



UNIVERSITÉ DE M'SILA

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU

DIPÔLME D'INGENIEUR

D'ÉTAT EN GÉNIE-ÉLECTRIQUE

OPTION : ÉLECTROMECHANIQUE

THÈME

**Détection des défauts rotoriques et statoriques dans le moteur
asynchrone à cage en utilisant les Techniques d'analyse**

FFT et DWT.

Proposé et dirigé par :

Mr. LAAMARI Yahia

Présenté par :

KASMI FATEH.

MESSIKH MEHAMED

SATTA AHMED

REMERCIEMENT

Tout d'abord louanges et merci à Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a donné durant toutes ces longues années d'études afin que nous puissions en arriver là.

Nous tenons à remercier vivement notre encadreur

Mr LAAMARI Yahia pour son aide, ses encouragements, ses observations avisées, ses précieux conseils tout au long de ce travail, et surtout pour sa disponibilité.

Nous adressons aussi nos sincères remerciements à toute personne ayant apporté un plus à la réalisation de ce travail.

KASMI FATEH

DEDICACE

Je dédie ce modeste travail

**A tout membre de ma famille grand et petit surtout
mes parents, mes grands parents et mes frères.**

**A tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de
loin pour être un jour un ingénieur d'état en**

Génie-Electrique

A tous mes amis, surtout mes ami H.Yassine et

B.Sami , A.Amer , R.Lazhar

A tous les étudiants de Département de

Génie-Electrique

notamment les étudiants de 5^{ème} année promotion

2011/2012.

KASMI FATEH

REMERCIEMENT

**Remerciements à Dieu le tout puissant qui nous a
aidé à réaliser ce travail.**

**Nous tenons à remercier très vivement notre
encadreur Mr. LAAMARI Yahia pour ses conseils, sa
patience, ses directives enrichissantes et sa
disponibilité.**

**Nos remerciements vont aussi au président du jury et
aux membres du jury examinateurs qui nous ont fait
l'honneur de participer au jury de ce travail.**

**Nous remercions tous ceux qui ont participé de près
ou de loin à l'aboutissement de cette modeste étude,**

Surtout monsieur Mr : Barkati.S

TABLE DES MATIERES

Introduction générale :	1
Chapitre I : Etat de l'art sur le diagnostic des défaillances de la MAS.	
I.1. Introduction :.....	3
I.2. Eléments de constitution de la machine asynchrone.....	3
I.2.1 Le stator.....	4
I.2.2 Le rotor.....	4
I.3 Concepts généraux (Terminologie).....	5
I.4 Procédure de détection et de localisation de défauts.....	6
I.5 Les différentes méthodes du diagnostic.....	8
I.5 .1 Méthodes de diagnostic internes.....	8
I.5.1.1 Méthodes de redondance analytique et matérielle.....	9
I.5.1.2 Méthodes de diagnostic à base de modèle mathématique.....	9
I.5.1.2.1 Espace de parité.....	10
I.5.1.2.2 Diagnostic par estimation paramétrique.....	10
I.5.1.2.3 Le diagnostic à base d'observateurs.....	11
I.5.2 Méthodes de diagnostic externes.....	12
I.5.2.1 Diagnostic par réseaux de neurones.....	12
I.5.2.2 Diagnostic par systèmes experts.....	14
I.5.2.3 Diagnostic par logique floue.....	15
I.5.2.4 Le diagnostic par reconnaissance des formes.....	16
I.5.2.5 Diagnostic basé sur le traitement des signaux.....	17
I.6 Présentation des différentes défaillances de la MAS à cage d'écureuil.....	18
I.6.1 Les défauts dans les machines Electriques.....	18
I.6.1.1 Les défauts statoriques.....	19
A) Court-circuit entre spires.....	19
B) Court-circuit entre phases.....	19
I.6.1.2 Les défauts rotoriques.....	19
A) Les cassures de barres.....	19
B) Ruptures d'anneaux.....	19
C) Excentricité statique et dynamique.....	20
I.6.2 Les défauts mécaniques.....	20
I.6.3 Défauts divers.....	21
I.6.6 Etude statistique.....	21

I.7 Conclusion.....	23
Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à l'état sain.	
II.1. Introduction:.....	24
II.2 Description du modèle :	24
II.3 Hypothèses simplificatrices:.....	24
II.4 Equations générales de la machine non saturée:.....	25
II.5 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée:.....	27
II.6 Equations mécaniques :	30
II.7 Définition des différents référentiels :.....	31
II.7.1 Référentiel fixe par rapport au stator :	31
II.7.1.1 Arrangement des équations :.....	31
II.7.2 Référentiel fixe par rapport au rotor :	33
II.7.2.1 Arrangement des équations :	34
II.7.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant :	36
II.7.3.1 Arrangement des équations :	36
II.8 Simulation :	38
II.8.1 Introduction:.....	38
II.8.2 Présentation du logiciel de travail:.....	38
II.8.3 Simulation de la machine asynchrone alimentée en tension :	39
II.9 Conclusion:.....	43
Chapitre III : Modélisation de la MAS en tenant compte des défauts rotoriques.	
III.1. Introduction :	44
III.2. Modèle d'étude	45
III.3. Schéma multi enroulement équivalent :	45
III.3.1. Calcul des inductances :	45
III.3.1.1. Stator :	45
III.3.1.2. Rotor :	45
III.3.1.3. Stator Rotor :	47
III.3.2. Mise en équation :	47
III.3.2.1. Stator :	48
III.3.2.2. Rotor :	50
III.4. La transformation de Nr grandeurs équilibrées vers deux grandeurs d,q :.....	54
III.4.1. La matrice de résistance du modèle dq équivalent :	57
• Passage du modèle polyphasé au modèle biphasé :	57
III.4.2. La matrice d'inductance du modèle dq équivalent :	62

• Passage du modèle polyphasé au modèle biphasé :	63
III.5. Simulation du modèle dq :	64
III.6. Conclusion:	67
Chapitre IV : Modélisation de la MAS en tenant compte des défauts statoriques.	
IV.1. Introduction.....	68
IV.2. Modélisation de la machine asynchrone en régime de défauts	68
IV.2.1 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone déséquilibré au stator.....	68
IV.2.2 Définitions de la matrice de transformation.....	70
IV.2.3 Transformation des équations du modèle triphasé	70
IV.2.4 Equations mécaniques.....	73
IV.3 Simulation de la machine asynchrone dans les régimes normaux et anormaux de fonctionnement	73
IV.3.1 Régime normal (en charge)	74
IV.3.2 Défaut de court-circuit entre spires (en charge)	74
IV.3.3 Présentation des résultats en régime sain.....	75
IV.3.4 Présentation des résultats en régime défectueux.....	76
IV.3.5 Commentaires.....	77
IV.4. Conclusion.....	78
Chapitre V : Diagnostic des défauts de la MAS par FFT et DWT.	
V.1 Introduction.....	79
V.2 Différentes méthodes de traitement de signaux.....	79
V.2.1 Le spectrogramme.....	79
V.2.2 Analyse spectrale	79
V.2.2.1 Rappels sur la transformée de Fourier.....	80
V.2.2.2 Transformées de Fourier à Temps Continu Directe.....	80
V.2.2.3 La transformation de Fourier à court terme (STFT).....	81
V.2.3 Analyse temps-échelle	82
V.2.3.1 La transformée en ondelettes.....	83
V.2.3.2 Transformée en ondelettes continue	83

V.2.3.3 Conditions d'application.....	84
V.2.3.4 Quelque type des ondelettes	85
V.2.3.5 Transformée en ondelettes discrète (TOD).....	85
V.2.3.6 Algorithme de MALLAT.....	87
V.2.3.7 Décomposition en multi-niveau du signal	88
V.2.4 Etude comparative	91
V.2.4.1 Application de la technique des Ondelettes (TOD) au diagnostic de la MAS.....	91
V.2.4.1.1 L'analyse du signal de courant statorique dans le régime permanent.....	91
V.2.4.1.1.1 Résultats de simulation d'un fonctionnement avec machine saine.....	91
V.2.4.1.1.2 Résultats de simulation d'un fonctionnement avec cassure d'une seule barre.....	92
V.2.4.2 Analyse spectrale du courant statorique par STFT.....	94
V.2.4.2.1 Cas d'un moteur sain.....	94
V.2.4.2.2 Cas d'un moteur avec deux barres adjacentes cassées.....	95
V.2.4.2.3 Effet de nombre et de la position des barres cassées.....	96
○ résultats de simulation des défauts statoriques.....	97
V.3 Discussion des résultats.....	102
V.4 Conclusion	102
Conclusion générale	103

Notations et symboles utilisés

- a, b, c** :Les axes triphasés.
- V_a, V_b, V_c** :Tensions instantanées des phases statoriques.
- I_a, I_b, I_c** :Courants instantanés des phases statoriques.
- V_{ds}, V_{qs}** :Tensions statoriques d'axe direct et en quadratique.
- I_{ds}, I_{qs}** :Courants statoriques d'axe direct et en quadratique.
- Ω_r** :Vitesse de rotation de la machine.
- C_{em}** : Couple électromagnétique.
- C_r** :Couple résistant.
- C_f** :Couple de frottement.
- J** : Moment d'inertie.
- M** :Mutuelle inductance entre phases du stator.
- L** :Inductance propre d'une phase statorique.
- R_s** :Résistance d'une phase statorique.
- $\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$** : Flux instantanés des phases statoriques.
- θ** :L'angle entre les axes triphasé et les axes biphasé.
- α** : L'angle entre le vecteur de courant I_1 et l'axe de la phase 'a'.
- ω** : La vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système triphasé.
- P(θ)** : Matrice de PARK.
- H_s** :Le champ tournant statorique.
- H_r** :Le champ tournant rotorique.
- AFNOR** :Association Française de Normalisation
- RNA** :Réseau de Neurone Artificiel
- MAS**:.....Machine asynchrone.
- FOC** :Flux oriented control.
- FLC**:.....Fuzzy logic controller.
- s, r** :Indices correspondants au stator et au rotor.
- a, b, c** : Indices correspondants aux trois phases a, b, c.
- d, q** :Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
- L_s, L_r**:Inductances cycliques statorique et rotoriques par phase.
- I_s=L_s-L_m** :Inductances de fuit statorique par phase.

Notations

$l_s = L_s - L_m$	Inductances de fuit rotorique par phase.
L_m	Inductance mutuelle cyclique.
R_s, R_r	Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase.
$T_s = L_s / R_s$	Constantes de temps statorique.
$T_r = L_r / R_r$	Constantes de temps rotorique.
$\sigma = 1 - L_m^2 / L_s \cdot L_r$	Coefficients de fuite totale.
P	Nombre de paires de pôles.
T_m	Couple électromagnétique.
F	Coefficient de frottement.
θ_s, θ_r	Angles électriques statorique et rotorique.
ω_s, ω_r	Pulsations électriques statorique et rotorique.
ω_{gs}	Pulsation de glissement.
Ω_r	Vitesse mécanique du rotor.
V	Tension.
I	Courant
T_l	Couple de charge
Φ_s, Φ_r, Φ_m	Flux statorique, rotorique ou magnétisant
W_s, W_r	Respectivement les pulsations des alimentations statorique et rotorique
W	Pulsation mécanique du rotor
f_s, f_r	Respectivement les fréquence statorique et rotorique
V_s	Tension applique au stator
V_r	Tension applique au rotor
R_r	Résistance d'une phase rotorique
L_s	Inductance propre d'une phase statorique
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique
M	Inductance cyclique mutuelle
C_e	Couple électromagnétique de la machine
C_r	Couple résistant
J	Inertie des masses tournantes
F	Coefficient de frottement visqueux
Ω	Vitesse synchrone en rd/s
Φ_{snom}	Flux statorique nominal
Ω_{nom}	Vitesse mécanique nominale

Notations

Ω_{ref} :..... Vitesse de référence

$I_{ds}I_{qs}$:..... Courant statorique selon l'axe d, q

$I_{dr}I_{qr}$:..... Courant rotorique selon l'axe d, q

$\Phi_{ds} \Phi_{qs}$:..... Flux statorique selon l'axe d, q

$\Phi_{dr} \Phi_{qr}$:..... Flux rotorique selon l'axe d, q

$V_{ds} V_{qs}$:..... Tension statorique selon l'axe d, q

$V_{dr}V_{qr}$:..... Tension rotorique selon l'axe d, q

$\delta = (1 - M^2 / L_r L_s)$:... Coefficient de fuite total

$W_r = \frac{d\theta_r}{dt}$:..... Vitesse du référentiel synchrone par rapport au rotor

$W_s = \frac{d\theta_s}{dt}$:..... Vitesse du référentiel synchrone par rapport au stator

$\theta_s; \theta_r$:..... Positions respectives du référentiel synchrone par rapport à l'axe.

IA :..... l'intelligence artificielle.

RNA :..... les réseaux de neurone artificiels.

FLS :..... système à logique floue.

GA :..... les algorithmes génétiques.

FFT :..... fast Fourier transformation.

STFT :..... La transformation de Fourier à court terme.

WT :..... transformée en ondelettes.

TOD :..... transformée en ondelettes discrète.

TOC :..... la transformée en ondelettes contenu.

TF :..... la transformé de Fourier.

CWT:..... continuous wavelet transform.

DWT:..... discrete wavelet transform.

$K_{sa} = \frac{N_{cc}}{N_s}$:..... Coefficient de court –circuit relatif à la 1^{ère} phase statorique.

$K_{sb} = \frac{N_{cc2}}{N_s}$:..... Coefficient de court –circuit relatif à la 2^{ème} phase statorique.

$K_{sc} = \frac{N_{cc3}}{N_s}$:..... Coefficient de court –circuit relatif à la 3^{ème} phase statorique.

FPRG :..... Fundamental Problem of Residual Generation.

g:..... Glissement.

Nr :..... Nombre de barres rotoriques.

m :..... Nombre de phases statorique.

Notations

- μ_0 : Perméabilité magnétique de l'entrefer.
- l : Longueur du rotor.
- r : Rayon moyen de l'entrefer.
- λ : Permittivité de l'entrefer.
- N_s : Nombre de spires par phase statorique.
- g_e : Epaisseur de l'entrefer.
- f_v : Coefficient de frottement visqueux.
- kd : Coefficient de distribution.
- R_s : Résistance d'un enroulement statorique.
- R_{bk} : Résistance d'une barre rotorique k .
- R_{ak} : Résistance de la portion d'anneau de court-circuit k .
- R_r : Résistance rotorique équivalente (ramenée au stator).
- $[R_s]$: Matrice des résistances statoriques.
- $[R_r]$: Matrice des résistances rotoriques.

INTRODUCTION GENERALE

Actuellement, le domaine de la maintenance préventive a tendance de devenir un marché à part entière. Les systèmes industriels sont devenus de plus en plus complexes. Pour cela, il faut les surveiller en permanence afin de prévenir tout incident, détecter les pannes éventuelles et maintenir une bonne qualité de service, sans oublier que le premier rôle de la surveillance et du diagnostic est d'augmenter la disponibilité des installations dans le but de réduire les coûts directs et indirects de la maintenance des équipements de production.

Il est difficile de dater avec précision les premiers travaux concernant la détection et la localisation de défauts. On peut cependant citer certains travaux qui ont marqué de leur empreinte cette discipline comme la publication de Potter et Suman [26] à propos de l'utilisation de la redondance pour la détection de défauts de capteurs de type accéléromètre ou encore les livres de Himmelblau [27] et de Pau [28], posant les principes fondamentaux de la détection et du diagnostic de défauts. Depuis ces travaux fondateurs, cette thématique a fait l'objet de très nombreux travaux de recherche.

Compte tenu de l'importance des enjeux en termes de productivité (arrêt inutile des installations), de sécurité (anomalie non détectée) ou de qualité de production (mesure incorrecte d'une grandeur à contrôler), de nombreuses approches ont été utilisées pour apporter une contribution à la solution de ce problème. On distingue cependant, parmi les différentes méthodes, deux familles principales ; celles qui utilisent un modèle du système à Surveiller [29] et celles pour qui seules les données acquises sur le processus considéré permettent de caractériser son mode de fonctionnement.

Ces dernières techniques de diagnostic, réputées « sans modèle » sont également souvent utilisées. A partir des données acquises sur le procédé et d'une méthode de traitement du signal, on essaie de déterminer l'état du système. Parmi les techniques les plus fréquemment exploitées, on trouve des méthodes fréquentielles [6] ou temps-fréquence [7], ou temps échelle, la transformation de fourrier [STFT] la transformée en ondelettes [WT] étant explorée depuis une décennie dans le cadre du diagnostic et pour de nombreux domaines d'applications. Les pannes des machines électriques peuvent être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur accouplement, défauts des roulements, ...) ou électrique et magnétique (court-circuit dans les bobinages statoriques, cassures des barres ou de portions d'anneaux de court-circuit, cassure de dents,...). D'autres imperfections peuvent aussi être dues également aux éléments de l'entraînement, on citera à titre d'exemples les défauts dans l'alimentation, dans la charge ou dans les réducteurs mécaniques

La naissance d'un défaut dans la machine asynchrone à cage lors de son fonctionnement n'implique pas l'arrêt instantané de la machine, mais il affecte directement les performances de la machine telles que le couple électromagnétique, les courants et la vitesse. D'où la nécessité du diagnostic pour identifier et déterminer les causes des défauts.

L'analyse par traitement du signal des grandeurs de ligne (courant, tension et puissance) peut donner une image réelle sur les déséquilibres qui se produisent dans la machine ; Cette analyse est basée sur les techniques classiques telles que : l'analyse de Fourier et de Hilbert, ou les techniques relativement nouvelles, à savoir : la transformée de Fourier fenêtrée et la technique des ondelettes.

Un système de diagnostic de défauts consiste en trois étapes : La détection (décider que le système est en défaut ou non), la localisation (déterminer quelle partie du système est affectée) et l'identification (estimer l'ampleur et le type des défauts).[30]

Dans ce mémoire, un diagnostic par les techniques des ondelettes et transformée de Fourier seront effectuées et validées par simulation sous Matlab/simulink. Ces techniques propose une analyse très fine des signaux et permet de détecter les signaux non-stationnaire et stationnaire où cette particularité est non disponible dans les techniques classiques. Le manuscrit comporte cinq chapitres répartis comme suit :

Dans le premier chapitre, nous situons les éléments de construction de la machine à cage d'écureuil, et nous allons faire une présentation de certains concepts relatifs au diagnostic, les différentes méthodes de détection ainsi que les divers défauts qui peuvent affectés le moteur asynchrone à cage et leurs causes.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone en régime sain. En effet, nous avons modélisé la machine dans le repère de Park, la modélisation sera détaillée depuis les équations du modèle biphasé jusqu'à l'obtention des équations finales.

Le troisième chapitre est réservé à la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil en régime de défauts (défauts rotoriques). Nous utilisons un modèle basé sur le couplage magnétique des circuits électriques pour analyser le comportement de la machine en l'absence et en présence des défaillances. Ce type d'approche offre un modèle de machine simple, un temps de calcul raisonnable. Les inductances de la machine prennent en compte les harmoniques d'espace les plus importants dans le but d'obtenir des résultats encore plus proches de la réalité. Puis, nous avons fait la transformation du modèle de Nr grandeurs au modèle dq équivalent, pour faciliter sa simulation.

Le quatrième chapitre a pour objectif de modéliser la machine asynchrone en présence de défauts statoriques (court-circuit entre les spires), une transformation mathématique est proposée et appliquée sur les équations du modèle triphasé équivalent de la machine. Tous les paramètres intervenant dans le nouveau modèle sont calculables.

Le cinquième chapitre comporte un rappel sur les techniques utilisées en traitement du signal à savoir la transformée de Fourier (FFT) et la transformée en ondelettes discrète (DWT) suivi de leurs applications au diagnostic des défauts rotorique et statorique suivi d'une comparaison entre elles.

En fin, une conclusion générale est donnée dans laquelle nous discutons sur les résultats obtenus.

I.1 Introduction

La croissante utilisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil, 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 trouvons maintenant dans tous les domaines industriels et en particulier dans les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie ou encore les transports ferroviaires. Il est évident que ces moteurs conduisent à porter une attention de plus en plus sérieuse quant à leur fonctionnement et leur disponibilité.

En effet, l'apparition d'un défaut conduit le plus souvent à un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone entraînant, en conséquence, un coût de réparation non négligeable pour l'entreprise (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.

Dans ce travail, nous décrivons le système étudié qui se limite, dans notre cas, à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Après avoir rappelé les éléments de constitution de cette machine, nous présentons par un aperçu sur les différents défauts pouvant survenir dans la machine et leurs causes.

I.2 Eléments de constitution de la machine asynchrone

La connaissance des éléments de constitution des machines asynchrones permet 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 :

- le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique.
- le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.
- les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.

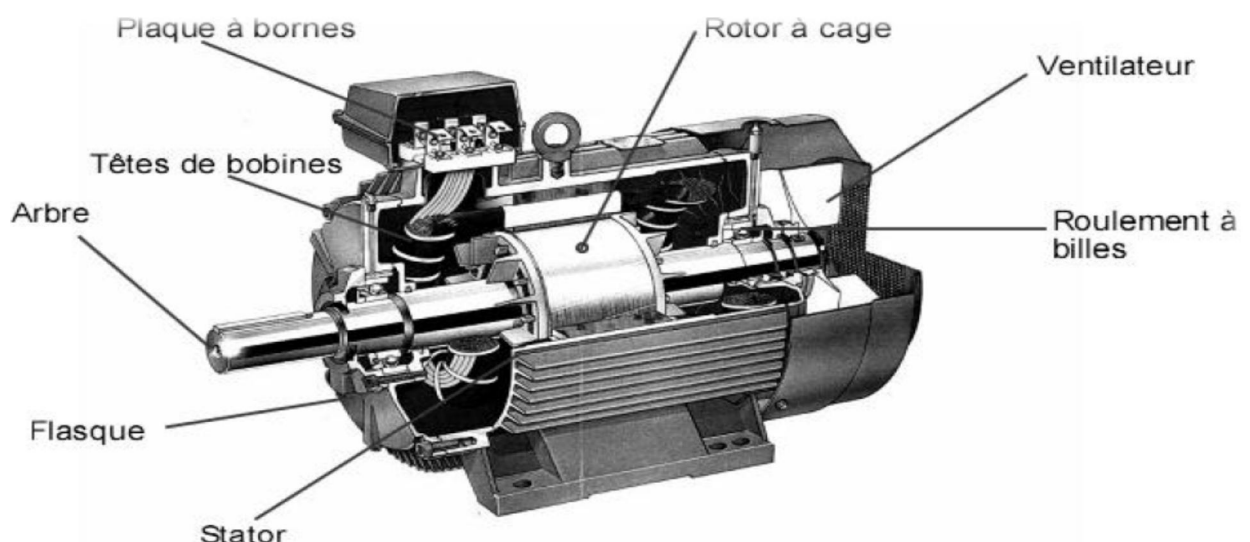


Figure. I.1 Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil [1]

I.2.1 Le stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce alors qu'elles sont, pour les machines de puissance plus importante, découpées par sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Une fois cette étape d'assemblage terminée, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique. Nous représentons sur la figure I.1 les différentes parties de constitution du stator d'une machine asynchrone. Nous pouvons visualiser la présence d'ailettes de ventilation assurant le refroidissement de la machine lorsque celle-ci fonctionne en charge.

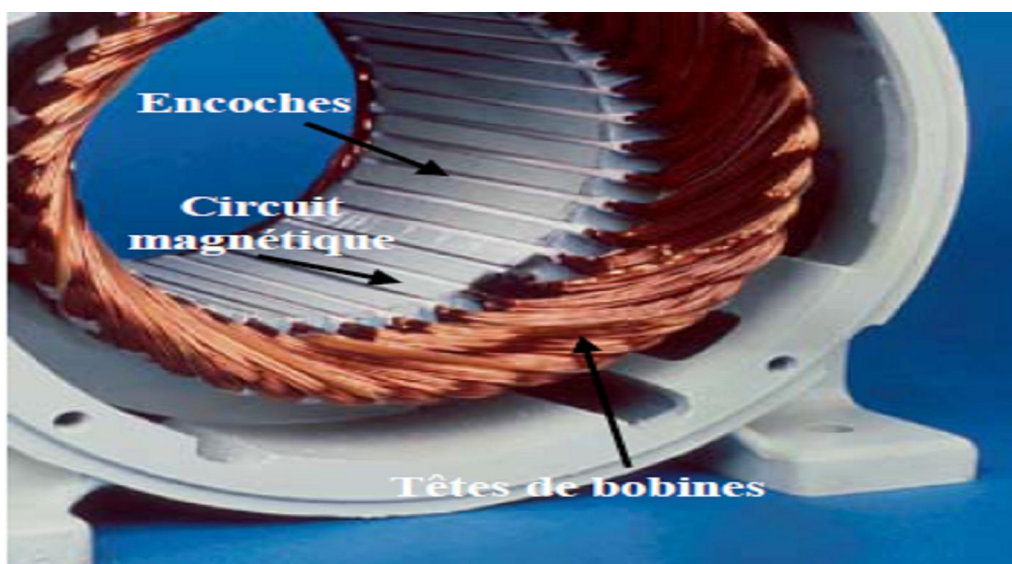


Figure I.2 Photo du stator d'une machine asynchrone

I.2.2 Le rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des machines asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cage d'écureuil.

Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans les encoches rotoriques). Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dit "de court-circuit", eux aussi fabriqués en cuivre ou en aluminium.

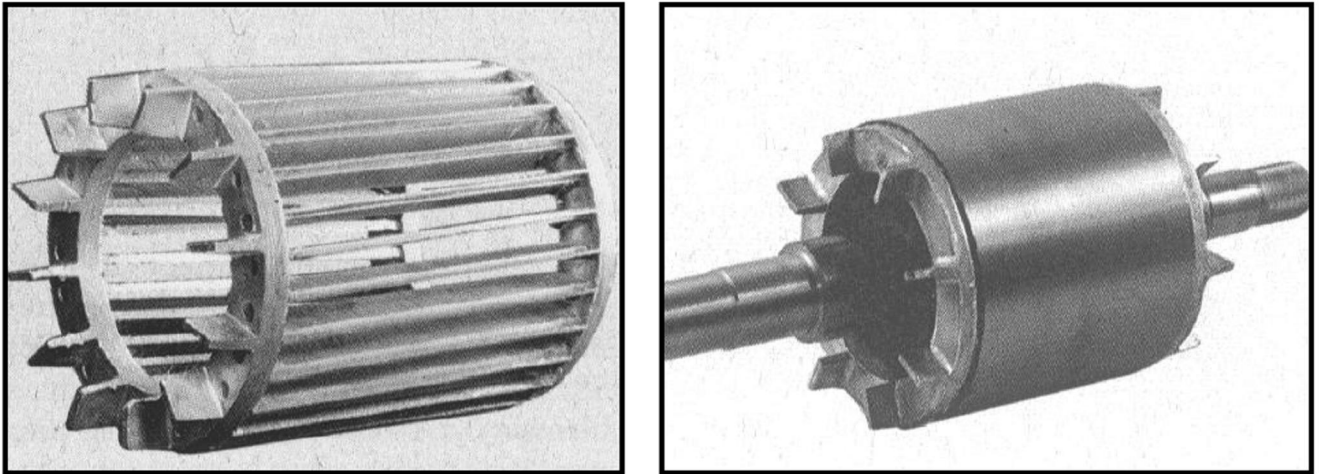


Figure I.3 Rotor à cage d'écureuil [1]

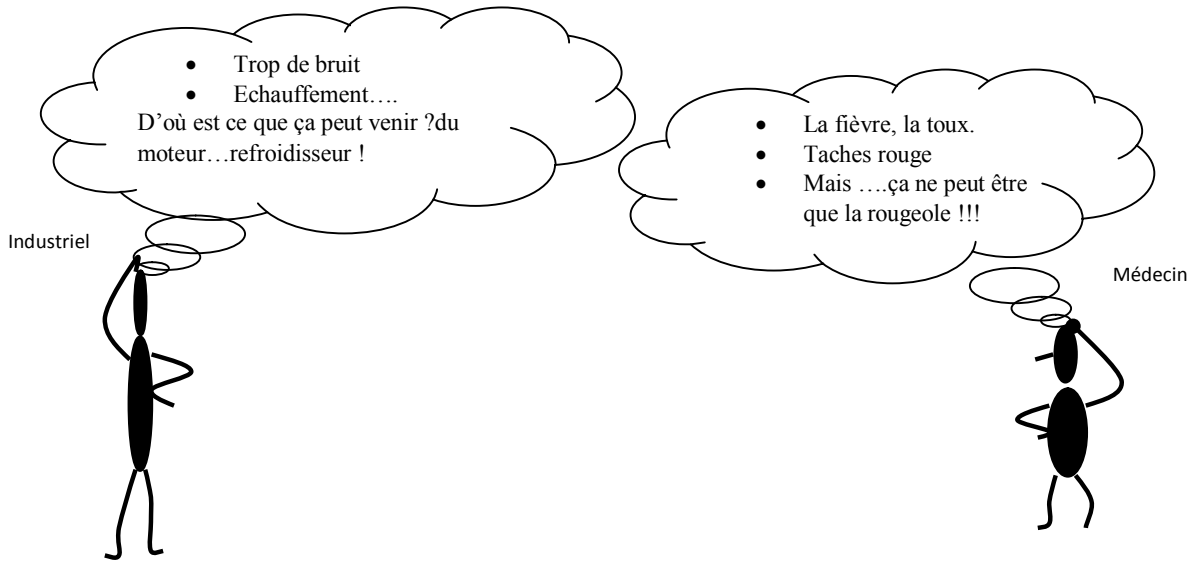
I.3 Concepts généraux (Terminologie)

Afin de fixer une base commune sur le vocabulaire employé, il convient tout d'abord d'explicitier quelques définitions. La plupart d'entre elles ont été discutées au sein du SAFEPROCESS technical comite de l'international fédération of automaticcontrol. [2]

- Un **défaut** est défini comme une déviation non permise d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système par rapport aux conditions normales de fonctionnement.
- Une **panne** ou **défaillance** est une interruption permanente de la capacité du système à remplir une fonction requise dans des conditions d'opérations spécifiques.
- Une **perturbation** est un phénomène considéré comme normal influençant un processus, qui est non ou mal représenté par un modèle de référence.
- Un **bruit**, qu'il concerne l'actionneur, le capteur ou le processus lui-même, se caractérise par un signal additif gaussien de moyenne nulle et de covariance connue.
- Un **résidu** est un indicateur de défaut basé sur la déviation entre les mesures et les calculs basés sur un modèle.
- Un **symptôme** est un changement d'une qualité observable par rapport à un comportement normal.

Lorsque plusieurs défauts présentent les mêmes symptômes, il devient indispensable, pour l'opérateur, de rechercher systématiquement l'existence des symptômes en plus. Il faut insister d'emblée sur le fait que certains de ces symptômes ne sont pas spécifiques à un défaut en particulier et c'est l'analyse minutieuse qui doit faire montrer cela.

Le médecin, pour faire un diagnostic réussi, fait plusieurs tests à la recherche de nouveaux symptômes car ceux signalés par le système nerveux central le guident vers plusieurs causes, dans ces cas, c'est l'analyse différentielle associée aux résultats des tests qui permettra de rattacher



Ces symptômes à l'un ou à l'autre des causes probables, à partir de là, on conclut que :

- ❖ Le diagnostic est facile lorsqu'il est fait en réel et lorsque les symptômes sont clairs sinon, c'est l'orientation vers le diagnostic différentiel qui doit permettre la résolution du problème. [3]

I.4 Procédure de détection et de localisation de défauts

Dans le but de diagnostiquer les défauts qui peuvent se produire dans un système physique avant l'échec total, et dans la mesure du possible déterminer les causes qui en sont à l'origine, une procédure de reconnaissance doit être appliquée, cette procédure comporte les étapes suivantes :

- ✓ **La détection** de défauts qui consiste en la détermination de la présence de défauts sur le système et ceci indépendamment des perturbations et des changements de points de fonctionnement.
- ✓ **La localisation** (isolation) de défauts qui comprend la détermination du type et de l'emplacement du défaut détecté. Cette fonction est rendu possible grâce à la structuration des résidus.

- ✓ **L'identification** (estimation) de défauts est la détermination de la taille et du comportement temporel d'un défaut. Elle suit la localisation de défauts et n'est intéressante que lors d'une éventuelle reconfiguration du système de commande c'est-à-dire pour la synthèse de nouvelles lois de commandes en vue d'assurer la disponibilité de l'installation.

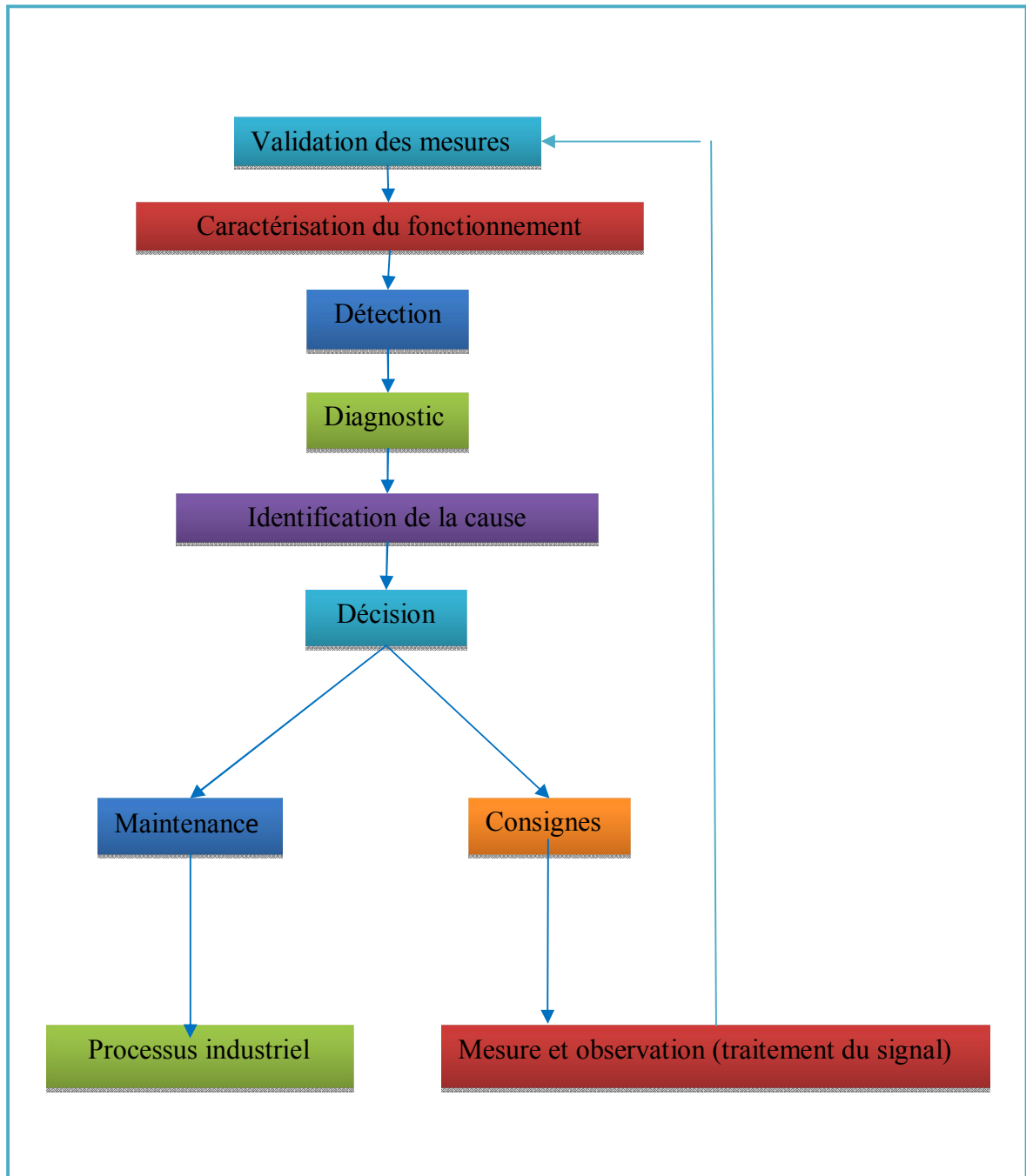


Figure I.4 Les différentes étapes du diagnostic industriel [4]

I.5 Les différentes méthodes du diagnostic

Si la prise de décision conduit à déclarer le processus défaillant, il convient alors de sélectionner une méthode de diagnostic.

Les méthodes de diagnostic sont divisées en deux grandes familles

- Les méthodes internes.
- Les méthodes externes. [4]

Le graphique ci-dessous résume les différentes méthodes de diagnostic.

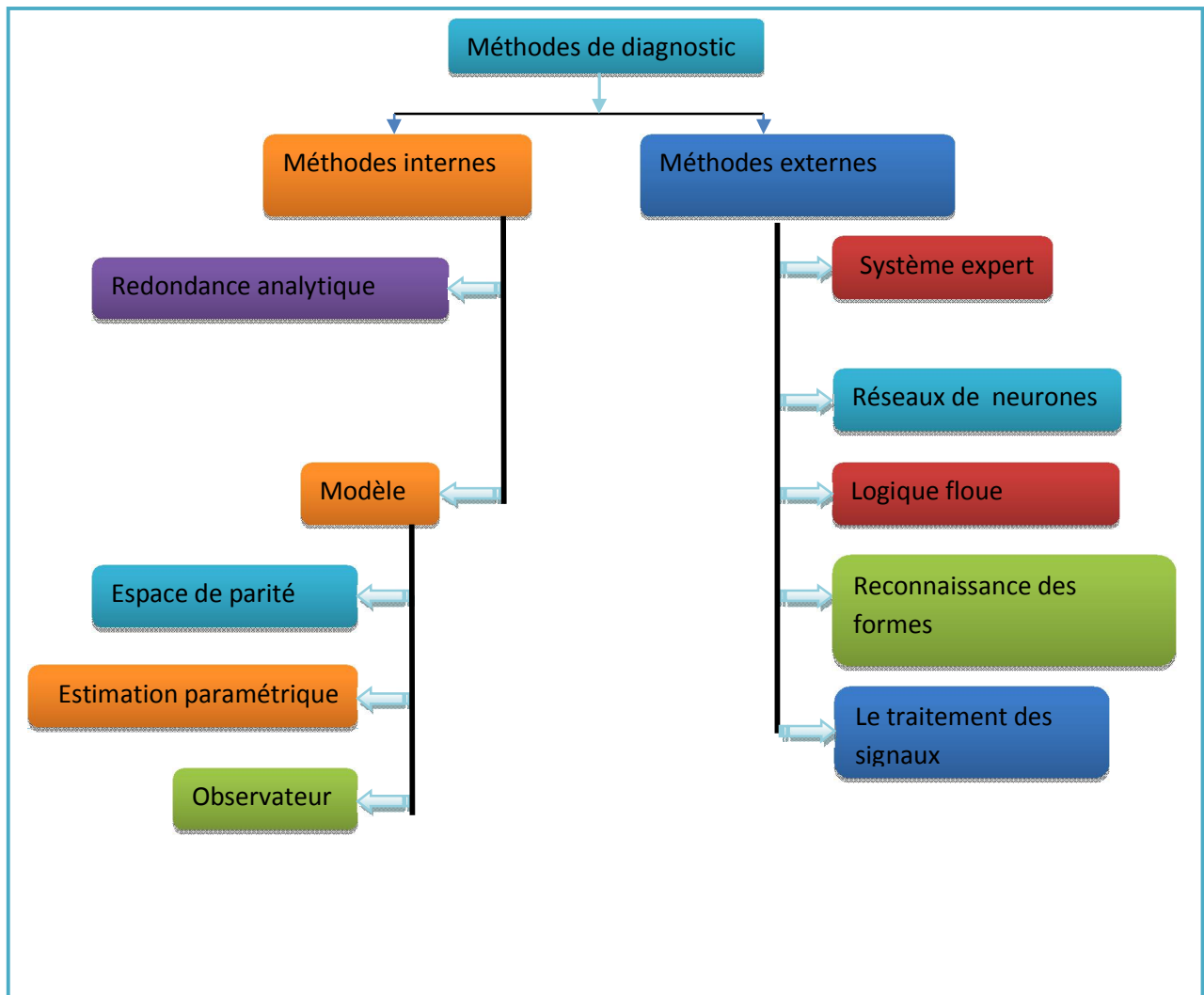


Figure I. 5 Les différentes méthodes de diagnostic

I.5.1 Méthodes de diagnostic internes

Ces méthodes sont celles basées sur des modèles physiques ou de comportement (modèles mathématiques) validés expérimentalement par les techniques d'identification de paramètres. Ainsi, ces modèles permettent la mise en œuvre du problème inverse. Le diagnostic de défaillance est possible en suivant en temps réel l'évolution des paramètres physiques ou bien en utilisant l'inversion

de modèles de type << boîte noire >> Ces méthodes se regroupent en deux familles :

- Méthodes de redondance analytique et matérielle.
- Méthodes à base du modèle mathématique.[4]

I.5.1.1 Méthodes de redondance analytique et matérielle

La redondance analytique se base sur la connaissance d'un modèle mathématique du système à surveiller, ce modèle placé dans les mêmes conditions que le système calculé en temps réel, fournit les relations de redondances nécessaires à la comparaison du procédé avec le modèle.

D'un côté, il existe une méthode par la redondance matérielle qui consiste à doubler ou à tripler l'équipement : plusieurs actionneurs, plusieurs capteurs et plusieurs systèmes de commande. L'utilisation de cette méthode est essentiellement réservée aux cas où la continuité de service est obligatoire (avionique). En effet, elle apporte l'avantage une fois la défaillance détectée, d'utiliser la partie de l'équipement encore saine –c'est une méthode chère et complexe.

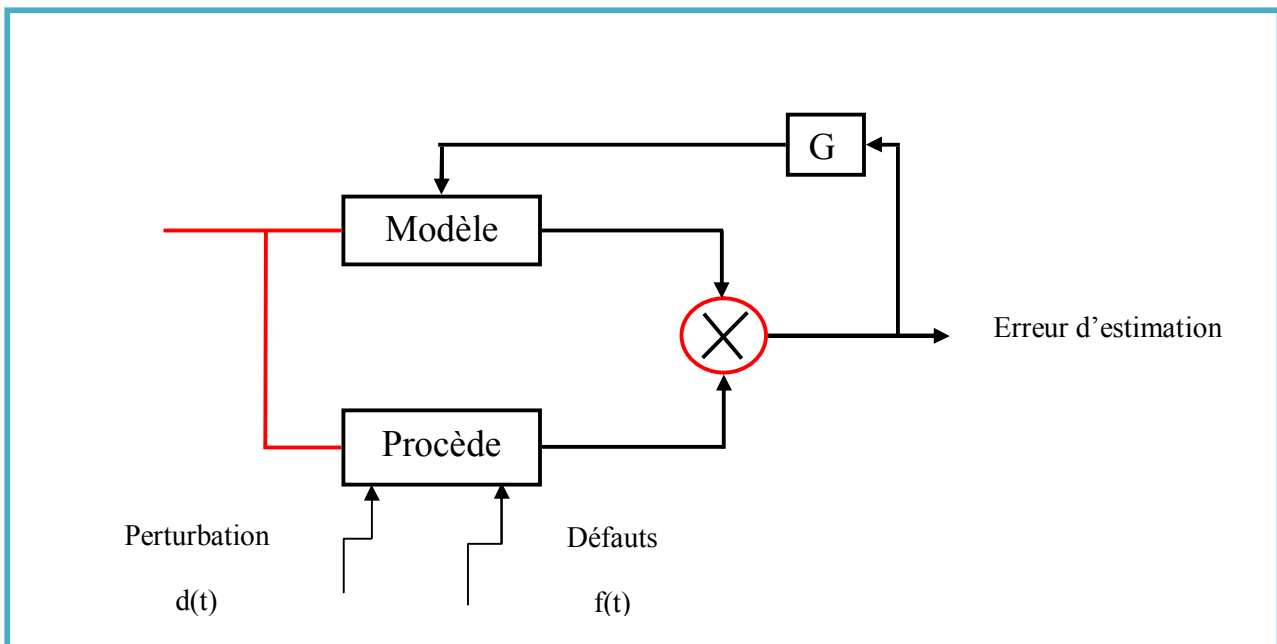


Figure I.6 Principe de fonctionnement de la méthode de redondance analytique [5]

I.5.1.2 Méthodes de diagnostic à base de modèle mathématique

Les méthodes de diagnostic à base de modèle mathématique reposent sur la connaissance approfondie du procédé sous la forme d'un modèle numérique représentatif, qui fournit des grandeurs caractéristiques du procédé. Ces dernières sont constamment comparées aux grandeurs issues du procédé réel. Le problème FDI (FaultDetection and Identification) à base de modèle mathématique a attiré l'attention de nombreux chercheurs, tels que Willskey, Isermann, Frank, Patton ...etc. Les méthodes proposées, dans ce contexte, peuvent être regroupées en trois catégories:

- Méthodes d'espace de parité.

- Méthodes d'estimation de paramètre.
- Méthodes à base d'observateurs.

Bien que ces approches soient différentes, leur but est le même; il consiste à générer un vecteur caractéristique : le résidu, qui est sensiblement nul en absence de défauts et non nul en leur présence. Ainsi, le problème de diagnostic des défauts par ces méthodes peut se reformuler sous la forme d'un problème de génération de résidus. Ces derniers devant justifier de certaines propriétés. C'est ce que l'on retrouve dans la littérature sous le nom du Problème Fondamental de Génération de Résidus : "FPRG", (Fundamental Problem of Residual Generation).[6]

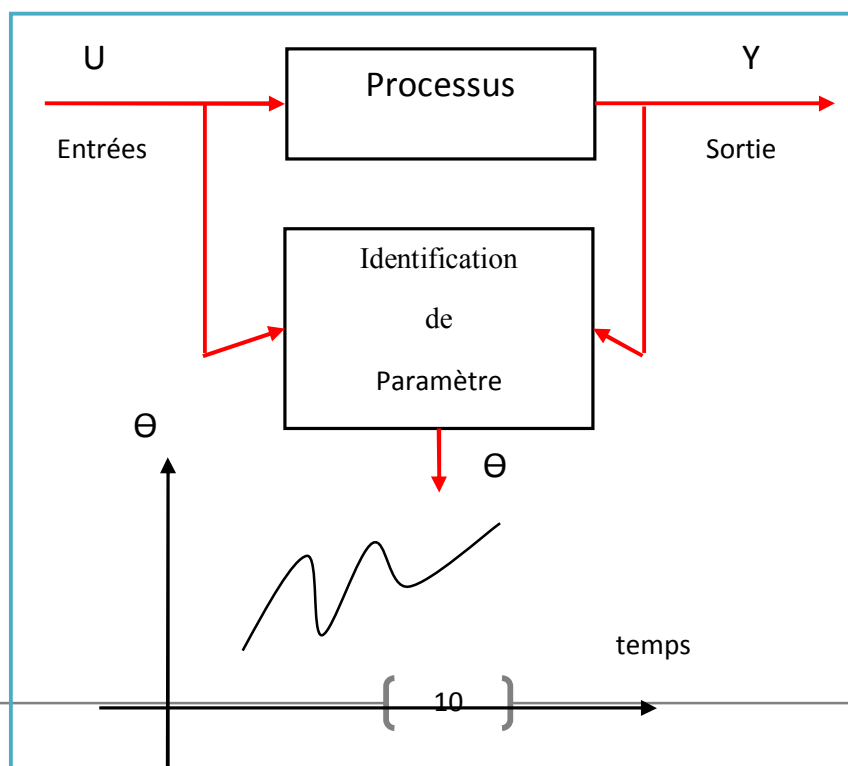
I.5.1.2.1 Espace de parité

Les équations du modèle sont projetées dans un espace particulier appelé espace de parité, permettant ainsi d'éliminer les inconnues à l'aide de redondances. Les équations projetées ne font intervenir que des variables mesurables (les entrées et les sorties du système) sur une fenêtre d'estimation. L'idée est de tester la cohérence des mesures par rapport à leurs estimées données par le modèle.

I.5.1.2.2 Diagnostic par estimation paramétrique

La détection et la localisation des défaillances par estimation paramétrique consiste à identifier les paramètres physiques (ou structuraux lorsque les grandeurs physiques ne sont pas accessibles) contenus dans le modèle de connaissance du système. Ce modèle mathématique doit contrairement au cas précédent, pouvoir caractériser les fonctionnements sains et en présence de défaut. Un défaut étant à l'origine d'une variation paramétrique, l'estimation des paramètres du modèle permet d'indiquer la présence d'un déséquilibre dans la machine. Quant aux algorithmes d'identification paramétrique, ils doivent respecter deux contraintes très restrictives et fortement corrélées :

- ✓ une excitation persistante très riche, difficilement compatible avec un procédé en fonctionnement.
- ✓ un



nombre limité de paramètres à estimer. [8]

Figure I.7 Méthode de diagnostic par suivi de paramètre interne [8]

Comme exemple, on peut citer le suivi des paramètres électriques de la machine asynchrone qui permet de détecter des défauts rotoriques et des courts-circuits statoriques.

Le tableau ci-dessous présente les variations des paramètres du modèle de la machine asynchrone suivant les défauts. Tous les paramètres changent dans le cas d'un défaut.

Types de défauts	Paramètre du modèle du park				Paramètre du modèle triphasé	
	R_r	R_s	L_r	L_{fs}	$R_{sa}R_{sb}R_{sc}L_{fsa}R_{sb}R_{sc}R_rL_r$	
Barres et portions d'anneaux de courts-circuits cassés	↗	↘	↘	↘		
Court-circuit statorique entre spires	↘	↗	↘	↘	$R_{sa}L_{fsa}$	↘
					$R_{sb}R_{sc}R_{sb}R_{sc}$	↗

Tableau I.1 Variation des paramètres suivant les défauts [8]

I.5.1.2.3 Le diagnostic à base d'observateurs

Les méthodes d'observateurs sont basées sur le principe de génération de résidus en comparant les grandeurs disponibles du système réel aux grandeurs estimées (issues de l'observateur).

Cette technique se doit de donner une importance grandissante car elle donne lieu à la conception de générateur de résidus flexible [8]

La génération de résidus à l'aide d'une estimation d'état consiste à reconstruire l'état ou, plus généralement, la sortie du processus à l'aide d'observateur et à utiliser l'erreur d'estimation comme résidu.

Cette méthode s'est beaucoup développée car elle donne lieu à la conception de générateurs de résidus flexibles.

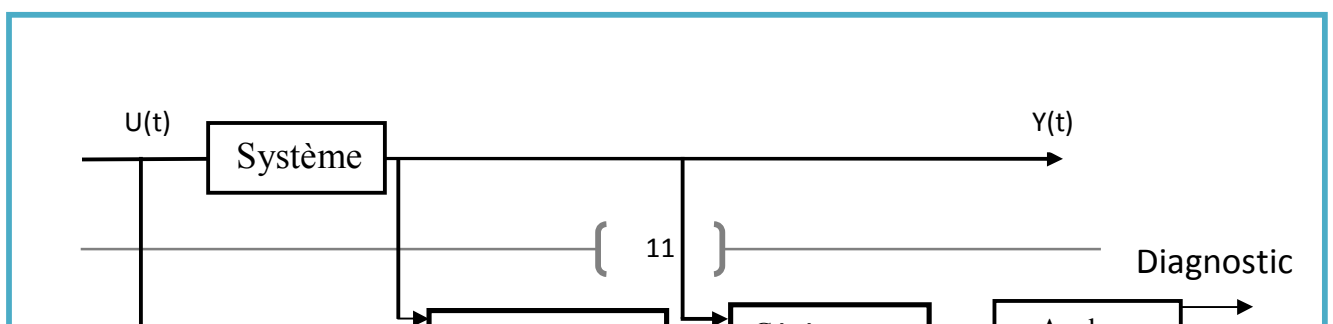


Figure I.8 Schéma fonctionnel d'un observateur générateur de résidus [6]

I.5.2 Méthodes de diagnostic externes

Il est souvent difficile de modéliser la dynamique des processus de manière exacte suite à une complexité ou à de nombreuses reconfigurations intervenants durant le processus de production. Une comparaison entre le spectre du courant d'alimentation et celui du signal fourni par un capteur de vibration montre que l'utilisation des courants statoriques est très intéressante pour le diagnostic des machines électriques, puisque les informations présentes dans l'analyse des courants englobent celles trouvées dans l'analyse vibratoire et celles liées aux phénomènes électriques.

La technique d'analyse en temporel ou en fréquentiel identifie le comportement optimal de la machine dans le cas où elle est saine et compare les résultats avec ceux obtenus en présence de défaut. [10]

Dans cette catégorie on retrouve toutes les méthodes basées sur l'intelligence artificielle (IA). Certaines de ces techniques emploient des systèmes experts, les réseaux de neurone artificiels (RNA), la logique floue (FLS), les neurones-floue, les algorithmes génétiques (GA), etc.

I.5.2.1 Diagnostic par réseaux de neurones

Les réseaux de neurones peuvent fournir une solution intéressante pour des problématiques de surveillance d'équipements industriels. En effet, leur utilisation ne nécessite pas l'existence d'une modélisation formelle de cet équipement. Par ailleurs, leurs capacités de mémorisation, d'apprentissage, d'adaptation et le parallélisme du calcul représentent des fonctions très utiles à tout système de surveillance autonome.

Les techniques de surveillance par réseaux de neurones sont fondées sur l'existence d'une base de données d'apprentissage et non sur l'existence d'un modèle formel ou fonctionnel de l'équipement. Le principe d'une telle application est de trouver une relation entre des variables d'entrées et des variables de sortie, les variables d'entrée peuvent être quantifiables (sorties capteurs) ou qualifiables (observations faites par l'opérateur). A partir de ces variables d'entrée, le réseau de neurones donne une réponse caractérisée par deux types de variables de sortie : des variables de sortie réelles qui peuvent représenter une sortie estimée d'un paramètre

de surveillance, ou des variables de sortie catégorielles qui représentent l'état de fonctionnement de l'équipement.

Selon la nature des données en sortie, il existe deux types d'applications :

- Le premier type est une application d'approximation de fonctions, qui consiste à estimer une sortie mesurée de l'équipement. Dans ce cas, les réseaux de neurones sont utilisés en tant qu'approximation universel et fournissent un modèle sous la forme d'une boîte noire du système. Ceci n'est autre que de l'identification des processus industriels. Comme pour les méthodes à base de modèle, la comparaison de la sortie du réseau de neurones avec celle système réel donne un résidu qui servira à déterminer si le système est dans un état défaillant ou pas.
- Le deuxième type d'application considère le problème de la surveillance comme un problème de reconnaissance des formes. La forme à reconnaître est caractérisée par l'ensemble des données (quantifiables et – ou – qualifiables) et les classes d'appartenance représentant les différents modes (de fonctionnement qui nous renseigne sur l'état de fonctionnement de l'équipement. Il assure la fonction de détection (fonctionnement normal ou pas), sous la forme d'une détection intelligente (reconnaître un mode de défaillance) qui ne représente pas, à proprement parler un diagnostic mais qui peut faciliter sa mise en œuvre ultérieure, en précisant la classe de symptômes.

La figure ci-dessous illustre les deux types d'application. Les avantages les plus importants que l'on peut donc attribuer à une application de surveillance par réseaux de neurones sont :

- ❖ La modélisation et l'estimation de fonctions non linéaires par apprentissage.
- ❖ La fusion de données et le parallélisme.
- ❖ La généralisation et reconstruction des signaux capteurs. [11]

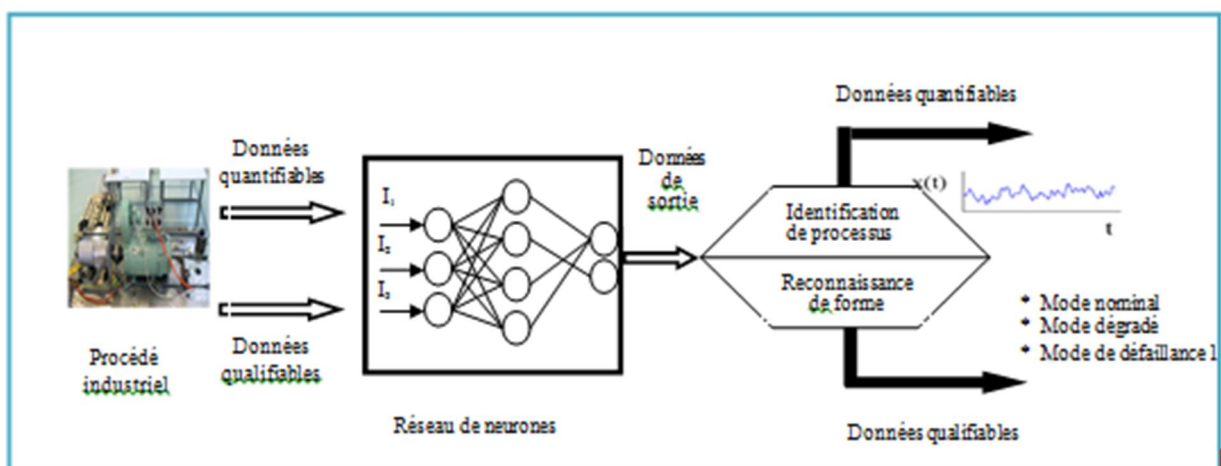


Figure I.9 Application des réseaux de neurones[11]**I.5.2.2 Diagnostic par systèmes experts**

Un système expert est un système informatique destiné à résoudre un problème précis à partir d'une analyse et d'une représentation des connaissances et du raisonnement d'un (ou plusieurs) spécialiste(s) de ce problème.

Les systèmes experts sont utilisés de façon privilégiée dans les domaines où l'homme manipule des informations factuelles, des données partielles et des stratégies de raisonnement. Le système expert doit fournir des réponses associées à une situation donnée sachant que la complexité du domaine étudié ne permet pas d'établir a priori toutes les configurations possibles des situations. Ainsi un spécialiste du dépannage réalise son diagnostic à l'aide d'une description partielle de la situation.

A partir de l'ensemble de symptômes à sa disposition, il déduit toutes les conclusions possibles, élabore de nouvelles hypothèses et approfondit son diagnostic en exploitant des informations supplémentaires collectées sur les systèmes à diagnostiquer.

Par leurs caractéristiques intrinsèques, les systèmes traditionnels de conception algorithmique sont incapables de résoudre de tels problèmes. Les systèmes experts mettent en œuvre des raisonnements heuristiques qui peuvent se définir comme des parcelles de connaissance capables de sélectionner les meilleures actions dans une situation particulière.

Les systèmes experts, contrairement aux systèmes informatiques algorithmiques classiques séparent les connaissances de leurs outils d'utilisation. La difficulté spécifique de la mise en œuvre des systèmes experts est la formalisation de la démarche cognitive qui a pour objectif, à partir d'une situation donnée, de définir et de décrire le raisonnement associé.[8]

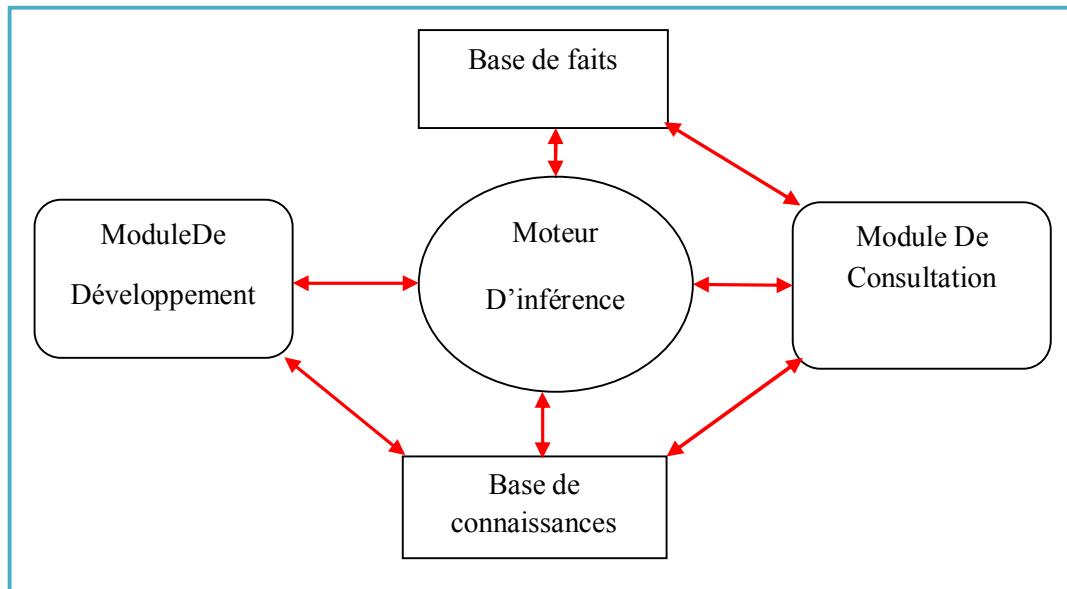


Figure I.10 Architecture d'un système expert[8]

I.5.2.3 Diagnostic par logique floue

Cette approche, contrairement à la logique du tout ou rien de G.Boode, a pour but la prise en compte de la logique de la pensée humaine qui est approximative. Le concept de sous-ensemble flou a été introduit pour prendre en compte l'imprécision. La fonction d'appartenance à un ensemble flou prend des valeurs sur l'intervalle $[0,1]$. Celles-ci expriment le degré d'appartenance d'un élément à cet ensemble : 0 pour la non appartenance stricte et 1 pour l'appartenance stricte.

Le principe de fonctionnement du diagnostic basé sur la logique floue consiste à extraire et à calculer les signaux d'entrée, en utilisant les règles linguistiques représentées sous forme de fonctions d'appartenances, ces règles peuvent contenir tous les modèles possibles qui correspondent au mode de défaut considéré.

En général, la procédure de fonctionnement d'un système flou est accomplie en trois étapes :

- ❖ La fuzzification.
- ❖ L'inférence.
- ❖ La défuzzification

Le **bloc fuzzification** contient en général un traitement de données préliminaires ; ces données sont alors traitées par des règles linguistiques, ce qui nécessite leur définition par des fonctions d'appartenance. La fuzzification fournit une série de variables floues, réunies par un vecteur, qui va être introduit au bloc d'inférence [13]. Dans le **bloc inférence**, les valeurs des variables linguistiques sont liées par plusieurs règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système (des effets du système à diagnostiquer).

Dans la dernière étape, il faut transformer la valeur floue (linguistique) en une valeur déterminée pour déduire l'état du système, ceci se faisant dans le **bloc défuzzification**, parmi les applications de cette méthode on peut citer le diagnostic des machines asynchrones. [12]

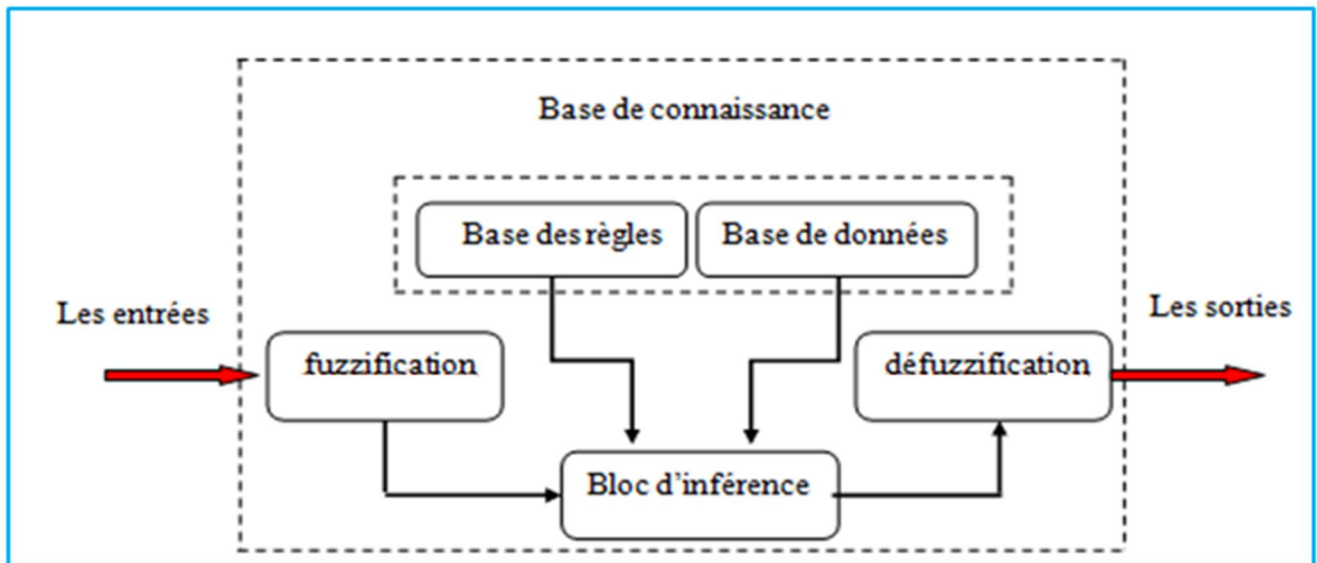


Figure I.11 Structure générale d'un système flou [13]

I.5.2.4 Le diagnostic par reconnaissance des formes

Parmi toutes les approches du diagnostic, la reconnaissance des formes est une technique de définition d'algorithmes permettant de classer des objets dont l'aspect a varié par rapport à un objet type. Il s'agit de définir à quelle forme-type une forme observée ressemble le plus. [13]

Dans ce cas, la forme est définie par un ensemble de 'd' paramètres appelés caractères qui sont les composants du vecteur forme x ; les prototypes sont les points représentatifs du vecteur forme dans l'espace à 'd' dimensions ; Dans un problème de reconnaissance des formes on suppose généralement que les formes x à classer appartiennent à M catégories bien déterminées appelées classes et notées w_1, w_2, \dots, w_m . Compte tenu du bruit de mesure les vecteurs appartenant à une classe donnée w_i forment une zone particulière dans l'espace de dimension d . Le problème de la reconnaissance des formes consiste à déterminer les formes séparant les M classes dans le but de pouvoir ultérieurement classer une nouvelle forme x lors de l'opération de Classification ou de discrimination.

La procédure de diagnostic basée sur les techniques de reconnaissance des formes met en quatre étapes principales qui sont résumées sur la figure (I.12).

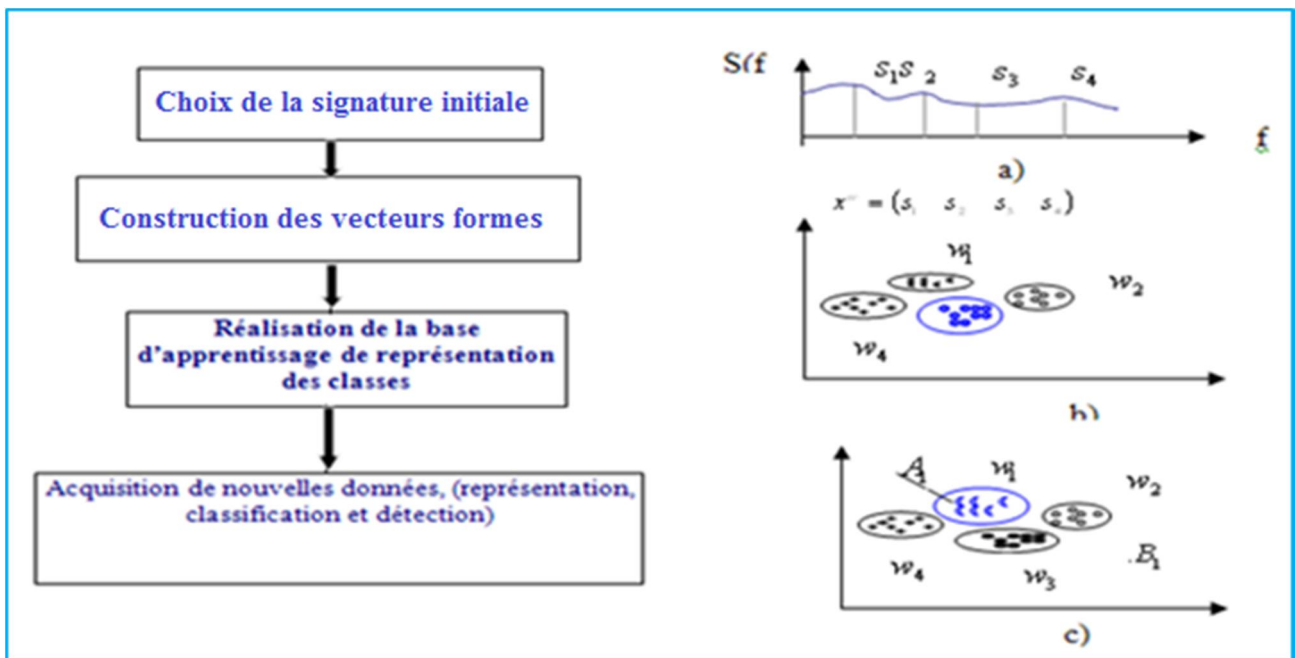


Figure I.12 Procédure de diagnostic basée sur la technique de la reconnaissance des formes [5]

Dans ce cas, la dernière phase correspond évidemment à l'exploitation du système de diagnostic. D'autre part, après l'acquisition d'une nouvelle signature, on calcule la forme associée dans l'espace de présentation et on procède à sa classification, chose qui se réalise sans difficulté (par exemple, il faudra prendre la décision de rejeter le point B ou de le caser dans une nouvelle classe).

I.5.2.5 Diagnostic basé sur le traitement des signaux

Le principe des méthodes d'analyse des signaux repose sur l'existence de caractéristiques propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. L'apparition d'un défaut étant à l'origine de nombreux phénomènes tels que le bruit, l'échauffement et les vibrations. Ces symptômes sont la manifestation apparente d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques.

Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone pouvant être utilisées pour le diagnostic sont : [6]

- ✓ Les courants absorbés ;
- ✓ Le flux de dispersion ;
- ✓ Le couple électromagnétique ;
- ✓ La vitesse rotorique.

Les outils de traitement du signal font appel à des méthodes statistiques (changement de moyenne, rupture de modèle, analyse spectrale, analyse temps-fréquence, ondelettes). Parmi ces signaux, il semblerait que l'analyse du spectre du courant statorique soit la plus révélatrice et la plus fiable pour le diagnostic. La surveillance par l'analyse du flux dans l'entrefer n'est pas attractive car elle nécessite une intervention sur le moteur lui-même pour être fiable.

I.6 Présentation des différentes défaillances de la MAS à cage d'écureuil

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

- Les générateurs de pannes ou initiateurs de défaut : surchauffe du moteur, défauts électriques (court-circuit), problèmes mécanique, rupture de fixation, problèmes d'isolation, survoltage d'alimentation
- Les amplificateurs des défauts : surcharge fréquent, vibration mécaniques, environnement humide, alimentation perturbée (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent mauvais graissage, vieillissement....
- Les vices de fabrication et leur erreurs humaines : défauts de fabrication, défectuosité des composantes, protection inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine [10]

Des études statistique nous relèvent que certaines pannes sont plus fréquentes que d'autres, ce qui amène à axer notre étude vers les types de défauts les plus courantes. Parmi les pannes majeures, nous trouvons les suivantes :

I.6.1 Les défauts dans les machines Electriques

Les défauts du moteur asynchrone peuvent être classés par catégorie dans deux types : mécanique et électrique. Les sources des défauts du moteur peuvent être internes, externes ou dues à l'environnement, comme présenté à la figure I.13

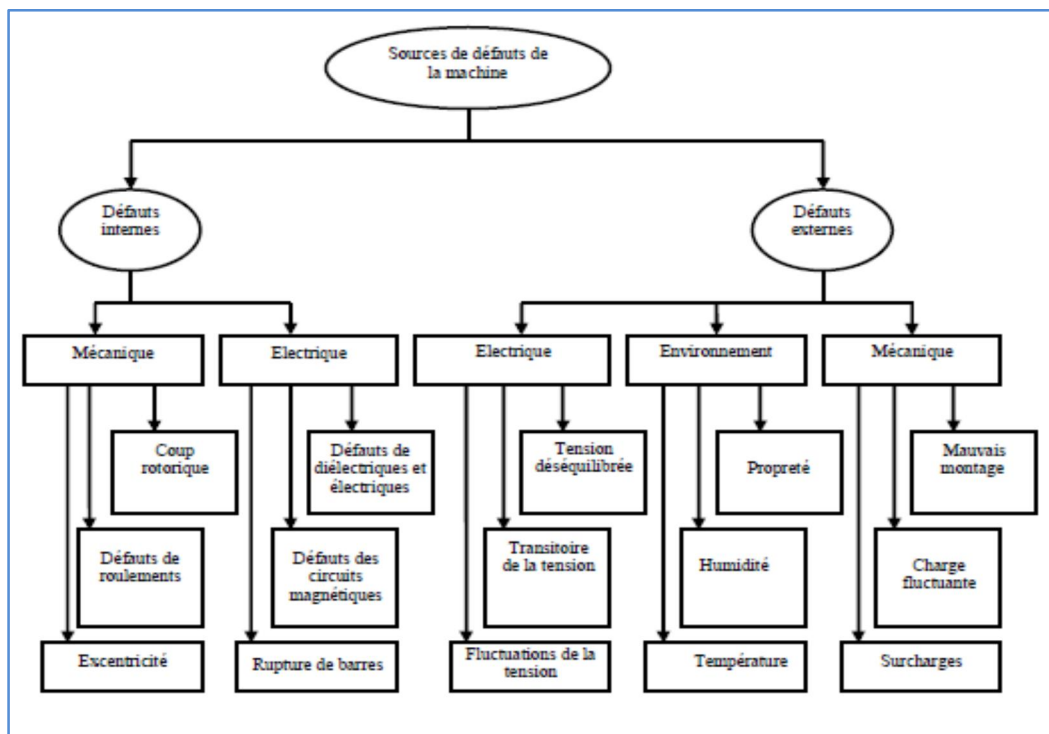
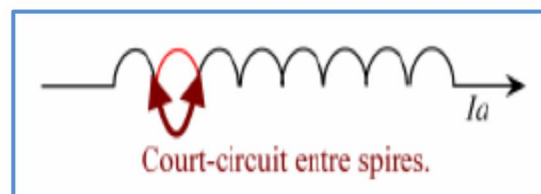


Figure I.13 Sources de défauts de la machine asynchrone à cage [25]

1.6.1.1 Les défauts statoriques

A) Court-circuit entre spires

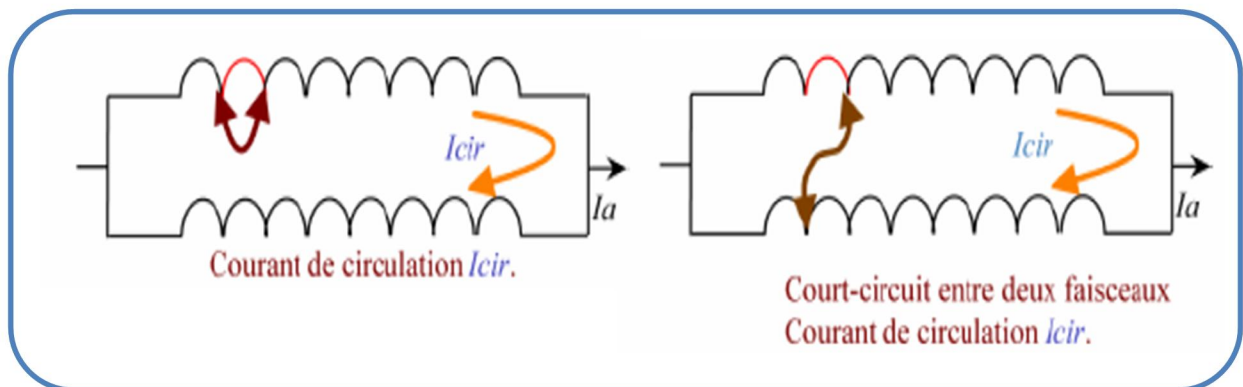
Ce défaut entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Les courts-circuits entre spires de la même phase apparaissent, soit au niveau des têtes de bobines, soit dans les encoches.[7]



FigureI.14 Court-circuit entre spires [14]

B) Court-circuit entre phases

Il provoque un déséquilibre total des courants statoriques. Les courants dans les barres ainsi que les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce défaut. [7]



FigureI.15 Court-circuit entre phase [14]

1.6.1.2 Les défauts rotoriques

A) Les cassures de barres

La détection de ces défaillances est rendue difficile par le fait que lors de leur apparition, la machines continue à fonctionner. Ces défauts ont par ailleurs un effet cumulatif. Le courant que conduisait une barre cassée, par exemple, se répartit sur les barres adjacents, ces barres sont alors surchargées, se conduit à leur ruptures, et ainsi de suite jusqu'à ce que le nombre de barres cassées soit suffisant à provoquer la défaillance de la machine. [10]

B) Ruptures d'anneaux

Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou à la dilatation entre les barres et les anneaux. La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants

dans les barres et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres.

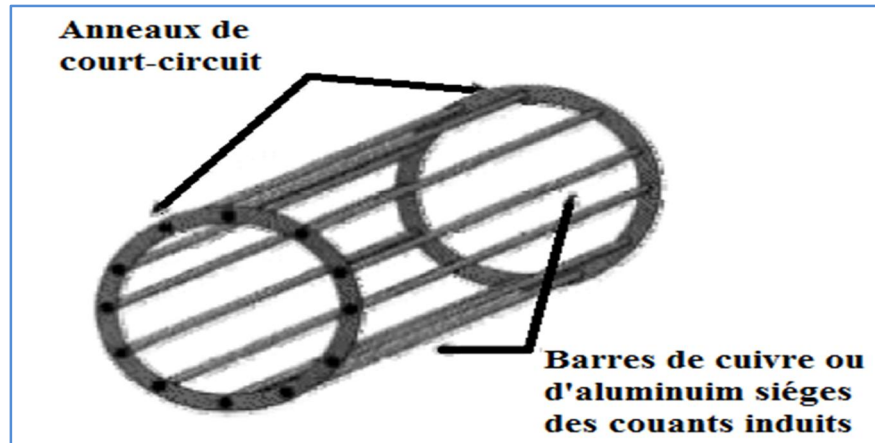


Figure I.16 rotor à cage d'écureuil (anneaux de court-circuit) [15]

C) Excentricité statique et dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). C'est le phénomène d'excentricité (statique et dynamique). [7]

I.6.2 Les défauts mécaniques

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface électromécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure du roulement et plus précisément à une dégradation des billes, ou de la bande de roulement. Ses causes possibles sont :

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

Les conséquences directes de cette défaillance sur les roulements sont :

- Des trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures.
- L'ondulation de leur surface de roulement.
- L'attaque des billes.
- La corrosion due à l'eau.

- Défaut de graissage, problème dû à la température.
- Décollement, effritement de surface provoqué par une surcharge.

Sur le système, ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinale de la machine. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du moteur. [7]

I.6.3 Défauts divers

Autres défauts se produisent et provoquent une dégradation des performances de la machine. Nous pouvons citer les cas suivants : [7]

- Défauts de fixation.
- Engrenage endommagé.
- Excitation hydrodynamique.
- Défauts induits par un desserrage.

Chaque défaut se traduit par son image fréquentielle à travers le courant absorbé par la machine.

I.6.6 Etude statistique

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de système industriel sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50kW à 200kW) a donné les résultats suivants : [13]

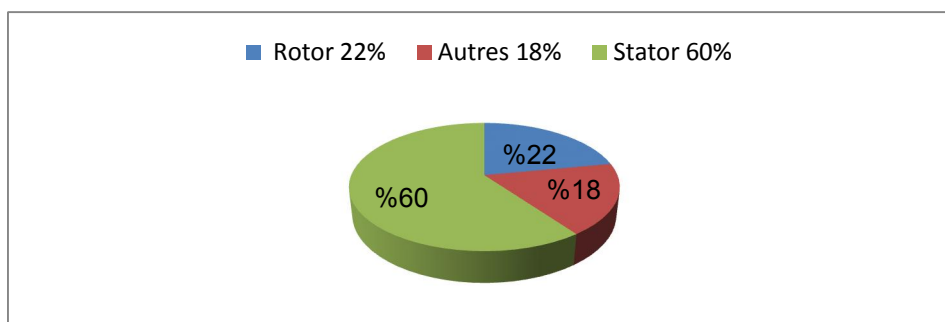


Figure I.17 proportion des défauts[13]

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

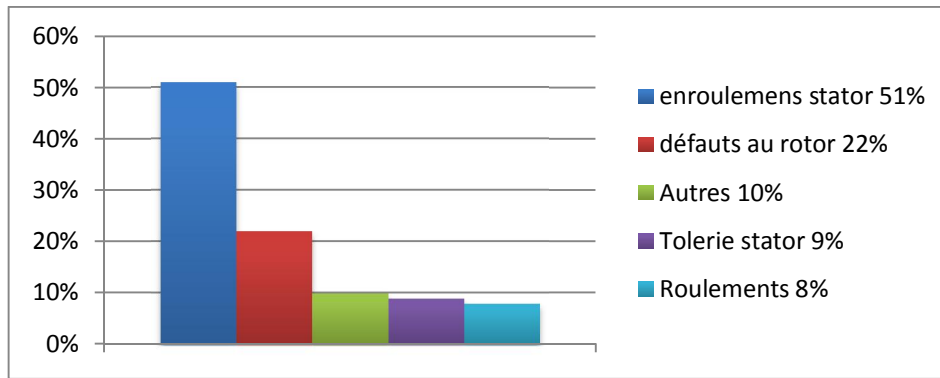


Figure I.18 répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances [13]

Une autre étude statistique faite sur des machines de grande puissance (de 100kW à 1MW)

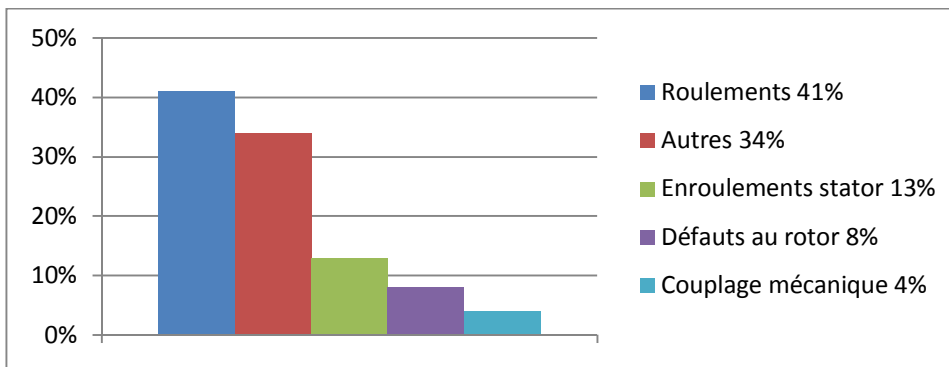


Figure I.19 répartition des pannes sur les machines de fortes puissances [13]

I.7 Conclusion

Ce chapitre est un prétexte à la présentation des notions très implorantes en diagnostic, tels que les défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone, leurs causes et leurs effets. Ainsi que la procédure de détection de défaut, les différentes méthodes utilisées au diagnostic, comme nous avons mentionné précédemment notre travail sera consacré à l'étude et à la détection des cassures de barres dans la cage rotorique et les courts-circuits statorique entre les pires des phases dans un moteur asynchrone. Pour cela, il faut disposer d'un bon modèle mathématique, décrivant le comportement de la machine à l'état sain et avec défauts. Cela fera l'objet du chapitre suivant.

II.1. Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de définir par un modèle mathématique. C'est ce qu'on appelle modélisation; Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

A cet effet, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente, et après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle de machine asynchrone alimentée en tension.

II.2. Description du modèle :

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à $(2\pi/3)$

II.3. Hypothèses simplificatrices:

Afin de simplifier la modélisation de la machine, on va admettre les hypothèses simplificatrices suivantes [11]:

- entrefer constant ;
- effet des encoches négligé ;
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- pertes ferromagnétiques négligeables ;
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est Pas prise en compte ;

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- l'additivité des flux ;
- la constance des inductances propres ;
- la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

La machine est représentée à la figure (II.1) par ces six enroulements dans l'espace électrique, l'angle (α) repère l'axe de la phase rotorique de référence $(R\vec{a})$ par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de références $(S\vec{a})$. Les flux sont comptés positivement selon les axes des phases.

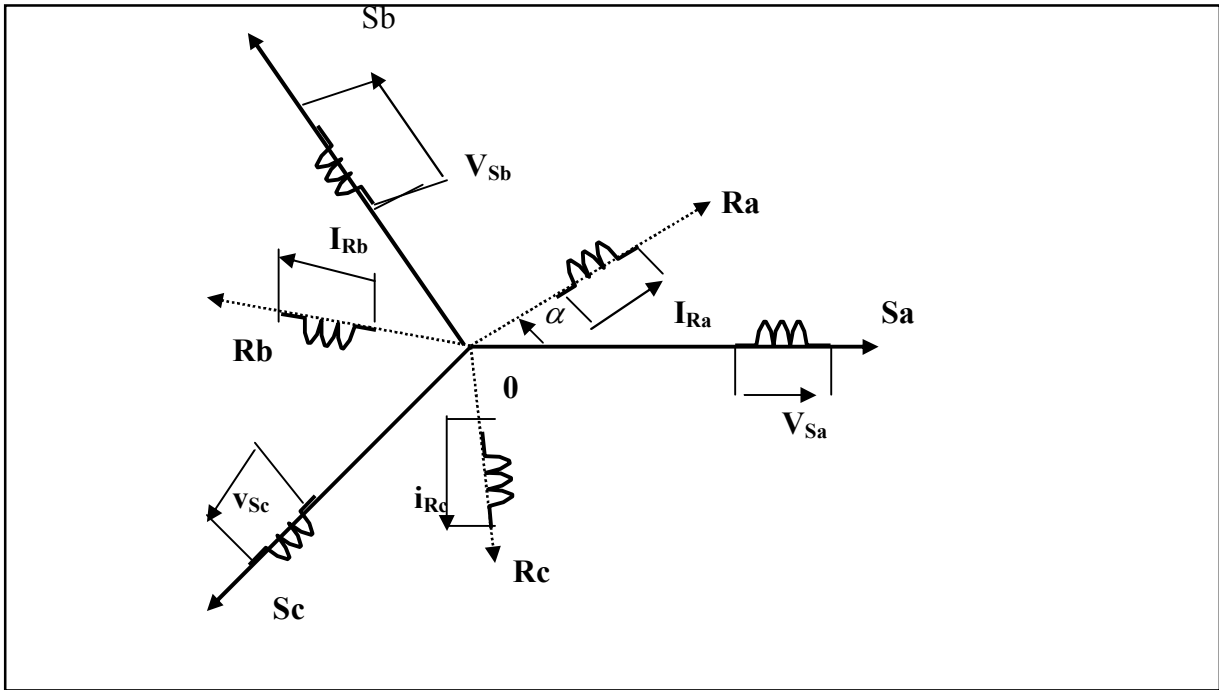


Figure (II.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

II.4. Equation générale de la machine:

D'après les lois de Lenz et Faraday on déduit les équations électriques de la machine

$$V = R I + \frac{d\Phi}{dt} \tag{II.1}$$

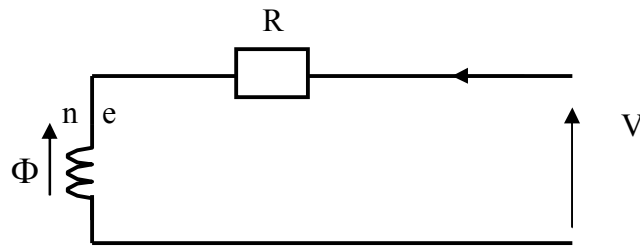


Figure (II.2) : modèle d'une phase avec f.é.m.

On déduit pour l'ensemble des phases Statoriques :

$$[V_{sabc}] = [R_s] [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \tag{II.2}$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \tag{II.3}$$

Et pour les phases rotoriques:

$$[V_{rabc}] = [Rr] [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rr & 0 & 0 \\ 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Une matrice des inductances $[L(\alpha)]$ établit la relation entre les flux et les courants; elle comporte 36 coefficients non nuls dont la moitié dépend du temps, par l'intermédiaire de α (position du rotor).

Soit:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M1 & M3 & M2 \\ M_s & l_s & M_s & M2 & M1 & M3 \\ M_s & M_s & l_s & M3 & M2 & M1 \\ M1 & M2 & M3 & l_r & M_r & M_r \\ M3 & M1 & M2 & M_r & l_r & M_r \\ M2 & M3 & M1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Où :

$$M1 = M_{sr} \cos(\alpha)$$

$$M2 = M_{sr} \cos(\alpha + 2\pi/3)$$

$$M3 = M_{sr} \cos(\alpha - 2\pi/3)$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sabc} \\ \Phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc} \\ I_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Finalement les tensions statoriques et rotoriques seront écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \\ [V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]^t [I_{sabc}] + [L_r][I_{rabc}] \} \end{cases} \quad (II.11)$$

II.5. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée:

La transformation de Park consiste à transformer un système triphasé (*abc*) en un système biphasé équivalent (*dq*), comme le montre la **figure II.3**

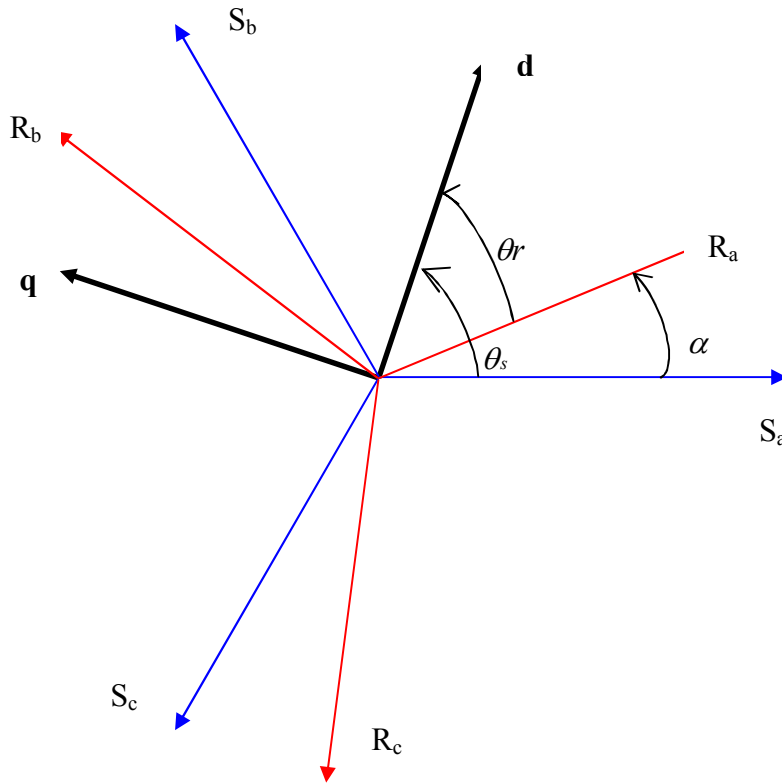


Figure (II.3) : Repérage angulaire des systèmes d’axes dans l’espace électrique

On a :

$$[V_s abc] = [R] [V_s abc] + \frac{d}{dt} [\Phi abc] \quad (II.12)$$

$$R = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

La transformation linéaire $[p]$ est appliquée à l’équation précédente

$$[p]^{-1} [V_{dqo}] = [R] [p]^{-1} [I_{dqo}] + \frac{d}{dt} [[p]^{-1} [\Phi_{dqo}]] \quad (II.14)$$

Avec :

$$[p] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Cette matrice est orthogonal, c'est-à-dire $[p(\theta)]^t = [p(\theta)]^{-1}$. La transformation de Park peut être appliquée sur les tensions, les courants et les flux.

En multipliant (II.14) par $[p]$:

$$[Vdqo] = [R][Idqo] + \frac{d}{dt} [\Phi dqo] + [p] \left(\frac{d}{dt} [p]^{-1} \right) [\Phi dqo] \quad (\text{II.16})$$

On démontre que :

$$[p] \left(\frac{d}{dt} [p]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.17})$$

On obtient finalement le système des équations de Park. Qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

$$\begin{cases} Vd = rId + \left(\frac{d\Phi d}{dt} \right) - \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \Phi q \\ Vq = rIq + \left(\frac{d\Phi q}{dt} \right) + \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \Phi d \\ Vo = rIo + \left(\frac{d\Phi o}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Pour la réduction de la matrice des inductances les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axe d, q, o et les flux d'axes a, b, c :

$$[\Phi sdqo] = [p(\theta_s)] [\Phi sabc] \text{ et } [\Phi rdqo] = [p(\theta_r)] [\Phi rabc] \quad (\text{II.19})$$

En développant les expressions des flux, elles deviennent :

a- au stator :

$$[\Phi sdqo] = [p(\theta_s)] \left[[Ls][Isabc] + [Msr][Irabc] \right] \quad (\text{II.20})$$

Soit:

$$[\Phi sdqo] = [p(\theta_s)] [Ls] [p(\theta_s)]^{-1} [Isdqo] + [p(\theta_s)] [Msr] [p(\theta_r)]^{-1} [Irdqo] \quad (\text{II.21})$$

b- au rotor :

$$[\Phi rdqo] = [p(\theta_r)] \left[[Msr][Isabc] + [Lr][Irabc] \right] \quad (\text{II.22})$$

Soit:

$$[\Phi rdqo] = [p(\theta_r)] [Msr] [p(\theta_s)]^{-1} [Isdqo] + [p(\theta_r)] [Lr] [p(\theta_r)]^{-1} [Irdqo] \quad (\text{II.23})$$

Après le calcul, on trouve :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{os} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - Ms & 0 & 0 & \frac{3}{2}Msr & 0 & 0 \\ 0 & l_s - Ms & 0 & 0 & \frac{3}{2}Msr & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2Ms & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}Msr & 0 & 0 & l_r - Mr & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}Msr & 0 & 0 & l_r - Mr & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2Mr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ Ios \\ Idr \\ Iqr \\ Ior \end{bmatrix} \tag{II.24}$$

$L_s = l_s - Ms$: Inductances cycliques statorique.

$L_r = l_r - Mr$: Inductances cycliques rotorique.

$M = \frac{3}{2}Msr$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Le mode habituel d'alimentation du stator et la structure des enroulements rotoriques conférant la nullité aux sommes des courants statoriques et de courants rotoriques, les composantes d'indice (0) sont nulles.

Dans ces conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axes d et q sont simplement définis par les trois paramètres constants L_s, L_r, M , et reliés aux courants par la relation (II.25) :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ Idr \\ Iqr \end{bmatrix} \tag{II.25}$$

La substitution des enroulements fictifs S_d, S_q, R_d, R_q aux enroulements triphasés permet, par interprétation de leur représentation à la figure (II.4), une écriture rapide de l'équation (II.25).

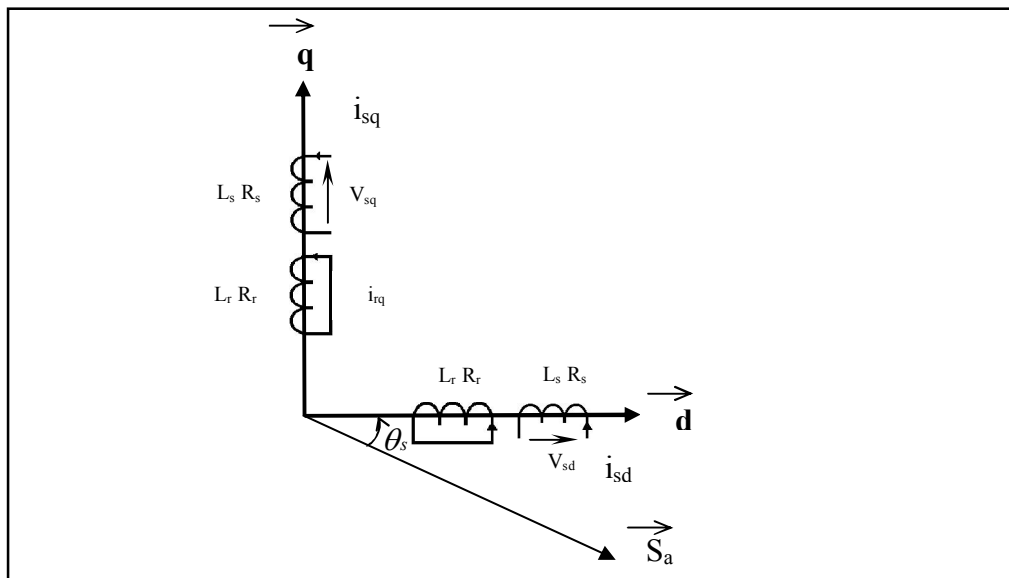


Figure (II.4) : Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q

Les équations de Park des tensions, statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} \\
 V_{dr} &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} = 0 \\
 V_{qr} &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} = 0
 \end{aligned} \tag{II.26}$$

Dans le repère de Park (dq) tournant à la vitesse angulaire $W_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ l'équation (II.26) devient :

$$\begin{cases}
 V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - W_s \Phi_{qs} \\
 V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + W_s \Phi_{ds}
 \end{cases} \tag{II.27}$$

$$\begin{cases}
 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (W_s - W) \Phi_{qr} \\
 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (W_s - W) \Phi_{dr}
 \end{cases} \tag{II.28}$$

Avec les flux :

$$\begin{cases}
 \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\
 \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr}
 \end{cases} \tag{II.29}$$

$$\begin{cases}
 \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\
 \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs}
 \end{cases} \tag{II.30}$$

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

II.6. Equations mécaniques:

L'équation du couple et celle du mouvement s'écrivent [7] :

$$C_e = PM [I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}] \tag{II.31}$$

$$\frac{J}{p} \frac{dW}{dt} = C_e - C_r - \frac{f}{P} W \tag{II.32}$$

Avec :

J : Moment d'inertie du rotor.

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

P : Nombre de paires de pôles.

II.7. Définition des différents référentiels :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes d, q qui dépendent généralement des objectifs de l'application.

II.7.1. Référentiel fixe par rapport au stator :

Il se traduit par les conditions

$$\theta_s = 0 \quad ; \quad \theta_r = -\theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt}$$

$$W_s = 0 \quad ; \quad W_r = -W$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \quad (II.33)$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + W \Phi_{qr}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - W \Phi_{dr}$$

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation, d'une manière générale ; il est choisi pour étudier le régime transitoire du rotor [7].

II.7.1.1. Arrangement des équations : avec $(I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr})$

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} [L_s I_{ds} + M I_{dr}] \quad (II.34)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} [L_s I_{qs} + M I_{qr}] \quad (II.35)$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} [L_r I_{dr} + M I_{ds}] + W [L_r I_{qr} + M I_{qs}] \quad (II.36)$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} [L_r I_{qr} + M I_{qs}] - W [L_r I_{dr} + M I_{ds}] \quad (II.37)$$

Pour l'équation (II.34)

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt}$$

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} I_{ds} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{dr}}{dt} + \frac{V_{ds}}{L_s} \quad (II.38)$$

A partir de l'équation (II.36) on trouve

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{dr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{ds}}{dt} - W I_{qr} - \frac{M}{L_r} W I_{qs} \quad (II.39)$$

On remplace cette expression dans (II.38)

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} I_{ds} - \frac{M}{L_s} \left[-\frac{R_r}{L_r} I_{dr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{ds}}{dt} - W I_{qr} - \frac{M}{L_r} W I_{qs} \right] + \frac{V_{ds}}{L_s} \quad (II.40)$$

$$\frac{dIds}{dt} \left[1 - \frac{M^2}{LsLr} \right] = -\frac{Rs}{Ls} Ids + \frac{MRr}{LsLr} Idr + \frac{M^2}{LsLr} W Iqs + \frac{M}{Ls} W Iqr + \frac{Vds}{Ls} \quad (\text{II.41})$$

On note que :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{LsLr} \quad : \text{Coefficient de dispersion}$$

$$Tr = \frac{Lr}{Rr} \quad : \text{Constante de temps rotorique}$$

$$Ts = \frac{Ls}{Rs} \quad : \text{Constante de temps statorique}$$

Donc :

$$\frac{dids}{dt} = -\frac{1}{Ts\sigma} Ids + \frac{M^2}{LsLr\sigma} W Iqs + \frac{M}{LsTr\sigma} Idr + \frac{M}{Ls\sigma} W Iqr + \frac{Vds}{Ls\sigma} \quad (\text{II.42})$$

Pour l'équation (II.35)

$$Vqs = Rs Iqs + Ls \frac{dIqs}{dt} + M \frac{dIqr}{dt}$$

$$\frac{dIqs}{dt} = -\frac{Rs}{Ls} Iqs - \frac{M}{Ls} \frac{dIqr}{dt} + \frac{Vqs}{Ls} \quad (\text{II.43})$$

A partir de l'équation (II.37) on trouve

$$\frac{dIqr}{dt} = -\frac{Rr}{Lr} Iqr - \frac{M}{Lr} \frac{dIqs}{dt} + W Idr + \frac{M}{Lr} W Ids \quad (\text{II.44})$$

On remplace cette expression dans (II.43)

$$\frac{dIqs}{dt} = -\frac{Rs}{Ls} Iqs - \frac{M}{Ls} \left[-\frac{Rr}{Lr} Iqr - \frac{M}{Lr} \frac{dIqs}{dt} + W Idr + \frac{M}{Lr} W Ids \right] + \frac{Vqs}{Ls} \quad (\text{II.45})$$

$$\frac{dIqs}{dt} \left[1 - \frac{M^2}{LsLr} \right] = -\frac{M^2}{LsLr} W Ids - \frac{M}{Ls} W Idr - \frac{Rs}{Ls} Iqs + \frac{MRr}{LsLr} Iqr + \frac{Vqs}{Ls} \quad (\text{II.46})$$

Donc :

$$\frac{dIqs}{dt} = -\frac{M^2}{LsLr\sigma} W Ids - \frac{1}{Ts\sigma} Iqs - \frac{M}{Ls\sigma} W Idr + \frac{M}{LsTr\sigma} Iqr + \frac{Vqs}{Ls\sigma} \quad (\text{II.47})$$

Pour l'équation (II.36)

$$0 = Rr Idr + Lr \frac{dIdr}{dt} + M \frac{dIds}{dt} + Lr W Iqr + M W Iqs \quad (\text{II.48})$$

$$\frac{dIdr}{dt} = -\frac{Rr}{Lr} Idr - \frac{M}{Lr} \frac{dIds}{dt} - W Iqr - \frac{M}{Lr} W Iqs \quad (\text{II.49})$$

A partir de l'équation (II.34) on trouve

$$\frac{dIds}{dt} = -\frac{Rs}{Ls} Ids - \frac{M}{Ls} \frac{dIdr}{dt} + \frac{Vds}{Ls} \quad (\text{II.50})$$

On remplace cette expression dans (II.49)

$$\frac{dIdr}{dt} = -\frac{Rr}{Lr} Idr - \frac{M}{Lr} \left[-\frac{Rs}{Ls} Ids - \frac{M}{Ls} \frac{dIdr}{dt} + \frac{Vds}{Ls} \right] - W Iqr - \frac{M}{Lr} W Iqs \quad (\text{II.51})$$

$$\frac{dI_{dr}}{dt} \left[1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right] = -\frac{R_r}{L_r} I_{dr} + \frac{M R_s}{L_s L_r} I_{ds} - \frac{M}{L_s L_r} V_{ds} - W I_{qr} - \frac{M}{L_r} W I_{qs} \quad (\text{II.52})$$

Donc :

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} W I_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} - \frac{1}{\sigma} W I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{ds} \quad (\text{II.53})$$

Pour l'équation (II.37)

$$0 = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} - L_r W I_{dr} - M W I_{ds} \quad (\text{II.54})$$

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{qs}}{dt} + W I_{dr} + \frac{M}{L_r} W I_{ds} \quad (\text{II.55})$$

A partir de l'équation (II.35) on trouve

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{qr}}{dt} + \frac{V_{qs}}{L_s} \quad (\text{II.56})$$

On remplace cette expression dans (II.55)

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_r} \left[-\frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{qr}}{dt} + \frac{V_{qs}}{L_s} \right] + W I_{dr} + \frac{M}{L_r} W I_{ds} \quad (\text{II.57})$$

$$\frac{dI_{qr}}{dt} \left[1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right] = \frac{M}{L_r} W I_{ds} + \frac{M R_s}{L_s L_r} I_{qs} + W I_{dr} - \frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r} V_{qs} \quad (\text{II.58})$$

Donc:

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} W I_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{qs} + \frac{1}{\sigma} W I_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{qs} \quad (\text{II.59})$$

Après arrangement des équations, on aboutit à :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} I_{ds} + \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} W I_{qs} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} W I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s \sigma} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{M^2}{L_s L_r \sigma} W I_{ds} - \frac{1}{T_s \sigma} I_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} W I_{dr} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{qr} + \frac{V_{qs}}{L_s \sigma} \\ \frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} W I_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} - \frac{1}{\sigma} W I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{ds} \\ \frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} W I_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{qs} + \frac{1}{\sigma} W I_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II.60})$$

II.7.2. Référentiel fixe par rapport au rotor :

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = \theta \quad ; \quad \theta_r = 0$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$W_r = 0 \quad ; \quad W_s = W$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - W \Phi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + W \Phi_{ds} \quad (\text{II.61})$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt}$$

Ce référentiel est choisi de préférence en vue d'étudier des variations des grandeurs statoriques [7].

II.7.2.1. Arrangement des équations : avec (I_{ds} , I_{qs} , I_{dr} , I_{qr})

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} [L_s I_{ds} + M I_{dr}] - W [L_s I_{qs} + M I_{qr}] \quad (\text{II.62})$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} [L_s I_{qs} + M I_{qr}] + W [L_s I_{ds} + M I_{dr}] \quad (\text{II.63})$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} [L_r I_{dr} + M I_{ds}] \quad (\text{II.64})$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} [L_r I_{qr} + M I_{qs}] \quad (\text{II.65})$$

Pour l'équation (II.62)

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} - L_s W I_{qs} - M W I_{qr} \quad (\text{II.66})$$

A partir de l'équation (II.64) on trouve

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{dr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{ds}}{dt} \quad (\text{II.67})$$

On remplace cette expression dans (II.66)

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \left[-\frac{R_r}{L_r} I_{dr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{ds}}{dt} \right] - L_s W I_{qs} - M W I_{qr} \quad (\text{II.68})$$

$$\left[L_s - \frac{M^2}{L_r} \right] \frac{dI_{ds}}{dt} = V_{ds} - R_s I_{ds} + \frac{MR_r}{L_r} I_{dr} + L_s W I_{qs} + M W I_{qr} \quad (\text{II.69})$$

Donc:

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} I_{ds} + \frac{1}{\sigma} W I_{qs} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} W I_{qr} + \frac{V_{ds}}{L_s \sigma} \quad (\text{II.70})$$

Pour l'équation (II.63)

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} + L_s W I_{ds} + M W I_{dr} \quad (\text{II.71})$$

A partir de l'équation (II.65) on trouve

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{qs}}{dt} \quad (\text{II.72})$$

On remplace cette expression dans (II.71)

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \left[-\frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{qs}}{dt} \right] + L_s W I_{ds} + M W I_{dr} \quad (\text{II.73})$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} \left[L_s - \frac{M^2}{L_r} \right] = V_{qs} - R_s I_{qs} + \frac{MR_r}{L_r} I_{qr} - L_s W I_{ds} - M W I_{dr} \quad (\text{II.74})$$

Donc :

$$\frac{dIqs}{dt} = -\frac{1}{\sigma} W Ids - \frac{1}{Ts\sigma} Iqs - \frac{M}{Ls\sigma} W Idr + \frac{M}{LsTr\sigma} Iqr + \frac{Vqs}{Ls\sigma} \quad (\text{II.75})$$

Pour l'équation (II.64)

$$0 = Rr Idr + Lr \frac{dIdr}{dt} + M \frac{dlds}{dt} \quad (\text{II.76})$$

A partir de l'équation (II.62) on trouve

$$\frac{dlds}{dt} = \frac{Vds}{Ls} - \frac{Rs}{Ls} Ids - \frac{M}{Ls} \frac{dldr}{dt} + W Iqs + \frac{M}{Ls} W Iqr \quad (\text{II.77})$$

On remplace cette expression dans (II.76)

$$0 = Rr Idr + Lr \frac{dldr}{dt} + M \left[\frac{Vds}{Ls} - \frac{Rs}{Ls} Ids - \frac{M}{Ls} \frac{dldr}{dt} + W Iqs + \frac{M}{Ls} W Iqr \right] \quad (\text{II.78})$$

$$\frac{dldr}{dt} \left[Lr - \frac{M^2}{Ls} \right] = -Rr Idr - \frac{M}{Ls} Vds + \frac{MRs}{Ls} Ids - M W Iqs - \frac{M^2}{Ls} W Iqr \quad (\text{II.79})$$

Donc:

$$\frac{dldr}{dt} = \frac{M}{LrTs\sigma} Ids - \frac{M}{Lr\sigma} W Iqs - \frac{1}{Tr\sigma} Idr - \frac{M^2}{LsLr\sigma} W Iqr - \frac{M}{LsLr\sigma} Vds \quad (\text{II.80})$$

Pour l'équation (II.65)

$$0 = Rr Iqr + Lr \frac{dIqr}{dt} + M \frac{dIqs}{dt} \quad (\text{II.81})$$

A partir de l'équation (II.63) on trouve

$$\frac{dIqs}{dt} = \frac{Vqs}{Ls} - \frac{Rs}{Ls} Iqs - \frac{M}{Ls} \frac{dIqr}{dt} - W Ids - \frac{M}{Ls} W Idr \quad (\text{II.82})$$

On remplace cette expression dans (II.81)

$$0 = Rr Iqr + Lr \frac{dIqr}{dt} + M \left[\frac{Vqs}{Ls} - \frac{Rs}{Ls} Iqs - \frac{M}{Ls} \frac{dIqr}{dt} - W Ids - \frac{M}{Ls} W Idr \right] \quad (\text{II.83})$$

$$\frac{dIqr}{dt} \left[Lr - \frac{M^2}{Ls} \right] = -Rr Iqr - \frac{M}{Ls} Vqs + \frac{MRs}{Ls} Iqs + M W Ids + \frac{M^2}{Ls} W Idr \quad (\text{II.84})$$

Donc:

$$\frac{dIqr}{dt} = \frac{M}{Lr\sigma} W Ids + \frac{M}{LrTs\sigma} Iqs + \frac{M^2}{LsLr\sigma} W Idr - \frac{1}{Tr\sigma} Iqr - \frac{M}{LsLr\sigma} Vqs \quad (\text{II.85})$$

Après arrangement des équations, on aboutit à :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dlds}{dt} = -\frac{1}{Ts\sigma} Ids + \frac{1}{\sigma} W Iqs + \frac{M}{LsTr\sigma} Idr + \frac{M}{Ls\sigma} W Iqr + \frac{Vds}{Ls\sigma} \\ \frac{dIqs}{dt} = -\frac{1}{\sigma} W Ids - \frac{1}{Ts\sigma} Iqs - \frac{M}{Ls\sigma} W Idr + \frac{M}{LsTr\sigma} Iqr + \frac{Vqs}{Ls\sigma} \\ \frac{dldr}{dt} = \frac{M}{LrTs\sigma} Ids - \frac{M}{Lr\sigma} W Iqs - \frac{1}{Tr\sigma} Idr - \frac{M^2}{LsLr\sigma} W Iqr - \frac{M}{LsLr\sigma} Vds \\ \frac{dIqr}{dt} = \frac{M}{Lr\sigma} W Ids + \frac{M}{LrTs\sigma} Iqs + \frac{M^2}{LsLr\sigma} W Idr - \frac{1}{Tr\sigma} Iqr - \frac{M}{LsLr\sigma} Vqs \end{array} \right. \quad (\text{II.86})$$

II.7.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant :

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \end{aligned} \quad (\text{II.87})$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr}$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent ; raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande [7].

II.7.3.1. Arrangement des équations : avec (I_{ds} , I_{qs} , I_{dr} , I_{qr})

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} [L_s I_{ds} + M I_{dr}] - \omega_s [L_s I_{qs} + M I_{qr}] \quad (\text{II.88})$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} [L_s I_{qs} + M I_{qr}] + \omega_s [L_s I_{ds} + M I_{dr}] \quad (\text{II.89})$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} [L_r I_{dr} + M I_{ds}] - \omega_r [L_r I_{qr} + M I_{qs}] \quad (\text{II.90})$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} [L_r I_{qr} + M I_{qs}] + \omega_r [L_r I_{dr} + M I_{ds}] \quad (\text{II.91})$$

Pour l'équation (II.88)

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} - L_s \omega_s I_{qs} - M \omega_s I_{qr} \quad (\text{II.92})$$

A partir de l'équation (II.90) on trouve

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{dr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{ds}}{dt} + \omega_r I_{qr} + \frac{M}{L_r} \omega_r I_{qs} \quad (\text{II.93})$$

On remplace cette expression dans (II.92)

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \left[-\frac{R_r}{L_r} I_{dr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{ds}}{dt} + \omega_r I_{qr} + \frac{M}{L_r} \omega_r I_{qs} \right] - L_s \omega_s I_{qs} - M \omega_s I_{qr} \quad (\text{II.94})$$

$$\frac{dI_{ds}}{dt} \left[L_s - \frac{M^2}{L_r} \right] = V_{ds} - R_s I_{ds} + \frac{MR_r}{L_r} I_{dr} + M [\omega_s - \omega_r] I_{qr} + \left[\omega_s L_s - \frac{M^2}{L_r} \omega_r \right] I_{qs} \quad (\text{II.95})$$

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} I_{ds} + \left(\frac{\omega_s}{\sigma} - \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} \omega_r \right) I_{qs} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} \omega_r I_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{ds} \quad (\text{II.96})$$

Donc:

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} I_{ds} + \left(\omega_r + \frac{1}{\sigma} \omega \right) I_{qs} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} \omega_r I_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{ds} \quad (\text{II.97})$$

Pour l'équation (II.89)

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} + L_s W_s I_{ds} + M W_s I_{dr} \quad (\text{II.98})$$

A partir de l'équation (II.91) on trouve

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{qs}}{dt} - W_r I_{dr} - \frac{M}{L_r} W_r I_{ds} \quad (\text{II.99})$$

On remplace cette expression dans (II.98)

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \left[-\frac{R_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M}{L_r} \frac{dI_{qs}}{dt} - W_r I_{dr} - \frac{M}{L_r} W_r I_{ds} \right] + L_s W_s I_{ds} + M W_s I_{dr} \quad (\text{II.100})$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} \left[L_s - \frac{M^2}{L_r} \right] = V_{qs} - R_s I_{qs} + \frac{M}{T_r} I_{qr} + M W_r I_{dr} - M W_s I_{dr} + \frac{M^2}{L_r} W_r I_{ds} - L_s W_s I_{ds} \quad (\text{II.101})$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = \left(\frac{M^2}{L_s L_r \sigma} W_r - \frac{W_s}{\sigma} \right) I_{ds} - \frac{1}{T_s \sigma} I_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} W I_{dr} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{qs} \quad (\text{II.102})$$

Donc:

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = - \left(W_r + \frac{1}{\sigma} W \right) I_{ds} - \frac{1}{T_s \sigma} I_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} W I_{dr} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{qs} \quad (\text{II.103})$$

Pour l'équation (II.90)

$$0 = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} - L_r W_r I_{qr} - M W_r I_{qs} \quad (\text{II.104})$$

A partir de l'équation (II.88) on trouve

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_s} - \frac{1}{T_s} I_{ds} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{dr}}{dt} + W_s I_{qs} + \frac{M}{L_s} W_s I_{qr} \quad (\text{II.105})$$

On remplace cette expression dans (II.104)

$$0 = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \left[\frac{V_{ds}}{L_s} - \frac{1}{T_s} I_{ds} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{dr}}{dt} + W_s I_{qs} + \frac{M}{L_s} W_s I_{qr} \right] - L_r W_r I_{qr} - M W_r I_{qs} \quad (\text{II.106})$$

$$\frac{dI_{dr}}{dt} \left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right] = \frac{M}{T_s} I_{ds} - M W I_{qs} - R_r I_{dr} + \left(L_r W_r - \frac{M^2}{L_s} W_s \right) I_{qr} - \frac{M}{L_s} V_{ds} \quad (\text{II.107})$$

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} W I_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} + \left(\frac{W_r}{\sigma} - \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} W_s \right) I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{ds} \quad (\text{II.108})$$

Donc:

$$\frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} W I_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} + \left(W_r - \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} W \right) I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{ds} \quad (\text{II.109})$$

Pour l'équation (II.91)

$$0 = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} + L_r W_r I_{dr} + M W_r I_{ds} \quad (\text{II.110})$$

A partir de l'équation (II.89) on trouve

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_s} - \frac{1}{T_s} I_{qs} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{qr}}{dt} - W_s I_{ds} - \frac{M}{L_s} W_s I_{dr} \quad (\text{II.111})$$

On remplace cette expression dans (II.110)

$$0 = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \left[\frac{V_{qs}}{L_s} - \frac{1}{T_s} I_{qs} - \frac{M}{L_s} \frac{dI_{qr}}{dt} - W_s I_{ds} - \frac{M}{L_s} W_s I_{dr} \right] + L_r W_r I_{dr} + M W_r I_{ds} \quad (\text{II.112})$$

$$\frac{dI_{qr}}{dt} \left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right] = - R_r I_{qr} - \frac{M}{L_s} V_{qs} + \frac{M}{T_s} I_{qs} + M W_s I_{ds} - M W_r I_{dr} + \frac{M^2}{L_s} W_s I_{dr} - L_r W_r I_{dr} \quad (\text{II.113})$$

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} W I_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{qs} + \left(\frac{M^2}{L_s L_r \sigma} W_s - \frac{W_r}{\sigma} \right) I_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{qs} \quad (\text{II.114})$$

Donc:

$$\frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} W I_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{qs} + \left(-W_r + \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} W \right) I_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{qs} \quad (\text{II.115})$$

Après arrangement des équations, on aboutit à:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_s \sigma} I_{ds} + \left(W_r + \frac{1}{\sigma} W \right) I_{qs} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{dr} + \frac{M}{L_s \sigma} W I_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\left(W_r + \frac{1}{\sigma} W \right) I_{ds} - \frac{1}{T_s \sigma} I_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} W I_{dr} + \frac{M}{L_s T_r \sigma} I_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{qs} \\ \frac{dI_{dr}}{dt} = \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{ds} - \frac{M}{L_r \sigma} W I_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} + \left(W_r - \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} W \right) I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{ds} \\ \frac{dI_{qr}}{dt} = \frac{M}{L_r \sigma} W I_{ds} + \frac{M}{L_r T_s \sigma} I_{qs} + \left(-W_r + \frac{M^2}{L_s L_r \sigma} W \right) I_{dr} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{qr} - \frac{M}{L_s L_r \sigma} V_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II.116})$$

II.8. Simulation

II.8.1. Introduction

La modélisation et la simulation d'un système physique sont une étape essentielle qui précède toute implémentation matérielle. Dans les langues évoluées, cette tâche est réalisée par l'élaboration des programmes informatiques spécifiques qui décrivent le comportement du système aussi bien à l'état dynamique (régime transitoire) qu'à l'état statique (régime permanent). Cette opération devient plus complexe dès qu'il s'agit des systèmes physiques d'ordre élevé, ou ayant des non-linéarités.

La dernière décennie a été surtout marquée par le développement de nombreux logiciels appelés solvers, pour l'aide à la modélisation et la simulation numérique des systèmes dynamiques. Parmi ces logiciels on trouve :

- CSMPTM "continuous system modeling program", développé par IBM, il est destiné à modéliser et à simuler les systèmes dynamiques continus [12].
- MATLAB/SIMULINKTM, développé par Math-Works, ce logiciel est destiné à la modélisation et à la simulation des systèmes continus et discrets. [13]

II.8.2. Présentation du logiciel de travail

Dans notre cas toutes les simulations sont effectuées par le logiciel "MATLAB" et "SIMULINK" sous "MATLAB" (voir annexe 2 pour la présentation du logiciel). Il permet de résoudre des équations différentielles pouvant comporter certains types de non-linéarités. Il comporte des modules qui peuvent

réaliser des fonctions comme la sommation, l'intégration, la multiplication, le retard, etc. Il offre également plusieurs méthodes de résolution numérique des équations différentielles (Euler, Runge Kutta d'ordre 3, Runge Kutta d'ordre 5, Adams, Gear, etc.) en choisissant convenablement le pas d'intégration adapter à la dynamique du système à résoudre [7].

II.8.3. Simulation de la machine asynchrone alimentée en tension

Modèle représenté par les courants statoriques et rotoriques

Le modèle utilisé est celui représenté par les équations (machine représentée par les courants statoriques et rotoriques) :

- Pour la simulation de la machine asynchrone liée au stator on a les équations (II.60) avec les équations mécaniques (II.31) et (II.32)
- Pour la simulation de la machine asynchrone liée au rotor on a les équations (II.86) avec les équations mécaniques (II.31) et (II.32)
- Pour la simulation de la machine asynchrone liée au champ tournant on a les équations (II.116) avec les équations mécaniques (II.31) et (II.32)

Paramètres utilisés (voir annexe)

$$\begin{array}{ll}
 R_s = 2.25 \Omega & \tau_s = 0.0546 s \\
 R_r = 0.7 \Omega & \tau_r = 0.160 s \\
 L_s = 0.1232 H & \sigma = 0.09 \\
 L_r = 0.1122 H & J = 0.038 \text{ Kg.m}^2 \text{ (machine seule)} \\
 M = 0.1118 H &
 \end{array}$$

La machine étant alimentée par un système de tensions sinusoïdales, V_a , V_b et V_c .

Pour un démarrage à vide ($C_r = 0$ N.m), puis une application d'une perturbation de couple ($C_r = 8$ N.m) à l'instant ($t = 1.2$ s), sous une alimentation de tension efficace $V=220$ (V) et de fréquence $W_s = 100 * \pi$ (Rad/s), les résultats de simulation sont regroupés sur les figures (II.5), (II.6) et (II.7).

➤ Pour la simulation de la machine asynchrone dans un référentiel liée au champ tournant

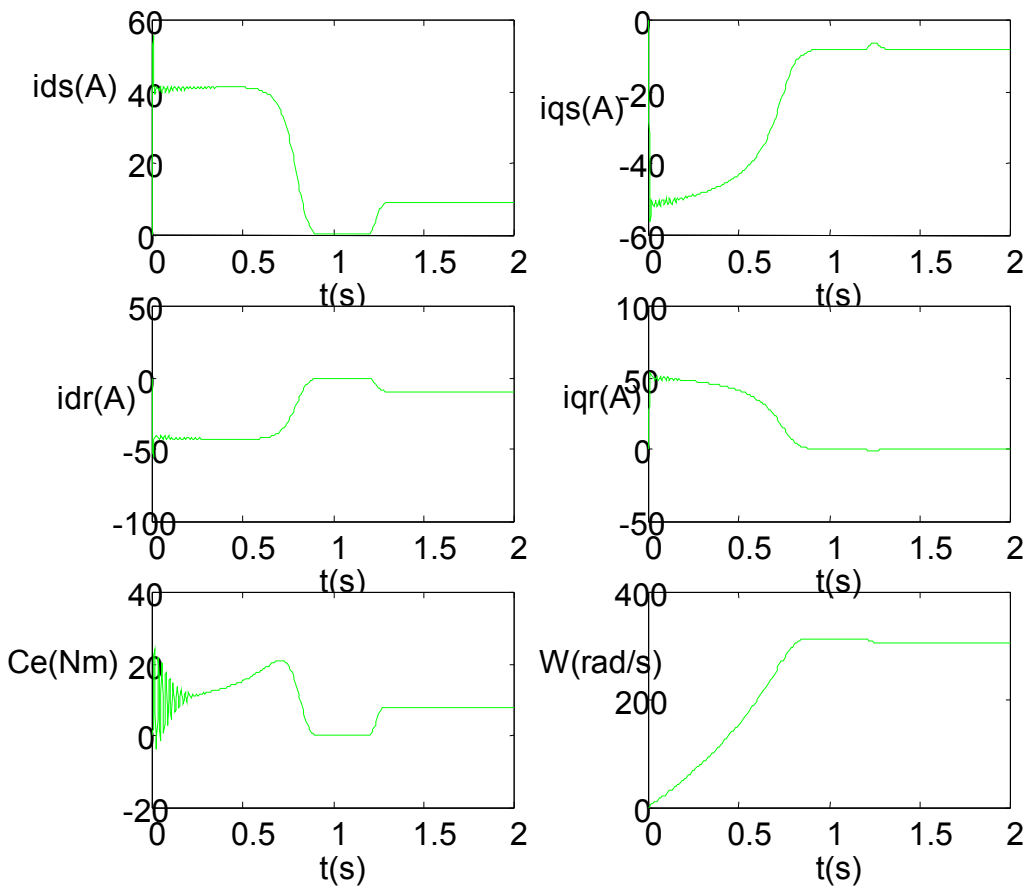


Figure.II.5 résultats la simulation de la machine asynchrone dans un référentiel liée au champ tournant.

L'examen des courbes de la figure (II.5) permet de constater que le démarrage à vide sous la pleine tension sous une fréquence de 50 (Hz), permet d'avoir un temps d'établissement des courants statoriques et rotoriques de (0.8 s), et le couple atteint une valeur maximal de 25 (N.m) avant de se stabiliser à une valeur nulle en régime permanent.

Les courants statoriques (I_{ds} et I_{qs}) se stabilisent respectivement à zéro et une valeur constante. Les courants rotoriques (I_{dr} et I_{qr}), du fait que la machine n'est pas sollicitée par une charge ($C_r = 0$ N.m), se stabilisent également à des valeurs nulles.

La machine étant alimentée par un système de tension sinusoïdal avec application d'une perturbation de couple C_r .

Lors de l'application de la perturbation du couple à (1.2 s), le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Mais on constate une décroissance de vitesse qui se traduit par un glissement. Pour les courants statoriques et rotoriques, les composantes en quadrature conservent leurs valeurs, tandis que, les composantes directes prennent des valeurs supérieures à celles correspondants au régime permanent.

➤ Pour la simulation de la machine asynchrone dans un référentiel liée au rotor

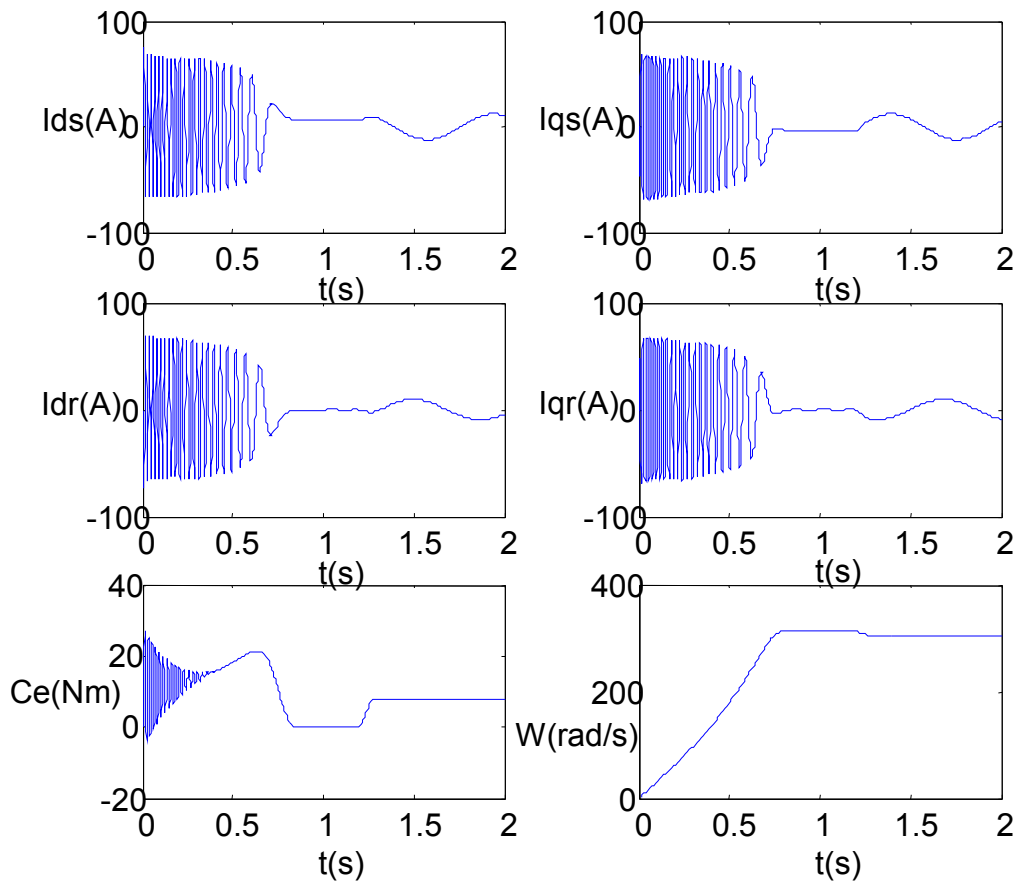


Figure.II.6 résultats la simulation de la machine asynchrone dans un référentiel liée au rotor

L'examen des courbes de la figure (II.6) permet de constater que le démarrage à vide sous la pleine tension sous une fréquence de 50 (Hz), permet d'avoir un temps d'établissement des courants statoriques et rotoriques de (0.8 s), et le couple atteint une valeur maximal de 25 (N.m) avant de se stabiliser à une valeur nulle en régime permanent.

Les courants statoriques (I_{ds} et I_{qs}) se stabilisent à des valeurs constantes. Les courants rotoriques (I_{dr} et I_{qr}), du fait que la machine n'est pas sollicitée par une charge ($C_r = 0$ N.m), se stabilisent à des valeurs nulles.

La machine étant alimentée par un système de tension sinusoïdal avec application d'une perturbation de couple C_r .

Lors de l'application de la perturbation de couple à (1.2 s), le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Mais on constate une décroissance de vitesse qui se traduit par un glissement.

➤ Pour la simulation de la machine asynchrone dans un référentiel liée au stator

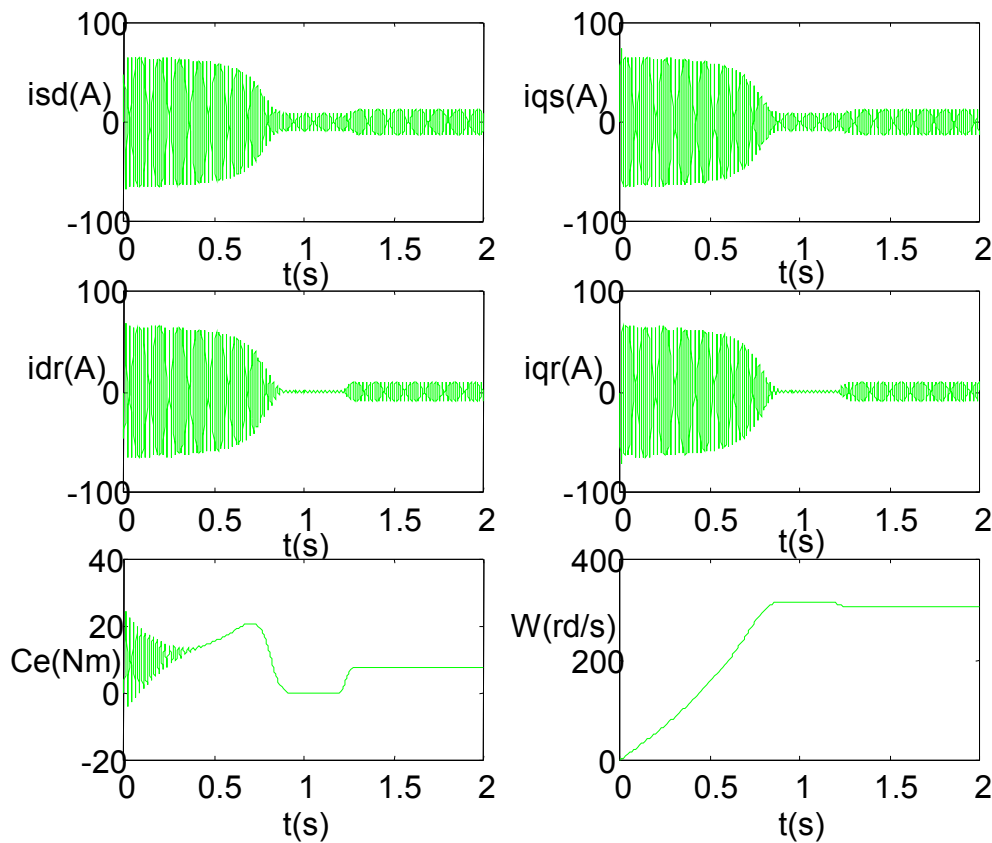


Figure.II.7 résultats la simulation de la machine asynchrone dans un référentiel liée au stator

L'examen des courbes de la figure (II.7) permet de constater que le démarrage à vide sous la pleine tension sous une fréquence de 50 (Hz), permet d'avoir un temps d'établissement des courants rotoriques de (0.8 s), et le couple atteint une valeur maximal de 25 (N.m) avant de se stabiliser à une valeur nulle en régime permanent.

Les courants rotoriques (I_{dr} et I_{qr}), du fait que la machine n'est pas sollicitée par une charge ($C_r = 0$ N.m), se stabilisent à des valeurs nulles.

La machine étant alimentée par un système de tension sinusoïdal avec application d'une perturbation de couple C_r .

Lors de l'application de la perturbation de couple à (1.2 s), le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Mais on constate une décroissance de vitesse qui se traduit par un glissement. Pour les courants statoriques et rotoriques, ils prennent des valeurs supérieures à celles correspondants au régime permanent.

II.9. Conclusion

Dans ce deuxième chapitre nous avons étudié la machine asynchrone triphasée. Dans un premier lieu, on a fait sa modélisation, et cela à partir des équations de la machine généralisée, et par la suite sa simulation, en utilisant le logiciel " **MATLAB**" qui nous a permis d'établir les différentes caractéristiques de la machine asynchrone alimentée par une source de tension triphasée.

Donc ce chapitre a permis essentiellement de trouver les résultats classiques de la machine asynchrone.

En fait, dans ce chapitre nous avons considéré la cage comme une seule masse, par contre, dans le chapitre qui suit la cage est considérée comme des barres adjacentes interconnectées entre elles. En effet, pour étudier le comportement de la machine vis-à-vis les défauts rotoriques ; Nous allons modéliser la machine asynchrone, en considérant que le rotor est constitué de N mailles.

III.1. Introduction :

Les machines asynchrones à rotor en court-circuit consomment plus de 40% de l'énergie électrique produite ; elles sont largement utilisées vu les avantages qu'elles présentent à savoir :

- ✓ leurs simplicités et leurs robustesses mécaniques.
- ✓ leur fonctionnement sans génération d'étincelles d'où un entretien réduit.
- ✓ la normalisation des réseaux de distribution de l'énergie électrique se prête bien à l'utilisation directe de ces moteurs (tensions et fréquences constantes).
- ✓ un prix de revient relativement faible.

Par ailleurs, La machine asynchrone, malgré ses qualités, peut présenter des défauts structurels, dans ce chapitre nous portons notre attention sur la rupture totale ou partielle de barres rotoriques, tout particulièrement au niveau de la brasure barre- anneau. Pour ce faire, il convient de développer un modèle qui tienne compte de la structure du rotor.

En effet, Pour étudier ces machines à induction on fait appel soit à la théorie du champs électromagnétique (équations de Maxwell), soit à la théorie des circuits électriques (lois de Kirchhoff) ; ou bien la méthode mixte combinant la théorie du champ électromagnétique et la théorie des circuits électriques [6].

III.2. Modèle d'étude [6] :

Il est fonction du type d'approche utilisée. On en distingue deux, assez complémentaires :

- Une approche dite « locale » car basée sur la signature de grandeurs locales telles que la densité de flux ; il s'agit souvent de méthodes numériques par éléments finis permettant une analyse fine des phénomènes physiques locaux associés aux défauts de cages.
- Une approche analytique basée, quant à elle sur la signature de grandeurs externes globales telles que courants, couple électromagnétique ; elle utilise le modèle de Kirchhoff, (réseau électrique équivalent à la machine) ainsi que la transformation « des 2 axes » appliqué aux équations électriques du système multi enroulement étudié. En fin cette approche s'adapte particulièrement bien au problème posé ici et vu sa simplicité nous l'avons adopté comme démarche.

III.3. Schéma multi enroulement équivalent [3] :

Pour l'étude analytique des performances des moteurs d'induction avec dissymétries rotoriques, nous avons adopté le schéma multi enroulement équivalent qui s'adapte bien au problème posé, car il décrit le rotor comme un ensemble de mailles interconnectées entre elles, chacune formée par deux barres adjacentes et les portions d'anneaux qui les relie (figure III.1).

A partir d'hypothèses classiques qui supposent que la perméabilité du fer est infinie, que l'entrefer est lisse et constant et que la f.m.m. statorique est à distribution sinusoïdale, on calcule les différentes inductances et mutuelles qui interviennent dans les équations du circuit.

III.3.1. Calcul des inductances : [16]

III.3.1.1. Stator :

L'induction due à la bobine statorique de la phase m s'écrit :

$$B_{sm}(\theta) = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{N_s}{ep} I_{sm} \cos\left(p\theta - m \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.1})$$

Par conséquent, le flux principal et l'inductance cyclique sont donnés par :

$$\Phi_{psm} = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2} R L I_{sm} \quad (\text{III.2})$$

$$L_{sc} = \frac{3}{2} L_{sp} + l_{sl} = \frac{6}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{ep^2} R L + L_{sl} \quad (\text{III.3})$$

III.3.1.2. Rotor :

Le rotor à cage est représenté par la figure (III.1). La figure (III.2) représente la forme d'onde de l'induction produite par la maille rotorique k .

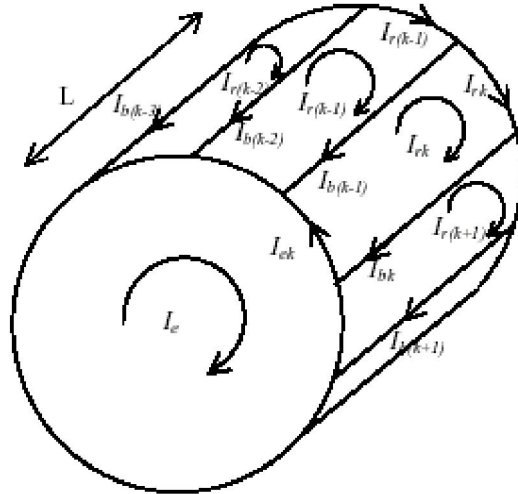


Figure.III.1 : Structure du rotor [7]

I_{rk} Représente le courant de maille k et I_{bk} le courant de barre K , avec :

$$I_{bk} = I_{rk} - I_{r(k+1)} \tag{III.4}$$

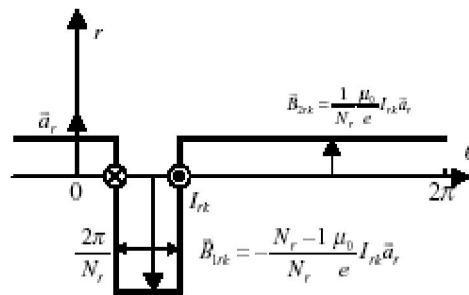


Figure III.2 Induction produite par une maille du rotor [17]

On voit bien, à travers la figure (III.2) qu'il n'est pas possible de retenir l'hypothèse du premier harmonique qui concerne l'induction produite par une maille du rotor. Partant de cette répartition, on calcule alors l'inductance principale d'une maille rotorique ainsi que la mutuelle entre deux mailles :

$$L_{rp} = \frac{Nr - 1}{Nr^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi LR \tag{III.5}$$

$$M_{rr} = -\frac{1}{Nr^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi LR \tag{III.6}$$

III.3.1.3. Stator Rotor:

L'induction produite par la bobine statorique de la phase m induit dans la maille rotorique K le flux :

$$\Phi_{smrk} = \int_{S_{rk}} \vec{B}_{sm} \vec{d}S_{rk} = - \int_{\frac{\theta}{p} + k \frac{2\pi}{Nr} - \frac{\pi}{Nr}}^{\frac{\theta}{p} + k \frac{2\pi}{Nr} + \frac{\pi}{Nr}} B_{sm}(\theta') LR d\theta' \tag{III.7}$$

$$\Phi_{smrk} = - \frac{2 \mu_0}{\pi ep} N_s I_{sm} LR \frac{1}{p} \left[\sin \left(p\theta' - m \frac{2\pi}{3} \right) \right]_{\frac{\theta}{p} + k \frac{2\pi}{Nr} - \frac{\pi}{Nr}}^{\frac{\theta}{p} + k \frac{2\pi}{Nr} + \frac{\pi}{Nr}} \tag{III.8}$$

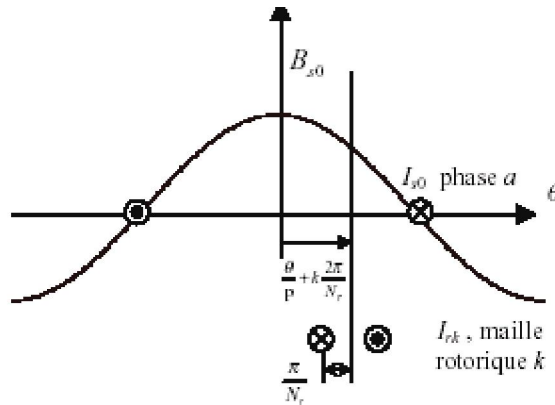


Figure (III.3) : Position de la maille rotorique K , par rapport la bobine statorique de la phase ($m = 0$)

Il en résulte le mutuel stator rotor entre la phase statorique m et la maille rotorique K :

$$M_{smrk} = -M_{sr} \cos \left(\theta - m \frac{2\pi}{3} + k\alpha \right) \tag{III.9}$$

Où
$$M_{sr} = \frac{4 \mu_0}{\pi ep^2} N_s LR \sin \left(\frac{\alpha}{2} \right) \tag{III.10}$$

Et $\alpha = p \frac{2\pi}{Nr}$ est l'angle électrique entre deux mailles rotoriques.

III.3.2. Mise en équation :

Nous utilisons une transformation de Clarke pour passer des grandeurs triphasées statoriques (a, b, c) aux grandeurs diphasées (α, β). Nous pouvons effectuer la simulation avec deux repères distincts pour le stator et le rotor.

Pour alléger le temps de calcul, on élimine l'angle θ de la matrice de couplage en choisissant le repère le plus adéquat et qui est celui du rotor. Dans ce repère, toutes les grandeurs ont une pulsation gW_s en

régime permanent. Cette caractéristique peut être utilisée pour l'analyse de rupture de barres rotoriques dans la machine par l'observation du courant I_{ds} .

III.3.2.1. stator :

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \tag{III.11}$$

Après transformation et rotation, les équations électriques dans le repère rotorique s'écrivent :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} - W \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \tag{III.12}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + W \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \tag{III.13}$$

Avec :

$$\Phi_{sdq} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} - Msr \begin{bmatrix} \dots & \cos j\alpha & \dots \\ \dots & \sin j\alpha & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \end{bmatrix} \tag{III.14}$$

Donc :

$$\Phi_{ds} = L_{sc} I_{ds} - Msr [\cos 0\alpha I_{r0} + \cos 1\alpha I_{r1} + \dots + \cos j\alpha I_{rj} + \dots + \cos(Nr-1)\alpha I_{r(Nr-1)}] \tag{III.15}$$

De la même façon pour Φ_{qs}

$$\Phi_{qs} = L_{sc} I_{qs} - Msr [\sin 0\alpha I_{r0} + \sin 1\alpha I_{r1} + \dots + \sin j\alpha I_{rj} + \dots + \sin(Nr-1)\alpha I_{r(Nr-1)}] \tag{III.16}$$

Après la dérivation des équations (III.15) et (III.16), on aboutit à :

$$\frac{d\Phi_{ds}}{dt} = L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} - Msr \begin{bmatrix} \dots & \cos j\alpha & \dots \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \end{bmatrix} \tag{III.17}$$

Et :

$$\frac{d\Phi_{qs}}{dt} = L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} - Msr \left[\dots \sin j\alpha \dots \right] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \end{bmatrix} \quad (III.18)$$

On remplace les expressions des flux (III.15), (III.16), (III.17) et (III.18) dans les équations (III.12) et (III.13)

Nous obtenons :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} - W \left[L_{sc} I_{qs} - Msr(\sin 0\alpha I_{r0} + \sin 1\alpha I_{r1} + \dots + \sin j\alpha I_{rj} + \dots + \sin(Nr-1)\alpha I_{r(Nr-1)}) \right] \\ &+ L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} - Msr(\cos 0\alpha \frac{dI_{r0}}{dt} + \cos 1\alpha \frac{dI_{r1}}{dt} + \dots + \cos j\alpha \frac{dI_{rj}}{dt} + \dots + \cos(Nr-1)\alpha \frac{dI_{r(Nr-1)}}{dt}) \end{aligned} \quad (III.19)$$

Et :

$$\begin{aligned} V_{qs} &= R_s I_{qs} + W \left[L_{sc} I_{ds} - Msr(\cos 0\alpha I_{r0} + \cos 1\alpha I_{r1} + \dots + \cos j\alpha I_{rj} + \dots + \cos(Nr-1)\alpha I_{r(Nr-1)}) \right] \\ &+ L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} - Msr(\sin 0\alpha \frac{dI_{r0}}{dt} + \sin 1\alpha \frac{dI_{r1}}{dt} + \dots + \sin j\alpha \frac{dI_{rj}}{dt} + \dots + \sin(Nr-1)\alpha \frac{dI_{r(Nr-1)}}{dt}) \end{aligned} \quad (III.20)$$

On écrit les équations (III.19) et (III.20) sous la forme :

$$[L] \frac{d}{dt} [I] = [V] - [R][I] \quad (III.21)$$

Donc :

$$\begin{aligned} L_{sc} \frac{dI_{ds}}{dt} - Msr(\cos 0\alpha \frac{dI_{r0}}{dt} + \dots + \cos j\alpha \frac{dI_{rj}}{dt} + \dots + \cos(Nr-1)\alpha \frac{dI_{r(Nr-1)}}{dt}) &= V_{ds} - R_s I_{ds} \\ + W L_{sc} I_{qs} - W Msr(\sin 0\alpha I_{r0} + \dots + \sin j\alpha I_{rj} + \dots + \sin(Nr-1)\alpha I_{r(Nr-1)}) & \end{aligned} \quad (III.22)$$

Et :

$$\begin{aligned} L_{sc} \frac{dI_{qs}}{dt} - Msr(\sin 0\alpha \frac{dI_{r0}}{dt} + \dots + \sin j\alpha \frac{dI_{rj}}{dt} + \dots + \sin(Nr-1)\alpha \frac{dI_{r(Nr-1)}}{dt}) &= V_{qs} - R_s I_{qs} \\ - W L_{sc} I_{ds} + W Msr(\cos 0\alpha I_{r0} + \dots + \cos j\alpha I_{rj} + \dots + \cos(Nr-1)\alpha I_{r(Nr-1)}) & \end{aligned} \quad (III.23)$$

III.3.2.2. rotor :

Le rotor à cage est représenté par la figure(III.4)

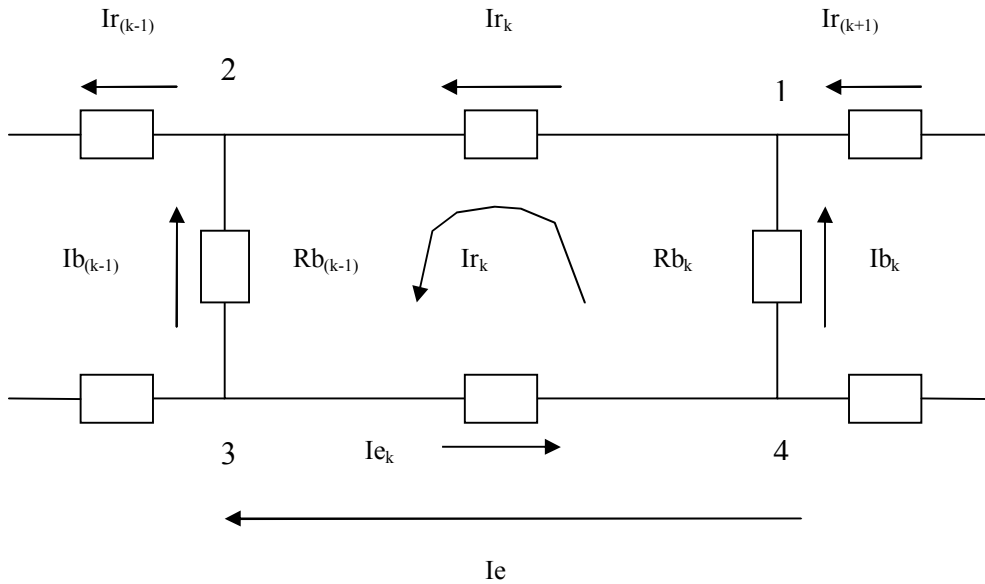


Figure III.4 Représentation d’une maille rotorique [18]

I_{rk} Représente le courant de maille K , I_{bk} le courant de la barre K .

Pour le nœud n° 1

$$I_{bk} = I_{rk} - I_{r(k+1)} \tag{III.24}$$

Pour le nœud n° 2

$$I_{b(k-1)} = I_{r(k-1)} - I_{rk} \tag{III.25}$$

L’équation électrique relative à la maille K est :

$$0 = \frac{Re}{Nr} I_{rk} - R_{b(k-1)} [I_{r(k-1)} - I_{rk}] + \frac{Re}{Nr} [I_{rk} - I_e] + R_{bk} [I_{rk} - I_{r(k+1)}] + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} \tag{III.26}$$

On remplace les formules (III.24) et (III.25) dans l’équation (III.26) ;

Donc l’équation électrique relative à la maille K devienne :

$$0 = \frac{Re}{Nr} I_{rk} - R_{b(k-1)} I_{b(k-1)} + \frac{Re}{Nr} [I_{rk} - I_e] + R_{bk} I_{bk} + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} \tag{III.27}$$

Le flux induit dans la maille rotorique est donné par :

$$\Phi_{rk} = L_{rp}I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} I_{rj} - \frac{3}{2} M_{sr}(I_{ds} \cos K\alpha + I_{qs} \sin K\alpha) + \frac{L_e}{Nr}(I_{rk} + I_{ek}) + L_b(-I_{b(k-1)} + I_{bk}) \quad (III.28)$$

Le terme en L_{rp} représente le flux principal, celui en M_{rr} représente le flux mutuel avec les autres mailles rotoriques, puis viennent les termes de couplage avec le stator. On remarquera le facteur $\frac{3}{2}$ par rapport à l'équation statorique à cause de la transformation de Clark.

Les termes en L_b et L_e représentent les fuites rotoriques.

On essaye d'écrire l'équation (III.28) uniquement en fonction des courants de maille ;

En utilisant les formules :(III.24), (III.25) et :

$$I_{rk} - I_e = I_{ek} \quad (III.29)$$

Où : I_e représente le courant de l'anneau de court-circuit

Donc :

$$\begin{aligned} \Phi_{rk} = & L_{rp}I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} I_{rj} - \frac{3}{2} M_{sr}(I_{ds} \cos K\alpha + I_{qs} \sin K\alpha) + \frac{L_e}{Nr} I_{rk} + \frac{L_e}{Nr} I_{ek} \\ & + L_b[-I_{r(k-1)} + I_{rk} + I_{rk} - I_{r(k+1)}] \end{aligned} \quad (III.30)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{rk} = & L_{rp}I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} I_{rj} - \frac{3}{2} M_{sr}(I_{ds} \cos K\alpha + I_{qs} \sin K\alpha) + \frac{L_e}{Nr} I_{rk} + \frac{L_e}{Nr} (I_{rk} - I_e) \\ & + L_b[-I_{r(k-1)} + 2I_{rk} - I_{r(k+1)}] \end{aligned} \quad (III.31)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{rk} = & L_{rp}I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} I_{rj} - \frac{3}{2} M_{sr}(I_{ds} \cos K\alpha + I_{qs} \sin K\alpha) + \frac{2L_e}{Nr} I_{rk} - \frac{L_e}{Nr} I_e \\ & - L_b[I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}] + 2L_b I_{rk} \end{aligned} \quad (III.32)$$

Finalement, on aboutit à :

$$\begin{aligned} \Phi_{rk} = & \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b \right) I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} I_{rj} - L_b(I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}) - \frac{3}{2} M_{sr}(I_{ds} \cos K\alpha + I_{qs} \sin K\alpha) \\ & - \frac{L_e}{Nr} I_e \end{aligned} \quad (III.33)$$

- On calcule $\frac{d\Phi_{rk}}{dt}$

$$\frac{d\Phi_{rk}}{dt} = (L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b) \frac{dI_{rk}}{dt} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r(k-1)}}{dt} + \frac{dI_{r(k+1)}}{dt} \right) - \frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} \cos k\alpha + \frac{dI_{qs}}{dt} \sin k\alpha \right) - \frac{L_e}{Nr} \frac{dI_e}{dt} \quad (III.34)$$

On remplace $\frac{d\Phi_{rk}}{dt}$ dans l'équation (III.27)

$$0 = \frac{R_e}{Nr} I_{rk} - R_{b(k-1)} [I_{r(k-1)} - I_{rk}] - \frac{R_e}{Nr} I_e + \frac{R_e}{Nr} I_{rk} + R_{bk} [I_{rk} - I_{r(k+1)}] + \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b \right) \frac{dI_{rk}}{dt} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r(k-1)}}{dt} + \frac{dI_{r(k+1)}}{dt} \right) - \frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} \cos k\alpha + \frac{dI_{qs}}{dt} \sin k\alpha \right) - \frac{L_e}{Nr} \frac{dI_e}{dt} \quad (III.35)$$

On écrit l'équation (III.35) sous la forme :-

$$[L] \frac{d[I]}{dt} = [V] - [R][I]$$

L'équation (III.35) devienne :

$$\left(L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b \right) \frac{dI_{rk}}{dt} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Nr-1} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r(k-1)}}{dt} + \frac{dI_{r(k+1)}}{dt} \right) - \frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} \cos k\alpha + \frac{dI_{qs}}{dt} \sin k\alpha \right) - \frac{L_e}{Nr} \frac{dI_e}{dt} = - \left[\left(\frac{2R_e}{Nr} + R_{bk} + R_{b(k-1)} \right) I_{rk} - R_{b(k-1)} I_{r(k-1)} - R_{bk} I_{r(k+1)} - \frac{R_e}{Nr} I_e \right] \quad (III.36)$$

Si on considère que notre modèle à 16 barres (Nr = 16) on a :

Pour k = 0 :

$$\left(L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b \right) \frac{dI_{r0}}{dt} + M_{rr} \sum_{j=1}^{15} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r(Nr-1)}}{dt} + \frac{dI_{r1}}{dt} \right) - \frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} \cos 0\alpha + \frac{dI_{qs}}{dt} \sin 0\alpha \right) - \frac{L_e}{Nr} \frac{dI_e}{dt} = - \left[\left(\frac{2R_e}{Nr} + R_{b0} + R_{b(Nr-1)} \right) I_{r0} - R_{b(Nr-1)} I_{r(Nr-1)} - R_{b0} I_{r1} - \frac{R_e}{Nr} I_e \right] \quad (III.37)$$

Pour k=1 :

$$\left(L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b \right) \frac{dI_{r1}}{dt} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq 1}}^{15} \frac{dI_{rj}}{dt} - L_b \left(\frac{dI_{r0}}{dt} + \frac{dI_{r2}}{dt} \right) - \frac{3}{2} M_{sr} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} \cos 1\alpha + \frac{dI_{qs}}{dt} \sin 1\alpha \right) - \frac{L_e}{Nr} \frac{dI_e}{dt} = - \left[\left(\frac{2R_e}{Nr} + R_{b1} + R_{b0} \right) I_{r1} - R_{b0} I_{r0} - R_{b1} I_{r2} - \frac{R_e}{Nr} I_e \right] \quad (III.38)$$

Et de la même façon pour les autres barres :

Pour l'anneau de court-circuit :-

$$L_e \frac{dI_e}{dt} - \frac{L_e}{Nr} \sum_{k=0}^{Nr-1} \frac{dI_{rk}}{dt} = - \left(R_e I_e - \frac{R_e}{Nr} \sum_{k=0}^{Nr-1} I_{rk} \right) \quad (III.39)$$

Le système complet $[L] \frac{d[I]}{dt} = [V] - [R][I]$ devient :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \cos j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ 0 & L_{sc} & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \sin j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & \frac{L_e}{Nr} \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & \vdots \\ -\frac{3}{2} M_{sr} \cos k\alpha & -\frac{3}{2} M_{sr} \sin k\alpha & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & \frac{L_e}{Nr} \\ 0 & 0 & \frac{L_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & \dots & \frac{L_e}{Nr} & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \vdots \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \\ \vdots \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -WL_{sc} & \dots & \dots & M_{sr} W \sin j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ -WL_{sc} & R_s & \dots & \dots & -M_{sr} W \cos j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 2\frac{R_e}{Nr} + R_{b0} + R_{b(Nr-1)} & -R_{b0} & 0 & 0 & -R_{b(Nr-1)} & \frac{R_e}{Nr} \\ 0 & 0 & 0 & -R_{b(k-1)} & 2\frac{R_e}{Nr} + R_{bk} + R_{b(k-1)} & -R_{bk} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_{b(Nr-1)} & 0 & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & -R_{b(Nr-1)} & 0 & 0 & -R_{b(Nr-2)} & 2\frac{R_e}{Nr} + R_{b(Nr-2)} + R_{b(Nr-1)} & \frac{R_e}{Nr} \\ 0 & 0 & \frac{R_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & \frac{R_e}{Nr} & \frac{R_e}{Nr} \\ 0 & 0 & \frac{R_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & \frac{R_e}{Nr} & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \vdots \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \\ \vdots \\ I_e \end{bmatrix} \quad (III.40)$$

Le couple électromagnétique est obtenu par dérivation de co-énergie:

$$C_e = \frac{3}{2} P [Isdq]^t \frac{\delta}{\delta\theta} \begin{bmatrix} \dots & -M_{sr} \cos(\theta + k\alpha) & \dots \\ \dots & -M_{sr} \cos(\theta + k\alpha) & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (III.41)$$

$$C_e = \frac{3}{2} P M_{sr} \left\{ I_{ds} \sum_{k=0}^{Nr-1} I_{rk} \sin k\alpha - I_{qs} \sum_{k=0}^{Nr-1} I_{rk} \cos k\alpha \right\} \quad (III.42)$$

On y ajoute les équations mécaniques afin d'avoir la vitesse $\Omega = \frac{W}{P}$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} P(Ce - Cr - \frac{f}{P} W) \tag{III.43}$$

Et $\frac{d\theta}{dt} = W$

Le système ci-dessus est très compliqué pour le programmer et l'exécution d'une simulation d'un tel modèle est très lente, c'est pour cela qu'on a optés pour un autre modèle, modèle dq .

Pour ce faire, nous avons appliqué une transformation généralisée (Nr) qui permet de passer des Nr grandeurs équilibrées vers deux grandeurs dq . La simulation de ce modèle est très rapide.

III.4. La transformation de Nr grandeurs équilibrées vers deux grandeurs dq [5] :

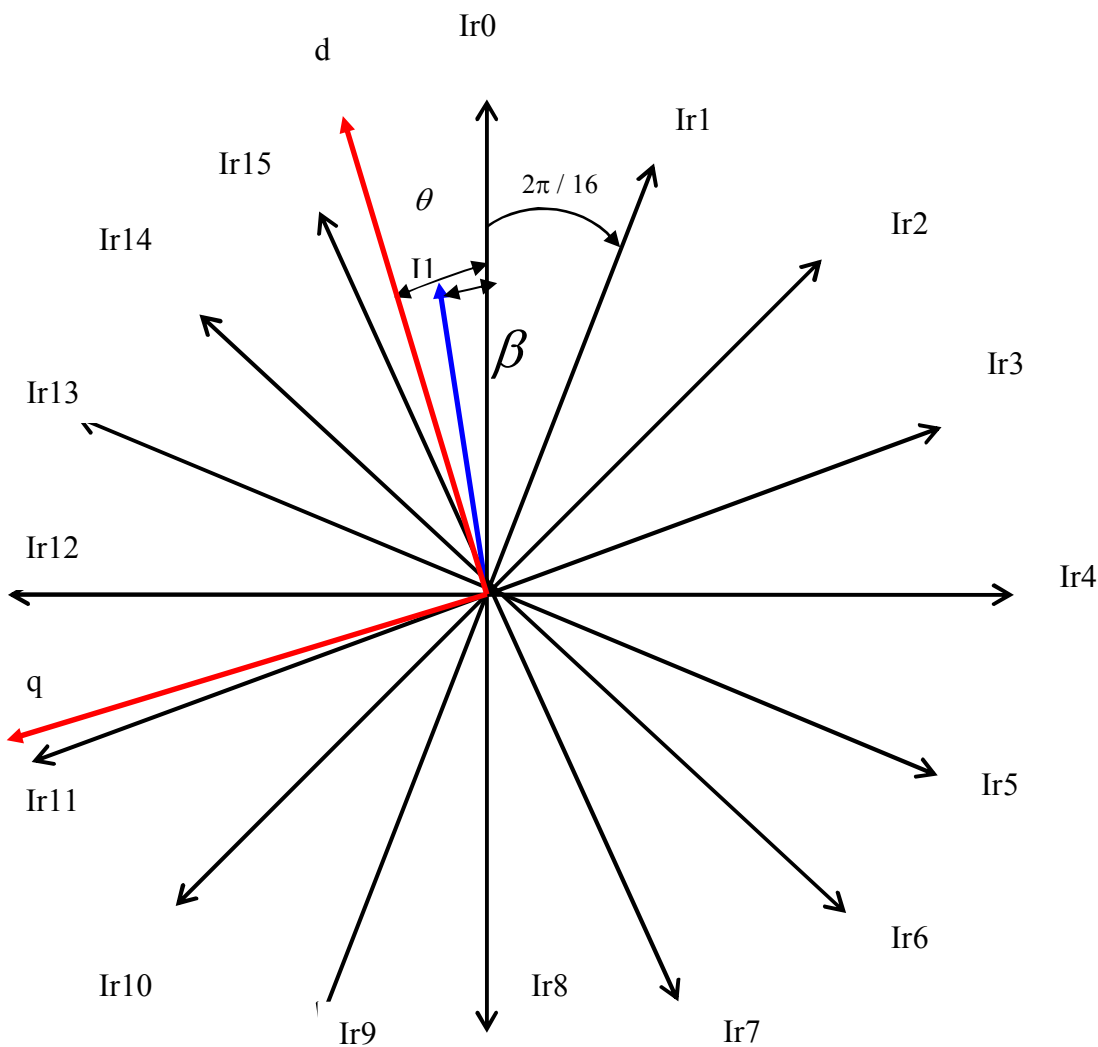


Figure.III.5: projection du modèle multi enroulement sur le modèle dq [5]

La projection de I_1 sur les axes I_{rk} donne:-

$$\begin{cases} I_{r0} = I_1 \cos \beta \\ I_{r1} = I_1 \cos(\beta + \frac{2\pi}{16}) \\ I_{r2} = I_1 \cos(\beta + \frac{4\pi}{16}) \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{r15} = I_1 \cos(\beta + \frac{30\pi}{16}) \end{cases} \tag{III.44}$$

Et la projection de I_1 sur les axes d et q donne :

$$\begin{cases} I_d = I_1 \cos(\theta - \beta) \\ I_q = -I_1 \sin(\theta - \beta) \end{cases} \tag{III.45}$$

On à

$$\cos(\theta - \beta) = \frac{2}{16} \left[\cos \theta \cos \beta + \cos(\theta + \frac{2\pi}{16}) \cos(\beta + \frac{2\pi}{16}) + \dots + \cos(\theta + \frac{30\pi}{16}) \cos(\beta + \frac{30\pi}{16}) \right] \tag{III.46}$$

Et :

$$\sin(\theta - \beta) = \frac{2}{16} \left[\sin \theta \cos \beta + \sin(\theta + \frac{2\pi}{16}) \cos(\beta + \frac{2\pi}{16}) + \dots + \sin(\theta + \frac{30\pi}{16}) \cos(\beta + \frac{30\pi}{16}) \right] \tag{III.47}$$

A partir de l'équation (III.44) on trouve :

$$I_1 = \frac{I_{r0}}{\cos \beta} ; I_1 = \frac{I_{r1}}{\cos(\beta + \frac{2\pi}{16})} ; I_1 = \frac{I_{r2}}{\cos(\beta + \frac{4\pi}{16})} ; \dots ; I_1 = \frac{I_{r15}}{\cos(\beta + \frac{30\pi}{16})}$$

On remplace les équations (III.46) et (III.47) dans l'équation (III.45) on trouve :

$$I_d = \frac{2}{16} \left[I_{r0} \cos \theta + I_{r1} \cos(\theta + \frac{2\pi}{16}) + I_{r2} \cos(\theta + \frac{4\pi}{16}) + \dots + I_{r15} \cos(\theta + \frac{30\pi}{16}) \right] \tag{III.48}$$

$$I_q = -\frac{2}{16} \left[I_{r0} \sin \theta + I_{r1} \sin(\theta + \frac{2\pi}{16}) + I_{r2} \sin(\theta + \frac{4\pi}{16}) + \dots + I_{r15} \sin(\theta + \frac{30\pi}{16}) \right] \tag{III.49}$$

Et sous forme matricielle on trouve :

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \frac{2}{16} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{16}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{16}) & \dots & \cos(\theta + \frac{30\pi}{16}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{16}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{16}) & \dots & -\sin(\theta + \frac{30\pi}{16}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ir0 \\ Ir1 \\ Ir2 \\ \vdots \\ \vdots \\ Ir15 \end{bmatrix} \quad (III.50)$$

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} Ir0 \\ Ir1 \\ Ir2 \\ \vdots \\ \vdots \\ Ir15 \end{bmatrix}$$

En posant $\theta = 0$, l'équation (III.50) devient :

$$[A] = \frac{2}{16} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos(\frac{2\pi}{16}) & \cos(\frac{4\pi}{16}) & \dots & \cos(\frac{30\pi}{16}) \\ -\sin 0 & -\sin(\frac{2\pi}{16}) & -\sin(\frac{4\pi}{16}) & \dots & -\sin(\frac{30\pi}{16}) \end{bmatrix} \quad (III.51)$$

Et :

$$[A]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos 0 & -\sin 0 \\ \cos(\frac{2\pi}{16}) & -\sin(\frac{2\pi}{16}) \\ \cos(\frac{4\pi}{16}) & -\sin(\frac{4\pi}{16}) \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \cos(\frac{30\pi}{16}) & -\sin(\frac{30\pi}{16}) \end{bmatrix} \quad (III.52)$$

III.4.1. la matrice de résistance du modèle dq équivalent :

$$[R]_{eq} = {}^a A [R] {}^a A^{-1} \tag{III.53}$$

$$\begin{bmatrix}
 R_s & -WL_{sc} & \dots & \dots & M_{sr} W \sin j\alpha & \dots & \dots & 0 \\
 -WL_{sc} & R_s & \dots & \dots & -M_{sr} W \cos j\alpha & \dots & \dots & 0 \\
 \hline
 0 & 0 & \frac{2R_e}{Nr} + Rb_0 + Rb_{(Nr-1)} & -Rb_0 & 0 & 0 & -Rb_{(Nr-1)} & -\frac{R_e}{Nr} \\
 0 & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 0 & 0 & 0 & -Rb_{(k-1)} & \frac{2R_e}{Nr} + Rb_k + Rb_{(k-1)} & -Rb_{(k)} & 0 & \vdots \\
 0 & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 0 & 0 & -Rb_{(Nr-1)} & 0 & 0 & -Rb_{(Nr-2)} & \frac{2R_e}{Nr} + Rb_{(Nr-2)} + Rb_{(Nr-1)} & -\frac{R_e}{Nr} \\
 \hline
 0 & 0 & \frac{R_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & \frac{R_e}{Nr} & R_e
 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R1 & R2 & R3 \\ R4 & R5 & R6 \\ R7 & R8 & R9 \end{bmatrix} \tag{III.54}$$

➤ Passage du modèle polyphasé au modèle biphasé :

A fin de simplifier le calcul de la matrice ci-dessus, on la subdivise en neuf résistances équivalentes, cette subdivision nous permet de mieux comprendre, le passage du modèle de Nr grandeurs vers deux grandeurs dq .

1) pour $[R1]$

$$[R1]_{eq} = [R1]$$

$$[R1]_{eq} = \begin{bmatrix} R_s & -WL_{sc} \\ WL_{sc} & R_s \end{bmatrix} \tag{III.55}$$

2) pour $[R2]$

$$[R2]_{eq} = [R2][A]^{-1} \tag{III.56}$$

$$[R2]_{eq} = \begin{bmatrix} \dots & -M_{sr} W \sin j\alpha & \dots \\ \dots & -M_{sr} W \cos j\alpha & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos 0 & -\sin 0 \\ \cos(\frac{2\pi}{16}) & -\sin(\frac{2\pi}{16}) \\ \cos(\frac{4\pi}{16}) & -\sin(\frac{4\pi}{16}) \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \cos(\frac{30\pi}{16}) & -\sin(\frac{30\pi}{16}) \end{bmatrix} \tag{III.57}$$

$$[R2]_{eq} = \begin{bmatrix} \sum_{j=0}^{j=15} (-M_{sr}W \sin j\alpha)(\cos j\alpha) & \sum_{j=0}^{j=15} -M_{sr}W \sin^2 j\alpha \\ \sum_{j=0}^{j=15} -M_{sr}W \cos^2 j\alpha & \sum_{j=0}^{j=15} (-M_{sr}W \cos j\alpha)(\sin j\alpha) \end{bmatrix} \tag{III.58}$$

Avec :

$$\sum_{j=0}^{j=15} (\sin j\alpha)(\cos j\alpha) = 0 \tag{III.59}$$

$$\sum_{j=0}^{j=15} \sin^2 j\alpha = \frac{Nr}{2} \tag{III.60}$$

$$\sum_{j=0}^{j=15} \cos^2 j\alpha = \frac{Nr}{2} \tag{III.61}$$

$$\sum_{j=0}^{j=15} (\cos j\alpha)(\sin j\alpha) = 0 \tag{III.62}$$

On remplace les formules (III.59), (III.60), (III.61) et (III.62) dans la matrice (III.58) on aboutit à :

$$[R2]_{eq} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-Nr}{2} W M_{sr} \\ \frac{-Nr}{2} W M_{sr} & 0 \end{bmatrix} \tag{III.63}$$

3) pour [R3]

$$[R3]_{eq} = [R3]$$

$$[R3]_{eq} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{III.64}$$

4) pour [R4]

$$[R4]_{eq} = [R4][A] \tag{III.65}$$

$$[R4]_{eq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{2}{16} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos(\frac{2\pi}{16}) & \cos(\frac{4\pi}{16}) & \dots & \cos(\frac{2\pi}{16}) \\ -\sin 0 & -\sin(\frac{2\pi}{16}) & -\sin(\frac{2\pi}{16}) & \dots & -\sin(\frac{2\pi}{16}) \end{bmatrix} \tag{III.66}$$

$$[R4]_{eq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{III.67}$$

5) pour [R5]

$$[R5]_{eq} = [A][R5][A]^{-1} \tag{III.68}$$

On multiplie les trois matrices suivantes:

$$[R5]_{eq} = \frac{2}{16} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos(\frac{2\pi}{16}) & \cos(\frac{4\pi}{16}) & \dots & \cos(\frac{30\pi}{16}) \\ -\sin 0 & -\sin(\frac{2\pi}{16}) & -\sin(\frac{4\pi}{16}) & \dots & -\sin(\frac{30\pi}{16}) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 2\frac{Re}{Nr} + Rb_0 + Rb_{(Nr-1)} & -Rb_0 & 0 & 0 & -Rb_{(Nr-1)} \\ 0 & -Rb_{(k-1)} & 2\frac{Re}{Nr} + Rb_k + Rb_{(k-1)} & -Rb_k & 0 \\ -Rb_{(Nr-1)} & 0 & 0 & -Rb_{(Nr-2)} & 2\frac{Re}{Nr} + Rb_{(Nr-2)} + Rb_{(Nr-1)} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \cos 0 & -\sin 0 \\ \cos(\frac{2\pi}{16}) & -\sin(\frac{2\pi}{16}) \\ \cos(\frac{4\pi}{16}) & -\sin(\frac{4\pi}{16}) \\ \vdots & \vdots \\ \cos(\frac{30\pi}{16}) & -\sin(\frac{30\pi}{16}) \end{bmatrix} \tag{III.69}$$

Donc on trouve :

$$[R5]_{eq} = \begin{bmatrix} S1 & S2 \\ S3 & S4 \end{bmatrix} \tag{III.70}$$

On calcule les différentes sous matrices (S1, S2, S3, et S4) ;

$$S1 = \frac{2}{16} \left[\left(2\frac{Re}{Nr} + Rb_0 + Rb_{15} \right) \cos^2 0\alpha + \left(2\frac{Re}{Nr} + Rb_1 + Rb_0 \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2\frac{Re}{Nr} + Rb_{14} + Rb_{15} \right) \cos^2 15\alpha \right] - \frac{4}{16} \left[\left(Rb_0 \cos 0\alpha \cos 1\alpha \right) + \left(Rb_1 \cos 1\alpha \cos 2\alpha \right) + \dots + \left(Rb_{15} \cos 15\alpha \cos 0\alpha \right) \right] \tag{III.71}$$

$$\begin{aligned}
 S2 = & -\frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + R_{b0} + R_{b15} \right) \cos 0\alpha \sin 0\alpha - \left(2 \frac{Re}{Nr} + R_{b1} + R_{b0} \right) \cos 1\alpha \sin 1\alpha - \dots - \left(2 \frac{Re}{Nr} + R_{b14} + R_{b15} \right) \cos 15\alpha \sin 15\alpha \right] \\
 & + \frac{2}{16} [(R_{b0} \sin 0\alpha \cos 1\alpha) + (R_{b1} \sin 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (R_{b15} \sin 15\alpha \cos 0\alpha)] \\
 & + \frac{2}{16} [(R_{b0} \cos 0\alpha \sin 1\alpha) + (R_{b1} \cos 1\alpha \sin 2\alpha) + \dots + (R_{b15} \cos 15\alpha \sin 0\alpha)] \tag{III.72}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 S3 = & -\frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + R_{b0} + R_{b15} \right) \cos 0\alpha \sin 0\alpha - \left(2 \frac{Re}{Nr} + R_{b1} + R_{b0} \right) \cos 1\alpha \sin 1\alpha - \dots - \left(2 \frac{Re}{Nr} + R_{b14} + R_{b15} \right) \cos 15\alpha \sin 15\alpha \right] \\
 & + \frac{2}{16} [(R_{b0} \sin 0\alpha \cos 1\alpha) + (R_{b1} \sin 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (R_{b15} \sin 15\alpha \cos 0\alpha)] \\
 & + \frac{2}{16} [(R_{b0} \cos 0\alpha \sin 1\alpha) + (R_{b1} \cos 1\alpha \sin 2\alpha) + \dots + (R_{b15} \cos 15\alpha \sin 0\alpha)] \tag{III.73}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 S4 = & \frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + R_{b0} + R_{b15} \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{Re}{Nr} + R_{b1} + R_{b0} \right) \cos^2 1\alpha \dots + \left(2 \frac{Re}{Nr} + R_{b14} + R_{b15} \right) \cos^2 15\alpha \right] \\
 & - \frac{4}{16} [(R_{b0} \cos 0\alpha \cos 1\alpha) + (R_{b1} \cos 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (R_{b15} \cos 15\alpha \cos 0\alpha)] \tag{III.74}
 \end{aligned}$$

Si on considère que toutes les barres sont saines ($R_{b0} = R_{b1} = \dots = R_{b15}$) les sous matrices $S1, S2, S3, et S4$ Deviennent :

$$S1 = S4 = 2 \frac{Re}{Nr} + 2Rb(1 - \cos \alpha)$$

$$S2 = S3 = 0$$

En posant :

$$Rr = 2 \frac{Re}{Nr} + 2Rb(1 - \cos \alpha)$$

6) pour $[R6]$

$$[R6]_{eq} = [A][R6] \tag{III.75}$$

$$[R6]_{eq} = \frac{2}{Nr} \begin{bmatrix} \dots & \cos j\alpha & \dots \\ \dots & -\sin j\alpha & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R_e}{N} \\ \vdots \\ \vdots \\ -\frac{R_e}{N} \end{bmatrix} \tag{III.76}$$

$$[R6]_{eq} = \frac{2}{Nr} \begin{bmatrix} -\frac{Le}{Nr} \sum_{j=0}^{Nr} \cos j\alpha \\ \frac{Le}{Nr} \sum_{j=0}^{Nr} \sin j\alpha \end{bmatrix} \quad (III.77)$$

Avec :

$$\sum_{j=0}^{15} \cos j\alpha = 0 \quad (III.78)$$

$$\sum_{j=0}^{15} \sin j\alpha = 0 \quad (III.79)$$

On remplace les formules (III.78) et (III.79) Dans la formule (III.77) on aboutit à :

$$[R6]_{eq} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.80)$$

7) pour [R7]

$$[R7] = [R7]_{eq}$$

$$[R7]_{eq} = [0 \quad 0] \quad (III.81)$$

8) pour [R8]

$$[R8]_{eq} = [R8][A]^{-1} \quad (III.82)$$

$$[R8]_{eq} = \begin{bmatrix} -\frac{Re}{Nr} & \dots & \dots & -\frac{Re}{Nr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots & \vdots \\ \cos j\alpha & -\sin j\alpha \\ \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (III.83)$$

$$[R8]_{eq} = \begin{bmatrix} -\frac{Re}{Nr} \sum_{j=0}^{Nr-1} \cos j\alpha & \frac{Re}{Nr} \sum_{j=0}^{Nr-1} \sin j\alpha \end{bmatrix} \quad (III.84)$$

On remplace la formule (III 78) et (III.79) Dans la formule (III.84) on aboutit à :

$$[R8]_{eq} = [0 \quad 0] \quad (III.85)$$

9) pour [R9]

$$[R9]_{eq} = [R9]$$

$$[R9]_{eq} = [Re] \tag{III.86}$$

Finalement :

La nouvelle matrice de résistance du modèle dq équivalent, en considérant que toutes les barres sont saines est [3] :

$$[Re_q] = \left[\begin{array}{cc|cc|c} R_s & -WL_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}WM_{sr} & 0 \\ WL_{sc} & R_s & -\frac{N_r}{2}WM_{sr} & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & Re \end{array} \right] \tag{III.87}$$

Avec :

$$R_r = 2 \frac{Re}{N_r} + 2R_b(1 - \cos \alpha)$$

III.4.2. la matrice d'inductance du modèle dq équivalent :

$$[L_{eq}] = {}^a A [L] {}^a A^{-1} \tag{III.88}$$

$$\left[\begin{array}{cc|cccc|c} L_{sc} & 0 & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \cos j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ 0 & L_{sc} & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \sin j\alpha & \dots & \dots & 0 \\ \hline \vdots & \vdots & L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & -\frac{L_e}{N_r} \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & \vdots \\ -\frac{3}{2}M_{sr} \cos k\alpha & -\frac{3}{2}M_{sr} \sin k\alpha & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \vdots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b & -\frac{L_e}{N_r} \\ \hline 0 & 0 & \frac{L_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \dots & \frac{L_e}{N_r} & L_e \end{array} \right] =$$

$$\left[\begin{array}{c|c|c} L1 & L2 & L3 \\ \hline L4 & L5 & L6 \\ \hline L7 & L8 & L9 \end{array} \right] \tag{III.89}$$

➤ **Passage du modèle polyphasé au modèle biphasé :**

De la même manière que pour $[R]$ il résulte :

$$[L1]_{eq} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \tag{III.90}$$

$$[L2]_{eq} = \begin{bmatrix} -\frac{Nr}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & \frac{Nr}{2} M_{sr} \end{bmatrix} \tag{III.91}$$

$$[L3]_{eq} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{III.92}$$

$$[L4]_{eq} = \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} \end{bmatrix} \tag{III.93}$$

$$[L5]_{eq} = \begin{bmatrix} L_{rc} & 0 \\ 0 & L_{rc} \end{bmatrix} \tag{III.94}$$

$$[L6]_{eq} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{III.95}$$

$$[L7]_{eq} = [0 \ 0] \tag{III.96}$$

$$[L8]_{eq} = [0 \ 0] \tag{III.97}$$

$$[L9]_{eq} = [L_e] \tag{III.98}$$

Finalement ; La nouvelle matrice d'inductance du modèle dq équivalent, en considérant que toutes les barres sont saines est [3] :

$$[L_{sq}] = \left[\begin{array}{cc|cc|c} L_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{Nr}{2} M_{sr} & 0 \\ \hline -\frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{array} \right] \tag{III.99}$$

Avec :

$$L_{rc} = L_{rp} - M_{rr} + 2 \frac{L_e}{N_r} + 2L_b(1 - \cos\theta)$$

Donc le système complet en considérant que toutes les barres sont saines est :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -WL_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}WM_{sr} & 0 \\ WL_{sc} & R_s & -\frac{N_r}{2}WM_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_e \end{bmatrix}$$

III.5. Simulation du modèle dq :

Nous simulons le modèle ci-dessus ;

Les paramètres de la machine utilisée (Annexe) :

$$R_s = 7.828 \ \Omega$$

$$J = 0.006093 \text{ Kg } m^2$$

$$f = 0.00725 \text{ Nm s / rd}$$

$$\text{Rayon} = 0.03575 \text{ m}$$

$$\text{Longueur} = 0.065 \text{ m}$$

$$\text{Entrefer} = 0.00025 \text{ m}$$

$$N_s = 160$$

$$N_r = 16$$

$$L_{sl} = 0.018 \text{ H}$$

$$R_{bsain} = 150 \cdot 10^{-6} \ \Omega$$

$$R_e = 72 \cdot 10^{-6} \ \Omega$$

$$L_b = 10^{-7} \text{ H}$$

$$L_e = 10^{-7} \text{ H}$$

Les figures qui suivent présentent les résultats obtenus par simulation du modèle dq .

Les figures (III.6), (III.7), et (III.8) montrent l'évolution de la vitesse, du couple, et du courant statorique, le démarrage de cette machine s'effectue à vide.

Nous constatons que le temps d'établissement de ces variables est rapide (0.23s).

Le couple atteint une valeur maximale de 18.5 N.m, avant de se stabiliser à une valeur nulle en régime permanent.

A l'instant $t = 0.4s$ on applique un couple résistant nominal de 3.5 N.m, qui nous permet de constater que le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée.

Une décroissance de la vitesse qui se traduit par un glissement.

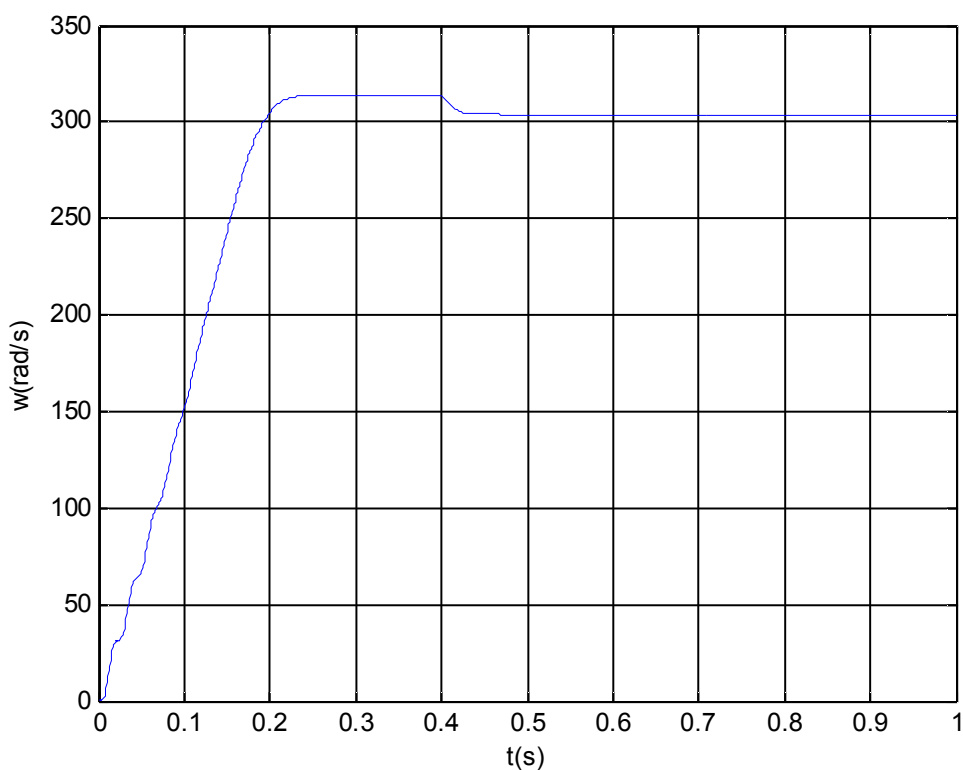


Figure III.6 Vitesse (moteur sain).

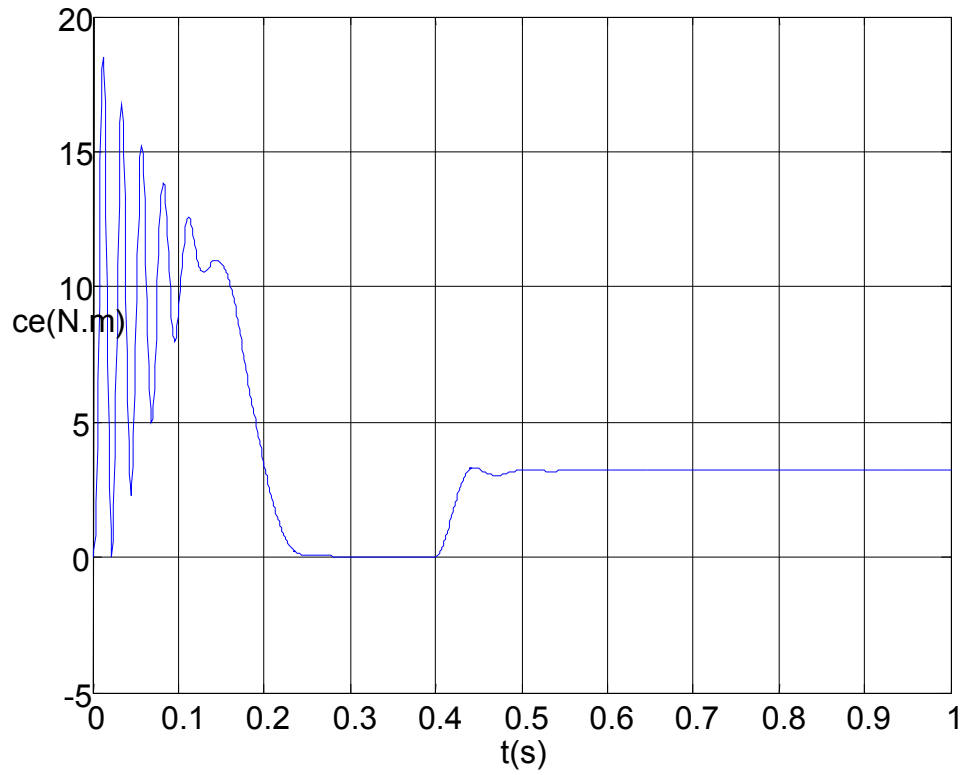


Figure III.7 Couple (moteur sain).

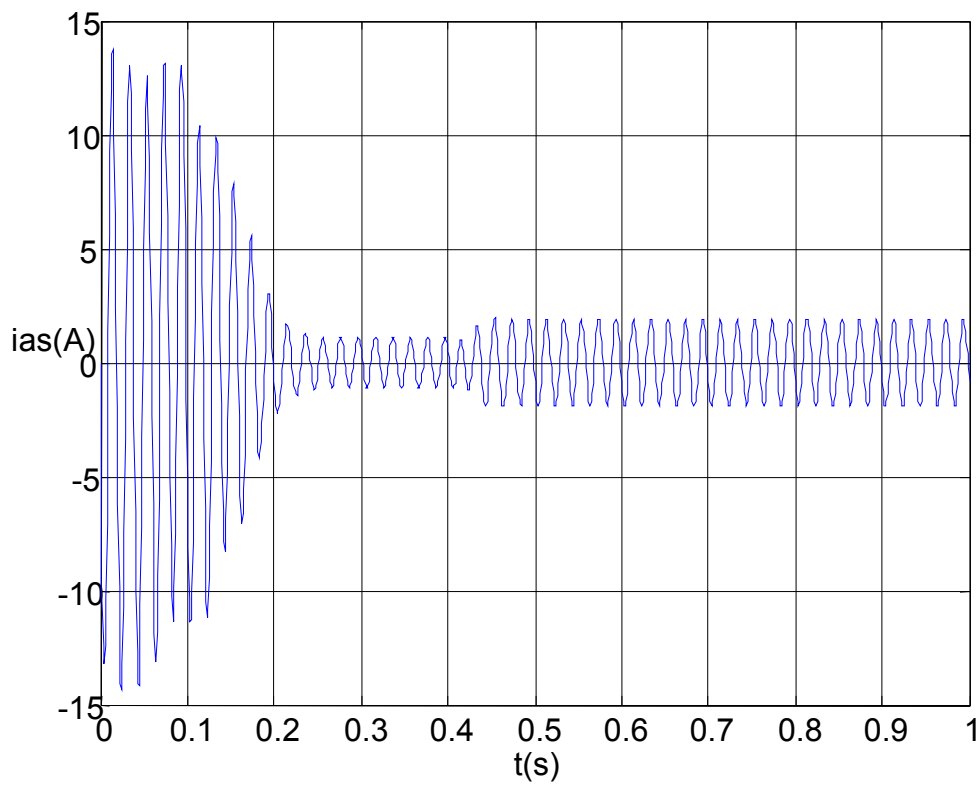


Figure III.8 Courant statorique (moteur sain).

III.6. Conclusion:

Dans ce chapitre on a traité la machine asynchrone en terme de circuit, et on a considéré que le rotor est constitué de plusieurs éléments, chaque élément de la cage est décrit par un circuit électrique équivalent de N_r grandeurs.

Puis, on a fait la transformation de N_r grandeurs vers deux grandeurs, pour faciliter l'étude.

Le modèle constitué donne des résultats identiques à ceux obtenus dans le chapitre deux (les résultats classiques de la machine asynchrone), mais ce modèle permet d'étudier les différents défauts rotoriques, donc ce modèle s'adapte bien au problème posé.

IV.1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter une autre méthode de modélisation de la machine asynchrone, cette méthode prend en considération les défauts statoriques de la machine. Un système d'équations différentielles, décrivant la machine asynchrone en présence de défauts statoriques, est également présenté. Cette modélisation nécessite une étude précise et rigoureuse des signatures des défauts de la machine asynchrone.

Plusieurs machines asynchrones sont utilisées dans des situations critiques en industrie. Une défaillance dans la machine peut causer des dégâts considérables dans l'unité de production. Cependant, de nombreux travaux ont été publiés sur les différents défauts de la machine asynchrone, ainsi que les principales tâches du diagnostic : la classification des défauts et l'évaluation de la sévérité des défauts (court-circuit statorique, cassure de barre rotorique, excentricité ...). Cette tâche peut être accomplie en utilisant une base de données contenant des informations liées aux différents défauts de la machine, et issues à partir de l'analyse spectrale des variables de la machine, comme par exemple les courants statoriques, puissance instantanée du stator, ou bien le couple électromagnétique. Actuellement, la disponibilité d'un modèle de simulation de la machine asynchrone en situation de défauts est devenu quelque chose de très intéressant.

L'objectif de ce chapitre est de développer un modèle qui sera capable de prédire les performances de la machine asynchrone en régime de défauts.

IV.2. Modélisation de la machine asynchrone en régime de défauts [31][33]

IV.2.1 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone déséquilibré au stator

La modélisation classique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor bobiné (sila machine est à cage, on peut considérer le bobinage triphasé équivalent), repose sur les hypothèses classiques mentionnées dans le deuxième chapitre.

Sous ces hypothèses ; la machine peut être modélisée par les équations suivantes :

$$[U_s] = [R_s][I_s] + [P\phi_s] \quad (IV.1)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + [P\phi_r]$$

$$[\phi_s] = ([M_{ss}] + [L_{sf}])[I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (IV.2)$$

$$[\phi_r] = ([M_{rs}] + [L_s]) + [M_{rr}][I_r][I_r^s]$$

Où

- P désigne l'opérateur différentiel

- les variables $[U_s] = \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix}$, $[I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}$, $[\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}$ représentent les tensions, les courants,

et les flux au stator.

- Les variables $[I_R] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$, $[\Phi_R] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$ représentent les courants et les flux au rotor.

Soit N_s le nombre de spires en régime sain de la machine asynchrone. Un court-circuit statorique conduira à une diminution dans le nombre de spires de chaque phase statorique.

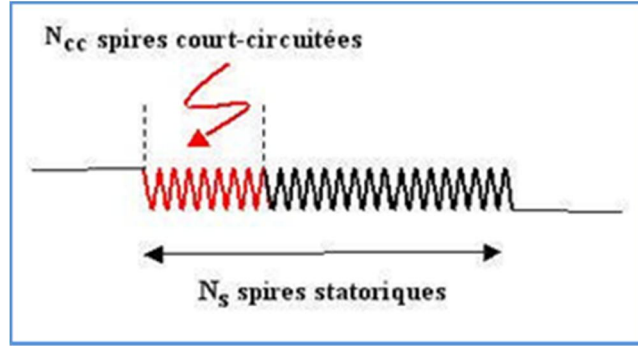


Figure IV.1: Schématisation d'un court-circuit dans une phase statorique

On définit les coefficients de court-circuit suivants :

Coefficient de court-circuit relatif à la 1^{ère} phase statorique : $K_{sa} = \frac{N_{cc}}{N_s}$

Coefficient de court-circuit relatif à la 2^{ème} phase statorique : $K_{sb} = \frac{N_{cc2}}{N_s}$

Coefficient de court-circuit relatif à la 3^{ème} phase statorique : $K_{sc} = \frac{N_{cc3}}{N_s}$

Le nombre de spires en court-circuit : N_{cc}

Le nombre de spires utiles pour les trois phases statoriques, est alors donné par :

$$N_1 = N_s - N_{cc1} = (1 - K_{sa})N_s = f_{sa}N_s$$

$$N_2 = N_s - N_{cc2} = (1 - K_{sb})N_s = f_{sb}N_s$$

$$N_3 = N_s - N_{cc3} = (1 - K_{sc})N_s = f_{sc}N_s$$

Dépendent des trois coefficients $[R_s]$, $[L_{sf}]$, $[M_{ss}]$, $[M_{SR}]$ et $[M_{RS}]$ Les matrices f_{sa} , f_{sb} , f_{sc} les inductances sont données par les expressions suivantes :

$$L_{sf} = \begin{bmatrix} f_{sb}^2 & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^2 L_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^2 L_{sf} \end{bmatrix}; \quad [M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} f_{sb}^2 & -f_{sb} L_{sb}/2 & -f_{sa} f_{sc}/2 \\ 0 & f_{sb}^2 L_{sf} & 0 \\ -f_{sa} f_{sc}/2 & -f_{sc} f_{sb}/2 & f_{sc}^2 \end{bmatrix}$$

$$[M_{ss}] = M \begin{bmatrix} f_{sa} \cos \theta & f_{sa} \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) & f_{sa} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \\ f_{sb} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) & f_{sb} \cos \theta & f_{sb} \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \\ f_{sc} \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) & f_{sc} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) & f_{sc} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

Avec $[M_{SR}] = [M_{RS}]^T$

La résistance de chaque phase statorique est proportionnelle au nombre de spires utiles. On écrit alors :

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

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} f_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.4})$$

Remarque :

1. Dans le cas où les enroulements du stator sont tous identiques la machine est équilibrée les trois coefficients sont égaux, on trouve alors le modèle triphasé équivalent classique.
2. Lorsque le moteur tourne, les coefficients des matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ ne sont pas constants, ils varient en fonction de l'angle θ , position angulaire entre le rotor et le stator.

Ceci rend le modèle triphasé équivalent difficilement utilisable tant en commande qu'en surveillance, dans l'approche qui suit une transformation mathématique est appliquée sur les équations du modèle précédent afin de rendre l'ensemble calculable en ligne.

IV.2.2 Définitions de la matrice de transformation:

Le champ magnétique créé par le courant circulant au rotor a la même pulsation que celui créé par le courant circulant au stator. Ainsi, le champ magnétique créé par un courant statorique fictif. La relation entre ce courant fictif et le courant rotorique est donnée par une transformation mathématique. En utilisant cette transformation l'ensemble des variables du rotor (flux et courants) peuvent être changées en nouvelles variables ayant la même pulsation que les variables du stator. Ainsi, tous les paramètres du modèle seront indépendants de la position angulaire, la transformation est donnée par la matrice suivante.

$$[T] = \begin{bmatrix} \cos \theta + \frac{1}{2} & \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) + \frac{1}{2} & \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) + \frac{1}{2} \\ \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) + \frac{1}{2} & \cos \theta + \frac{1}{2} & \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) + \frac{1}{2} \\ \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) + \frac{1}{2} & \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.5})$$

On montre facilement que cette matrice est orthogonale, i.e.

$$[T]^{-1} = [T]^T \quad (\text{IV.6})$$

IV.2.3 Transformation des équations du modèle triphasé [31]

Considérant l'équation (4.3) en introduisant la matrice T comme suit:

$$[\phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][T^{-1}][T][I_r] \quad (\text{IV.7})$$

Ceci conduit à :

$$[\phi_s] = [M][I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s] \quad (\text{IV.8})$$

$$\text{Où } [\phi_s] = [M_{sr}^s] = [M_{sr}][T^{-1}]$$

$$[I_r^s] = [T] = [I_r] \quad (\text{IV.9})$$

Avec :

$$[M_{Sr}^S] = \begin{bmatrix} f_{sa}M & -f_{sa}\frac{M}{2} & -f_{sc}\frac{M}{2} \\ -f_{sb}\frac{M}{2} & f_{sb}M & -f_{sc}\frac{M}{2} \\ -f_{sc}\frac{M}{2} & -f_{sc}\frac{M}{2} & f_{sc}M \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

En multipliant à gauche par [T] l'équation (IV.4) on obtient :

$$[T][\phi_R] = [M_{RS}][I_S] + [T][M_R][T^{-1}][T][I_R] \quad (IV.11)$$

Qui peut être réécrit

$$[\phi_R^S] = [M_{RS}^S][I_S] + [M_R^S][I_R^S] \quad (IV.12)$$

Où

$$\begin{aligned} [M_{RS}^S] &= [T][M_{RS}] \\ [M_R^S] &= [T][M_R][T^{-1}] \\ [\phi_R^S] &= [T][\phi_R] \\ [I_R^S] &= [T][I_R] \end{aligned} \quad (IV.13)$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes satisfaites

$$[M_R^S] = [M_R^S]^T \quad (IV.14)$$

$$[M_R^S] = [M_R] \quad (IV.15)$$

Considérant maintenant l'équation (IV.2)

$$[0] = [R_R][I_R] + P[\phi_R]$$

De manière équivalente, on a :

$$[0] = [R_R][T]^{-1}[T] + [I_R] + P([T][T]^{-1}[\phi_R]) \quad (IV.16)$$

En multipliant à gauche par [T]on obtient

$$[0] = [T][R_R][T]^{-1}[T][I_R] + [T]P([T]^{-1}[T][\phi_R]) \quad (IV.17)$$

$$[0] = [R_R][I_R^S][T]P([T]^{-1})[\phi_R^S] + P[\phi_R^S] \quad (IV.18)$$

Cette équation peut être écrite sous la forme

$$[0] = [R_R][I_R^S] + (1-s)w_N[K_{RS}^{SP}] + [\phi_R^S] + P[\phi_R^S] \quad (IV.19)$$

Où

$$[K_{RS}^{SP}] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{-\sqrt{3}}{3} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{-\sqrt{3}}{3} & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.20)$$

Les équations (IV.1), (IV.19), (IV.8), (IV.12) représentent un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en ligne.

$$[U_S] = [R_S][I_S] + P[\phi_R]$$

$$[0] = [R_R][I_R^S] + (1-s)w_n[K_{RS}^{SP}][\phi_R^S] + P[\phi_R^S]$$

$$[\phi_S] = [M_S][I_S] + [M_{SR}^S][I_R^S]$$

$$[\phi_R^S] = [M_{RS}^S][I_S] + [M_R^S][I_R^S]$$

Puisque $[M_R^S]$ est une matrice de rang plein, elle est inversible. A partir de (IV.12) nous obtenons

$$[I_R^S] = [M_R^S]^{-1}([\phi_R^S] - [M_{RS}^S][I_S]) \quad (IV.21)$$

En substituant cette expression dans l'équation (IV.19), on obtient

$$[0] = [R_R][M_R^S]^{-1}([\phi_R^S] - [M_{RS}^S][I_S]) + (1-s)w_n[K_{RS}^{SP}][\phi_R^S] + P[\phi_R^S] \quad (IV.22)$$

Ce qui est équivalent

$$[0] = [R_R][M_R^S]^{-1} + (1-s)w_n[K_{RS}^{SP}][\phi_R^S] - [R_R][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S][I_S] + P[\phi_R^S] \quad (IV.23)$$

En substituant l'expression de l'équation (IV.21) dans l'équation (IV.8), on obtient

$$[\phi_S] = [M_S][I_S] + [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}([\phi_R^S] - [M_{RS}^S][I_S]) \quad (IV.24)$$

Qui est équivalent à

$$[\phi_S] = ([M_S] - [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S])[I_S] + [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[\phi_R^S] \quad (IV.25)$$

En utilisant (IV.25) et (IV.1) il vient:

$$[U_S] = [R_S][I_S] + P([M_S] - [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S])[I_S] + P[M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[\phi_R^S] \quad (IV.26)$$

Ce qui donne

$$[U_S] = [R_S][I_S] + ([M_S] - [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S])P[I_S] + [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}P[\phi_R^S] \quad (IV.27)$$

A partir de (IV.23) on obtient:

$$P[\phi_R^S] = [R_S][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S][I_S] - ([R_R] - [M_R^S]^{-1}(1-s)w_n[K_{RS}^{SP}])[\phi_R^S] \quad (IV.28)$$

Ce qui donne en utilisant (IV.28) et (IV.27)

$$[U_S] = [R_S][I_S] + ([M_S] - [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S])P[I_S] + [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}([R_R][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S][I_S] - [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}([R_R][M_R^S]^{-1} + (1-s)w_n[K_{RS}^{SP}])[\phi_R^S]) \quad (IV.29)$$

Ce qui conduit à

$$TP[I_S] = [U_S] - ([R_S] + [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[R_R][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S])[I_S] + [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}([R_R][M_R^S]^{-1} + (1-s)w_n[K_{RS}^{SP}])[\phi_R^S] \quad (IV.30)$$

Avec

$$T = [M_S] - [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S] \quad (IV.31)$$

Finalement; nous obtenons

$$P[I_S] = T^{-1} - ([U_S] - ([R_S] + [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[R_R][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S])[I_S]) +$$

$$T^{-1}[M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}([R_R][M_R^S]^{-1}+(1-s)w_N[K_{RS}^{SP}])[\phi_R^S] \quad (IV.32)$$

Les équations (IV.28) et (IV.32) représentent le modèle de la machine asynchrone en présence de défaillances au stator.

IV.2.4 Equations mécaniques

L'équation de mouvement est donnée par :

$$\frac{d\Omega}{dt} = C, -C, -f\Omega \quad (IV.33)$$

Le couple est donné par l'expression suivante [32] :

$$[C_{em}] = P \frac{M_{SR}}{L_R} ([i_s] \wedge [\phi_R]) \quad (IV.34)$$

IV.3 Simulation de la machine asynchrone dans les régimes normaux et anormaux de fonctionnement

Le modèle utilisé dans la simulation est un modèle biphasé lié au stator (α, β) équivalent à celui qui correspond aux équations obtenues précédemment (IV.28, IV.32, IV.33, et IV.34), La création de défauts s'effectue tout en passant du modèle biphasé au modèle triphasé (transformations des valeurs de résistances et inductances suivant le modèle triphasé) par la transformation $(\alpha, \beta) \rightarrow (a, b, c)$ ensuite on revient une autre fois au modèle (α, β) . Les résultats de simulation obtenus sont présentés dans sur les Figures(IV.3) et (IV.4)ci-dessous.

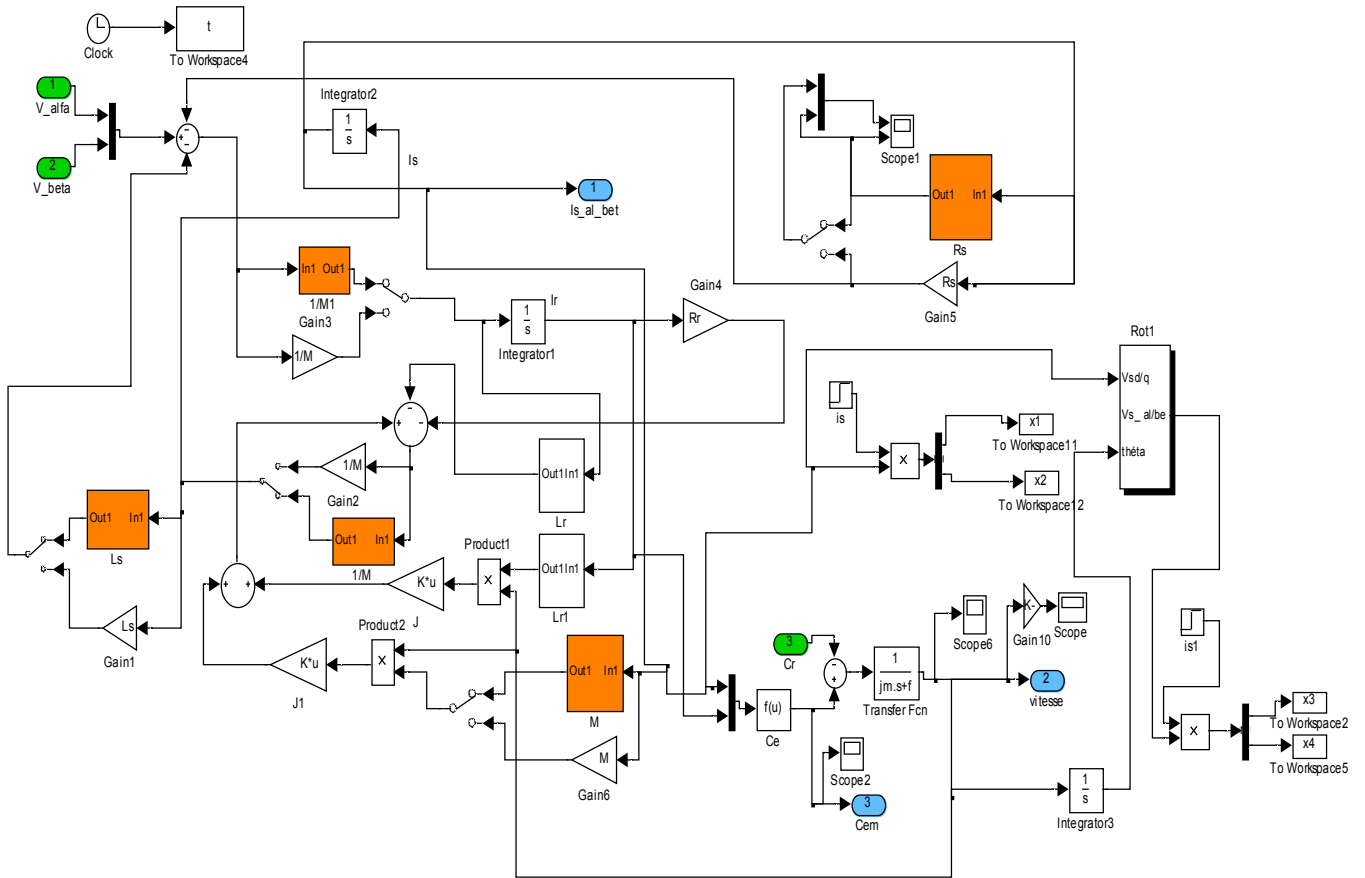


Figure IV.2 Schéma bloc de simulation Matlab/Simulink des défauts statoriques (Court-circuit des spires des phases statoriques)

IV.3.1 Régime normal (en charge)

Présentation des résultats dans le régime normale:

1. Temps de simulation $t=3\text{sec}$.
2. Application de la charge à $t=0.5\text{sec}$.

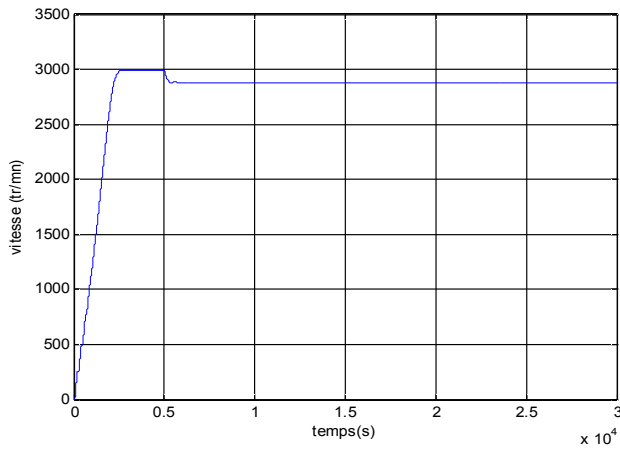
IV.3.2 Défaut de court-circuit entre spires (en charge)

Présentation des résultats dans le régime anormale:

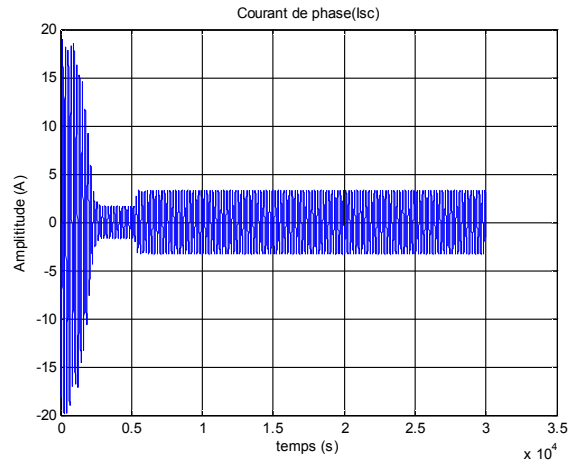
1. Temps de simulation $t=3\text{sec}$.
2. Application du couple résistant à l'instant $t=0.5\text{sec}$.
3. Application du défaut à l'instant $t=2\text{sec}$.

Les résultats de simulation dans les deux régimes sont présentés dans les figures suivantes :

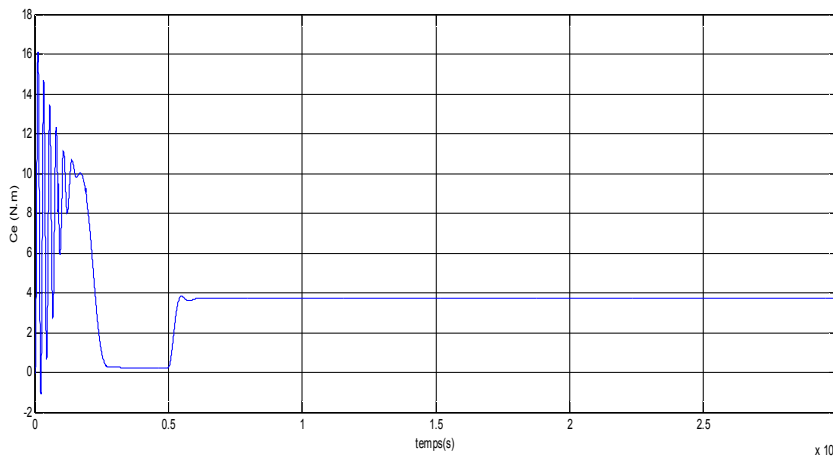
IV.3.3 Présentation des résultats en régime sain (sans défauts)



a) Evolution de la vitesse de rotation



b) Courant d'une phase statorique saine(Isc)



c) Couple électromagnétique

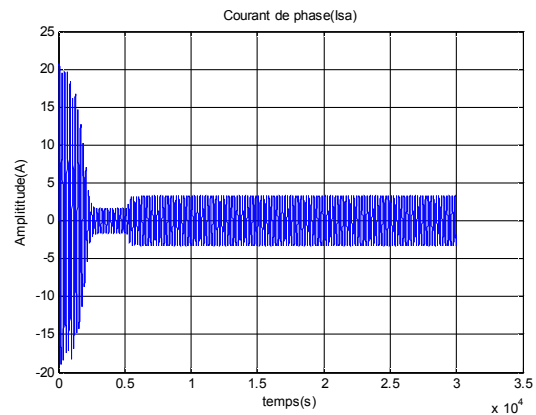
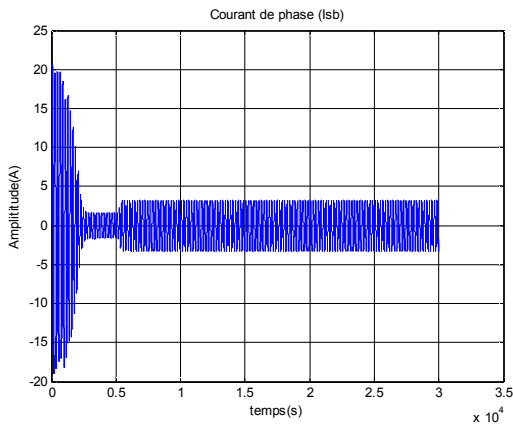
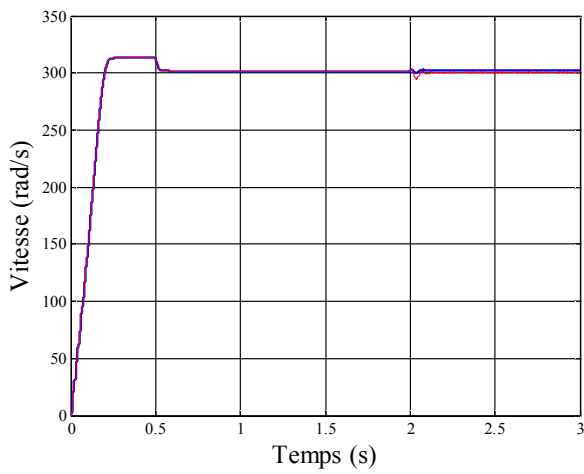
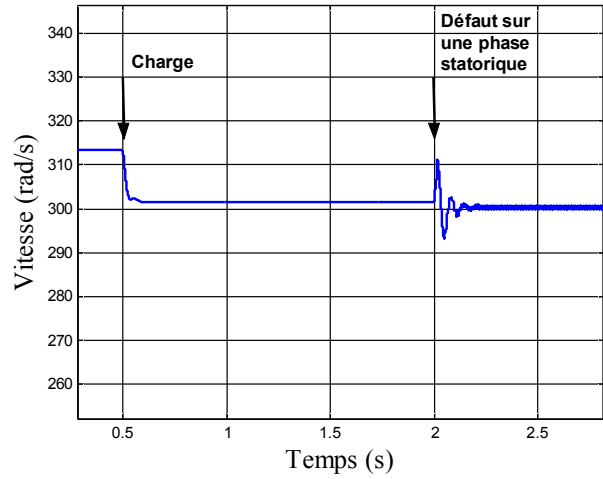


Figure IV.3 Evolution temporelle des caractéristiques de la MAS à l'état sain
Avec application d'un couple de charge ($C_r=3.5N.m$ appliqué à $t=0.5s$)

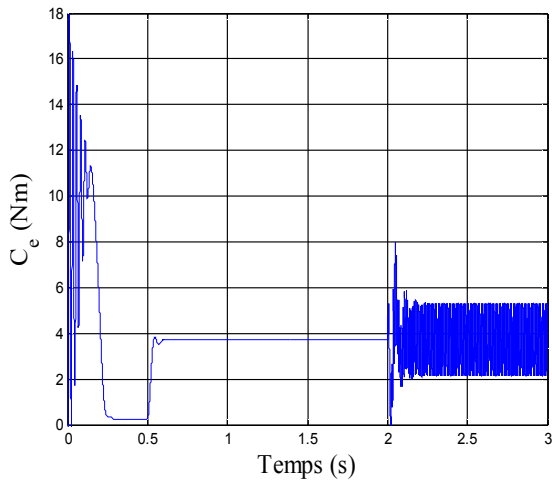
IV.3.4 Présentation des résultats en régime défectueux (avec défaut statorique)



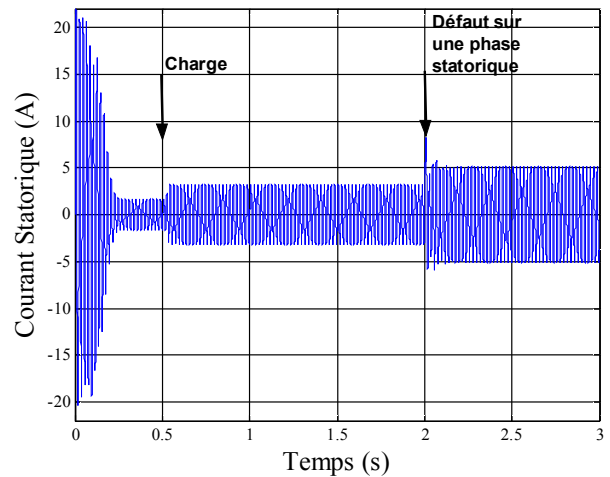
a) Evolution de la vitesse de rotation



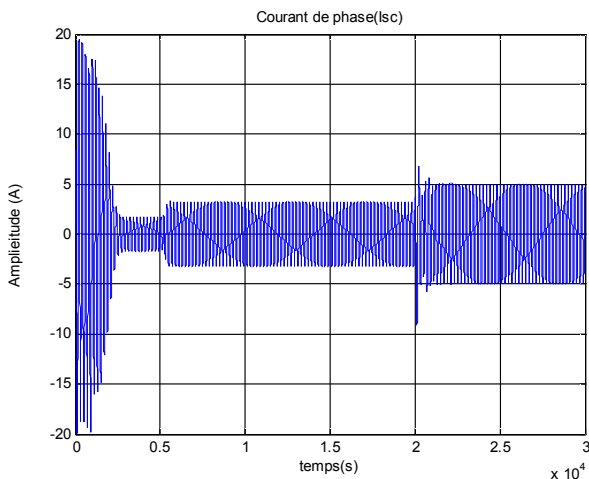
b) Zoom sur la vitesse



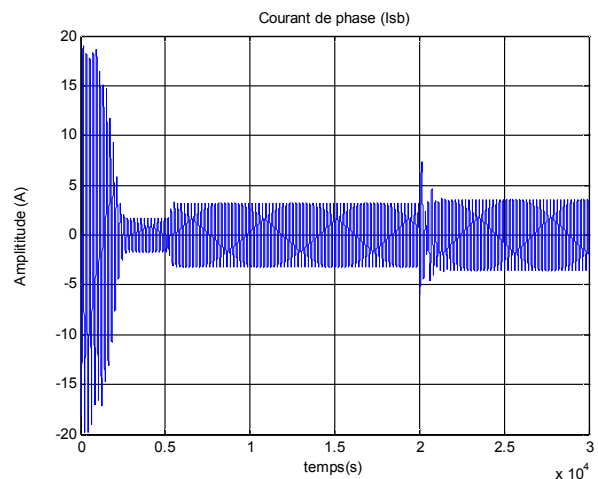
e) Couple électromagnétique



b) Courant de la phase statorique (I_{sa})



c) Courant de phase (I_{sc})



d) Courant de phase (I_{sb})

Figure IV. 4 Evolution temporelle des caractéristiques de la MAS à l'état défectueux. Court-circuit de 20% de spires de la phase « Sa » à partir de $t=0s$

IV.3.5 - Commentaires

- **Dans le régime sain (en charge)**

Nous constatons à partir des figures présentant l'évolution des courants statoriques, de la vitesse et du couple en absence de défauts statoriques, que le moteur subit un allongement de régime transitoire pour les courants ce dernier dure presque 0.25 sec avant que le moteur rentre dans le régime stationnaire (permanent) et de même pour la vitesse et le couple atteignent une valeur maximale avant de se stabiliser à une valeur quasi-nulle en régime permanent (à vide).

À l'instant $t=0.5$ se con applique un couple résistant de valeur $C_r=3.5n.m$. on observe que le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée et pour les courants statoriques on constate une augmentation sur ces derniers et la vitesse subit une légère diminution, une décroissance de la vitesse qui se traduit par un glissement.

- **Dans le régime défaillant**

Pendant les régimes anormaux, les grandeurs électriques sont caractérisées par rapport au régime normal par une variation brusque au moment d'apparition du défaut, dans notre cas le défaut est créé à l'instant 2 (deux) second. On constate également que l'amplitude du courant dans la phase la plus infectée est plus grande que celles des autres phases.

Le couple électromagnétique ainsi que la vitesse de la machine asynchrone en situation de défauts de court-circuit statoriques sont des valeurs sensiblement égales à celles en régime sain. Toutefois, on remarque que les signaux sont bruités dès l'apparition du défaut.

Lorsque des spires sont en court-circuit, l'inductance propre d'une phase statorique infectée change, et par conséquent les autres courants de phases changent à cause du couplage magnétique. Plus le nombre de spires en court-circuit est important, plus l'augmentation du courant est plus significative.

IV.4. Conclusion

Le modèle triphasé sous sa forme classique permet de représenter le comportement des machines asynchrones que le stator soit équilibré ou pas. Lorsqu'un court-circuit apparaît sur une phase statorique, les valeurs des paramètres relatifs au stator sont modifiées, mais la structure du modèle ne change pas. Malheureusement, certains paramètres comme les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques varient en fonction de la position relative entre le stator et le rotor. Cette position étant inconnue lorsque le rotor est en rotation, ce modèle est difficilement utilisable tant en commande qu'en surveillance.

Une transformation mathématique a été proposée afin d'exprimer l'ensemble des variables du modèle triphasé dans le référentiel des variables statoriques.

V.1 Introduction

L'analyse par le traitement du signal, est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, en particulier les ruptures de barres au rotor, la dégradation des roulements, les excentricités, les court circuits dans les bobinages statoriques. Les méthodes d'analyse spectrale sont principalement utilisées dans les machines directement alimentées par le réseau et fonctionnant en régime permanent. Les méthodes de traitement du signal disponibles pour le diagnostic des machines tournantes peuvent être classées en quatre groupes différents : la transformée de Fourier rapide (**FFT**), La transformation de Fourier à court terme (**STFT**), l'analyse cepstrale, le spectrogramme, ainsi que la transformée en ondelettes discrète ou continue (**CWT ou DWT**).

Dans ce chapitre, nous présenterons les méthodes de traitement du signal les plus couramment utilisées de nos jours à savoir FFT et DWT suivi de leurs applications pour le diagnostic des défauts rotoriques et statoriques de la MAS à cage.

V.2 Différentes méthodes de traitement de signaux

V.2.1 Le spectrogramme

La transformée de Fourier est surtout utilisée pour l'analyse des systèmes en régime permanent. Cependant, il est possible de la mettre en œuvre pour l'étude de fonctionnement dynamique, par la méthode du spectrogramme. Le spectrogramme est le calcul répétitif de la transformée de Fourier sur une fenêtre temporelle glissante sur le signal. Son calcul sera donc soumis aux paramètres suivants : [10]

- ✓ Longueur de la fenêtre.
- ✓ Type de fenêtre de pondération.
- ✓ Longueur totale du signal analysé.
- ✓ Le pas de glissement de la fenêtre ou le pas temporel.

V.2.2 Analyse spectrale

L'objectif de l'analyse spectrale est la détermination des composantes fréquentielles d'un signal analogique ou numérique. Sur le plan théorique, l'analyse spectrale est largement inspirée de l'analyse de Fourier. En pratique, elle intervient dans un nombre très important d'applications. Citons parmi d'autres :

- ✓ la détermination du spectre d'un signal en vue d'une adéquation des supports de transmission ou d'une compression ;

- ✓ l'étude de la réponse en fréquence des systèmes ;
- ✓ la mesure des distorsions harmoniques des appareillages ;
- ✓ l'investigation en matière d'architectures et de matériaux pour l'acoustique ;
- ✓ le diagnostic en analyse vibrationnelle...

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

V.2.2.1 Rappels sur la transformée de Fourier

« Une fonction arbitraire, continue ou avec des discontinuités, définie dans un intervalle fini par un graphique arbitrairement capricieux peut toujours être exprimé comme une somme de sinusoïdes ». [20]

Au 19^{ème} siècle (1822, pour être exact), le mathématicien français J. Fourier, ait prouvé que n'importe quelle fonction périodique peut être exprimée comme une somme infinie de fonctions exponentielles complexes périodiques. Beaucoup d'années après qu'il ait découvert cette propriété remarquable des fonctions (périodiques), ses idées ont été généralisées aux premières fonctions non-périodiques, et puis aux signaux discrets périodiques ou non-périodiques de temps. C'est après cette généralisation que c'est devenu un outil très approprié pour des calculs par ordinateur. En 1965, un nouvel algorithme appelé la *Transformée de Fourier Rapide (FFT)* a été développé est devenu bien plus populaire.

V.2.2.2 Transformée de Fourier à Temps Continu Directe

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (\text{V. 1})$$

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi ft} dt \quad (\text{V. 2})$$

Le signal $x(t)$, est multiplié avec un terme exponentiel, à certaine fréquence « f » qui peut être écrit :

$$\cos(2\pi ft) + j \sin (2\pi ft) \quad (\text{V. 3})$$

L'information fourni par l'intégrale, correspond à tous les instants de temps, puisque l'intégration est de $-\infty$ à $+\infty$ sur le temps. Il suit qu'à n'importe quel instant du temps la composante avec la fréquence « f » apparaît, elle affectera également aussi bien le résultat de l'intégration. En d'autres termes, si la composante « f » de

fréquence apparaît au temps t_1 ou au temps t_2 , il y aura le même effet sur l'intégration. C'est pourquoi *la transformée de Fourier n'est pas appropriée si le signal a une fréquence variable dans le temps (non stationnaire)*.

V.2.2.3 La transformation de Fourier à court terme (STFT)

La suite de cette étude fait ressortir certaines limitations de la transformée de Fourier, quant aux traitements de signaux non-stationnaires. La notion de fenêtre a été introduite, cette notion consiste à analyser le signal par transformée de Fourier par portion à l'aide de fenêtres temporelles dont la position centrale est déplacée sur tout le long du signal. La fenêtre est déplacée sur l'échelle des temps par l'incrément désiré par l'utilisateur. L'information tirée peut être plus ou moins pertinente selon l'incrément et la longueur de la fenêtre qui doit atténuer la distorsion des spectres obtenus par la transformée de Fourier [6].

Exemple d'application

Considérons les trois (03) signaux sinusoïdaux périodiques stationnaires auxquels nous avons appliqué la TF (FFT) comme suite :

$$x_1(t) = \cos(2\pi \cdot 5 \cdot t)$$

$$x_2(t) = \cos(2\pi \cdot 25 \cdot t)$$

$$x_3(t) = \cos(2\pi \cdot 50 \cdot t)$$

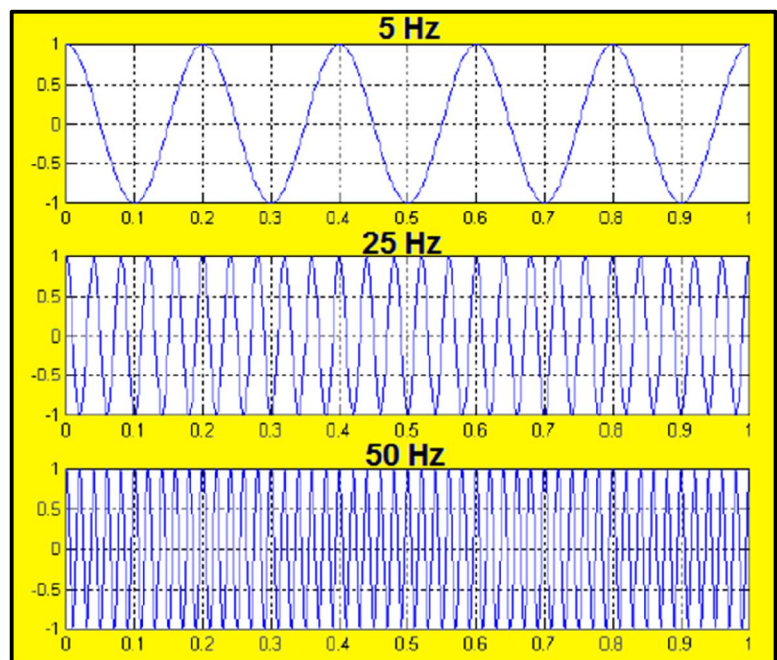


Figure V.1 Exemple de signaux sinusoïdaux périodiques stationnaires

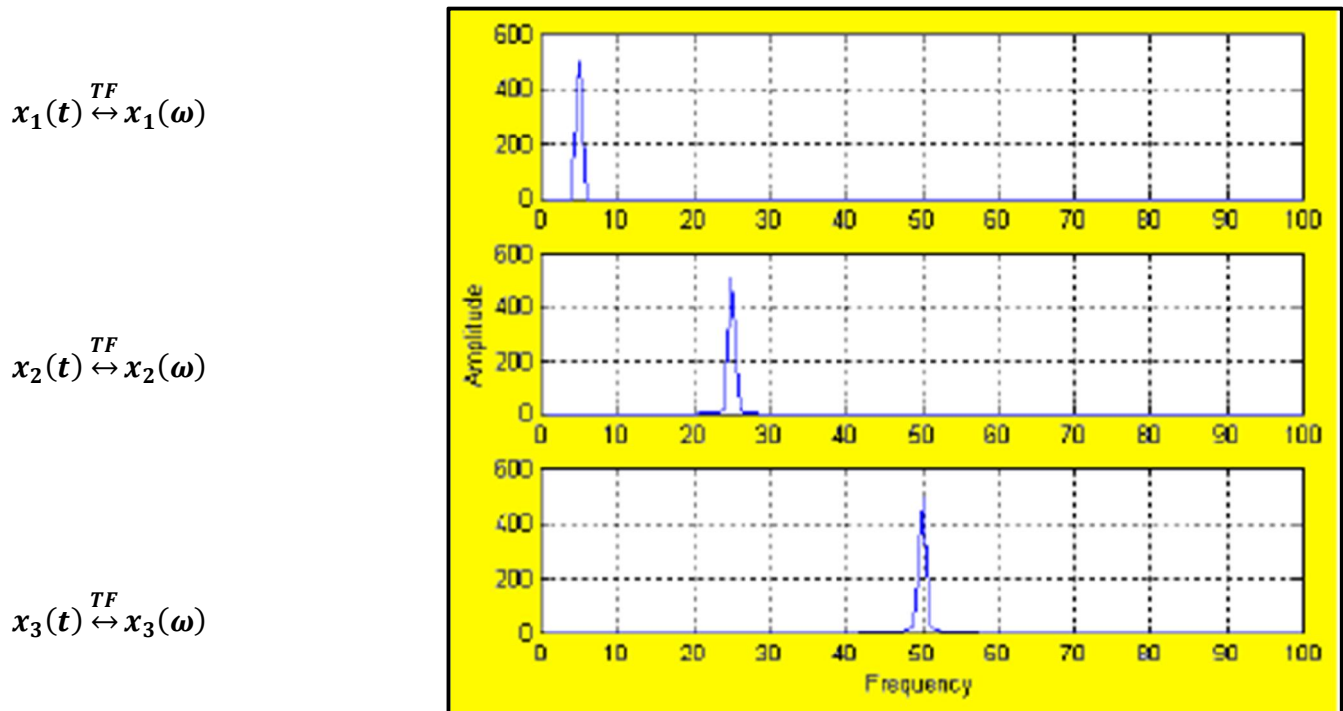


Figure V.2 Application de la TF sur les signaux stationnaires

V.2.3 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 d'une valeur et à échelle variable limitée [21].

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 transitoire. 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 défauts des machines électriques lorsqu'il est indispensable de les utiliser à vitesse variable.

V.2.3.1 La transformée en ondelettes

D'une manière globale, on peut définir une ondelette comme une fonction qui doit répondre à deux critères : elle doit avoir un support compact, c'est-à-dire qu'elle se localise sur un petit intervalle de temps. Et elle doit être de moyenne nulle.

C'est la condition d'admissibilité qui a donné le nom d'ondelettes (condition d'oscillation). En effet cette condition assure qu'on a une fonction ondulatoire. Les transformées en ondelettes se divisent en deux grandes catégories :

- ✓ La transformée en ondelettes continue (TOC) ou continuous wavelet transform (CWT)
- ✓ La transformée en ondelettes discrète (TOD) ou discrete wavelet transform (DWT).

V.2.3.2 Transformée en ondelettes continue [6]

Fondamentalement, la transformée en ondelettes se calcule de la même façon que la transformée de Fourier fenêtrée : on regarde la corrélation, au sens du produit scalaire sur $L^2(R)$, entre le signal à analyser et une famille de fonctions $\{\Psi_{a,b}(t), a \in R_+, b \in R\}$ bien localisées en temps et en fréquence :

$$C_x(a, b) = \langle x, \Psi_{a,b} \rangle = \int_R x(t) \Psi_{a,b}^*(t) dt \quad (V.4)$$

$$x(t) = \sum_a \sum_b C_x(a, b) \Psi_{a,b}(t) \quad (V.5)$$

Les coefficients $C_x(a, b)$ s'interprètent comme la projection du signal $x(t)$ sur la famille $\{\Psi_{a,b}(t)\}$ des fonctions obtenues par dilatation de a et translation de b de l'ondelette mère.

$$\Psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (V.6)$$

Une ondelette $\Psi(t)$ est une fonction de moyenne nulle :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \Psi(t) dt = 0 \quad (V.7)$$

Le facteur d'échelle (ou de dilatation) a est relié à la notion de fréquence ($a=1/f$) et le décalage b est relié à la notion de position temporelle. Plus a est grand, plus l'ondelette est dilatée.

Par conséquent les grandes valeurs de a seront logiquement associées aux basses fréquences, les plus petites aux hautes fréquences donc :

- Les échelles $a > 1$, dilate les signaux (basses fréquences)
- Les échelles $a < 1$, comprime le signal (hautes fréquences)

V.2.3.3 Conditions d'application

- Fonction à énergie finie :

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} |\Psi(t)|^2 dt \quad (\text{V.8})$$

- La transformée en ondelettes a donc une résolution temps-fréquence qui dépend de l'échelle b , et vérifie la condition d'admissibilité, c'est à dire que l'intégrale suivante existe et soit finie :

$$C_\Psi = \int_0^{+\infty} \frac{|\widehat{\Psi}(f)|^2}{|f|} df < +\infty \quad (\text{V.9})$$

Pour garantir l'existence finie de C_Ψ , il faut s'assurer de la convergence de l'intégrale aux bornes. À l'infini, il faut que le spectre de l'ondelette mère ait une décroissance au moins en $|f|^{-1/2}$. Par contre, autour de l'origine, le spectre doit s'annuler pour assurer la convergence de l'intégrale en zéro :

$$\widehat{\Psi}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi(t) dt = 0 \quad (\text{V.10})$$

Cette condition impose à l'ondelette d'être à moyenne nulle. Ainsi, son amplitude passe forcément par zéro et présente donc quelques oscillations ; c'est ce qui fait qu'on lui attribue le nom d'ondelette.

Finalement, l'approche fréquentielle permet la réécriture de l'équation (V.9) sous la forme :

$$C_x(a, b) = \int_R x(t) \frac{1}{\sqrt{a}} \Psi^* \left(\frac{t-b}{a} \right) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) \Psi^*(af) e^{2j\pi f b} \sqrt{a} df \quad (\text{V.11})$$

V.2.3.4 Quelque type des ondelettes [5]

Parmi une grande famille des ondelettes, on trouve:

- ✓ Ondelette **Complexe de Morlet**.
- ✓ Ondelette **Gaussienne**.
- ✓ Ondelette de **Daubechies**
- ✓ Ondelette **Chapeau mexicain**.
- ✓ Ondelette de **Meyer**.
- ✓ Ondelette de **Meyer avec une fonction auxiliaire**.
- ✓ Ondelette de **Morlet**.

V.2.3.5 Transformée en ondelettes discrète (TOD)

Les bases de la DWT vont de nouveau à 1976 où Croiser, Esteban, et Galand ont conçu une technique pour décomposer les signaux discrets dans le temps. Dans la même année, Crochiere, Weber, et Flanagan ont effectué un travail semblable sur le codage des signaux de sons. Ils ont appelé leur approche d'analyse comme codage de sous-bande (subbandcoding). En 1983, Burt a défini une technique très semblable au codage de sous-bande et l'a appelée le codage pyramidal (pyramidal coding) qui est également connu comme analyse multi-résolution (multiresolutionanalysis).

Plus tard en 1989, Vetterli et Le Gall ont apporté quelques améliorations au codage de sous-bande, enlevant la redondance existante dans le codage pyramidal.

La DWT analyse le signal à différentes bandes de fréquence avec différentes résolutions en décomposant le signal en une **approximation grossière** (produisant des **coefficients d'approximation**) et en une **information détaillée** (produisant des **coefficients détaillés**). La DWT utilise deux ensembles de fonctions, appelés **fonctions d'étalonnage (scaling functions)** et des **fonctions d'ondelette (wavelet functions)**, qui sont associées à des filtres passe bas et passe haut, respectivement.

La décomposition du signal en différentes bandes de fréquence est simplement obtenue par les filtrages successifs passe haut et passe bas d'un signal définie dans le domaine temporel. Le signal original $x[n]$ est d'abord passé par un filtre passe haut demi-bande $g[n]$ et un filtre passe bas $h[n]$.

Après le filtrage on peut éliminer la moitié des échantillons selon le filtrage, règle du Nyquist, puisque le signal est maintenant à la fréquence la plus élevée de $p/2$ radian au lieu de p . Le signal peut donc être sous échantillonné par 2, en élevant simplement un échantillon sur deux. Ceci constitue un niveau de décomposition et peut être exprimé comme suit :

$$y_{haut}[k] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot g[2k - n] \quad (\text{V.12})$$

$$y_{Bas}[k] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot h[2k - n] \quad (\text{V.13})$$

La transformée en ondelettes discrète est issue de la version continue, à la différence de cette dernière, la **TOD** utilise un facteur d'échelle et une translation discrétisée. On appelle transformée en ondelettes discrète toute base d'ondelettes travaillant avec un facteur d'échelle $a = 2^i$. Il est clair que la transformée en ondelettes discrète est pratique en implémentation sur tout système numérique (PC, DSP, CARTE à $\mu\text{P}...$) [15].

Il est à noter que la transformée en ondelette continue **TOC** est aussi implantable sur les systèmes digitaux avec un lourd calcul provenant de la nature continue du facteur d'échelle et de la dilatation (toutes les valeurs sont possibles). L'analyse en multi-résolution permet d'analyser un signal en différentes bandes de fréquences, ce qui permet une vue de la plus fine à la plus grossière.

Soit φ la fonction échelle. Elle doit être dans L^2 et ayant une moyenne non nulle. On forme une base de fonctions d'échelle pour tout $i \in \mathbb{Z}$ comme suit [15] :

$$\varphi_{i,j}(t) = 2^{-i/2} \varphi(2^{-i} t - j) \quad (\text{V.14})$$

Et de la même manière la base d'ondelette :

$$\Psi_{i,j}(t) = 2^{-i/2} \Psi(2^{-i} t - j) \quad (\text{V.15})$$

Le facteur d'échelle dyadique mène à :

$$\varphi(t) = \sum_j 2h(j)\varphi(2t - j) \quad (\text{V.16})$$

$$\Psi(t) = \sum_j 2g(j)\varphi(2t - j) \quad (\text{V.17})$$

Les équations (V.14) et (V.16) représentent la décomposition de la fonction échelle et de l'ondelette en combinaisons linéaires de la fonction échelle à la résolution haute directement. On note que $h(j)$ et $g(j)$ sont les filtres passe bas et passe haut respectivement lors d'une décomposition par ondelettes.

V.2.3.6 Algorithme de MALLAT

Cet algorithme est schématisé par la structure suivante :

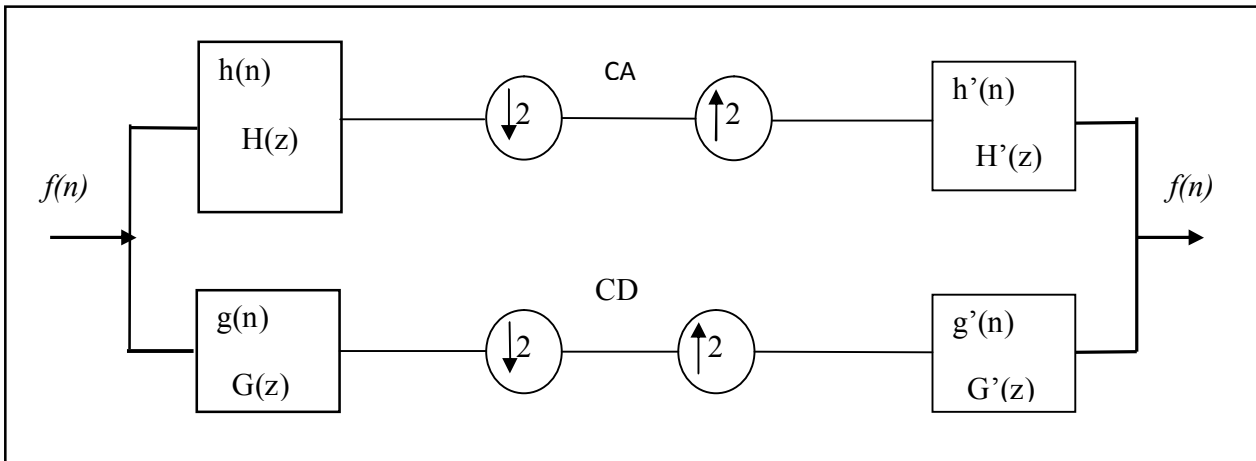


Figure V.3 Algorithme de MALLAT unidimensionnel [23]

$H(z)$, $G(z)$, $H'(z)$ et $G'(z)$ représentent respectivement la transformée en z de $h(n)$, $g(n)$, $h'(n)$ et $g'(n)$.

Le signal $f(n)$ est décomposé par les deux filtres d'analyse $h(n)$ (filtre basses fréquences) et $g(n)$ (filtre hautes fréquences) pour donner deux vecteurs respectivement CA (Coefficients ondelette d'approximation) et CD (Coefficients ondelette de détails). Tous deux sont de taille approximativement égale à la moitié du vecteur d'origine. Ceci est dû au fait de l'opération de décimation par 2 (downsampling).

La reconstruction parfaite est théoriquement possible. Les deux vecteurs CA et CD , en les faisant passer par un sur-échantillonnage (up sampling) puis un filtrage en utilisant respectivement les filtres $h'(n)$ (filtre passe-bas de reconstruction) et $g'(n)$ (filtre passe-haut de reconstruction) donnent en somme le vecteur d'origine $f(n)$.

Cette décomposition/reconstruction est appelée décomposition/reconstruction en banc de filtres. Elle est caractéristique aux signaux unidimensionnels. Le quadruplet $(h(n), g(n), h'(n), g'(n))$ forme un banc de filtres miroirs en quadrature [23].

V.2.3.7 Décomposition en multi-niveau du signal

L'algorithme de Mallat permet de décomposer le signal $f(n)$ en plusieurs niveaux comme illustré à la figure (V.4). [15]

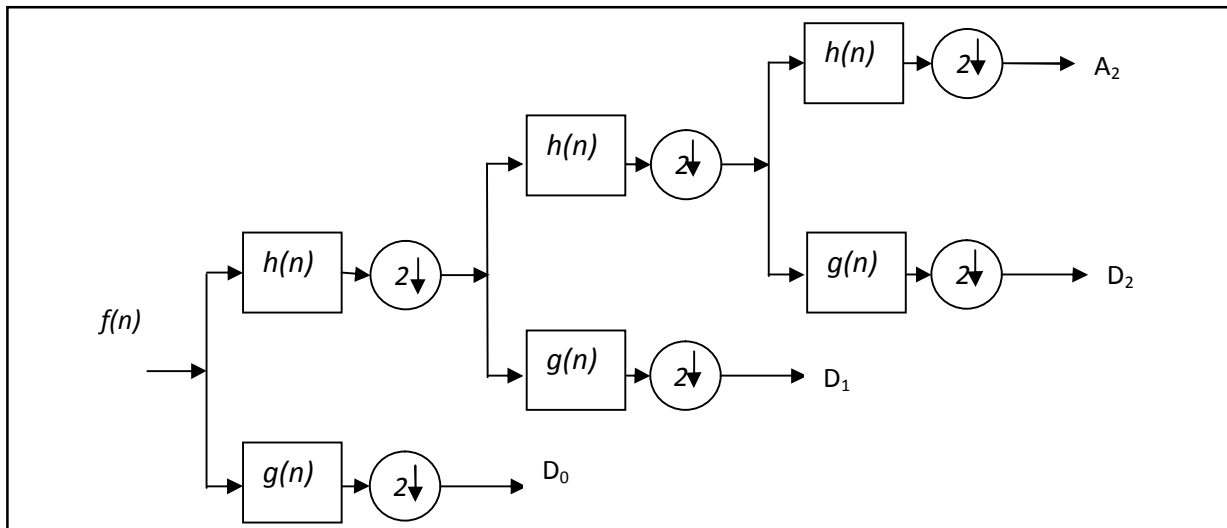


Figure (V.4) Décomposition en multi-niveau du signal $f(n)$ [15]

$$\begin{cases} F_{\text{TOD}}(0, k) = D_{k,0} = D_0 \\ F_{\text{TOD}}(1, k) = D_{k,1} = D_1 \\ F_{\text{TOD}}(2, k) = D_{k,2} = D_2 \end{cases} \quad (\text{V.18})$$

Le processus de décomposition peut être réitéré, avec des approximations successives étant décomposées alternativement, de sorte qu'un signal soit décomposé en beaucoup de composants de hautes résolutions. Ceci s'appelle l'arbre de décomposition en ondelettes. Puisque le processus d'analyse est itératif, dans la théorie il peut être continué indéfiniment. En réalité, la décomposition peut procéder seulement jusqu'à ce que les différents détails se composent d'un échantillon ou d'un Pixel simple. Dans la pratique, on choisira un nombre approprié de niveaux basés sur la nature du signal à décomposer, ou sur un critère approprié tel que l'entropie [22]. Le signal $f(n)$ est un signal de temps discret et pour être décomposé en ses versions approximatives et détaillées en utilisant l'analyse multi résolution.

Les premiers coefficients de décomposition sont A_1 et D_1 , où A_1 est la version approximative du signal original $f(n)$ et D_1 est la représentation détaillée du signal original $f(n)$ qui est défini dans la figure [15].

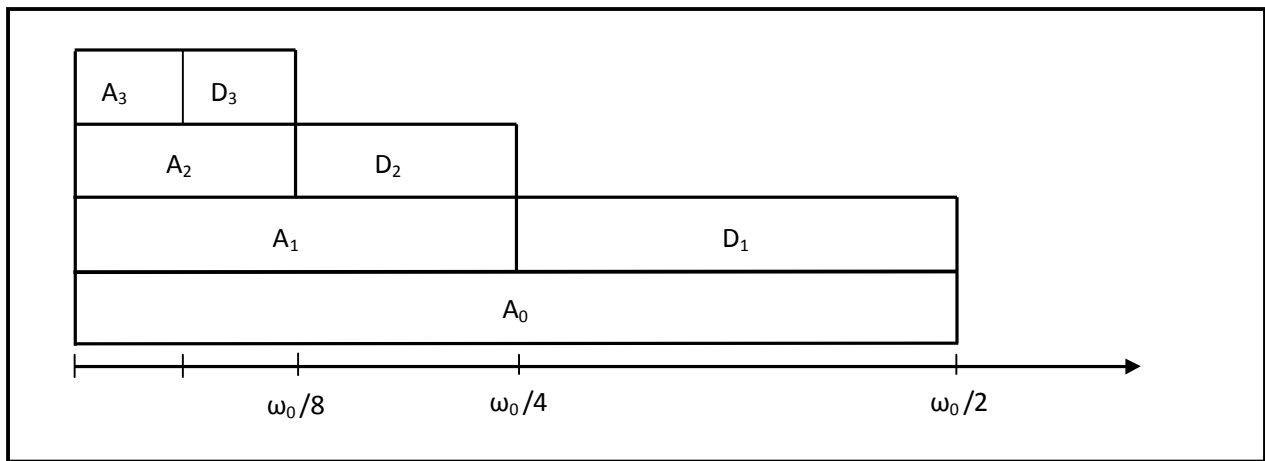


Figure V.5 Dépendance de l'échelle à la fréquence des ondelettes [15]

Lorsque $h(n)$ et $g(n)$ sont les filtres de décomposition de $f(n)$ dans D_1 et A_1 respectivement.

Le prochain (en second lieu) niveau de décomposition est basé sur A_1 et les coefficients sont exprimés comme suit :

$$A_2(n) = \sum_k h(k - 2n) A_1(k) \tag{V.19}$$

$$D_2(n) = \sum_k g(k - 2n) A_1(k) \tag{V.20}$$

Des décompositions de niveau supérieur peuvent être obtenues d'un mode semblable. Les coefficients A_j et D_j sont calculés en utilisant l'algorithme de décomposition d'arbre laissant stocké l'information de base du signal fréquence aussi bien que les discontinuités. Pour décomposer un signal dans la bande de fréquence entière, une décomposition en ondelettes peut être utilisée. Après la décomposition par périodes, nous obtiendrons 2^i bandes de fréquence chacune avec la même largeur de bande :

$$\left[\frac{(i-1)f_n}{2}, \frac{if_n}{2} \right], \quad i=1, 2, \dots, 2^i \tag{V.21}$$

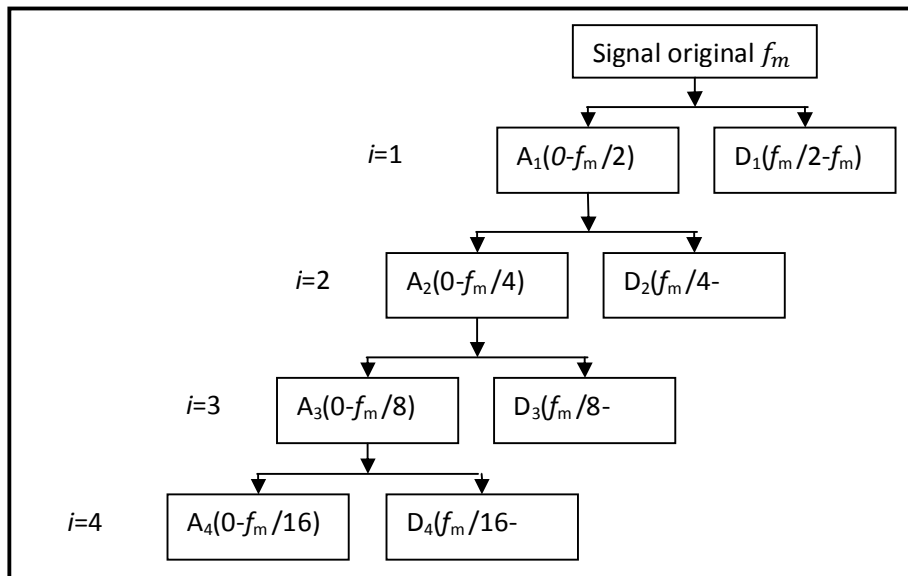


Figure V.6 Arbre de décomposition d'un signal en quatre niveaux [15]

D'après l'arbre de décomposition (Figure V.6), on peut estimer le signal original à n'importe quel niveau par la somme des signaux d'approximation et de détail.

Pour une décomposition en quatre niveaux, le signal original est reconstruit à chaque niveau comme suit :

$$i=1, f(n) = A_1(n) + D_1(n) \tag{V.22}$$

$$i=2, f(n) = A_2(n) + D_2(n) + D_1(n) \tag{V.23}$$

$$i=3, f(n) = A_3(n) + D_3(n) + D_2(n) \tag{V.24}$$

$$i=4, f(n) = A_4(n) + D_4(n) + D_3(n) \tag{V.25}$$

$$i=k, f(n) = A_k(n) + D_k(n) + D_{k-1}(n) \tag{V.26}$$

V.2.4 Etude comparative

Dans cette section nous allons effectuer une comparaison entre les deux méthodes de diagnostic (FFT et WT) de point de vue de détection des défauts statoriques et rotoriques dans la machine asynchrone à cage pour en conclure sur les avantages et les inconvénients des deux méthodes et de choisir par suite la plus adéquate dans le cas de notre étude.

V.2.4.1 Application de la technique des Ondelettes (TOD) au diagnostic de la MAS

La signature du courant statorique ou le courant moteur représente une source très riche en informations concernant les défauts qui se manifestent souvent dans la machine asynchrone, à cet effet la majorité des travaux du diagnostic sont fondés sur l'analyse du courant statorique soit dans sa partie transitoire ou dans sa partie permanente. Dans le cas de notre étude nous avons basé sur l'application de la TOD pour traiter et analyser le courant d'une phase statorique de la machine pendant son régime permanent pour détecter d'éventuels défauts dans la machine.

D'autre part l'analyse en ondelette discrète montrera différentes bandes de fréquence centrées sur des fréquences différentes. Ces bandes de fréquences dépendra de la fréquence d'échantillonnage. Les bandes de fréquences issues de la décomposition en ondelettes présentent sur le tableau suivant :

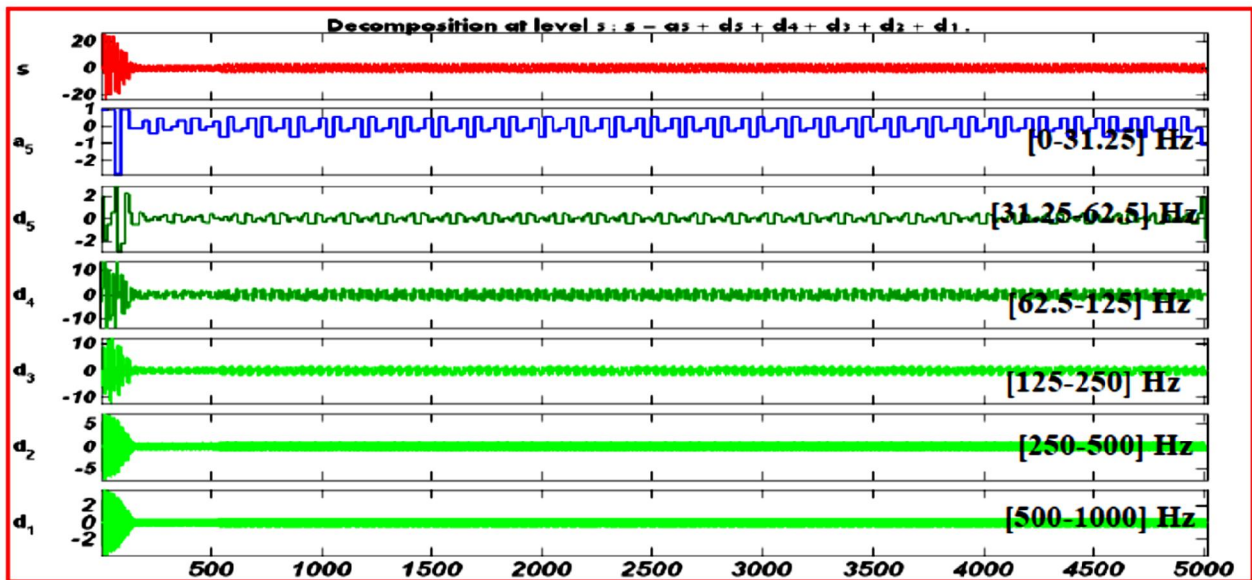
Les coefficients	Bande fréquentielle (Hz)
d1	[500-1000]
d2	[250-500]
d3	[125-250]
d4	[62.5-125]
d5	[31.25-62.5]
d6	[15.625-31.25]
a6	[0-15.625]

Tableau V.1 Les coefficients et les bandes fréquentielles

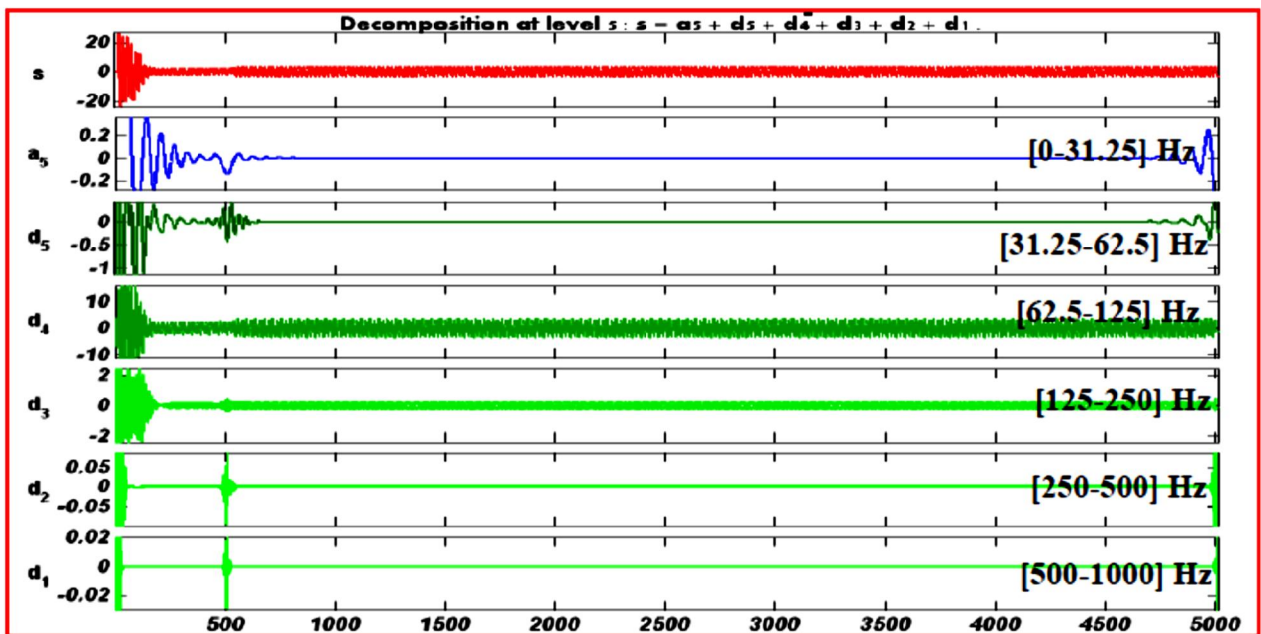
V.2.4.1.1 L'analyse du signal de courant statorique dans le régime permanent

V.2.4.1.1.1 Résultats de simulation d'un fonctionnement avec machine saine

Les figures ci-dessous représentent les transformées en ondelettes du courant d'une phase statorique dans le cas d'une machine saine par application de divers types d'ondelettes (mères).



a) Cas d'ondelettes Haar



b) cas d'ondelettes Daubechies db23

Figure V.7 Décomposition du courant statorique par DWT

V.2.4.1.1.2 Résultats de simulation d'un fonctionnement avec cassure d'une seule barre

Les figures ci-dessous représente les transformées en ondelettes du courant d'une phase statorique dans le cas de cassure d'une barre pour une couple résistant variable.

❖ Fonctionnement en charge

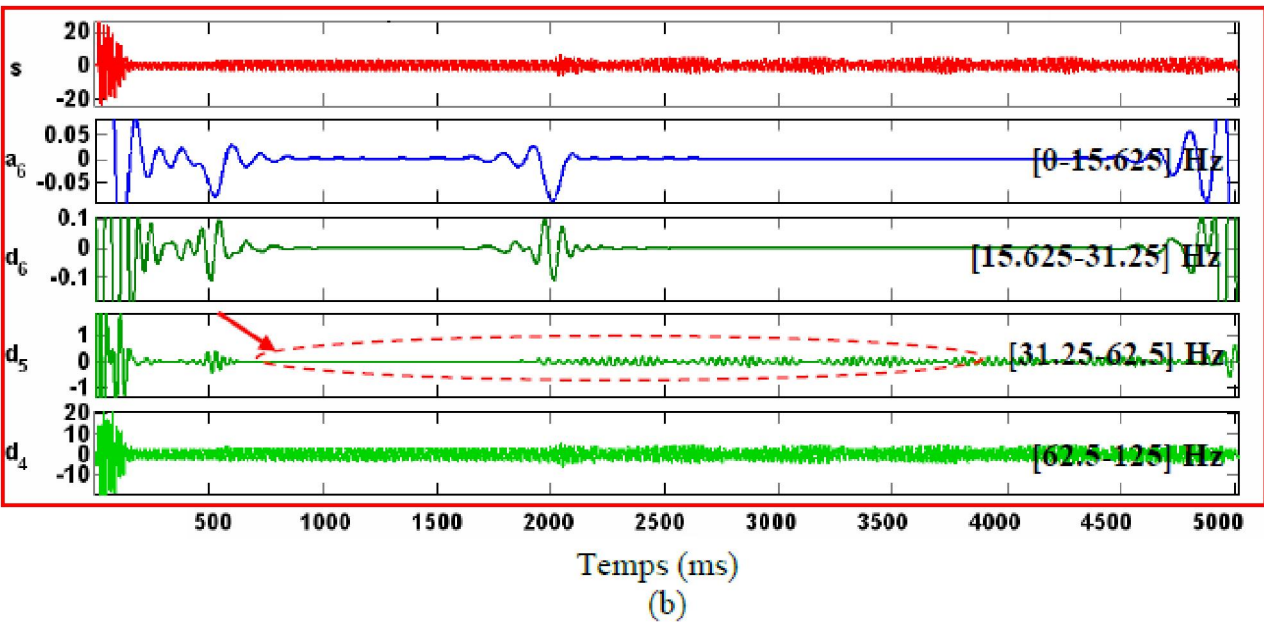
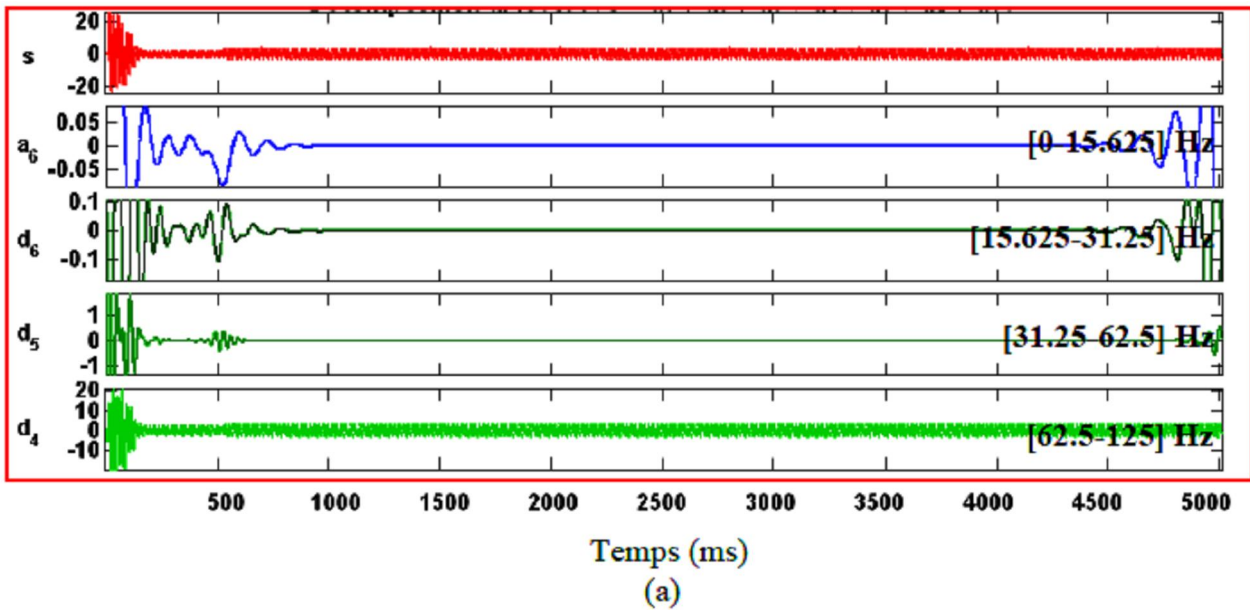


Figure V.8 Décomposition du courant statorique :

a) Machine saine b) une barre cassée

V.2.4.2 Analyse spectrale du courant statorique par STFT

Comme nous avons vu précédemment, il existe de nombreux types de fenêtres qui privilégient des aspects particuliers par rapport aux autres. Il convient donc de choisir la fenêtre adéquate pour le signal en fonction du problème particulier que l'on doit résoudre. Cette caractéristique porte essentiellement sur quatre points :

- ✓ La largeur et la hauteur du lobe principal.
- ✓ La hauteur du premier lobe secondaire.
- ✓ L'atténuation des lobes secondaires.

Il faudra donc rechercher la meilleure fenêtre qui sera utilisé dans l'analyse d'une seule cassure de barre rotorique.

- *Différents types de fenêtres*

Pour chercher la meilleure fenêtre, nous effectuons premièrement l'analyse spectrale du courant statorique avec la fenêtre de **Hanning** dans le cas d'un moteur sain, donné par la Figure (II.4), puis on considère le cas d'une cassure de deux barre rotorique adjacentes pour les différentes fenêtres **Hanning**, **Blackman**, **Hamming** et **Kaiser**.

V.2.4.2.1 Cas d'un moteur sain

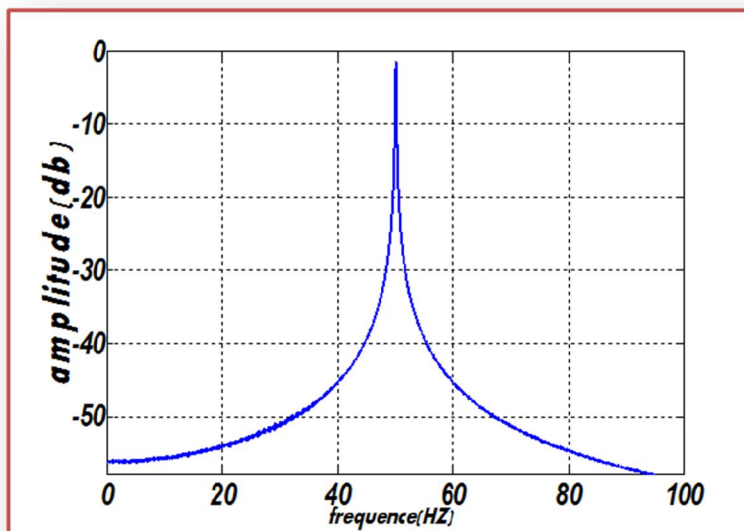
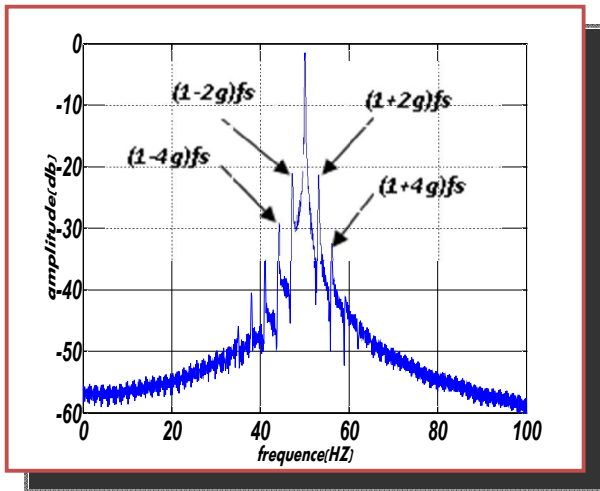
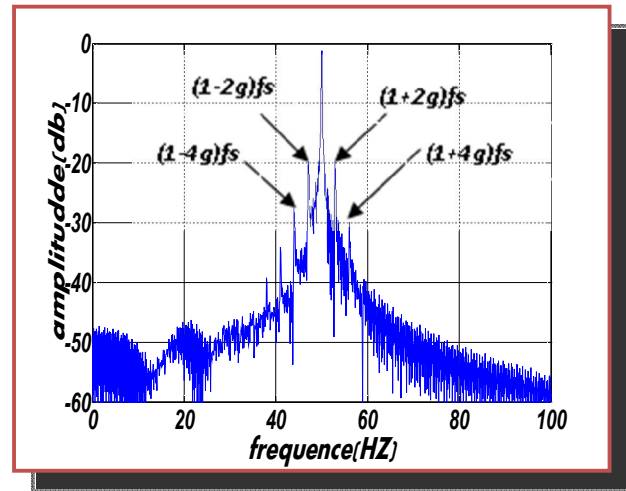


Figure V.9 Fenêtre de Hanning de l'analyse spectrale pour un moteur sain

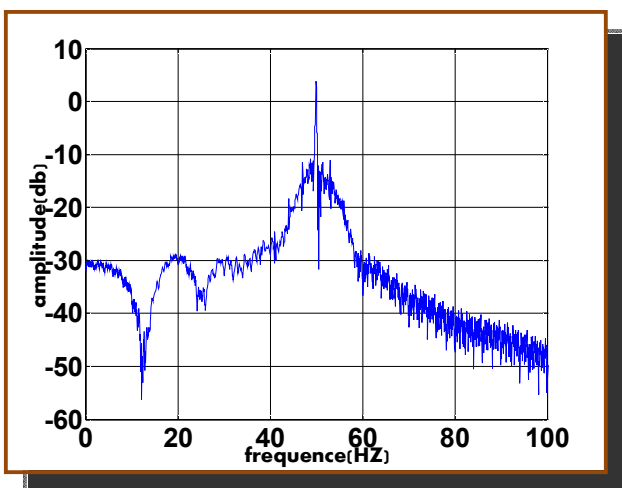
V.2.4.2.2 Cas d'un moteur avec deux barres adjacentes cassées



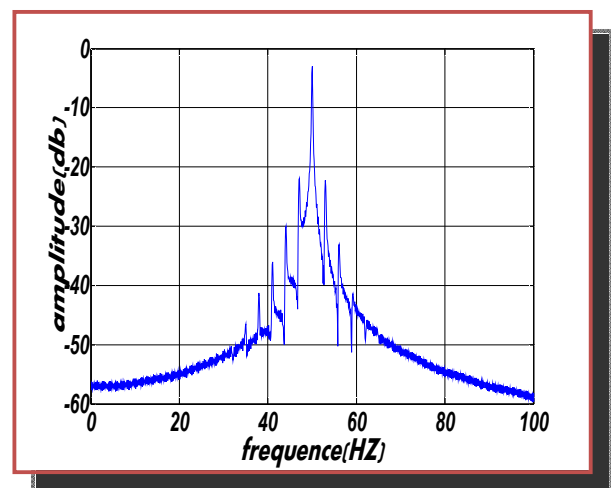
a) Fenêtre de Hanning



b) Fenêtre de Hamming



c) Fenêtre de Blackman

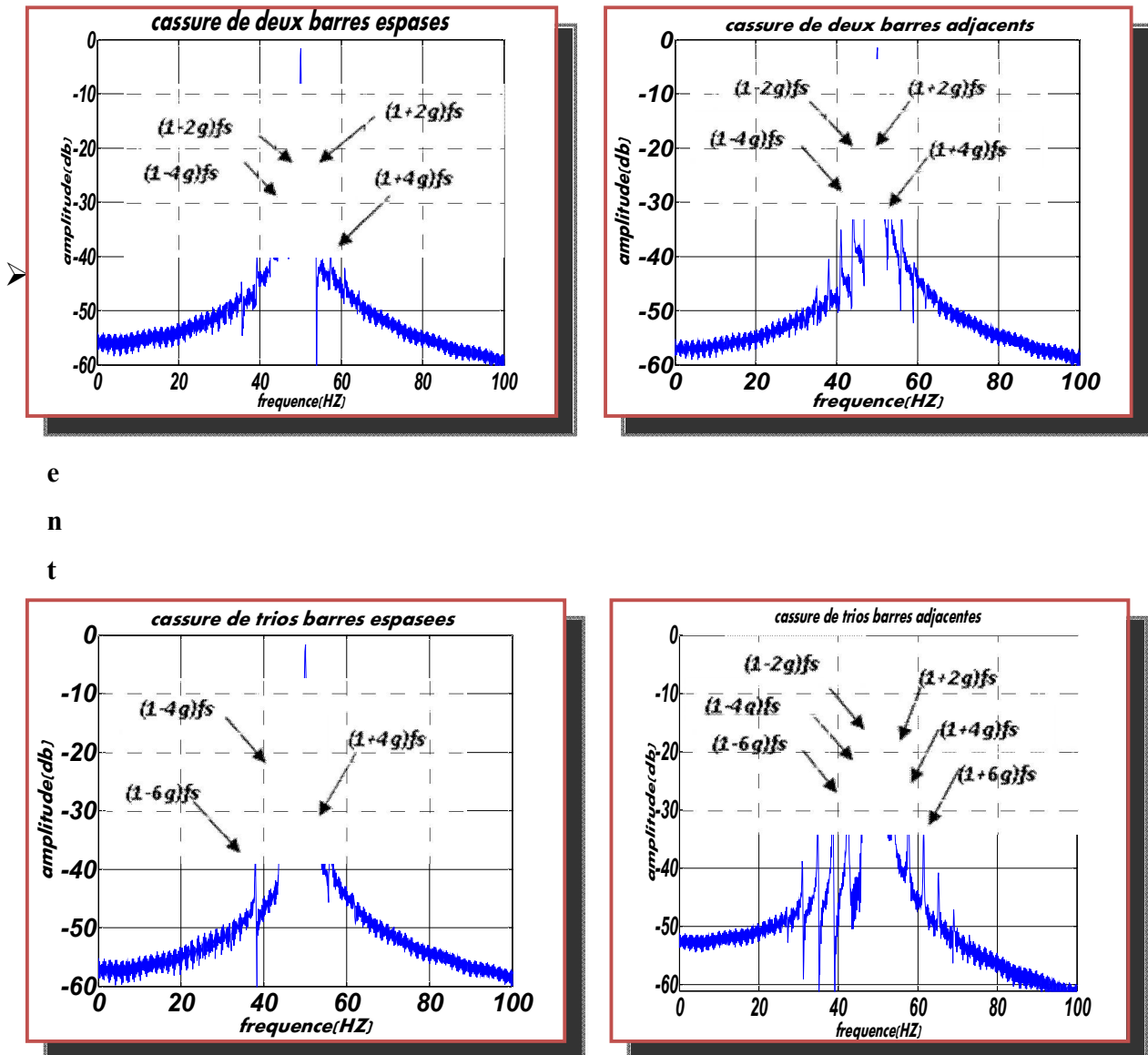


d) Fenêtre de Kaiser

Figure V.10 Différentes fenêtres de STFT pour cassure de deux barres adjacentes

V.2.4.2.3 Effet de nombre et de la position des barres cassées

Dans cette partie on considère des défauts, mais pour différentes barres cassées en tenant compte de nombre et de la position de cassure.

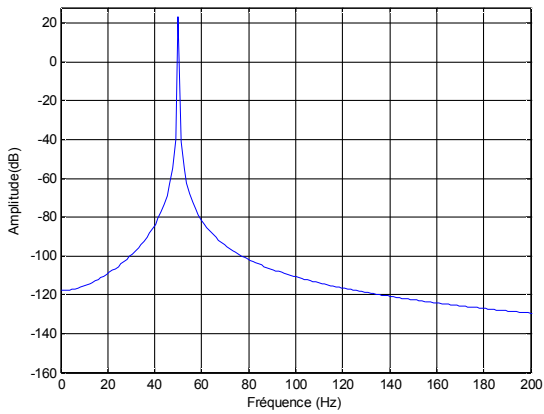


e
n
t

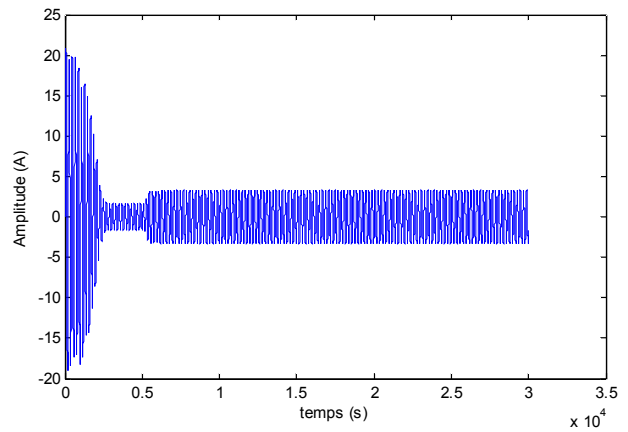
Figure V.11 Fenêtre de Hanning pour différentes cassures des barres

➤ résultats de simulation des défauts statoriques (Court-circuit entre les spires d'une phase) d'une MAS (cas de la Machine2)

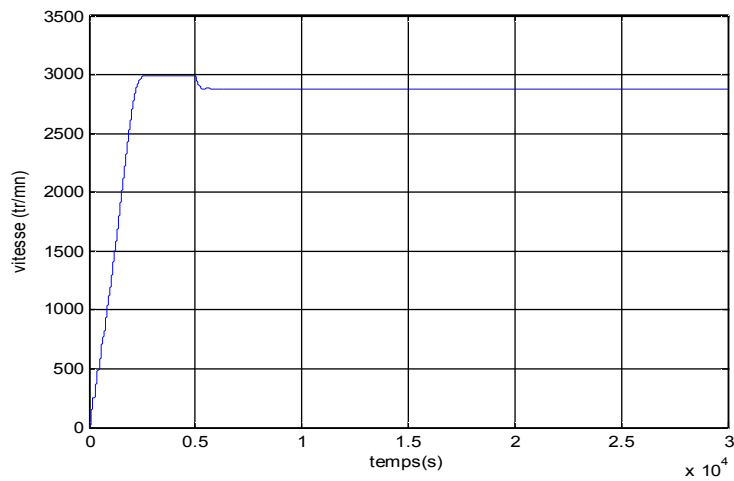
1- Présentation des résultats en régime sain (sans défauts)



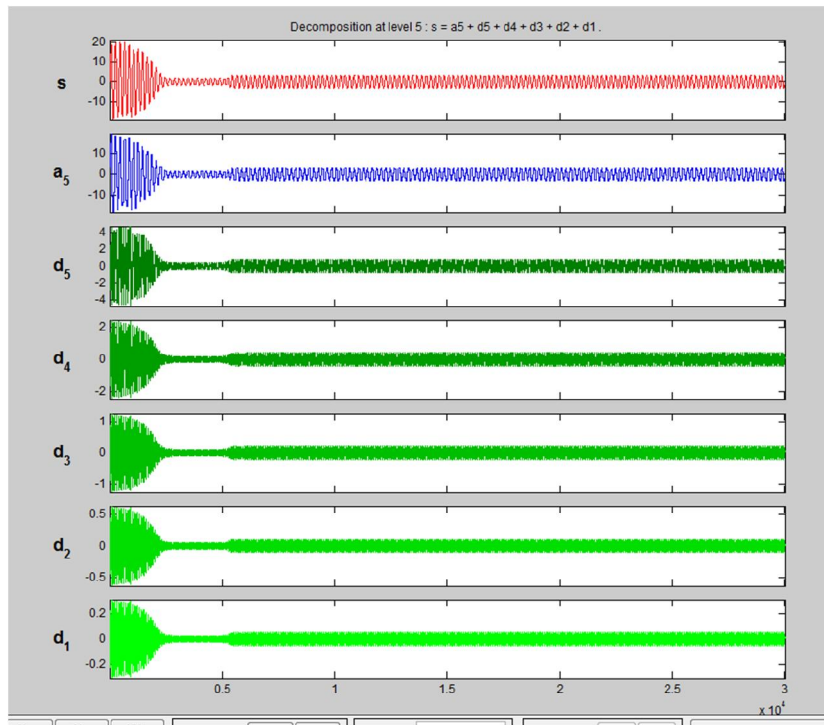
b) Analyse du courant statorique par FFT



c) Courant d'une phase statorique saine



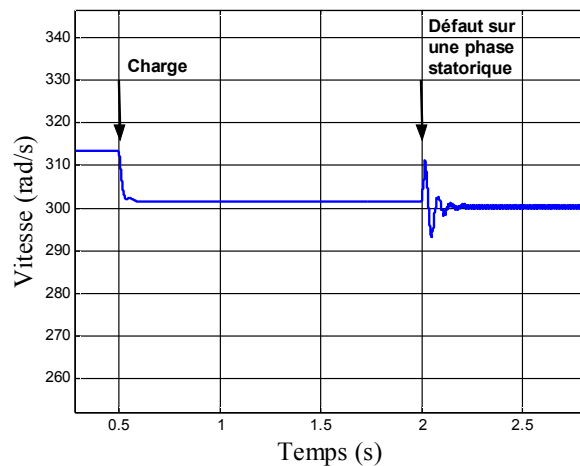
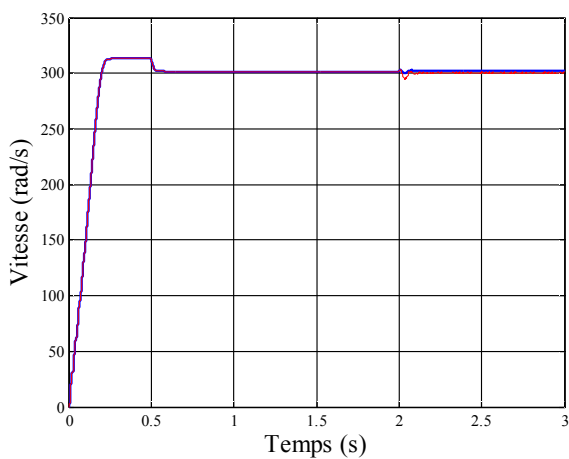
d) Evolution de la vitesse de rotation



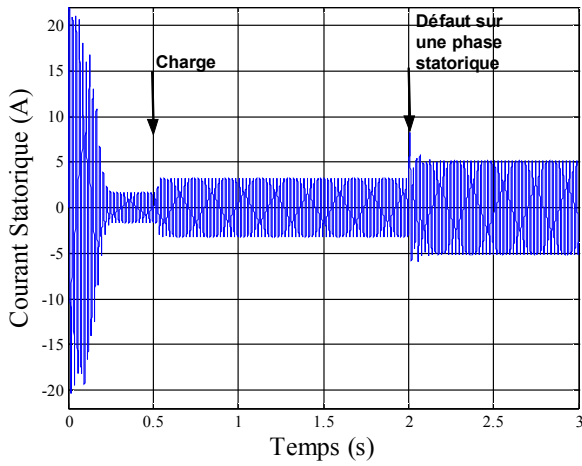
a) Décomposition par DWT de courant statorique (Level 5)

Figure (V. 12) : MAS à l'état sain ($C_r=3.5N.m$ appliqué à $t=0.5s$)

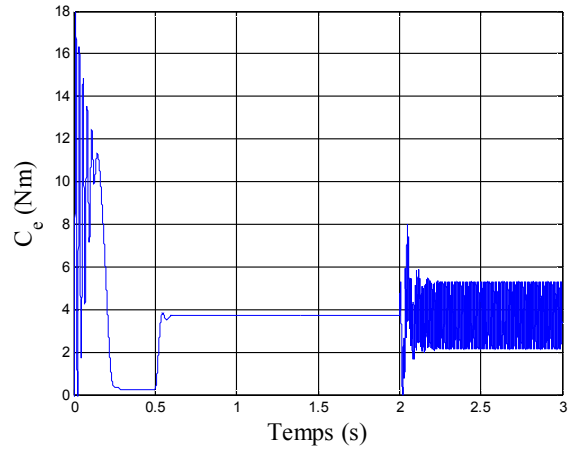
2- Présentation des résultats en régime défectueux (avec défaut statorique)



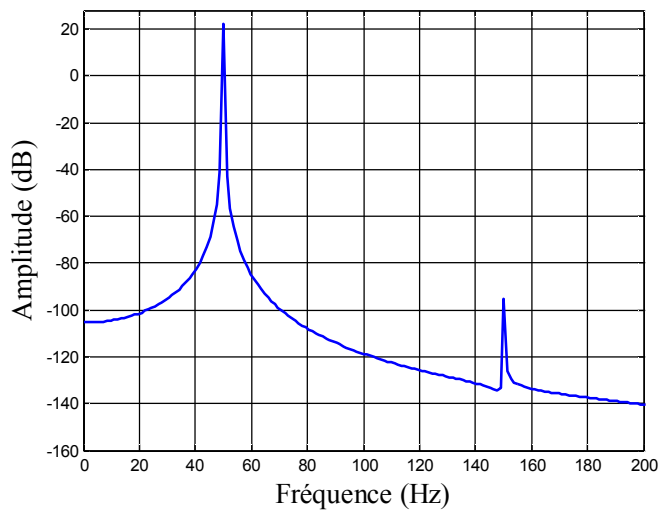
a) Evolution de la vitesse de rotation



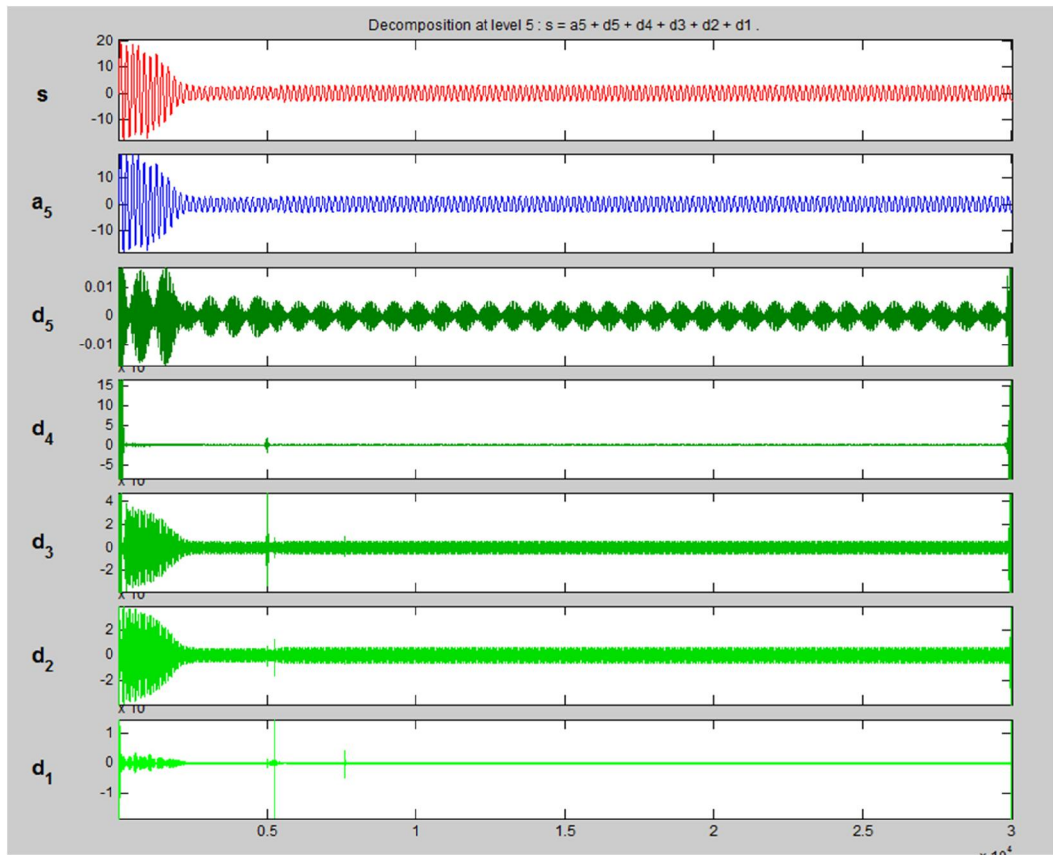
b) Courant d'une phase statorique défectueuse



c) Couple électromagnétique

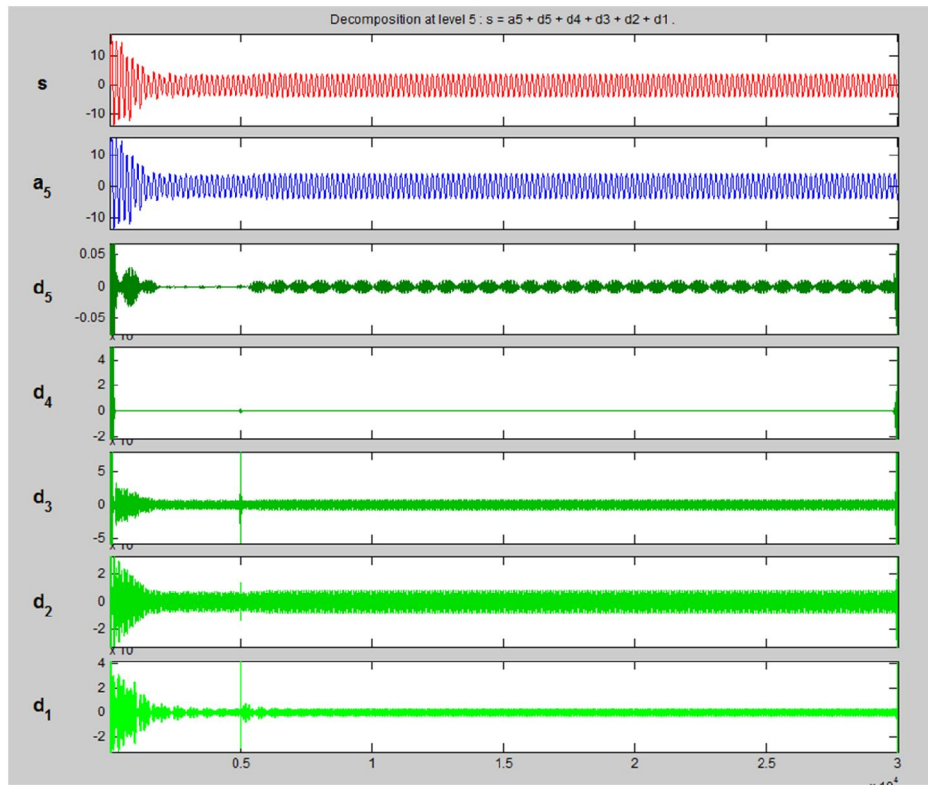


d) Analyse du courant statorique par FFT

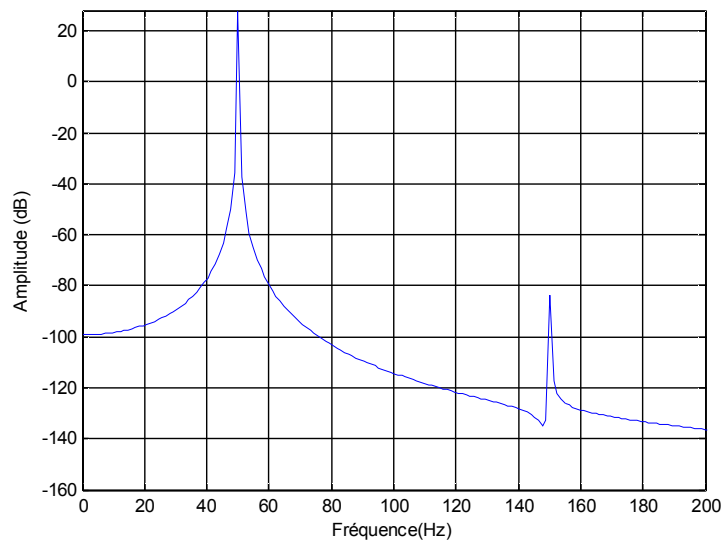


e) Décomposition du courant statorique par DWT (Ondelette de Meyer)

Figure (V.13) :MAS à l'état défectueux ($C_r=3.5N.m$ appliqué à $t=0.5s$)
Court-circuit de 20% de spires de la phase « Sa » à partir de $t=0s$)



a) Décomposition du courant statorique par DWT (Ondelette de Meyer)



b) Analyse du par FFT

Figure (V. 14) : MAS à l'état défectueux ($C_r=3.5N.m$ appliqué à $t=0.5s$)

Court-circuit de 50% de spires de la phase « Sa » à partir de $t=0s$)

V.3 Discussion des résultats

L'analyse des résultats obtenus ci-dessus (Figure V.7-14), montre que l'ensemble de techniques étudiées (FFT, STFT, DWT) permet de détecter la présence des défaillances dans un contexte non stationnaire. Malgré l'immense succès de la technique FFT, celle-ci a plusieurs défauts, en particulier son manque évident de localisation temporelle. En effet, elle permet seulement de connaître les différentes fréquences excitées dans un signal, c'est-à-dire son spectre, mais pas de savoir à quels instants ces fréquences ont été émises. Cette technique donne une information globale et non locale, car les fonctions d'analyse utilisées sont des sinusoides qui oscillent indéfiniment sans s'amortir. Cette perte de localité devient un problème pour l'étude des signaux non stationnaires. Cependant la transformée d'ondelettes discrète (DWT) présente un bon compromis entre une bonne résolution temporelle et une bonne résolution fréquentielle. On remarque selon les figures (V.3) et (V.4) que les signatures fréquentielles obtenues par FFT et DWT ne diffèrent pas beaucoup dans les deux cas de court-circuit entre spires (20% ou 50%) ; bien qu'elle est plus significatif dans le cas de l'analyse par DWT (voir la bande de fréquences D5).

V.4 Conclusion

L'étude présentée dans ce chapitre comporte une analyse des performances des techniques, temps-fréquence et temps échelle pour le diagnostic des défauts rotoriques et statoriques de la MAS à cage. Elle fournit une comparaison pour la visualisation de la signature fréquentielle des cassures de barres et celle des courts circuits entre les spires des phases statoriques.

Les résultats obtenus indiquent que toutes ces techniques (FFT et DWT) permettent de visualiser les défaillances. Plus particulièrement, le caractère non-stationnaire, dû au caractère fugitif de certaines défaillances nécessitent l'introduction des outils plus fiables et sûrs pour la détection et le diagnostic des défauts tel est le cas de la technique des ondelettes discrète (DWT) que nous avons appliqué dans ce chapitre.

Conclusion générale

L'objectif envisagé via notre présent travail était d'arriver à assurer une bonne surveillance, et un diagnostic fiable pour éviter les éventuelles pannes, c'est-à-dire de minimiser au maximum les fausses alertes, qui réduisent la crédibilité de l'approche employée.

Le travail présenté dans ce mémoire exprime une comparaison entre les deux méthodes de diagnostic (FFT et DWT) de point de vue détection des défauts statoriques et rotoriques dans la MAS à cage.

Dans le premier chapitre nous avons présenté d'une manière générale les différents défauts qui peuvent altérer le bon fonctionnement de la machine asynchrone ainsi que de notions sur le diagnostic. Nous avons cité les défauts qui se produisent au niveau du stator (court – circuits entre les spires de phases), ainsi que les défauts rotoriques (cassures de barres rotoriques).

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté le modèle de Park et nous avons élaboré, tout au long de ce chapitre, les techniques classiques qui permettant d'établir un modèle simplifié et complet de la machine.

Dans le troisième nous avons évoqué un modèle analytique multi-enroulement d'une machine asynchrone à cage d'écureuil qui nous a permis de simuler les défauts rotoriques cassure de barres. Le quatrième chapitre est consacré à une présentation détaillée d'une autre méthode de modélisation qui prend en considération les défauts statoriques (court– circuit entre spires).

L'analyse des résultats obtenus par simulation sous simulink/Matlab des deux modèles cités ci-dessus, montre que les deux techniques employées dans notre cas d'étude (FFT et DWT) permettent de détecter la présence des défaillances dans un contexte non stationnaire.

Malgré l'immense succès de la technique FFT, celle-ci a plusieurs défauts, en particulier son manque évident de localisation temporelle. En effet, elle permet seulement de connaître les différentes fréquences excitées dans un signal, c'est-à-dire son spectre, mais pas de savoir à quels instants ces fréquences ont été émises. Cette technique donne une information globale et non locale, car les fonctions d'analyse utilisées sont des sinusoides qui oscillent indéfiniment sans s'amortir. Cette perte de localité devient un problème pour l'étude des signaux non stationnaires. Cependant la transformée d'ondelettes discrète (DWT) présente un bon compromis entre une bonne résolution temporelle et une bonne résolution fréquentielle.

Les résultats obtenus indiquent que toutes ces techniques (FFT et DWT) permettent de visualiser les défaillances. Plus particulièrement, le caractère non-stationnaire, dû au caractère fugitif de certaines défaillances nécessitent l'introduction des outils plus fiables et surs pour la détection et le diagnostic des défauts tel est le cas de la technique des ondelettes discrète (DWT) que nous avons appliqué dans ce présent mémoire.

Annexe 1 : Paramètres des machines étudiées :**Machine 1 :**Plaque signalétique :

Constructeur : CEN

U : 220 /380 V.

 $I_n = 21 /12 \text{ V.}$ $\Omega_n = 1420 \text{ tr/min.}$ $P_n = 5.5 \text{ KW.}$ **Les paramètres de la machine utilisée :**

$$R_s = 2.25 \Omega$$

$$R_r = 0.7 \Omega$$

$$L_s = 0.1232 \text{ H}$$

$$L_r = 0.1122 \text{ H}$$

$$M = 0.1118 \text{ H}$$

$$\tau_s = 0.0546 \text{ s}$$

$$\tau_r = 0.160 \text{ s}$$

$$\sigma = 0.09$$

$$J = 0.038 \text{ Kg.m}^2 \text{ (machine seule)}$$

Machine 2 :Plaque signalétique :

Constructeur ABB

U : 220 /380 V.

 $I_n = 4.5 / 2.6 \text{ A.}$ $\Omega_n = 2850 \text{ tr / min}$ $P_n = 1.1 \text{ KW}$ **Les paramètres de la machine utilisée :**

$$R_s = 7.828 \Omega$$

$$J = 0.006093 \text{ Kg m}^2$$

$$f = 0.00725 \text{ Nm s / rd}$$

$$\text{Rayon} = 0.03575 \text{ m}$$

$$\text{Longueur} = 0.065 \text{ m}$$

$$\text{Entrefer} = 0.00025 \text{ m}$$

$$N_s = 160$$

$$Nr = 16$$

$$L_{sl} = 0.018 \text{ H}$$

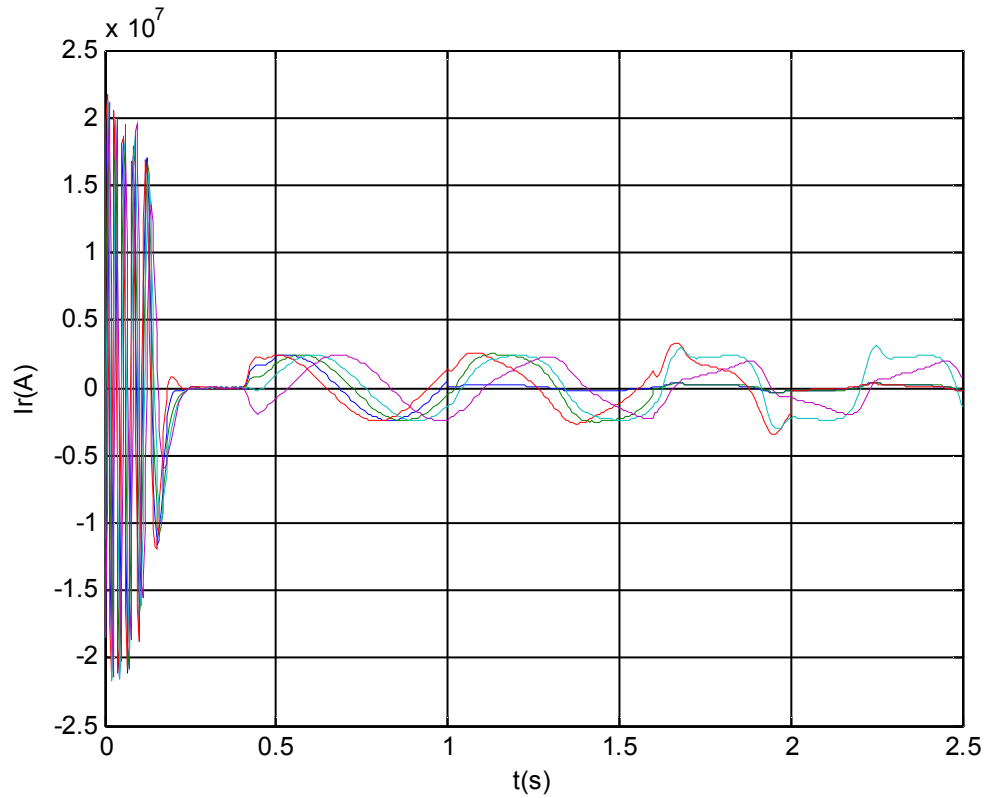
$$R_{bsain} = 150 \cdot 10^{-6} \ \Omega$$

$$R = 0.00165 \ \Omega$$

$$R_e = 72 \cdot 10^{-6} \ \Omega$$

$$L_b = 10^{-7} \text{ H}$$

$$L_e = 10^{-7} \text{ H}$$

Annexe 2 : L'image des courants rotoriques.

Cette figure représente l'image des courants rotoriques lors de l'application des défauts. On remarque à l'instant $t = 1$ s où on a appliqué un défaut (la cassure d'une barre), le courant correspondant à cette barre s'annule.

On observe aussi une influence sur les autres courants des barres (mailles adjacentes).

Annexe 3 : Présentation du logiciel "MATLAB

MATLAB est un logiciel d'analyse par simulation en automatique qui permet de manipuler les opérations mathématiques et contient des bases de calcul matriciel très développées.

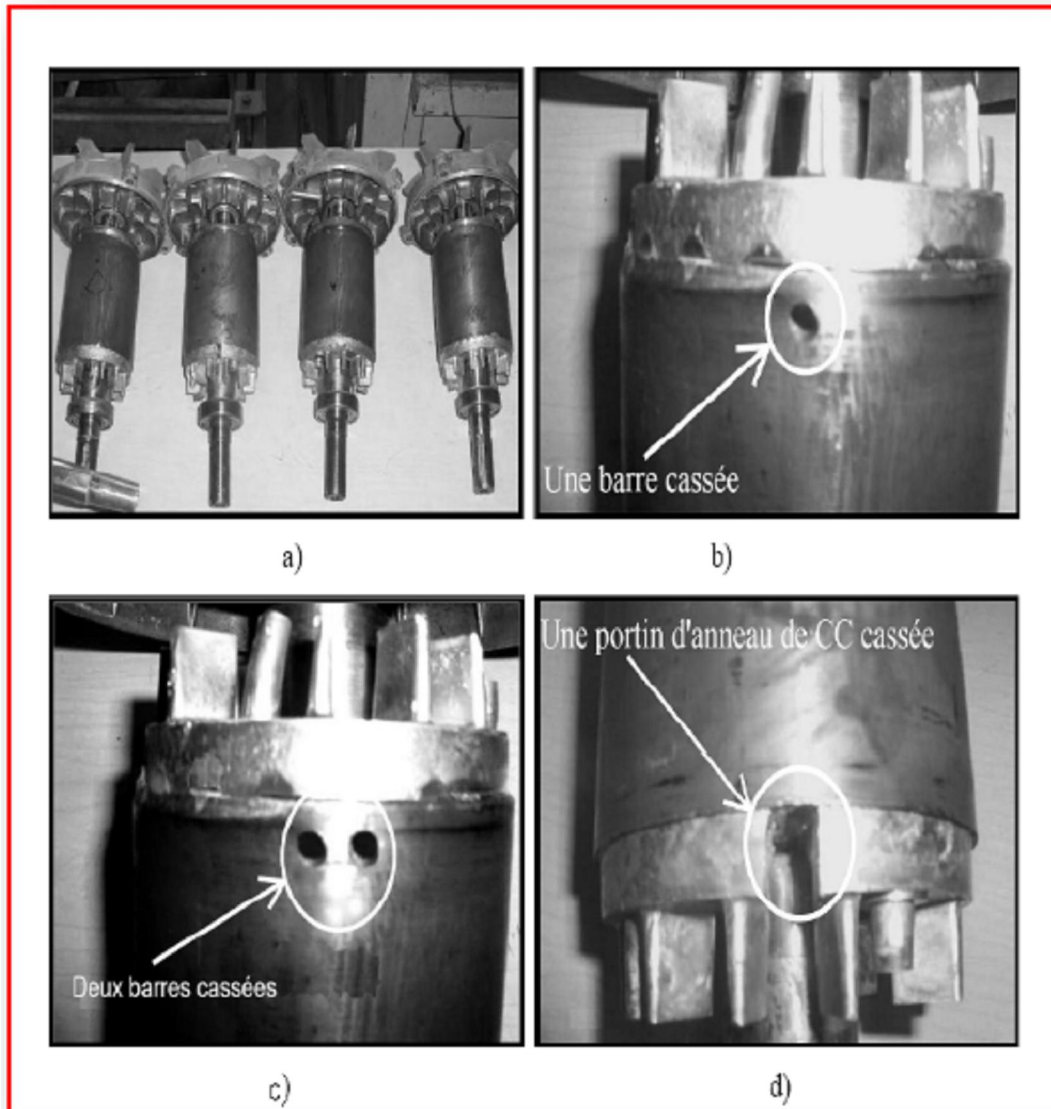
MATLAB, constituant la première partie du logiciel, est un calculateur puissant, qui peut effectuer les opérations matricielles et graphiques. Il peut traiter et résoudre des problèmes même très complexes avec des dimensions importantes. **MATLAB** est conçu pour la simulation et l'analyse des commandes classiques (entrées-sorties) et modernes (espace d'état). Il comporte :

- Opérations arithmétiques des matrices et des fonctions matricielles.
- Opérations graphiques.
- Programmation conditionnelle.
- Simulation dynamique des systèmes linéaires (continus et discrets).
- Analyse moderne (espace d'état) ;

La deuxième partie **SIMULINK** (construction de modèle graphique et simulation associée) peut fournir un environnement graphique pour construire, modifier et éditer les modèles de simulation. Une librairie de blocs fondamentaux permet de réaliser toutes les combinaisons de modèles comme les modèles linéaires, non linéaires, continus, discret... qui décrivent un système ; et la simulation est facilement effectuée. Un système peut être modélisé par plusieurs groupes de blocs (représentant le groupement de plusieurs blocs fondamentaux constituant une structure) qui peuvent contenir d'autres groupes de blocs. Cette structure hiérarchique est avantageuse pour mieux organiser et simplifier le processus modélisé. N'importe quel bloc ou groupe de blocs peut être à part et indépendamment. **SIMULINK** offre la possibilité de travailler en interactivité avec **MATLAB** c'est à dire que les programmes écrits sous **MATLAB** peuvent être exploités sous **SIMULINK** (bloc **MATLAB-FUNCTION**). Il nous permet surtout de concentrer nos efforts pour simuler les systèmes dans un environnement graphique efficace à partir des spécificités suivantes :

- Construction à partir de blocs fondamentaux (44 blocs).
- Méthodes d'intégration (7 méthodes de simulation).
- Simulation des systèmes linéaires, non- linéaires, continus et discrets.

Annexe4 : Différents types de défauts rotoriques



Différents types de défauts, (sain + défectueux) a) Rotor sain b) Rotor avec une barre cassée, c) Rotor avec deux barres cassées, d) Rotor avec une portion d'anneau de court-circuit enlevée.

TABLE DES FIGURES

Figure. I.1 : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.....	03
Figure. I.2: Photo du stator d'une machine asynchrone.....	04
Figure I.3 : Rotor à cage d'écureuil	05
Figure I.4 Les différentes étapes du diagnostic industriel.....	07
Figure I. 5 Les différentes méthodes de diagnostic.....	08
Figure I.6 Principe de fonctionnement de la méthode de redondance analytique	09
Figure I.7 Méthode de diagnostic par suivi de paramètre interne.....	11
Figure I.8 Schéma fonctionnel d'un observateur générateur de résidus.....	12
Figure I.9 Application des réseaux de neurones.....	14
Figure I.10 Architecture d'un système expert.....	15
Figure I.11 Structure générale d'un système flou.....	16
Figure I.12 Procédure de diagnostic basée sur la technique de la reconnaissance des formes.....	17
Figure I.13 : Sources de défauts de la machine asynchrone à cage	18
Figure I.14 Court-circuit entre spires.....	19
Figure I.15 Court-circuit entre phase.....	19
Figure I.16 rotor à cage d'écureuil (anneaux de court-circuit).....	20
Figure I.17 proportion des défauts.....	21
Figure I.18 répartition des pannes sur les machines de faibles et moyenne puissance.....	22
Figure I.19 répartition des pannes sur les machines de fortes puissances.....	22
Figure II.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.....	25
Figure II.2 : modèle d'une phase avec f.é.m.....	25
Figure II.3 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.....	27
Figure II.4 : Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q.....	29
Figure II.5 résultats la simulation de la machine asynchrone liée au champ.....	40
Figure.II.6 résultats la simulation de la machine asynchrone liée au rotor.....	41
Figure II.7 résultats la simulation de la machine asynchrone liée au stator.....	42
Figure III.1 : Structure du rotor.....	46
Figure III.2: Induction produite par une maille du rotor.....	46
Figure III.3: Position de la maille rotorique K , par rapport la bobine statorique de la phase ($m = 0$)....	47
Figure III.4: Représentation d'une maille rotorique.....	50

Figure III.5: projection du modèle multi enroulement sur le modèle dq	54
Figure III.6: Vitesse (moteur sain).....	65
Figure III.7: Couple (moteur sain).....	66
Figure III.8: Courant statorique (moteur sain).....	66
Figure IV.1: Schématisation d'un court-circuit dans une phase statorique.....	69
Figure IV.2 Schéma bloc de simulation Matlab/Simulink des défauts statorique.....	74
Figure IV.3 Evolution temporelle des caractéristiques de la MAS à l'état sain.....	75
Figure IV. 4 Evolution temporelle des caractéristiques de la MAS à l'état défectueux.....	76
Figure V.1 Exemple de signaux sinusoïdaux périodiques stationnaires	81
Figure V.2 Application de la TF sur les signaux stationnaire.....	82
Figure V.3 Algorithme de MALLAT unidimensionnel	87
Figure V.4 Décomposition en multi-niveau du signal $f(n)$	88
Figure V.5 Dépendance de l'échelle à la fréquence des ondelettes.....	89
Figure V.6 Arbre de décomposition d'un signal en quatre niveaux.....	90
Figure V.7 Décomposition du courant statorique par DWT	92
Figure V.8 Décomposition du courant statorique	93
Figure V.09 Fenêtre de Hanning de l'analyse spectrale pour un moteur sain	94
Figure V.10 Différentes fenêtres de STFT pour cassure de deux barres adjacentes	95
Figure V.11 Fenêtre de Hanning pour différentes cassures des barres	96
Figure V.12 MAS à l'état sain.....	98
Figure V.13 MAS à l'état défectueux	100
Figure V.14 MAS à l'état défectueux	101

Bibliographie

- [1] I. Boldea, S. A. Nasar. « The Induction Machine Handbook », CRC Press LLC, Chapter 1, 2002.
- [2] Allalo Amina Nesrine, “ diagnostic de défauts par observateurs non linéaire : application aux processus chimiques ”, Thèse de magister, Université de Ecole National Polytechnique, 1 février 2006.
- [3] Malika Nezar , “diagnostic des association convertisseurs statiques- machine asynchrone en utilisant les techniques de l’intelligence artificielle ”, Thèse de doctorat ,Université de Batna 24 juin 2006.
- [4] Salhi Nedjma, “ Surveillance et diagnostic d’une chaîne de production par les réseaux de neurones artificiels”, Mémoire de magister, Université de M’hamed bougara - boumerdes , 02 juillet 2008.
- [5] D .Lazhar et M.Toufik. «Détection des défauts rotoriques dans la mas a cage par la technique des ondelettes», Mémoire d’Ingénieur, Université de M’sila, juin 2009.
- [6] Boukhercha Samir et Dilmi Zoheir. «Diagnostic de défauts de la MAS à Rotor à Cage d’écureuil», mémoire d’Ingénieur, Université de Ecole National Polytechnique, juin 2006.
- [7] Melle Benzaoui Wafa, “ diagnostic de la machine asynchrone a base d’observateurs ” Mémoire d’ingénieur, Ecole National Polytechnique, juin 2007.
- [8] Tahar Achour, “ Diagnostic de défauts électriques et mécaniques de la machine asynchrone à simple cage d’écureuil : étude expérimentale”, mémoire d’ingénieur, Ecole National Polytechnique, juin 2008
- [9] Gilles zwinglestein, “ diagnostic des défaillances, théorie et pratique pour les systèmes industriel”, Ed. hermes, 1995.
- [10] 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.
- [11] Daniel Rcoceanu, maître de conférences à l’université de Franche-Comté chercheur au laboratoire d’automatique de Besançon UMR-CNRS 6596“ Contribution à la Surveillance des Systèmes de Production et Utilisant les Techniques de l’Intelligence Artificielle”

- [12] B. Ammar., T. Bilal et D. Abbas. « Détection des défauts par les réseaux de neurones Artificiels de la machine asynchrone contrôlée par la technique du flux oriente », Mémoire d'Ingénieur, Université de M'sila, juin 2007.
- [13] F. Lamouri et A. Mohamed, “ diagnostic par logique floue applique à la machine asynchrone” Mémoire d'ingénieur, Université de de M'sila, 26 juin 2007.
- [14] Hubert razik . « Le contenu spectral du courant absorbe par la machines asynchrones en cas Défaillance. »
- [15] A. Bouzida. « Diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage par la technique des Ondelettes», Mémoire de magister, l'Ecole Nationale Polytechnique, Janvier 2008.
- [16] L. Baghli. « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », thèse de doctorat, Université HenriPoincaré, Nancy, janvier 1999.
- [17] S. Smail et B. Mohamed. « Identification des défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil dans sa partie rotorique », mémoire d'Ingénieur, Université de M'sila, juin 2005.
- [18] B. Saad. « Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone », thèse de magister, Université Mohamed Khider Biskra, soutenue 2005.
- [19] M. Ayad, Dj. Chikouche. « Application de la transformée en ondelettes à l'analyse des signaux vibratoires d'un système d'engrenage en vue d'un diagnostic précoce », 4th International Conference on computer Integrated Manufacturing CIP'2007, Nov. 2007.
- [20] A.Tarik. « Quelques concepts généraux de la théorie des ondelettes », presse de Département Informatique ESIEE-Paris, 2008.
- [21] F. Benabida et M. Ouadah. «Diagnostic de défauts au stator et au rotor par estimation paramétrique de la machine asynchrone à cage d'écureuil », Mémoire d'Ingénieur, l'Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2006.

- [22] M.Misiti Y.Misiti G.Openheim J.M.Poggi « Wavelet Toolbox », User's Guide for Matlab, the MathWorks.
- [23] R. Benzid. « Ondelettes et Statistiques d'Ordre Supérieur Appliquées aux Signaux Uni et Bidimensionnels », Thèse Doctorat, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université de Batna, Septembre 2005.
- [24] J. Cusid , L. Romeral, J.A. Ortega, A. Garcia, J.R. Riba « wavelet and PDD as fault detection Techniques».
- [25] S. A. Al Kazzaz Sa'ad, G.K.Singh. « Experimental investigations on induction machine condition monitoring and fault diagnosis using digital signal processing techniques », *Electric Power Systems Research* 65, pp 179-221, 2003.
- [26] J.E. Potter, M.C. Suman, 'Thresholdless redundancy management with arrays of skewed instruments'. *Integrity in Electronic Flight Control Systems*,
- [27] Himmelblau, D.M. 'Fault detection and diagnosis in chemical and petrochemical processes'. Elsevier, Amsterdam 1978.
- [28] LF.Pau, Dekker, 'Failure diagnosis and performance monitoring', New York, 1981.
- [29] D. Maquin, «Surveillance à base de modèle » Ecole des Journées Doctorales d'Automatique – JDMACS- 11-12 - juillet 2007, Reims Champagne
- [30] A.Abderrazak,H.Aziz « Détection de cassure de barres rotoriques dans la MAS a cage par utilisation de la transformée en ondelettes discrètes (DWT) » mémoire d'ingénieur en génie électrique M'sila, 2010.
- [31] V.Cocquempot, X. Chang. C Christophe«Modélisation de la machine asynchrone en presence de pannes stator »*Université Lille 1, France 2003*
- [32] Smail Bachir, Jean Claude Trigeassou, Slim Tnani , Sébastien Cauët, « Diagnostic des défauts statoriques et rotoriques par identification paramétrique sans capteur de vitesse », *Conférence Internationale Francophone d'Automatique, Nantes, Juillet 2002.*
- [33] H.Khaled, N. Youcef « commande des machines a induction en tenant Compte des défauts. » mémoire d'ingénieur en génie électrique M'sila, 2007

Tableaux

Tableau I.1 Variation des paramètres suivant les défauts	11
Tableau V.1 Les coefficients et les bandes fréquentielles.....	91

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME

D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE-ELECTRIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Année Universitaire : 2011/2012

Proposé et dirigé par : Mr LAAMARI Yahia

Présenté par :

- KASMI Fateh
- MESSIKH Mohamed
- SATTA Ahmed

Thème : Détection des défauts rotoriques et statoriques dans le moteur asynchrone à cage en utilisant les Techniques d'analyse FFT et DWT.

Résumé :

La surveillance des machines électriques tournantes est aujourd'hui un point essentiel de la fiabilité et de la sûreté de fonctionnement des systèmes électriques. Dans ce contexte, plusieurs études récentes ont proposées l'utilisation des techniques basées sur le traitement du signal telles que l'analyse temps-fréquence et temps-échelle pour le diagnostic.

Le travail présenté dans ce mémoire porte notamment sur le diagnostic des défaillances dans les moteurs asynchrones à cage triphasés en utilisant l'analyse par FFT (Transformée de Fourier rapide) et la technique des ondelettes discrète(DWT). En fin une comparaison et une analyse de ces techniques est effectué à travers les résultats de simulation obtenus pour la détection des défauts qui surviennent dans la partie rotorique (cassure de barres) ou statorique (court-circuit entre les spires des phases) du moteur en question.

Mots clés Machine Asynchrone, Diagnostic, Détection de défauts, FFT, STFT, DWT, Analyse spectrale, analyse temps-échelle, Modélisation.