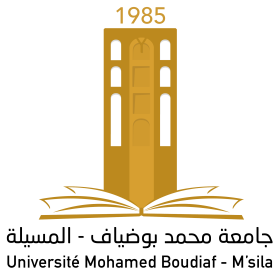
**RÉPUBLIQUE ALGÉRIÈNNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**MINISTERE DE L’ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

****

**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M’SILA**

**FACULTE DE TECHNOLOGIE**

**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**

**MEMOIRE DE FIN D’ETUDES EN VUE DE L’OBTENTION DU DIPLÔME**

**DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

**SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECANIQUES**

**THEME**

**Commande par PI flou des MAS en tenant Comptes des défauts rotoriques**

Proposé et dirigé par : Présenté par :

**Dr. BELHAMDI Saad Mr. BENSAOUCHA Saddam**

**ANNÉE UNIVERSITAIRE: 2014/2015**

**Nod’ordre :052**

**Dédicaces**

*Je dédie ce travail :*

* *A la mémoire de mon grand-mère,*
* *A ma chère mère et mon cher père,*
* *A mes chers frères et sœurs,*
* *A toute ma famille,*
* *A tous mes amis,*
* *A tous mes collègues de la promotion 2014.*

*Remerciements*

*Je remercie avant tous ALLAH pour son aide, ses innombrables dons, ALLAH qui m’a donné la force, la volonté et le moral pour accomplir mes études en Master en électrotechnique.*

*J’exprime mes vifs remerciements à Mr. Belhamdi Saad, enseignant à l’Université de M’sila, d’avoir encadré et dirigé ces travaux, et pour la confiance qu’il m’a accordé tout au long de cette thèse.*

*Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation.*

*Je tiens également à remercier les membres de jury d’examen pour avoir accepté de participer au jugement de ce mémoire.*

*Je remercie évidemment mes parents, ma sœur et mon frère, qui depuis de si longues années, m'ont encouragé et soutenu dans la poursuite de mes études.*

*Enfin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues pour le soutien moral et matériel…*

**Table des matières**

[Introduction Générale 1](#_Toc418990014)

[Chapitre I. Etat de l’art de l’étude des défaillances dans les MAS 5](#_Toc418990015)

[I.1. Introduction 5](#_Toc418990016)

[I.2. Eléments de constitution de la machine asynchrone 5](#_Toc418990017)

[I.3. Défauts des systèmes électromécaniques et leur diagnostic 7](#_Toc418990018)

[I.4. Conclusion 13](#_Toc418990019)

[Chapitre II. Modélisation des Machines Asynchrone en présence des défauts rotoriques 15](#_Toc418990020)

[II.1. Introduction 15](#_Toc418990021)

[II.2. Hypothèses simplificatrices 15](#_Toc418990022)

[II.3. Calcul des inductances 16](#_Toc418990023)

[II.4. Mise en équation 20](#_Toc418990024)

[II.5. La transformation de grandeurs équilibrées vers deux grandeurs 25](#_Toc418990025)

[II.6. Choix d’alimentation de la machine asynchrone 33](#_Toc418990026)

[II.7. Simulation du modèle de la machine asynchrone 38](#_Toc418990027)

[II.8. Conclusion 40](#_Toc418990028)

[Chapitre III. Commande Vectorielle à flux rotorique orienté en tenant Compte des défauts rotrique 43](#_Toc418990029)

[III.1. Introduction 43](#_Toc418990030)

[III.2. Modèle du moteur asynchrone en vue de la Commande 43](#_Toc418990031)

[III.3. Principe de la Commande par orientation du flux 47](#_Toc418990032)

[III.4. Commande Vectorielle par orientation du flux rotorique 47](#_Toc418990033)

[III.5. conclusion 61](#_Toc418990034)

[Chapitre IV. Commande PI Flou de la MAS en tenant Compte des Défauts Rotoriques 63](#_Toc418990035)

[IV.1. Introduction 63](#_Toc418990036)

[IV.2. Historique à la logique floue et définitions 63](#_Toc418990037)

[IV.3. Principe de la commande par la logique floue 69](#_Toc418990038)

[IV.4. Résultat de simulation 77](#_Toc418990039)

[IV.5. Etude comparative entre la commande PI-classique et PI-flou 85](#_Toc418990040)

[IV.6. Conclusion 89](#_Toc418990041)

[Conclusion Générale et Perspectives 90](#_Toc418990042)

[Références Bibliographiques 93](#_Toc418990043)

[Annexe A : Défauts rotoriques d’une MAS 95](#_Toc418990044)

[Annexe B-1 : Paramètres de la MAS 95](#_Toc418990045)

[Annexe B-2 : Synthèse du régulateur Proportionnel – intégral 97](#_Toc418990047)

**Liste des figures**

**Figures du chapitre I**

[Figure ‎I.1 : Constitution d’une machines asynchrone à cage d’écureuil. 6](#_Toc418990049)

[Figure ‎I.2 : Répartition des pannes des machines asynchrone. 7](#_Toc418990050)

[Figure ‎I.3 : Classification des défauts selon leurs origines. 8](#_Toc418990051)

[Figure ‎I.4 : Représentation de l'excentricité statique et dynamique. 9](#_Toc418990052)

[Figure ‎I.5 : Représentation des différents défauts statoriques. 10](#_Toc418990053)

[Figure ‎I.6 : Défauts de rupture de barres et d’anneau de court-circuit. 11](#_Toc418990054)

Figures du chapitre II

[Figure ‎II.1 : Circuit électrique équivalent d’une cage. 18](#_Toc418990055)

[Figure ‎II.2 : Induction produite par une maille rotorique. 18](#_Toc418990056)

[Figure ‎II.3 : Position de la maille rotorique k, par rapport à la bobine statorique de la phase (n=0). 19](#_Toc418990057)

[Figure ‎II.4 : Représentation du vecteur de champ tournant. 20](#_Toc418990058)

[Figure ‎II.5 : position du système d’axes (*d, q*). 21](#_Toc418990059)

[Figure ‎II.6 : schéma électrique équivalent des mailles rotorique. 22](#_Toc418990060)

[Figure ‎II.7 : projection du modèle multi enroulement sur le modèle. 25](#_Toc418990061)

[Figure ‎II.8 : Onduleur triphasé de tension. 35](#_Toc418990062)

[Figure ‎II.9 : Principe de commande MLI. 37](#_Toc418990063)

[Figure ‎II.10 : La stratégie triangulo-sinusoidale (MLI). 37](#_Toc418990064)

[Figure ‎II.11 : la Tension Va d’alimentation. 38](#_Toc418990065)

[Figure ‎II.12 : l’évolution des grandeurs fondamentales de la MAS à l’état sain (sans/avec) OND. 39](#_Toc418990066)

[Figure ‎II.13 : l’évolution des grandeurs fondamentales de la MAS à l’état défaillant (sans/avec) OND. 40](#_Toc418990067)

Figures du chapitre III

[Figure ‎III.1 : position de système d’axe (*dq)*. 45](#_Toc418990094)

[Figure ‎III.2 : Flux rotorique orienté suivant l’axe d. 48](#_Toc418990095)

[Figure ‎III.3 : modèle de la machine. 51](#_Toc418990096)

[Figure ‎III.4 : découplage par compensation. 51](#_Toc418990097)

[Figure ‎III.5 : commande découplée et. 52](#_Toc418990098)

[Figure ‎III.6 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte. 53](#_Toc418990099)

[Figure ‎III.7 : régulateurs de courant I*s (d, q).* 54](#_Toc418990100)

[Figure ‎III.8 : régulateurs de vitesse de rotation. 55](#_Toc418990101)

[Figure ‎III.9 : réglage de vitesse de rotation de la MAS (cas sain). 56](#_Toc418990102)

[Figure ‎III.10 : Réglage de vitesse de rotation de la MAS (cas sain avec inversion le sens de rotation). 57](#_Toc418990103)

[Figure ‎III.11 : Réglage de vitesse de rotation de la MAS (cas de rupture deux barres rotorique) 58](#_Toc418990104)

[Figure ‎III.12 : Réglage de vitesse de rotation de la MAS (cas de rupture deux barres rotorique au même temps) 59](#_Toc418990105)

[Figure ‎III.13 : Réglage de vitesse de rotation de la MAS (cas de rupture deux barres rotorique au temps avec inversion le sens de rotation) 60](#_Toc418990106)

Figures du chapitre IV

[Figure ‎IV.1 : classification des vitesses d’une automobile en deux ensembles. 64](#_Toc418990128)

[Figure ‎IV.2 : l’inclusion. 66](#_Toc418990129)

[Figure ‎IV.3 : Opération OU (l’union). 66](#_Toc418990130)

[Figure ‎IV.4 : Opération ET (intersection). 67](#_Toc418990131)

[Figure ‎IV.5 : Opération NON (complément). 67](#_Toc418990132)

[Figure ‎IV.6 : formes usuelles des fonctions d’appartenance 68](#_Toc418990133)

[Figure ‎IV.7 : structure interne d’un régulateur. 69](#_Toc418990134)

[Figure ‎IV.8 : défuzzification par la méthode de centre de gravité 72](#_Toc418990135)

[Figure ‎IV.9 : défuzzification par la méthode de maximum. 72](#_Toc418990136)

[Figure ‎IV.10 : Défuzzification de la moyenne des maximums. 73](#_Toc418990137)

[Figure ‎IV.11 : défuzzification de hauteurs pondérées. 73](#_Toc418990138)

[Figure ‎IV.12 : Fonction d’appartenance des entrées. 74](#_Toc418990139)

[Figure ‎IV.13 : schéma synoptique d’un régulateur flou de vitesse. 76](#_Toc418990140)

[Figure ‎IV.14 : schéma bloc de commande flou de la vitesse de MAS. 77](#_Toc418990141)

[Figure ‎IV.15 : Résultats de simulation lors d’une machine saine 79](#_Toc418990142)

[Figure ‎IV.16 : Résultats de simulation lors une machine saine suivant une inversion de vitesse. 80](#_Toc418990143)

[Figure ‎IV.17 : Résultats de simulation lors une MAS défaillant (cassure deux barres à différents temps). 82](#_Toc418990144)

[Figure ‎IV.18 : Résultats de simulation lors une machine défaillant (cassure deux barres au même temps) 83](#_Toc418990145)

[Figure ‎IV.19 : Résultats de simulation lors une machine défaillant (cassure deux barres au même temps) avec une inversion de vitesse. 84](#_Toc418990146)

[Figure ‎IV.20 : résultats de simulation de la MAS à l’état sain suivant deux techniques de commande (*PI-classique*, *PI-flou*). 87](#_Toc418990147)

[Figure ‎IV.21 : résultats de simulation de la MAS à l’état défaillant commandée suivant deux techniques (*PI-classique, PI-flou*). 88](#_Toc418990148)

**Liste des Tableaux**

[Tableau ‎IV.1 exemple sur les règles d’inférence. 65](#_Toc418990170)

[Tableau ‎IV.2 Matrice d’inférence 76](#_Toc418990171)

**Glossaire**

MAS Machine Asynchrone

OND Onduleur

IFOC Commande Vectorielle Indirect à Flux Orienté

FL Logique Floue

RLF Régulateur Logique Floue

**Table de nomenclature**

a, b, c : …………. Les axes triphasés.

d, q :…………. Les axes biphasés respectivement directe et en quadrature.

Va, Vb ,Vc : ……...Tensions instantanées des phases statoriques.

Ia, Ib, Ic : ………..Courants instantanés des phases statoriques.

Vds, Vqs : ………...Tensions statoriques d’axe direct et en quadratique.

Ids, Iqs :………….. Courants statoriques d’axe direct et en quadratique.

:…………….. Vitesse de rotation de la machine.

P :………………. Nombre de pair de pôles.

Cem :……………. Couple électromagnétique.

Cr : ……………...Couple résistant.

Cf : ……………....Couple de frottement.

J :……………….. Moment d’inertie.

M : ………………Mutuelle inductance entre phases du stator.

L : ……………….Inductance propre d’une phase statorique.

Rs : ………………Résistance d’une phase statorique.

,, : …. Flux instantanés des phases statoriques.

 : …………..Flux constant aux aimants permanents.

: ………………L’angle entre les axes triphasé et les axes biphasé.

:……………… L’angle entre le vecteur de courant I1 et l’axe de la phase ‘a’.

:…………….. La vitesse angulaire de rotation du système d’axes biphasé par rapport au système triphasé.

P () :…………. Matrice de PARK.

Hs : ……………..Le champ tournant statorique.

Hr : ……………..Le champ tournant rotorique.

Ud : ……………..La tension redressée.

Uf : ……………...La tension d’alimentation de l’onduleur.

Lf :……………... L’inductance du filtre.

Rf : ……………...La résistance du filtre.

Cf :……………... La capacité du filtre.

ic : ………………Courant commuté.

Vc :…………….. Tension commutée.

m :……………….Le rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence.

Introduction Générale

Les machines asynchrones triphasées sont largement utilisées ces dernières années dans des applications nécessitant une vitesse variable. A cet effet, le développement des utilisations de ce types de machines électriques (du essentiellement à leurs simplicité, faible coût, et robustesse) est tel que nous les trouvons maintenant dans tous les secteurs, entre autres : l’aéronautique, le nucléaire, la chimie et les transports ferroviaires [1].

La production en milieu industriel est caractérisée par une complexité toujours plus croissante. Ceci entraine une conception de systèmes de plus en plus complexes qui ne peuvent être exempts de perturbation et de défaillances de plusieurs types. D’importantes machines tournantes industrielles sont très souvent nécessairement présentes au cœur de ces systèmes industriel. Les défaillances inhérentes aux machines tournantes et pouvant amener à de pareille de situation sont très nombreuses. Ces pannes peuvent être liées à la structure du moteur et d’origine mécanique excentricité du rotor, défaut sur accouplement, usure de roulement…) ou électrique et magnétique (court-circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d’anneau…) [1]. Les variables mesurables telles que les courants, les tensions, la vitesse ou bien encore la température peuvent fournir des informations significatives sur les défauts et ainsi servir à déterminer un ensemble des paramètres représentant les signatures des défauts du moteur [4,12].

Le diagnostic des défauts des machines électriques a bénéficié d’un intérêt intense de recherche. La surveillance des machines électriques, pour le diagnostic et la prévision de pannes, a suscité de nombreux travaux ces dernières années, à cause de son influence considérable sur la continuité opérationnelle de nombreux processus industriels. Un bon diagnostic et une détection précoce des défauts permettent de minimiser le temps d’arrêt que le temps maintenance du processus en question. Ils permettent aussi d’éviter les conséquences nuisibles, parfois dévastatrices, des défauts ainsi que de réduire les pertes financières. Une bonne procédure de détection doit prendre les mesures minimales nécessaires à partir du processus en question, ainsi que d’extraire un diagnostic donnant une indication claire des modes de défaillance, par l’analyse des données dans un minimum de temps [3].

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l’une d’elles se répercute sur l’autre. Par contre dans la machine à courant continu à l’excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la relative simplicité de la commande de cette machine. Ce n’est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes ont vu le jour grâce à BLACSHKE qui ont réalisé la première commande(commande vectorielle) découplée de la machine asynchrone pour obtenir une situation équivalente à celle d’un moteur à courant continu[1].

La principale difficulté de la commande vectorielle du moteur asynchrone réside dans le contrôle du flux. Différentes approches de la commande ont été envisagées, elles différent principalement par la méthode du contrôle du flux. En générale, deux sortes de commande sont utilisées; celle dite indirecte et celle dite directe [2].

Actuellement, plusieurs laboratoires de recherche se penchent sur la conception et l’élaboration de nouvelles stratégies de commande (outils logiciels), permettant de rattraper les pertes de performances, qui suivent l’apparition des défaillances au niveau de la machine ou la commande [3].

Les techniques de l’intelligence artificielle, notamment la logique flou, pourront être utilisée à bon escient pour leur qualités à résorber certain problèmes liées aussi bien aux erreurs de modélisation qu’à la connaissance même du système à commander. En effet, la difficulté ou la complexité de la commande ou l’estimation sera surmontée par l’usage des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir faire d’un expert pour répondre à une problématique spécifique du système à commander [25].

Le travail est structuré de la manière suivant :

La première chapitre, nous présentant dans le premier temps les éléments de constituions de machines asynchrones à cage d’écureuil. Dans un deuxième temps concerne une étude sur les différents types des défauts (électriques, mécaniques,…) prouvent produire dans les machines électriques est présentée ainsi que les techniques de surveillance d’apparition de ces défauts.

La deuxième chapitre, nous proposons une modélisation de la machine asynchrone à cage d’écureuil associée à un convertisseur statique (onduleur à MLI) en choisissant l’approche analytique globale basée sur la signature des grandeurs externes telles que : courant, couple, …etc., pour faire, nous avons utilisé un schéma multi-enroulements équivalent de la cage. Dans ce cas, les équations sont écrites dans un référentiel lie au rotor, étant donné que les défauts étudies sont les défauts rotoriques. Puis, nous avons effectué la transformation du modèle de Nr grandeurs en un modèle (dq) équivalent (modèle réduit).en plus le résultat de simulation pour différents cas (machine sain / défaillant, sans/avec onduleur).

Dans le troisième chapitre, consacré à l’étude de la commande vectorielle à flux orienté. Celle-ci a pour but de remédier au problème de couplage qui rend la machine difficilement commandable.

Le quatrième chapitre, on exposera la synthèse du régulateur PI flou à gain flous adaptés pour la régulation de vitesse de la machines asynchrone vectoriellement commandée. Les performances et les améliorations qu’apporte ce dernier par rapport au régulateur PI-flou seront montrées à travers des résultats de simulation. En fin, nous terminerons notre mémoire par une conclusion générale, dont nous rappelons quelque commentaire et que les perspectives qui pourront faire suite à notre travail.

***Chapitre I***

Etat de l’art de l’étude des défaillances dans les MAS

Etat de l’art de l’étude des défaillances dans les MAS

* 1. Introduction

L’étude des défauts dans les dispositifs électriques est un domaine qui a pris une place importante depuis que les exigences de fiabilité, de sureté et de disponibilité sont devenues assez sévères dans les systèmes industriel. En effet, la continuité de service est une qualité importante et incontournable que doit avoir tout système de nos jours satisfaire les exigences de l’utilisateur. Les éléments d’un système sont interdépendants si bien qu’une panne dans un élément peut entrainer l’arrêt total du système et ce type de situations a un cout non négligeable dans certaines applications [4]. Bien que la machine asynchrone soit réputée robuste, elle peut parfois présenter différents types de défauts. Ces défauts se déclarent dans les différentes parties de la machine en commençant par la connexion des phases statoriques et en finissant par l’accouplement mécanique du rotor à la charge. Ces défaillances peuvent être prévisibles ou intempestives, mécaniques, électrique ou magnétiques, et leurs causes sont très variées [3 ,11].

* 1. Eléments de constitution de la machine asynchrone

Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point du vue mécanique, en trois parties distinctes :

Stator : partie fixe de la machine où est connectée l’alimentation électrique ;

Rotor : partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique ;

Paliers : partie mécanique qui permet la mise en rotation de l’arbre moteur.

* + 1. Stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d’acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l’effet de courant de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l’aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique. Une fois cette étape d’assemblage terminée, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriqués, ondulés ou encore concentriques, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L’isolation entre les enroulements électriques et les tôles d’acier s’effectue à l’aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l’utilisation de la machine asynchrone.

Le stator d’une machine asynchrone est aussi pourvu d’une boite à bornes à laquelle est reliée l’alimentation électrique (figure I.1). Nous pouvons visualiser la présence d’ailettes de ventilation assurent le refroidissement la machine lorsque celle-ci fonctionne en charge [10 ,15].

* + 1. Rotor

Le rotor se compose d’un cylindre de tôles poinçonnées à leur périphérie extérieur pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs.il est séparé du stator par un entrefer très court.il existe deux types de rotors : le rotor à cage d’écureuil et le rotor bobiné. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique. Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l’arbre de la machine. Dans le rotor à cage, L’enroulement est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches, ces barres soudées à chaque extrémité à deux anneaux qui le court-circuitent permettent la circulation des courants d’un conducteur d’encoches (barres rotorique) à l’autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties [10,15].

* + 1. Paliers

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l’arbre rotorique, sont constitués de flasque et de roulements à billes insérer à chaud sur l’arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage comme nous pouvons le visualiser (figure I.1) [10,15].

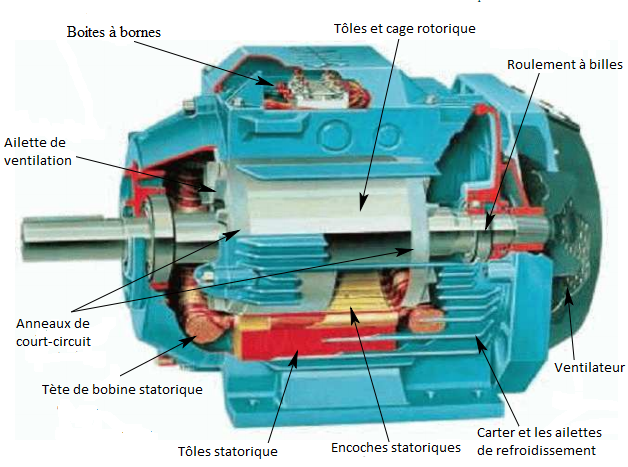


Figure ‎I.1 : Constitution d’une machines asynchrone à cage d’écureuil.

* 1. Défauts des systèmes électromécaniques et leur diagnostic

On désigner par défaillance dans les machines électrique tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer sont endommagement [4].

* + 1. Analyse statistique des origines des défauts de système électromécanique

Une étude statistique (figure I.2) effectuée en 1988 par une compagnie d’assurance allemande des systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200 kW) [4, 10,14] montré que 60% des pannes se situent au stator, 22% au rotor et 18% dans les autres régions de la machines telles que les roulements, ….etc.

Figure ‎I.2 : Répartition des pannes des machines asynchrone.

Selon cette étude, il s’est avéré que les défauts rotorique sont moins fréquents que ceux statorique, mais l’application des méthodes de diagnostic dans les installations industrielles a montré que les ruptures de barres rotorique dans les moteurs à induction de grand puissance peuvent devenir un problème sérieux et délicat [16].

Les machines électriques et les systèmes d’entrainement sont soumis à de nombreux types de défauts. Ces derniers peuvent être classés selon leurs causes en deux grandes familles (figure I.3).

Les défauts à causes internes et les défauts à causes externes. Les défauts sont provoqués par les tensions d’alimentation, la charge mécanique ainsi que par l’environnement d’utilisation de la machine. Les défauts internes sont causés par les constituants de la machine (circuit magnétiques, bobinages du stator et du rotor, entrefer mécanique, cage rotorique, …).

Ces défauts produisent un ou plusieurs symptômes qui peuvent être [3, 14]:

un déséquilibre des courants de ligne et des tensions ;

une augmentation des oscillations du couple ;

une diminution du couple moyen ;

Une augmentation des pertes et donc une diminution de la puissance mécanique ;

Un échauffement excessif et donc un vieillissement accéléré.

Ainsi, dans le but d’une présentation synthétique, nous avons classé ces défauts en deux familles principales : les défauts mécaniques et les défauts électriques [3].

L’étude des défauts des machines asynchrones a un double objectif [3,10] :

Comprendre leur genèse de manière à prévoir leur gravité et leur développement ;

Analyser leur impact sur le comportement de la machine et en déduire les signatures permettant, a posteriori, de remonter jusqu’ à la cause de défaillance.

On peut classifier les différents défauts possibles de la machines asynchrones par (figure I.3) :



**Mécanique**

**Défaillance De Machine Electriques**

**Externe**

**Interne**

**Electrique**

**Environnement**

**Electrique**

**Mécanique**

**Contacte entre le rotor et le stator**

**Défaut de roulement**

**Excentricité statique ou dynamique**

**Défaillance au niveau du circuit magnétique**

**Défaillance au niveau d’isolation**

**Rupture de barre**

**Humidité**

**Température**

**Réseau bruité**

**Fluctuation de la tension**

**Source de tension déséquilibrée**

**Une charge oscillante**

**Surcharge de la machine**

**Défaut de montage**

Figure ‎I.3 : Classification des défauts selon leurs origines.

* + 1. Défaillances mécaniques

Ces défauts peuvent être des défauts de roulements, des défauts de l’arbre, défauts de flasque.

* + - 1. Défauts de roulements

Les roulements à billes jouent le rôle d’interface mécanique entre le stator et le rotor. Le raison principale des défaillances des machines concerne les défauts des roulements à billes qui ont de nombreuses causes telles que la contamination du lubrifiant, une charge excessive ou encore des causes électriques comme la circulation de courants de fuite induits par onduleurs MLI [3]. Les défauts de roulements entrainent de manière générale plusieurs effets mécaniques dans les machines tels qu’une augmentation du niveau sonore et l’apparition de vibrations. Ces défauts induisent des variations dans le couple de charge de la machine asynchrone [3,11].

* + - 1. Défauts de l’arbre

Parfois, La machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple. Ce phénomène dont l’origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l’assemblage (figure I.4), à un défaut roulement, à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication, le défaut apparaît plutôt sous la forme mixte [2, 4,5].

Il existe trois types d’excentricité :

Défaut d’excentricité statique : est généralement dû à un désalignement de l’axe de rotation du rotor par rapport à l’axe du stator, dont la cause le plus fréquent est un défaut de centrage des flasques.

Défaut d’excentricité dynamique : peut-être causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes.

l’excentricité mixte : elle est don la combinaison de l’excentricité statique et dynamique.

a-Excentricité statique

b-Excentricité dynamique

c-Excentricité mixte

Figure ‎I.4 : Représentation de l'excentricité statique et dynamique.

Une analyse vibratoire, une analyse par ultrasons, une analyse fréquentielle des courants absorbés ou simplement une analyse visuelle de l’arbre de la machine permettent de détecter ces types des défaillances [3].

* + - 1. Défauts du flasque

Les défauts crées par les flasques, de la machine asynchrone sont le plus généralement causés à l’étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement des roulements à billes, ce qui induit une excentricité au niveau de l’arbre de moteur. Il est possible détecter ce type de défaillance par une analyse vibratoire ou une analyse harmonique des courants absorbés par la machines [2].

* + 1. Défaillances électriques

Les défaillances électriques, au niveau du rotor ou au niveau du stator peuvent avoir plusieurs formes et plusieurs causes.

* + - 1. Au niveau du stator

Un défaut de court –circuit se schématise par la connexion franche entre de deux points du bobinage. Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit [11, 2, 14]: défauts d’isolant, court-circuit entre spires, court-circuit entre phases et bâti, déséquilibre d’alimentation, défaut de circuit magnétique. Un court-circuit entre phases provoquerait un arrêt net de la machine. D’un autre côté, un court-circuit au bobinage près du neutre (ou entre spires) n’a pas un effet aussi radical. Il conduit à un déséquilibre de phases. Ce qui a une répression directe sur le couple. Le court-circuit au stator engendre aussi une augmentation des courants dans la cage rotorique (barres ou anneaux) ce qui peut entrainer leurs détériorations. La détection de ce type de défauts reposé sur le déséquilibre des courants de phases.

**Ouverture d’une phase**

**Court-circuit entre bobine**

**Court-circuit entre phase**

**Court-circuit entre spire**

**Bobine à la terre**

Figure ‎I.5 : Représentation des différents défauts statoriques.

* + - 1. Au niveau du rotor

Les défauts électriques au niveau rotor, un rotor bobiné peut être affecté par les mêmes défauts que le stator. Pour un rotor à cage [3] les défauts se résument à la rupture de barres ou à la rupture d’anneaux de court-circuit. La Figure (I.6) Représenté des différents défauts rotorique (rotor à cage).

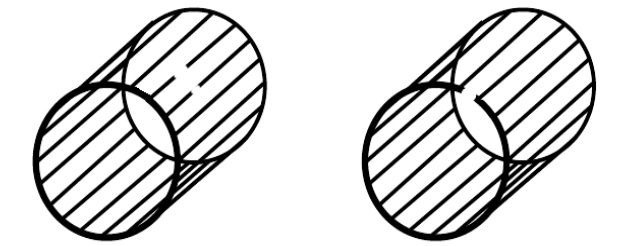


Figure ‎I.6 : Défauts de rupture de barres et d’anneau de court-circuit.

Ces ruptures des barres ou de portions d’anneau peuvent être dues, par exemple, à une surcharge mécanique (démarrage fréquents,…), à un échauffement local excessif ou encore à un défaut de fabrication (bulles d’air ou mauvaise soudure). Ce qui engendre des vibrations mécanique et donc, un fonctionnement anormal de la machine et accélère la détérioration de la machine [2].

Rupture d’anneaux

La cassure de portion d’anneau rotorique est un défaut qui apparait aussi fréquemment que la cassure de barres. En fait les cassures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux, d’autant que les 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 ou une surcharge de couple et donc des courants peuvent entraîner leur cassure [3,14].

**Rupture des barres**

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 de court-circuit.

La cassure de barres provoque une répartition non homogène des courants dans les portions d’anneaux. Celles –ci font circuler jusqu’à 130% du courant nominal. Ce qui peut provoquer une usure accélérée de ces éléments.

Un défaut de rupture de barres n’induit pas à un arrêt de la machine, du fait que le courant qui traversait la barre cassée se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, ce qui peut conduire à leur rupture d’un nombre suffisamment important des barres pour provoquer l’arrêt de la machine [3, 14, 15].

* + 1. Méthodes de diagnostic des machines asynchrones
       1. Analyses de procédures de diagnostic

Le diagnostic utilise les informations contenues dans les signatures afin de trouver la cause du défaut avec si possible tous les détails éventuels tels que le temps d’apparition et l’amplitude. L’un des principaux axes d’intérêt du diagnostic consiste à chercher le modèle le plus adapté pour décrire et interpréter les effets des défauts sur le processus. En générale, un système de diagnostic de défauts consiste en trois étapes principales [1].

La détection : décidé que le système est en défaut ou non ;

La localisation : déterminé quelle partie du système est affectée;

L’identification : estimer l’ampleur et le type des défauts

Les machines électriques et particulièrement les machines asynchrones jouent de nos jours un rôle important dans toutes les applications industrielles. Assurer la disponibilité et la sureté de fonctionnement de celle-ci est une tâche fondamentale. Il est donc nécessaire de développer des systèmes permettant de surveiller et de diagnostiquer l’état de santé de ces dispositifs [3].

Le but de cette partie est de présenter un panorama des méthodes de diagnostic appliquées aux machines électriques. Ces méthodes sont classés en deux grandes catégories, celles qui utilisant un modèle analytique et celles qui se dispensent de ce modèle. L’approche analytique est plutôt inspirée par les automaticiens, alors que les communautés du génie électrique et du traitement du signal préfèrent s’intéresser à des méthodes plus heuristiques. On peut classer les méthodes de diagnostic en deux grandes familles [1, 3, 14, 19] :

Les méthodes internes ;

les méthodes externes ;

**Méthode interne**

Ces méthodes reposent sur l’utilisation de modèle (approche modèle) du processus à surveiller incluant ou non l’influence des défauts et des perturbations sur l’état et la sortie. La sortie du modèle est comparée aux données accessibles pour alimenter un mécanisme dédie à la détection des défauts. Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue [4,19] :

La surveillance par les observateurs ;

La surveillance par redondance analytique (espace de parité) ;

La surveillance par estimation paramétrique ;

**Méthode externe**

Ces méthodes dites « sans modèle » puisque ne nécessitent pas forcément de modèle précis du système mais reposent plutôt sur l’analyse des signatures. Elles ont l’avantage de l’indépendance de l’analyse par rapport aux fluctuations internes du système. Les signatures de défauts, obtenues par modélisation ou par mesure sur maquette. L’analyse est réalisé par une interprétions du type signale ou par système expert basée sur l’intelligence artificielle (reconnaissance de formes, les systèmes experts, les réseaux de neurones artificiels) [1, 3, 14].

* 1. Conclusion

Après avoir un petit rappel sur les constitutions des machines asynchrones, nous avons présenté une analyse statistique des origines des défauts de système électromécanique dans la première partie, nous nous sommes intéressés à répertorier les principales défaillances se produisant sur les différents parties de la machine ainsi que les causes et les conséquences de leur apparition.

Les défauts étudiés par la suite sur la machine sont :

Court-circuit entres spires ;

Court circuits entre phases ;

Rupture de barres ou de portions d’anneaux ;

Défauts de roulements.

Ensuite, nous allons présenter les méthodes de diagnostic de la machines asynchrone.

Les méthodes sans modèles basent sur l’analyse des signaux d’acquisition.

Les méthodes qui se basent sur la connaissance à priori des systèmes (avec modèle).

Dans la chapitre suivant, nous allons intéresser à la modélisation de la machine asynchrone, les modèles de comportement dynamique de la machine destinée soit à la recherche des signatures des défauts, soit à l’analyse de fonctionnement en présence de défaut, et les paramètres permettant de détecter l’apparition de défauts.

**Chapitre II.**

Modélisation des Machines Asynchrone en présence des défauts rotoriques

Modélisation des Machines Asynchrone en présence des défauts rotoriques

* 1. Introduction

Le modèle de la machine asynchrone présenté traditionnellement en cours est un modèle "régime permanent". C 'est à dire que la machine est supposée fonctionner en régime établi, qu’elle est alimentée avec sous-système triphasé de valeur efficace constante et qu’elle tourne à une vitesse constante. Ce modèle n’est plus valable si la machine est alimentée par un onduleur triphasé commandé suivant un schéma de contrôle. Il existe un schéma de contrôle basé sur le modèle "transitoire" ou "dynamique" de la machine qui est le « contrôle vectoriel » de la machine [8]. Il y a quelques années ,les programmes de simulation faisaient toujours intervenir la transformation de Clarke ou celle de Park pour pouvoir effectuer une simulation de la machine asynchrone dans un temps relativement court, ce qui permet, dans le cas de la machine asynchrone à cage d'écureuil, de calculer tous les courants de barres rotoriques et d'anneaux de court-circuit.

Dans le but de simuler la marche du système ainsi commandé, il est impératif de disposer d’un modèle de la machine qui puisse rendre compte du comportement transitoire de celle-ci lors des variations de charge et de tension. Il est fonction du type d’approche utilisé [1,2, 6, 19]:

une approche élément finie : dite «locale » utilise le calcul de champ.la méthode suppose une connaissance rigoureuse des dimensions et caractéristiques de la machine. Cette méthode est couteuse en temps de calcul.

une approche analytique consiste à traiter la machine en termes de circuit. Plusieurs travaux mettant en œuvre cette approche sont décrits dans la littérature, et notamment. Le rotor est considéré comme un ensemble de mailles interconnectées entre elles, chacune formée deux barres adjacente et les portions d’anneaux qui les relient (fig II.1).

* 1. Hypothèses simplificatrices

Pour pouvoir nous concentrer sur la simulation des ruptures de barre set de portions d'anneaux de Court-circuit, nous avons modélisée rotor par des mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement, où une maille est constituée de deux barres et les deux portions d'anneaux qui les relient. Chaque barre et segment d'anneau sont caractérisés par une résistance et une inductance. Pour notre modélisation, nous avons été amenés à faire quelques hypothèses simplificatrices [1, 2,6]:

Perméabilité relative de fer très grande;

Entrefer lisse et constant (effet d'excentricité négligeable, champ radial);

Distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice statorique;

Effet pelliculaire nul – courants de Foucault négligeables hors des barres rotoriques.

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

La modélisation et la simulation des machines constituent une étape primordiale en matière de diagnostic. Dans ce chapitre, nous détaillons tout d’abord de modèle (modèle multi-enroulements) de la machine asynchrone à cage d’écureuil en l’absence des défauts, puis nous présenterons le modèle qui mette en évidence l’influence des défauts sur le comportement dynamique de la machine.

* 1. Calcul des inductances [1, 2, 3, 6, 14]
     1. Partie statorique

D’après le théorème d’ampère, la circulation du champ magnétique H crée par phase statorique en point quelconque peut être calculée. On peut écrire :

 ‎II.1

Partant de l’expression (II-1) L’induction maximale dans l’entrefer est égale:

 ‎II.2

D’après la décomposition de l’induction suivant série de Fourier on a:

 ‎II.3

Le flux magnétique dans l’entrefer, par pôles, est obtenu par l’intégration de l’expression (II.3) :

 ‎II.4

On obtient :

 ‎II.5

Le flux principal de l’enroulement statorique :

 ‎II.6

Donc :

 ‎II.7

L’inductance principale de la phase « n » statorique d’après (II-7) :

 ‎II.8

Le flux de fuites est donné par :

 ‎II.9

L’inductance cyclique Lsc:

 ‎II.10

Les inductances mutuelles propres entres les trois phases statorique s’écrivant :

 ‎II.11

Avec :

 ‎II.12

* + 1. Partie rotorique

Le rotor est décomposé en circuits élémentaires constitués de deux barres et de deux portions d’anneaux les reliant à chaque extrémité. Chaque maille rotorique est considérée comme une bobine à une spire, parcourue par un courant « Irk » est le siège d’un flux principale exprimé par:

 ‎II.13

La figure (II.1) est représenté circuit électrique d’une cage rotorique [7] :

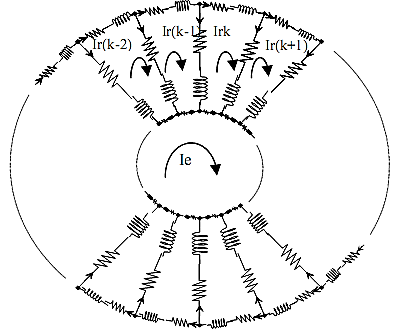


Figure ‎II.1 : Circuit électrique équivalent d’une cage.

La figure (II.2) [6] représente la forme d’onde de l’induction produit par la maille rotorique "k " :

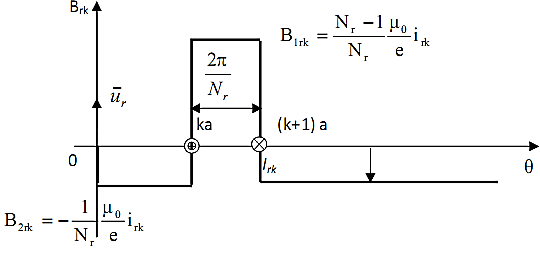


Figure ‎II.2 : Induction produite par une maille rotorique.

Partant de la répartition de l’induction magnétique (figure II.2), on peut calculer l’inductance principale d’une maille rotorique ainsi que la mutuelle entre deux mailles de la manière suivant:

 ‎II.14

L’inductance principale totale de la maille rotorique est égale à la somme de son inductance principale, des inductances de fuit des deux barres et des inductances de fuite des deux portions d’anneaux de court-circuit refermant la maille k. donc l’expression est donnée:

 ‎II.15

La maille rotoriques sont magnétiquement couples par l’intermédiaire du flux rotorique d’entrefer. Le flux traversant la maille, produit par le courant Irk circulant dans la maille k donné par:

 ‎II.16

L’inductance mutuelle entre mailles rotoriques adjacentes est donné par :

 ‎II.17

* + 1. Stator- Rotor

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

 ‎II.18

Avec : n= (1, 2,3)

L’induction produite par la bobine statorique de la phase n induit dans maille rotorique k le Flux:

 ‎II.19

La figure (II.3) indique les bases géométriques de l’expression du flux mutuel entre l’enroulement d’une phase « n » au stator et un circuit élémentaire « k » au rotor [6].

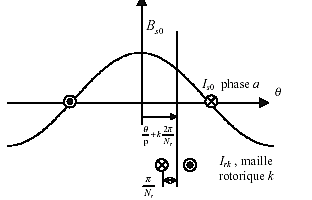


Figure ‎II.3 : Position de la maille rotorique k, par rapport à la bobine statorique de la phase (n=0).

Il en résulte la mutuelle stator-rotor entre la phase statorique n et la maille rotorique k :  ‎II.20

Avec α : est l’angle électrique entre deux mailles rotorique talque :

De même, les inductances mutuelles entre la mailles et les phases « b » et « c », sont :

 ‎II.21

* 1. Mise en équation

Nous utilisons une transformation de Clarke pour passer des grandeurs triphasées statorique (abc) aux grandeurs diphasées (α, β). Nous pouvons effectuer la simulation avec deux repères distincts pour le stator et le rotor [6].nous recherchons donc, l’ensemble des les équations différentielles indépendantes définissants le modèle de la machine [2].

* + 1. Transformation de Clarke

L’idée de Clarke repose sur le fait qu’un champ tournant créé par un système triphasé peut l’être aussi par un système biphasé de deux bobines à équivalent.

Ainsi, aux trois grandeurs triphasées, on associe le vecteur [ dans le référentiel (S) d’axes (α, β) fixe lié au stator (Figure 2.4) [6, 8 ,17] :

βa

αa

aa

ba

ca

0a

Figure ‎II.4 : Représentation du vecteur de champ tournant.

Le vecteur [ a pour expression :

 ‎II.22

Où : pour une représentation conservant la puissance.

Pour obtenir une matrice de passage carré et donc inversible, on ajoute une composantfictive :

 ‎II.23

Dans beaucoup de cas, le système de grandeurs triphasées est tel que la somme instantanée des grandeurs est nulle, ce qui permet d’annuler la composante homopolaire d’indice 0. [8,17].

* + 1. Transformation de Park

La transformation de Park permet d’exprimer le vecteur [ dans un référentiel tournant (T) d’axes (d, q) lié aux champs tournants (figure 2.5) [17,22]:

 ‎II.24

Avec  

Le nombre complexe associé au vecteur [ s’écrit :

 ‎II.25



q

β

d (T)

α, (a) (S)

Figure ‎II.5 : position du système d’axes (*d, q*).

* + 1. Stator [1, 2, 6, 18]

Les équations de tension et du flux statorique sont [1,2] :

 ‎II.26

Après la transformation et rotation, l’équation électrique dans le repère rotorique s’écrit sous forme matricielle:

 ‎II.27

Avec :

 ‎II.28

Où [*Msr*] c’est La matrice d’inductances statoriques :

 ‎II.29

* + 1. Rotor [1, 2, 3, 16]

La figure(II.6) illustre la modélisation du rotor par son schéma électrique équivalent.

**(Re/Nr**);( ***Le/Nr***)

**(Re / Nr**);( ***Le / Nr***)

***Ir(k+1)***

***I r (k-1)***

***Rb (k-1)*; *Lb (k-1)***

***Rb k***; ***Lb k***

***I ek***

***I rk***

***I b (k-1)***

***I bk***

Figure ‎II.6 : schéma électrique équivalent des mailles rotorique.

On suppose :

 ‎II.30

Ainsi que l’équation :

 ‎II.31

Avec: *Irk* courant de la maille *k;Ibk* courant de la barre *k; Iek* courant d’anneaux de court-circuit.

L’équation électrique relative [1]à la maille k peut être écrite sous la forme:

 ‎II.32

En remplacent les formules (30) dans l’équation(II.32), l’équation électrique relative à la maille k devient :

 ‎II.33

Pour simuler la rupture de barre, il faut forcer à zéro ou diminuer fortement le courant parcourant la barre k. pour ce faire, il suffit d’en augmenter suffisamment la résistance.

Le flux totalisé (Φrq) pour un circuit « k » élémentaire est composé de la somme des termes suivants :

Le flux principal :

 ‎II34

Le flux mutuel avec les autres mailles du rotor :

 ‎II.35

Le flux mutuel avec le stator :

 ‎II.36

D’après la transformation de Clarke à l’équation de flux mutuel avec le stator est donné par :

 ‎II.37

Le flux induit dans la maille rotorique est donné par :

 ‎II.38

Pour pouvoir écrire l’équation (II.32) uniquement en fonction des courants de mailles on utilise les formules (II.30) en plus (II, 31) :

 ‎II.39

En remplacentdans l’équation (II.32) [1] :

 ‎II.40

Avec : k=1,2,…, *Nr-1*

L’équation relative à l’anneau de court-circuit est :

 ‎II.41

Le système complet [1, 6, 18] sous forme devient :





‎II.42

Le couple électromagnétique est obtenu par de co-énergie [1] :

 ‎II.43

 ‎II.44

On y ajoute les équations mécaniques afin d’obtenir la valeur de la vitesse  :

 ‎II.45



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

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

* 1. La transformation de grandeurs équilibrées vers deux grandeurs

Afin de s’entourer d’un maximum de précautions, nous avons vérifié la concordance des paramètres du modèle à mailles en retrouvant les paramètres du modèle dq équivalent. Pour ce faire, nous avons appliqué une transformation de Clarke généralisée (*Nr*) qui permet de passer des *Nr* grandeurs équilibrées vers deux grandeurs *dq*(figure II.7) [1].

Ir0

**d**

Ir1

Ir2

Ir3

Ir5

Ir6

Ir7

Ir4

Ir8

Ir9

Ir10

Ir11

Ir12

Ir13

Ir14

Ir15

**q**

***I1***

**β**

**Ɵ**

2π/16

Figure ‎II.7 : projection du modèle multi enroulement sur le modèle.

La projection de (I1) sur les axes donne:

 ‎II.46

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

 ‎II.47

On à

 ‎II.48

A partir de l'équation (II.46) on trouve :

 ‎II.49

On remplace les équations (II.48) dans l'équation (II.47) on trouve :

 ‎II.50

Donc :

 ‎II.51

Pour , l’équation (II.50) devient :

 ‎II.52

La matrice inverse deest:

 ‎II.53

Nous avons essayé de présenter dans la partie suivant la matrice de résistances et de l’inductance du modèle (*dq*) équivalent à partir les formules (II.52) et (II.53).

* + 1. la matrice de résistance du modèle *dq* équivalent :

 ‎II.54

‎II.55

* + - 1. **Passage du modèle polyphasé au modèle biphasé :**

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



**** ‎II.56



 ‎II.57

Avec :

 ‎II.58

On remplace la formule (II.58) dans (II.57) :

 ‎II.59



 ‎II.60



 ‎II.61

Donc :

 ‎II.62



 ‎II.63

Donc :

 ‎II.64

On calcule les sous matrice

 ‎II.65

 ‎II.66

 ‎II.67

 ‎II.68

En cas de défaut(ne sont plus égaux en plus prennent une valeur non nulle. Ce qui témoigne de la présence de défaut au rotor. Dans le cas d’une machine saine [1, 2,6] :





 ‎II.69

 ‎II.70

Avec :

 ‎II.71

Donc :

 ‎II.72



 ‎II.73



 ‎II.74

On remplace la formule (II.71) dans (II.74) on aboutit à :

 ‎II.75



 ‎II.76

La nouvelle matrice de résistance du modèle dq équivalent, talque toutes les barres sont saines :

 ‎II.77

* + 1. la matrice d’inductance du modèle équivalent [2]

 ‎II.78

 ‎II.79

* + - 1. Passage du modèle polyphasé au modèle biphasé

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



 ‎II.80

****

 ‎II.81

****

 ‎II.82

****

 ‎II.83

****

 ‎II.84



 ‎II.85



 ‎II.86



 ‎II.87



 ‎II.88

La nouvelle matrice d’inductance du modèle équivalent, en considérant que toutes les barres sont saines est [1] :

 ‎II.89

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

 ‎II.90



Dans cette partie de travail, nous avons modélisé la machine asynchrone à cage d’écureuil en utilisant le modèle multi-enroulement équivalent de la cage, nous avons effectué la transformation du modèle de Nr grandeurs en un modèle dq équivalent (l’équation II.90), pour faciliter la simulation (modèle réduit).la section suivant présente une modélisation pour l’onduleur de tension.

* 1. Choix d’alimentation de la machine asynchrone [9, 17,19]

La machines asynchrone est alimentée de deux façons différentes, soit la machine est alimentée directement à partir du réseau triphasée, soit elle est alimentée à travers un convertisseur [10].

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable d’une telle machine asynchrone, il est nécessaire d’utiliser une source à fréquence variable contrôlable. Pour cela, le fonctionnement du système se fera à l’aide d’un convertisseur statistique appelé "onduleur " [9].

Tout application concrète du variateur asynchrone est liée à un cahier de charge précis et nécessite un choix de mode d’alimentation de la machine. Il existe deux modes d’alimentation de la machines asynchrones: soit en courant, soit en tension selon l’application et les performances demandées, on choisira le type d’alimentation et, par conséquent, le type de contrôle à implanter [19].

Trois structures principales, peuvent être envisagées [19] :

L’onduleur de courant, réalisant une alimentation en courant ;

L’onduleur tension, réalisant une alimentation en courant ;

L’onduleur de tension, réalisant une alimentation en tension.

Il existe deux stratégies pour commander de l’onduleur de tension [9, 17,19] :

Commande par hystérésis ; Le principe de contrôle des courants par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de l’onduleur de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase du moteur soient limitées dans une bande d’hystérésis encadrant les références des courants.

Commande par modulation de largeur d’impulsion de la tension (MLI) : La loi de MLI est telle que l’onde de courant résultante a une forme proche de celle d’une sinusoïdale. Une onde de porteuse triangulaire de fréquence élevée est comparée (≥5 kHz) suivant la technologie des semi-conducteurs de puissance, est comparée à une onde sinusoïdale modulante de fréquence égale la fréquence de l’harmonique fondamentale de la tension de sortie (50Hz).

Dans notre travail, nous nous intéressons un onduleur de tension triphasée à MLI réalisant une alimentation en tension.

* + 1. Onduleur de tension triphasé à MLI

L’onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continue- alternatif, sa source d’entrée du type source de tension, et en sortie du convertisseur, on contrôle l’amplitude de la tension avec sa fréquence.

* + - 1. Modélisation l’onduleur de tension

L’onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances [9].La figure (II.8) montre le schéma d’un onduleur triphasé alimentant la machine asynchrone [9] :

**Valim**

**T2**

**D2**

**T1**

**D1**

**D1’**

**D3’**

**D3**

**T3**

**D2’**

**T3**

**a**

**b**

**c**

**T1**

**T2**

**Red**

**OND**

+-

**Va**

**Vb**

**Vc**

**n**

**MAS**

**Ud**

Figure ‎II.8 : Onduleur triphasé de tension.

Le principe de fonctionnement, très classique, est le suivant:

Un pont de diodes transforme la tension alternative triphasée du réseau en une tension continue filtrée par des condensateurs ;

Alimenté par cette tension continue, le pont onduleur à transistors généré un système triphasé de tensions alternatives d’amplitude et de fréquence variables ;

La tension de sortie est constituée d’impulsion de largeur variable et leur nombre varie en fonction de la fréquence.

Pour simplifier le modèle de l’onduleur, on suppose que la commutation des interrupteurs est instantanée. L’onduleur triphasé est composé de six transistors shuntés) avec six diodes ( ; ) de récupération qui permettent de renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l’entrée de l’onduleur.

Les commandes des interrupteurs d’un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermée.

Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

Pour les tensions simples on a :

 ‎II.91

Pour la tension composée :

 ‎II.92

Où :

Peuvent être considérées de tensions d’entrée à l’onduleur (tension continues).

Soit « n » l’indice du point neutre du côté alternatif on a :

 ‎II.93

Où sont les tensions simples de la machine et est la fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d’indice "o".

Sachant que la charge équilibrée et le neutre isolé alors :

 ‎II.94

La substitution de (II.94) dans (II.93) aboutit à :

 ‎II.95

En remplaçant (II.95) dans (II.93), on obtient :

 ‎II.96

On utilise les variables booliennes de l’état des interrupteurs on a :

 ‎II.97

On écrive (II.95) sous fourme matriciel comme suite :

 ‎II.98

* + 1. Modulation de largeur d’impulsion

La modulation en largeur d’impulsion (MLI) est une technique de pilotage pour les convertisseurs statiques servant d’interface entre une charge (machine électrique,…) et son dispositif d’alimentation (onduleur triphasé,…).

L’objectif principal de cette technique est de régler l’amplitude et la fréquence du terme fondamental et de rejeter les harmoniques indésirables générées par une ondulation « plein onde » vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables [17,22].

Le schéma synoptiquecorrespondant à la génération des impulsions par MLI (figure II.9) :

Modulante

Porteuse

+

Comparateur

-

MLI

Figure ‎II.9 : principe de commande MLI.

La MLI Sinus-Triangle utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f, appelée modulante, et un signal triangulaire de haute fréquence fp, appelée la porteuse.





Figure ‎II.10 : La stratégie triangula-sinusoïdale (MLI).

La tension de sortie de l’onduleur pour la phase "a " illustré par la figure II.11 :



Figure ‎II.11 : Tension Va d’alimentation.

Les trois tensions de sortie de l’onduleur sont bien déphasés entres eux 120° électrique.

* 1. Simulation du modèle de la machine asynchrone

Pour simuler le modèle de taille réduite (II.87), nous pouvons aborder la simulation de celle-ci en utilisant MATLAB/SIMILINK. La simulation est effectuée dans différentes conditions de fonctionnement de la machine :

Cas d’une machine sain (sans/avec) onduleur.

Cas d’une machine où le rotor est défaillant (sans/avec) onduleur.

* + 1. Résultats de simulation
       1. Cas d’une machine saine (sans/avec) onduleur

Les résultats de simulation de la MAS (sans/avec) onduleur donné par la figure (II.12) représentant l’évolution des grandeurs fondamentales de la machines asynchrone : la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, courant statorique. Un démarrage à vide et application d’un couple de charge (Cr=3.5N.m) à t=0.8s. Après un régime transitoire (0.3s), la vitesse stabilisée a une valeur proche la vitesse synchronisme à cause de l’absence d’un couple de charge (Cr=0), le couple électromagnétique au démarrage attient une valeur maximale de 5 fois plus grand que le couple calculé en régime permanent, et après un temps, il présente une convergence vers sa valeur désirée. Le courants statorique présente un fort courant de démarrage avant de se stabiliser.

Les courbes (W, Ce, ias) ont les mêmes allures soit la machine alimenté directement par réseau triphasée (sans onduleur), soit la machine alimenté par un onduleur, la présence des harmoniques ou la machine alimenté par un onduleur est une conséquence de commutation des bras de l’onduleur commandé par un MLI.

À la fin de régime de démarrage (transitoire) toutes grandeurs (W, Ce, ias) attient sa valeur final, à cause de l’absence de couple de charge, le couple électromagnétique proche de zéro, mais lorsque on applique le couple résistant à t=0.8s le couple électromagnétique et le courant statorique augmente.au même temps la vitesse diminue.



Agrandissement de vitesse

1. La vitesse de rotation



c- Le courant statorique (ias)

b- Le couple électromagnétique

Figure ‎II.12 : l’évolution des grandeurs fondamentales de la MAS à l’état sain (sans/avec) OND.

* ***Remarque* :** La commande en boucle ouverte ne permet pas de contrôler parfaitement la vitesse de rotation de la machine puisque à pulsation Ws constante, la vitesse de rotation dépend du couple de la charge à entrainer.
  + - 1. Cas d’une machine défaillant (sans/avec) onduleur

Pour illustrer le défaut de cassure de barres, nous avons effectué la simulation du moteur pour un nombre de barres cassées successivement allant de barre trois à barre Cinque. (b3, b4, b5 ; t=1.2s, t=2.4s, t=3.4s). Le moteur était initialement sain et à t=0.8s on applique un couple de charge Cr=3.5(N.m). L’application du défaut a lieu dans l’intervalle de temps [1.2s : 4s]. Nous constatons que durant cette défaillance la vitesse diminue et des ondulations du couple électromagnétique sont induites après la rupture de la barre. Cependant une ondulation de l’amplitude des courants statorique apparait avec la cassure des barres (fig II.13.c).



1. La Vitesse de rotation

b- Le couple électromagnétique

Zoom l’effet de la cassure de barre couple vitesse courant



1. Le courant statorique (ias)

Figure ‎II.13 : l’évolution des grandeurs fondamentales de la MAS à l’état défaillant (sans/avec) OND.

Remarque 1:La comparaison des résultats de simulation de la MAS (avec/sans) onduleur montre la différence entre les deux formes du couple soit la machine saine ou défaillante ; lorsque la machine est alimentée par un onduleur, le couple électromagnétique présente plus ondulations. Les allures des composantes du courant statorique et vitesse sont semblables à celles que nous avons obtenues avec alimentation par réseau électrique mais avec des amplitudes moins importantes.

Remarque 2 : La détérioration des barres dans les machines asynchrones réduit la valeur moyenne de couple électromagnétique et le courant statorique et augmente l’amplitude des oscillations, qui elles–mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. L’effet d’une cassure des de barre croit rapidement avec le nombre de barres cassée.

* 1. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans une première partie une description mathématique des différentes grandeurs de la machine asynchrone alimentée en tension dans repère à deux axes. Ce modèle associe à l’onduleur de tension a été simulé dans le but de prévoir son comportement dans le cas d’une commande en temps réel. Cette modélisation a montré à travers ses équations et les résultats de simulation des différents tests (machine sain et défaillant avec et sans onduleur).La machine seule ne répand pas toujours aux exigences des systèmes d’entrainements à vitesse variable afin d’avoir de hautes performances dans le régime dynamique la technique de commande vectorielle sera introduit dans ce qui suit.

**Chapitre III**

Commande vectorielle à flux rotorique orienté en tenant compte des défauts rotoriques

Commande vectorielle à flux rotorique orienté en tenant compte des défauts rotoriques

* 1. Introduction

Le contrôle en boucle ouverte de la machine avec fréquence variable fournit un entrainement à vitesse variable satisfaisant si le moteur fonctionne à couple constante et nécessite pas un réglage rigoureux de la vitesse. Quand l’entrainement nécessite une réponse rapide en contrôle précis du couple et de la vitesse, le contrôle en boucle ouvert n’est pas satisfaisant. Cependant, un contrôle en boucle fermée devient indispensable quand le fonctionnement dynamique a un important effet sur le système [22]. Les techniques de la commande vectorielle implantées par microprocesseurs ont permis l’utilisation de la machine asynchrone dans les applications de haute performance où le moteur à courant continu était le seul satisfaisant pour ce type d’application. Donc, l’idée de base du FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu.

* 1. Modèle du moteur asynchrone en vue de la commande

Un modèle basé sur les équations du circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. Il a été proposé pour ce système un nombre important de réalisations en fonction des objectifs de commande (couple, vitesse, position), de la nature de la source de puissance (tension, courant), du référentiel de travail {() ;(αβ) ou (dq)} et des composant des vecteur d’état (flux ou courants statoriques et rotoriques) [22].

Sans rentrer dans développement complexes, il est facile de comprendre que les équations régissant le fonctionnement des machines asynchrone triphasées dépendant des résistances et inductances du stator et du rotor, ainsi que la mutuelle inductance stator-rotor. Pour rendre la mutuelle constante il est usuel d’utiliser les transformations de Clarke et de Park. Cette transformation permet donc de passer des valeurs des courants, des tensions et des flux des trois bobines du stator ainsi que du rotor dans un repère lié au champ tournant (dq). Pour opérer à ce changement de repère nous utiliserons les transformée de Clarke et de Park définies dans chapitre (II) [6, 8, 22,23].

* + 1. Equations de base

Le choix d’un modèle de représentation, qu’il soit formel ou issu d’une identification se fait toujours en fonction du type de commande à réaliser. La modélisation classique de la machine asynchrone triphasée au stator et rotor à cage, repose sur les hypothèses simplificatrices (paragraphe 2) dans le deuxième chapitre. Avec ces hypothèses on peut considérer le bobinage triphasé équivalent. Ce la machine peut être modélisé par les équations suivantes :

Tensions statoriques :

 ‎III.1

Tensions rotoriques :

 ‎III.2

Flux statoriques :

 ‎III.3

Flux rotoriques :

 ‎III.4

Avec :



Nous obtenons finalement le système d’équations suivant :

L’équation des tensions statoriques :

 ‎III.5

L’équation des tensions rotoriques :

 ‎III.6

Les équations dans le système triphasé présentent deux inconvénients majeurs [22]

Nombre important de variables couplé entre elles ;

Dépendance des matrices = de l’angle de rotation mécanique.

Pour pallier ce problème, on effectue une transformation linéaire des grandeurs triphasées à d’autres grandeurs biphasées fictives (transformation de Clarke et de Park).

* + 1. Représentation de la MAS dans un repère lié au champ tournant.

Le choix de matrice de passage (Clarke) est bien pratique en commande où l’on traite des grandeurs dq. On choisit alors de transformer les grandeurs statorique et les grandeurs rotoriques vers un repère commun dit dq et ceci à l’aide de deux transformations dans le plan qui sont des rotations. Ce sont transformations ainsi que la transformation de Clarke qui constitue la transformation de PARK (angle de la transformation de Park) [8].

En appliquant la transformation de Clarke (équation II.23) aux équations électriques d’une machine asynchrone équilibrée et en négligeant les composants homopolaires, on obtient l’écriture de équations dans le système  données par :

Les équations de tensions statorique et rotorique de la machine asynchrone dans le repère lié au stator :

 ‎III.7

Les équations de flux statorique et rotorique:

 ‎III.8

 .Où M l’inductance mutuelle cyclique entre le stator et rotor.

Les grandeurs statorique sont liées aux grandeurs rotoriques à travers l’angle (figure III.1).

Figure ‎III.1 : position de système d’axe (*dq)*.

A partir l’expression (II.24), en appliquant la transformation de système vers système (dq) aux équations électrique de la machine [6, 8,17].

Le choix de référentiel est déterminé par l’objective de l’application [22,24], Il existe trois choix important. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant.

Le repère d’axe dq lié au champ tournant est généralement utilisé pour l’étude de la commande.

Nous utiliserons la notation suivante :



On suppose :



Les équations de tensions statoriques et rotoriques s’écrivent comme suit :

 ‎III.9

Les équations de flux s’écrivent comme suit :

 ‎III.10

L’équation de couple électromagnétique suivant l’expression (II.44) :

 ‎III.11

L’équation mécanique est caractérisée par l’expression (II.45) suivant :

 ‎III.12

Une expression de la vitesse de rotation exprimé à partir (III.11) et (III.12) :

 ‎III.13

L’avantage d’utiliser ce référentiel est d’avoir des grandeurs constantes en régime permanent.

* 1. Principe de la commande par orientation du flux

Le contrôle vectoriel permet d'imposer à la machine asynchrone un mode de fonctionnement analogue à une machine à courant continu à excitation séparée pour laquelle le couple électromagnétique est proportionnel à deux grandeurs indépendantes (le flux inducteur et le courant d'induit).La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l’autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d’axes (dq) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

Trois choix d’orientation du flux sont possibles:

Orientation du flux rotorique à condition que :

Orientation du flux statorique à condition que :

Orientation du flux rotorique à condition que :

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle permet d’obtenir un couple de démarrage important, ainsi elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [6, 8, 19, 22,23].

Dans ce mémoire, nous nous limitons exposer le principe de base décrit avec orientation du repère(dq) suivant le flux rotorique et.c’est à dire: L’axe d est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que.donc La composante du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est maintenu constant [24].En effet, on a :





* 1. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou de même de la position. La formule du couple (III.11) est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continue ou le découplage est naturel entre le réglage du flux et celui du couple ce qui rend sa commande aisée. On se retrouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique vient régler ce problème de découplage [8].On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit, alors le couple ressemblerait fort à celui d'une machine à courant continu (). Il suffit, pour ce faire d'orienter le repère (dq) de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et d'avoir (=0).

Le rotor de la machine asynchrone n’ayant pas technologiquement un axe privilégié pour le flux rotorique, nous allons placer l’axe de façon à simplifier les équations différentielles régissant son fonctionnement. La figure(III.2) indique la méthode d’orienter du flux rotorique sur le repère (dq).

1. **flux rotorique orienté**
2. **flux rotorique non orienté**

.t

Figure ‎III.2 : Flux rotorique orienté suivant l’axe d.

Le couple électromagnétique est alors égal à :

 ‎III.14

Il convient de régler le flux en agissant sur la composante () du courant statorique et de régler le couple en agissant sur la composante (). On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une M.C.C. Une stratégie consiste à laisser la composante () constante, c’est-à-dire de fixer la référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur de courant () s'occupe de maintenir le courant () constant [3,4].

Une fois que l’on maîtrise la régulation du couple, on peut ajouter une boucle de régulation externe pour contrôler la vitesse. On parle alors de régulation en cascade, les boucles sont imbriquées l’une dans l’autre. Il est évident que pour augmenter la vitesse, il faut imposer un couple positif, pour la diminuer il faut un couple négatif.il apparait alors clairement que la sortie du régulateur de vitesse doit être la consigne de couple. Ce couple de référence doit à son tour être impose par l’application des courants ; c’est le roule des régulateurs de courants (figure III.6) [6,8].

Dans un référentiel lié au champ tournant à condition, les équations (III.9) et (III.10) de la machine asynchrone nous permettent d’exprimer [6, 21, 22,23] :

 ‎III.15

Ce modèle permet de réduire le nombre de grandeurs qu’on a besoin de connaitre pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. Pour réaliser ces conditions, la commande vectorielle nécessitée la connaissance du flux orienter. Le flux peut être reconstitué par deux techniques [17,22]:

Commande directe  reposant sur l’utilisation des capteurs de flux (observateurs) corrigeant en boucle fermée. Ces capteurs nécessitent d’être installés dans la machine ce qui entraine des modifications dans sa conception.

Commande indirecte par des estimateurs basés sur l’utilisation d’une représentation de la machine sous forme d’équation de Park définie en régime permanent ou transitoire utilisés en boucle ouverte.

La commande utilisée dans cette partie de la thèse est une commande indirect par orientation du flux rotorique, A partir des expressions du système (III.15) on peut réaliser la commande vectorielle indirecte, dans le cas où la vitesse et le flux sont imposés en référence, donc on ne régule pas le flux rotorique. On n’a donc besoin ni de capteur ni estimateur ou d’observateurs de flux.

Le problème réside dont la présence de dérivateur et des termes de couplage entre les axes d-q.



Ce couplage influent sur le flux et le couple puisque :

.

* + 1. Découplage entrée-sortie sur les axes d-q

Afin de s’affranchir du couplage nature entre les axes d et q il faut faire apparaître des termes de découplage qui transformeront ce système multi variable en deux système en deux systèmes mono variables. Pour découpler l’évolution des courants, il faut trouver deux nouvelles entréesoù :



Ce découplage permet d’écrire les équations de la machine et de la partie régulation d’une manière simple et ainsi de calculer les coefficients de régulateurs. Il existe plusieurs manières d’opérer pour satisfaire au découplage des axes d-q : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d’état, découplage par compensation [17].nous présenteront ici le dernier type de découplage.

* + - 1. Découplage par compensation

Après application de la transformation de Laplace au système nous obtenons [6, 8, 23] :

 ‎III.16

On suppose le flux rotoriquevarie lentement par rapport(,), nous obtenons () [6,21]:

 ‎III.17

Le système d’équation (III.17)  écrit sous forme:

 ‎III.18

On définit (III.18) en fonction constante de temps statorique 

 ‎III.19

L’expression (III.19) nous sera utile pour représenter le schéma bloc de la machine [6, 17,21] :

-

+

-

+

+

Figure ‎III.3 : modèle de la machine.

Nous mettrons les équations,de système (III.17) sous la forme [6,17,21] :

 ‎III.20

 ‎III.21

Nous pouvons alors représenter le découplage par compensation par le schéma bloc suivant [17]:

MAS dans le repère *dq*

+

Commande

Vectorielle

Flux

Couple

-

+

-

+

Figure ‎III.4 : découplage par compensation.

On aboutit alors au schéma bloc simple et identique pour les deux axes (d-q). À partir des expressions de couple (III.16), expression de flux à partir (III.18) et de tension (III.23), nous obtenons :

Figure ‎III.5 : commande découplée et.

Ce type de découplage est dit statique. Ce découplage proposé un risque d’instabilité des paramètres du modèle évolue et pose donc un problème de robustesse de la commande, en pratique les paramètres mais celle-ci est correcte, tout action sur l’une des entrées ne provoque aucun variation de l’autre sortie [6,17].

* + 1. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

Le schéma bloc de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique est illustré sur la Figure (III.5). Ce schéma contient trois régulateurs de type (PI), il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité et une action intégrale qui sert à éliminer l’erreur statique. Un pour le flux, et les deux autres pour les courantsetces deux courants sont régulés par deux boucles de courants dont les sorties sont les tensions de références  dans le repère dq.

La régulation de la vitesse est faite par un régulateur de type (PI). Les grandeurs régulées entre dans le bloc du découplage pour construire les tensions () et (), Les deux tensions sont transformées en grandeurs statorique, à l’aide d’une rotation d’angleoù [6, 21,22] :

 ‎III.22

La transformation inverse de Clarke donne des grandeurs triphasées.L’onduleur à MLI applique des créneaux de tension à la machine dont les valeurs moyennes sur un période de MLI Correspondent aux valeurs.

Le flux de référence (généralement constant) est déduit de la vitesse de rotation de la machine à partir du bloc de défluxageoù [8, 17, 22,23]:

 ‎III.23

Nous pouvons représenter la structure de commande vectorielle indirecte par le schéma bloc :

**MAS**

OND

MLI

Clarke

*P* (

*P* (

Clarke

**Découplage**

P

-

+

-

+

ʃ

+

+

-

+

PI

PI

PI

Défluxage

Filter

Figure ‎III.6 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.

*Remarque* : la présence de facteur dans la formule de couple est due au choix de la transformation Clarke dans ce schéma [6].

* + - 1. Influence de la variation des paramètres de la machine sur la commande

Le constant de temps du rotor *Tr* paramètre fondamental dans les méthodes de contrôle du flux rotorique, que ce soit la méthode de contrôle directe ou indirect. Pour la méthode indirecte, suivant le système (III.16) la position du flux rotorique et les références du courant statorique sont calculées à partir *Tr*. Dans le cas d’un rotor à cage cette constante est difficilement mesurable. De plus, le problème le plus crucial provient du fait qu’elle dépend largement des conditions de fonctionnement de la machine [19,22]:

* La température : la résistance rotor dépend de la température du rotor. En régime dynamique cette constante jamais constante *Tr=Rr /Lr* ;
* La saturation : si la machine est saturée, l’inductance de rotor varier.

Cette variation des paramètres produisent une perte de découplage et en des erreurs stationnaires sur les sorties couple et flux de la machine comparativement à leurs consignes.

A titre d’illustration, la variation de la résistance rotorique d’un moteur asynchrone fermé et refroidi par ventilateur, la résistance rotorique augmenté 0.94 p.u. [22].

De nombreux auteurs se sont attachés à supprimer les effets des variations de la constante du temps rotorique. Comme une solution, soit décompenser directement des variations en mesurent directement les paramètres, soit calculer la variation en utilisent une grandeur auxiliaire comme la puissance, la température [19].

* + - 1. Schéma bloc des régulateurs PI

Le rôle des régulateurs est d'annuler l'écart entre la consigne de la référence et la consigne mesurées. Le régulateur Proportionnel Intégral (*PI*), est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables.

Soit un régulateur proportionnel-intégral classique de type :

 ‎III.24

Le schéma bloc de régulation des courants devient [6]:

-

+

Figure ‎III.7 : régulateurs de courant I*s (d, q).*

Où les perturbations sont :



Le schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation devient

-

+

+

-

Ω

Figure ‎III.8 : régulateurs de vitesse de rotation.

Le calcul des régulateurs des courants et de vitesse illustré dans l’annexe B. Ensuite, Nous avons étudié par simulation le comportement de la machine commandée par la méthode du flux orienté

* + 1. Simulation numérique

Toutes les simulations ont été effectuées avec logiciel Matlab. A partir de l’étude théorique de la structure de la commande vectorielle indirecte à flux orienté. Nous pouvons élabore les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé (annexe 2). Les performances de commande ont été évaluées pour des réponses de consigne, avec des défauts rotoriques (ruptures de barres).

Les résultats suivants concernent l’identification de la machine (annexe 1). La simulation est effectuée dans différentes conditions de fonctionnement de la machine :

Machine saine ;

Machine sain et diminution de vitesse;

Machine défaillant: rupture deux barres rotorique au même temps et déférent temps;

Machine défaillant: rupture deux barres rotorique à déférents temps et diminution de vitesse de rotation. Ces résultats représentent l’évolution des variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse de rotation, le couple, le courant de phase statorique, le courant de phase rotorique. Dans tous les cas de simulation de la machine démarre à vide, afin d’appliqué un couple résistant de (Cr = 3.5 N.m) à l’instant t= 0.6sec.

Machine à l’état sain :

La simulation du modèle du moteur asynchrone avec une machine saine nous donne respectivement la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, ainsi que le courant statorique de la phase, et le courant rotorique en figure (III.9). Après un régime transitoire () : la vitesse de rotation se stabiliser a une valeur de référence (100 rad/s), Le couple électromagnétique se stabilise à vide à une petite valeurqui compense les pertes par frottement. Ainsi que le courant statorique attient une valeur proche à zéro. L’application d’un couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé, ainsi que le courant statorique de la machine qui a un comportement sinusoïdal a un temps de repense réduit.



d- Courant rotorique *iqr*



a-vitesse de rotation

b- Courant rotorique *iqr*



d- Courant statorique *ias*

c- Couple électromagnétique

Figure ‎III.9 : réglage de vitesse de rotation de la MAS (cas sain).

***Remarque :*** On note que la boucle de régulation de vitesse est peu sensible aux variations du couple de charge. Le régulateur de vitesse élimine la perturbation applique à la machine, ce qui donne une idée sur la robustesse de la commande.

Cas de la Machine sain et diminution de vitesse de rotation:

Les courbes de la figure (III.10) représentent les résultats de simulation de la MAS suivi d’une inversion de vitesse de rotation de (100 à 80 rad/s) à l’instant t=1.5s. On remarque que la vitesse suit la valeur de référence après un durée transitoire ().un test d’inversion du sens de rotation est réalisé dans l’intervalle [1.5 à 4s], dans ce cas la vitesse réduite à 80 rad/s, avec on remarque une augmentation sur le couple électromagnétique et le courant statorique.



a-Vitesse de rotation

b-Couple électromagnétique





Agrandissement du courant *ias*

c-Courant statorique *ias*

d- Courant rotorique *iqr*

**Figure III.10 :** Simulation avec le modèle réduit : machine en charge (Cr=3.5N.m)

***Remarque :*** Les résultats de diminution de la vitesse de consigne montrent que la réponse de la vitesse est rapide, cette diminution s’accompagne d’une légère augmentation du courant statorique et du couple électromagnétique. Nous allons maintenant nous intéresser à ce même modèle mais lorsque le rotor présence une défaillance rotorique. Ainsi nous traduirons cela par l’évolution de la résistance rotorique d’un facteur 11 où.

Rupture deux barres rotorique adjacentes

La figure (III.11) représente respectivement la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, ainsi que le courant statorique de la phase, et le courant rotorique. L’introduction de défaut a lieu dans l’intervalle de temps [3 à 4s], où le barre numéro 1 cassée à t=2s, le barre numéro 2 cassée à t=3s, nous observons des perturbations au niveau de la courbe de vitesse, la vitesse reste perturbée tous le temps. Cette perturbation est proportionnelle avec le nombre des barres cassée.





1. Coutant statorique *ias*
2. Vitesse de rotation





1. Couple électromagnétique
2. Courant rotorique *iqr*

Figure ‎III.11 : Simulation avec le modèle réduit : machine en charge (Cr=3.5N.m)

avec ruptures des barres 1puis2 à partir de t=2s

ZOOM DE VITESSE 99-102

Suivant les résultats de simulation nous observons : La cassure des barres rotorique conduit à une erreur (augmentation) sur l’amplitude du couple électromagnétique et le courant statorique, ainsi que le courant rotorique (*iqr*), on peut conclure que la commande à flux orienté est très sensible à variation de résistance rotorique

Rupture deux barres rotorique au même temps

Dans ce cas, nous avons effectué une simulation pour deux barres cassée (barre 1et 2) au même temps (t=2s).la figure(III.12) représente l’évolution de la vitesse, couple et les courants (*ias, iqr*)



1. Vitesse de rotation

Agrandissement de vitesse



1. Couple électromagnétique
2. Courant statorique *ias*



**Figure** .**:** Simulation avec le modèle réduit : machine en charge (Cr=3.5N.m)

avec ruptures des barres 1et 2 à partir de t=2s

0

.

.

1. Courant rotorique *iqr*

.

Rupture deux barres rotorique au même temps et diminution de vitesse de rotation

On va voir la régulation de vitesse, dans le cas d’une cassure deux barres (barre1et barre 2) au même temps (t=2) avec une diminution de vitesse (100 à 80 rad/s)à t=1,5s. OU Elle est VITESSE + zoom



c- courant statorique (*Ias*)



c- courant statorique (*Ias*)

b-couple électromagnétique

d-courant rotorique(*Iqr*)

**Figure III.13:** Simulation avec le modèle réduit : machine en charge (Cr=3.5N.m)

avec ruptures des barres 1et 2 à partir de t=2s

0

.

.

1. Courant rotorique *iqr*

***Remarque*** :

Le régulateur de vitesse adopté doit avoir un comportement satisfaisant sur toute la plage de vitesse et doit satisfaire le plus possible aux exigences suivantes :

* Rapidité de réponse ;
* Dépassement nul ou faible ;
* Erreur statique nulle en régime permanant ;
* Robustesse aux variations paramétriques.
  1. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu que de la commande vectorielle est caractérisée par le découplage qu’elle réalise entre le flux et le couple. Elle a permis, par son application aux machine synchrone à aimants permanents l’obtention de performances dynamiques et statiques satisfaisantes. Ces performances sont réalisées avec une structure simple. A partir d’un modèle non linéaire et couplé, nous avons obtenu un modèle simple et découplé, qui permet de contrôler la vitesse du rotor. On conclut que, la commande vectorielle par orientation du flux est un outil de contrôle fort intéressant permettant de traiter la machine synchrone à aimants permanents de façon semblable à celle à courant continu. Ce qui nous permettons d’appliquer d’autres techniques modernes pour la conduite de la machine synchrone à aimants permanents. Nous pouvant citer la commande par la logique floue qui sera l’objet de la suite de travail.

Les zooms doit être dans la forme de l’originale

**Chapitre IV.**

Commande PI Flou de la MAS en tenant compte des Défauts rotoriques

Commande PI Flou de la MAS en tenant compte des Défauts rotoriques

* 1. Introduction

Le problème de la sensibilité paramétrique du modèle de la machine, aggravé par la présence du bruit de mesure, du convertisseur et autres, aura non seulement un impacter sur l’observabilité de la vitesse, mais aussi un impact sur les performances et la robustesse de la commande ainsi élaboré. Les techniques d’intelligence artificielle (la logique floue, réseaux de neurones, système expert, reconnaissance de formes) deviennent pour résoudre ce problème, les algorithmes basées sur la logique floue sont considérés comme une solution très intéressante pour le réglage de systèmes non linéaires ou les systèmes pour lesquels il n’existe pas de modèles mathématiques (avantage). Par contre les méthodes de réglage conventionnelles se basent sur une modélisation adéquate du système [26, 27,29].

Les régulateurs flous ont montrés leur efficacité dans la commande des systèmes non linéaires, et dans plusieurs cas ont démontré qu’ils sont robustes et que leur performances sont moins sensibles aux variations paramétriques par rapport aux régulateurs conventionnelles [28,30].

Le contrôleur flou peut être vu comme un algorithme qui peut convertir une stratégie formelle de commande basée sur les connaissances d’un expert en une stratégie automatique de commande. Cet algorithme de commande peut être considéré comme des systèmes logiques qui utilisent des règles linguistiques pour établir des relations entre leurs variables d’entrée et de sortie [2,27].

Dans ce chapitre, la logique floue est utilisée pour prendre des décisions sur l’état de moteur sain ou avec défaut.

* 1. Historique à la logique floue et définitions

Les bases de la théoriques de la logique floue ont établies par Zadeh dans son article « fuzzy set »1965[26] en se basant sur sa théorie mathématique des ensembles flous. La logique floue est une extension de la logique booléenne, qui est en généralisation de la théorie des ensembles classiques.

C’est seulement aux années quatre-vingt que la commande par la logique floue a été introduite au niveau des systèmes de réglage et de commande et en particulier au japon. Elle a été appliquée dans les processus industriels pour résoudre des problèmes de régulation aussi divers, liés aux machines-outils et la robotique [25,29]. Dans la logique classique, les variables gérées sont booléen. C’est à dire qu’elles ne prennent que deux valeurs 0 ou 1. La logique floue a pour but de raisonner à partir de connaissances imparfaites qui opposent résistance à la logique floue classique. Pour cela la logique floue se propose de remplacer les variables booléennes par des variables floues [31].

Selon la logique floue on peut définir une fonction d’appartenance  comprise généralement entre 0 et 1, par contre en logique classique (booléenne), qui n’admet pour variables que les variables 0 et 1.elle ne peut pas prendre deux qualificatifs à la fois (0 ou 1). Le concept d’appartenance est primordial dans la théorie des ensembles : il désigne le fait qu’un élément fasse partie ou non d’un ensemble. On présente un exemple pour simplifier la déférence entre logique classique et logique floue qui consiste à la classification des vitesses en trois ensembles "faible","moyenne","élevée" [6].

En logique booléenne (figure IV.1.a), la fonction d’appartenance prendre une seule valeur 0 ou 1 .La vitesse peut être :



En logique floue (figure I.1.b), la fonction d’appartenance prendre une valeur réelle comprise entre 0 et1.par exemple, permet de quantifier le fait que la vitesse puisse être considérée comme moyenne, dans ce cas la vitesse considérés comme faible avec un degré d’appartenance de 0.6 et comme moyenne avec un degré d’appartenance de 0.4  :donc

Le schéma synoptique (IV.1) illustré les deux méthodes de logique (classique et floue).

Vitesse (Km/h)

0.6

0

30

80

1

Faible

Moyenne

Élevée

: Dégrée d’appartenance

1. Selon la Logiqueclassique

100

0

1

0.4

Vitesse (Km/h)

20

40

70

90

Faible

Moyenne

Élevée

: Dégréed’appartenance

b- selon la Logique floue

100

Figure ‎IV.1 : classification des vitesses d’une automobile en deux ensembles.

Dans notre exemple, la variable floue est la vitesse, l’univers de discours est l’ensemble des réels de l’intervalle [0,100].

Un des intérêts de la logique floue pour formaliser le raisonnement humain est que les règles sont énoncées en langage naturelle de la forme "SI-ALORS" [28].

Voici par exemple Le Tableau I.1 quelque règle de conduite qu’un conducteur suit, en supposant qu’il tienne à son permis.

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| Si le feu est rouge… | Si ma vitesse est élevée…. | Et si le feu est proche... | Alors je frein fort. |
| Si le feu est rouge… | Si ma vitesse est faible... | Et si le feu est proche... | Alors je maintiens ma vitesse. |
| Si le feu est orange... | Si ma vitesse est moyenne.. | Et si le feu est loin... | Alors je freine doucement. |
| Si le feu est vert… | Si ma vitesse est faible... | Et si le feu est proche... | Alors j’accélère. |

Tableau ‎IV.1exemple sur les règles d’inférence.

* + 1. Définition les éléments de base de la logique flou

Les éléments de base principaux de vagues la théorie de la logique floue sont [25,27]:

Les ensembles flous ;

Variable linguistique ;

Fonction d’appartenance.

* + - 1. Les ensembles flous

La logique floue traite des variables imprécises, vagues ou incertaines et introduit des décisions objectives par un raisonnement approximatif. ces variable forment des variables linguistique, dont les valeurs sont estimées ou appréciées par des mots ou expression du langage naturel appelés ensemble flous [25].mathématiquement [24,27,31], un ensemble floue *A* d’un univers discours *U*, est caractérisé par une fonction d’appartenance, notée ,à valeur dans l’intervalle [0,1] et qui associe à chaque élément *x* de *U* un degré d’appartenance  (voir figure IV.1) indiquant le niveau d’appartenance de *x* à *A* où :

 ‎IV.1

Donc, suivant l’équation (IV.1) :

 ‎IV.2

Un sous-ensemble flou *A* dans *U* peut être représenté par un ensemble de couple ordonnés [24,31] :

 ‎IV.3

Opération de base sur les sous ensemble floues

Soit *A* et *B* deux sous-ensembles flous définis dans un univers du discours *U* par les fonctions d’appartenance et .on peut définir des opérations ensemblistes telles que : l’inclusion, l’union, l’intersection, et le complément grâce à des opérations sur les fonctions d’appartenance [6, 27,31].

On dit *A* inclus dans *B* si tout élément *x* de *U* qui appartient à *A* appartient aussi à *B* avec un degré ai moins aussi grand :

 ‎IV.4

1

*x*

Figure ‎IV.2 : l’inclusion.

L’union da *A* et *B*, que l’on note A, est les sous ensemble flou constitué des éléments de U affectés du plus grand des deux degrés d’appartenance et  :

 ‎IV.5

1

*x*

1

*x*

Figure ‎IV.3 : Opération OU (l’union).

L’intersection da *A* et *B*, que l’on note A, est les sous ensemble flou constitué des éléments de U affectés du plus petit des deux degrés d’appartenance et  :

 ‎IV.6

1

*x*

1

*x*

Figure ‎IV.4 : Opération ET (intersection).

L’union da *A* et *B*, que

Le complément de *A*, que l’on note  , est le sous-ensemble flou constitué des éléments *x* lui appartenant d’autant plus qu’il appartient peu à *A*:

 ‎IV.7

1

*x*

1

*x*

Figure ‎IV.5 : Opération NON (complément).

* + - 1. Variable linguistique

Les variable linguistique ou variables floues sont les entrées et les sorties du système à régler, peut être représentée par un triplé (*x*, *E*(*x*), *U )* dans lequel *x* est le nom de la variable linguistique, *E*(*x*) l’ensemble des valeurs linguistique de *x* et *U* l’univers de discours [25, 27,31]. À titre d’exemple figure (IV.1) où :

La vitesse est une variable linguistique avec trois termes linguistique (faible, moyenne, élevée)

* + - 1. Fonction d’appartenance

Généralement, dans les applications électriques en particulier, les fonctions d’appartenance utilisées pour la description des sous-ensembles flous sont de formes triangulaire, trapézoïdale ou gaussienne cependant, il n’existe pas de règle générale pour le choix de la forme de fonction d’appartenance [25,26, 27,31].

1

a b c c

x

A-triangulaire

x

a b c d d

1

B- trapézoïdale

x

1

0.5

C- gaussienne

c c+2/a

x

1

0.6

D- sigmoïde

m+σ m

Figure ‎IV.6 : formes usuelles des fonctions d’appartenance

La fonction triangulaire est définie par trois paramètres (*a,b,c*), qui déterminent les cordonnées des trois sommets (figure IV.2.A) :

 ‎IV.8

La fonction trapézoïdale est définie par quatre paramètres (*a, b,c,d*), (figure IV.2.B) :

 ‎IV.9

La fonction gaussienne est définie par quatre paramètres (*σ,m*), (figure IV.2.C) :

 ‎IV.10

La fonction sigmoïde est définie par deux paramètres (*a, c*), (figure IV.2.D) :

 ‎IV.11

* + - 1. Règles floues

Elle rassemble l’ensemble des règles loues de type « SI-ALORS » décrivant en termes linguistique basées sur la connaissance d’un expert le comportement dynamique du système [27] :

 ‎IV.12

*Remarque* : A titre d’illustration on prend l’exemple (Tableau IV.1).

* 1. Principe de la commande par la logique floue

L’utilisation de la commande floue est particulièrement intéressante lorsqu’on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander ou lorsque ce dernier présente de trop fortes non linéaire ou imprécisions [27].

* + 1. Structure générale d’un contrôleur flou

En générale, les contrôleurs flous sont utilisés dans les structures de commande en boucle fermée dans processus. La majorité des contrôleurs flous développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, la figure (IV.3) illustré structure interne de régulateurs [6, 25,27].

Entrée

Interface de

Fuzzification

Inférences

Interface de

Défuzzification

Base de connaissance

Processus à régler

Action

Contrôleur floue

Figure ‎IV.7 : structure interne d’un régulateur.

Suivant la figure (IV.3), la configuration de base de contrôleur flou comprend quatre parties [25,27,31]

* + - 1. Fuzzification

La stratégie de cette opération consiste à convertir les grandeurs d’entrées et de sortie mesurées ou estimées en variable linguistiques, exprimées par des termes flous [25,31].

* + - 1. Base de connaissance

La conception d’une base de connaissances représente la phase dans la conception des systèmes experts. Cette base de connaissance est composée de l’ensemble des informations (bases de données) et des renseignements qu’on possède sur le processus à régler à partir d’une analyse empirique du système [25, 26,27].

* + - 1. Inférence floue

Le principe de cette opération consiste à établir la liaison entres les grandeurs d’entrées du régulateurs exprimées par des termes linguistique et les variables de sortie sa forme floue [25]. Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d’inférence à savoir :

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d’inférence à savoir [25, 27,31]:

Méthode d’inférence max-min (Mamdani);

Méthode d’inférence max-produit (Larsen);

Méthode d’inférence somme-produit (Sugeno).

Le choix d’une telle ou méthode dépend de l’utilisateur et de cas à traiter.

Méthode d’inférence max-min :

La méthode d’inférences *max-min* réalise, au niveau de la condition *OU* par la formation du maximum et l’opérateur *ET* par la formation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduit par *ALORS*, lit le facteur d’appartenance de la condition avec fonction d’appartenance de la variable de sortie par l’opérateur *ET*, réalisé dans cas présent par la formation du minimum [27].

Pour chaque règle, on obtient la fonction d’appartenance partielle par la relation suivant  [26,27]:

 ‎IV.13

Avec :

Est la fonction d’appartenance liée à l’opération imposée par la règle est le facteur d’appartenance.

La fonction d’appartenance résultante est alors donnée par :

 ‎IV.14

Méthode d’inférence max-produit :

Pour la méthode La méthode d’inférence *max-produit*, l’opérateur *ET* est réalisé par la formation du produit, l’opérateur *OU* réalisé par la formation du maximum, et *ALORS* (implication) est réalisé par la formation du produit.

 ‎IV.15

La fonction d’appartenance résultante est alors donnée par :

 ‎IV.16

Méthode d’inférence somme-produit :

Pour la méthode La méthode d’inférence *somme-produit*, on réalise au niveau de condition, l’opérateur *OU* par la formation de la somme (valeur moyenne), et l’opérateur *ET* par la formation du produit. Pour la conclusion, l’opérateur *ALORS* est réalisé par un produit.

 ‎IV.17

La fonction résultant dans ce cas peut être comme suit :

 ‎IV.18

L’établissement des règles d’inférence est généralement basé sur un des points [6] :

L’expérience de l’opérateur ;

Un modèle flou du processus pour lequel on souhaite synthétiser la régulation ;

Les actions de l’opérateur : s’il n’arrive pas à exprimer linguistiquement les règles qu’il utilise implicitement ;

Apprentissage : c’est à dire que la synthèse de règle se fait par un procédé automatique également appelé superviseur. Souvent, des réseaux neuronaux y sont associés.

* + - 1. Défuzzification

Le défuzzification est le traitement qui permet de définir une correspondance entre les résultants de l’inférence et la grandeur continue fournie en sortie [31].

Différentes méthodes sont utilisées [6, 25, 26,31] :

Méthode de centre de gravité ;

Méthode de maximum ;

Méthode de la moyenne de maximum ;

Méthode des hauteurs pondérées.

Méthode de centre de gravité :

La méthode de centre de gravité la plus utilisé [6,31].L’abscisse du centre de gravité de la fonction d’appartenance résultant de l’inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.

 ‎IV.19

0

Figure ‎IV.8 : défuzzification par la méthode de centre de gravité

Méthode de maximum :

La méthode de maximum consiste à prendre la commande locale ayant le degré d’appartenance maximal, cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l’abscisse de la valeur maximale de la fonction d’appartenance [6,26].

 ‎IV.20

0

Figure ‎IV.9 : défuzzification par la méthode de maximum.

Méthode de moyenne de maximum :

La méthode de moyenne de maximum correspond à un simple calcul de la moyenne mathématique des valeurs ayant le plus grand degré d’appartenance.

 ‎IV.21

0

Figure ‎IV.10 : Défuzzification de la moyenne des maximums.

Méthode de hauteurs pondérées :

La méthode de hauteurs pondérées correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d’appartenance ne se recouvrent pas [6].

 ‎IV.22

0

GN

N

Z

P

GP

1

Figure ‎IV.11 : défuzzification de hauteurs pondérées.

Après avoir énoncé des définitions les concepts de base et les termes linguistiques utilise en logique flou nous présentons la structure d’un contrôleur flou

* + 1. Les étapes principales de conception d’un régulateur flou

Généralement, la conception d’un régulateur flou pour la réalisation des entraînements électrique exige le choix des paramètres suivant : variable linguistique, fonction d’appartenance, méthode d’inférence et stratégie de défuzzification [6, 25, 26,27].

Dans notre travaille, nous nous intéressons principalement a régulateur de vitesse au sein d’une commande vectorielle de la machine asynchrone. Pour un régulateur flou : on utilise

Un structure proportionnelle intégrale avec comme l’entrée l’erreur et la variation de la vitesse Ω par rapport à sa référence.

Une sortie représentant la variation du couple électromagnétique.

La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe. La grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est l’image du couple électromagnétique de référence que l’ensemble « commande-convertisseur-MAS » doit générer. A flux constante (commande vectorielle indirect), le couple est proportionnel au courant imposé en entrée à la boucle de régulation de courant (figIII.6) et (figIII.7).

Les entrées du régulateur flou se calculant à l’instant *t* de la manière suivante :

 ‎IV.23

Où : l’erreur de vitesse : variation de l’erreur.

Le signale de la sortie du régulateur flou (RLF) :

 ‎IV.24

Les fonctions d’appartenance trapézoidale et triangulaire (figure IV.11) sont le plus utilisées et sont prouvées d’être de bon compensateur entre l’efficacité et la facilité d’implantation.

-1

0

1

1

GN

N

EZ

P

GP

-0.5

0.5

Figure ‎IV.12 : Fonction d’appartenance des entrées.

Les ensembles d’appartenance floue ont été notées comme suit :

GN : Négatif grand EZ : égale Zéro P : Positif

N : Négatif GP : Grand positif

Les règles d’inférence peuvent être décrites de plusieurs façons [6,26] :

Linguistiquement : on citer par exemple on écrit,



Symboliquement : il s’agit en fait d’une description linguistique où l’on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

Par matrice d’inférence : elle rassemble toutes les règles d’inférences sous forme de tableau. Pour simplifier la description des inférences on a utilisé la matrice des règles d’inférence (Tableau IV.2) .Les règles floues, permettant de déterminer la variable de sortie du régulateur en fonction des variables d’entrées.

Dans le cas de Cinque ensemble floue (GN, N, EZ, P, GP) aux variables, un choix de possible est le suivant :

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | |  |  |  |  |  |
| GN | N | EZ | P | GP |
|  | GN | GN | GN | N | N | EZ |
|  | N | GN | N | N | EZ | P |
|  | EZ | GN | N | EZ | P | GP |
|  | P | N | EZ | P | P | GP |
|  | GP | EZ | P | GP | GP | GP |

Tableau ‎IV.2 Matrice d’inférence

Cette matrice d’inférence est établie par une logique qui tient compte de la physique du système. En effet, il est tout à fait normal de générer une variation du couple de référence positive grande quand l’erreur sur la vitesse de sortie de la MAS par rapport à sa consigne et sa variation sont positives grandes (règle 25), …etc. en se basant sur la méthode d’inférence « somme-produit » la sortie de régulateur résultante des 25 règles de la matrice d’inférence est déterminer par la relation suivant

 ‎IV.25

Pour la défuzzification, on utilise la méthode du centre de gravité, on obtient.

 ‎IV.26

Où  : est la surface de l’ensemble flou de l’incrément de la commandeet est l’abscisse de son centre de gravité.

La structure d’un régulateur flou de vitesse est illustrée par le schéma donné dans la figure (IV.13) [33].

MAS

Figure ‎IV.13 : schéma synoptique d’un régulateur flou de vitesse.

 :Sont des facteurs d’échelle ou des normalisations.

Ces facteurs jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamique de la commande [28].

La figure (IV.14) illustré le schéma bloc de la commande flou en vitesse d’un entrainement asynchrone, à structure flux orienté, par un régulateur flou de vitesse, et deux régulateurs PI classiques de courant.

**MAS**

OND

MLI

Clarke

*P* (

*P* (

Clarke

**Découplage**

P

-

+

-

+

ʃ

+

+

-

+

FL

PI

PI

Défluxage

Filter

Figure ‎IV.14 : schéma bloc de commande flou de la vitesse de MAS.

Pour montrer l’efficacité dans un système de réglage de vitesse d’une machine asynchrone à flux orienté par un *PI-flou*, on a simulé une multitude de cas qu’on présentera et discutera dans ce qui suit.

* 1. Résultat de simulation

Dans la partie suivant on va présenter et étudier l’évolution des différentes grandeurs fondamentale la machine asynchrone (la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, le courant statorique de la phaseet les courants de les barres ()) pour les mêmes conditions de fonctionnement présenter dans le cas d’une commande vectorielle d’une MAS ; les résultats de simulation de démarrage à vide, en charge et diminution de vitesse de rotation. Pour tous les cas d’un fonctionnement nous précédons un échelon de couple résistant de 3.5 (N.m) à l’instant t=0.6s

Machine à l’état sain :

La figure (IV.15) montre respectivement, l’évolution de vitesse de rotation, le couple électromagnétique, le courant statorique et les courants de les barres rotorique (), lors un démarrage à vide. Après un régime transitoire du démarrage (), nous constatons que la vitesse de rotation se stabiliser à leur consigne (100rad/s), ainsi que nous remarquons que le couple électromagnétique, le courant statorique () attient une valeur proche à zéro, et de même les courants des barres rotorique (). La machine opère en charge à (t=0.6), on remarque une petit diminution de la vitesse de rotation (W=98.22 rad/s), mais d’après un durée de temps plus faible () la vitesse de rotation se stabiliser à leurs consigne (100 rad/s), nous observons pour une augmentation de l’amplitude de couple électromagnétique et des courants de barres.



Agrandissement

a-vitesse de rotation



C-Courant statorique (

b-couple électromagnétique



e- courant rotorique (

d-courant rotorique (

Agrandissement de vitesse il faut utilise de l’originale de vitesse



f-courant rotorique (

Figure ‎IV.15 : Résultats de simulation lors d’une machine saine

*Remarque*1: le régulateur de vitesse *PI-flou* élimine l’effet de la perturbation (couple de charge) appliquée à la MAS, ce qui donne une idée sur la robustesse de commande *PI-flou.*

*Remarque* 2 : L’application d’un couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé, ainsi que le courant statorique de la machine qui a un comportement sinusoïdal

*Remarque* 3*:* les courants qui circulant dans les barres rotorique pour la MAS fonctionnée en charge sont très élevée ()

Machine à l’état sain et diminution de la vitesse de rotation:

La figure (IV.16) représente l’effet de diminution de la vitesse de rotation du moteur (100 à 80 rad/s) à (t=1.5s) sur les paramètres fondamentales de la machine (la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, le courant statorique, les courants rotorique des barres (). On observe une l’amplitude du couple ainsi que du courant statorique et rotorique augmente sensiblement avec diminution de vitesse de rotation.



a-vitesse de rotation

Agrandissement



c-Courant statorique(*Isa*)

b-couple électromagnétique



e- courant rotorique (

d-courant rotorique (



f-courant rotorique (

Figure ‎IV.16 : Résultats de simulation lors une machine saine suivant une inversion de vitesse.

*Remarque* 1 : la caractéristique de la vitesse de rotation montre cette dernière attient son régime permanant avec un dynamique rapide, ce qui présent une amélioration d’une commande *PI-flou* en régulation de vitesse d’une machine asynchrone.

Rupture de deux barres adjacentes:

La figure (IV.17) montre le test de performance de commande *PI-flou* vis à vis de la variation paramétrique de la machine asynchrone (rupture de deux barres rotorique la première à l’instant t=2s, le deuxième barre à t=3s), nous avons simulé dans ce cas à un démarrage à vide et on applique une charge (=3.5N.m à t=0.6s). Lors une cassure de première barre on note une petite perturbation sur la courbe de vitesse (99.99 à 100.1 rad/s), ainsi qu’on constate une petite variation sur les courbes des courants statorique et le couple électromagnétique, les courants rotoriques diminuent quelque peu. D’après la cassure de deuxièmes barres, nous observons une perturbation (petite diminution) sur la courbe de vitesse plus grande par rapport dans le cas d’une cassure d’une barre (99.3 à 100.1 rad/s), ainsi que on remarque une réduction du l’amplitude du courant des trois barres rotoriques.



a-vitesse de rotation



Agrandissement

b-couple électromagnétique



c- courant statorique (



d-courant rotorique (

e- Courant rotorique (



f-courant rotorique (

Zoom de vitesse dans l’originale+ le même taille de figure

Figure ‎IV.17 : Résultats de simulation lors une MAS défaillant (cassure deux barres à différents temps).

*Remarque 1* : d’après les résultats de simulation on remarque que la méthode de commande *PI-flou* est très sensible pour la variation des ruptures des barres rotorique (augmentation des résistances rotorique).

*Remarque 2*: nous ne remarquons alors aucun changement notable des allures de différentes réponses par rapport à celles enregistrés en fonctionnement normale.

Rupture deux barre en même temps:

La figure (IV.18) représente les résultats de simulation avec un démarrage à vide, (N.m) à t=0.6s, et une cassure deux barres () au même temps (t= 2s).



Agrandissement

a-vitesse de rotation



f-courant rotorique (

e- courant rotorique (

d-courant rotorique (

c- courant statorique (*Ias*)

b-couple électromagnétique

Figure ‎IV.18 : Résultats de simulation lors une machine défaillant (cassure deux barres au même temps)

*Remarque* : on remarque que l’amplitude de la vitesse ainsi que la modulation du courant statorique et rotorique augmente sensiblement avec le nombre des barres cassée.

Rupture deux barre en même temps et diminution de vitesse:

Les courbes de la figure (IV.19) permettent de constater que le démarrage à vide sous une vitesse de référence (W=100 rad/s), et après l’application de la charge (N.m à t=0.6s). L’inversion de sens de rotation (100 à 80 rad/s) est réalisé à l’instant t=1.5s. on va voir le régulation de vitesse dans le cas d’une cassure deux barres (barre1 et barre 2) au même temps (t=2s).



f-courant rotorique (

e- courant rotorique (

d-courant rotorique (

c- courant rotorique (

b-couple électromagnétique

a-vitesse de rotation

Agrandissement

Figure ‎IV.19 : Résultats de simulation lors une machine défaillant (cassure deux barres au même temps) avec une inversion de vitesse.

*Remarque 1* : l’inversion de sens de vitesse élever les valeurs de couple électromagnétique et des courants statorique et rotoriques.

*Remarque 2*: la cassure des barres rotorique augmente l’amplitude des courant statorique et le couple électromagnétique avec une réduction de valeurs des courants rotoriques.

*Remarque 3*: on peut voir que les allures de vitesse de rotation, de courant statorique, et le couple électromagnétique ainsi que les courants rotoriques ne fournissent une grande déformation dans le cas d’une machine défaillant. Par conséquent, la commande *PI-flou,* très bonne précision, une minimisation d’oscillation sur la sortie du système dans notre cas (réglage de vitesse de la MAS).

Après la présentation des différents résultats de simulation appliquer à une machines asynchrone contrôlée par « *PI-flou* ». La robustesse do contrôleur est testée en changement les conditions de fonctionnement. Ensuite, Nous avons présenté dans la section suivant une étude comparative entres les deux techniques de commande (*PI classique, PI-flou*).

* 1. Etude comparative entre la commande *PI-classique* et *PI-flou*

Dans ce partie on va présenter et étudier l’évolution des différentes grandeurs fondamentales de la machine asynchrone pour différentes conditions de fonctionnement, que ce soit sain ou défaillant.

La comparaison entre les deux techniques de commande précèdent donnent une idée sur les avantages et les inconvénients de chacun technique de contrôle.

* + 1. Résultats de simulation

Nous pouvons étudier l’évolution des grandeurs temporelle talque la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et le courant statorique lorsque la machine fonctionné suivant deux cas différents :

Machine à l’état sain ;

Machine à l’état défaillant (rupture deux barres rotorique) ;

* + - 1. Cas d’une MAS à l’état sain

La figure (IV.20) montre, l’évolution de vitesse de rotation (*W*), le couple électromagnétique et le courant statorique (*Ias*), lors un démarrage à vide.la vitesse de référence égale 70 (rad/s). À l’instant (t=0.6) nous procédons à un échelon de couple de charge (*Cr*=3.5N.m).

L’analyse du courbe de la vitesse de rotation montre que l’amplitude des oscillations de la vitesse dans ou la machine commande par *PI–classique* plus grand par rapport la commande *PI-flou.* L’application de la charge diminuée la valeur de vitesse de rotation dans le cas ou la MAS commandé par *PI-flou* plus effet par rapport *PI-classique.* Mais, on remarque que nettement que la durée pour atteindre la vitesse de référence (70 rad/s) dans le cas d’une MAS commandé par *PI-flou* très court par rapport ou la MAS commandé par *PI-classique.*

Pour le couple électromagnétique dans le cas d’une MAS commandé par PI-classique présente des ondulations plus importantes que dans le cas de commande *PI-flou.*

On peut voir que l’allure de courant statorique, au régime de démarrage l’oscillation du courant statorique dans le cas d’une MAS commandé par *PI-classique* plus grand par rapport le cas d’une *PI-flou.* Par contre, en régime permanent on observe une augmentation de l’amplitude de courant statorique dans le cas d’une MAS commandé par *PI-flou* par rapport l’autre commande.



C-Courant statorique

b- Couple électromagnétique

Agrandissement de vitesse [0.5s: 4s]

Agrandissement vitesse [0:0,5s]

a-vitesse de rotation

Figure ‎IV.20 : résultats de simulation de la MAS à l’état sain suivant deux techniques de commande (*PI-classique*, *PI-flou*).

* + - 1. Cas d’une machine à l’état défaillant

Nous avons simulé ensuite le cas où le rotor défaillant (rupture des barres 1 et 2 au même temps à l’instant 2s). La vitesse de référence égale 70 (rad/s). La machine démarre à vide, on applique un couple de charge à l’instant t=0.6s. La figure (IV.21) montre les résultats de simulation pour la machines commandée avec régulateur PI et PIFlou.

c- courant statorique

b-couple électromagnétique



a-vitesse de rotation

Agrandissement de vitesse [0 :0,5s]

Agrandissement de vitesse [0,5 :1s]

Agrandissement de vitesse [1 :4s]

Figure ‎IV.21 : résultats de simulation de la MAS à l’état défaillant commandée suivant deux techniques (*PI-classique, PI-flou*).

* + - 1. Discussion les résultats de simulation

D’après les résultats de simulation obtenus, on remarque que le fonctionnement de la machine asynchrone est plus stable pour la commande *PI-flou*, que ce soit sain ou défaillant où nous observons suivant les résultats de simulation sont donné par la figure (IV.20 et IV.21) que l’intervalle de variation de la vitesse de rotation dans le cas d’une machine commandé *par PI-flou* c’est le plus faible ou peu sensible pour la variation de la charge ou la variation des paramètres rotoriques (cassure des barres).

On constate que le régulateur *PI-flou* procure une très bonne réponse dynamique de la vitesse et un bon rejet de la perturbation par rapport au régulateur *PI-classique*. Ce type de réglage montré une faible robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique notamment lors la variation des résistances rotoriques.

La technique de la logique floue qui nous donne des bons résultats et elle demande une base de données riche sur les différents comportements de la machine dans les différents régimes.

Suivant les résultats de simulation la commande vectorielle garde des performances statiques et dynamiques acceptables, et une bonne robustesse. Mais elle présente un inconvénient majeur d’être relativement sensible aux variations paramétriques de la machine.

* 1. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une nouvelle méthode d’améliorations des performances de contrôlé de vitesse d’une machine asynchrone commandée vectoriellement et associée à un régulateur flou, nous avons considéré l’application de la théorie de *PI-flou* pour commander un système non linaire, la conception d’un contrôleur *PI-flou* toute en détaillant ses modules principaux tels que la fuzzification, règle, inférences, et défuzzification.

De plus les différents tests de simulation ont montré que les systèmes obtenus sont robustes en ce sens qu’ils satisfont les critères de performances dans les limites préétablies. Avec cette structure du régulateur, il été possible d’obtenir de bonnes performances à la fois pour l’asservissement de la vitesse (la réponse par rapport à la consigne) et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation). L’analyse des avantages et des inconvénients des deux techniques de commande (PI-classique et *PI-flou*) présente dans notre travaille permet de conclure que la technique de commande par *PI-flou* est le plus efficace pour réglé le fonctionnement de la machine.

Conclusion générale et perspectives

À cause de leur utilisation fréquente dans divers applications, les machines asynchrone nécessitent une détection rapide et précoce de leurs défaillances, le travail présent s’inscrit dans le cadre du diagnostic des défauts rotoriques dans les moteurs asynchrone triphasés à cage d’écureuil.

L’objectif principal de ce travail à consiste à étudier une technique intelligence (logique flou) et leur application, qui a pour le rôle principal de détecter les défaillances qui peuvent surgir sur les machines asynchrones.

Pour parvenir à cet objectif, nous avons restreint notre étude à la régulation au sein d’une commande vectorielle de la machine. Nous sommes intéressés aux régulateurs de vitesse classiquement utilisés et à leur remplacement par régulateur de type flou.

Généralement, les systèmes d’entrainement modernes exigeants des hautes performances dynamiques et statiques sont contrôlés par des commandes dites vectorielles, notamment celles réalisées par l’orientation du flux. L’inconvénient majeur de ces dernières réside dans la forte dépendance du modèle de la machine électrique.

Par contre, la logique floue n’est pas utilisée pour la modélisation des systèmes rencontrés dans ce domaine puisqu’on estime que les équations de la physique conduisent à un modèle de connaissance suffisamment représentatif de la réalité dans le domaine du génie électrique.

Au débit de cette thèse, nous avons rappelé les constitutions principale de la machine asynchrone, les différents défauts que peuvent affectés le bon fonctionnement de la machine asynchrone triphasée à cage d’écureuil, ainsi que ses origine, puis nous avons présenté un état de l’art des différentes techniques de surveillance de la machine, selon qu’on s’appuie sur un modèle ou non, les méthode de diagnostic permet une classification en deux grandes familles : les méthodes dites internes ( modèle, de redondance, etc.) et les méthodes dites externes (logique floue, réseaux de neurones et système expert).

Ensuite nous avons établi un modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension, pour ce faire, nous avons opté pour une approche globale (modèle de Kirchhoff) basée sur les signatures de grandeurs externes comme le couple et le courant et qui utilise un schéma multi enroulement équivalent bien adapté à la simulation des défauts rotoriques. Les conséquences d’une rupture de barre de la cage d’écureuil s’obtiennent très simplement, il suffit seulement d’augmenter la résistance de la barre incriminée. Ensuite, nous avons établi le modèle de convertisseur statique (onduleur de tension à MLI).

Dans le troisième chapitre, nous avons obtenus la commande dite «commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté » pour maitriser la difficulté de réglage de la vitesse de rotation. Dans plus tests de simulation dans l’environnement SIMULINK que les systèmes obtenus sont robustes en terme de poursuite et de rejection de la perturbation.

Cependant, cette structure dépend fortement de la variation des paramètres de la machine asynchrone provoquent la dégradation des performances de la commande.

Les résultats de simulation montre l’influence des ruptures de barres rotorique sur la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et le courant statorique, se traduit par des ondulations et déformations des allures. De plus, il faut signaler que le régulateur *PI* ne permet pas en tout cas de maîtriser le régime transitoire. Donc pour garder les performances ciblées de la commande, un réajustement de la loi de commande en fonction des variations paramétriques devient impératif.

Pour ce faire, nous avons proposé dans le quatrième chapitre une nouvelle stratégie de commande dite « commande *PI-flou* » de la machine asynchrone. La commande par la logique floue a été présentée et appliquée avec succès à la conception d’un régulateur de vitesse et du courant de la machine. Cette technique nous a permis aussi d’obtenir de bonnes performances de la commande de vitesse en assurant la poursuite de la consigne souhaitée. L’étude comparative entre les deux techniques proposé dans ce travaille montré la robustesse de ce type de réglage (*PI-flou*).

Les résultats de simulation numérique seront donnés pour confirmer l’efficacité de ce type de régulateur. Les régulateurs flous montrés leur efficacité dans la commande des systèmes non linéaires, et dans plusieurs cas ont démontrés qu’ils sont robustes et que leurs performances sont moins sensibles aux variations paramétriques par rapport aux régulateurs conventionnels.

Suivant les résultats de simulation, on peut conclure :

Les régulateurs *PI-flous* sont les plus répondus dans le domaine de la commande vu que la combinaison des actions proportionnelles (*P*) et intégrales (*I*) nous permet un meilleur moyen de contrôle de stabilité et d’élimination des offsets ;

Les régulateurs *PI-flou* assurant une réponse dynamique de vitesse stable invariante pour les variations paramétrique ;

La commande *PI-flou* réduire le temps de réponse dynamique notamment lors du changement des conditions de fonctionnement.

L’inconvénient majeur des régulateurs flous est l’adaptation des gains assurant la stabilité du système. De plus, la commande est calculée seulement à partir des deux valeurs (l’erreur et la variation de l’erreur), les performances des régulateurs PI-flou pour les systèmes d’ordre supérieurs et le système non linaire peuvent être très mouvais (larges dépassement, oscillations excessive).

Ces études ont pour objectif d’améliorer les performances des systèmes électromécaniques.

Le travail réalisé au cours de cette thèse ouvre un certain nombre de perspectives :

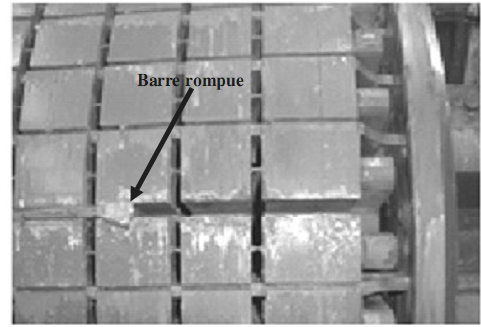
Généraliser des techniques de l’intelligence artificielle (logique floue, réseaux de neurones, système expert). Pour remédier au problème de robustesse de la commande en vitesse d’une MAS, il est un autre type de régulateur flou dit un régulateur flou adaptatif (auto-ajustable), l’intérêt principale de cette adaptation est de réguler en ligne les trois gains du régulateur PI-flou, pour maintenir les performances statiques et dynamiques désirées des variateurs de vitesse lors de perturbations internes (dérivées paramétriques) et externe (charge, bruit, défauts,…etc.).

Références bibliographiques

1. DJ.KHODJA «Élaboration d’un système intelligent de surveillance et de diagnostic automatique en temps réel des défaillances des moteur à induction » Thèse de doctorat, Université de M’hamed Bougara, Alger, 19 avril 2007.
2. S.BELHAMDI **«**Diagnostic des défauts de la machine asynchrone contrôlée par déférentes techniques de commande**»** Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, 08/05/ 2014
3. R. Casimir «  Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes » Thèse de doctorat, l’école centrale de Lyon, France, 18 Décembre 2003.
4. B. VASECHI « Contribution à l’étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires » Thèse de doctorat, Université Nancy-institut national polytechnique de lorraine, France03 Décembre 2009.
5. R N. ANDRIAMALALA «Modélisation du défaut d’excentration dans une machine asynchrone. Application au diagnostic et à la commande de deux machines spécifiques» Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy I, 02 juillet 2009.
6. L.BAGHLI «Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique flou, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 14 janvier 1999.
7. A. BOUHENTALA, BENBOUZA M.S.A. BENSALEM, S.MERADI «Estimation de la résistance rotorique de la machine asynchrone pour détection du défaut» 6th international conférence on Electrical Engineering, 11-13 Octobre 2010.
8. L. BAGHLI « Modélisation et commande de la machine asynchrone» notes de cours, Université Henri Poincaré, Nancy I, 2005.
9. B. BOUSSIALA «Commande vectorielle d’une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux, application sur la machine Heptaphsée» Thèse de magister, Ecole national polytechniques, Alger, 13/10/ 2010.
10. D. GEATAN « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances » Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy1, 2004.
11. SALIOU D. « Contribution au diagnostic industriel de défauts de roulement et de Balourd par techniques Neuronales Application à la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université Paris XII Val De MARNE –CRETEIL ,2007.
12. S.BELHAMDI, GOLEA «Fuzzy logic Control of Asynchronous Machine Presenting Defective Rotor Bars» Association for the advancement of modeling & Simulation techniques in Enterprises, advancement of modeling C, Vol 68, no.1-2, pp.54-63, Issue 2013.
13. CHAOUCH S, MAKOUF A, NAIT-SAID M-S, HILAIRET M, BERTHELOT E, DRID S and NAIT-SAID M-S. ” Robust sensorless speed control purpose for induction motors ,” 5th International Conference of IEEE-SSD08, Amman, Jordan, July 2008.
14. T.BOUMEGOURA «  Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone, et synthèse d’observateurs en vue du diagnostic » Thèse de doctorat, l’école doctorale de Lyon, 26 Mars 2001.
15. O. ONDEL « Diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur-machines asynchrones » Thèse de doctorat, l’école centrale de Lyon, 17 Octobre 2006.
16. A. ABOUBOU, M. SAHRAOUI, S. ZOUZOU, N. HARID, R.HUBERT, A. REZZOUG « Comparaison trois techniques dédiées au diagnostic des défauts rotorique dans les moteurs asynchrones triphasés à cage », RS-RIGE. Volume-n°.
17. G.BUCHE, « Command vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink », Mémoire d’ingénieur C.N.A.M, centre régional associé de Grenoble, France, 07/Mars/2001
18. S.MERADI, A.BENAKCHA, A.MANACER, «Fault diagnosis for induction motor rotor broken bar based on the compartive analyse of classical and fuzzy PI regulators for the indirect fieled oriented contrôle » Colloque National sur l’inductique : Application de l’induction électromagnétique, Université AbdeRahmane Mira, Bejaïa, 03 et 04 Mai 2011.
19. S.MERADI, «Estimation des paramètres et des états de la machine asynchrone en vue de diagnostic des défauts rotorique» Thèse de Magister, Université Mohamed Khider, Biskra27/06/2007.
20. S.L CAPITANEANU «Optimisation de la fonction MLI d’un onduleur de tension deux-niveaux» Thèse de Doctorat, L’institut national polytechnique de Toulouse, France,28/12/2002.
21. J.M. RETIF « Commande vectorielle des machines asynchrones & synchrones», institut national des sciences appliquées de Lyon, Edition 2008.
22. A.BOUKHELIFA « Les éléments d’optimisation du pilotage d’une machines asynchrone en vue d’un contrôle vectoriel », Thèse de Doctorat, Ecole National Polytechnique, Alger, 27/12/ 2007.
23. A. FEZZANI « Commande robuste de la machine à induction par adaptation paramétrique » Mémoire d’ingéniorat, Université de Batna, 07/05/2009.
24. S. BELHAMDI « Prise en compte d’un défaut rotorique dans la commande d’un moteur asynchrone» Thèse de Magister, Université de Mohamed Khider, Biskra, 2005.
25. K.KOUZI. « Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d’une machine a induction sans transducteur rotatif » Thèse de doctorat université de Batna, 05/05/2008.
26. H. BENNOUI « Apport de la logique floue et des réseaux de neurones pour la commande avec minimisation des pertes de la machine asynchrone» Thèse de magister, Université de Batna, 21/05/ 2009.
27. N.TALBI. « conception des systèmes d’inférence floue par des approches hybrides : Application pour la commande et la modélisation des systèmes non linéaires » Thèse de Doctorat, Université de Constantine 1, 25/02/2014.
28. A. KHEMIS1, K.CHAFFA1, A. MENACER2« Application de la logique flou type-1 à la commande adaptative de la machine asynchrone » 1Université de Batna, 2Université de Biskra.
29. D. MIHAI « On the design of a neuro-fuzzy Controller for the vector control strategy. Data preparing» University of Craiova, Romania, 2008.
30. A. TERKI, A. MOUSSI, A. BETKA, N.TERKI « The effectiveness of fuzzy logic control for PV pumping système» University Mohamed Khider, Biskra, Algeria, 2011.
31. H. MERABTI « Etude des systèmes flous à intervalle» Mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, 03/12/2008.
32. A.KHATIR « Etude comparative des modèles des machines asynchrones utilisés en diagnostic des défauts» Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, 11/04/2009.
33. K. TOUNSI « Commande floue sans capteur d’une machine asynchrone » Thèse de master, Université Mohamed Boudiaf, M’sila, 2013/2014.

Annexe A : Défauts rotoriques d’une MAS [16]

La figure ci-dessous représente le rotor d’un moteur asynchrone triphasé de 1950 kW, 120A, 50Hz, 1485 tr/min, utilisé dans une base pétrolière à la mer du nord. La photo représente après quelques modifications pour accentuer le contraste barres cassées-barres saines.



b-Rotor avec une barre rompue soulevée

a-Rotor à l’état sain

Figure ‎A. 1 : Le Schéma bloc de simulation du modèle de la MAS.

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

Annexe B-1 : Paramètres du la MAS étudiée [2]



Les paramètres mécaniques et électriques de la machine asynchrone utilisée en simulation numérique, sont illustrés dans le Tableau A.1.

|  |  |
| --- | --- |
| Plaque signalétique | |
| Tension nominale (V) | 220/380 |
| Courant nominale (A) | 4.5/2.6 |
| Vitesse nominale (tr/min) | 2850 |
| Puissance nominale (kW) | 1.1 |
| Paramètres du moteur utilisés | |
| *Rs* (Ω) | 7.828 |
| *Rr* (Ω) | 6.3 |
| *J*  (kg.m2) | 0.006093 |
| Lsf (H) | 0.018 |
| *Lb* (H) | 10-7 |
| *Rb*(Ω) | 150 10-6 |
| *Le* (Ω) | 10-7 |
| Re(Ω) | 72 10-6 |
| Rayon : *R*(m) | 0.03575 |
| Longueur : *l*(m) | 0.065 |
| Entrefer : *e* (m) | 0.00025 |
| Nombre de spires par phase *Ns* | 160 |
| Nombres des barres rotorique *Nr* | 16 |
| Nombre de pairs de pôles | 1 |
| Les coefficients des régulateurs (PI) des courants | |
| *Te*(µs) | 200 |
| Ki | 0.2869 |
| Kp=Kq=Kd | 34 |
| Régulateurs de vitesse floue | |
| FE | 0.025 |
| FDE | 0.5 |
| FDU | 4 |

Tableau A. 1:Paramètres mécaniques et électriques du MAS.

La figure présente le schéma bloc de simulation de modèle de taille réduite de la MAS.

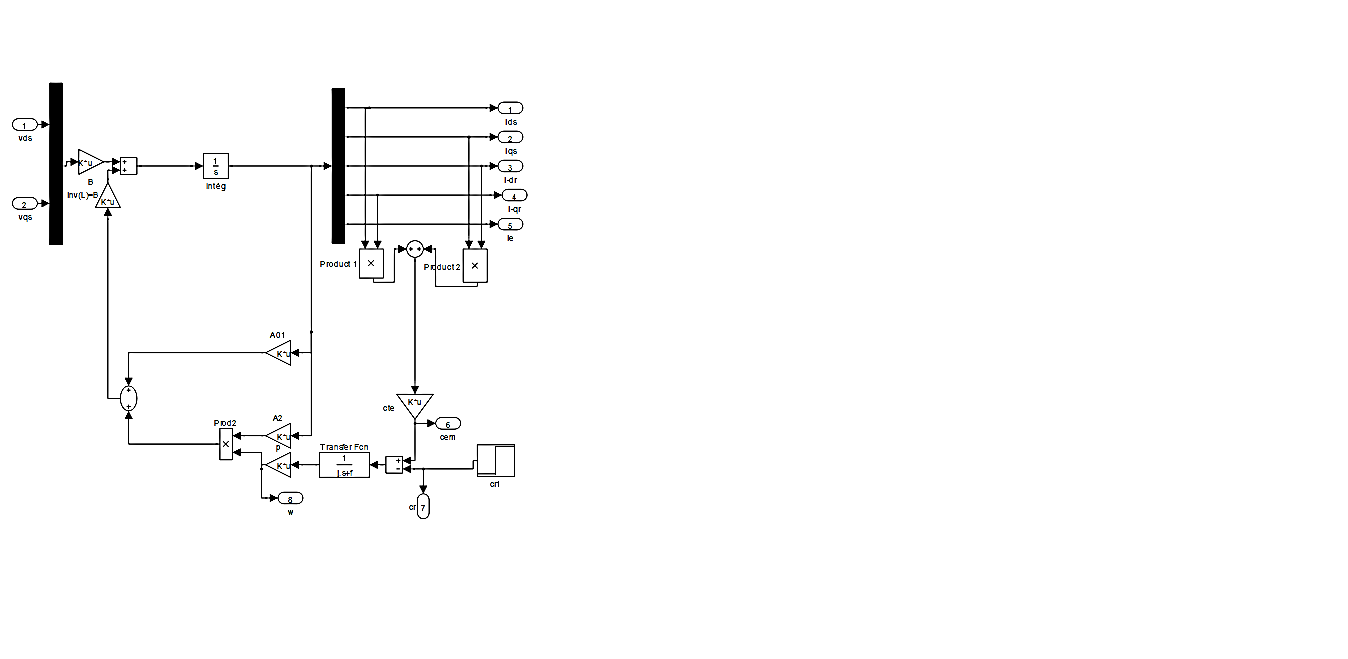


Figure ‎B. 1 : Le Schéma bloc de simulation du modèle de la MAS.

Suivant le modèle de taille réduite (II.90) [2] :

La matrices d’inductances est donnée par :

[B]= [L]-1[L]=

La matrice A est donnée par :

A=A01+ωr\*A2

Avec :[A01]=; [A2]=

Annexe B-2 : Synthèse du régulateur Proportionnel – intégral



La Figure ‎B.1 montre un système en boucle fermé corrigé par un régulateur PI.

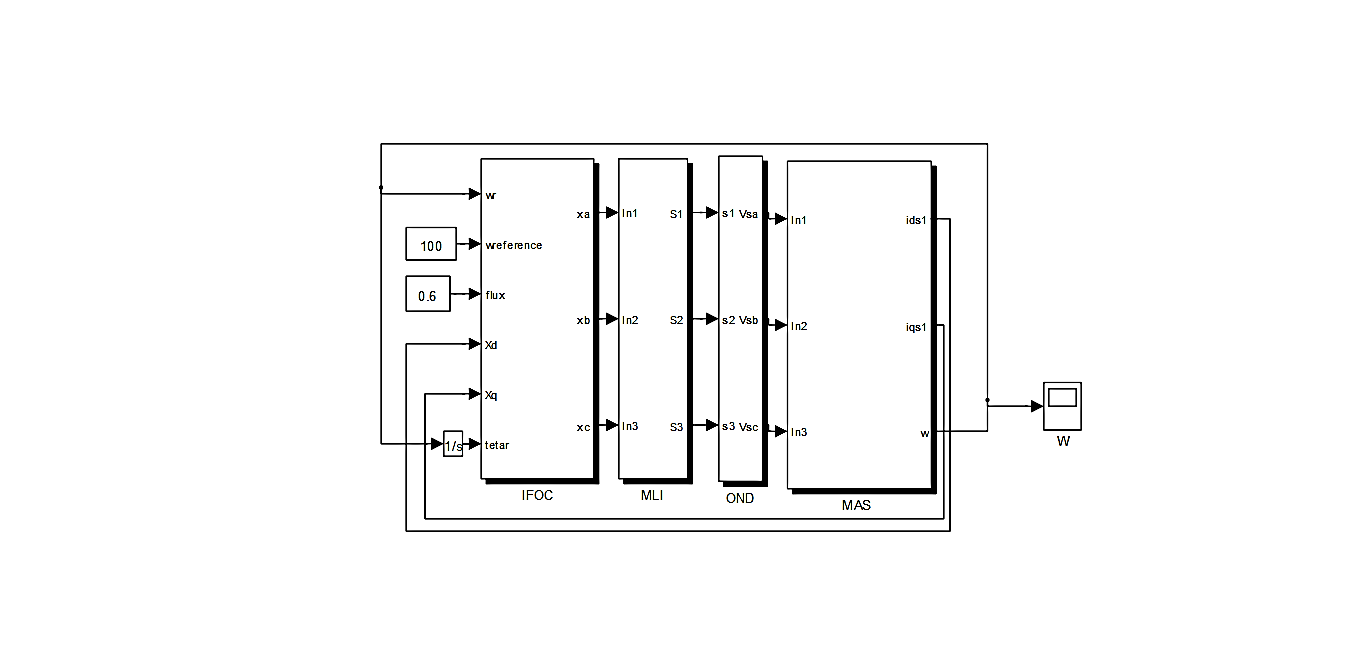


Figure ‎B. 1 : Schéma bloc d'un système régulé par un PI.

La Figure ‎B.1 montre un système en boucle fermé corrigé par un régulateur PI.

-

+

Figure ‎B. 3 : Schéma bloc d'un système régulé par un PI

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est de la forme :

 

On peut l’écrire comme suit :

 

La fonction de transfert en boucle ouvert de la figure (B.1) sera :

 B.2)

L’apport d’un zéro par le régulateur *PI* dans la fonction de transfert en boucle ouvert peut modifier le régime transitoire du système, pour remédier à ce problème, la méthode de compensation des pôles et plus adaptée pour le calcul des paramètres *Ki* et *Kp*. elle consiste à imposer le zéro de régulateur égal à un pôle de la fonction de transfert du système à commander et une constante du temps Répondant aux objectifs fixés, le principe est illustré par les relation suivant :

 B.3)

A partir l’expression (B.3), la fonction transfert en boucle ouvert s’écrit comme :

 B.4)

La fonction transfert en boucle fermée est :

 B.5)

Donc :

 B.6)

Soit G(s) un système de premier ordre, où :

 B.7)

Par analogie de l’expression (B.3) par l’expression (B.7) on trouve :

 B.8)

La constante du temps électrique du système dans notre cas est 

Nous avons choisie  , pour avoir une dynamique du processus plus rapide.



Figure ‎B.1 montre un système en boucle fermé corrigé par un régulateur PI.

-

+

+

-

Ω

Figure ‎B. 4 : Schéma bloc d'un système régulé par un PI

La fonction de transfert en boucle ouvert est alors :

 B.9)

Soit

 B.10)

En considèrent le couple de charge (*Cr*=0) :

 B.11)

La fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse est une fonction du second ordre de dénominateur de la forme,par identification on trouve :

 B.12)

Les gais sont déterminés pour un coefficient d’amortissement, et 



**MEMOIRE DE FIN D’ETUDES EN VUE DE L’OBTENTION DU DIPLÔME**

**DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

**SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECANIQUES**

**Proposé et dirigé par : Dr. BELHAMDISAAD**

**Présenté par : Mr. BENSAOUCHA SADDAM**

**Thème :**

**Commande par PI flou des MAS en tenant Comptes des défauts rotoriques**

**Résumé :**

L’objectif de notre travail s’articule autour de la modélisation de la machine asynchrone pour la simulation des ruptures des barres. Ainsi que sur la commande vectorielle utilisant les régulateurs PI. Ensuite, nous avons commandé la MAS par une technique intelligente (logique floue). Nous avons étudié un système de commande d’une moteur asynchrone, plusieurs simulations ont été étudiées à savoir les performances de contrôle par les deux techniques IFOC et RLF, Les résultats obtenus sont très encourageants.

**Mots clés :**

Machine asynchrone, Diagnostic, Défaut rotorique, Modélisation, modèle multi enroulement, Commande PI, commande PI-floue.

Nod’ordre : 052