

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION: ELECTROMECHANIQUE

THEME

DIAGNOSTIC PAR LOGIQUE FLOUE APPLIQUE À LA MACHINE ASYNCHRONE

Proposé et dirigé par :
Messieurs : Y LAAMARI
& A/M CHOUCOU

Présenté par :
FAKANI LAMOURI
AISSAOUI MOHAMED

Année Universitaire : 2006/2007

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département d'électrotechnique de l'université Mohamed Boudiaf -M'sila

Nos remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à nos encadreurs Messieurs Y. LAAMARI et A/CHOUCHOU pour le thème qu'il nous ont proposé et pour tous les conseils et les encouragements qu'ils n'ont cessé de nous prodiguer tout au long de ce travail.

Nous tenons également à remercier très chaleureusement Monsieur le chef du département d'électrotechnique MR BENJAÏMA BACHIR ainsi que tous les enseignants du département en particulier Mrs : S. Checkrone, S. Barkati, Med. Bedboudi , DJ. Khodja et S. Belhamdi.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour leur le soutien moral et matériel...

Dédicace

A mes parents, qui ont toujours cru en moi et qui, malgré la distance, m'ont accompagné moralement tout au long de ce parcours. L'éducation, saine et conseils qu'ils m'ont prodigués, m'ont toujours guidé pour faire les bons choix dans ma vie. Ils m'ont prodigués, m'ont toujours guidé pour faire les bons choix dans ma vie. Ils m'ont appris comment réaliser les rêves difficiles. Sans leur soutien, encouragement et prières, rien n'aurait été possible.

Fakani.L

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

- *A ma chère mère*
- *A mon chère père*
- *A tous mes frères et mes sœurs*
- *A toute la famille Aissaoui et tous les amis...*

Aissaoui.M

Table des matières

Remerciement

Dédicaces

Introduction générale

Chapitre I : Synthèse des défaillances possibles sur une MAS

I.1. Introduction.....	4
I.2. Constitution de la machine asynchrone.....	4
I.2.1. Le stator.....	4
I.2.2. Le rotor.....	5
I.2.3. Les organes mécaniques.....	6
I.3. Présentation des différentes défaillances du moteur Asynchrone à cage d'écureuil.....	7
I.3.1 Défaillances d'ordre électriques.....	9
a)- Défaillances des circuits électriques rotoriques.....	10
a).1. Ruptures de barres.....	10
a).2. Ruptures d'anneaux	12
b)- Défaillances des circuits électriques statoriques.....	12
1. Défauts d'isolant dans un enroulement.....	13
2. Court-circuit entre spires.....	13
3. Court-circuit entre phases.....	14
4. Court-circuit phase/ bâti.....	14
c)- Défaillances mécaniques	15
1. Défauts roulements.....	15
2. Excentricité statique et dynamique	16
3. Autres défaillances mécaniques.....	17
I.4. Synthèse des défaillances.....	17
Tableau.1. Synthèse des défaillances du rotor sur la machine asynchrone	18
Tableau.2. synthèse des défaillances du stator sur la machine asynchrone.....	19
I.5. conclusion.....	17

Chapitre II : Modélisation de la MAS en vue de diagnostic (modèle qui tient compte des Défauts)

II.1.Introduction.....	20
II.2. Le modèle multi enroulements de la machine asynchrone tr phase à cage.....	20
II.2.1. Hypothèses de départ.....	20
II.2.2. calcul des inductances.....	21
II.2.2.1. Inductances statoriques.....	21
II.2.2.2. Inductances rotoriques.....	22
II.2.2.3. Inductance mutuelle stator – rotor.....	24
II.2.3. Mise en équations.....	25
II.2.3.1. équation de tension du stator.....	25
II.2.3.2. Equation de tension de rotor.....	26
II.2.3.3 Equation globale des tensions.....	27
II.2.4. Expression du couple électromécanique.....	32
II.3. Modèle de taille réduite.....	33
II.3.1. La transformation de grandeurs équilibrées vers deux grandeurs	34
II.3.2. Equations mécaniques.....	37
II.3.3. Modèle de la machine asynchrone en présence de défaillances.....	38
II.3.3.1. Rupture de barre de la cage d'écureuil.....	38
II.3.3.2. Rupture d'une portion d'anneaux.....	38
II.4.Modélisation de l'alimentation du MAS.....	39
II.4.1. Modélisation du fonctionnement de onduleur de tension triphasé MLI.....	39
II.4.1.1 les paramètres caractérisant la commande MLI.....	40
II.4.1.2 Le stratège de commande d'un onduleur triphasé.....	40
II.4.1.3. Objectif de la commande.....	40
II.4.1.4. Modèle de commande l'onduleur de tension triphasé.....	41
II.4.2. Modélisation Redresseur triphasé à diode.....	43
II.4.2.1 La valeur moyenne de la tension redressée.....	45
II.4.3. Modélisation d'un filtre L_C.....	46
II.5. Modèle triphasé-triphasé.....	47
II.5.1. Définitions de la matrice de transformation.....	49
Résultat de simulation de la machine asynchrone.....	53

II.6. Simulation du modèle de la machine asynchrone.....	53
II.6.Résultat de simulation.....	53
II.6.1.1. Cas d'une machine sain.....	53
II.6.1.2.Cas d'une machine avec défaut au rotor.....	54
II.6.1.2.1. rupture d'une barre (barre 7).....	54
II.6.1.2.2.cassure de deux barres adjacentes (barre1 et 2).....	55
II.6.1.2.3. cassure de deux barres espacées.....	56
II.6.1.2.4. Interprétation des résultats.....	57
II.6.1.3. Rupture d'une portion d'anneau.....	58
II.9.6. Interprétation des résultats.....	59
II.6.1.4. Simulation machine asynchrone onduleur commandé par la MLI.....	59
II.7. Modèle triphasé_triphasé.....	61
II.8. Détection des défauts Rotoriques par l'analyse spectrale du courant statorique.....	62
II.8.1. Analyse spectrale du courant statorique par la FFT.....	62
II.8.2. Interprétations.....	63
II.9.Conclusion.....	64

Chapitre III : Méthode de diagnostic

III.1 Introduction.....	65
III .2 Analyse de procédure du diagnostic.....	65
III .3 méthodes de diagnostic.....	66
III .3-1 Méthodes de diagnostic internes	67
III .3.2 Méthodes de diagnostic externes.....	68
1. Les systèmes experts	68
2. Diagnostic par logique floue.....	69
3. La reconnaissance des formes.....	70
4. Les réseaux de neurones artificiels.....	70
III.4 Conclusion.....	72

Chapitre IV : Approche de diagnostic par logique floue et son application à la MAS à cage

IV.1. Introduction.....	73
IV.2. Bref historique.....	73
IV.3. Principes de la logique floue.....	74
IV.3-1 Ensembles flous.....	75
IV.3-2 Fonction d'appartenance	76
IV.3.3 Variable linguistique.....	77
IV.3-4 Opérateurs de la logique floue.....	78
IV.4 Structure générale d'un Système Flou	79
IV.4.1 Fuzzification.....	80
IV.4.2 Base de connaissances.....	80
IV.4.3 Logique de prise de décision (bloc d'inférence).....	81
IV.4.4 Défuzzification.....	82
IV.5. Conception d'un système de diagnostic flou appliquée à la MAS	
IV.5.1 Principe d'un système de diagnostic (ou de surveillance).....	84
IV.5.2. Extraction de signatures de défauts.....	85
IV.5.3 Interface de Fuzzification	87
IV.5.4 Inférence floue (logique de prise de décision).....	88
IV.5.5 Interface de Défuzzification.....	90
IV.5.5 Résultats de simulation	90
IV.6 Conclusion.....	92

Index des figures

Chapitre I

Figure.1.1 : Photo du stator d'une machine asynchrone.....	5
Figure.1.2 : proportion des défauts.....	7
Figure.1.3 : Répartition des pannes sur les machine de faibles et moyennes puissances.....	8
Figure.1.4 : Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances.....	8
Figure.1.5 : Les différentes défaillances possibles de la MAS asynchrone.....	9
Figure.1.5 : Schéma de fonctionnement pour un rotor sain.....	11
Figure.I.6 : Schéma de fonctionnement pour un rotor défaillant.....	11
Figure.1.7 : L'excentricité statique.....	17

Chapitre II

Figure.2.1 : inductance magnétique produite par une maille rotorique.....	24
Figure.2.2 : Structure d'un rotor en cage d'écureuil	28
Figure.2.3 : Schéma équivalent de maille rotorique.....	28
Figure.2.4 projection du modèle multi enroulement sur le modèle.....	35
Figure.2.4 : schéma global d'une machine asynchrone à cage et de son alimentation.....	41
Figure.2.5 : Schéma de l'onduleur de tension.....	42
Figure.2.6 : schéma équivalent d'un redresseur à diode.....	44
Figure.2.7 : filtre LC.....	47
Figure.2.8 Représentation schématique d'une MAS.....	48
Figure.2.9 : Evolution des grandeurs électromécaniques en charge à l'état sain.....	53
Figure.2.10 : Evolution des grandeurs électriques pour un moteur à l'état sain.....	54
Figure.2.11 : Evolution des grandeurs électromécaniques en charge lors de la rupture d'une barre.....	54
Figure.2.12 : Evolution des grandeurs électrique en charge lors de la rupture d'une barre	55
Figure.2.13 : Evolution de grandeur électromécanique en charge lors de la rupture d'une barre puis de deux barres (deux barres adjacentes)	55

Figure.2.14 Evolution de grandeur électrique en charge lors de la rupture d'une barre puis de deux barres	56
Figure.2.15 Evolution de grandeur électromécanique en charge lors de la rupture d'une barre puis de deux barres (deux barres espace)	57
Figure.2.16 Evolution de grandeur électrique en charge lors de la rupture d'une barre puis de deux barres (deux barres espace)	58
Figure.2.17 Evolution de grandeurs électromécaniques en charge lors de la rupture d'anneau	58
Figure.2.18 Evaluation de grandeur électrique en charge lors la rupture d'anneau.....	59
Figure.2.19 La tension redressée.....	60
Figure.2.20 La tension filtrée.....	60
Figure.2.21 la tension ondulée.....	60
Figure.2.22 Evolution des grandeurs électromagnétique (Association machine Onduleur)...	61
Figure.2.23 : le couple électromécanique.....	61
Figure.2.24 : la vitesse de rotation.....	61
Figure.2.25 : les courants statoriques.....	62
FFT	
Figure.2.26: Moteur sain (Fenêtre Hanning).....	63
Figure.2.27: Moteur sain (Fenêtre Hamming).....	63
Figure.2.28: Une barre cassée (Rr.11) (Fenêtre Hanning).....	63
Figure.2.29 : Une barre cassée (Rr.11) (Fenêtre Hamming).....	63

Chapitre. III

Figure 3.1 : classement des méthodes de diagnostic	66
Figure 3.2 : Méthode de diagnostic par suivi de paramètre interne.....	67
Figure 3.3 : Méthode de diagnostic par analyse de résidus.....	67
Figure 3.4 : Architecture d'un système expert.....	68
Figure 3.5 : Etape du diagnostic par reconnaissance de formes.....	70
Figure3.6 : Architecture d'un réseau multi-couches.....	71

Chapitre. IV

Figure.4.1 : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique..	74
Figure.4.2 : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.....	75
Figure.4.3 : Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique Booléenne et la logique floue	75
Figure.4.4 : Différentes formes de fonctions d'appartenance.....	76
Figure.4.5 : Représentation des variables linguistiques.....	77
Figure 4.6 : Structure générale d'un système flou.....	79
Figure.4.7: Univers de discours normalisé dans l'intervalle $[-1 \quad +1]$	80
Figure.4.8 : Schéma bloc d'un système de surveillance de l'état d'un moteur.....	85
Figure.4.9 : Structure du système de diagnostic flou utilisé.....	85
Figure.4.10 : Evolution des courants statoriques du moteur à l'état sain	86
Figure.4.11 : Evolution des courants statoriques du moteur avec défaut (Déséquilibre de tension)	86
Figure.4.12 : Evolution des courants statoriques du moteur avec défaut (Ouverture d'une phase).....	86
Figure 4.13 : Les fonctions d'appartenances des variables d'entrées (Courants statoriques).....	88
Figure 4.14 : Les fonctions d'appartenances de la Sortie (Etat du stator).....	88
Figure 4.15 : Diagramme d'inférence floue pour un stator sain.....	91
Figure 4.16 : diagramme d'inférence floue pour un stator endommagé.....	91
Figure 4.17 : diagramme d'inférence floue pour un stator sérieusement endommagé.....	92

Notation et symbole

N_s : Nombre de spires statoriques par phase

N_r : Nombre de barre rotorique

k : entier naturel

$F.m.m$: Force magnétique

s, r : indices stator et rotor respectivement

e : L'épaisseur de l'entrefer [m]

f_s : Fréquence d'alimentation [Hz]

μ_0 : Perméabilité magnétique de l'air

l : longueur active du circuit magnétique [m]

L_s : Inductance totale (propre) [H]

L_{sp} : Inductance principale (magnétisante) de la phase statorique [H]

L_{sf} : Inductance de fuite rotorique [H]

L_b : Inductance d'un barre rotorique [H]

L_e : Inductance total de l'anneau de court-circuit [H]

L_{sc} : Inductance cyclique [H]

L_{rp} : Inductance principale d'une maille rotorique [H]

M_s : Inductance mutuelle entre phase statorique [H]

M_{rr} : Inductance mutuelle entre maille rotorique nom adjacentes [H]

$M_{rk(k-1)}$: Inductance mutuelle entre maille rotorique adjacentes [H]

M_{rk_s} : Inductance mutuelle entre une maille rotorique et une phase statorique [H]

$[L]$: Matrices globales des inductances avant la transformation du Park

$[L_{tr}]$: Matrices globales des inductance après la transformation du Park

r_s : Résistance d'une phase statorique [Ω]

R_b : Résistance d'une barre rotorique [Ω]

R_e : Résistance totale de l'anneau de court-circuit [Ω]

$[R]$: Matrices globales des résistances avant la transformation du Park

$[R_{tr}]$: Matrices globales des résistances après la transformation du Park

$I_a I_b I_c$: Les courant statorique [A]

$I_{ds}I_{qs}$: Composants biphasées du courant statorique [A]

I_{rk} : Les courants dans les mailles rotoriques [A]

I_{bk} : Courant de barre [A]

I_e : courant dans l'anneau de court-circuit [A]

I_{ek} : courant dans un portion d'anneau [A]

$V_a V_b V_c$: Les tensions statoriques [V]

$V_{ds}V_{qs}$: Composants biphasées du tension statorique [V]

Φ_{abc} : Flux statoriques [wb]

Φ_{rk} : Flux magnétique crée par une maille rotorique [wb]

Φ_s : Flux magnétique par pole

B_s : Inductance magnétique crée dans l'entrefer par le courant statorique [T]

w_s : Pulsation statorique [rad/sec]

w_r : La vitesse électrique de rotation [rad/sec]

N_s : La vitesse synchrone [tr/min]

N_r : La vitesse rotorique [tr/min]

θ_s : Position des grandeurs statoriques [rad]

θ_r : Position du rotor [rad]

θ : Angle électrique décrivant une position dans l'espace d'où l'induction créée dans
L'entrefer

a : Angle électrique entre deux barres rotoriques [rad]

C_e : Couple électromagnétique [N.m]

J : Moment d'inertie [Kg.m²]

K_0 : Coefficient de frottement

P : La puissance [W]

P : Opérateur de Laplace

p : Nombre de paire de pôles

g : Glissement

Chapitre I

Synthèse des défaillances possibles Sur une MAS

I.1. Introduction

La machine asynchrone occupe maintenant une grande place dans les applications industrielles. On la rencontre dans les endroits les plus divers, de l'éolienne à des applications militaires, dans la propulsion électrique de véhicules, de tramways, de traînes à grande vitesse voire même de bateaux de croisières, etc...

Ce premier chapitre porte sur la synthèse des défauts que sont susceptibles de présenter ces systèmes.

Nous allons dans un premier temps décrire les différents constituants de la machine asynchrone.

Ensuite les défaillances les plus courantes pouvant apparaître dans la machine asynchrone, ces défaillances peuvent provoquer des pannes et par conséquent des arrêts intempestifs préjudiciables au bon fonctionnement du système ainsi qu'à la sécurité des personnes.

I.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

1. le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
2. le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
3. les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

I.2.1. Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (Figure.1.1). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs

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

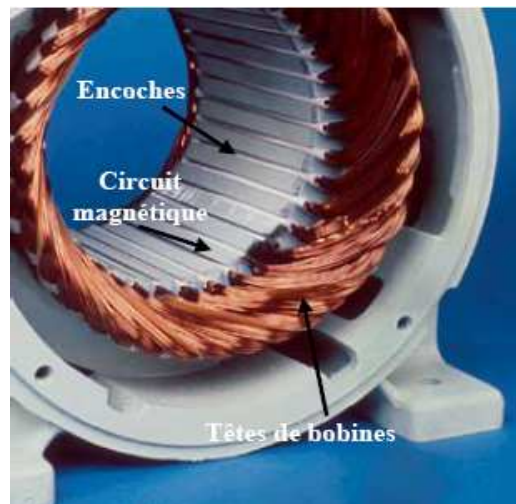


Figure 1.1 : Photo du stator d'une machine asynchrone

1.2.2. Le rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor. Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, *sauf lorsqu'il y a une rupture de barre*.

Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande

robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service.

I.2.3. Les organes mécaniques

- La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur.

- L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc....), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance.

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

I.3. Présentation des différentes défaillances du moteur Asynchrone à cage d'écureuil [15]

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

1- les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survolage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, etc.

2- les amplificateurs de défauts: surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, etc.

3- les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, Composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, etc.

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

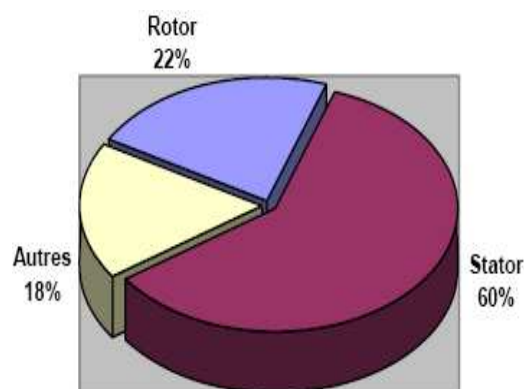


Figure 1.2 : proportion des défauts

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

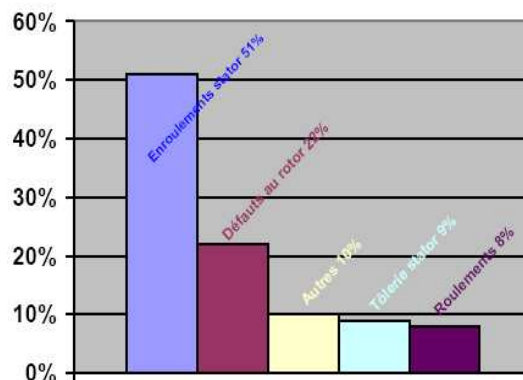


Figure 1.3 : Répartition des pannes sur les machine de faibles et moyennes puissances

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

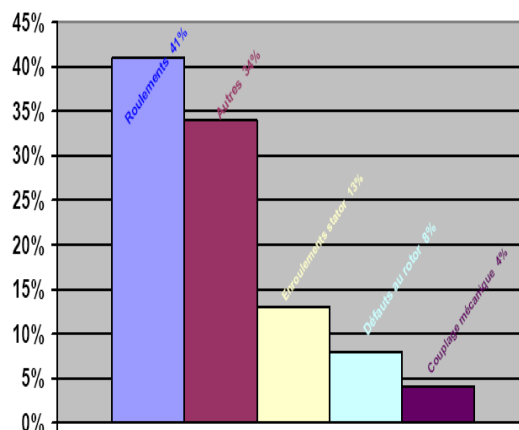


Figure 1.4 : Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances

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

Le graphe suivante présenté les différentes défaillances possibles de la machine asynchrone à cage :

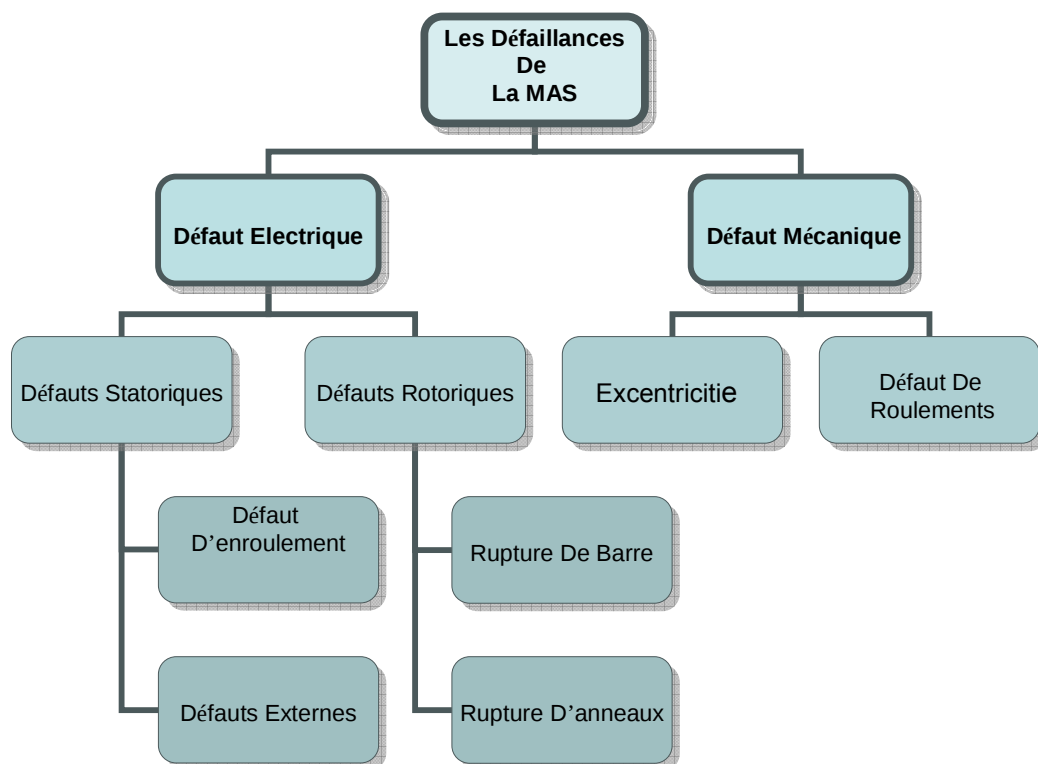


Figure 1.5 : Les différentes défaillances possibles de la MAS asynchrone

1.3.1 Défaillances d'ordre électriques

Ces défaillances se séparent en deux catégories. Nous pouvons citer les défaillances qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et celles qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques.

a)- Défaillances des circuits électriques rotoriques

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

- Thermique (surcharge...)
- Résiduel (déformation...)
- Dynamique (arbre de transmission...)
- Mécanique (roulement...)

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit :

- 1- Rupture de barres
- 2- Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit

a).1. Ruptures de barres [7]

La cassure ou rupture de barre est un des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique.

Que cela soit un moteur asynchrone triphasé à cage, la panne la plus probable est celle rotorique. Elle se traduit par une augmentation de la résistance équivalente d'un circuit rotorique. Cette défaillance rotorique induit des ondulations du couple électromagnétique qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation de la machine ce qui engendre des vibrations mécaniques donc un fonctionnement anormal de la machine.

Prenons le cas d'un moteur ayant un rotor sain, les courants des trois phases statoriques créent dans l'entrefer un flux tournant à la vitesse synchrone. Ce flux qui provoque la rotation de l'arbre moteur. La vitesse rotorique augmente et atteint une vitesse Ω_r inférieure à la vitesse de synchronisme Ω_s , à cet instant, le champ créé par les enroulements rotoriques est direct (c'est à dire qu'il tourne dans le même sens de rotation que le champ créé par les courants statoriques) et la fréquence des courants dans les enroulements rotoriques est égale à $f_r = g.f_s$ avec g représentant le glissement de la machine et f_s la fréquence des courants statoriques. Le schéma,

les Figures (5 et 6), permet une meilleure compréhension du fonctionnement de la machine avec un rotor sain ou nous avons les relations :

$$\Omega_s = (2.\pi.f) / p \quad : \text{vitesse de synchronisme}$$

$$\Omega_r = (1-g).\Omega_s \quad : \text{vitesse de rotation}$$

$$\Omega = \Omega_s - \Omega_r \quad : \text{vitesse de glissement}$$

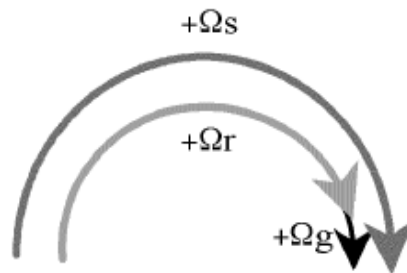


Figure.I.5 : Schéma de fonctionnement pour un rotor sain

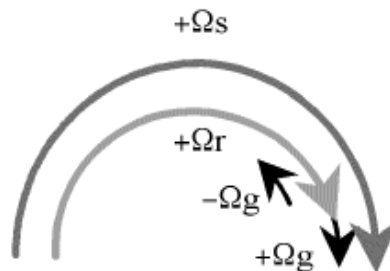


Figure.I.6 : Schéma de fonctionnement pour un rotor défaillant

Lorsque le défaut rotorique apparaît, il se crée en plus du champ rotorique direct un champ inverse qui tourne à la vitesse $g. \Omega_s$. Cela est dû au fait que les courants rotoriques sont maintenant directs et inverses suite au déséquilibre des résistances. C'est l'interaction de ce champ avec celui issu du bobinage statorique qui crée les ondulations de couple et qui induit au stator des forces électromotrices de fréquences f_s , $(1-2.g).f_s$, $(1+2.g).f_s$ d'où des courants statoriques comportant ces composantes. Les champs créés par ces courants vont induire, par conséquent, au rotor des courants directs et inverses. Donc par le même processus que celui décrit précédemment, on retrouvera des composantes dans le courant statorique de fréquences $(1 \pm 2.k.g).f_s$ avec k entier positif.

$$\Omega_{\text{défaut}} = \Omega_r - g \cdot \Omega_s = (1 - g) \cdot \Omega_s - g \cdot \Omega_s \rightarrow \Omega_{\text{défaut}} = (1 - 2 \cdot g) \cdot \Omega_s$$

Ce qui donne dans le domaine fréquentiel :

$$f_{\text{défaut}} = (1 - g) \cdot f_s - g \cdot f_s = (1 - 2 \cdot g) \cdot f_s$$

a).2. Ruptures d'anneaux [15]

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux *dilatations différentielles* entre les barres et les anneaux. Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, avec la rupture de barres dans les études statistiques. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure. La rupture d'une portion d'anneau *déséquilibre* la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres.

b)- Défaillances des circuits électriques statoriques

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

- Thermique (surcharge...)
- Électrique (diélectrique...)
- Mécanique (bobinage...)
- Environnemental (agression...)

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit :

- 1- défaut d'isolant
- 2- court-circuit entre spire

- 3- court-circuit entre phase
- 4- court-circuit phase/bâti
- 5- déséquilibre d'alimentation

1. Défaits d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) engendrent des phénomènes thermiques se traduisant par une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. De ce fait, si l'environnement de travail d'un matériau d'isolation dépasse une de ces limites, ce matériau se dégrade de manière prématurée ou accélérée, puis finit par ne plus assurer sa fonction. Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- Dégradation de l'isolant à la fabrication.
- Tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- Courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolation.
- Vibrations mécaniques.
- Vieillessement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation 'normale', l'isolant finit naturellement par se dégrader.
- Fonctionnement dans un environnement sévère.

2. Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une

augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2ème court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut.

3. Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système.

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases engendre un déséquilibre sans provoquer la fusion des conducteurs.

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre est proportionnel au défaut qui apparaît. Les courants dans *les barres* ainsi que dans *les anneaux* sont augmentés lors de l'apparition de ce défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases.

4. Court-circuit phase/ bâti

Le bâti a généralement un potentiel flottant, mais pour des raisons de liaisons mécaniques, il est souvent relié à la masse. Si le potentiel est flottant, un court-circuit entre l'enroulement et le bâti n'a pas d'importance du point de vue matériel, excepté les effets capacitifs, le bâti prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit. Par contre, au niveau de la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels).

En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas.

Cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. De plus, cette défaillance va générer une composante homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire. Une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut.

c)- Défaillances mécaniques

1. Défauts roulements

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface électromécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor.

Ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure du roulement et plus précisément une dégradation des billes, ou de la bande de roulement. Ses causes possible

- 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 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.

2. 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,).

Ce phénomène est appelé *excentricité* (statique et dynamique) dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut Roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage).

Trois cas d'excentricité sont généralement distingués :

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

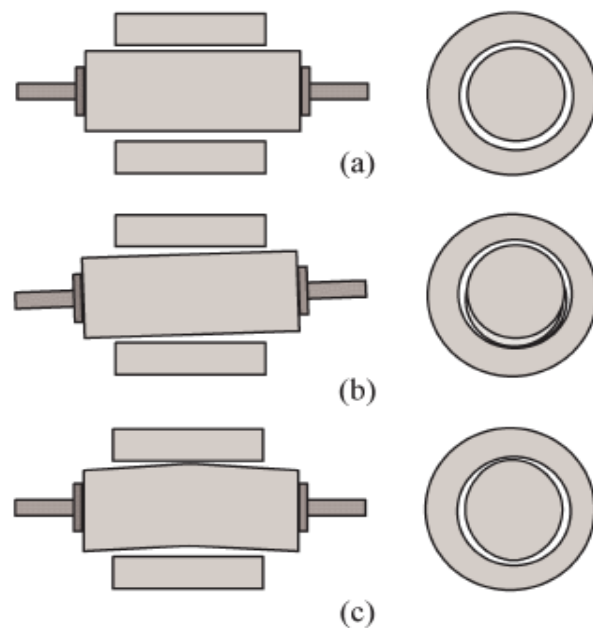
On peut représenter l'excentricité statique et dynamique de la manière suivante :

Figure 1.7 : L'excentricité statique

(a) excentricité statique

(b) Défaut de centrage

(c) Déformation du rotor



3. Autres défaillances mécaniques

Au stator, il n'y a pas de pièces mobiles donc a priori pas de défaillances mécaniques. Cependant, il peut apparaître des phénomènes d'oxydation liés à l'environnement de la machine et plus précisément au taux de salinité qui influe sur l'étanchéité et les contacteurs.

I.4. Synthèse des défaillances

Les tableaux 1, 2 répertorient une liste non exhaustive des défaillances pouvant se produire sur une machine asynchrone en définissant son lieu d'apparition, ses causes possibles et ses effets sur le système ainsi que les différents observables possibles.

Composants		Défaillances	Causes possible	effets sur le système
Machine asynchrone à cage d'écureuil	Rotor	Ruptures de barres	Surcharge	- Réduction de la valeur moyenne de couple électromagnétique - Oscillations de la vitesse - Vibrations mécaniques
		Ruptures d'anneaux	- Dilatations différentielles - Surcharge du couple - Détérioration des conditions de fonctionnement	- Déséquilibre la répartition des courants
		Excentricité	- Positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage - Usure des roulements - Défaut de charge - Défaut de fabrication	oscillations de couple
	Axe	Roulements	- Usure - Température élevée - Perte de lubrification - Défaut de montage	oscillations du couple de charge ↑ pertes ↑ vibrations

Tableau.1. Synthèse des défaillances du rotor sur la machine asynchrone

Composants		Défaillances	Causes possibles	Effets sur le système
Machine asynchrone	Stator	Isolant dans un enroulement	- Dégradations de l'isolant à la fabrication - Tension élevée - Courant élevé - Température élevée - Vieillessement naturel	Court-circuit dans l'enroulement
		Court-circuit entre spires	Défaut d'isolants	↑ courants statoriques, -- variation d'amplitude sur les autres phases, modification de facteur de puissance, ↑ courants rotoriques
		Court-circuit entre phases	Décharge partielle	<u>Proche de l'alimentation</u> Fusion des conducteurs Disjonction par les protections <u>Proche du neutre :</u> ↑ courants des barres et les anneaux déséquilibre des courants statoriques
		Court-circuit phase/bâti	Dégradation des isolants	↑ courant dans la phase ↑ de la température défauts d'isolants - couple pulsatoire
		Déséquilibre d'alimentation	-Problème sur le réseau d'alimentation - Défaillance du convertisseur	↑ des courants dans les autres phases ↑ vibrations ↑ de l'échauffement

Tableau.2. synthèse des défaillances du stator sur la machine asynchrone

I.5. Conclusion

Ce chapitre présente une liste non exhaustive des différentes défaillances pouvant se produire sur les machines asynchrones.

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

Les défauts étudiés par la suite sur la machine sont :

1- Machine asynchrone à cage d'écureuil

- Ruptures de barres
- Rupture de portions d'anneaux

2- Machine asynchrone à rotor bobiné

- Déséquilibre d'alimentation

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone (à cage et bobiné) dans les régimes normaux et anormaux de fonctionnement.

Chapitre II

Modélisation de la MAS en vue de diagnostic

II.1. Introduction

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

La modélisation décrite dans ce chapitre, à pour objet de représenter les barres ou les anneaux de court circuit pour une machine asynchrone à cage. Dans cette perspective, nous avons développé un modèle basé sur un circuit maille représentant la cage rotorique.

Nous avons privilégié l'approche analytique afin de disposer d'un modèle mathématique ne nécessitant pas d'outils de calculs complexe.

II.2. Le modèle multi enroulements de la machine asynchrone triphasé à cage [1], [15]

II.2.1. Hypothèses de départ

Le premier objectif de cette modélisation est de mettre en évidence des défauts électrique sur les grandeurs temporelles de la machine asynchrone (courants, vitesse, couple, ...). Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine. Cependant, étant donné que le modèle de la machine asynchrone à cage est développé en vue de la surveillance et du diagnostic, il faut imposer un minimum d'hypothèse si nous voulons que le vecteur de sortie (grandeur temporelle) soit le plus exploitable possible.

Dans l'approche proposée, nous avons supposé la linéarité du circuit magnétique (perméabilité relative du fer très grande devant 1). Cette hypothèse nous a permis d'introduire le concept d'inductance propre et mutuelle entre les bobinages statoriques et rotoriques. L'effet de peau, dans cette approche, a été négligé. Pour pouvoir nous concentrer sur la simulation des ruptures de barres et d'anneaux de court-circuit, nous avons modélisé le rotor par des mailles entre elles électriquement et couplées magnétiquement, ou une maille est constituée de deux barres et les deux portions d'anneaux qui les relient chaque barre et sagement d'anneau sont caractérisés par une résistance et une inductance.

Pour notre modélisation nous avons été amenés à faire quelques hypothèses simplificatrices :

- Perméabilité relative de fer très grande
- Entrefer lisse et constant (effet d'excentricité négligeable, champ radial)
- Distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice statorique.
- Pas de saturation, courants de Foucault négligeables hors des barres rotoriques.
- Effet des encoches négligé.

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.
- On admet la répartition sinusoïdale de la F.m.m dans l'entrefer.

Avec ces hypothèses, et en supposant un stator sain, de constitution symétrique, nous avons calculé les différents paramètres du modèle.

II.2.2. calcul des inductances

II.2.2.1. Inductances statoriques

Nous supposons que l'enroulement statorique triphasé à distribution idéale autour du périphérique de l'entrefer. Par conséquent, le champ résultant a une forme sinusoïdale.

L'expression de la F.m.m de la phase 'a' est donnée par la relation suivante :

$$F.m.m = \frac{2N_s}{P.\pi} \cdot \cos \theta \quad (II.1)$$

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

D'où l'induction créée dans l'entrefer :

$$B_e(\theta) = \frac{2\mu_0 N_s I_a}{e.p.\pi} \cdot \cos(\theta) \quad (II.2)$$

Le flux magnétique dans l'entrefer, par pôles, est obtenu par intégration de l'expression (II.2) autour d'un intervalle polaire le long de la machine :

$$\Phi_s = \iint_s B_s dS = \int_0^l dZ \cdot \int_{-\frac{\pi}{2P}}^{\frac{\pi}{2P}} B_s \cdot R \cdot l \cdot d\theta \quad (\text{II.3})$$

On obtient :

$$\Phi_s = \frac{4\mu_0 N_s \cdot R \cdot l}{\pi \cdot e \cdot P^2} \cdot I_{\max} \quad (\text{II.4})$$

Le flux magnétique total traversant l'enroulement de la phase 'a' du au courant I_a :

$$\Psi_s = N_s \cdot \Phi_s = N_s \cdot I_a \cdot \frac{2\mu_0 \cdot N_s \cdot R \cdot l}{e \cdot P^2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{2P}}^{\frac{\pi}{2P}} \cos(\theta) d\theta = L_{sp} \cdot I_a \quad (\text{II.5})$$

L'inductance principale (magnétisante) de la phase 'a' statorique est donnée par :

$$L_{sp} = \frac{4\mu_0 \cdot N_s^2 \cdot R \cdot l}{e \cdot \pi \cdot P^2} \quad (\text{II.6})$$

L'inductance totale (propre) de la phase 'a', est égale à la somme de l'inductance de magnétisation et l'inductance de fuit :

$$L_{sa} = L_{sp} + L_{sf} \quad (\text{II.7})$$

Puisque les enroulements statoriques sont symétrique, les inductances propres des trois phases sont égales ($L_{sa} = L_{sb} = L_{sc} = L_s$).

L'inductance mutuelle entre les phases statoriques est :

$$M_s = -\frac{L_{sp}}{2} \quad (\text{II.8})$$

II.2.2.2. Inductances rotoriques

La figure (2.1) représente en fonction de θ' , l'allure de l'inductance magnétique, supposé radiale, produite par une maille rotorique 'k' dans l'entrefer.

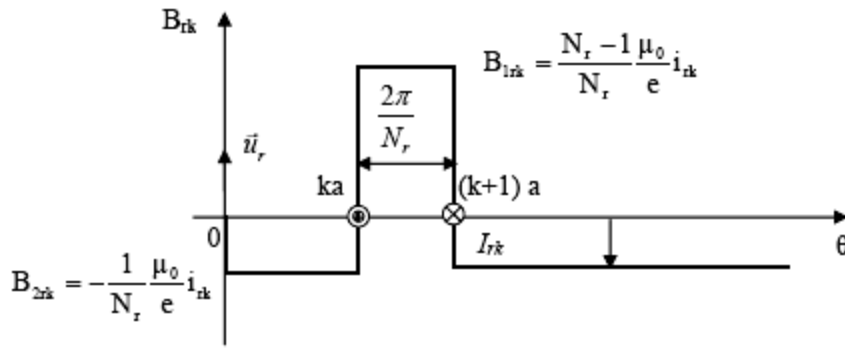


Figure.2.1 : inductance magnétique produite par une maille rotorique

Chaque maille rotorique, considérée comme une boucle à une seule spire, parcourue par un courant I_{rk} , est le siège d'un flux principale exprimé par :

$$\Phi_{rk} = \int_0^l dz \cdot \int_{ka}^{(k+1)a} \left(\frac{N_r - 1}{N_r} \cdot \frac{\mu_0}{e} \cdot R \cdot I_{rk} \right) d\theta' = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \cdot \frac{2\pi R l}{e} I_{rk} \quad (\text{II.9})$$

Et $a = P \cdot \frac{2\pi}{N_r}$ est l'angle électrique entre deux maille rotorique.

Et par la suite, l'inductance principale d'une maille rotorique est :

$$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2} \mu_0 \cdot \frac{2\pi}{e} \cdot R \cdot l \quad (\text{II.10})$$

L'inductance totale de $k^{\text{ème}}$ maille rotorique est égale à la somme de son inductance principale, des inductances de fuite des deux barres et des inductances de fuites des deux portions d'anneaux de court-circuit fermant la maille k . Donc l'expression est donnée par :

$$L_{rr} = L_{rp} + 2 \cdot L_b + 2 \cdot L_e \quad (\text{II.11})$$

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

$$\Phi_{rj-rk} = \int_0^l dz \cdot \int_{ja}^{(j+1)a} \left[-\frac{1}{N_r} \cdot \frac{\mu_0}{e} \cdot R \cdot I_{rk} \right] d\theta' \quad (\text{II.12})$$

Donc, l'inductance mutuelle entre maille rotoriques non adjacentes, est exprimée par la relation suivante :

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \cdot \frac{2\pi \cdot \mu_0}{e} \cdot R \cdot l \quad (\text{II.13})$$

L'inductance mutuelle entre la $k^{\text{ème}}$ maille et les maille adjacentes est donnée par :

$$M_{rk(k-1)} = M_{rk(k+1)} = M_{rr} - L_b \quad (\text{II.14})$$

II.2.2.3. Inductance mutuelle stator - rotor

La transformation dans le repère lié au rotor de l'équation (II.2), donne :

$$B_s(\theta') = \frac{2\mu_0 \cdot N_s \cdot I_s}{e \cdot P \cdot \pi} \cdot \cos[(\theta' + \omega_r t)] \quad (\text{II.15})$$

Avec : $\theta = \theta' + \omega_r t$

θ : est un angle électrique décrivant une position dans l'espace d'où l'induction créée dans l'entrefer.

D'où le flux traversant la maille k , produit par le courant I_a , est donné par :

$$\Phi_{rka} = \int_0^l dz \cdot \int_{ka}^{(k+1)a} B_s(\theta') \cdot R \cdot d\theta' \quad (\text{II.16})$$

L'intégrale de l'équation ci-dessus conduit à :

$$\Phi_{rka} = L_{sr} \cdot I_a \cdot \cos[\omega_r t + ka] \quad (\text{II.17})$$

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

$$M_{rka} = L_{sr} \cdot \cos(\omega_r t + ka) \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$L_{sr} = \frac{4 \cdot \mu_0 \cdot N_s \cdot R \cdot l}{e \cdot P^2 \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{a}{2}\right) \quad (\text{II.19})$$

$a = P \cdot \frac{2\pi}{N_r}$ Est l'angle électrique entre deux maille rotorique.

De même, les inductances mutuelles entre la $k^{\text{ème}}$ maille et les phases 'b' et 'c', sont exprimées :

$$M_{rkb} = L_{sr} \cdot \cos\left(\omega_r t + ka - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.20})$$

$$M_{rkc} = L_{sr} \cdot \cos\left(\omega_r t + ka - \frac{2\pi}{4}\right) \quad (\text{II.21})$$

Le tableau suivant, résume les expressions de toutes les inductances de la machine asynchrone à cage :

INDUCTANCE	EXPRESSIONS
L'inductance principale d'une phase statorique.	$L_{sp} = \frac{4\mu_0 \cdot N_s^2 \cdot R \cdot l}{e \cdot \pi \cdot P^2}$
L'inductance mutuelle entre phase statorique.	$M_s = -\frac{L_{sp}}{2}$
L'inductance totale d'une phase statorique.	$L_{sa} = L_{sb} = L_{sc} = L_{sp} + L_{sf}$
L'inductance principale d'une maille rotorique.	$L_{rr} = \frac{N_r - 1}{N_r} \mu_0 \cdot \frac{2\pi}{e} \cdot R \cdot l$
L'inductance mutuelle entre maille rotorique non adjacentes.	$M_{rr} = -\frac{\mu_0}{N_r^2} \cdot \frac{2\pi}{e} \cdot R \cdot l$
L'inductance mutuelle entre maille rotoriques adjacentes.	$M_{k(k-1)} = M_{k(k+1)} = M_{rr} - L_b$
L'inductance mutuelle entre une maille rotorique et une phase statorique 'a'	$M_{rk-sa} = L_{sr} \cdot \cos(\omega_r t + ka)$ Avec : $L_{rs} = \frac{4\mu_0 \cdot N_s \cdot R \cdot l}{e \cdot P^2 \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{a}{2}\right)$

Tableau.2.1 : Inductance de la machine asynchrone à cage

II.2.3. Mise en équations

Le but de la mise en équation est d'effectuer une simulation numérique nous recherchons donc, l'ensemble des équations différentielles indépendants définissant le Modèle de la machine.

II.2.3.1. équation de tension du stator

Le stator de la machine étudiée est un stator triphasé de m encoches statoriques. Une phase statorique est composée de plusieurs bobines logées dans les encoches du stator.

Ces bobines statoriques sont placées de sorte à obtenir une distribution de la force magnétomotrice la plus sinusoïdale possible le long de l'entrefer.

Les équations de tension et du flux statorique sont :

$$[V_{abc}] = [R_s] \cdot [I_{abc}] + \frac{d[\Phi_{abc}]}{dt} \quad (\text{II.22})$$

$$[\Phi_{abc}] = [L_s] \cdot [I_{abc}] + [M_{sr}] \cdot [I_{rk}] \quad (\text{II.23})$$

On à :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [R_s] \cdot [I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] \\ [\Phi_{abc}] = [L_s] \cdot [I_{abc}] + [M_{sr}] \cdot [I_{rk}] \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Avec :

$[V_{abc}] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$ Le vecteur de tension statorique.

$[I_{abc}] = [I_a \ I_b \ I_c]^T$ Le vecteur de courants statorique.

$[i_{rk}] = [i_{r_0} \ i_{r_1} \ i_{r_2} \ \dots \ i_{r_k} \ \dots \ i_{r_{(N_r-1)}}]^T$ Le vecteur de courants statorique dans les mailles

rotoriques.

$[\Phi_{abc}] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$ Le vecteur de flux statorique.

$[R_s]$: Matrice des résistances statoriques.

$$[R_s] = \begin{pmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{pmatrix} \quad (\text{II.25})$$

$[L_s]$: Matrice des inductances statorique.

$$[L_s] = \begin{pmatrix} L_{as} & M_s & M_s \\ M_s & L_{bs} & M_s \\ M_s & M_s & L_{cs} \end{pmatrix} \quad (\text{II.26})$$

$[M_{sr}]$: matrice des inductances mutuelles entre phase statorique et mailles rotorique.

$$[M_{sr}] = \begin{pmatrix} \dots & -L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + k \cdot a) & \dots \\ \dots & -L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + k \cdot a - \frac{2\pi}{3}) & \dots \\ \dots & -L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + k \cdot a - \frac{2\pi}{4}) & \dots \end{pmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Ou : $k=0, 1, 2, \dots, N_{r-1}$

II.2.3.2. Equation de tension de rotor

La figure illustre la modélisation du rotor par son schéma électrique équivalent. Le rotor est composé des différentes barres et portions d'anneaux les reliant à chaque extrémité, ce découpage est largement suffisant pour l'étude des ruptures de barre ou d'anneaux. Par contre, la prise en compte des courants inter nécessiterait d'affiner encore le circuit.

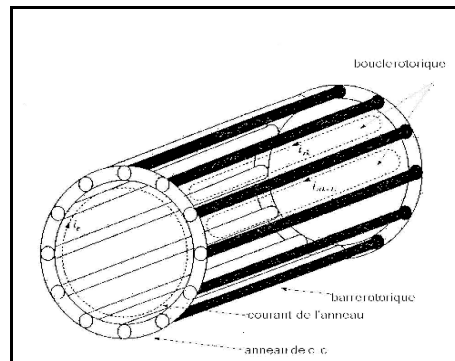


Figure.2.2 : Structure d'un rotor en cage d'écureuil

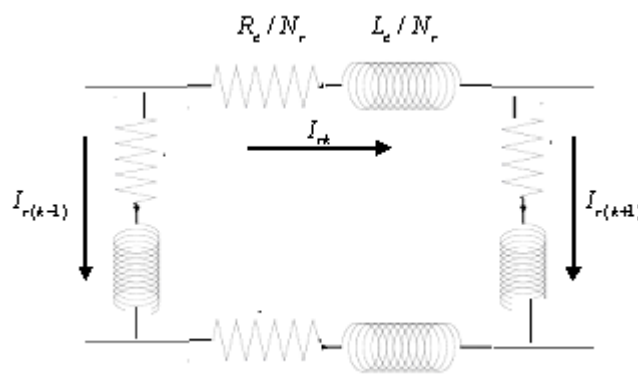


Figure.2.3 : Schéma équivalent de maille rotorique

Sachant que :

$$\begin{aligned} i_{b(k-1)} &= i_{r(k-1)} - i_{rk} \\ i_{ek} &= i_{rk} - i_e \end{aligned}$$

L'équation de tension pour une maille 'k' de la cage rotorique est donnée par :

$$\frac{R_e}{N_r} \cdot I_{rk} - R_{b(k-1)} \cdot I_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} \cdot I_{ek} + R_{bk} \cdot I_{bk} + \frac{d\phi_{rk}}{dt} = 0 \quad (\text{II.28})$$

$$R_{bk} \cdot i_{bk} + [2 \cdot \frac{R_e}{N_r} + R_{b(k-1)} + R_{bk}] \cdot i_{rk} - R_{bk} \cdot i_{r(k+1)} - \frac{R_e}{N_r} \cdot i_e + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} = 0$$

D'où :

$$\Phi_{rk} = \Phi_{rp} + \Phi_{rr} + \Phi_{sr}$$

$$\Phi_{rk} = L_{rp} \cdot I_{rk} + M_{rr} \cdot \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_r-1} I_{rj} + L_{sr} \cdot [\cos(\theta_r + k_a) ; \cos(\theta_r + k_a - \frac{2\pi}{3}) ; \cos(\theta_r + k_a - \frac{2\pi}{3})] \cdot [I_{abc}]$$

Il faut compléter le système d'équations des circuits du rotor par celle de l'anneau de court-circuit.

On a alors :

$$[R_e \cdot I_e - \frac{R_e}{N_r} \cdot \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk}] + [L_e \cdot \frac{di_e}{dt} - \frac{L_e}{N_r} \cdot \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{d}{dt} \cdot i_{rk}] = 0$$

$$\frac{R_e}{N_r} \cdot \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} + \frac{L_e}{N_r} \cdot \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{di_{rk}}{dt} - R_e \cdot I_e - L_e \cdot \frac{di_e}{dt} = 0 \quad (II.29)$$

II.2.3.3 Equation globale des tensions

L'équation globale des tensions est :

$$[V] = [R] \cdot [I] + [L] \cdot \frac{d[I]}{dt} + \frac{d[L]}{dt} \cdot [I] \quad (II.30)$$

Avec : $[V] = [V_a \ V_b \ V_c ; 0 \ 0 \dots 0 ; 0]$ le vecteur global des tensions ($N_r + 4$), il contient les trois tensions statorique et les N_r tensions des mailles rotoriques, ainsi que la tension de l'anneau de court-circuit.

La matrice globale des résistances :

$$[R] = \begin{pmatrix} [R_s] & \vdots & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [0] & \vdots & [R_r] \end{pmatrix} \quad (II.31)$$

Avec :

$[R_r]$: La matrice des résistances rotorique. (Annexe.I)

La matrice globale des inductances :

$$[L] = \begin{pmatrix} [L_s]_{3 \times 3} & \vdots & [M_{sr}] \\ \dots & \vdots & \dots \\ [M_{sr}]^T_{(N_r+1) \times 3} & \vdots & [L_r]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{pmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Avec :

$[L_r]$: Matrice des inductances rotorique. (Annexe I)

La dérivée de la matrice des inductances :

$$\frac{d[L]}{dt} = \begin{pmatrix} [0] & \vdots & \frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{d[M_{sr}]}{dt} & \vdots & [0] \end{pmatrix} \quad (\text{II.33})$$

On remarque que la matrice $[M_{sr}]$ dépend du temps, ce qui nécessite l'inversion de la matrice inductance $[L]$, de dimension N_{r+4} , à chaque pas de calcul. Pour rendre cette matrice constante, on applique la transformation de Park sur les équations de tensions statoriques. Le repère de Park doit être lié au rotor.

La matrice de Park modifiée est définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta_R & -\sin \theta_R \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_R - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_R - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_R - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_R - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.34})$$

La dérivée de la matrice de Park est :

$$\frac{d}{dt}[P(\theta)] = -\omega_r \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 0 & \sin \theta_R & \cos \theta_R \\ 0 & \sin(\theta_R - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_R - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & \sin(\theta_R - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_R - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.35})$$

La matrice globale de Park de dimension $(N_r + 4)(N_r + 4)$ est définie Par :

$$[T] = \begin{pmatrix} [P(\theta_R)]_{3 \times 3} & \vdots & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [0]^T & \vdots & [1] \end{pmatrix} \quad (\text{II.36})$$

$$[T]^{-1} = \begin{pmatrix} [P(\theta_R)]^{-1} & \vdots & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [0]^T & \vdots & [1]_{(N_r+1)(N_r+1)} \end{pmatrix} \quad (\text{II.37})$$

$[I]$: est la matrice identité de dimension $(N_r + 1)(N_r + 1)$ sachant que :

$$[V] = [T] \cdot [V_{tr}] \text{ Avec : } [V_{tr}] = [V_{as}, V_{ds}, V_{qs} \vdots 0 \ 0 \dots \dots \ 0 \vdots 0]^T$$

$$[I] = [T] \cdot [I_{tr}] \text{ Avec : } [V_{tr}] = [i_{0s}, i_{ds}, i_{qs} \vdots i_{r_0}, i_{r_1}, \dots, i_{r_k}, \dots, i_{r(N_r-1)} \vdots i_e]^T$$

L'équation devient :

$$[V_{tr}] = [R] \cdot [I] + [L] \cdot \frac{d[I]}{dt} + \frac{d[L]}{dt} \cdot [I]$$

$$[T] \cdot [V_{tr}] = [R] \cdot [T] \cdot [I_{tr}] + \frac{d[L]}{dt} \cdot [T] \cdot [I_{tr}] + [L] \cdot \left[\frac{d}{dt} ([T] \cdot [I_{tr}]) \right]$$

$$[T] \cdot [V_{tr}] = \left[[R] \cdot [T] + \frac{d[L]}{dt} \cdot [T] + [L] \cdot \frac{d[I]}{dt} \right] \cdot [I_{tr}] + [L] \cdot [T] \cdot \frac{d[I_{tr}]}{dt}$$

$$[V_{tr}] = \left[\underbrace{[T]^{-1} \cdot [R] \cdot [T]}_A + \underbrace{[T]^{-1} \cdot [L] \cdot \frac{d}{dt} [T]}_B + \underbrace{[T]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [L] \cdot [T]}_C \right] \cdot [I_{tr}] + \underbrace{[T]^{-1} \cdot [L] \cdot [T]}_D \cdot \frac{d[I_{tr}]}{dt}$$

$$[V_{tr}] = (A + B + C) \cdot [I_{tr}] + D \cdot \frac{d[I_{tr}]}{dt}$$

Les termes A, B, C et D sont données par :

$$A = [T]^{-1} \cdot [R] \cdot [T] = \begin{pmatrix} [P(\theta)]^{-1} \cdot [R_s] \cdot [P(\theta)] & \vdots & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [0] & \vdots & [R_r] \end{pmatrix} \quad (\text{II.38})$$

$$B = [T]^{-1} \cdot [L] \cdot \frac{d}{dt} [T] = \begin{pmatrix} [P(\theta)]^{-1} \cdot [L_s] \cdot \frac{d}{dt} [P(\theta)] & \vdots & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [M_{sr}] \cdot \frac{d[P(\theta)]}{dt} & \vdots & [0] \end{pmatrix} \quad (\text{II.39})$$

$$C = [T]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [L] \cdot [T] = \begin{pmatrix} [0] & \vdots & [P(\theta)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [M_{sr}] \\ \dots & \dots & \dots \\ [P(\theta)] \cdot \frac{d}{dt} [M_{sr}] & \vdots & [0] \end{pmatrix} \quad (\text{II.40})$$

$$D = [T]^{-1} \cdot [L] \cdot [T] = \begin{pmatrix} [P(\theta)]^{-1} \cdot [L_s] \cdot [P(\theta)] & \vdots & [P(\theta)]^{-1} \cdot [M_{sr}] \\ \dots & \dots & \dots \\ [M_{sr}]^T \cdot [P(\theta)] & \vdots & [L_r] \end{pmatrix} \quad (\text{II.41})$$

La mise en équation du modèle de la machine conduit à un système complet de dimension $(N_r + 4)$:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{os} \\ \dots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = [R_{tr}] \cdot \begin{bmatrix} I_{os} \\ I_{ds} \\ I_{qs} \\ \dots \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix} + [L_{tr}] \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} I_{os} \\ I_{ds} \\ I_{qs} \\ \dots \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \\ \dots \\ i_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

$[L_{tr}]$ et $[R_{tr}]$ sont les matrices globales des résistances et des inductances obtenues après la transformation de Pack.

Le système complet (Annexe.B)

A ces équations, on ajoute les équation électromagnétique afin d'avoir la vitesse électrique et la position électrique θ_r du rotor

$$\begin{cases} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (C_e - C_r - K_0 \cdot \omega_r) \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

II.2.4. Expression du couple électromécanique

La puissance absorbée de la machine asynchrone s'écrit :

$$P_e = V_a \cdot I_a + V_b \cdot I_b + V_c \cdot I_c = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{os} \cdot I_{os} \quad (\text{II.44})$$

Posons :

$$[X_{dpo}] = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}, \quad [X_{abc}] = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

Avec : $X = (I, V, \Phi)$ et : Φ est le flux d'induction totalisée dans l'enroulement, soit [P] la matrice de transformation directe, de telle sorte que :

$$[X_{dqo}] = [P] \cdot [X_{abc}]$$

Dans ces conditions, la puissance instantanée a pour expression :

$$P_e = [V_{abc}]^T \cdot [I_{abc}] = [V_{dqo}]^T \cdot [I_{abc}] \quad (\text{II.46})$$

$$\text{On à :} \quad [V_{dq0}] = [R_s] \cdot [I_{dq0}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dq0}] + [P] \cdot \frac{d[P]^{-1}}{dt} [\phi_{dq0}] \quad (\text{II.47})$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_{er} \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_{er} \cdot \Phi_{ds} \\ V_{os} = R_s \cdot I_{os} + \frac{d\Phi_{os}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

$$P_e = \left[R_s \cdot I_{ds}^2 + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \cdot I_{ds} - \omega_{er} \cdot \Phi_{qs} \cdot I_{ds} \right] + \left[R_s \cdot I_{qs}^2 + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \cdot I_{qs} + \omega_{er} \cdot \Phi_{ds} \cdot I_{qs} \right] + \left[R_s \cdot I_{os}^2 + \frac{d\Phi_{os}}{dt} \cdot I_{os} \right]$$

$$P_e = \left[R_s \cdot I_{ds}^2 + R_s \cdot I_{qs}^2 \right] + I_{ds} \cdot \left[\frac{d\Phi_{ds}}{dt} \right] + I_{qs} \cdot \left[\frac{d\Phi_{qs}}{dt} \right] + \omega_{er} \cdot \left[\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds} \right] \quad (\text{II.49})$$

- La puissance dissipée en pertes joules et :

$$P_j = R_s \cdot \left[I_{ds}^2 + I_{qs}^2 \right] \quad (\text{II.50})$$

- La puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique est :

$$P_r = I_{ds} \cdot \left[\frac{d\Phi_{ds}}{dt} \right] + I_{qs} \cdot \left[\frac{d\Phi_{qs}}{dt} \right] \quad (\text{II.51})$$

- La puissance mécanique P_m est :

$$P_m = \omega_{er} \cdot [\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}] \quad (\text{II.52})$$

Or la puissance mécanique est égale à $C_r \cdot \Omega$ ou à $\frac{C_r \cdot \omega}{P}$, on en tire l'expression scalaire du

couple :

$$C_e = P \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \quad (\text{II.53})$$

$$C_e = P \cdot \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \left[I_{ds} \cdot \sum_{K=0}^{N_r-1} I_{rk} \cdot \sin(K \cdot a) - I_{qs} \cdot \sum_{K=0}^{N_r-1} I_{rk} \cdot \cos(K \cdot a) \right] \quad (\text{II.54})$$

II.3. Modèle de taille réduite [14]

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 (N_r) qui permet de passer des N_r grandeurs équilibrées vers deux grandeurs dq . La simulation de ce modèle est très rapide.

II.3.1. La transformation de Nr grandeurs équilibrées vers deux grandeurs dq

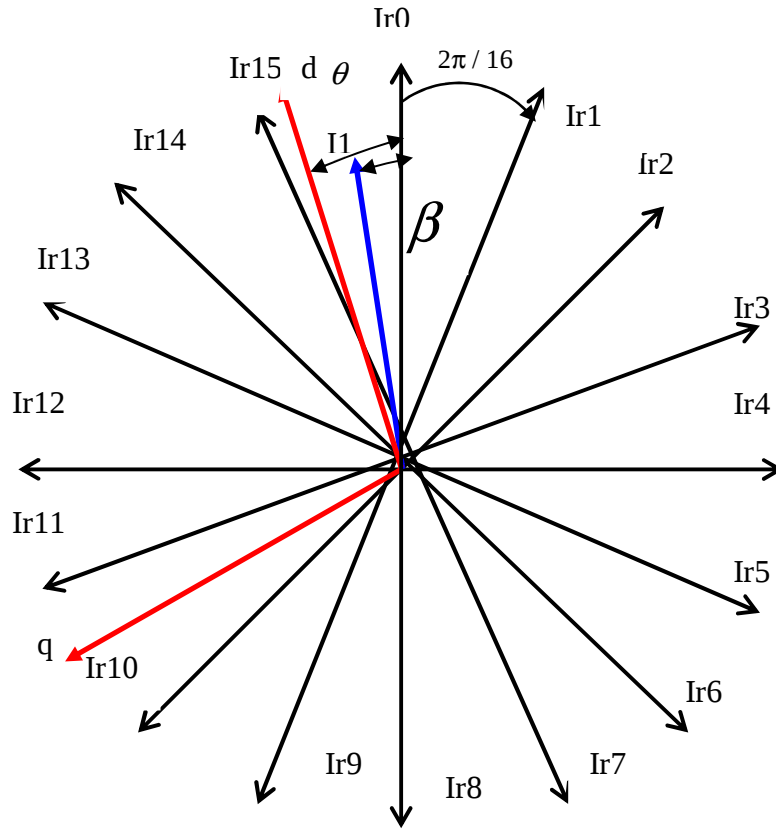


Figure.2.4 projection du modèle multi enroulement sur le modèle dq

La projection de $I1$ sur les axes Ir_k donne:-

$$\left\{ \begin{array}{l} Ir_0 = I1 \cos \beta \\ Ir_1 = I1 \cos(\beta + \frac{2\pi}{16}) \\ Ir_2 = I1 \cos(\beta + \frac{4\pi}{16}) \\ \vdots \\ Ir_{15} = I1 \cos(\beta + \frac{30\pi}{16}) \end{array} \right. \quad (II.55)$$

Et la projection de $I1$ sur les axes d et q donne :

$$\begin{cases} Id = I_1 \cos(\theta - \beta) \\ Iq = -I_1 \sin(\theta - \beta) \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

On à :

$$\cos(\theta - \beta) = \frac{2}{16} \left[\cos \theta \cos \beta + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{16}\right) \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{16}\right) + \dots + \cos\left(\theta + \frac{30\pi}{16}\right) \cos\left(\beta + \frac{30\pi}{16}\right) \right] \quad \dots (\text{II.57})$$

$$\sin(\theta - \beta) = \frac{2}{16} \left[\sin \theta \cos \beta + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{16}\right) \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{16}\right) + \dots + \sin\left(\theta + \frac{30\pi}{16}\right) \cos\left(\beta + \frac{30\pi}{16}\right) \right] \quad \dots (\text{II.58})$$

A partir de l'équation (II.55) on trouve :

$$I_1 = \frac{I_{r0}}{\cos \beta} ; I_1 = \frac{I_{r1}}{\cos\left(\beta + \frac{2\pi}{16}\right)} ; I_1 = \frac{I_{r2}}{\cos\left(\beta + \frac{4\pi}{16}\right)} ; \dots ; I_1 = \frac{I_{r15}}{\cos\left(\beta + \frac{30\pi}{16}\right)} \quad (\text{II.59})$$

On remplace les équations (II.57) et (II.58) dans l'équation (II.56) on trouve :

$$Id = \frac{2}{16} \left[I_{r0} \cos \theta + I_{r1} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{16}\right) + I_{r2} \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{16}\right) + \dots + I_{r15} \cos\left(\theta + \frac{30\pi}{16}\right) \right] \quad (\text{II.60})$$

$$Iq = -\frac{2}{16} \left[I_{r0} \sin \theta + I_{r1} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{16}\right) + I_{r2} \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{16}\right) + \dots + I_{r15} \sin\left(\theta + \frac{30\pi}{16}\right) \right] \quad (\text{II.61})$$

Et sous forme matricielle on trouve :

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \frac{2}{16} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{16}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{16}\right) & \dots & \cos\left(\theta + \frac{30\pi}{16}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{16}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{16}\right) & \dots & -\sin\left(\theta + \frac{30\pi}{16}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r0} \\ I_{r1} \\ I_{r2} \\ \vdots \\ I_{r15} \end{bmatrix} \quad (\text{II.62})$$

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} I_{r0} \\ I_{r1} \\ I_{r2} \\ \vdots \\ I_{r15} \end{bmatrix} \quad (\text{II.63})$$

En posant $\theta = 0$, l'équation (II.62) devient :

$$[A] = \frac{2}{16} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos(\frac{2\pi}{16}) & \cos(\frac{4\pi}{16}) & \dots\dots\dots & \cos(\frac{30\pi}{16}) \\ -\sin 0 & -\sin(\frac{2\pi}{16}) & -\sin(\frac{4\pi}{16}) & \dots\dots\dots & -\sin(\frac{30\pi}{16}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.64})$$

$$[A^{-1}] = \begin{bmatrix} \cos 0 & -\sin 0 \\ \cos(\frac{2\pi}{16}) & -\sin(\frac{2\pi}{16}) \\ \cos(\frac{4\pi}{16}) & -\sin(\frac{4\pi}{16}) \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \cos(\frac{30\pi}{16}) & -\sin(\frac{30\pi}{16}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.65})$$

La nouvelle matrice d'inductance du modèle équivalent, en considérant que toutes les barres sont saines, est :

$$[R]_{eq} = {}^a A [R] {}^a A^{-1} = \begin{bmatrix} R_s & -WL_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2} WM_{sr} & 0 \\ WL_{sc} & R_s & -\frac{Nr}{2} WM_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.66})$$

Avec :

$$R_r = 2 \frac{R_e}{Nr} + 2R_b(1 - \cos \alpha) \quad \text{et} \quad L_{sc} = L_s - M_s$$

$$[L_{eq}] = {}^a A [L] {}^a A^{-1} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{Nr}{2} M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.67})$$

Avec :

$$L_{rc} = L_{rp} - M_{rr} + 2 \frac{L_e}{Nr} + 2L_b(1 - \cos \theta) \text{ et } L_{sc} = L_s - M_s$$

Donc le système de taille réduit en considérant que toutes les barres sont saines est :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ Idr \\ Iqr \\ Ie \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} Vds \\ Vqs \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Rs & -WL_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2}WM_{sr} & 0 \\ WL_{sc} & Rs & -\frac{Nr}{2}WM_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Rr & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Re \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ Idr \\ Iqr \\ Ie \end{bmatrix} \quad (II.68)$$

II.3.2. Equations mécaniques

L'équation du couple et celle du mouvement s'écrivent :

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot M_{sr} \cdot \left\{ I_{ds} \cdot \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \cdot \sin ka - I_{qs} \cdot \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \cdot \cos ka \right\} \\ J \cdot \frac{dW}{dt} = C_e - C_r - K_0 W \end{cases}$$

Et on a :

$$A = \frac{2}{N_r} \cdot \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos(\frac{2\pi}{N_r}) & \dots & \cos\left[\frac{(N_r-1)2\pi}{N_r}\right] \\ -\sin 0 & -\sin(\frac{2\pi}{N_r}) & \dots & -\sin\left[\frac{(N_r-1)2\pi}{N_r}\right] \end{bmatrix}$$

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot M_s \cdot \left[I_{ds} \left(I_{r0} \cdot \sin 0 + I_{r1} \cdot \sin \frac{2\pi}{16} + \dots + I_{r15} \cdot \sin \frac{30\pi}{16} \right) - I_{qs} \left(I_{r0} \cdot \cos 0 + I_{r1} \cdot \cos \frac{2\pi}{16} + \dots + \frac{30\pi}{16} \right) \right]$$

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot M_{sr} \cdot \left[I_{ds} \cdot \left(-\frac{N_r}{2} \cdot I_{qr} \right) - I_{qs} \cdot \left(\frac{N_r}{2} \cdot I_{dr} \right) \right]$$

$$C_e = -\frac{3}{4} \cdot P \cdot M_{sr} \cdot N_r \cdot [I_{ds} \cdot I_{qr} + I_{qs} \cdot I_{dr}] \quad (\text{II.69})$$

II.3.3. Modèle de la machine asynchrone en présence de défaillances

II.3.3.1. Rupture de barre de la cage d'écureuil

Le type de défaut que nous étudions est la rupture d'une ou plusieurs barres de la cage d'écureuil de la machine asynchrone. La simulation de ce type de défaillance peut être faite en augmentant artificiellement la valeur de la résistance de la barre incriminée d'un facteur suffisant pour que le courant qui la traverse soit le plus proche possible de zéro en régime permanent.

La matrice de résistance doit être modifiée :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ Idr \\ Iqr \\ Ie \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} Vds \\ Vqs \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Rs & -WL_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2}WM_{sr} & 0 \\ WL_{sc} & Rs & -\frac{Nr}{2}WM_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S1 & S2 & 0 \\ 0 & 0 & S3 & S4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Re \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ Idr \\ Iqr \\ Ie \end{bmatrix} \quad (\text{II.70})$$

Dans le cas où on veut simuler la rupture d'une barre ou de deux barres les seules valeurs qui vont changer sont: S1, S2, S3 et S4 (Voir l'annexe A).

Pour illustrer la cassure totale de barre dans le modèle de la machine, nous augmentons la valeur de la barre cassée de 11 fois.

II.3.3.2. Rupture d'une portion d'anneaux

Les défauts qui peuvent apparaître au niveau des segments d'anneau de court-circuit ont souvent les mêmes origines que celles présentées pour la cassure d'une barre de la cage

rotorique. La méthodologie adoptée pour la prise en compte de ce type de défaut dans le modèle est elle aussi identique à l'approche utilisée pour la simulation d'une barre rotorique défaillante. La simulation d'une rupture d'un segment d'anneau de court-circuit s'effectue en augmentant la valeur de sa résistance de telle sorte que le courant le traversant soit le plus proche possible de zéro en régime permanent.

Dans le cas d'une rupture d'anneau (entre les deux barres 1 et 16) le modèle de la machine devient :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ Idr \\ Iqr \\ Ie \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Vds \\ Vqs \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Rs & -WL_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2}WM_{sr} & 0 \\ WL_{sc} & Rs & -\frac{Nr}{2}WM_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S1 & S2 & -21 \cdot \frac{L_e}{N_r^2} \cdot \cos j\alpha \\ 0 & 0 & S3 & S4 & 21 \cdot \frac{L_e}{N_r^2} \cdot \sin j\alpha \\ 0 & 0 & -10 \cdot \frac{R_e}{N_r} \cdot \cos j\alpha & 10 \cdot \frac{R_e}{N_r} \cdot \sin j\alpha & Re \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ Idr \\ Iqr \\ Ie \end{bmatrix} \quad (II.71)$$

On calcule les différentes valeurs (S1, S2, S3, S4) (Voir l'annexe A) :

II.4. Modélisation de l'alimentation du MAS [6]

L'alimentation du MAS est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et /ou d'un condensateur. Alimenté par un

réseau triphasé, le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à

amplitude et fréquence, imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenables afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la MAS. La figure (II.4) illustre le schéma synoptique d'un MAS et son alimentation :

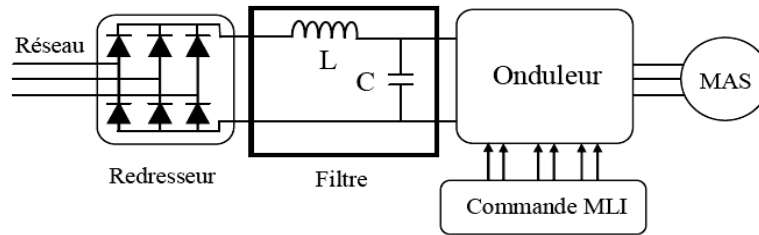


Figure.2.4 : schéma global d'une machine asynchrone à cage et de son alimentation

II.4.1. Modélisation du fonctionnement de onduleur de tension triphasé MLI

II.4.1.1 les paramètres caractérisant la commande MLI

1- l'indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f_r} = \frac{\text{fréquence de la porteuse}}{\text{fréquence de la référence}}$

2- Le coefficient de réglage en tension : $r = \frac{U_{r\max}}{U_{p\max}}$

II.4.1.2 Le stratégie de commande d'un onduleur triphasé

La commande est réalisée en compare un triangulaire V_p de fréquence $f_p = m \cdot f_r$ à trois signaux sinusoïdaux V_{r1}, V_{r2} et V_{r3} de fréquence f .

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} \text{si} \\ U_r \geq U_p \Rightarrow s(t) = 1 \\ \text{si non} \\ U_r \leq U_p \Rightarrow s(t) = 0 \end{cases} \quad (s(t) : \text{Est le signal MLI résultant})$$

II.4.1.3. Objectif de la commande

- Faire varier la fondamentale de la tension de sortie.
- Le rejet vers les fréquences élevées de harmonique de la tension de sortie.

II.4.1.4. Modèle de commande l'onduleur de tension triphasé

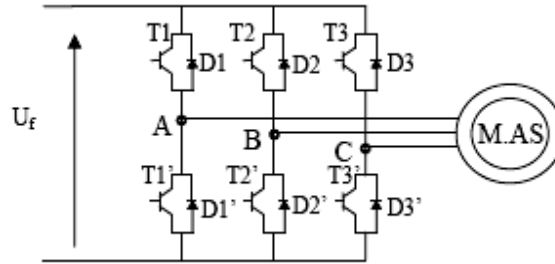


Figure.2.5 : Schéma de l'onduleur de tension

Les thyristors T_1 et T_1' et T_2, T_2', T_3 et T_3' doivent être complémentaires deux quel que soit la loi de commande à adopter, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons pour la commande MLI, quelque soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu (fictif) 'O' de la source de tension.

$$V_A - V_O = \frac{E}{2} \Rightarrow K_1 \text{ fermé}, -\frac{E}{2} \Rightarrow K_1 \text{ ouvert}$$

$$V_B - V_O = \frac{E}{2} \Rightarrow K_2 \text{ fermé}, -\frac{E}{2} \Rightarrow K_2 \text{ ouvert}$$

$$V_C - V_O = \frac{E}{2} \Rightarrow K_3 \text{ fermé}, -\frac{E}{2} \Rightarrow K_3 \text{ ouvert}$$

Les thyristors imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur ainsi pour la première de ces tensions :

$$V_A - V_B = (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = E \text{ si } K_1 : \text{fermé et } k_3 : \text{ouvert}$$

$$V_A - V_B = (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = 0 \text{ si } K_1 \text{ et } k_2 : \text{fermés}$$

$$V_A - V_B = (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = -E \text{ si } K_1 : \text{ouvert et } k_2 : \text{fermé}$$

$$V_A - V_B = (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = 0 \text{ si } K_1 \text{ et } k_2 : \text{ouverts}$$

Son point neutre étant isolé, si le récepteur est équilibré on peut passer des tensions composées aux tensions simples V_A, V_B, V_C à la sortie de l'onduleur.

A cause de l'équilibre du récepteur : $I_A + I_B + I_C = 0$

$$V_A + V_B + V_C = 0$$

On peut donc écrire :

$$\frac{1}{3} \cdot (V_A - V_B) - \frac{1}{3} \cdot (V_C - V_A) = \frac{2}{3} \cdot V_A - \frac{1}{3} \cdot V_B - \frac{1}{3} \cdot V_C = V_A - \frac{1}{3} \cdot (V_A + V_B + V_C) = V_A$$

$$\begin{cases} V_A = \frac{1}{3} \cdot (V_A - V_B) - \frac{1}{3} \cdot (V_C - V_A) \\ V_B = \frac{1}{3} \cdot (V_B - V_C) - \frac{1}{3} \cdot (V_A - V_B) \\ V_C = \frac{1}{3} \cdot (V_C - V_A) - \frac{1}{3} \cdot (V_B - V_C) \end{cases}$$

On obtient finalement :

$$V_A = \frac{1}{3} \cdot [2 \cdot (V_A - V_O) - (V_B - V_O) - (V_C - V_O)]$$

$$V_B = \frac{1}{3} \cdot [-(V_A - V_O) + 2 \cdot (V_B - V_O) - (V_C - V_O)]$$

$$V_C = \frac{1}{3} \cdot [-(V_A - V_O) - (V_B - V_O) + 2 \cdot (V_C - V_O)]$$

Si : V_{AO}, V_{BO}, V_{CO} sont les tension d'entrée de l'onduleur (valeur continues) alors V_A, V_B et V_C sont les tensions de sortie de cet onduleur (valeur alternatif).

Par conséquent l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu alternatif (DC_AC).

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{DC}]$$

Avec : $[V_{AC}] = [V_A \ V_B \ V_C]^T$: Tension alternative équilibrée.

$[V_{DC}] = [V_{AO} \ V_{BO} \ V_{CO}]^T$: Tension continue.

$$S_i = \begin{cases} 1 \\ \text{ou (exclusif)} \ i = 1, 2, 3 \\ 0 \end{cases} \quad (\text{Commutations supposées idéales})$$

$$\text{La matrice de transfert : } [T] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.72})$$

II.4.2. Modélisation Redresseur triphasé à diode

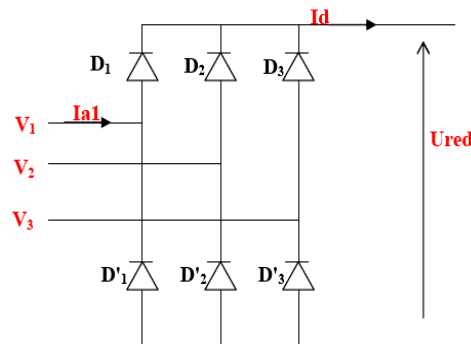


Figure.2.6 : schéma équivalent d'un redresseur à diode

Deux diode d'un même bras ne peuvent conduire simultanément, lorsque D1 conduit l'une des deux diodes D_2 et D_3 conduit également, il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore : le même raisonnement conduit aux conditions suivantes D_i conduites $V_i = \text{Max}(V_j) \quad i = 1, 2, 3, j = 1, 2, 3$

D_i' Conduit si $V_i' = \text{Min}(V_j), i = 1, 2, 3, j = 1, 2, 3$ pendant chaque séquence de conduction, la tension U_{red} à la sortie du redresseur est : $U_{red} = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j) \quad j = 1, 2, 3, 4, \dots$

- Pour : $0 < \theta < \frac{\pi}{6}$ on a : $V_3 > V_1 > V_2$,

$$V_3 \text{ Plus positive} \Rightarrow VD_3 > 0 \Rightarrow D_3 \text{ passant} \Rightarrow U_{red}^+ = V_3$$

$$V_2 \text{ Plus négative} \Rightarrow VD_2' > 0 \Rightarrow D_2' \text{ passant} \Rightarrow U_{red}^- = V_2$$

$$\text{Donc : } U_{red} = \text{Max}(V_i) - \text{Min}(V_i)$$

$$U_{red} = U_{red}^+ - U_{red}^- = V_3 - V_2 = U_{32}$$

- Pour $\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{2}$ on a $V_1 > V_3 > V_2$:

$$V_1 \text{ Plus positive} \Rightarrow D_1 \text{ conduit} \Rightarrow U_{red}^+ = V_1$$

$$V_2 \text{ Plus négative} \Rightarrow D_2 \text{ conduit} \Rightarrow U_{red}^- = V_2$$

$$\text{Donc : } U_{red} = \text{Max}(V_i) - \text{Min}(V_i)$$

$$U_{red} = U_{red}^{+} - U_{red}^{-} = V_1 - V_2 = U_{12}$$

$$\text{- Pour } \frac{\pi}{2} < \theta < \frac{5\pi}{6} \quad V_1 > V_2 > V_3$$

$$U_{red}^{+} = V_1$$

$$U_{red}^{-} = V_3$$

$$\text{Donc : } U_{red} = U_{red}^{+} - U_{red}^{-} = V_1 - V_3$$

$$U_{red} = \text{Max}(V_i) - \text{Min}(V_i) = U_{13}$$

$$\text{- Pour } \frac{5\pi}{2} < \theta < \frac{7\pi}{6} \quad V_1 > V_2 > V_3$$

$$U_{red}^{+} = V_2$$

$$U_{red}^{-} = V_3$$

$$\text{Donc : } U_{red} = U_{red}^{+} - U_{red}^{-} = V_2 - V_3 = U_{23}$$

$$U_{red} = \text{Max}(V_i) - \text{Min}(V_i) = U_{23}$$

$$\text{- Pour } \frac{7\pi}{2} < \theta < \frac{9\pi}{6} \quad V_2 > V_3 > V_1$$

$$U_{red}^{+} = V_2$$

$$U_{red}^{-} = V_1$$

$$\text{Donc : } U_{red} = \text{Max}(V_i) - \text{Min}(V_i) = U_{21}$$

$$U_{red} = U_{red}^{+} - U_{red}^{-} = V_2 - V_1 = U_{21}$$

$$\text{- Pour } \frac{9\pi}{2} < \theta < \frac{11\pi}{6} \quad V_3 > V_2 > V_1$$

$$U_{red}^{+} = V_3$$

$$U_{red}^- = V_1$$

$$\text{Donc : } U_{red} = \text{Max}(V_i) - \text{Min}(V_i) = U_{21}$$

$$U_{red} = U_{red}^+ - U_{red}^- = V_3 - V_1 = U_{31}$$

$$\text{--Pour } \frac{11\pi}{6} < \theta < \frac{13\pi}{6} \quad V_3 > V_1 > V_2$$

$$U_{red}^+ = V_3$$

$$U_{red}^- = V_2$$

$$\text{Donc : } U_{red} = \text{Max}(V_i) - \text{Min}(V_i) = U_{32}$$

$$U_{red} = U_{red}^+ - U_{red}^- = V_3 - V_2 = U_{32}$$

Tension redressée :

$$U_{red} = \begin{cases} U_{12} \text{ pour } \left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2} \right] \\ U_{13} \text{ pour } \left[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6} \right] \\ U_{23} \text{ pour } \left[\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6} \right] \\ U_{21} \text{ pour } \left[\frac{7\pi}{6}, \frac{9\pi}{6} \right] \\ U_{31} \text{ pour } \left[\frac{9\pi}{6}, \frac{11\pi}{6} \right] \\ U_{32} \text{ pour } \left[\frac{11\pi}{6}, \frac{13\pi}{6} \right] \end{cases} \quad (\text{II.73})$$

II.4.2.1 La valeur moyenne de la tension redressée

$$\overline{U_{red}} = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} U_{12}(\theta) d\theta = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} (V_1 - V_2) d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (\text{II.74})$$

II.4.3. Modélisation d'un filtre L_C

On prend le cas d'un circuit RLC série :

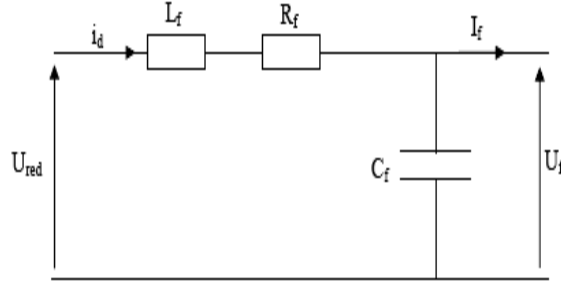


Figure.2.7 : filtre LC

Selon la loi des mailles :

$$U_{red} = R \cdot i_d(t) + L_f \cdot \frac{di_d(t)}{dt} + U_f$$

$$U_f(t) = \frac{1}{C_f} \cdot \int i_f(t) \cdot dt \Rightarrow i_f(t) = C_f \cdot \frac{dU_f}{dt}$$

On remplace $i_f(t)$ dans l'équation de maille on aura après arrangement :

$$L_f \cdot C_f \cdot \frac{d^2 U_f(t)}{dt^2} + R_f \cdot C_f \cdot \frac{dU_f(t)}{dt} + U_f(t) = U_{red}$$

$$\frac{d^2 U_f(t)}{dt^2} + \frac{R_f}{L_f} \cdot \frac{dU_f(t)}{dt} + \frac{1}{L_f \cdot C_f} \cdot U_f(t) = \frac{1}{L_f \cdot C_f} \cdot U_{red}$$

$\Downarrow T.L$

$$F(P) = \frac{U_f(P)}{U_{red}(P)} = \frac{1}{L_f \cdot C_f \cdot P^2 + R_f \cdot C_f \cdot P + 1} \quad (II.75)$$

$$\text{Paramètre de filtre : } \begin{cases} R_f = 0.5 \, \Omega \\ L_f = 0.02 \, H \\ C_f = 600 \, \mu F \end{cases}$$

II.5. Modèle triphasé-triphasé [14]

Dans ce partie nous allons présenter une autre méthode de modélisation de la machine asynchrone, cette méthode prend en considération les défauts statoriques de la machine.

- Une machine asynchrone triphasée comporte trois bobines statoriques (as, bs, cs) décalées entre elles par un angle de $2\pi/3$ et alimentées par un système de courants triphasés équilibrés.

- Les trois autres bobines identiques de répartition similaire à celles du stator sont logées dans l'armature rotorique et subissent l'action du champ tournant. (FIG.2.8)

Ces dernières sont montées en étoile et sont accessibles par la plaque à bornes et mises en court-circuit pendant le régime permanent.

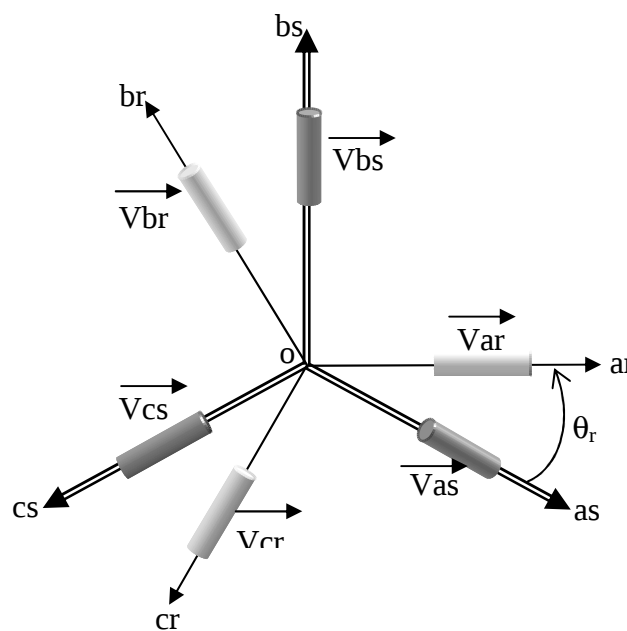


Figure.2.8 Représentation schématique d'une MAS

Les **hypothèses** couramment posées sont :

- Pas de saturation du circuit magnétique,
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

De plus on considérera que la force magnétomotrice, créée par les enroulements statoriques et rotoriques, est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.

Avec ces hypothèses, les équations en tensions des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques s'écrivent alors :

$$\text{Pour le stator:} \begin{cases} V_{as} = R_{sa} \cdot I_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_{sb} \cdot I_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_{sc} \cdot I_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \dots (II.76) \end{cases} \quad \text{et le rotor:} \begin{cases} V_{ar} = R_{ra} \cdot I_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} = 0 \\ V_{br} = R_{rb} \cdot I_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} = 0 \\ V_{cr} = R_{rc} \cdot I_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} = 0 \dots (II.77) \end{cases}$$

Sachant que $\phi = L \cdot I$, les deux systèmes d'équations peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$[V] = [R] \cdot [I] + \frac{d[L \cdot I]}{dt} \quad (II.78)$$

$$\text{Ce qui nous ramène à :} \quad [V] = [R] \cdot [I] + \frac{d[L]}{dt} \cdot [I] + [L] \cdot \frac{d[I]}{dt} \quad (II.79)$$

$$\text{En décomposant :} \quad \frac{d[L]}{dt} = \frac{d[L]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = [G] \cdot \omega_r \quad (II.80)$$

$$\text{Alors:} \quad [V] = ([R] + P \cdot [L] \cdot \omega_r) \cdot [I] + [L] \cdot \frac{d[I]}{dt} \quad (II.81)$$

P : désigne l'opérateur différentiel

$$\text{Avec:} \quad [V]^t = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs} \ 0 \ 0 \ 0] \quad (II.82)$$

$$[I]^t = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs} \ I_{ar} \ I_{br} \ I_{cr}] \quad (II.83)$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix} \quad (II.84)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s + L_{fs} & -L_s/2 & -L_s/2 & L_m \cdot \cos(p\theta) & L_m \cdot \cos(p\theta + 2\pi/3) & L_m \cdot \cos(p\theta + 4\pi/3) \\ -L_s/2 & L_s + L_{fs} & -L_s/2 & L_m \cdot \cos(p\theta + 4\pi/3) & L_m \cdot \cos(p\theta) & L_m \cdot \cos(p\theta + 2\pi/3) \\ -L_s/2 & -L_s/2 & L_s + L_{fs} & L_m \cdot \cos(p\theta + 2\pi/3) & L_m \cdot \cos(p\theta + 4\pi/3) & L_m \cdot \cos(p\theta) \\ L_m \cdot \cos(p\theta) & L_m \cdot \cos(p\theta + 4\pi/3) & L_m \cdot \cos(p\theta + 2\pi/3) & L_r + L_{fr} & -L_r/2 & -L_r/2 \\ L_m \cdot \cos(p\theta + 2\pi/3) & L_m \cdot \cos(p\theta) & L_m \cdot \cos(p\theta + 4\pi/3) & -L_r/2 & L_r + L_{fr} & -L_r/2 \\ L_m \cdot \cos(p\theta + 4\pi/3) & L_m \cdot \cos(p\theta + 2\pi/3) & L_m \cdot \cos(p\theta) & -L_r/2 & -L_r/2 & L_r + L_{fr} \end{bmatrix}$$

... (II.85)

Remarque

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 (le modèle est très difficile pour l'exécution d'une simulation), c'est pour cela on a appliqué une nouvelle transformation.

II.5.1. 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. Donc, La relation entre le courant statorique et le courant rotorique est donné par une transformation mathématique qui donné par la matrice suivante.

$$[T] = \begin{bmatrix} \cos\theta + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos\theta + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos\theta + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (II.86)$$

Après transformation on à :

$$[M^s_{sr}] = [T]^{-1} \cdot [M_{sr}] \quad \text{et} \quad [M^s_{rs}] = [T] \cdot [M_{rs}] \quad (II.87)$$

Donc le modèle:

1- Equation de flux :

$$\frac{d\phi_{ra}}{dt} = d \left(i_{sa} - \frac{1}{2}i_{sb} - \frac{1}{2}i_{sc} \right) - \frac{R_r \cdot A}{C} \phi_{ra} - \left(\frac{R_r \cdot B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \phi_{rb} - \left(\frac{R_r \cdot B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} w_r \right) \phi_{rc} \quad (II.88)$$

$$\frac{d\phi_{rb}}{dt} = d \left(-\frac{1}{2}i_{sa} + i_{sb} - \frac{1}{2}i_{sc} \right) - \left(\frac{R_r \cdot B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3}w_r \right) \phi_{ra} - \frac{R_r \cdot A}{C} \phi_{rb} - \left(\frac{R_r \cdot B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3}w_r \right) \phi_{rc} \quad (\text{II.81})$$

$$\frac{d\phi_{rc}}{dt} = d \left(-\frac{1}{2}i_{sa} - i_{sb} + \frac{1}{2}i_{sc} \right) - \left(\frac{R_r \cdot B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3}w_r \right) \phi_{ra} - \left(\frac{R_r \cdot B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3}w_r \right) \phi_{rb} - \frac{R_r \cdot A}{C} \phi_{rc} \quad (\text{II.82})$$

2- Equation de courant :

$$\begin{aligned} \frac{di_{sa}}{dt} = & d_1 u_{sa} + d_2 u_{sb} + d_2 u_{sc} - \left(\frac{3}{2}(d_1 + d_2)T + R_s d_1 \right) i_{sa} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T + R_s d_2 \right) i_{sb} \\ & - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T + R_s d_2 \right) i_{sc} + K \left(G \phi_{ra} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}w_r - \frac{G}{2} \right) \phi_{rb} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2}w_r + \frac{G}{2} \right) \phi_{rc} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.83})$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{sb}}{dt} = & d_2 u_{sa} + d_1 u_{sb} + d_2 u_{sc} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T + R_s d_2 \right) i_{sa} - \left(\frac{3}{2}(d_1 + d_2)T + R_s d_1 \right) i_{sb} \\ & - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T + R_s d_2 \right) i_{sc} + K \left(- \left(\frac{\sqrt{3}}{2}w_r + \frac{G}{2} \right) \phi_{ra} + G \phi_{rb} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}w_r - \frac{G}{2} \right) \phi_{rc} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.84})$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{sc}}{dt} = & d_2 u_{sa} + d_2 u_{sb} + d_1 u_{sc} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T + R_s d_2 \right) i_{sa} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2} \right) T + R_s d_2 \right) i_{sb} \\ & - \left(\frac{3}{2}(d_1 + d_2)T + R_s d_1 \right) i_{sc} + K \left(\left(\frac{\sqrt{3}}{2}w_r - \frac{G}{2} \right) \phi_{ra} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2}w_r + \frac{G}{2} \right) \phi_{rb} + G \phi_{rc} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.85})$$

Les constantes :

$$A = (I_{rf} + M_r)^2 - \frac{M_r^2}{4} ; B = \frac{M_r I_{rf}}{2} + \frac{3M_r^2}{2} ; C = I_{rf}^3 + 3I_{rf}^2 M_r + \frac{9}{4} M_r^2 I_{rf}$$

$$d = \frac{M_{sr} R_r (A - B)}{C} ; T = \frac{M_{sr}^2 R_r (A - B)^2}{C^2} ; Z = M_{sr} - \frac{3M_{sr}^2 (A - B)}{2C} ; \lambda = Z + I_{rf}$$

$$H = \lambda^2 - \frac{Z \cdot \lambda}{2} - \frac{Z^2}{4} ; |\Gamma| = \left(\lambda^3 - \frac{3Z^2 \lambda}{4} - \frac{Z^3}{4} \right) ; d_1 = (Z + I_{sf})^2 - \frac{Z^2}{4}$$

$$d_2 = \frac{Z(Z + I_{sf})}{2} + \frac{Z^2}{4} ; K = \frac{M_{sr} H (A - B)}{C \cdot |\Gamma|} ; G = \frac{R_r (A - B)}{C}$$

II.6. simulation du modèle de la machine asynchrone

Après avoir défini le modèle de la machine asynchrone, nous avons implémenté le système au sein du logiciel MATLAB 6.5. La résolution des équations différentielles obtenues est réalisée par la méthode de Runge Kutta d'ordre 4.

Dans ce chapitre, on va présenter les courbes du courant statorique, du courant dans les barres rotoriques, le couple et la vitesse pendant les différentes conditions de fonctionnement, à l'état sain et avec défaut.

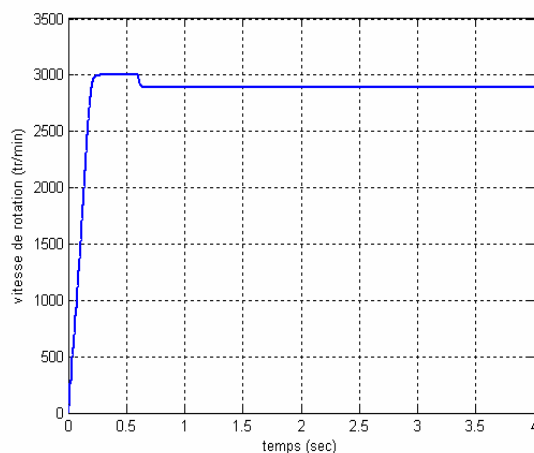
II.6.1. Résultat de simulation

Les paramètres de la machine utilisée en simulation sont donnés en annexe

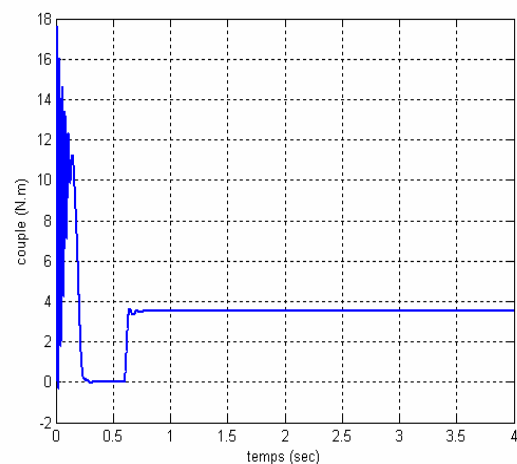
II.6.1.1. cas d'une machine sain

La figure (2.9) montrent, respectivement, l'évolution du couple électromagnétique et la vitesse de rotation ainsi que le courant statorique et la courant dans la barre 1.

à la fin du régime transitoire et durant le régime permanent, ($\alpha=0.6$) nous procédons à un échelon de couple résistant nominal de 3.5N.m. Le couple électromagnétique vient équilibrer le couple résistant, la vitesse diminue à la vitesse nominale et le courant augmente à la valeur nominale.

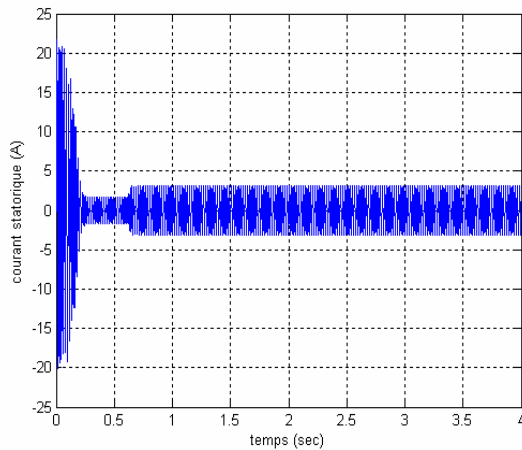


A_ la vitesse de rotation

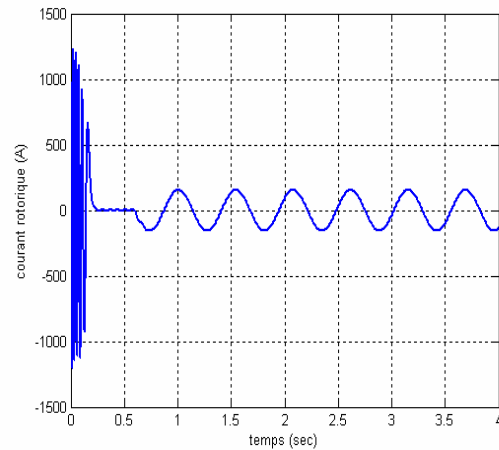


B_ le couple électromécanique

Figure 2.9 : Evolution des grandeurs électromécaniques pour en charge à l'état sain



B_ Le courant d'une phase statorique



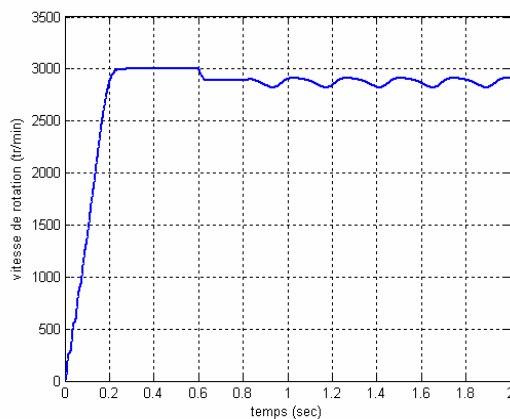
C_ le courant rotorique dans la barre1

Figure.2.10 : l'évolution des grandeurs électriques pour un moteur à l'état sain

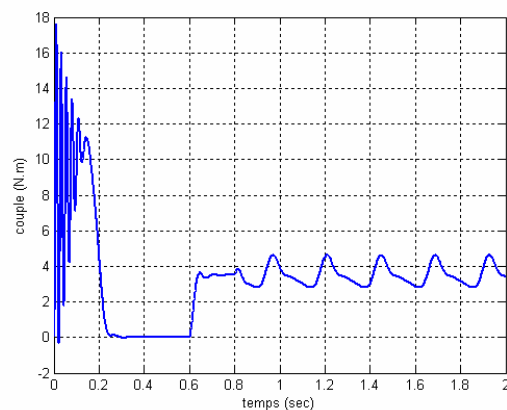
II.6.1.2. cas d'une machine avec défaut au rotor

II.6.1.2.1. rupture de une barre (barre 7)

À partir de $t=0.6s$, on va appliqué une charge de $3.5Nm$, et à $t=0.8s$ on simule la rupture de la barre 7, on va augmente la résistance de la barre à $11 \cdot R_b$

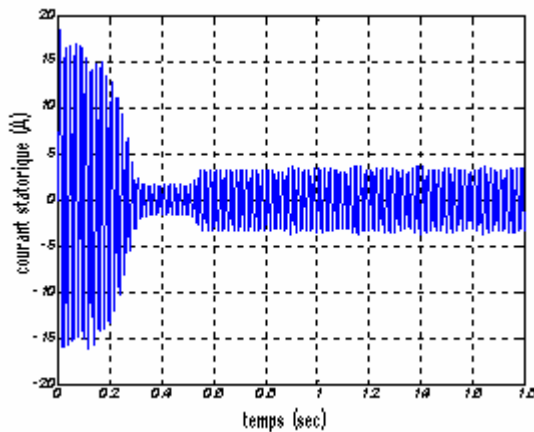


A_ la vitesse de rotation

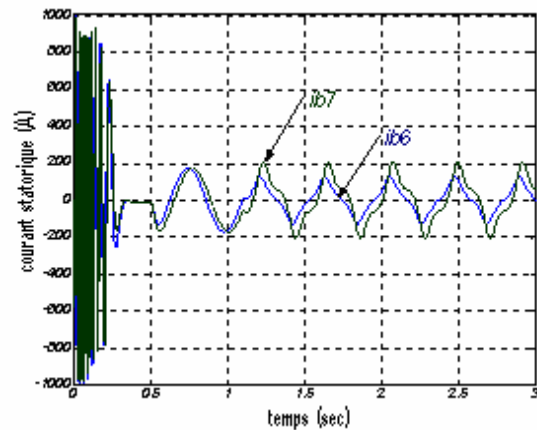


B_ le couple électromécanique

Figure.2.11 : évolution des grandeurs électromécanique en charge lors de la rupture d'une barre.



C_ le courant statorique



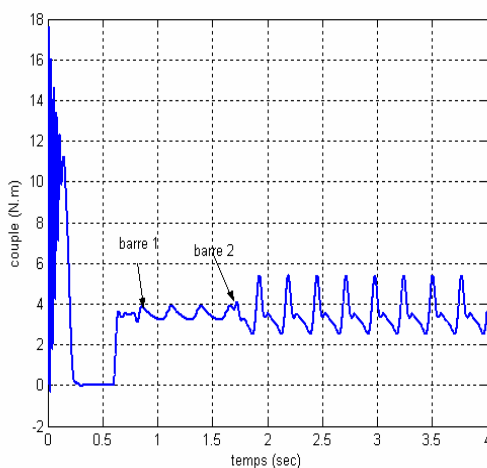
D_ le courant rotorique

Figure.2.12 : évaluation des grandeurs électrique en charge lors la rupture d'une barre

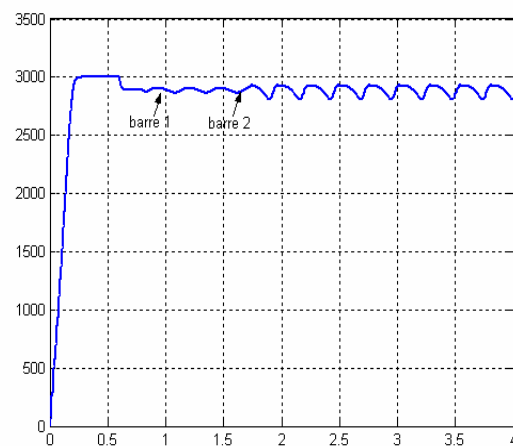
II.6.1.2.2. cassure de deux barres adjacentes (barre1 et 2)

A l'instant $t=0.8s$ nous simulons la rupture de la première barre en augmentant sa résistance de 11fois.

A l'instant $t=1.7s$ nous simulons la rupture de la deuxième barre pour mettre en évidence l'effet de nombre de barre rompue. L'amplitude des courants dans les barres voisines devient plus importante qu'avec une seule barre cassée. Ceci se traduit sur le couple et la vitesse par une augmentation de l'amplitude des ondulations (figure A et B).

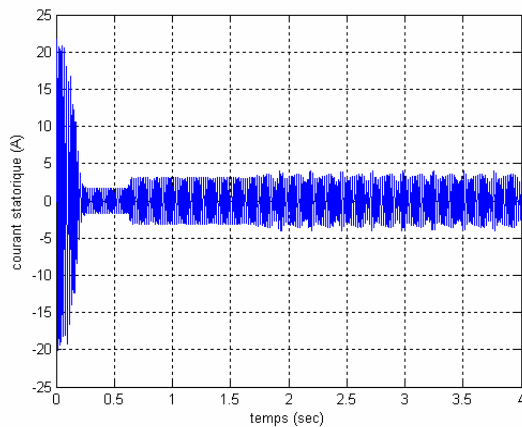


A_ couple électromécanique

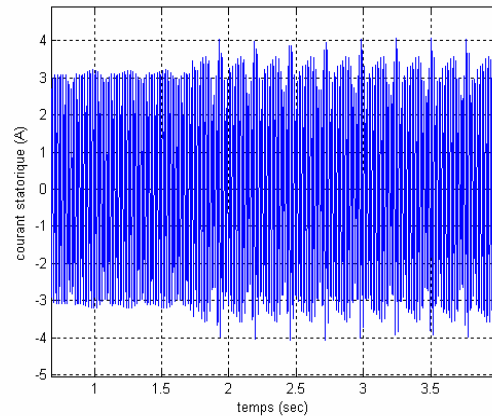


B_ la vitesse de rotation

Figure.2.13 : Evaluation des grandeurs électromagnétique en charge lors la rupture d'une barre puis deux barres (deux barres adjacentes).



C_ courant statorique



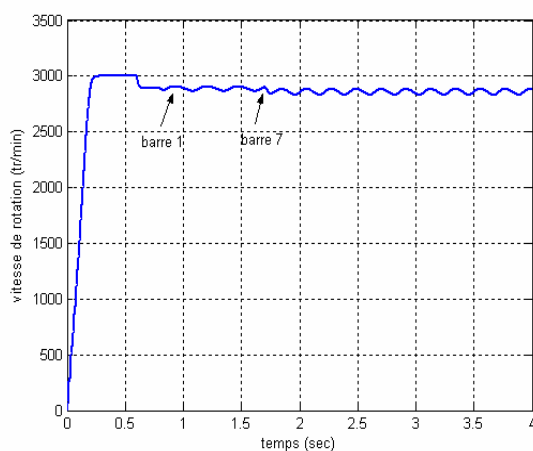
D_ Agrandissement du courant statorique

Figure.2.14 : évolution des grandeurs électrique en charge lors la rupture d'une barre
Puis deux barres (deux adjacente).

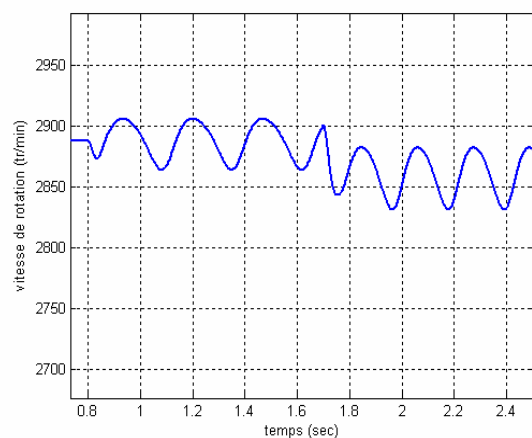
Les figure C et D, permettent de vérifier le courant statorique après la rupture d'une barre, puis de deux barres. N note également l'augmentation de l'amplitude quand une deuxième barre est cassée.

II.6.1.2.3. cassure de deux barres espacées (non adjacente)

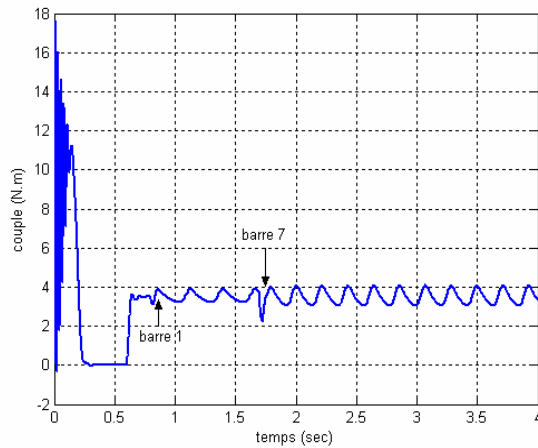
De même manière que la précédente, à partir de $t=0.8s$ on simule la première barre et à l'instant $t=1.7$ on simule la rupture de la 7^{ème} barre.



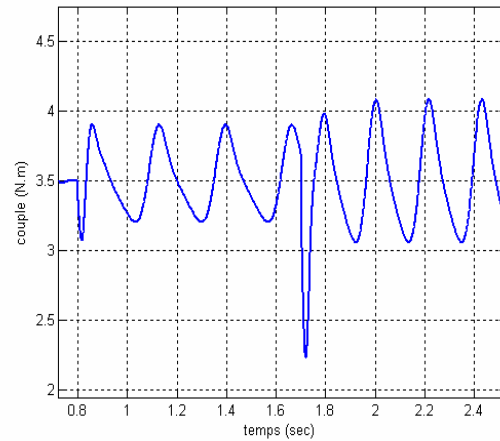
A_ vitesse de rotation



B_ vitesse de rotation (agrandissement)

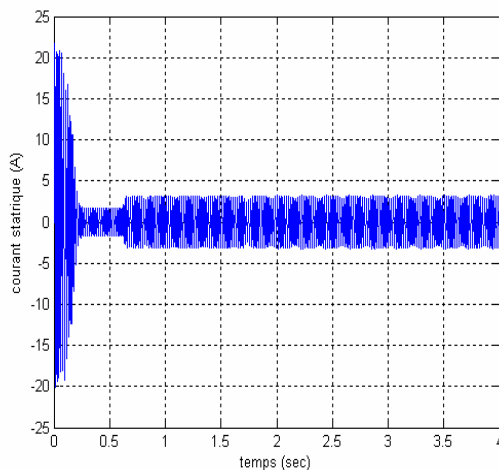


D_couple électromécanique

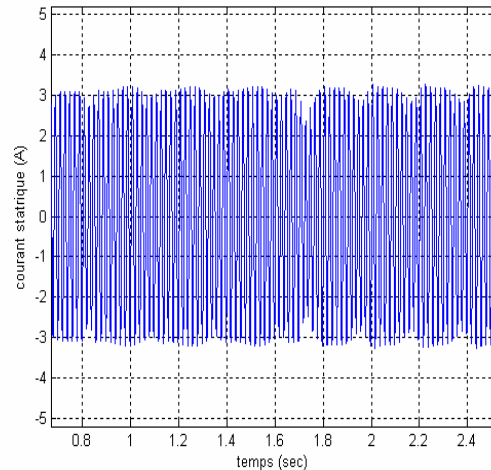


C_couple (agrandissement)

Figure.2.15 : évaluation des grandeurs électromécaniques en charge lors la rupture de la 1^{ère} barre puis la 7^{ème}



E_courant statorique



F_courant statorique (agrandissement)

Figure.2.16 : évaluation des grandeur électrique en charge lors la rupture de la 1^{ère} barre puis la 7^{ème} barre (deux barres espace).

II.6.1.2.4. Interprétation des résultats

A. les défauts de rupture de barre se traduit est :

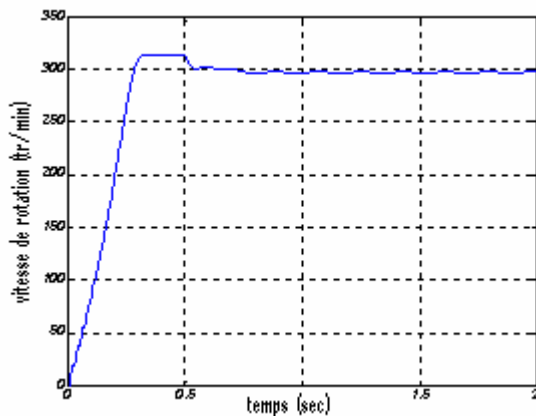
a- dans les courbes du courant statorique : par l'apparition d'une modulation d'amplitude.

b- Dans les courbes du courant rotorique : par la déformation des oscillations initialement sinusoïdales

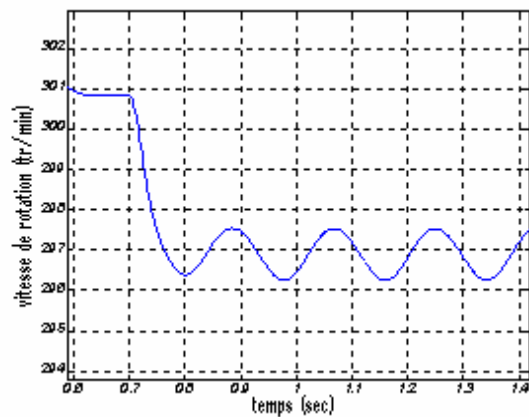
- B.** Pour simuler la rupture de la 1^{ère} barre, on augmente sa résistance de 11 fois. Il s'ensuit une augmentation de la valeur efficace du courant dans les barres voisines de la barre cassée. Le phénomène est d'autant plus remarquable que les barres cassées sont espacées et que leur nombre est relativement grand.
- C.** Au moment de l'apparition de défaut, les grandeurs électriques sont caractérisées, par rapport au régime normal, par des variations brusques.

II.6.1.3. Rupture d'une portion d'anneau

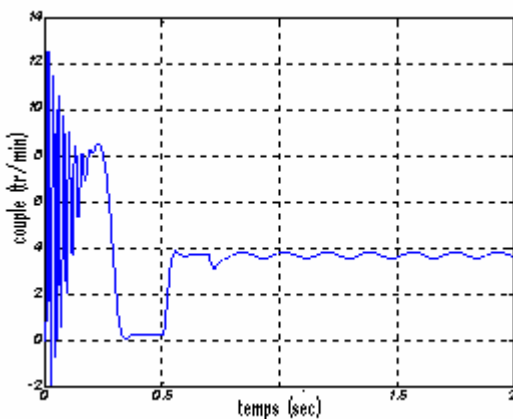
A $t=0.7$ on simule la rupture d'anneau



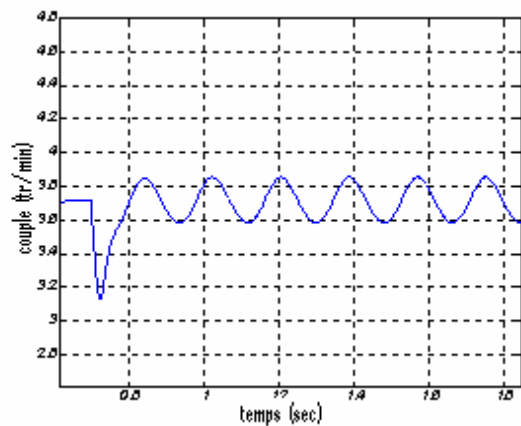
A_ vitesse de rotation



B_ vitesse de rotation (agrandissement)



C_ couple électromécanique



D_ agrandissement de l'ondulation du couple

Figure.2.17 : évaluation des grandeurs électromécaniques en charge lors la rupture d'anneau

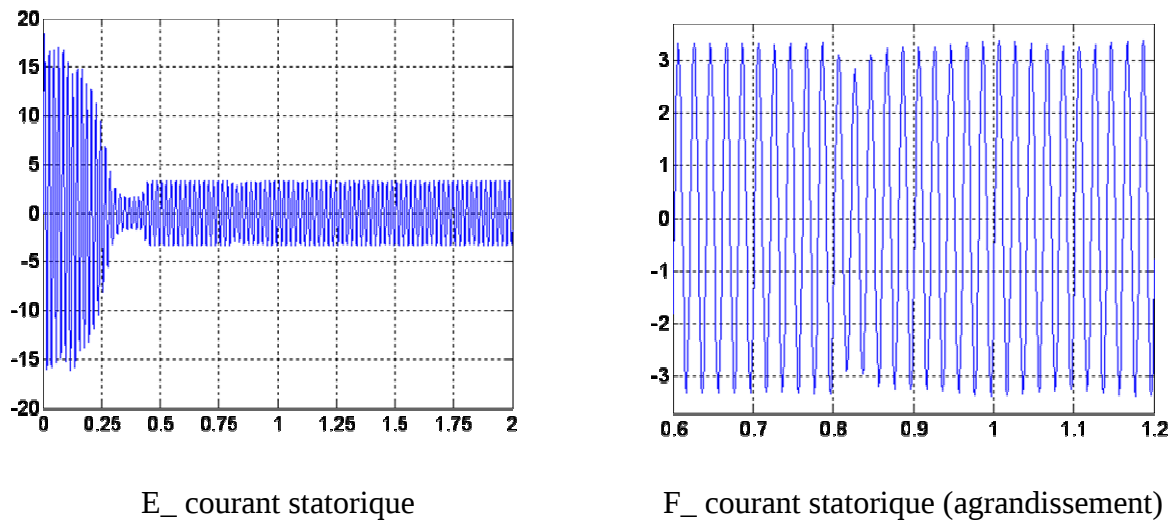


Figure.2.18 : évaluation de grandeur électrique en charge lors la rupture d’anneau

II.6.1.3.1. Interprétation des résultats

Les figures (A, C et E) illustre l’effet de la cassure de portion d’anneau sur les performances de la machine.

- des oscillations apparaissent sur le couple et la vitesse de rotation et nous remarquons que leur comportement est globalement analogue à celui qui apparaît le cas de la cassure de barre.
- On remarque sur la figure (E) qui représente le courant d’une phase statorique pour la rupture s’une portion d’anneau, par l’apparition de l’augmentation d’amplitude.
- Au moment de l’apparition du défaut, les grandeurs électriques et mécaniques sont caractérisées, par rapport au régime normal, par des variations brusques.

II.6.1.4. simulation machine asynchrone onduleur commandé par la MLI

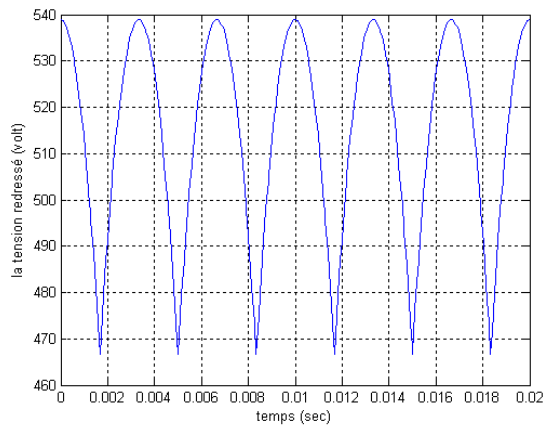


Figure.2.19 : la tension redressée

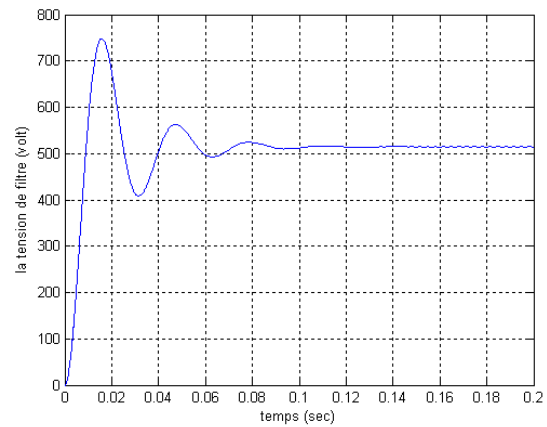


Figure.2.20 : la tension filtrée

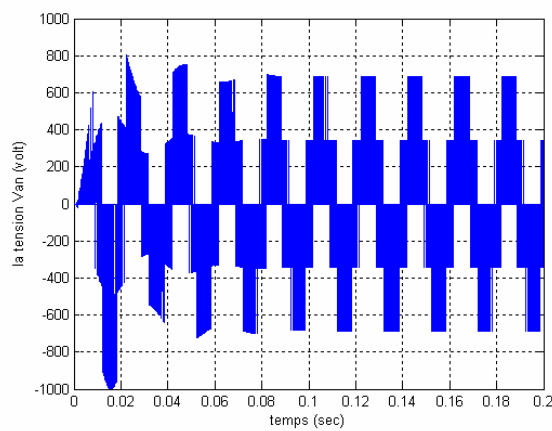
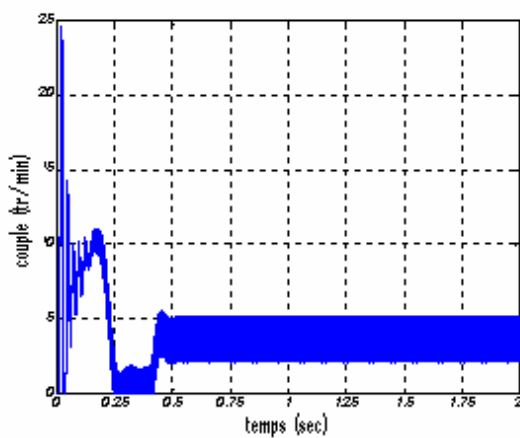
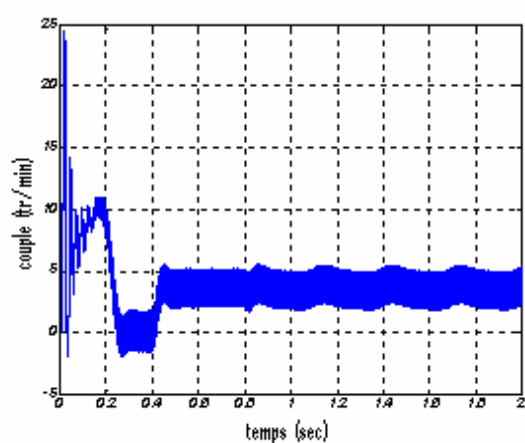


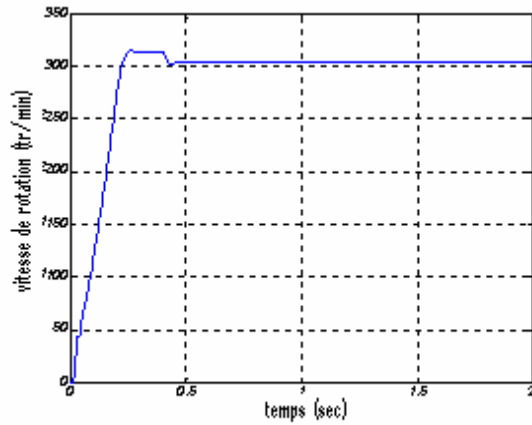
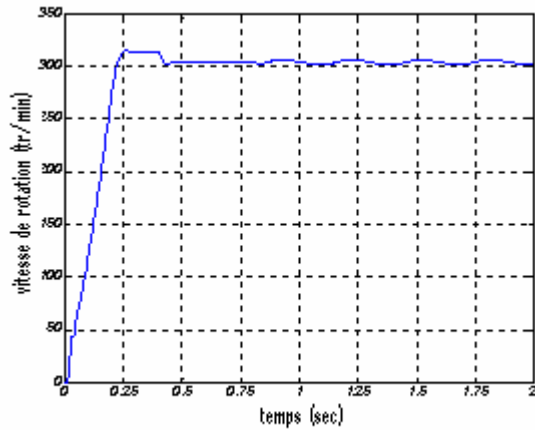
Figure.2.21 : la tension ondulée



A_ couple (à l'état sain)



B_ couple (une barre cassée)



C_ la vitesse de rotation (à l'état sain)

D_ la vitesse de rotation (une barre cassée)

Figure 2.22 : l'évolution des grandeurs électromécanique (Association machine_ Onduleur)

II.7. Modèle triphasé_ triphasé

Une fois le modèle de la machine à rotor bobiné établi, nous pouvons aborder l'aspect lié à la simulation de celle-ci en utilisant MATLAB. Cela permet de mettre en évidence le comportement du moteur asynchrone dans le cas où le stator est sain et dans le stator défaillant.

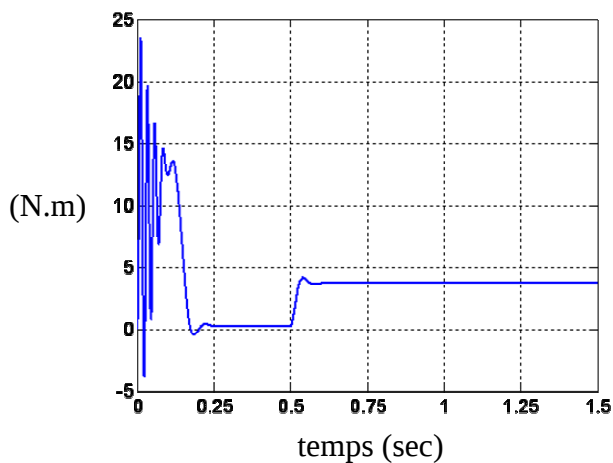


Figure.2.23 : couple électromécanique

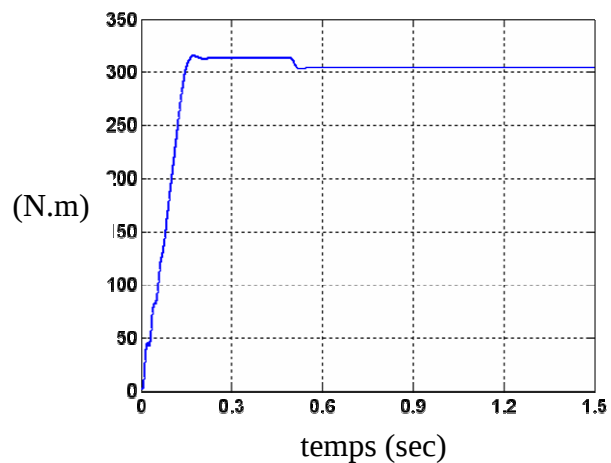


Figure.2.24 : la vitesse de rotation

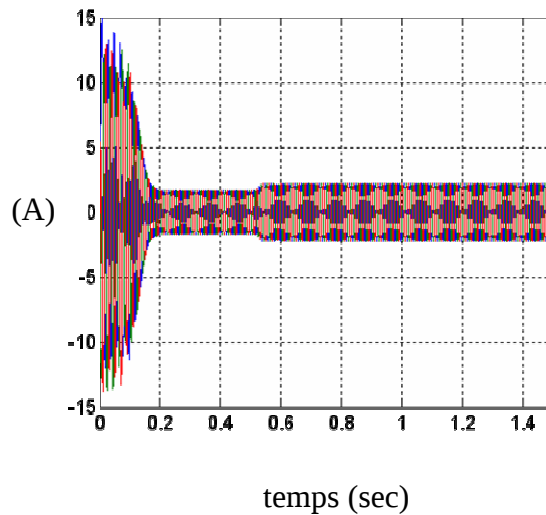


Figure.2.25 : courant statorique

II.8. Détection des défauts rotoriques par l'analyse spectrale du courant statorique

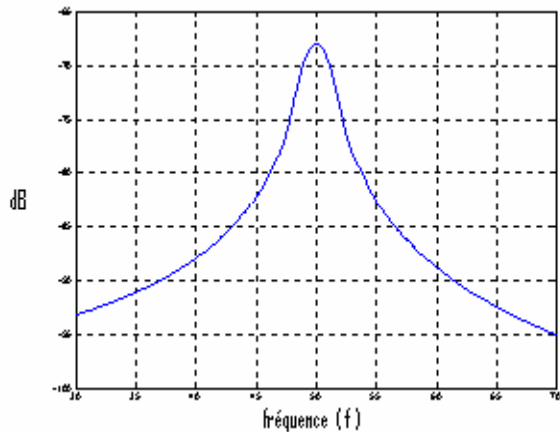
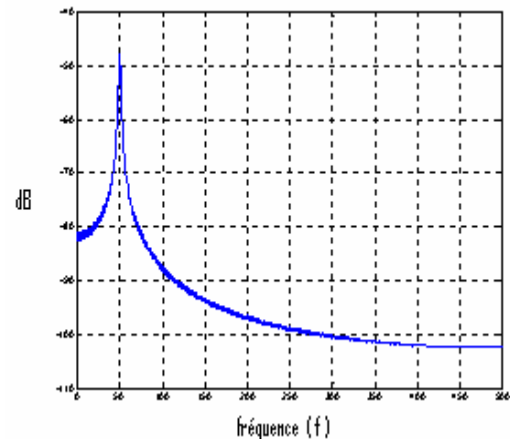
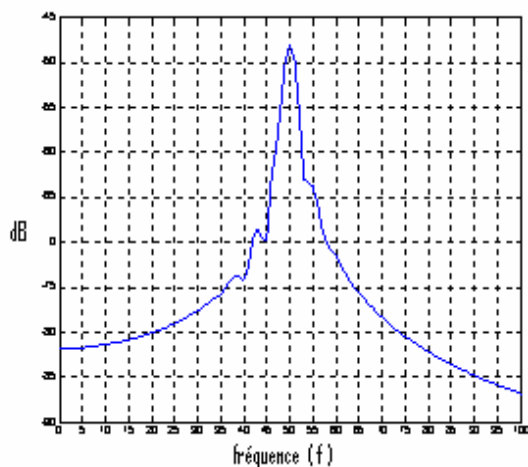
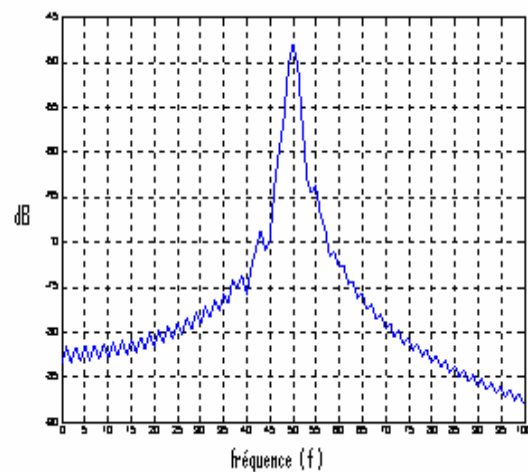
Pour effectuer le diagnostic, les opérateurs de maintenance analysent un certains nombres de symptômes, tel que le bruit, la température, les vibrations, ...

En s'appuyant sur leurs expériences. L'analyse spectrale du courant statorique est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter les défaillances dans les machines électriques.

II.8.1. Analyse spectrale du courant statorique par la FFT

Lors de la rupture de barre, il est difficile d'analyser directement le courant statorique. Ce dernier ne présente en effet qu'une faible modulation.

L'analyse par FFT permet de mettre en évidence les raies présentes dans le spectre du signal. Nous présentons les résultats de simulation à l'analyse de I_{as} par FFT en charge nominale.

**Figure.2.26:** Moteur sain (fenêtre Hanning)**Figure.2.27:** Moteur sain (fenêtre Hamming)**Figure.2.28:** une barre cassée ($R_r \cdot 11$)
(Fenêtre Hanning)**Figure.2.29 :** Une barre cassées ($R_r \cdot 11$)
(Fenêtre Hamming)

II.8.2. Interprétations

La figure (II.25) représente le spectre du courant statorique à l'état sain. C'est évident qu'on n'observe aucune raie latérale. Il est important de noter qu'en réalité, il y a toujours un certain degré d'asymétrie naturelle (de construction) dans le rotor, ce qui engendre l'apparition des raies, mais avec des amplitudes très faibles.

Lors que une barre est rompue (figure II.27/28), on remarque l'apparition des raies latérales autour de 50 Hz.

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Dans un premier temps, nous avons présenté la description de cette machine et sous quelles hypothèses nous pouvons obtenir un modèle réel de la machine. Nous avons ensuite détaillé en utilisant les lois de Kirchhoff le modèle mathématique du rotor à cage qui contient un grand nombre d'équations en fonction des résistances et inductances de barres et d'anneaux de court-circuit, de plus en fonction des dimensions géométriques du rotor. Ce nombre d'équations requises pour représenter entièrement la machine est indépendant du nombre de barres rotoriques considéré.

Dans un second temps, nous avons présenté la transformation de Park généralisée pour N_r phases au rotor ou bien N_r mailles rotoriques, qui permet de trouver un modèle simplifié de la machine dans le repère diphasé appelé repère (d,q). Ce modèle est exprimé en fonction de la résistance, l'inductance cyclique statorique, et l'inductance mutuelle cyclique stator rotor indépendante du temps, et en fonction de la résistance et l'inductance équivalentes rotorique. En suite, nous avons pu établir un modèle triphasé triphasé de la machine asynchrone a rotor bobiné dont la complexité à été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

En fin, nous avons fait état d'une méthode permettant la surveillance d'une machine asynchrone lorsque un défaut rotorique apparaît. L'analyse spectrale de ce courant a permis de détecter et de quantifier la valeur de défaut survenue sur la partie rotorique grâce à l'analyse de l'amplitude des raies présentes sur le spectre du courant.

Chapitre III

Méthodes de diagnostic

III .1 Introduction

La recherche de signatures ou indicateurs de défauts a pour but de caractériser le fonctionnement du système en identifiant le type et l'origine de chacun des défauts. Ceci permet d'assurer une bonne discrimination des pannes ou anomalies survenant aux différents niveaux du processus. L'apparition d'un défaut au niveau de l'entraînement modifie le fonctionnement de ce dernier, ce qui affecte ses performances. Etant donné la diversité de ces défauts et la complexité des relations de cause à effet, de nombreuses méthodes permettant de réaliser une démarche de diagnostic et de prévenir au mieux la dégradation du système surveillé, ont été développées. Dans ce chapitre, nous allons faire une présentation des différentes méthodes de détection. Toutes ces méthodes permettent de générer une information pertinente (paramètres, vecteur forme, règles, etc....) pour l'élaboration des indicateurs de défauts pour le système. Le choix d'une méthode se fera en fonction de la nature de ces indicateurs de défauts.

III .2 Analyse de procédure du diagnostic

L'organisation générale de la procédure de diagnostic s'articule autour des étapes suivantes :

- ✓ A partir des moyens de mesure ou d'observation appropriés, nous effectuons l'extraction des informations nécessaires à la mise en forme des caractéristiques associées aux fonctionnements normaux et anormaux ;
- ✓ l'élaboration des signatures associées à des symptômes de défaillance en vue de la détection d'un dysfonctionnement ;
- ✓ la détection d'un dysfonctionnement par comparaison avec des signatures associées à des états de fonctionnements normaux ;
- ✓ la mise en œuvre d'une méthode de diagnostic de défaillance à partir de l'utilisation des connaissances sur les relations de causalité ;
- ✓ une phase d'interprétation des données de diagnostic (identification du type et de la nature du défaut);
- ✓ la prise de décision en fonction des conséquences et de l'importance des défauts.

III .3 méthodes de diagnostic [15]

En général, le problème du diagnostic revient essentiellement à un problème de connaissance sur le modèle déterministe entre la cause et l'effet. Pour cela, il existe plusieurs méthodes de diagnostic et leurs applications dépendent essentiellement de la nature du problème à résoudre. Le diagnostic qu'il soit médical ou bien industriel est toujours basé sur la comparaison entre le comportement du procédé défaillant et les connaissances du comportement sain ou de son modèle.

La comparaison nécessite des indicateurs , des symptômes révélateurs qui, une fois analysés permettent d'abord de détecter le comportement défaillant, d'en déduire la fonction ou l'élément en dysfonctionnement, puis d'en déterminer la cause et enfin, si possible d'y remédier.

Le graphe suivant présente les différentes méthodes de diagnostic.

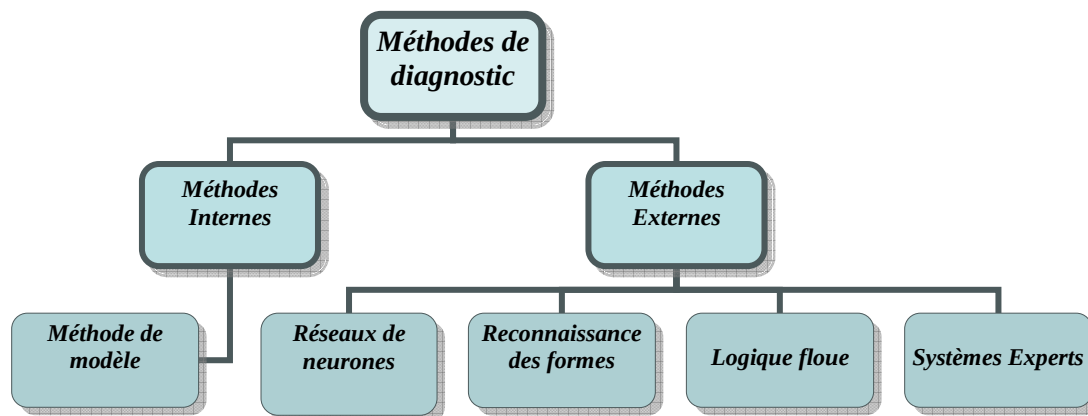


Figure 3.1 : classement des méthodes de diagnostic

III .3.1 Méthodes de diagnostic internes

Ces méthodes sont issues principalement de l'automatique et supposent une connaissance a priori du système. Elles s'appuient sur le suivi d'évolution des paramètres caractéristiques du système étudié ou sur la différence entre le modèle et le processus (méthode des résidus). Une comparaison entre les paramètres mesurés ou calculés et ceux associés à un mode de fonctionnement normal (sain).

Deux approches peuvent être utilisées pour diagnostiquer les défauts à partir des modèles paramétriques

La première repose sur le suivi des paramètres électriques caractérisant les modèles. Il s'agit de détecter un écart entre l'évolution des paramètres au cours d'un fonctionnement sain et celle suivie par le système en présence de défauts. L'identification des paramètres peut se faire hors ligne. Elle se base alors sur un algorithme d'optimisation de l'erreur entre les paramètres du modèle et ceux du système étudié.

La deuxième approche consiste à analyser les résidus générés à partir d'un modèle proche du système à surveiller. Les résidus sont théoriquement nuls en fonctionnement normal et différents de zéro lorsqu'une défaillance survient.

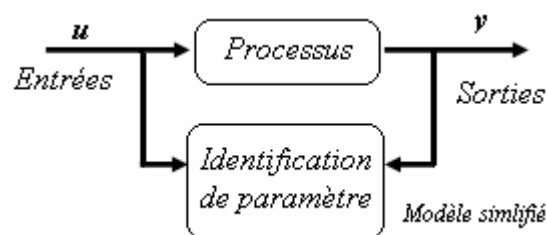


Figure 3.2 : Méthode de diagnostic par suivi de paramètre interne

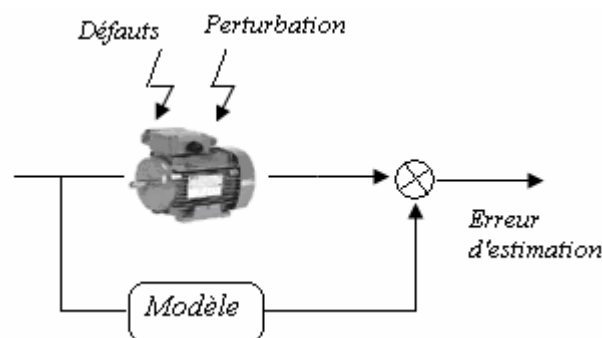


Figure 3.3 : Méthode de diagnostic par analyse de résidus

III .3.2 Méthodes de diagnostic externes

1. Les systèmes experts [8]

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 de ce problème.

Un système expert est constitué de plusieurs éléments principaux qui sont :

- la base de faits qui au départ contient les informations initiales relatives au domaine et qui s'enrichit progressivement de conclusions ou de nouveaux faits déduits par le moteur d'inférences.
- la base de connaissances qui rassemble les connaissances nécessaires à la résolution des problèmes du domaine.
- le moteur d'inférences qui exploite de façon indépendante les informations contenues dans la base de faits et la base de connaissances pour fournir une solution au problème donné. Le moteur d'inférences produit lors de son mécanisme de raisonnement de nouveaux faits qui sont mémorisés dans la base de faits.
- les modules d'interface pour la consultation et la mise à jour du système expert.

Le module de consultation est dédié à une utilisation par le non spécialiste du domaine et fait souvent appel à un dialogue homme machine proche du langage naturel. Le module de développement est réservé à l'introduction de nouvelles connaissances dans la base de connaissances.

L'architecture générale d'un système expert est représentée sur la figure suivante

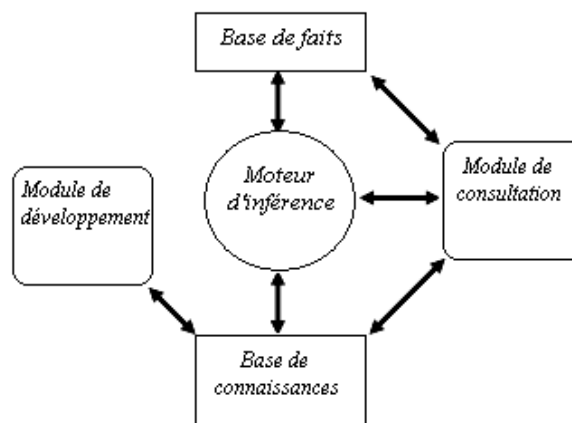


Figure 3.4 : Architecture d'un système expert

2. Diagnostic par logique floue [11]

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.

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.

3. La reconnaissance des formes

Lorsque les observations sont de type numérique, l'approche par reconnaissance des formes peut être employée. Sur des problèmes complexes tels que le nucléaire, l'industrie automobile, les réseaux téléphoniques, etc.... où la modélisation du procédé est souvent difficile à mettre en œuvre.

La procédure de diagnostic basée sur les techniques de reconnaissance des formes met en œuvre quatre étapes principales qui sont résumées sur la figure 3.5 :

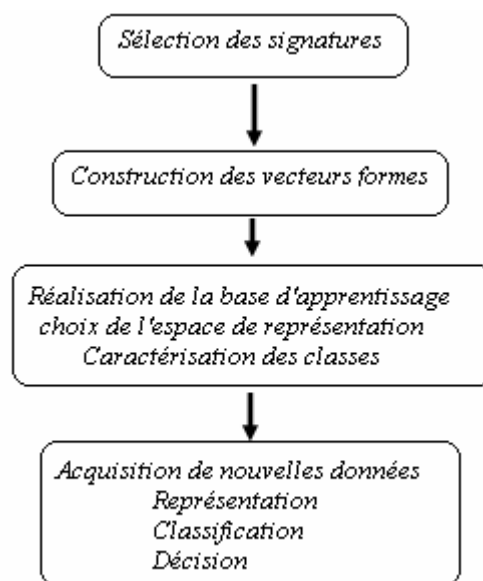


Figure 3.5 : Etape du diagnostic par reconnaissance de formes

4. Les réseaux de neurones artificiels [15]

Un réseau de neurone est un modèle de calcul dont la conception est très schématiquement inspirée du fonctionnement de vrais neurones humains. Cette technique est placée dans la famille des méthodes de l'intelligence artificielle qu'ils enrichissent en permettant de prendre des décisions s'appuyant davantage sur la perception que sur le raisonnement logique formel.

Dans les années 1940, les neurologues Warren Sturgis McCulloch et Walter Pitts menèrent les premiers travaux sur les réseaux de neurones. Ils constituèrent un modèle simplifié de neurone biologique communément appelé neurone formel. Ils montrèrent également théoriquement que des réseaux de neurones formels simples peuvent réaliser des fonctions logiques, arithmétiques complexes.

Pour identifier des défauts dans un système, le diagnostic réalisé par réseaux de neurones doit disposer d'un nombre suffisant d'exemples de bon fonctionnement et de défauts pour pouvoir les apprendre. Pendant la phase d'apprentissage, les exemples sont présentés au réseau en entrée avec les diagnostics correspondants à la sortie. Le réseau s'auto organise, apprenant à relier les exemples montrés aux diagnostics. Après l'apprentissage, le réseau ne reconnaît pas seulement les exemples appris mais également des paradigmes leur ressemblant, ce qui correspond à une certaine robustesse par rapport aux déformations de signaux par le bruit.

Architecture du réseau multi-couches

Le réseau représenté (figure 3.6) comporte trois couches. La couche d'entrée, une couche de sortie comportant un seul neurone et donnant le résultat de tous les calculs internes. Il existe entre ces deux couches une couche non visible de l'extérieur appelée couche «cachée», qui est, en fait, une *boite noire*. Là où tous les calculs intermédiaires et transformations s'effectuent.

Quant au fonctionnement du réseau, l'algorithme d'apprentissage aura pour tâche d'évaluer des poids dits *synaptiques*, qui relient les neurones entre eux. Chaque neurone reçoit les informations fournies par les neurones de la couche précédente. Il calcule, ensuite, son potentiel d'activation. Une fonction d'activation sert à déterminer l'impulsion à envoyer aux neurones de la couche qui suit afin de calculer le potentiel de sortie.

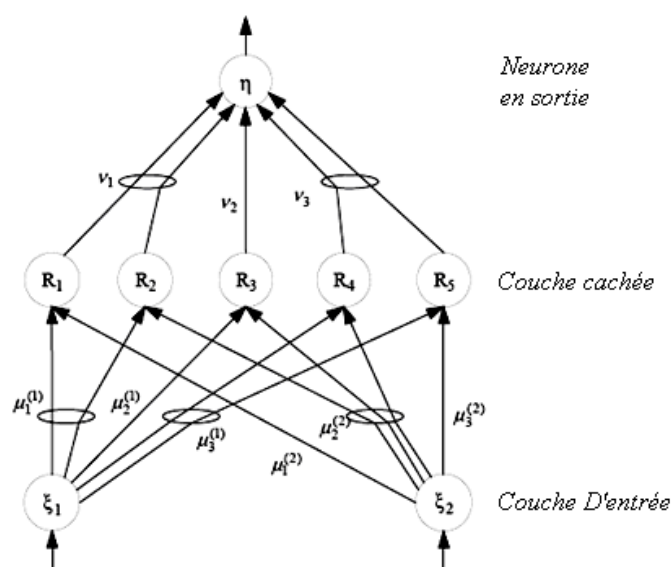


Figure 3.6 : Architecture d'un réseau multi-couches.

III.4 Conclusion

Dans le présent chapitre ont été évoquées les étapes nécessaires à la mise en place d'un système d'aide au diagnostic. Une analyse critique faite sur les méthodes du diagnostic, avait montré que les méthodes externes du diagnostic des défaillances seront bien adaptées au système à étudier, car la modélisation physique de toutes les défaillances de la machine asynchrone ne peut pas être réalisée. Parmi les méthodes externes, la technique basée sur l'utilisation de la logique floue a été adoptée pour l'élaboration du système de diagnostic des défaillances de système électromécanique, et ce, en raison de leurs avantages et de leur simplicité.

Alors, le chapitre suivant sera consacré à la présentation de l'approche de diagnostic flou appliquée à la machine asynchrone (détection de défaillances au niveau du stator).

Chapitre IV

Approche de diagnostic par logique floue Et son application à la MAS

IV.1. Introduction

Les chapitres précédents ont permis de présenter les principaux défauts pouvant intervenir sur la machine asynchrone ainsi que les différentes méthodes employées pour les diagnostiquer.

Ce présent chapitre porte sur introduction globale des principes de la logique floue suivi d'une application proprement dite dans le domaine de diagnostic des défaillances dans les machines asynchrones.

IV.2. Bref historique

Les prémisses de la logique floue sont apparues avant les années 1940, avec les premières approches, par des chercheurs américains, du concept d'incertitude. Il a attendre 1965, pour que le concept de sous ensemble floue soit proposé par L. Zadeh, automaticien de réputation internationale, professeur à l'université de Berkley en Californie, qui a contribué à la modélisation de phénomène sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle.

En 1974 Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, matériel dont on connaît la complexité, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel. Ce type de commande a été largement utilisé au japon à la fin des années 80 et au début des années 90, sur le métro (juillet 1987).

Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes (comme la régulation de fours de la cimenterie).

Grâce au chercheur japonais Sugeno, la logique floue était introduite au japon dès 1985. Les sociétés japonaises comprirent l'avantage à la fois technique et commercial de la logique floue:

- Facilité d'implantation;
- Solution de problèmes multi variables complexes;
- Possibilité d'intégration du savoir de l'expert.

L'industrie japonaise a développée des produits grand public à base de logique floue à savoir:

- ✓ Les appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs,...)
- ✓ Systèmes audio-visuels (appareil de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'image, photocopieurs,...)

- ✓ Systèmes automobiles embarqués (ABS, suspension, climatisation,...etc.),
- ✓ Systèmes de transport (train, métro, ...),
- ✓ Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit... etc.
- ✓ Les systèmes de décision ou de diagnostic.

IV.3. Principes de la logique floue

Le terme «logique floue » à deux aspects :

- Le première correspond à tous les développements concernant la théorie des ensembles flous.
- Le deuxième représente une extension de la logique classique dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites.

Afin de connaître le principe fondamental de la logique floue, on introduit un exemple simple, celui de la classification des personnes en trois ensembles « jeune », « entre deux âges » et « âgé ». Pour le cas de la logique classique (logique de boucle) qui admet deux valeurs 0 ou 1, la classification pourrait se faire comme dans la figure 4.1. Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans appartiennent à l'ensemble jeune et toutes les personnes âgées de plus 50 ans sont considérées comme appartenir à l'ensemble « âgé ».

Cependant une telle logique de classification n'est même pas logique car la question qui se pose : pourquoi une personne âgée de 50 ans doit être considérée comme appartenant à l'ensemble « âgé »? En réalité un tel passage se fait progressivement et individuellement. En outre lors de la classification par logique classique on ne prend pas en considération des personnes situées dans la zone « entre deux âges ».

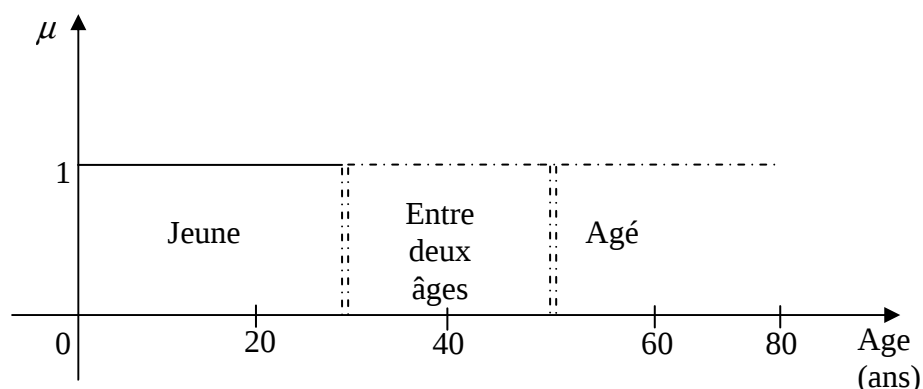


Figure (4.1) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.

La logique floue, dont la fonction d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 permet de tenir compte de cette réalité. Il est donc possible de trouver une autre classification pour l'exemple précédant à l'aide de la logique floue. Les limites ne varient pas soudainement mais progressivement comme le montre la figure (4.2).

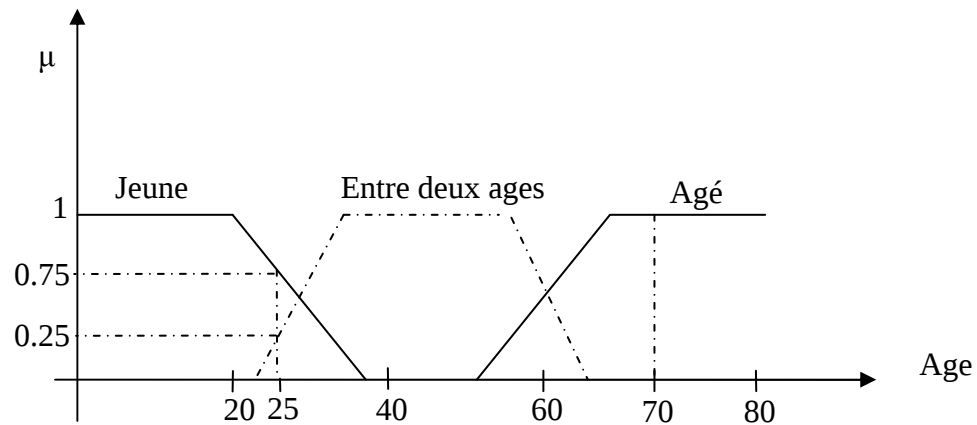


Figure (4.2) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.

Une personne de 25 ans appartient à l'ensemble « jeune » avec une valeur de la fonction d'appartenance $\mu = 0.75$ et à l'ensemble « entre deux âges » avec $\mu = 0.25$ par contre, une personne de 70 ans appartient avec une valeur $\mu = 1$ à l'ensemble « âgé ».

IV.3-1 Ensembles flous

Si on désigne par F un ensemble flou dans un univers de discours U, cet ensemble flou est caractérisé par une fonction d'appartenance μ_F qui prend des valeurs entre 0 et 1 à la différence pour l'ensemble booléen qui prend deux valeurs 0 ou 1 (figure (4.3)).

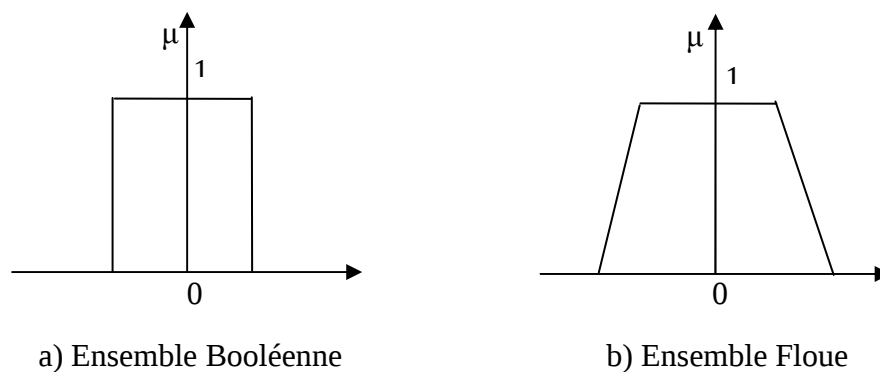


Figure (4.3) Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique Booléenne et la logique floue.

Pour la logique floue, la fonction d'appartenance peut être écrite sous la forme :

$$\mu_F : U \rightarrow [0 \ 1]$$

$$F = \{(u, \mu_F(u)), u \in U\}$$

On peut avoir une autre forme de F comme :

$$\begin{cases} F = \int \frac{\mu_F(u)}{u} & \text{si } U \text{ est continu} \\ F = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_F(u_i)}{u_i} & \text{si } U \text{ est discret} \end{cases}$$

Support : Le support de l'ensemble flou F est l'ensemble numérique de tous les points u dans U tel que $\mu_F(u) > 0$.

Singleton flou : Si le support de l'ensemble flou contient un seul point $u \in U$ tel que $\mu_F = 1$, on dit qu'il est un singleton flou.

IV.3-2 Fonction d'appartenance [17]

La fonction d'appartenance μ comprise entre 0 et 1 est associée au sous ensemble E_1 de $T(X)$ et à la variable X, dont l'ensemble des valeurs possible est $T(X)$. Elle s'appelle aussi, degré d'appartenance ou coefficient d'appartenance ou degré de possibilité, qui est la possibilité que la variable u ait la qualité associée au sous-ensemble E_1 . Elle est utilisée pour faire le traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur.

On attribue à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenances μ , une valeur déterminée pour la variable X sera désignée par un degré d'appartenance.

En général, la forme de fonction d'appartenance dépend de l'application, et peut être triangulaire, trapézoïdale ou gaussienne comme le montre la figure ci-dessous:

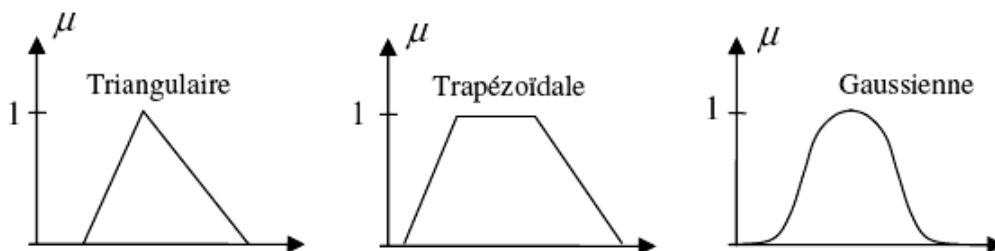


Figure 4.4 : Différentes formes de fonctions d'appartenance

IV.3.3 Variable linguistique [17]

Une variable linguistique représente un état dans le système flou, sa valeur est définie dans des termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases d'un langage naturel ou artificiel. Chaque variable linguistique est caractérisée par un ensemble tel que :

$$(x, T(x), u)$$

Où : x : le nom de variable

$T(x)$: ensemble de termes de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x dont chaque valeur est un sous-ensemble flou défini dans U .

U : l'univers de discours.

Comme exemple de variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de termes T (vitesse) peut être : T (vitesse) = {lente, moyenne, rapide,...}

Où chaque termes dans T (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours $U=[0,200]$ par exemple.

Pour les vitesses inférieures ou égales à 80 intervient la variable linguistique (lente), et pour les vitesses supérieures ou égales à 150 intervient la variable linguistique (rapide). Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenances sont montrées sur la figure (4.5)

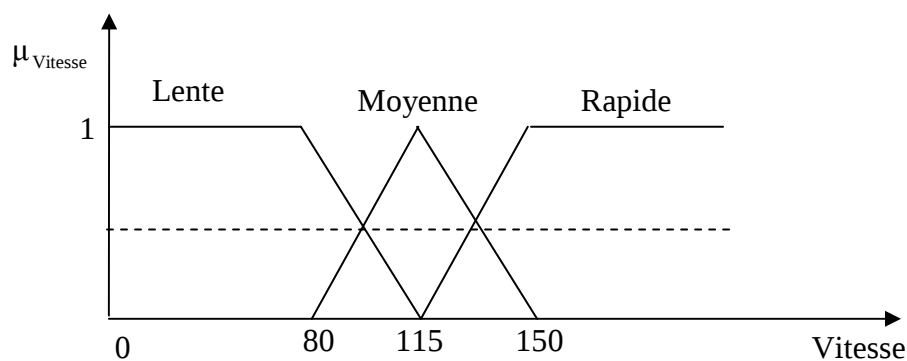


Figure (4.5) Représentation des variables linguistiques

NB : L'univers de discours représente l'intervalle de variation des grandeurs d'entrée du système flou

IV.3-4 Opérateurs de la logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des règles d'inférence par des opérateurs ET ou OU. Il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. De plus, il existe l'opérateur NON qui s'appelle (complément, négation, inverse)

- **Opérateur OU (l'union)**

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ pour l'ensemble flou $A \cup B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cup B}(u) = \max\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \quad (4.1)$$

- **Opérateur ET (l'intersection)**

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cap B}$ pour l'ensemble flou $A \cap B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cap B}(u) = \min\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \quad (4.2)$$

- **Opérateurs NON (complément)**

On définit la fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ pour l'ensemble flou $\bar{A}$ par :

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u) \quad (4.3)$$

IV.3-5 Implication floue

L'implication floue est un opérateur qui a pour but d'évaluer un degré de vérité d'une règle R sous la forme :

Si x est A alors y est B

Cette évaluation est donnée à partir des valeurs de la prémisse et celle de la conclusion.

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (4.4)$$

Où I est un opérateur d'implication.

IV.4 Structure générale d'un Système Flou [17]

L'idée principale d'un système flou est la règle linguistique établie par un expert en matière de domaine. Les variables floues dans ce cas peuvent être des courants ou des tensions ou autre grandeurs utiles par exemple au diagnostic (symptômes ou signatures de défauts), la sortie est le défaut détecté voire son origine. Les mots clés sont « Bon », « grave », « assez grave »...qui représentent des informations imprécises mais utiles et sont représentées par un sous ensemble flou d'un univers de discours.

Le système à logique floue est un algorithme de conversion d'une stratégie de commande linguistique basée sur l'expertise humaine en une stratégie de contrôle automatique décrit par un ensemble de règles de système flou du type :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 : \text{si } x \text{ est } A_1 \text{ et } y \text{ est } B_1 \text{ alors } Z \text{ est } C_1 \\ R_2 : \text{si } x \text{ est } A_2 \text{ et } y \text{ est } B_2 \text{ alors } Z \text{ est } C_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ R_n : \text{si } x \text{ est } A_n \text{ et } y \text{ est } B_n \text{ alors } Z \text{ est } C_n \end{array} \right. \quad (4.5)$$

Ces règles sont liées par le concept de l'implication floue et la règle compositionnelle. Chaque règle du système flou est représentée par une relation floue, ce dernier est caractérisé par une seule relation floue déterminée par la combinaison de toutes les règles floues.

La structure générale d'un système flou est montrée par la figure 4. 6ci-dessous :

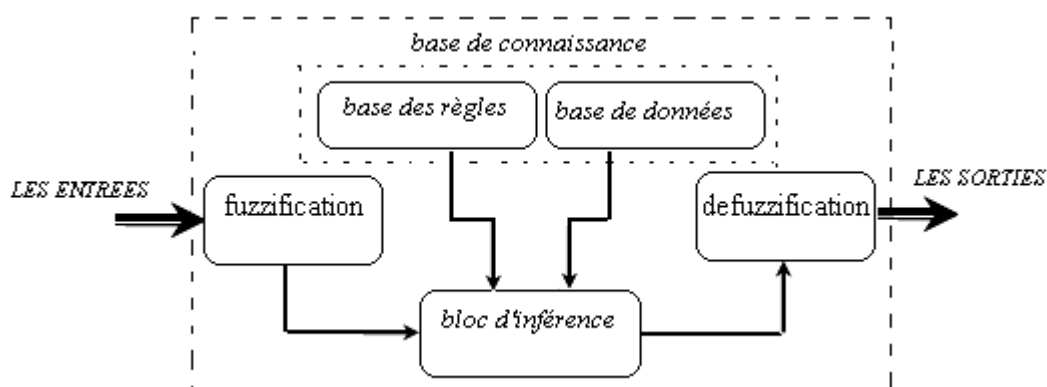


Figure 4.6 : Structure générale d'un système flou

IV.4.1 Fuzzification

L'interface de fuzzification est un bloc qui consiste à :

- Mesurer les valeurs numériques des variables d'entrées ;
- Les projeter dans l'univers de discours en utilisant un facteur d'échelle ;
- Transformer ces valeurs numériques en valeurs linguistiques en utilisant des fonctions d'appartenances qui ont pour but de subdiviser l'espace d'entrée de l'univers de discours en sous ensembles flous

IV.4.2 Base de connaissances

Elle contient les informations du domaine d'application. Elle est définie par les deux bases suivantes:

a) Base de données

Elle fournit des informations nécessaires qui sont utilisées pour l'exploration des règles de système flou.

b) Base de règles

On appelle règles d'inférence (ou base de règles) l'ensemble des différentes règles reliant les variables floues d'entrée d'un système aux variables floues de sortie de ce système à l'aide de différents opérateurs. Ces règles se présentent sous la forme:

Si condition 1 et/ou condition 2(et/ou...) alors action sur les sorties.

Dans le cas de diagnostic, ces règles doivent regrouper les défaillances.

Il existe quatre possibilités pour l'exploration de la base de règles. La première est basée sur l'expertise humaine, la deuxième est fondée sur les actions de contrôle fournies par un opérateur, la troisième est l'utilisation du modèle flou du processus, la quatrième et la dernière qui est la plus récente, est basée sur un algorithme d'apprentissage pour l'élaboration des règles.

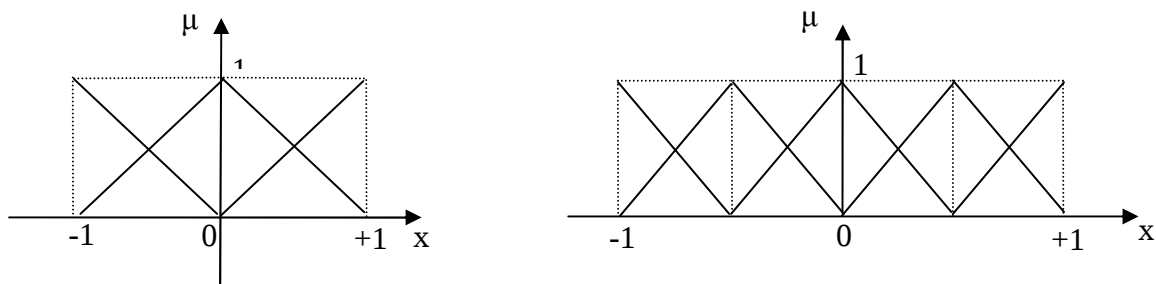


Figure (4.7) : Univers de discours normalisé dans l'intervalle $[-1 \quad +1]$

avec une partition de 3, 5 ensembles flous

IV.4.3 Logique de prise de décision (bloc d'inférence)

Ce bloc représente le noyau du système flou, qui est capable de simuler les décisions humaines basées sur le concept flou et d'inférer les actions de contrôle flou par intervention de l'implication floue et des règles d'inférence.

Après avoir établi toutes les règles d'inférence on peut les représenter par un tableau ou par une matrice. Un traitement numérique des inférences selon l'une des trois méthodes suivantes est à exécuter.

- 1) Méthode d'inférence max-min ;
- 2) Méthode d'inférence max-prod ;
- 3) Méthode d'inférence somme-prod.

IV.4.3.1 Méthode d'inférence max-min

Cette méthode est appliquée au système flou dit de type «Mamdani». Dans ce mode de raisonnement, la $i^{\text{ème}}$ règle aboutit à la décision de système :

$$\mu_{R_i} = \mu_{RM}(\alpha_i, \mu_{ei}(Z)) = \min(\alpha_i, \mu_{ei}(Z)) \quad (4-6)$$

Avec $\alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$ qui représente la valeur de vérité des règles d'inférences.

Le résultat des deux règles est construit comme suit :

$$\mu_{RoS}(Z) = \max[\mu_{R_1}(Z), \mu_{R_2}(Z)] \quad (4-7)$$

IV.4.3.2 Méthode d'inférence max-prod

C'est la méthode appliquée au système flou dite de type «Larsen», cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la $i^{\text{ème}}$ règle donne la décision :

$$\mu_{R_i} = \alpha_i \cdot \mu_{ei}(Z) \quad (4-8)$$

$$\text{Avec : } \alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu_{\text{RoS}}(Z) = \max[\mu_{\text{R1}}(Z), \mu_{\text{R2}}(Z)] \quad (4-9)$$

IV.4.3.1 Méthode d'inférence som-prod

Cette méthode est appliquée au système flou dit de type « Zadeh ». Elle est définie comme suit [] :

$$\begin{aligned} \mu_{\text{Ri}} &= \alpha_i \cdot \mu_{\text{ei}}(Z) \\ \alpha_i &= \mu_{\text{Rp}}(\mu_{\text{Ai}}(x_0), \mu_{\text{Bi}}(y_0)) = \mu_{\text{Ai}}(x_0) \mu_{\text{Bi}}(y_0) \\ \mu_{\text{RoS}}(Z) &= \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{\text{Ri}} \end{aligned} \quad (4-10)$$

Avec :

m nombre de règle.

IV.4.4 Défuzzification

La défuzzification a pour but de Transformer les valeurs de la sortie situées dans l'univers du discours en valeurs réelles comprises dans le domaine de variation.

. Il existe plusieurs stratégies de défuzzification dont les plus utilisées sont :

- Méthode du maximum ;
- Méthode de la moyenne des maximums ;
- Méthode du centre de gravité ;
- Méthode des hauteurs pondérées

IV.4.4.1. Méthode du maximum

Pour cette méthode, la commande est égale à la commande locale ayant la fonction d'appartenance maximale :

$$U = \text{MAX}_{z \in S} (\mu_{\text{RoS}}(Z)) \quad (4-11)$$

Ou S est le support de μ_{RoS}

Dans le cas général : U est indéterminé lorsque il existe plusieurs points qui maximisent $\mu_{\text{RoS}}(Z)$. Pour cette raison on fait appel à la méthode des maximums.

IV.4.4.2 Méthode de la moyenne des maximums

Cette stratégie de défuzzification génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les actions de contrôle ayant des fonctions d'appartenance maximales. Dans le cas d'un univers de discours discret, l'action de commande est exprimée par :

$$U = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^m Z_i \quad (4-12)$$

Où : Z_i est la valeur de la commande avec laquelle la fonction d'appartenance associée atteint la valeur maximale $\mu_{\text{RoS}}(Z)$

L : est la nombre total des valeurs prises par la fonction d'appartenance.

IV.4.4.3 Méthode du centre de gravité

C'est la méthode la plus utilisée qui consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{\text{RoS}}(Z)$. Dans ce contexte il suffit de calculer l'abscisse U du centre de gravité comme suite :

$$U = \frac{\sum_{i=1}^n Z_i \cdot \mu_{\text{RoS}}(Z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{\text{RoS}}(Z_i)} \quad (4-13)$$

Où n : est le nombre des niveaux de la sortie du contrôleur. Par cette méthode, en aboutit à une solution unique.

IV.4.4.4 Méthode des hauteurs pondérées

Cette méthode consiste à calculer la sortie du système flou en utilisant les centres de gravité Z^* de chacun des ensembles C_i

$$U = \frac{\sum_{i=1}^m Z_i^* \mu_{C_i}(Z_i)}{\sum_{i=1}^m \mu_{C_i}(Z_i)} \quad (4-14)$$

Où m : est le nombre d'ensembles flous associés à la variable de sortie U .

IV.5. Conception d'un système de diagnostic flou appliquée à la MAS

IV.5.1 Principe d'un système de diagnostic (ou de surveillance) [12]

A fin de bien remplir la fonction diagnostic sur la machine asynchrone, il faut exploiter les mesures prélever et établir une corrélation entre des caractéristiques ou symptômes et des situations types de la machine en question [2]. Alors pour établir un diagnostic, il faut être capable de décrire une situation, de l'analyser puis de l'interpréter. Cette problématique se décompose en trois parties :

- Définir les caractéristiques ou symptômes du procédé. D'une manière générale, la description d'une situation consiste en l'acquisition d'information renseignant sur l'état du système. Il s'agit donc d'étudier un ensemble de données caractéristiques de la MAS (Amplitudes des Courants statoriques) répondant à une situation bien connue.
- Décrire les situations types. Il s'agit de décrire les états que peut prendre un système.
- Etablir le lien symptômes -situations types. Il convient d'établir une relation entre un ensemble de valeurs caractéristiques à un instant donné sur le machine et les situations types connues a priori. Pour un système expert, il s'agira de déclencher les règles de la base de connaissance à l'aide des faits observés.

Plus généralement, Dubuisson définit le diagnostic comme : « Une exploitation de toute connaissance accessible existant sur le système » [Dubuisson]

Les différentes étapes de conception d'un système de diagnostic à base de la logique floue sont illustrées sur la figure 4.7 L'analyse des défaillances est effectuée notamment par traitement des courants statoriques riche d'enseignements pour la détection et localisation des défauts électriques ou pour la maintenance prédictive.

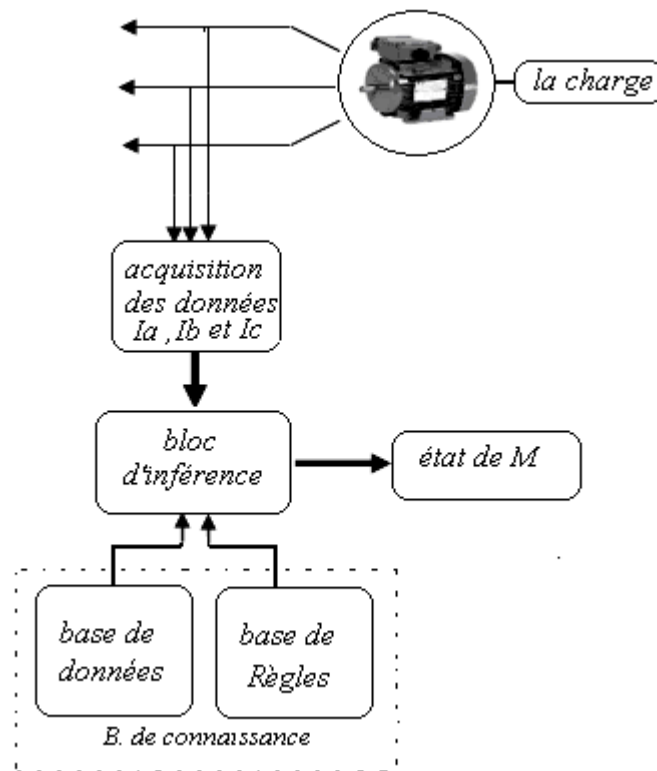


Figure 4.8 : Schéma bloc d'un système de surveillance de l'état d'un moteur

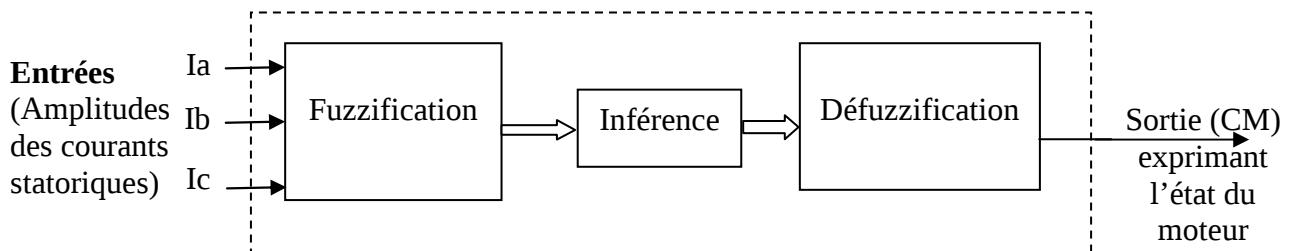
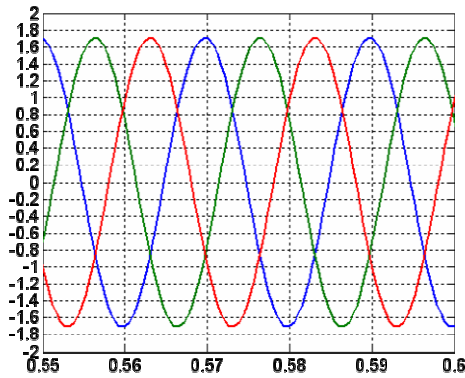


Figure 4.9. Structure du système de diagnostic flou utilisé

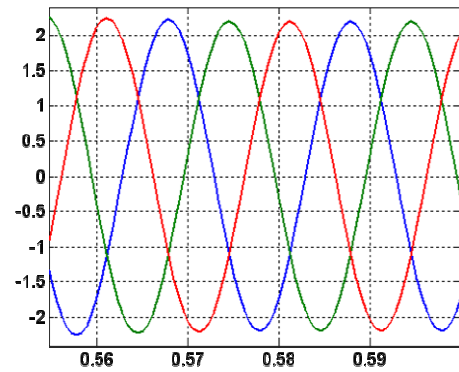
IV.5.2. Extraction de signatures de défauts

Dans le but d'extraire les signatures les plus représentatives des défaillances statoriques prises en compte dans notre cas d'étude de la MAS, on a prélevé les résultats de simulation obtenus sur un modèle triphasé-triphasé. Il s'agit respectivement, de l'évolution **temporelle** des courants statoriques (Les figures (10,11 et 12)) prises au régime établi dans différents

modes de fonctionnement considérés à savoir : à vide et en charge sans et avec défaut (déséquilibre de tension ou ouverture d'une phase).

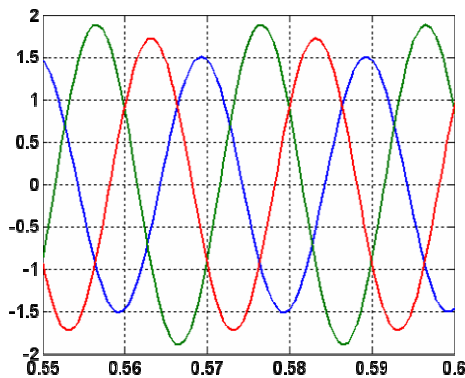


a) à vide

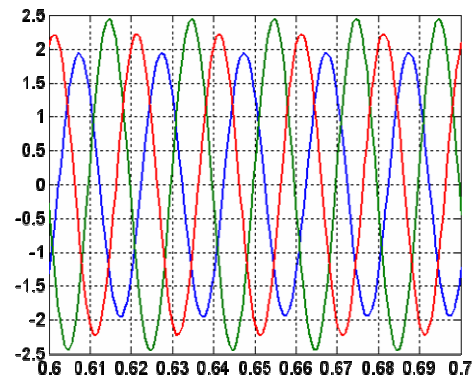


b) en pleine charge

Figure 4.10 : Evolution des courants statoriques du moteur à l'état sain

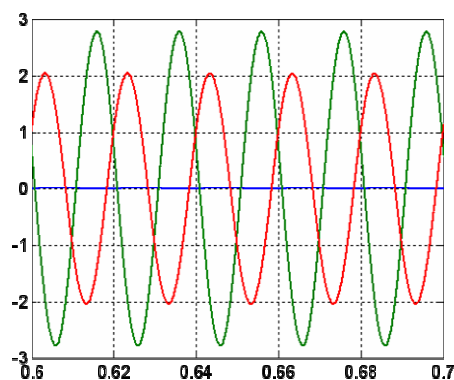


a) à vide

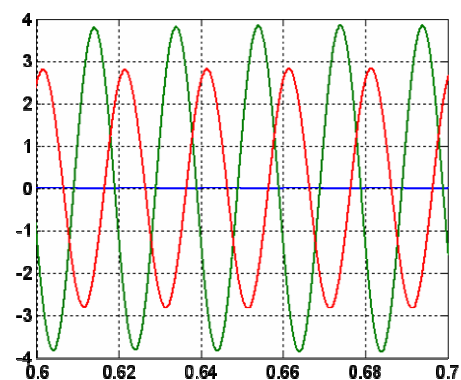


b) en pleine charge

Figure 4.11 : Evolution des courants statoriques du moteur avec défaut
(Déséquilibre de tension)



a) à vide



b) en pleine charge

Figure 4.12 : Evolution des courants statoriques du moteur avec défaut
(Ouverture d'une phase)

La connaissance experte génère un ensemble de règles qui régissent les évolutions dans le temps des états du système physique. Dans le cas de diagnostic, ces règles doivent regrouper les défaillances, subies par la machine asynchrone, associées à leurs symptômes.

Une image nette à reproduire par ce modèle, une fois les caractéristiques comparables sont détectées en cours de fonctionnement du procédé. Pour l'analyse de ces transitions d'états des algorithmes de Mamdani ; et conformément aux avancées de l'esquisse, la règle doit être du type « **Si** symp₁ **Et** **Si** symp₂ **Et** **Si** symp_n **Alors** origine/défaut. ».

IV.5.3 Interface de Fuzzification [18]

Les entrées dans un système flou sont en général mesurées à l'aide d'organes de mesure qui sont le plus souvent de type analogique. Etant donné que l'implémentation du système flou se fait presque toujours de manière digitale, il faut d'abord prévoir une conversion analogique/digitale. Lors de l'implémentation de cette conversion, il faut introduire des facteurs d'adaptation qui tiennent compte du format choisi pour les grandeurs converties. Cette conversion est liée d'une part à une quantification des signaux, à cause de la longueur finie des grandeurs digitales, et d'autre part à un échantillonnage, à cause du fonctionnement discontinu de la conversion A/N et du traitement d'inférences.

L'attribution de degrés d'appartenance à chaque valeur d'entrée est un passage des grandeurs physiques aux valeurs linguistiques. Les variables linguistiques sont définies par leurs valeurs linguistiques.

Dans notre cas d'étude on a fait correspondre aux variables d'entrées (I_a, I_b et I_c) des fonctions d'appartenance qui en générale des triangles ou des trapèzes. Ces fonctions sont déterminées de façon empirique après analyse du fonctionnement du système (à travers la simulation du modèle sain et/ou défaillant). Pour chaque variable on définit des zones sous ensembles flous comme suit (Zéro, faible, moyen, normale, fort.....).

Les entrées et les sorties du système sont définies en utilisant la théorie de la logique floue comme suit :

Soient donné : $I_m = \{0, 1.6, 1.7, 1.8, 2.4, 5\}$, ensembles des valeurs mesurées de l'univers U des grandeurs mesurables soit $T(I_m) = \{\text{zéro, faible, moyen, fort}\}$.

L'état du stator, CM, est choisit comme étant la sortie du système flou avec $T(CM) = \{\text{Sain(Good), Endommagé(Damaged), gravement Endommagé(seriously damaged)}\}$

.

A titre d'exemple, considérons le terme « x_1 =faible », la signification de ce dernier est un sous ensemble flou A de I_m , dont la fonction d'appartenance définie par:

$$\mu_A(x_1) = \begin{cases} 1 & \text{pour } I_m = 0 \\ < 1 & \text{pour } 0 < I_m < 1.625 \end{cases}$$

Les courbes d'entrées et de sorties sont représentées sur les figures suivantes :

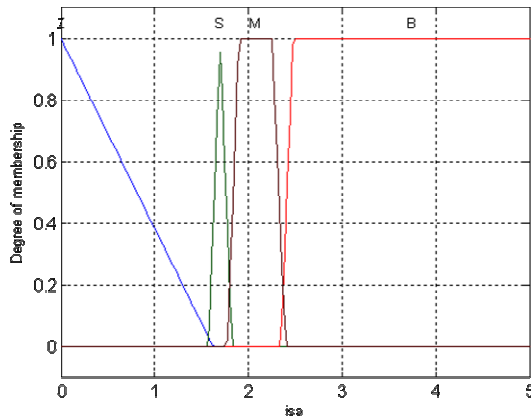


Figure 4.13 : Les fonctions d'appartenances des variables d'entrées (Courants statoriques)

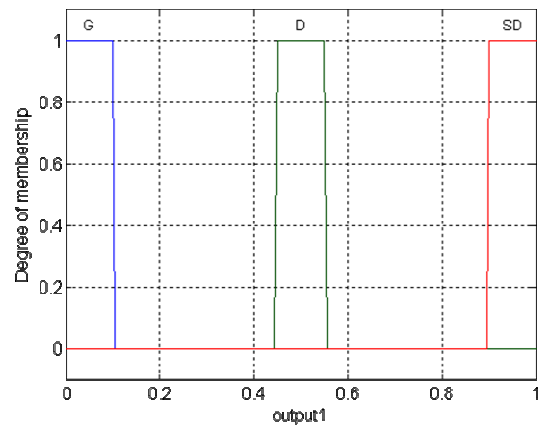


Figure 4.14 : Les fonctions d'appartenances de la Sortie (Etat du stator)

IV.5.4 Inférence floue (logique de prise de décision)

Les inférences lient les grandeurs mesurées et les variables de sorties par des règles linguistiques. Une règle floue dans ce cas est la combinaison entre symptômes -défauts.

Les règles utilisées sont de type :

« Si < I_a =Petit > ET < I_b =Grand > alors < défaut_m =Grand >

Où Grand, Petit sont des ensembles flous connus par expérience et défaut_m représente la m^{ie} défaillance. Ces règles ont été optimisées afin de couvrir tout le sain et les cas défectueux.

L'ensemble des règles utilisées dans notre cas d'étude se résume ainsi [12]

- Règle (1)** : if Ia is Z Then CM is SD
Règle (2) : if Ib is Z Then CM is SD
Règle (3) : if Ic is Z Then CM is SD
Règle (4) : if Ia is B Then CM is SD
Règle (5) : if Ib is B Then CM is SD
Règle (6) : if Ic is B Then CM is SD
Règle (7) : if Ia is S and Ib is S and Ic is M Then CM is D
Règle (8) : if Ia is S and Ib is M and Ic is M Then CM is D
Règle (9) : if Ia is M and Ib is S and Ic is M Then CM is D
Règle (10) : if Ia is M and Ib is M and Ic is M Then CM is G
Règle (11) : if Ia is S and Ib is S and Ic is S Then CM is G
Règle (12) : if Ia is S and Ib is M and Ic is S Then CM is D
Règle (13) : if Ia is M and Ib is S and Ic is S Then CM is D
Règle (14) : if Ia is M and Ib is M and Ic is S Then CM is D

Pour l'inférence floue on a choisit la méthode de Mamdani dont le principe de calcul se résume ainsi. Pour un vecteur d'entrée $x=(x_1, \dots, x_n)$, qui peut être le courant ou une autre grandeur observable.

1. Calcul du degré d'appartenance de chaque entrée aux différents sous-ensembles flous,

$$\mu_{A_j}^i(x_j) \text{ pour } j=1 \text{ à } N;$$

2. Calcul de la valeur de vérité de chaque règle, pour $i=1$ à N :

$$\alpha_i(x) = \min(\mu_{A_j}^i(x_j)) \quad j = 1 \text{ à } N$$

3. Calcul de la contribution de chaque règle

$$\mu_i(y) = \min(\alpha_i(x), \mu_{B^i}(y))$$

4. Agrégation des règles :

$$\mu(y) = \max(\mu_i(y))$$

Le résultat est donc un sous-ensemble flou caractérisé par sa fonction d'appartenance. Pour obtenir une conclusion « nette », il faut « défuzzifier ».

IV.5.5 Interface de Défuzzification

Le résultat d'une inférence floue est une fonction d'appartenance. c'est un sous-ensemble flou. La défuzzification est une transformation qui permet de remplacer un ensemble flou par une seule valeur numérique représentant cet ensemble.

Nous avons choisie dans notre cas la défuzzification par calcul du centre de gravité.

IV.5.5 Résultats de simulation

Le système de diagnostic ainsi développé est testé sur le moteur asynchrone sous diverses conditions de charge et pour les deux modes de fonctionnement considérés (sain et avec défauts).

Le premier teste effectué sur la machine en question dont le résultat d'inférence flou est donnée par la figure (15), montre l'implication de la règle (11) lorsque $I_a = I_b = I_c = 1.7A$ ou la règle (10) si $I_a = I_b = I_c = 2.3A$. Selon la valeur de la sortie ($CM = 0.05$) ce qui implique que le stator est à l'état sain (pas de défaut).

Pour la figure (16), c'est la règle (12) en fait $I_a = I_c = 1.7A$ et $I_b = 2.2A$, dans ce cas le stator est endommagé ($CM = 0.5$). Et pour la figure (17), c'est la règle (1) $I_a = 0$ le stator dans ce cas est sérieusement endommagé ($CM = 0.95$).

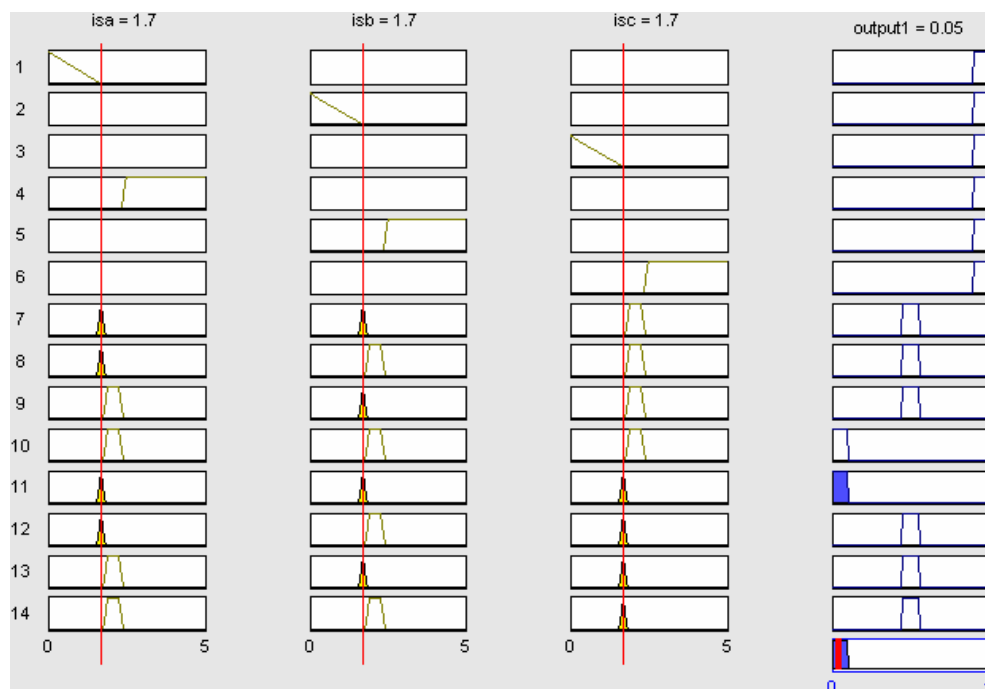


Figure 4.15 : Diagramme d'inférence floue pour un stator sain

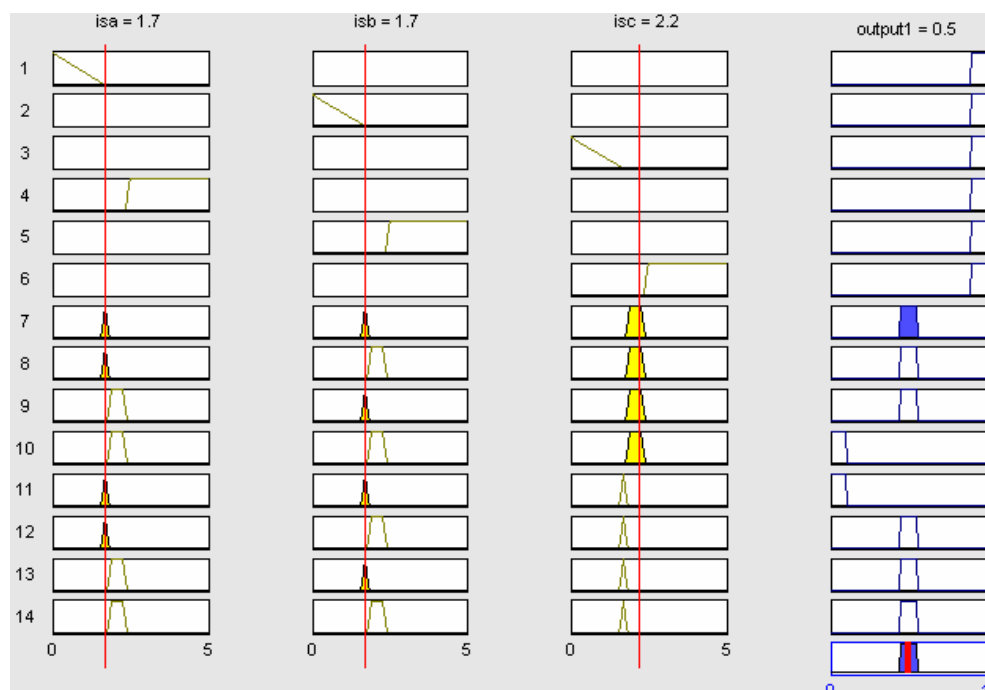


Figure 4.16 : diagramme d'inférence floue pour un stator endommagé

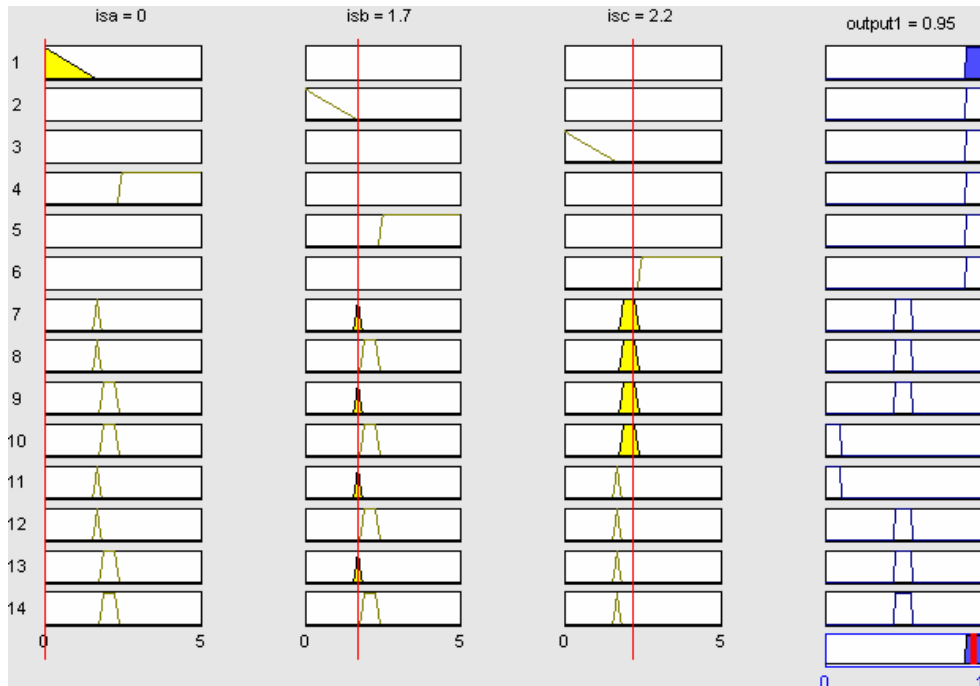


Figure 4.17 : diagramme d'inférence floue pour un stator sérieusement endommagé

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé par le biais d'un exemple portant sur la détermination de la gravité d'un défaut détecté sur l'état du stator de moteur asynchrone, une approche de diagnostic basée sur l'utilisation de la logique floue.

Cette méthode a été choisie parce que la logique floue a prouvée des capacités remarquables en imitant avec précision des décisions humaines [2]. L'état du stator est décrit en utilisant des variables linguistiques. Les sous ensembles flous et les fonctions d'appartenance décrivant les amplitudes des courants statoriques du moteur avec la base de règles établie entre Symptômes- Défauts permettent d'estimer l'état du stator (sain, endommagé ou sérieusement endommagé).

Dans le cadre de notre étude, la méthode en question a été testée sur un moteur asynchrone de 1.1Kw. Les résultats obtenus indiquent que l'approche de logique floue, comme proposée par certains auteurs [2], est capable de diagnostiquer des défauts avec précision et soulage considérablement l'interface entre la connaissance d'ingénieur et l'expert en matière de domaine.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail réalisé s'attarde sur le diagnostic des machines asynchrones triphasées. La croissance d'utilisation de ce type de machine électrique, essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et de fabrication, sa robustesse mécanique. A titre d'exemple, aux états-unis, 70 millions de moteurs asynchrones sont fabriqués chaque année pour une population d'environ 300 millions de personnes, il est clair que ces moteurs nous conduisent à porter une attention de plus en plus sérieuse quant à leur fonctionnement et leur disponibilité.

Les défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des causes variées. Ils peuvent être dus au vieillissement des constituants du moteur ou bien aux conditions d'utilisation ou tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service. Dans ce mémoire, nous avons présenté de façon succincte et non exhaustive, les modèles de comportement dynamique de la machine asynchrone destinés soit à la recherche des signatures des défauts, soit à l'analyse de fonctionnement en présence de défaut, ainsi qu'à l'étude des paramètres permettant de détecter l'apparition de défauts.

Afin de représenter le comportement de la machine, lors d'un fonctionnement normal (sans défaut) et dégradé (avec défaut), nous avons développé un modèle mathématique. Ensuite, nous avons établi un programme de simulation à l'aide du MATLAB 6.5. Ceci, nous a permis de visualiser les courants statoriques, le couple, la vitesse et les courants dans les barres rotoriques, sous diverses modes de fonctionnement de la machine.

Les résultats de simulation sont donnés dans le deuxième chapitre. Nous avons proposé d'appliquer à la machine asynchrone, une analyse de différentes grandeurs (courants statorique, couple électromagnétique et la vitesse de rotation) qui a permis de mettre en évidence des signatures les plus représentatives des défauts.

Nous constatons que lors de la rupture de barre ou de portion d'anneau au rotor, les barres adjacentes et les portions en quadrature sont plus sollicitées. Des oscillations apparaissent sur le couple électromagnétique, la vitesse rotorique, et les courants absorbés.

A la fin de ce travail, nous avons présenté les différentes méthodes de diagnostic des processus industriels. Dans notre cas, on a utilisé la méthode de diagnostic par logique floue, cette technique convient bien à la détection et la localisation des défauts de la MAS.

La mise en place d'une telle approche de diagnostic nécessite l'existence d'une base de données initiale contenant les mesures réalisées sur le processus. En d'autres termes disposé d'un ensemble de règles en générale établi par des experts en matière de domaine.

Les trois modes de fonctionnement ayant servi à analyser l'état du moteur (sain, endommagé ou sérieusement endommagé) et de construire la procédure de diagnostic flou (les défauts ont été créés au stator de la MAS) sont :

1. Moteur sain, à vide et en charge ;
2. Moteur avec un déséquilibre d'alimentation, à vide et en charge.
3. Moteur avec une ouverture de phase, à vide et en charge.

En effet, les résultats obtenus ont mis en évidence l'efficacité de l'application de l'approche par logique floue pour diagnostiquer sur l'état de la machine. Ces résultats montrent que l'utilisation de la logique floue pouvait être une alternative ou du moins une contribution efficace aux problèmes rencontrés lors de la phase de détection et de localisation des défaillances dans les machines asynchrones.

En fin, le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire peut donner lieu à des études supplémentaires sur plusieurs points :

- Calculer d'autres paramètres spécifiques aux défaillances (indicateurs de défauts).
- Prise en compte dans l'approche diagnostic proposée des autres types de défaillances de la machine asynchrone à savoir les (cassure de barres, rupture d'anneaux etc....)
- Elargir l'application de l'approche diagnostic par logique floue à l'identification des défaillances sur d'autres types de machines électriques notamment la machine synchrone.

Annexe

Annexe A

Paramètres de la machine 1 (moteur à cage) :

<i>Puissance nominale</i>	$P = 1.1 \text{ kW}$
<i>Tension nominale de ligne</i>	$V = 220 \text{ V}$
<i>Fréquence d'alimentation</i>	$f_s = 50 \text{ Hz}$
<i>Nombre de paire de pole</i>	$p = 1$
<i>Diamètre moyen</i>	$R = 35.76 \text{ mm}$
<i>La longueur</i>	$l = 65 \text{ mm}$
<i>Épaisseur d'entrefer</i>	$e = 0.2 \text{ mm}$
<i>Nombre de barre</i>	$N_r = 16$
<i>Nombre de spire par phase</i>	$N_s = 150$
<i>Résistance d'une phase statorique</i>	$R_s = 7.58 \text{ } \Omega$
<i>Résistance d'une barre rotorique</i>	$R_r = 150 \text{ } \mu\Omega$
<i>Résistance d'une portion d'anneau</i>	$R_e = 150 \text{ } \mu\Omega$
<i>Inductance de fuite d'anneau de court-circuit</i>	$L_e = 0.1 \text{ } \mu\Omega$
<i>Inductance de fuite d'une barre rotorique</i>	$L_b = 0.1 \text{ } \mu\Omega$
<i>Inductance de fuite statorique</i>	$L_{fs} = 18 \text{ mH}$
<i>Coefficient de forttement</i>	$K_0 = 0$
<i>Moment d'inertie</i>	$J = 5.4 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$

Paramètres de la machine 2 (moteur à rotor bobiné) :

<i>Puissance nominale</i>	$P_n = 1.1 \text{ kW}$
<i>La fréquence d'alimentation</i>	50 Hz
<i>Nombre de paire de pole</i>	$p = 1$
<i>Résistance d'une phase statorique</i>	$R_s = 7.828 \Omega$
<i>Résistance d'une phase rotorique</i>	$R_r = 6.3 \Omega$
<i>Inductance statorique</i>	$L_s = 0.615 \text{ H}$
<i>L'inductance cyclique statorique</i>	$L_{sf} = 0.633 \text{ H}$
<i>L'inductance cyclique rotorique</i>	$L_{rf} = 0.63 \text{ H}$
<i>J moment d'inertie</i>	$J = 0.0054 \text{ kg.m}^2$
<i>Mutuelle entre le stator- rotor</i>	$M_{sr} = 0.615 \text{ H}$
<i>Mutuelle rotor- rotor</i>	$M_r = 0.615 \text{ H}$
<i>Mutuelle stator-stator</i>	$M_r = 0.615 \text{ H}$
<i>Coefficient de forttement</i>	$K_0 = 0$
<i>Moment d'inertie</i>	$5.4 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$

Annexe B

Modèle réduit de la machine asynchrone à cage :

La matrice $[R_r]$ est donnée par :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{b0} + R_{b(N_r-1)} + 2 \cdot \frac{R_e}{N_r} & -R_{b0} & \cdots & 0 & \cdots & -R_{b(N_r-1)} & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots & \cdots \\ 0 & \cdots & -R_{b(k-1)} & -R_{bk} + R_{b(k-1)} + 2 \cdot \frac{R_e}{N_r} & \cdots & 0 & \vdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots & \cdots \\ -R_{b(N_r-1)} & \cdots & 0 & \cdots & -R_{b(N_r-1)} & (R_{b_{N_r-1}} + R_{b_{N_r-2}} + 2 \cdot \frac{R_e}{N_r}) & \vdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} \\ -\frac{R_e}{N_r} & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & -\frac{R_e}{N_r} & \vdots & R_e \end{bmatrix}$$

La matrice $[L_r]$ est donnée par :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} (L_{rp} + 2 \cdot L_b + 2 \cdot \frac{L_e}{N_r}) & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \cdots & M_{rr} - L_b & \vdots & -\frac{L_e}{N_r} \\ M_{rr} - L_b & (L_{rp} + 2 \cdot L_p + 2 \cdot \frac{L_e}{N_r}) & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \cdots & \vdots & \vdots \\ \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ M_{rr} - L_b & M_{rr} & \cdots & M_{rr} - L_b & (L_{rp} + 2 \cdot L_b + 2 \cdot \frac{L_e}{N_r}) & \vdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ -\frac{L_e}{N_r} & \cdots & \cdots & \cdots & -\frac{L_e}{N_r} & \vdots & L_e \end{bmatrix}$$

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

$$\begin{bmatrix}
 L_{sc} & 0 & \dots & \dots & \dots & -M_s \cos j\alpha & \dots & \dots & 0 \\
 0 & L_{sc} & \dots & \dots & \dots & -M_s \sin j\alpha & \dots & \dots & 0 \\
 \vdots & \vdots & L_p + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & M_r - L_b & M_r & \dots & M_r & M_r - L_b & \frac{L_e}{Nr} \\
 \vdots & \vdots & M_r - L_b & L_p + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & M_r - L_b & M_r & \dots & M_r & \vdots \\
 -\frac{3}{2}M_s \cos k\alpha & -\frac{3}{2}M_s \sin k\alpha & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 \vdots & \vdots & M_r - L_b & M_r & \dots & M_r & M_r - L_b & L_p + \frac{2L_e}{Nr} + 2L_b & \frac{L_e}{Nr} \\
 0 & 0 & \frac{L_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & \dots & \frac{L_e}{Nr} & L_e
 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{r0} \\ \vdots \\ I_j \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \\ I_e \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & \dots & \dots & M_s \omega \sin j\alpha & \dots & \dots & 0 \\
 -\omega L_{sc} & R_s & \dots & \dots & -M_s \omega \cos j\alpha & \dots & \dots & 0 \\
 0 & 0 & 2\frac{R_e}{Nr} + R_{b0} + R_{b(Nr-1)} & -R_{b0} & 0 & 0 & -R_{b(Nr-1)} & \frac{R_e}{Nr} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \vdots \\
 0 & 0 & 0 & -R_{b(k-1)} & 2\frac{R_e}{Nr} + R_{bk} + R_{b(k-1)} & -R_{bk} & 0 & \vdots \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \vdots \\
 0 & 0 & -R_{b(Nr-1)} & 0 & 0 & -R_{b(Nr-2)} & 2\frac{R_e}{Nr} + R_{b(Nr-2)} + R_{b(Nr-1)} & \frac{R_e}{Nr} \\
 0 & 0 & \frac{R_e}{Nr} & \dots & \dots & \dots & \frac{R_e}{Nr} & R_e
 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{r0} \\ \dots \\ I_j \\ \vdots \\ I_{r(Nr-1)} \\ I_e \end{bmatrix}$$

Rupture de barre de la cage d'écureuil :

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{Nr}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ Idr \\ Iqr \\ Ie \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} Vds \\ Vqs \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Rs & -WL_{sc} & 0 & -\frac{Nr}{2}WM_{sr} & 0 \\ WL_{sc} & Rs & -\frac{Nr}{2}WM_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S1 & S2 & 0 \\ 0 & 0 & S3 & S4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Re \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ Idr \\ Iqr \\ Ie \end{bmatrix}$$

Avec: $S_1 = S_2$ et $S_2 = S_3$

$$S1 = \frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb0 + Rb15 \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb1 + Rb0 \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb14 + Rb15 \right) \cos^2 15\alpha \right]$$

$$- \frac{4}{16} \left[(Rb0 \cos 0\alpha \cos 1\alpha) + (Rb1 \cos 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (Rb15 \cos 15\alpha \cos 0\alpha) \right]$$

$$S2 = -\frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb0 + Rb15 \right) \cos 0\alpha \sin 0\alpha - \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb1 + Rb0 \right) \cos 1\alpha \sin 1\alpha - \dots - \left(2 \frac{Re}{Nr} + Rb14 + Rb15 \right) \cos 15\alpha \sin 15\alpha \right]$$

$$+ \frac{2}{16} \left[(Rb0 \sin 0\alpha \cos 1\alpha) + (Rb1 \sin 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (Rb15 \sin 15\alpha \cos 0\alpha) \right]$$

$$+ \frac{2}{16} \left[(Rb0 \cos 0\alpha \sin 1\alpha) + (Rb1 \cos 1\alpha \sin 2\alpha) + \dots + (Rb15 \cos 15\alpha \sin 0\alpha) \right]$$

Rupture d'une portion d'anneau :

Dans le cas d'une rupture d'anneau (entre les deux barres 1 et 16) :

Avec : $S_1 = S_4$ et $S_2 = S_3$

$$S1 = \frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{11 \cdot \text{Re}}{Nr} + Rb0 + Rb15 \right) \cos^2 0\alpha + \left(2 \frac{\text{Re}}{Nr} + Rb1 + Rb0 \right) \cos^2 1\alpha + \dots + \left(2 \frac{\text{Re}}{Nr} + Rb14 + Rb15 \right) \cos^2 15\alpha \right] \\ - \frac{4}{16} [(Rb0 \cos 0\alpha \cos 1\alpha) + (Rb1 \cos 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (Rb15 \cos 15\alpha \cos 0\alpha)]$$

$$S2 = -\frac{2}{16} \left[\left(2 \frac{11 \cdot \text{Re}}{Nr} + Rb0 + Rb15 \right) \cos 0\alpha \sin 0\alpha - \left(2 \frac{\text{Re}}{Nr} + Rb1 + Rb0 \right) \cos 1\alpha \sin 1\alpha - \dots - \left(2 \frac{\text{Re}}{Nr} + Rb14 + Rb15 \right) \cos 15\alpha \sin 15\alpha \right] \\ + \frac{2}{16} [(Rb0 \sin 0\alpha \cos 1\alpha) + (Rb1 \sin 1\alpha \cos 2\alpha) + \dots + (Rb15 \sin 15\alpha \cos 0\alpha)] \\ + \frac{2}{16} [(Rb0 \cos 0\alpha \sin 1\alpha) + (Rb1 \cos 1\alpha \sin 2\alpha) + \dots + (Rb15 \cos 15\alpha \sin 0\alpha)]$$

Annexe C

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.

MALAB est 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.

La deuxième partie SIMULINK 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, continues, discret...

Présentation du Toolbox FUZZY LOGIC

La Toolbox Fuzzy Logic de Matlab possède un éditeur qui permet de créer des systèmes d'inférences flous : des FIS (pour Fuzzy inference system). Cette boîte à outils permet de générer des fichiers (.fis), qui correspondent à des systèmes d'inférences floues et dont font partie les RLF.

Cette boîte à outils possède 3 éditeurs (de fis, de règles et de fonctions d'appartenance) qui permettent de saisir l'ensemble des données du FIS ainsi que 2 interfaces graphiques qui permettent de visualiser les inférences directement sur la base de règles, ainsi que des surfaces de contrôle.

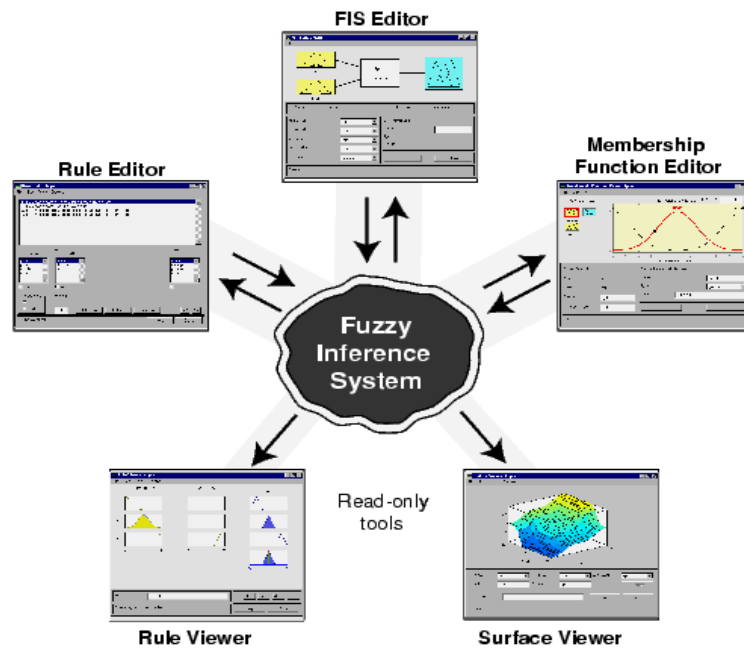


Figure.1 : Fuzzy inference system

Pour lancer cet éditeur principal : `>>Fuzzy`. Dans la command Windows de Matlab.

A partir de la fenêtre principale de l'éditeur de fis, un navigation assez aisée permet de passer d'un éditeur à un autre...

Le FIS crée devra être enregistrer « nom de fichier **.FIS** » dans le répertoire de simulation et chargé dans un bloc **Fuzzy contrôleur** de Simulink.

Principales commandes du Toolbox FUZZY LOGIC Matlab

Fuzzy	Lance l'éditeur de FIS
mfedit	Lance l'éditeur de fonctions d'appartenance.
ruleedit	Lance l'éditeur de règles
ruleview	Lance l'interface graphique d'inférences
surfview	Lance l'interface graphique de visualisation des surfaces de contrôle.
showfis	Affiche un synoptique du FIS
showrule	Affiche l'ensemble des règles de la base de règles
gensurf	Génère une surface de contrôle du FIS
writefis	Sauvegarde du FIS sur disque.
readfis	Charge un FIS à partir d'une sauvegarde
setfis	Configure les propriétés du FIS

Toutes ces commandes peuvent être utilisées à partir de la fenêtre de commande de Matlab.

APPLICATION AVEC MATLAB

On accède la fenêtre principale du << FIS Editor >> par un instruction sur la ligne de commande MATLAB

>> Fuzzy

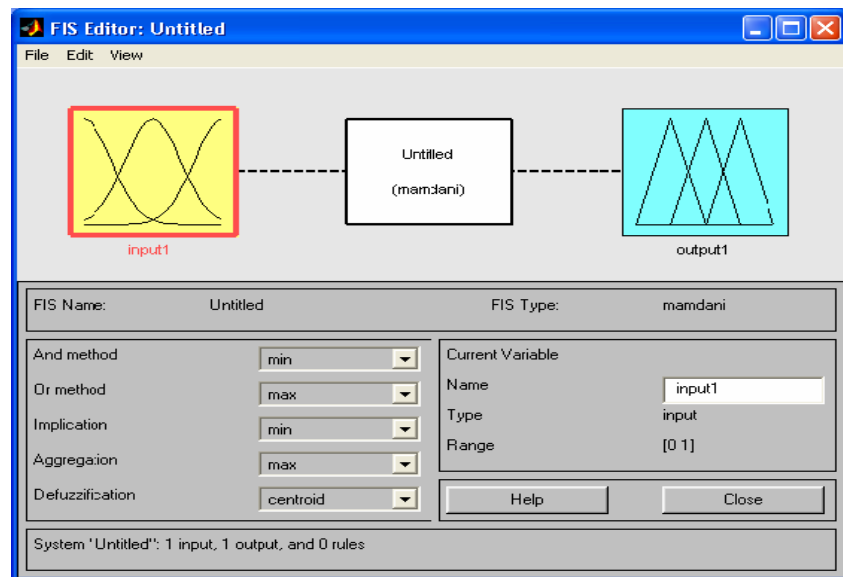


Figure.2 : Fenêtre principale de l'éditeur de logique floue

On y choisit premièrement le nombre d'entrées depuis la barre de menu : **Edit** → **Add input** (trois entres). On trouve alors sur la fenêtre principale du << FIS Editor >> autant d'icône qu'on veut de signaux d'entrées et sorties, et une pour les règles d'inférence. La partie inférieure permet de spécifier les méthodes d'inférences. On accède alors à une fenêtre spécifique par un double-Clic sur l'icône du signal dont on veut spécifier les fonctions d'appartenance.

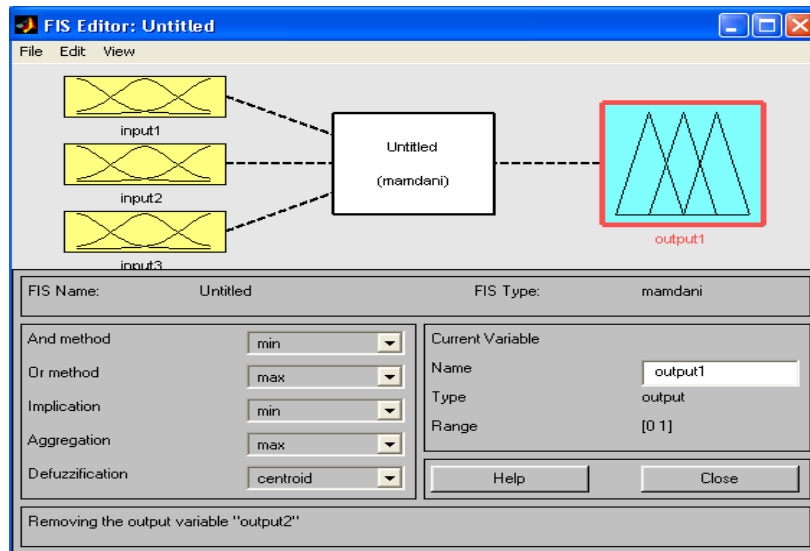


Figure 3 : Fenêtre de l'éditeur de fonctions d'appartenance

On doit y accomplir les actions suivantes, de préférence dans l'ordre indiqué :

Choix de la gamme de variation de chaque signal, de préférence $[0; 5]$, ce qui implique que les signaux soient d'abord normalisé.

Choix des fonction d'appartenance depuis la barre de menu : Edit → Add MFs... . On accède alors à une fenêtre qui permet de choisir le nombre de fonctions et leur type. On préférera les formes –triangle << trimf >> et trapèze << trapmf >> - peu coûteuses en temps et en espace mémoire.

Sur la fenêtre MF, on choisit le nom et la dimension de chaque fonction d'appartenance : soit en déplaçant les points du graphique avec la souris, soit en spécifiant le vecteur dans la fenêtre << Params >>. Pour le nom, un mnémonique tel : Z, S, M et B, vaut mieux que mf1 à mfn attribués par défaut. On ferme ensuite chaque fenêtre de signal.

De retour dans le du << FIS Editor >>, on choisit le nom du signal de préférence à input k attribué par défaut.

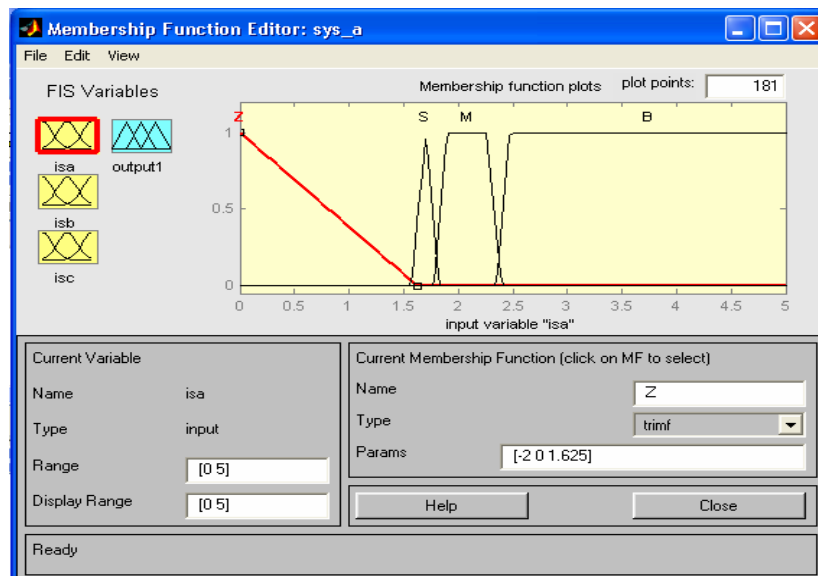


Figure.4 : Fenêtre de l'éditeur de fonctions d'appartenance

Lorsque tous les signaux sont spécifiés, on ouvre l'éditeur des règles d'inférence :

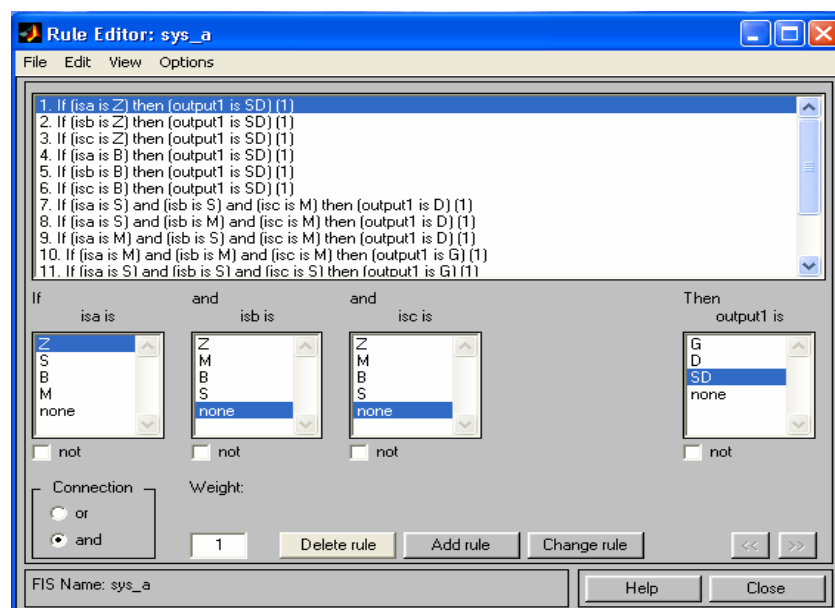


Figure .5 : Fenêtre de l'éditeur de règles d'inférence.

On termine en définissant les méthodes pour interpréter les combinaisons logiques et les Règles d'inférence, on choisit la méthode Mamdani. Cette méthode consiste à utiliser l'opérateur **Min** pour **Et** et l'opérateur **Max** pour le **Ou**. Pour la défuzzification, on recommande la méthode du centre de gravité (centroid).

On ferme toutes les fenêtres secondaires de l'éditeur FIS avant d'enregistrer le régulateur sur le fichier sur le disque en choisissant un nom dont on se souviendra facilement (sys_a.fis). Si on veut ensuite utiliser ce régulateur dans un schéma *Simulink*, il faut encore l'enregistrer dans l'espace de travail MATLAB : Workspace.

BIBLIOGRAPHIE

[1] : BELHAMDI Saad. Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur Asynchrone. Thèse de Magister, Université Mohamed Khider Biskra, Soutenue le 2005.

[2] : Benchimol G., Levine P, Pomerd J.C, << systèmes experts dans l'entreprise >>, éditions, (1986).

[3] : Bernadette Bouchon_Meunier << La logique floue et ses applications >> Editions Addison_Wesley (France) _1995.

[4] : BOUZIDA Ahcene Boumaza Med Adel. Diagnostic de défauts au rotor par l'approche de l'estimation paramétrique. Mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique, 2004/2005.

[5] : Baghli Lotfi. 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 Henri Poincaré Nancy I, Soutenue le 14 Janvier 1999.

[6] : Guy Séguier. Electronique de puissance : les fonctions de base et leurs principales applications.7 édition.

[7] : G. Didier, H. Razik. Article : Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrones. La revue 3EI n°27, Décembre 2001.

[8] : Gilles Zwingelstein. Diagnostic des défaillances. Théorie et pratique pour les systèmes industriels. Editions Hermes (1995).

[9] : H. Razik. Article : Le contenu spectral du courant absorbe par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art.

[10] : H. Nejjari, M.E.H. Benbouzid. Application of Fuzzy logic to induction Motors Condition Monitoring. IEEE JUNE 1999.

[11] : MAGHRAOUI Abdelwahab & DEBOUCHA Abdelhakim. Diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones triphasés à cage. Université Mohamed Boudiaf, M'sila 2005/2006.

[12] : MEH. Benbouzid. A simple Fuzzy Logic Approach for Induction Motor Stator Condition Monitoring. IEEE 2001.

[13] : Mehemmel Hocine & Zebiri Fouad. Détection et localisation des défauts de la machine asynchrone à double stator la technique de l'intelligence artificielle. Université de M'sila, Soutenue le 2006.

[14] : Mechai Hamza & Mansouri Lamraoui. Modélisation de la Machine Asynchrone en Présence de défauts statorique et rotoriques. Université de M'sila, Soutenue le 2006.

[15] : Olivier ONDEL. Diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur machine asynchrone. Thèse de Doctorat Université LYON Soutenue le 17 Octobre 2006.

[16] : SAHRAOUI Mohamed. Contribution aux Diagnostic des Machines Asynchrones Triphasées à cage. Thèse de Magister, Université Mohamed Khider Biskra, Soutenue le 2003.

[17] : Idées nettes sur la logique floue . presses polytechniques et universitaires Romandes

[18] : NEZAR Malika. Diagnostic des associations convertisseurs statiques-machines asynchrones en utilisant les techniques de l'intelligences artificielle . Thèse de Doctorat Université de BATNA .

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION: ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : MESSIEURS : Y LAAMARI et A/M CHOUCOU

Présenté par : FAKANI LAMOURI & AISSAOUI MOHAMED

Thème : **DIAGNOSTIC PAR LOGIQUE FLOUE APPLIQUEE
À LA MACHINE ASYNCHRONE**

Résumé :

Cette étude aborde le problème du diagnostic de défauts dans les moteurs asynchrones. Une des techniques les plus largement répandues pour obtenir l'information sur l'état d'un moteur donnée est basée sur le traitement des courants statoriques. En fait l'analyse temporelle ou fréquentielle de ces signaux permet à un expert en matière de domaine d'estimer l'état du moteur voire identifier les défauts présents.

Cependant, les experts sont souvent priés à interpréter des données de mesures qui sont fréquemment peu concluantes. Dans le cas de notre étude, la gravité de défaut détecté sur le stator peut être déduite en observant les amplitudes des courants du stator. Pour cela deux types de modèles ont été développés à savoir le modèle triphasé-triphasé et le modèle multi mailles.

De ce fait, l'introduction d'une technique basée sur la logique floue est étudiée. L'utilisation d'implication floue comme opérateur de comparaison permet d'avoir des décisions précises ce qui peut aider à diagnostiquer des défauts du moteur asynchrone.

Mots clés : Diagnostic, Défauts, Logique floue, Machine Asynchrone, Modélisation, Défaillances, Modèle triphasé-triphasé, modèle multi mailles, Analyse spectrale, FFT.