématique, Laboratoire de Statistique et Probabilités, Université Paul Sabatier, Toulouse II, 2002.
- [48] S. Ibrir. (IntroductionAmatlab.adoua.electrotech) « Introduction à Matlab et Simulink ». Département de Génie de la Production Automatisée, Ecole de Technologie Supérieure, Université du Québec.
- [49] Casadevall. (matlab2.adoua.electrotech) « Introduction à Matlab ». Deug de Génie Mathématique et Informatique, I. U. P. Génie Mathématique et Informatique, Université Paris Dauphine, Oct 2002.

Bibliographie

- [50] Alger, P. L., induction machines, 2nd ed., Gordon and Breach Science Publishers, New York, 1970.
- [51] I. Boldea, S. A. Nasar. « The Induction Machine Handbook », CRC Press LLC, Chapter 10, 2002.
- [52] H. A. Toliyat and T. A. Lipo. Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 10(2) :241_247, 1995.

Description et Identification du Banc D'essai et Mesure

A.1 Description du banc d'essai et mesure

Les machines asynchrones à cage d'écureuil utilisées pour les différents essais expérimentaux sont des machines (saine, avec une barre cassée, deux barres cassés et avec une portion d'anneau de court circuit cassée) de 4Kw accouplée à une machine à courant continu, à deux paires de pôles, fabriquée par l'Entreprise Algérienne des Industries Electrotechniques Electro-Industries – AZAZGA. [46]

Nous présentons aux **Fig A.1** les rotors ayant respectivement une barre cassée, deux barres cassées et avec une portion d'anneau cassée. Nous avons décidé de percer les barres rotoriques à la jointure entre une barre et l'anneau de court-circuit car c'est à cet endroit de la cage que la rupture d'une barre est la plus probable (problèmes au niveau de la soudure entre les barres et les deux anneaux). La charge appliquée à la machine asynchrone est créée en connectant une caisse de résistance aux bornes de la machine à courant continu qui fonctionne alors en génératrice.

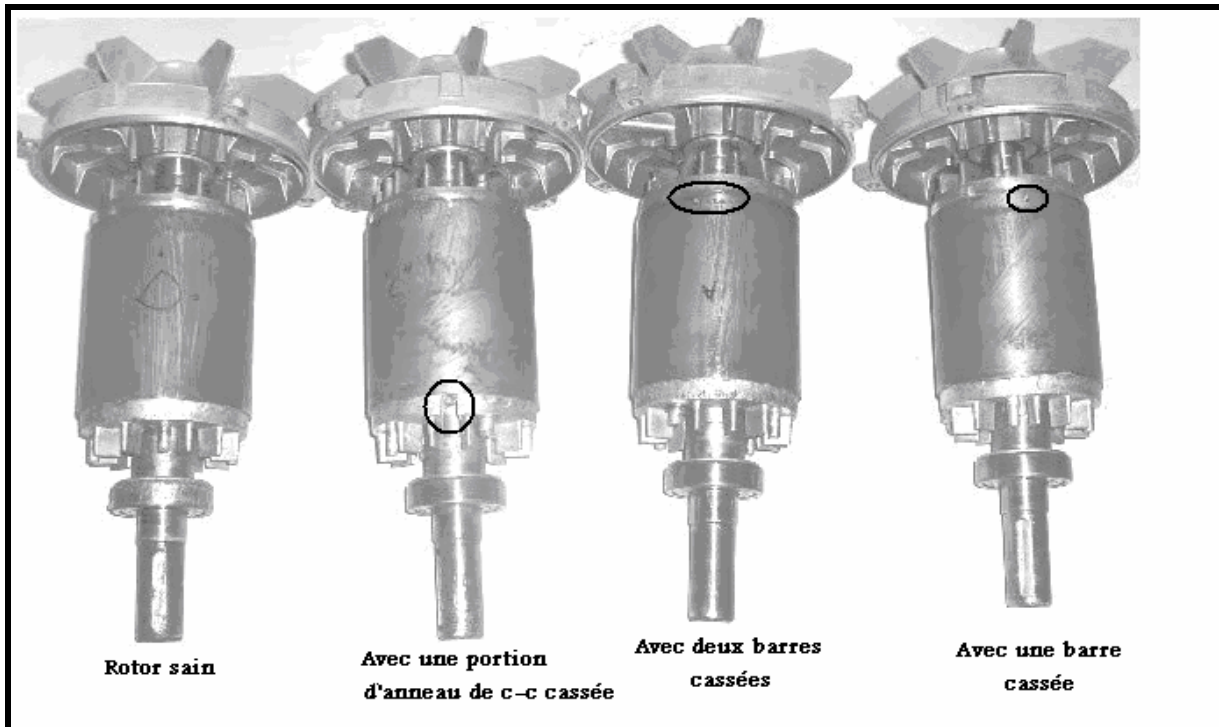


Fig A.1 : différents types de rotor utilisés.



Fig A.2 : Stator de la machine asynchrone a cage d'écureuil.

L'acquisition des signaux est faite par l'intermédiaire d'une carte d'acquisition IOTEQ/DAQ séries 1005, ayant une fréquence d'échantillonnage de $200kHz$, 16 entrées analogiques, 16 entrées digitales.

Capteurs de courant et de tension : ce sont des capteurs à effet Hall très sensibles et ils peuvent capter des signaux avec des fréquences qui peuvent aller jusqu'à $200kHz$, l'utilisation de ces capteurs nécessite la connaissance de leurs caractéristiques surtout les valeurs maximales du courant et tension à relever. Pour ce faire, le conditionnement du signal est

fortement recommandé afin de protéger les capteurs, la Fig V.2 présente une carte qui a été réalisée en vue de conditionner et rassembler les différents signaux

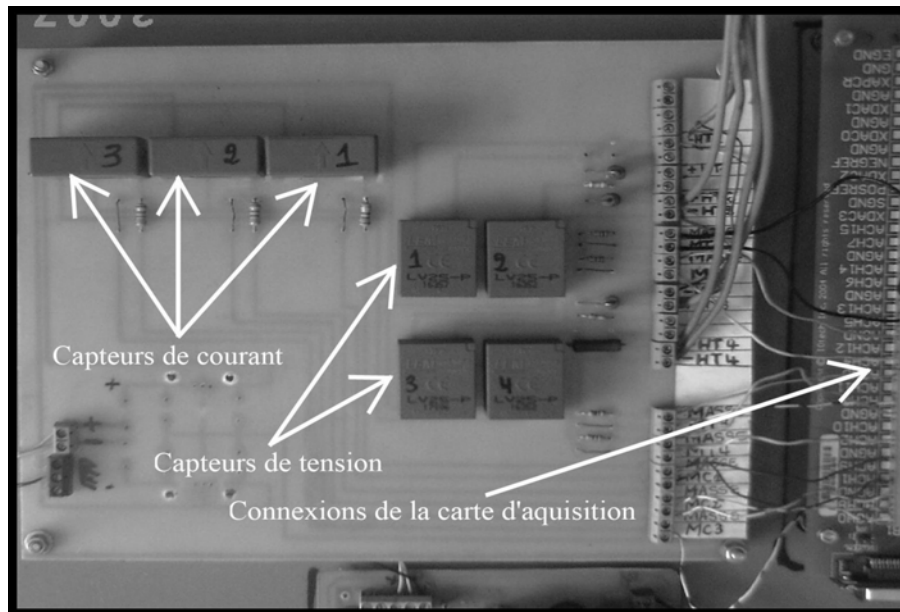


Fig A.3 : Carte pour le conditionnement des signaux



Fig A.4 : Banc d'essais

A.2. Les caractéristiques détaillées de la machine

La puissance $P=4\text{kW}$; la tension $V_s=220/380\text{ V}$ (Δ/Y) la courant $I_s=15.2/8.8\text{ (A)}$; la vitesse $N_n=1435\text{ (tr/mn)}$; le nombre de pair de pôles $P=2$ la nombre de phases $m=3$;

La fréquence $f=50\text{Hz}$; $\cos \Phi=0.83$; $J=0.025\text{Kg.m}^2$

A.2.1. stator

- Nombre d'encoches statoriques $N = 36$
- La résistance par phase du stator $R_s=1.5\ \Omega$
- Nombre de spires en série par phase 156
- Entrefer effectif $g_e = 0.28\text{mm}$
- Pas de raccourcissement 5/6
- La longueur active du circuit magnétique $l_e = 120\text{mm}$
- Rayon moyen à l'entrefer $r = 70\text{ mm}$
- Inductance de magnétisante du stator $L_{1s}=7\text{mH}$

A.2.2. rotor

- Nombre de barres $n = 28$
- La surface d'une barre rotorique 57.1 mm^2
- La section de l'anneau de court circuit 278.25 mm^2
- Inductance de la barre rotorique $L_b = 0.28\ \mu\text{H}$
- Résistance de barre rotorique $R_b = 96.94\ \mu\Omega$
- Inductance de l'anneau de court-circuit $L_e = 0.036\ \mu\text{H}$
- Résistance de l'anneau de court-circuit $R_e = 5\ \mu\Omega$

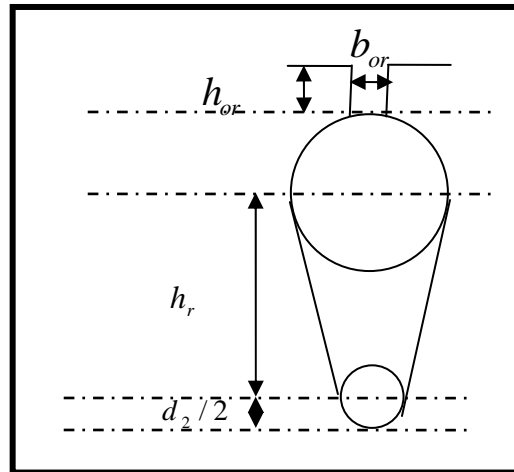


Fig A.5 : Les dimensions d'une encoche rotorique
(Schéma donné par le constructeur Electro-Industrie)

$d_1 (mm)$	$d_2 (mm)$	$h_r (mm)$	$h_{or} (mm)$	$b_{or} (mm)$
5.84	1.33	12	1.5	0.5

Tableau A.1 : Dimensions de l'encoche rotorique.

Annexe **B**

Modélisation de la Machine Asynchrone en Présence de Défauts Rotor

B.1. Modèle de la machine asynchrone en présence de défaillances

Les types de défauts que nous étudions dans cette partie sont les défauts rotoriques (la rupture d'une ou plusieurs barres de la cage d'écureuil de la machine asynchrone et la rupture d'une portion d'anneau de court-circuit).

B.1.1 Machine asynchrone avec une barre cassée

La rupture d'une barre rotorique diminuée le nombre d'équations par une seule équation au rotor, cette rupture impose la condition suivante :

Si la barre cassée se trouve entre deux mailles rotoriques quelconques i_r et $(i + 1)_r$, alors ces deux mailles vont composées une nouvelle grande maille les deux courants i_{i_r} et $i_{(i+1)_r}$ sont égaux. Il suffit de représenter l'équation de cette nouvelle maille par l'un des deux courants.

$$R_{0i} = 2(R_b + 2R_e)$$

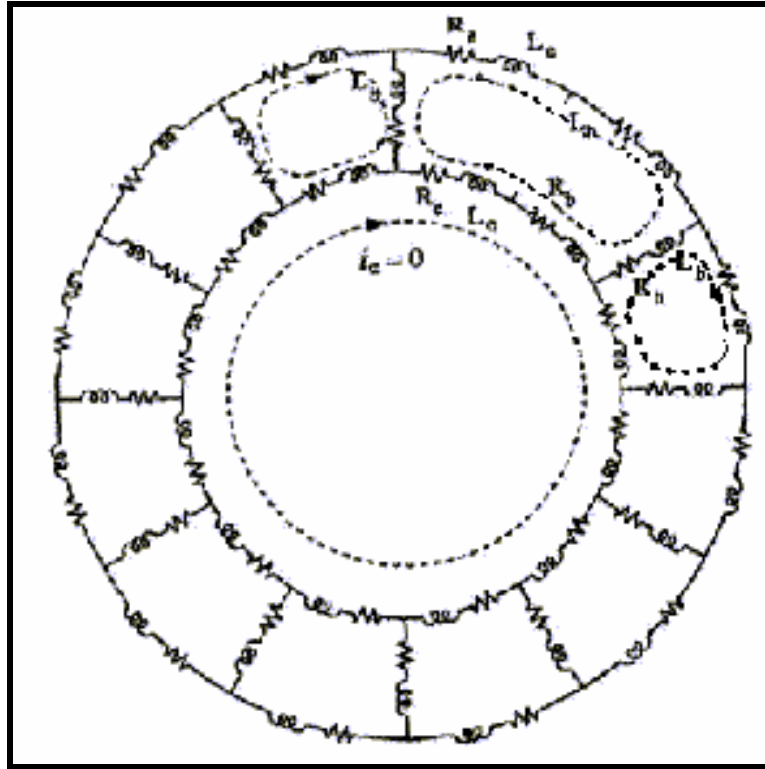


Fig. B.1 : Circuit équivalent d'un rotor à cage avec une barre cassée

La matrice des résistances rotorique est affectée par la cassure de la barre, et s'obtient à partir de la nouvelle représentation suivante :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & -R_b \\ -R_b & R_0 & -R_b & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & R_{0i} & -R_b & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & R_0 & -R_b & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b \\ -R_b & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & -R_b & R_0 \end{bmatrix}$$

B.1.2 Machine asynchrone avec deux barres adjacentes cassées

Dans cette partie, nous supposons qu'une machine asynchrone défaille à cause de la rupture de deux barres rotoriques adjacentes. C'est évidemment que le nombre de mailles rotoriques diminue de 2 mailles. Alors cette rupture des deux barres adjacentes, nous donne explicitement une nouvelle grande maille qui contient les trois mailles i_r , $(i+1)r$ et $(i+2)r$, on aura

$$i_{ir} = i_{(i+1)r} = i_{(i+2)r}$$

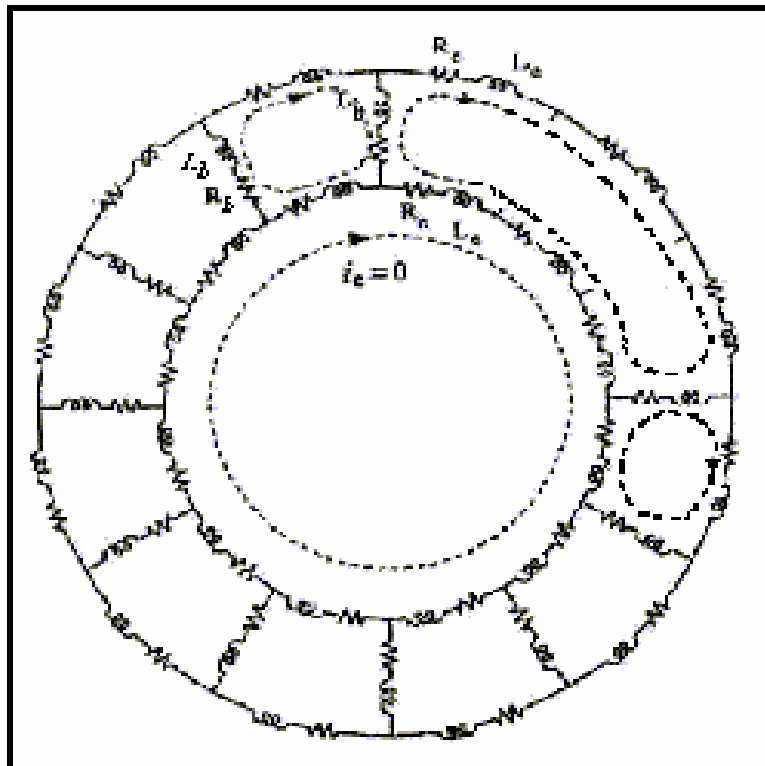


Fig. B.2 : Circuit équivalent d'un rotor à cage avec deux barres cassées.

La $i^{\text{ème}}$ maille rotorique concernée la cassure de deux barres devient plus large trois fois que les autres mailles, cette maille contient trois résistances et trois inductances supplémentaires des trois portions d'anneaux de court-circuit :

$$R_{0i} = 2(R_b + 3R_e)$$

La matrice des résistances rotoriques pour deux barres adjacentes cassées

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & \cdot & \cdot & 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & -R_b \\ -R_b & R_0 & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & R_{0i} & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & R_0 & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b \\ -R_b & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & 0 & \cdot & \cdot & 0 & -R_b & R_0 \end{bmatrix}$$

B.1.3. Rupture des portions d'anneau de court-circuit

La rupture d'une portion d'anneau de court-circuit liée à une maille ir indique que le modèle d'équations diminué par une seule équation. Alors il suffit d'annuler la $i^{\text{ème}}$ ligne avec la $i^{\text{ème}}$ colonne de la matrice des inductances rotoriques, de même pour la matrice des résistances rotoriques.

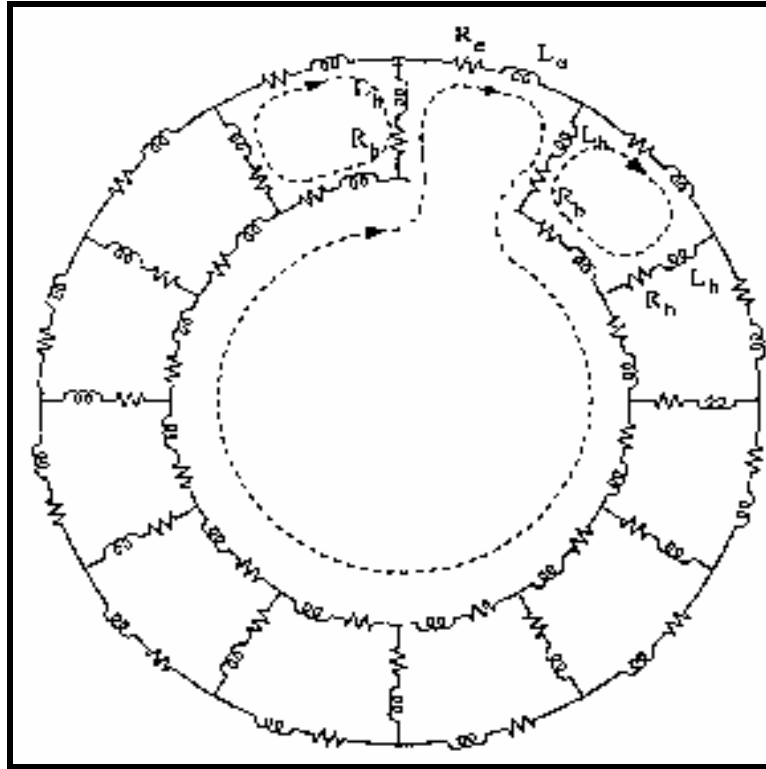


Fig. B.3 : Circuit équivalent d'un rotor à cage avec une portion d'anneau cassée.

La matrice des résistances rotoriques pour une portion d'anneau de court-circuit cassée :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & -R_b \\ -R_b & R_0 & -R_b & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & R_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & R_0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 & R_0 & -R_b & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & R_0 & -R_b & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b \\ -R_b & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & -R_b & R_0 \end{bmatrix}$$

Force Magnétomotrice Produite par les Bobinages

C.1. Induction magnétique produite par une spire

Déterminons l'induction produite par une spire élémentaire. On supposera que le stator et le rotor sont tous deux lisses et l'entrefer e constant. On considérera également la perméabilité du fer infinie. L'angle d'ouverture de la spire est α .

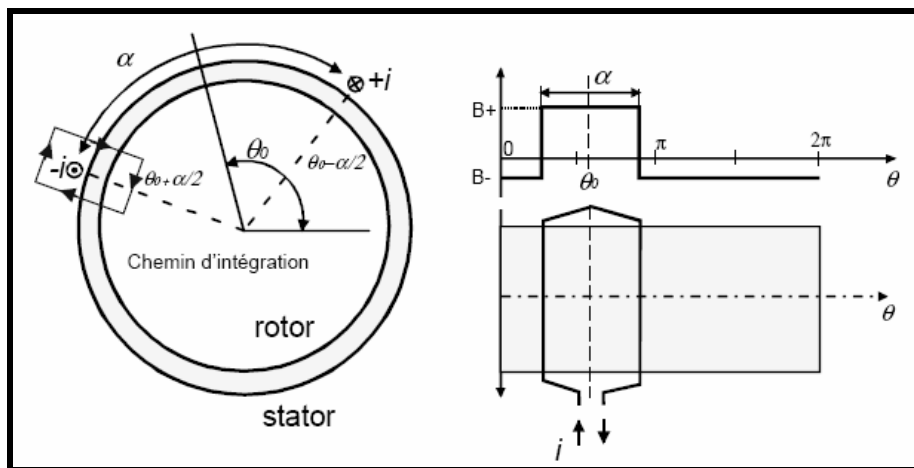


Fig C1 : Induction produite par une spire d'ouverture α

B_+ et B_- peuvent être déterminés grâce aux deux relations suivantes :

1. Théorème d'Ampère :

$$\frac{B_+}{\mu_0} g_e - \frac{B_-}{\mu_0} g_e = i \quad (\text{C.1})$$

$$B_+ - B_- = \frac{\mu_0 i}{g_e} \quad (\text{C.2})$$

2. Conservation du flux :

$$\alpha r l_e B_+ = -(2\pi - \alpha) r l_e B_- \quad (\text{C.3})$$

$$\alpha B_+ + (2\pi - \alpha)B_- = 0 \quad (\text{C.4})$$

On constate que la valeur moyenne de l'induction est nulle. Quant à la variation d'induction, elle vaut :

$$\Delta B = B_+ - B_- = \frac{\mu_0 i}{g_e} \quad (\text{C.5})$$

$$B_+ = \frac{\mu_0 i}{g_e} \left(1 - \frac{\alpha}{2\pi}\right) \quad (\text{C.6})$$

$$B_- = \frac{\mu_0 i}{g_e} \left(-\frac{\alpha}{2\pi}\right) \quad (\text{C.7})$$

La décomposition de cette induction en série de Fourier donne :

$$B(\theta) = \frac{2\mu_0 i}{\pi g_e} \sum_{\nu=0}^n \frac{\sin\left(\frac{\nu\alpha}{2}\right)}{\nu} \cos(\nu(\theta - \theta_0)) \quad (\text{C.8})$$

Notons que dans le cas de spires diamétrales $\alpha = \pi$ seuls les harmoniques d'espace impaires existent.

C.2. Induction magnétique produite par un groupe de spires

Les spires sont groupées en série pour constituer une bobine. Pour calculer l'induction d'entrefer produite par une bobine, il suffit de calculer l'induction produite par chacune de ces spires puis, d'en faire la somme. Cette hypothèse de linéarité implique que le matériau est non saturable dans la limite d'utilisation. Considérons une bobine réalisée par N spires placées dans N encoches régulièrement espacées d'un angle θ_1

$$B_1(\theta) = \frac{2\mu_0 i}{\pi g_e} \sum_{\nu=0}^n \frac{\sin\left(\frac{\nu\alpha}{2}\right)}{\nu} \cos(\nu(\theta)) \quad (\text{C.9})$$

$$B_2(\theta) = \frac{2\mu_0 i}{\pi g_e} \sum_{\nu=0}^n \frac{\sin\left(\frac{\nu\alpha}{2}\right)}{\nu} \cos(\nu(\theta - \theta_1)) \quad (\text{C.10})$$

$$B_3(\theta) = \frac{2\mu_0 i}{\pi g_e} \sum_{\nu=0}^n \frac{\sin\left(\frac{\nu\alpha}{2}\right)}{\nu} \cos(\nu(\theta - 2\theta_1)) \quad (\text{C.11})$$

.....

$$B_N(\theta) = \frac{2\mu_0 i}{\pi g_e} \sum_{v=0}^n \frac{\sin(\frac{v\alpha}{2})}{v} \cos(v(\theta - (N-1)\theta_1)) \quad (C.12)$$

La somme des contributions des N spires permet de trouver l'induction produite par la bobine. Toutes les composantes de même rang sont additionnées vectoriellement, en considérant, pour chacune, le déphasage introduit par le décalage angulaire des encoches.

$$B(\theta) = \frac{2\mu_0 Ni}{\pi g_e} \sum_{v=0}^n \frac{K_v}{v} \cos(v\theta) \quad (C.13)$$

Le contenu en harmonique d'espace est donc sensible au nombre d'encoches par phase.

C.3. Induction magnétique statorique produite par une alimentation triphasée

. Nous désignerons les différentes phases par les indices *a*, *b* et *c*.

- ✓ Distribution spatiale de l'induction relative à la phase a

$$B_{sa}(\theta) = N_a I_a \frac{2\mu_0}{\pi g_e} \sum_{v=0}^n \frac{K_v}{v} \cos(vP\theta) \quad (C.14)$$

- ✓ Distribution spatiale de l'induction relative à la phase b

$$B_{sb}(\theta) = N_b I_b \frac{2\mu_0}{\pi g_e} \sum_{v=0}^n \frac{K_v}{v} \cos(v \frac{\theta - 2\pi/3}{P}) \quad (C.15)$$

- ✓ Distribution spatiale de l'induction relative à la phase c

$$B_{sc}(\theta) = N_c I_c \frac{2\mu_0}{\pi g_e} \sum_{v=0}^n \frac{K_v}{v} \cos(v \frac{\theta + 2\pi/3}{P}) \quad (C.16)$$

Alimentons chacune de ces phases par des courants sinusoïdaux déphasés de 120°

$$I_a(t) = I \sin(\omega t) \quad (C.17)$$

$$I_b(t) = I \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad (C.18)$$

$$I_c(t) = I \sin(\omega t + 2\pi/3) \quad (C.19)$$

L'induction d'entrefer totale $B(\theta, t)$ est la somme des contributions des trois phases :

$$B(\theta, t) = B_{sa}(\theta, t) + B_{sb}(\theta, t) + B_{sc}(\theta, t) \quad (C.20)$$

$$\begin{aligned}
B(\theta, t) = NI \frac{2\mu_0 i}{\pi g_e} & \left[\sum_{v=0}^n \frac{K_v}{v} \cos\left(v \frac{\theta}{P}\right) \sin(\omega t) + \dots + \right. \\
& + \sum_{v=0}^n \frac{K_v}{v} \cos\left(v \frac{\theta - 2\pi/3}{P}\right) \sin(\omega t - 2\pi/3) + \dots + \\
& \left. + \sum_{v=0}^n \frac{K_v}{v} \cos\left(v \frac{\theta + 2\pi/3}{P}\right) \sin(\omega t + 2\pi/3) \right] \quad (C.21)
\end{aligned}$$

La symétrie d'ordre 3, dans la distribution des conducteurs, ainsi que dans l'alimentation des bobines, nous amène à définir un opérateur de rotation de 120°

$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ Notons $a^{3n} = 1$ que et que $a^2 + a + 1 = 0$. En utilisant la décomposition des fonctions trigonométriques en exponentielles complexes, on trouve :

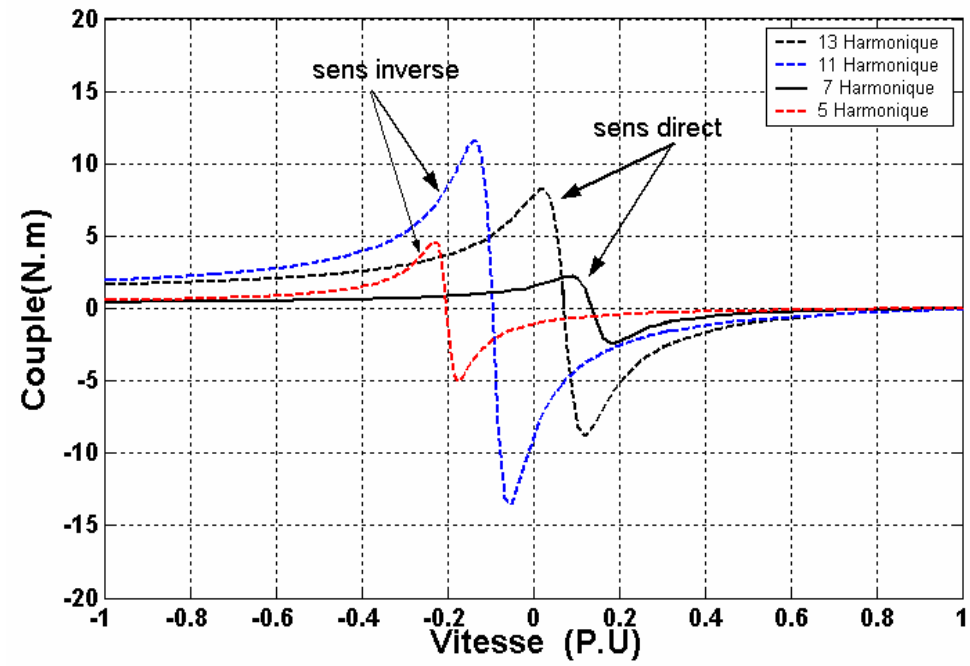
$$\begin{aligned}
B(\theta, t) = NI \frac{2\mu_0 i}{\pi g_e} \sum_{v=0}^n \frac{K_v}{v} & \left[e^{jv\theta} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}) + a^v e^{jv\theta} (e^{j\omega t} - a^2 e^{-j\omega t}) \right. \\
& \left. + \dots + a^{2v} e^{jv\theta} (a^2 e^{j\omega t} - a e^{-j\omega t}) \right] \quad (C.22)
\end{aligned}$$

Une réorganisation des termes permet d'obtenir une formulation qui met en évidence les ondes progressives directes et inverses.

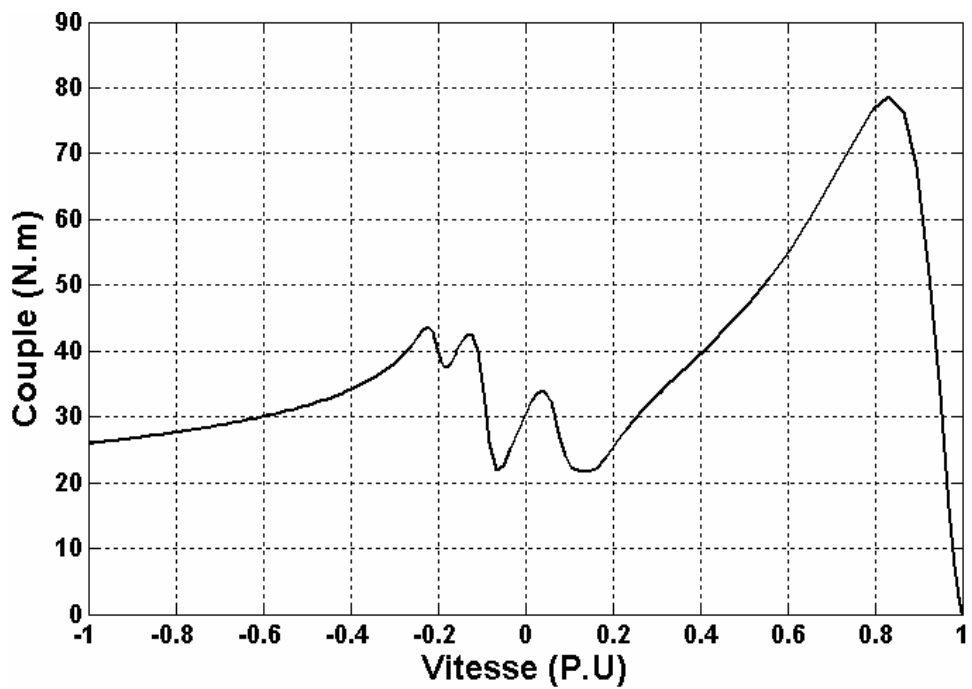
Analysons les valeurs du coefficient de l'exponentielle complexe temporelle pour les différents harmoniques d'espace, soit $(a^{2v+1} + a^{v+2} + 1 = 0)$ pour les ondes directes et $(a^{2v+2} + a^{v+1} + 1 = 0)$ pour les ondes rétrogrades. On peut constater que les harmoniques 1, 7, 13 se propagent dans le sens direct et que les harmoniques 5, 11 se propagent en sens inverse. Dans le cas d'un bobinage à pas entier, les harmoniques paires n'existant pas, le premier harmonique d'entraînement est donc dans le sens direct l'harmonique 7 et dans le sens inverse (freinage) l'harmonique 5.

V	<u>Onde rétrograde</u>	<u>Onde directe</u>
①	$1 + a^2 + a = 0$	$1 + 1 + 1 = 3$
⑤	$1 + 1 + 1 = 3$	$1 + a + a^2 = 0$
⑦	$1 + a^2 + a = 0$	$1 + 1 + 1 = 3$
⑪	$1 + 1 + 1 = 3$	$1 + a + a^2 = 0$
⑬	$1 + a^2 + a = 0$	$1 + 1 + 1 = 3$

Table C.1 : sens de rotation des ondes créée par les harmoniques d'espace



a/



b/

Fig C.2 : Effets des ondes harmoniques dans la courbe couple/vitesse

Lorsqu'on applique la transformation des composantes symétrique sur le courant stator il apparaît clairement dans la FFT du courant direct que les harmoniques 1, 7, 13 tournent dans le même sens (sens direct).

Parallèlement dans la FFT du courant inverse, les harmoniques 5 et 11 tournent dans le sens inverse par rapport au fondamental.

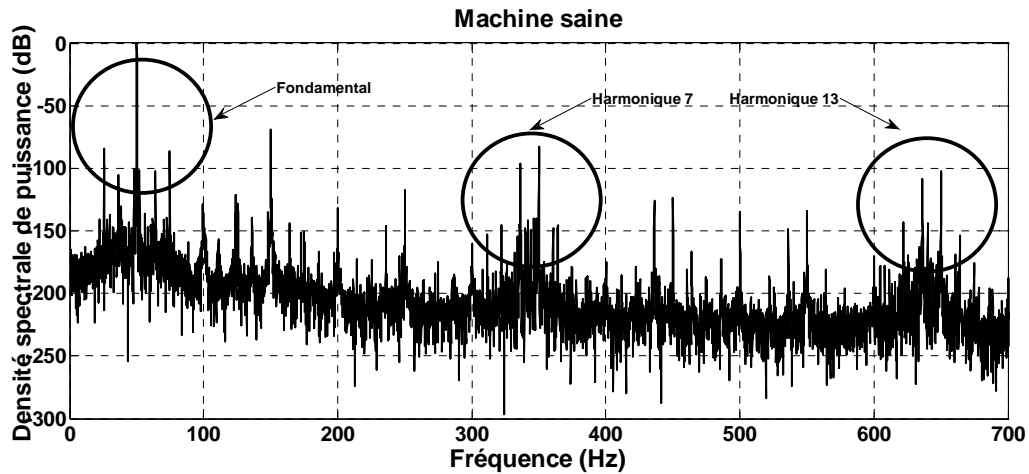


Fig C.3 : densité spectrale de puissance (courant direct)

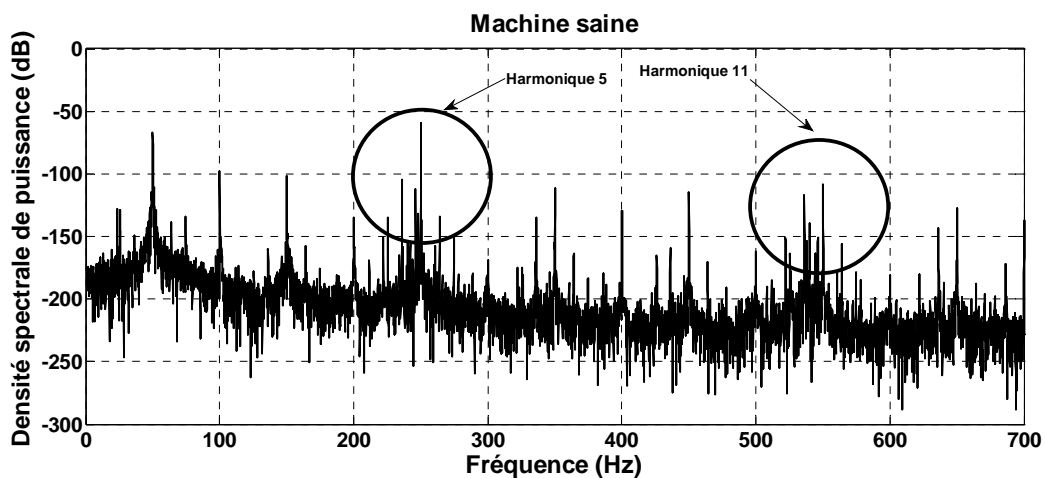
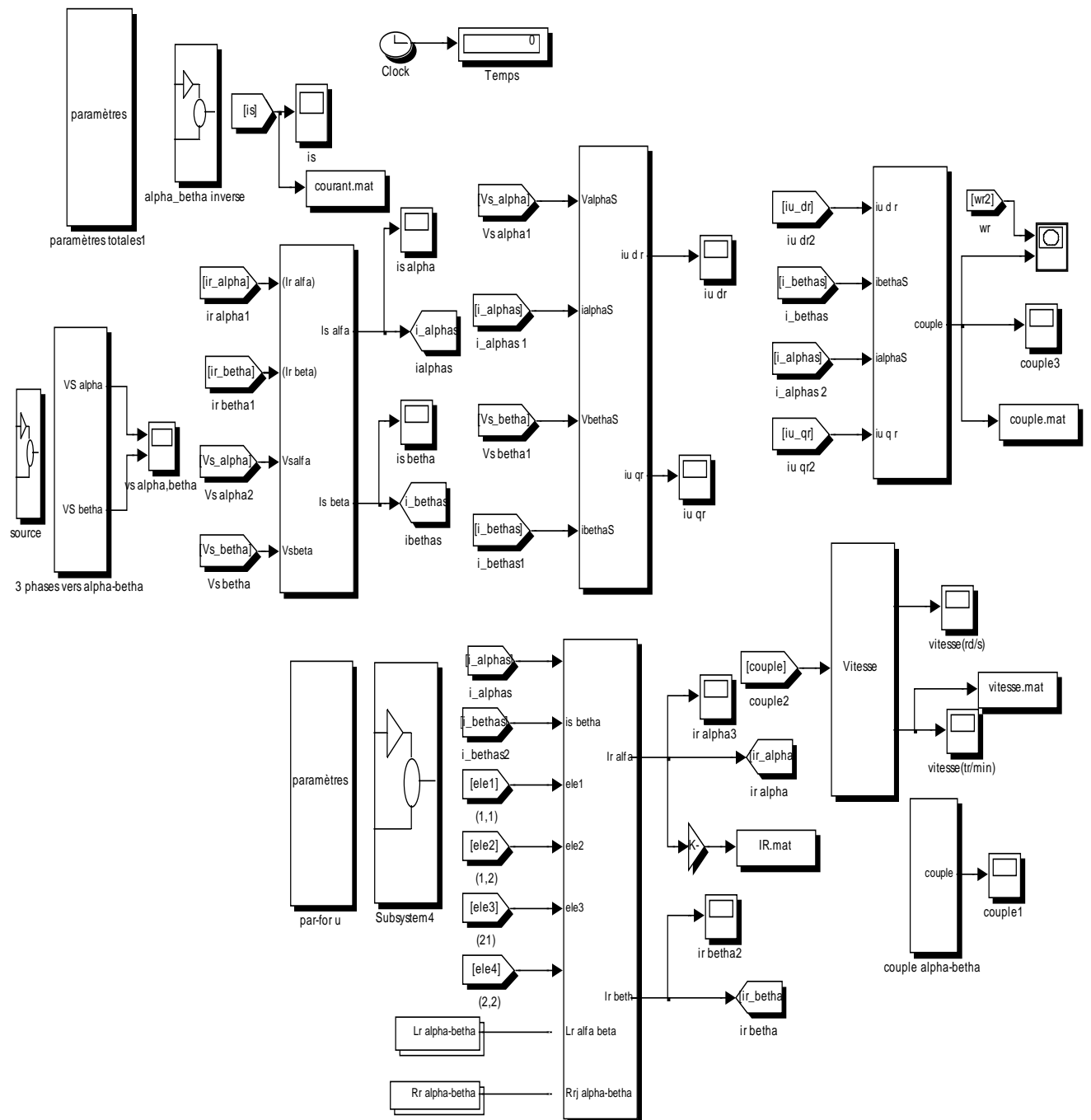


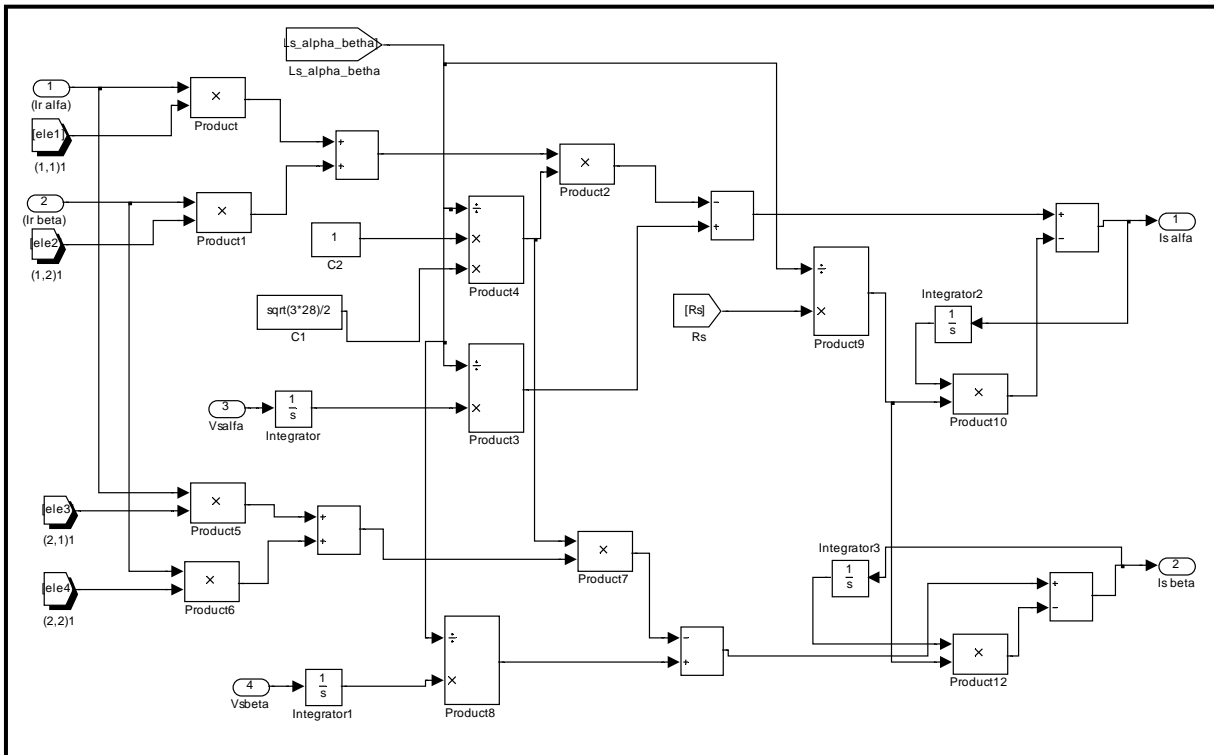
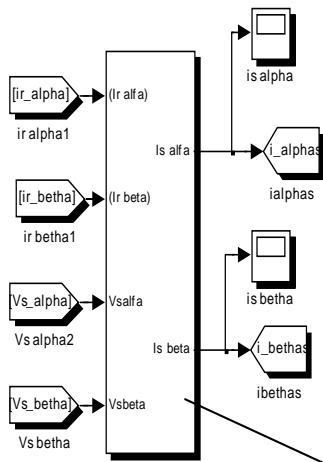
Fig C.4 : densité spectrale de puissance (courant inverse)

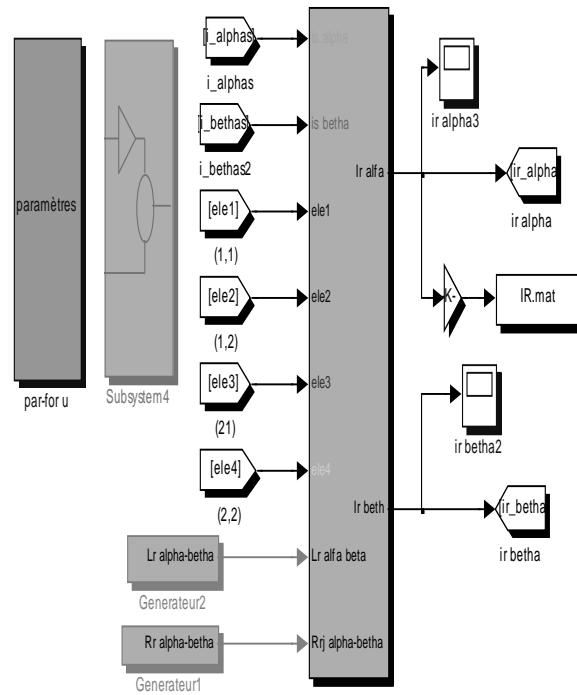
Annexe D

Blocs de simulation

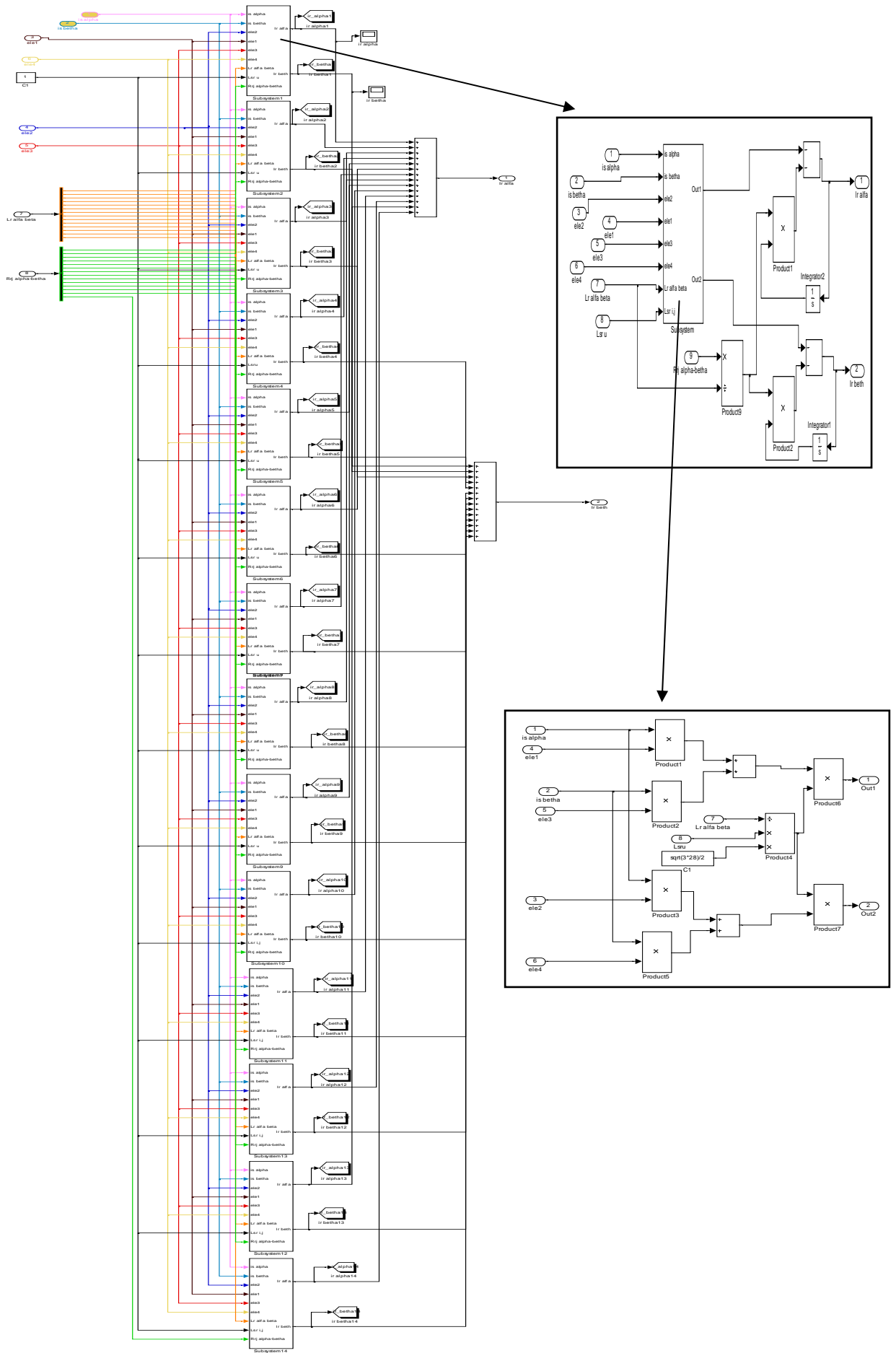


Bloc de transformation des variables du stator aux variables $\alpha\beta$

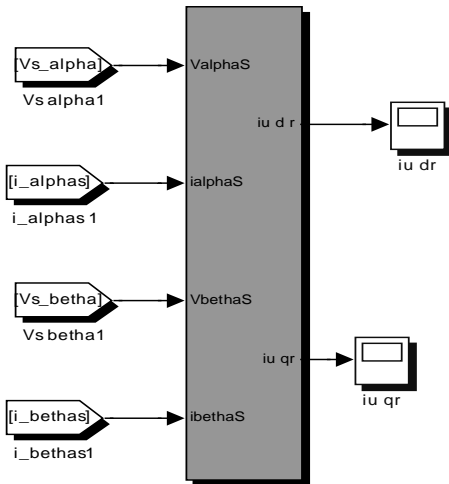




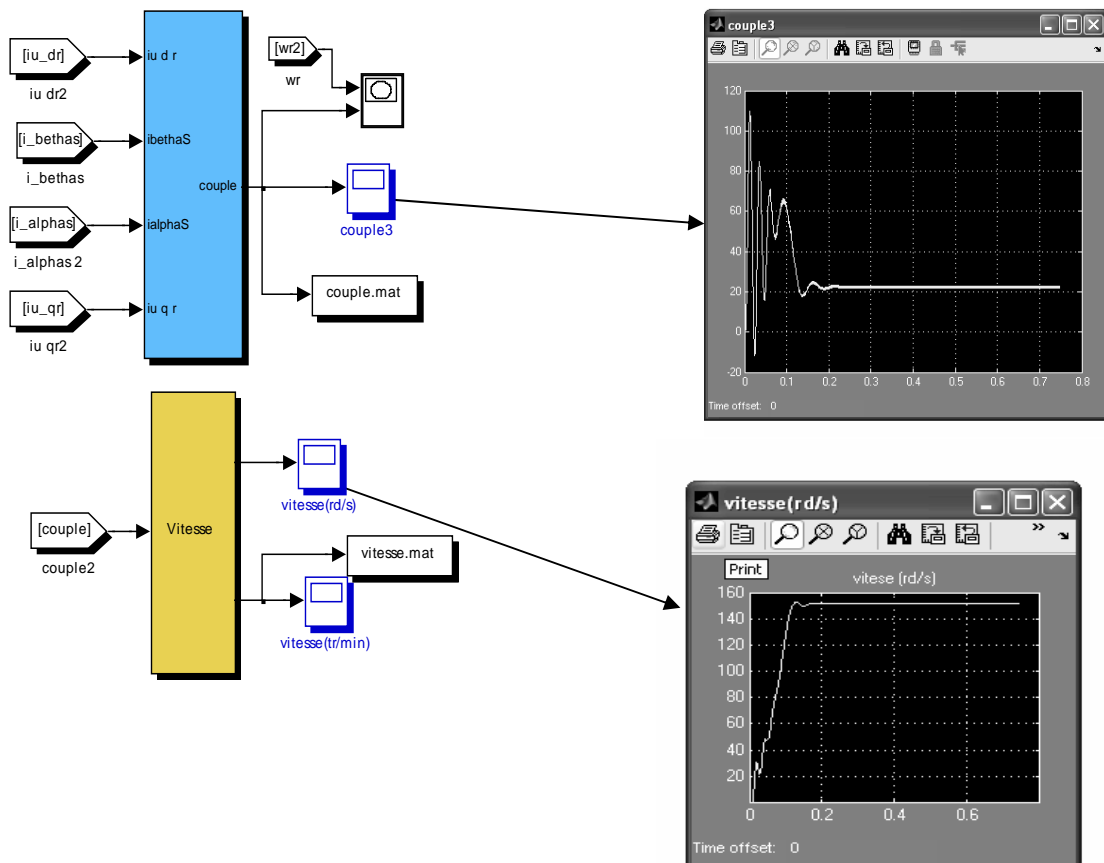
Bloc de transformation des variables du rotor aux variables $\alpha\beta$, Ce bloc est constitué de plusieurs sous subsystems (Figure suivante) dans notre cas nous avons 14 subsystems.



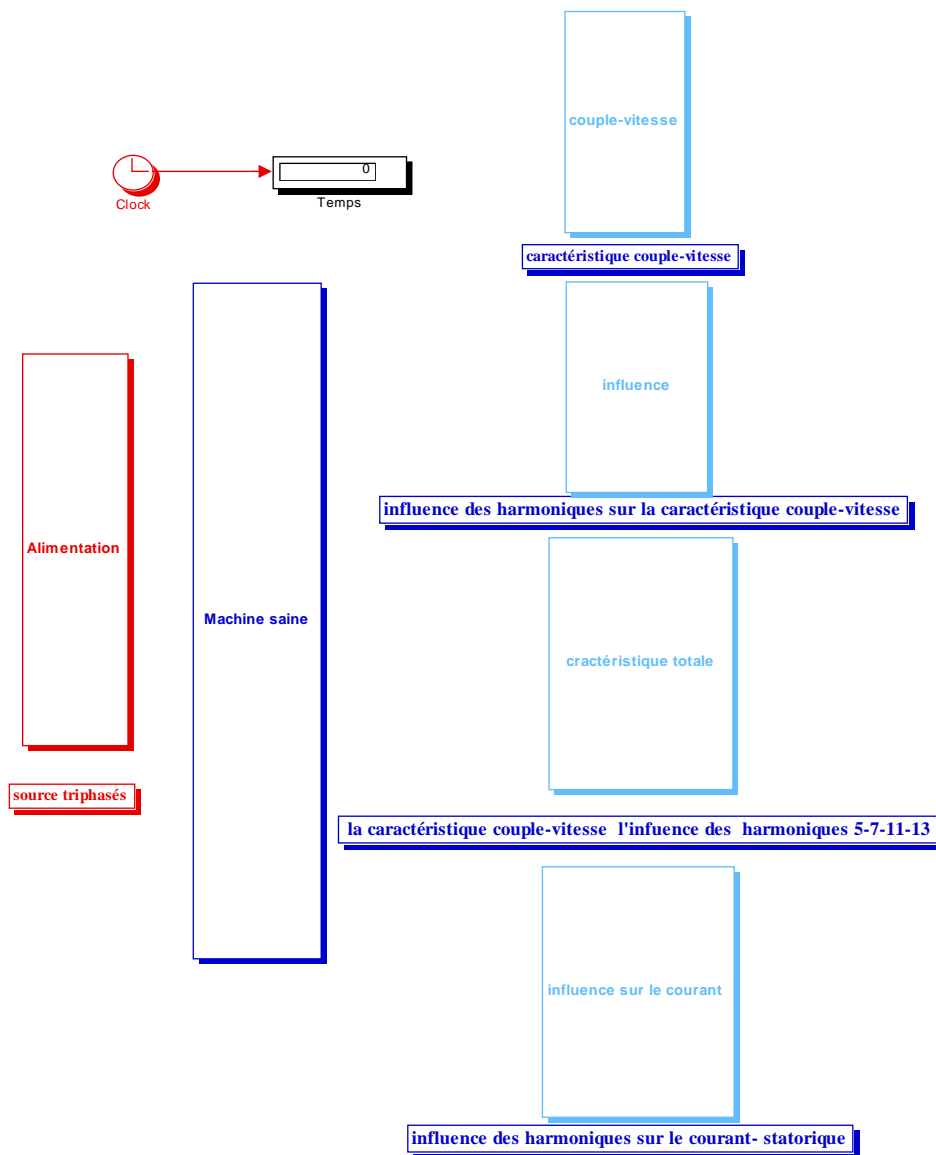
Bloc de transformation $\alpha\beta$ vers dqo



Blocs pour la vitesse de rotation et le couple électromagnétique

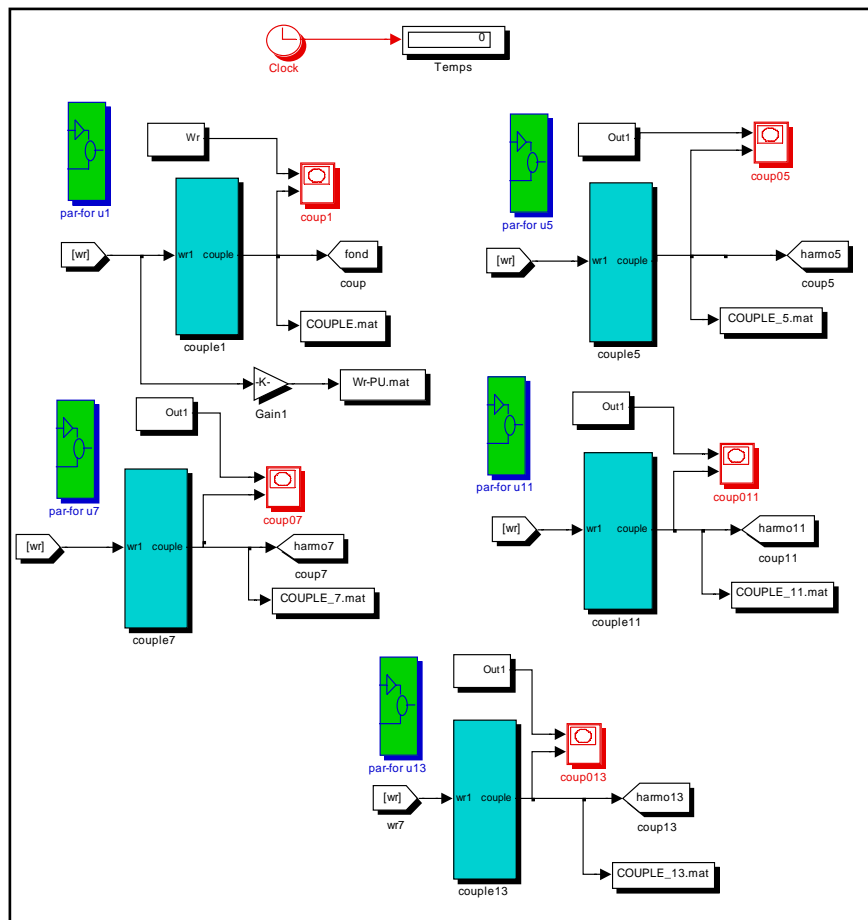


Bloc pour les caractéristiques couple- vitesse et courant-vitesse





caractéristique couple-vitesse



ملخص

العمل المعروض في هذه الرسالة يدرس منهجيه تشخيص الاعطاب الموجودة في الجزء الدوار في المحرك اللاتزامني اخذين بعين الاعتبار التوفيقات الفضائية . في المرحلة الأولى، قمنا بعرض المكونات الأساسية للمحرك اللاتزامني والأخطاء الشائعة التي يمكن أن تظهر فيه. إن النموذج المستعمل في هذه المذكرة يعتمد على الدوائر المتعددة المربوطة مغناطيسياً، ولقد طبقنا عليه تحويلين، و لتشخيص الاعطاب استعملنا طريقتين؛ الطريقة الأولى، نقوم بتقسيم طيف التيار الكهربائي إلى قسمين، أما الطريقة الثانية فقد استعملنا خصائص الآلة اللاتزامنيه، الطريقتان صحيحتين بالأعمال التطبيقية

الكلمات المفتاحية:

تحويل، الاعطاب، النموذج، الدوائر المتعددة، الفضاء، طيف، الساكن، الدوار

Résumé

Le travail présenter dans ce mémoire concerne la mis en ouvre d'une méthodologie de diagnostic de défaut électrique au rotor de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Dans une première étape, on décrit on a décrit les différentes éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil et les principaux défauts pouvant survenir sur ceux-ci après avoir présenté les différentes techniques des entraînements électriques afin d'analyser brièvement leur performance respectives.

Dans un deuxième étape nous proposant un modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil basé sur la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés en tenant compte des harmoniques d'espace.

Deux techniques de diagnostic des défauts des machines asynchrones à cage d'écureuil. La première technique est basée sur l'analyse de la signature du courant moteur. La deuxième technique est basée sur l'analyse de la caractéristique couple-vitesse produit par les harmoniques d'espace. Les deux techniques sont validées par les résultats expérimentaux.

Mots clés

Harmoniques d'espace, modélisation, défaut, diagnostic, transformation, spectre fréquentiel, machine asynchrone, stator, rotor, entrefer.

Abstract

The work presented in this memory concerns put opens some of a methodology of electric diagnosis of defect to the rotor of the squirrel-cage induction machine.

In a first stage, one describes one described different the elements from constitution of an asynchronous squirrel-cage induction machine and the main defects being able to occur on those after having presented the various techniques of the electric drives in order to briefly analyze their performance respective.

In a second stage proposing a model of the asynchronous squirrel-cage machine to us based on the method of the electric circuits magnetically coupled by taking account of the space harmonics.

Two techniques of diagnosis of the defects of the squirrel-cage induction machines. The first technique is based on the analysis of the signature of the driving current. The second technique is based on the analysis of the characteristic Torque-speed produces by the harmonics of space. The two techniques are validated by the experimental results.

Keywords

Space harmonics, modeling, default, diagnosis, transformation, induction machine, spectra, stator, rotor, air gap.