

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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



FILIERE : ELECTROMECHANIQUE
Numéro d'inscription : D.ELM/3C/03/17

Thèse
Présentée pour l'obtention du diplôme de
Doctorat Troisième Cycle
Filière : Electromécanique
Option : Electromécanique

Thème

**Commande robuste d'un moteur à Induction en tenant compte
des défauts rotoriques à base des systèmes flous type-2**

Présentée Par :

DJAFAR Djameleddine

Soutenue le : 27/07/2021

Devant le jury composé de :

CHAKROUNE Salim	Professeur	Univ de Msila	Président
BELHAMDI Saad	Professeur	Univ de M'Sila	Rapporteur
Khodja Djallal Eddine	Professeur	Univ de M'Sila	Examineur
Benyettou Loutfi	MCA	Univ de M'Sila	Examineur
BenSafia Yassine	MCA	Univ de Bouira	Examineur
TALHAOUI Hicham	MCA	Univ de B-B-A	Examineur

2020 /2021

Remerciements

*Grâce à Dieu et à son aide indéfectible, sans l'environnement difficile que j'ai vécu, je n'aurais pas terminé cette thèse. Tout d'abord, je tiens à remercier **M. BELHAMDI Saad**, professeur à l'Univ de M'sila, pour son encadrement durant les années de ma thèse.*

J'adresse mes sincères remerciements à tous les membres du jury d'avoir juger ma thèse :

*Monsieur **CHAKROUNE Salim**, professeur à l'Univ de M'sila.*

*Monsieur **KHODJA Djallal Eddine**, professeur à l'Univ de Msila.*

*Maître de conférences « A » **TALHAOUI Hicham** de l'Univ B.B.A.*

*Maître de conférences "A" **BEN SAFIA Yassine** de l'Univ de Bouira.*

***M. BENYATTOU Loutfi**, Maître de Conférences (A) de l'Univ de M'sila.*

Dédicaces

*Je dédie ce travail à ma mère et
remercie mon père pour son amour et son
soutien, sans oublier mes frères et sœurs,*

A toute la famille

A tous mes amis.

Djameleddine

SOMMAIRE

Nomenclatures	VI
Introduction général.....	1

CHAPITRE UN

Les différents défauts dans les moteurs à induction

I.1.Introduction	4
I.2.Terminologie et définitions adoptées	4
I.2.1. Défaut	4
I.2.2.Dégradation	4
I.2.3.Défaillance	5
I.2.4. Panne	5
I.2.5. Dysfonctionnement	5
I.2.6. Perturbations.....	5
I.2.7. Résidus	5
I.2.8. Mode de fonctionnement.....	5
I.2.8.1. Mode sain.....	5
I.2.8.2.Mode dégradé	5
I.2.8.3.Mode défaillant	5
I.3.Constitution de la machine à induction	6
I.4.Principe de fonctionnement de la machine à induction	7
I.5.Les défaillances de la machine à induction	7
I.5.1.Défaillance de typeélectrique	8
I.5.1.1.Défauts statoriques :.....	8
I.5.1.2. Défauts rotoriques.....	10
I.5.2. Défaillance d'ordre mécanique	12
I.5.2.1. Défaillances du flasque	13
I.5.2.2. Défaillances de l'arbre	13
I.5.2.3. Défaillances des roulements mécaniques	13
I.6.Conclusion	14

CHAPITRE DEUX

Modélisation et simulation du modèle réduit du moteur à induction

II.1. Introduction	15
II.2. Modèle globale du moteur à induction	15
II.2.1. Calcul des inductances	16
II.2.2. Mise en équations	21
II.2.2.1. Equations statorique	21
II.2.2.2. Equations rotorique.....	23
II.3.Modèle réduit du moteur à induction :	26
II.3.1. Modèle réduit du moteur à induction tenant compte des défauts de cassure de barre rotoriques :	28
II.4.Résultat de simulation	30
II.4.1. Etat sain :	30
II.4.2. Etat défectueux.....	31
Cassure un barre.....	31
Cassure de deux barres.....	32
II.5 Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	33
II.5.2 Fonction de commutation	34
II.5.3 Tension de sortie	34
II.5.4 Commande par modulation MLI sinus-triangle.....	36
II.6 Simulation de l'association Moteur OND MLI.....	37
II.6.1 Etat sain :	37
II.6.2 Etat défectueux :	38
Cassure un barre.....	38
Cassure de deux barres.....	39
II.7 Conclusion	40

CHAPITRE TROIS

Commande non linéaire robuste appliquée à moteur asynchrone en présence des défauts rotorique

III.1 Introduction	41
III.2 Objectifs de commande mode glissant.....	42

III. 3 Généralité sur la commande par mode glissant.....	42
III.4 Principe de commande MG.....	42
III.5 Conception de l’algorithme de commande par MG.....	43
III.7 Commande mode glissant appliquée au moteur à induction en présence des défauts	48
III.7.1 Sélection des surfaces de commutation.....	49
III.7.2 Schéma de régulation de la commande par mode glissant.....	50
III.8 Résultats de simulation.....	51
III.8.1 Etat sain	51
Variation de la charge.....	52
III.8.2 Etat défectueux	53
Cas d’une cassure une seule barre	53
Cas cassure de deux barres	54
III.9 Conclusion.....	55

CHAPITRE QUATRE

Réglage robuste de la vitesse appliquée à la MAS par la logique floue type-1 & type-2

IV.1. Introduction.....	56
IV.2. Commande par logique floue.....	56
IV.3. Principe de logique floue	57
IV.4. Structure d’un régulateur floue.....	59
IV.4.1. Fuzzification.....	60
IV.4.2. Base de règles.....	60
IV.4.3. Mécanisme d’inférence floue	60
IV.4.4. Défuzzification	61
IV.5. Application de contrôleur floue type-1 à la MAS.....	62
IV.6 Résultats de simulation	64
IV. 6.1 Etat sain	64
Cas de variation de la charge.....	65
IV. 6.2. Etat défectueux	66
Cas d’une cassure un barre	66
Cas d’une cassure de deux barres	67
IV.7. Commande par la logique floue type-2.....	69

IV.7.3. Structure d'un système floue type-2	70
IV.8.Application de la logique floue type-2 pour le réglage de vitesse Du Moteur à induction ..	73
IV.10.Résultats de Simulation.....	74
IV.10.1.Etat sain	75
Cas de variation de la charge	75
IV.10.2.Etat défectueux	76
Cas d'une cassure une seule barre	76
Cas cassure de deux barres	77
IV.11. Etude comparative.....	79
IV.11.1.Comparaison qualitative.....	79
IV.11.2.Comparaison quantitative.....	82
IV.12.Conclusion	84
Conclusion générale	85
Bibliographie	87

Nomenclatures

g Glissement

p Nombre de paire de pôles

f_{bc} Fréquence de barre cassée [Hz]

N_s Nombre de spires statoriques par phase

I_s Courant d'une phase statorique [A]

R Rayant moyen de l'entrefer [m]

L Longueur active du circuit magnétique [m]

L_{sp} Inductance propre statorique [H]

L_{sf} Inductance de fuite rotorique [H]

L_b Inductance d'une barre rotorique [H]

L_e Inductance d'anneau de court-circuit [H]

L_{sc} Inductance cyclique statorique [H]

L_{rc} Inductance cyclique rotorique [H]

R_e Résistance d'anneau de court-circuit [Ω]

i_e Courant d'anneau de court-circuit [A]

i_{bk} Courant de barre rotorique [A]

i_{ek} Courant de portion d'anneau K [A]

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

M_{sr} Mutuelle cyclique entre le rotor et stator [H]

ω_s Pulsation des grandeurs statoriques [rd/s]

V_s Tensions des phases statorique [V]

Φ_s Flux des phases statorique [Wb]

ω Vitesse de rotation mécanique [rd/s]

R_r Résistance rotorique [Ω]

R_s Résistance statorique [Ω]

d, q Les axes pour les composantes de Park respectivement directe et quadrature

C_e Couple électromagnétique [N.m]

C_r Couple résistant [N.m]

J Moment d'inertie [Kg.m²]

θ Position du rotor [rd]

R_b Résistance d'une barre saine [Ω]

R_{bfk} Résistance d'une barre rotorique cassée.

u Vecteur de commande

$P(\theta)$ Matrice de Park

r Degré relatif du système

$u_{min,max}$ Commande respectivement Minimale, maximale

e Erreur

Δe Variation de l'erreur

V Fonction de Lyapunov

$S(X)$ Loi de commutation

s Opérateur de Laplace

u_{eq} Commande équivalent

u_n Commande attractive

Sigles utilisés

MAS Moteur à induction

MCC Moteur à courant continu

CMG Commande par mode glissant

RMG Régulateur mode glissant

CMGFT1 Commande mode de glissant floue-type-1

CMGFT2 Commande mode glissant floue-type-2

FLC Commande logique floue

MLI Modulation de largeur d'impulsion

Introduction Générale

Les moteurs à induction sont adoptés en raison de leur disponibilité, de leur robustesse, de moins d'exigences de maintenance, de la fabrication et de la rentabilité des industries pour une variété d'applications de contrôle de vitesse. Pour différentes applications de hautes performances, le défaut dans chaque cas est la principale cause des modifications de la structure du système qui affecte la performance ou la perte totale de la fonction du système.

Le développement de l'ingénierie électrique a été abordé ces dernières années dans différents domaines. Cela ravive le développement très rapide dans le domaine de la commande des moteurs. La commande des moteurs électriques est une recherche très active, y compris les commandes de réactions conventionnelles pour un système non linéaire qui peut entraîner des performances insatisfaisantes ou une instabilité. Dans le cas de l'échec des actionneurs, des capteurs ou d'autres composants du système, il est difficile de concevoir des systèmes de contrôle pouvant tolérer le désalignement possible de ces systèmes afin d'améliorer la fiabilité et la disponibilité tout en fournissant l'efficacité souhaitée. Celle-ci est particulièrement importante pour la Sécurité des systèmes critiques, tels que les avions, les centrales nucléaires, et le traitement des matériaux dangereux [1].

Par ailleurs, ces inconvénients ont poussé les chercheurs à développer des techniques de contrôle non linéaires tel que le mode de contrôle par mode glissant qui est peut être distingué jusqu'à les années soixante-dix si « UTIKIN » introduit la théorie des modes de glissant [2,3]. Pour commander plusieurs systèmes non linéaires, ce mode de glissement est connu pour sa robustesse et sa mise en œuvre simple qui a été largement utilisé [4-6]. Cependant le problème de ce mode de contrôle est de définir la surface appelée surface de glissement en fonction de l'état du système pour le rendre attractif. La commande globale synthétisée contient deux termes, ce qui permet d'abord l'accès à la surface et le second lui permet de le garder et de le glisser vers l'origine du plan de phase. La commande finale construit de cette manière ne peut garantir que de bonnes performances de surveillance, des propriétés dynamiques rapides et des temps de réaction courts, mais également de la garantie [7].

D'autre part, l'intérêt récent pour cette commande est principalement dû à la disponibilité d'interrupteurs à haute fréquence de commutation et de microprocesseurs à hautes performances.

D'autre part, au cours des deux dernières décennies, le modèle conjonctif a connu un développement incroyable. En fait, l'aspect des nouvelles techniques, tels que les algorithmes

génétiques, la logique floue, etc...Permettent la formation d'une nouvelle discipline appelée intelligence artificielle. La technique d'intelligence artificielle ne peut améliorer que la commande du système et surmonter les inconvénients des techniques traditionnelles, mais peut également modifier complètement les concepts utilisés dans la recherche et la construction de systèmes de contrôle [9].

L'avantage fondamental des techniques mentionnées ci-dessus est d'approcher du système que son modèle exact. En fait, remédier au phénomène de la réticence ou du broutement [9-11], se concentre sur la combinaison du mode glissant avec une technique d'intelligente artificielle.

La commande par la logique floue avec son constructeur non linéaire présente la performance et la robustesse en matière de contrôle de la machine asynchrone. Il s'agit d'une nouvelle commande qui traite de la commande numérique des processus et de la prise de décision. En fait, la logique floue a été introduite par le chercheur ZADEH (1965) [12], la logique floue classique appelée logique floue Type-1 était généralisée pour une nouvelle logique appelée logique floue de type-2. Ces dernières années, Mendel et ses collègues ont beaucoup travaillé dans cette nouvelle logique, ils ont construit leur base théorique et montraient leur efficacité et leur supériorité par rapport à la logique floue de type-1.

Pour améliorer encore la puissance dynamique de la commande par mode glissant, une nouvelle stratégie de commande basée sur l'un des outils d'intelligence artificielle est fournie, est la commande par logique floue. Deux types de logiques floues sont utilisés à savoir : logique floue type-1 et type-2.

Cette thèse est structurée en quatre chapitres :

- Le premier chapitre, une terminologie sera donnée par les différents termes techniques utilisés fréquemment dans notre axe de recherche, puis nous présenterons des différents défauts et leurs causes dans les moteurs à induction.
- Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la MAS dans un état sain et dans un état défectueux. Les simulations seront présentées dans pour les deux cas de fonctionnement normal et dégradé. Tout d'abord, nous présentons le développement du modèle multi enroulement dans une approche analytique. À travers une transformation généralisée, nous introduisons le manque de modèle. Cela montre les résultats de la simulation en utilisant le modèle de taille réduite du moteur à induction à l'état sain et en défaut.

- Le chapitre trois est consacré à la commande non linéaire des régulateurs à modes glissants. Après avoir brièvement présenté quelques éléments théoriques nécessaires à la mise en œuvre de la réglementation. La structure de conservation est une configuration avec un principe de commande équivalent. Les surfaces de commutation doivent utiliser le réglage du mode glissant et choisir d'être égale à l'erreur. Le vecteur de commande équivalente maintient le système en mode glissant sur la surface de commutation. Ce type de contrôle est appliqué aux moteurs asynchrones non habités en fonctionnement sain et défectueux.
- Le quatrième chapitre vise à développer une forte commande non linéaire basée sur la logique floue, nous présenterons une commande par mode de glissant basé sur la logique floue. Ensuite, une étude de l'outil qui sera utilisée pour développer ce travail. Cette étude représente les différents aspects qui caractérisent cette branche d'intelligence artificielle, telle que l'architecture, le principe de fonctionnement, les différents types, etc. D'autre part, ce chapitre présente l'association de cette commande avec les deux types de logique floue 1 et 2. Différents résultats de simulation et des interprétations accompagnent la méthode étudiée, montrant leurs insuffisances à l'état sain et à l'état défectueux. A la fin on présentera une étude comparative entre les résultats de simulation obtenus par les différentes commandes.

Cette thèse sera complétée par une conclusion générale des différentes stratégies de commande proposées pour le moteur à induction et résumera les résultats de simulation enregistrés.

Chapitre Un :

Les différents défauts dans les moteurs à induction

I.1.Introduction

Le moteur à induction est la plus largement utilisée dans l'industrie car elle peut avoir de nombreux avantages, tels que la robustesse et la puissance massive, le faible coût. En outre, l'apparition dans les unités de vitesse des années 1980 a permis la fréquence de rotation dans un large éventail qui a profité à son développement. En fait, il entre dans la conception de nombreux processus industriels combinant des convertisseurs statiques et des machines électriques.

Malgré ses qualités, les moteurs à induction peuvent présenter des défauts structurels, parmi les quels courts-circuits au stator ainsi que le défaut d'excentricité. La rupture e barres rotoriques.

Dans ce chapitre, nous décrirons l'état de l'art des défauts concernant le système étudié, qui est le moteur à induction. Ensuite, présentera un rappel sur les différents éléments constitutifs du moteur à induction et on définit les différents défauts pouvant survenir dans chaque partie du moteur .

I.2.Terminologie et définitions adoptées

Nous avons introduit les définitions des termes techniques utilisés souvent dans l'étude des systèmes de control robuste en présence de défauts, en se basant sur plusieurs références bibliographiques.

I.2.1. Défaut

Un défaut est un comportement anormal au sein du système. Ce concept est très important pour la surveillance des opérations utilisées pour contrôler et maintenir les processus industriels. Tout écart entre la caractéristique observée et la caractéristique de référence est considéré comme une défaillance. Par conséquent, il est évident qu'une défaillance provoquera un défaut. Cependant, un défaut n'entraîne pas nécessairement un dysfonctionnement. En effet, si le défaut n'a aucun effet sur cette tâche, l'appareil peut maintenir son aptitude pour mener bien sa tâche principale [13].

I.2.2.Dégradation

Une dégradation fait référence à une diminution des performances d'une fonction d'un système [14].

I.2.3. Défaillance

La défaillance est une anomalie dans le fonctionnement du système physique, c'est l'incapacité du système d'assurer une performance prédéterminée après une perturbation permanente d'un équipement pour remplir une fonction nécessaire après l'occurrence de détérioration [15]. Selon son degré de gravité, une défaillance peut être critique, significative ou absorbable [14].

I.2.4. Panne

La panne est un état de dysfonctionnement matérielle ou logiciel du système, ou une partie du système est généralement due à une défaillance. Le dispositif concerné est incapable de garantir la fonction requise, une panne peut être permanente ou intermittente [16].

I.2.5. Dysfonctionnement

Le dysfonctionnement signifie que le système reste toujours sans réponse ou une exécution incomplète de tâches spécifiques [17].

I.2.6. Perturbations

Les perturbations sont des signaux d'entrées indésirables et incontrôlables, mais sont tolérables [17].

I.2.7. Résidus

Le résidu est un indicateur pour signaler qu'il y a un défaut, c'est un écart qui fait la comparaison entre les performances observées du système et les performances idéales fournies par le modèle de référence [16].

I.2.8. Mode de fonctionnement

Les trois modes de fonctionnement du système sont déterminés par [14,18]:

I.2.8.1. Mode sain

Dans ce mode de fonctionnement, le système termine tous les objets en fonction de la charge de l'accusation requise par l'exploitant.

I.2.8.2. Mode dégradé

Cependant, le système conclut les objectifs nécessaires à la dégradation de performances, mais aucune erreur.

I.2.8.3. Mode défaillant

Dans ce mode, le fonctionnement du système est gravement causé par les effets des défaillances.

I.3. Constitution du moteur à induction

Le moteur à induction est composé des éléments principaux suivants :

I.3.1. Le Stator

Il se compose de bobines de rinçage divisées en contrat de puissance magnétique. Le circuit magnétique est constitué d'une pile de tôles, coupée des encoches parallèles avec l'axe de la machine.

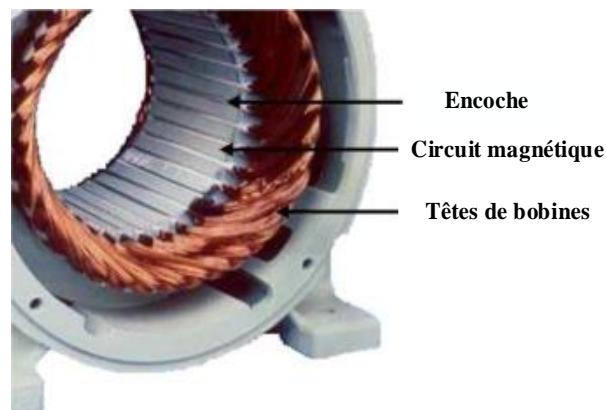


Figure I.1 : stator d'un moteur à induction

I.3.2. Le rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent le roulement des indéces des conducteurs d'encoche (barreaux rotoriques) avec d'autres. Ces barreaux conductrices sont aisément distribués et forment le circuit du rotor. Cette cage est insérée pendant l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine similaire à lui-même du cause du rotor de bobine. Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par évacuation d'une combinaison d'aluminium ou avec des barres massives de cuivre préformées et évacuées pendant les tôles du rotor. Il y a une horriblement entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, seulement leur résistance est assez faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre [19,20].



Figure I.2 : Rotor à cage d'écureuil

I.3.3. Les organes mécaniques

Les organes mécaniques permettent la rotation du rotor et assurent la maintenance des différents sous-ensembles. Ils se divisent en deux parties : des roulements à billes et des flasques.

I.4. Principe de fonctionnement du moteur à induction

Le principe de fonctionnement du moteur à induction est entièrement basé sur la loi induction ; les moteurs à induction sont considérés comme des transformateurs de champ tournant dont le stator est équivalent au stator des rotors des enroulements secondaire en court-circuit. Le fonctionnement est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique basée sur le champ. Le rotor généré par le courant triphasé fourni à l'enroulement du stator par le réseau, et le courant induit dans l'enroulement du rotor lorsque le conducteur de l'enroulement du rotor est reconnu par le champ magnétique tournant. Lorsque le rotor tourne à une vitesse non synchrone, l'application de la loi de Faraday de l'un des roulements du rotor paraît qu'il devient le siège du rotor force électromotrice. Le court-circuit de l'enroulement va générer un courant dont l'intensité est limitée par l'impédance de ce dernier.

I.5. Les défaillances dans les moteurs à induction

Dans le domaine industriel, comme les moteurs à induction présentent de nombreux avantages, ils sont largement utilisés comme machines tournantes. Les moteurs à induction à cage d'écureuil installés dans l'industrie représentent environ 85% du nombre total de moteurs [21], mais en raison de leur utilisation, Ils souffrent de différents types de défauts. Les moteurs à induction peuvent être résumés en trois catégories principales : les défauts de roulement représentent

environ 40% à 50%, les défauts de rotor représentent environ 5% à 10% et les défauts liés au stator représentent environ 30% à 40%. [21,22].

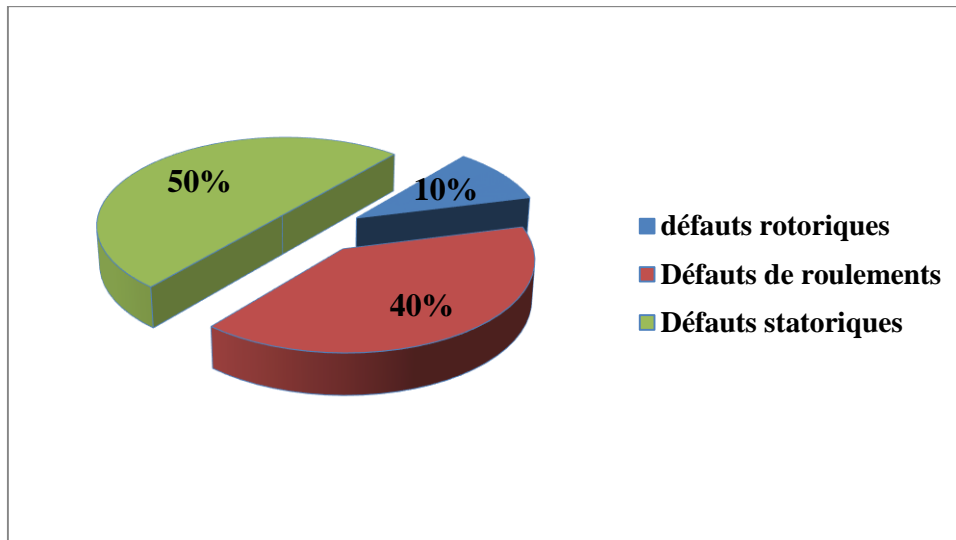


Figure I.3 : Répartition des défauts pour moteur à induction [22].

Nous avons brièvement évoqué divers défauts et leurs origines des machines à induction triphasés à cage, mais nous ne prétendons pas être exhaustifs. Ces défauts apparaissent dans différentes parties du moteur

I.5.1. Défaillance de type électrique

Dans certains cas, des défauts électriques peuvent être à l'origine de temps d'arrêt de la machine. Ces défauts peuvent être classés en deux catégories très différentes.

I.5.1.1. Défauts statoriques :

Même si la vibration du conducteur d'encoche et les différents frottements qui en découlent, l'application d'une pression plus importante sur la machine va accélérer l'usure de l'isolant, mais ce n'est encore que le principal facteur de vieillissement et d'échauffement des enroulements. En fait, pour les machines fonctionnant dans des environnements difficiles, les machines fermés entre les dissipateurs thermiques externes et les machines ouvertes au niveau de la tête de bobine accumuleront de la poussière et de l'humidité, affaiblissant ainsi l'isolation électrique et les courts-circuits ainsi les conducteurs.

Comme déjà mentionné, divers défauts de stator et dues à la survenue de défauts dans le circuit de stator des machines asynchrones peuvent avoir diverses causes.

Exemple : (Les décharges partielles) [23]

Ce phénomène naturel provoqué par la décharge de l'isolant entre le conducteur et la masse s'amplifie avec le vieillissement de l'isolant. En fait, il n'est pas détectable dans la nouvelle isolation par les méthodes de mesure traditionnelles, car l'effet ne peut pas être discerné par rapport au bruit de mesure. Lorsque ces décharges partielles ont suffisamment détérioré l'isolant, elles apparaissent avant qu'un court-circuit ne se produise entre phases ou entre phases et masse,

Nous pouvons illustrer les différents Défaillances de court-circuit possibles (la fig I.4).

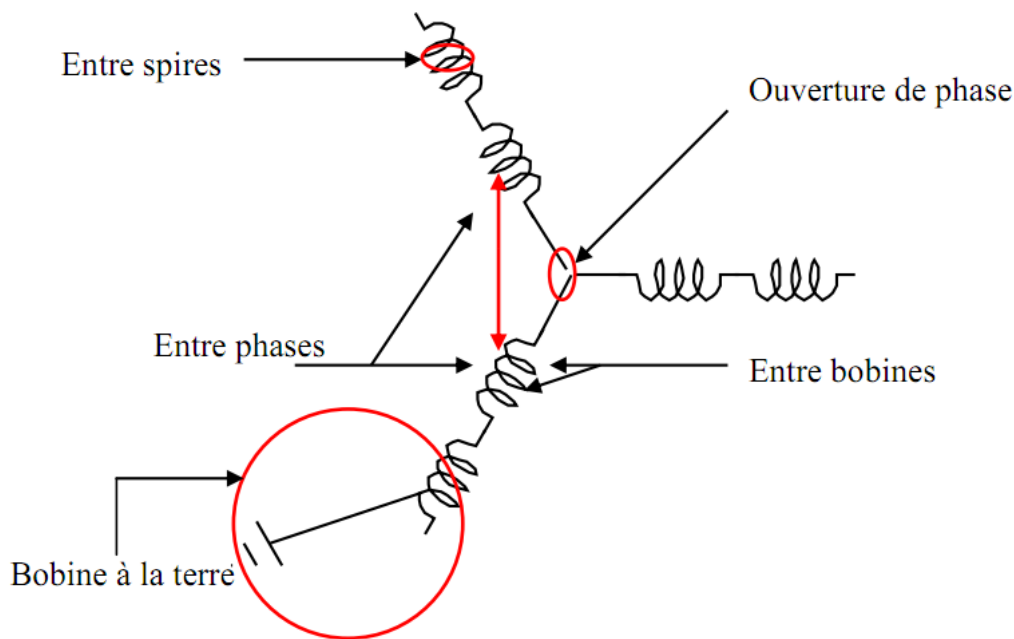


Figure 1.4 : défauts statoriques.

I.5.1.1.1. Court-circuit entre phases

Un court-circuit entre phases entraînera l'arrêt complet de la machine, mais un court-circuit dans les enroulements près de la ligne neutre ou entre les spires n'aura pas beaucoup d'impact. Cela entraînera un déséquilibre de couple [24,25].

I.5.1.1.2. Court-circuit entre spires [26]

Un court-circuit entre spires de la même phase fera augmenter le courant statorique [26,27] dans la phase affectée, et l'amplitude sur les autres phases changera légèrement, modifiant ainsi le facteur de puissance et l'amplitude du courant dans le circuit rotorique. Il en résulte que la température augmente au niveau de l'enroulement, de sorte que l'isolant accélère la dégradation, ce qui peut provoquer un deuxième court-circuit [28,29]. Il faut également tenir compte du fait

qu'en raison du courant provoqué par le flux d'excitation en circulation et de l'induction mutuelle de la machine en fonctionnement, les spires en court-circuit produiront un couple résistif. Afin de prévoir les conséquences du fonctionnement après une panne mécanique, le couple de résistance est la valeur à caractériser. La figure I.5 représente le type de court-circuit entre spires.



Figure I.5 : Court-circuit entre spires

I.5.1.1.3. Court-circuit phase/bâti

Le bâti a généralement un potentiel flottant, mais pour des raisons mécaniques, il est souvent mis à la masse. Si le potentiel est flottant, le court-circuit entre l'enroulement et le bâti n'a pas d'importance du point de vue du contact. D'un point de vue matériel, en plus de l'effet capacitif, le bâti peut également obtenir le potentiel du bobinage en position de court-circuit. Par contre, du point de vue de la sécurité des personnes, cette défaillance peut être très dangereuse. Un dispositif de protection (disjoncteur différentiel) doit être installé.

I.5.1.2.1. Rupture de Barres

Les barres cassées ou les ruptures de barres sont l'un des défauts de rotor les plus courants. Il peut être situé à son écart ou à l'extrémité qui le relie à l'anneau de court-circuit. La détérioration de la barre réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude de l'oscillation, qui elle-même provoque l'oscillation de la vitesse de rotation, ce qui génère des

vibrations mécaniques et donc provoque un fonctionnement anormal de la machine. Ces oscillations accélèrent fortement la dégradation de la machine [32,33].



Figure I.6 : Cassure de barres rotoriques

I.5.1.2.2.Ruptures d'anneaux

Les cassures de l'anneau est un défaut qui se produit fréquemment avec la cassure de barre. Ces ruptures sont provoquées par des bulles ou par la différence de dilatation entre la barre et l'anneau.

Comme il est difficile à détecter [35], dans la recherche statistique, ce type de défaut est généralement regroupé ou même confondu avec la cassure en bandelette. Le courant délivré par ces portions de l'anneau de court-circuit est supérieur au courant de la barre du rotor. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

La rupture d'une portion de l'anneau déséquilibre la répartition du courant dans la barre du rotor, de sorte que l'effet de modulation d'amplitude sur le courant statorique est similaire à celui provoqué par la rupture de la barre.

I.5.1.2.3. Les défauts d'excentricité

Parfois, la machine est affectée par l'excentricité du rotor, ce qui entraîne une oscillation du couple [36, 37]. Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique). L'origine peut être liée à un mauvais positionnement des roulements, à des défauts de roulement (usure), à des défauts de charge ou à des défauts de fabrication lors du processus d'assemblage. (Usinage) [28, 31,38]. Cela peut entraîner des variations dans l'entrefer dans le moteur, et courant inégal dans le rotor distribution et déséquilibre du courant statorique. Le déséquilibre de la force sur la barre produira un couple global non constant [25]

Les trois cas d'excentricité sont habituellement distingués [25, 39,40] :

- Excentricité statique, l'arbre du rotor reste fixe.
- L'excentricité dynamique de l'axe du rotor tournant l'axe du stator.
- L'excentricité mixte de l'axe du rotor tourne autour d'un axe différent de l'axe du stator.

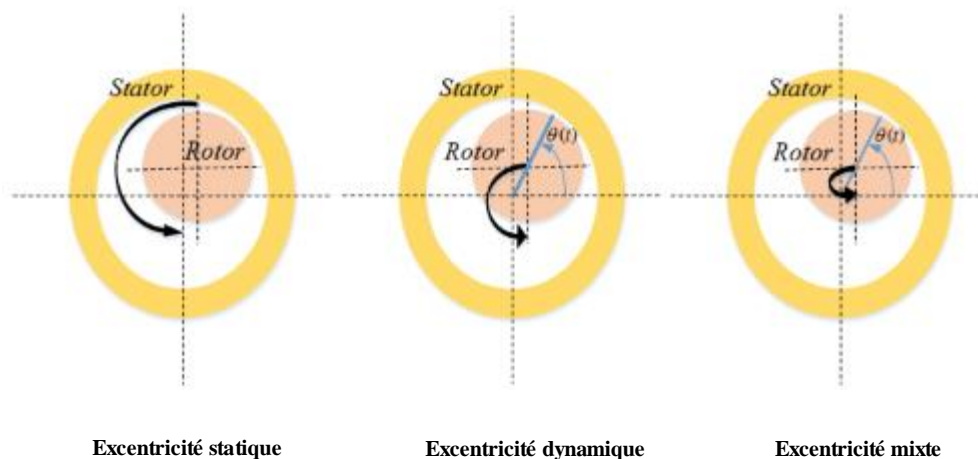


Figure 1.7 : Différents types des défauts d'excentricités.

I.5.2. Défaillance de type mécanique

En général, la défaillance mécanique est la défaillance la plus fréquemment rencontrée parmi tous les défauts des machines asynchrones. Ces défauts peuvent apparaître sur les roulements à billes, les flasques et même les arbres de moteur. Certains de ces défauts seront listés ci-dessous.

I.5.2.1. Défaillances du flasque

Les défauts causés par les flasques des machines asynchrones sont les plus courants au stade de la fabrication. En effet, un mauvais positionnement du flasque peut conduire à un désalignement des roulements à billes, ce qui peut provoquer une excentricité dans la hauteur de l'arbre de la machine. Ce type de défaut peut être détecté en effectuant une analyse vibratoire ou une analyse harmonique sur le courant absorbé par la machine [41].

I.5.2.2. Défaillances de l'arbre

L'arbre de la machine peut se fissurer en raison des mauvais matériaux utilisés dans sa construction. Dans une perspective à court ou à long terme, la fissure peut provoquer une fracture importante de l'arbre, provoquant l'arrêt immédiat de la machine asynchrone. L'excentricité statique, dynamique ou mixte peut générer beaucoup de force sur l'arbre du moteur, entraînant une fatigue supplémentaire. L'analyse fréquentielle du courant absorbé, ou uniquement l'analyse visuelle de l'arbre de la machine, permet de détecter ce type de défaut [23,41].

I.5.2.3. Défaillances des roulements mécaniques

Les roulements à billes jouent un rôle important dans le fonctionnement de tous les types de machines à induction.

De plus, ils représentent des éléments utilisés pour maintenir l'axe de la machine de sorte qu'une bonne rotation du rotor peut être assurée. Dans l'article [13], l'auteur a présenté la plupart des défauts des roulements des moteurs à induction et les raisons de leur vieillissement.

Comme mentionné précédemment, ce type de défaut est le plus courant sur les machines à haute puissance. Elle est généralement liée à l'usure du roulement, plus précisément à la dégradation de la bille ou de la bande de roulement.

Dans le système, ce type de défaut provoquera l'oscillation du couple de charge, une perte supplémentaire et l'écart entre la bague interne et la bague externe du roulement, ce qui entraînera le déplacement du rotor autour de l'axe longitudinal et provoquera des vibrations. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement entraînera le blocage du moteur.

I.6.Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux principaux défauts qui peuvent affecter les différentes parties du moteur à induction. Il existe de nombreux défauts classiques courants, ce travail se concentrera sur l'étude des défauts électriques (stator et rotor) des machines à induction. Pour cela, les valeurs indicatrices sélectionnées sont : la vitesse de rotation le courant du stator et la tension d'alimentation.

Pour cela, nous avons besoin d'un modèle du moteur à induction qui permet de présenter son comportement en cas de défaut, ce qui sera présente dans le chapitre suivant.

Chapitre deux :

*Modélisation et simulation du moteur à
induction " modèle réduit "*

II.1. Introduction

Que ce soit dans le domaine du diagnostic ou de la commande des moteurs, il est intéressant de disposer de modèles pouvant signaler des défauts dans le moteur. La modélisation et la simulation des moteurs électriques sont des étapes essentielles dans le domaine de la conception d'un système de commande des moteurs électriques. Ils vous permettent de comprendre les opérations de défaut et de vérifier les algorithmes de détection de défaut. Ils nous permettent également de construire une base de données basée sur les manifestations électriques et magnétiques de ces défauts. Il est donc important de synthétiser un modèle adapté au problème à traiter, qui décrit le comportement du moteurs non pas de manière moyenne contrôlée mais de manière optimale.

Par ailleurs, la modélisation des moteurs est également une étape pour les concepteurs. Il permet de voir de divers changements de ses grandeurs électriques. D'une part, il est utilisé pour la conception d'un système de contrôle efficace. Généralement, les modèles basés sur les équations électriques et mécaniques du circuit sont suffisants pour un diagnostic complet, et la simplicité des formules algébriques conduit à un temps de simulation court [46].

II.2. Modèle multi-enroulements du moteur à induction

En fait, pour étudier ces moteurs à induction, la théorie des champs électromagnétiques (équations de Maxwell) et la théorie des circuits (loi de Kirchhoff) sont nécessaires. Ou une méthode mixte combinant la théorie des champs électromagnétiques et la théorie des circuits [47,48].

Cela dépend du type de méthode utilisée. Il y en a deux, très supplémentaires :

- La première méthode (élément fini) est basée sur le champ magnétique et la distribution du courant en tout point du moteur à induction, et peut simuler son fonctionnement dans des conditions de défaut.
- Une méthode analytique basée sur des signatures de grandeurs externes globales, telles que : courant, couple électromagnétique, elle utilise le modèle de Kirchhoff et la transformation des équations électriques appliquées au système multi-enroulement

recherché. Cette méthode est particulièrement adaptée au problème présenté ici, et compte tenu de sa simplicité, nous l'utilisons pour effectuer le reste du travail.

Les hypothèses simplificatrices suivantes [49-54] :

- Entrefer constant ;
- l'impact des encoches négligées ;
- distribution spatiale sinusoïdale de la force de l'entrefer du flux magnétique ;
- circuit magnétique non saturé à perméabilité magnétique constante ;
- la perte ferromagnétique est négligeable ;
- Effet de peau et échauffement ont peu d'effet sur les caractéristiques considérant ;

Parmi les résultats importants de l'hypothèse proposée, nous pouvons énumérer :

- Additivité du flux ;
- la constance de l'inductance spécifique ;
- la loi du changement sinusoïdale d'inductance mutuelle entre les enroulements l'angle électrique du stator et du rotor selon leur axe magnétique.

II.2.1. Calcul des inductances

II.2.1.1. stator

En appliquant le théorème d'Ampère à un contour fermé, la circulation du champ magnétique H généré par la $i^{\text{ème}}$ phase du stator en tout point peut être calculé., nous avons :

$$\oint H dL = \frac{N_s I_s}{p} \quad (\text{II.1})$$

Partant de l'expression (II.1) l'induction maximale dans l'entrefer est:

$$B_{\max} = \mu_0 \frac{N_s I_s}{2.p.e} \quad (\text{II.2})$$

$$B_s(\theta) = \frac{2\mu_0 N_s I_s}{e.p.\pi} \cos(p.\theta) \quad (\text{II.3})$$

Par conséquent, le flux magnétique dans l'entrefer est obtenu par l'intégration de l'expression (II.3), qui peut s'écrire :

$$\Phi_s = \iint_s B_s ds = \int_0^l dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_s R.L.d\theta \quad (\text{II.4})$$

On obtient :

$$\Phi_s = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{e.p^2} R.L.I_s \quad (\text{II.5})$$

Le flux total est égale :

$$\psi_{sa} = N_s \cdot \Phi_s = N_s \cdot I_s \frac{2\mu_0 \cdot N_s \cdot R.L}{e.p^2 \pi} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos(p.\theta).d\theta \quad (\text{II.6})$$

$$\psi_{sa} = L_{sp} \cdot I_s \quad (\text{II.7})$$

Dès lors

L'inductance total (magnétisme) de la phase 'a' statorique d'après (II.5) est donnée donc par :

$$L_{sp} = 4\mu_0 \frac{N_s^2}{e.p^2 \pi} R.L \quad (\text{II.8})$$

Le flux de fuites:

$$\Phi_{fs} = L_{fs} \cdot I_s \quad (\text{II.9})$$

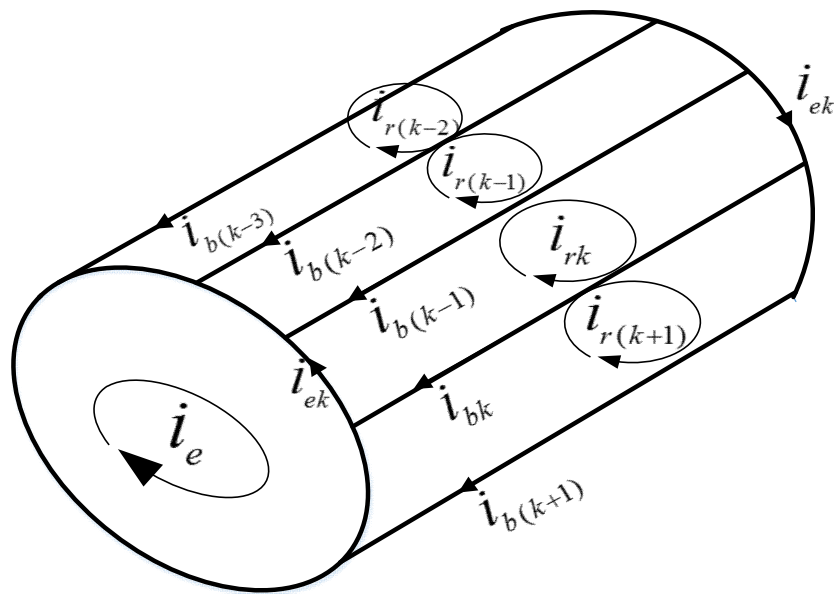
$$L_{as} = L_{sp} + L_{sf} \quad (\text{II.10})$$

Du fait que les enroulements statorique sont symétriques, Les indications mutuelles propres entre les trois phases s'écrivent :

$$(L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_s).$$

II.2.1.2 rotor

La figure II.1 illustre la modélisation du rotor à travers un schéma de circuit équivalent. Le rotor a été décomposé en un circuit de base constitué de deux barres et d'une partie annulaire les reliant aux deux extrémités. Le modèle considère que le rotor est constitué d'autant de phases que de barres et les courants circulant dans les portions d'anneau de court-circuit représente le courant de la phase du rotor (figure II.1)[23,55].



FigureII.1 : Structure de la cage du rotor

La figure suivante (II.2) représente, L'allure de l'induction magnétique.

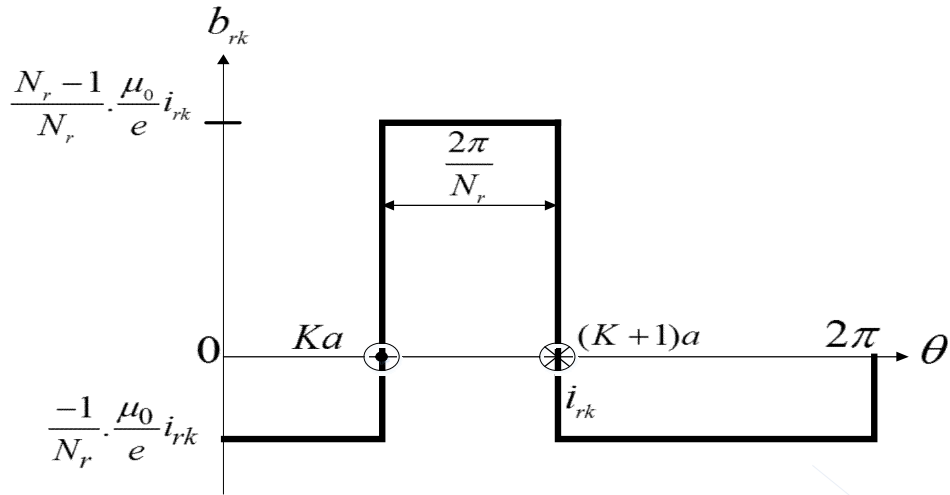


Figure II.2 : Induction magnétique produite.

Avec :

i_{rk} : Courant dans la boucle k, $k=1, \dots, N_r$.

B_{rk} : Induction magnétique dans l'entrefer.

En raison de la $K^{\text{ème}}$ maille de courant du rotor, la distribution spatiale du champ magnétique est considérée comme rectangulaire.

On a dès lors :

$$\Phi_{rpk} = \int_0^t dz \int_{ka}^{(k+1)a} B_{lrk} \cdot R.L.d\theta \quad (\text{II.11})$$

$$\Phi_{rpk} = \frac{(N_r - 1)}{N_r^2} \mu_0 \frac{2\pi.R.l}{e} i_{rk} \quad (\text{II.12})$$

L'inductance propre d'une boucle rotorique est :

$$L_{rp} = \left(\frac{N_r - 1}{N_r^2} \right) \frac{\mu_0}{e} 2\pi.R.L \quad (\text{II.13})$$

L'inductance totale de la maille de rotor $K^{\text{ème}}$ est:

$$L_{rr} = L_{rp} + 2.L_b + 2.L_e \quad (\text{II.14})$$

le flux traversant la $j^{\text{ème}}$ maille produit par le courant i_{rk} circulant dans la maille k est donné par :

$$\Phi_{rjrk} = \int_0^t dz \int_{ja}^{(j+1)a} B_{2rk} R.L.d\theta \quad (\text{II.15})$$

$$\Phi_{rjrk} = \int_0^t dz \int \left(-\frac{1 \cdot \mu_0}{N_r \cdot e} R.L.i_{rk} \right) d\theta \quad (\text{II.16})$$

À partir de l'équation ci-dessus, nous pouvons obtenir l'inductance mutuelle :

$$M_{rr} = -\frac{1 \cdot \mu_0}{N_r^2 \cdot e} 2 \cdot \pi \cdot L \cdot R \quad (\text{II.17})$$

$$M_{rr} = -\frac{1 \cdot \mu_0}{N_r^2 \cdot e} 2 \cdot \pi \cdot L \cdot R \quad (\text{II.18})$$

II.2.1.3. Mutuelle entre stator et rotor

L'induction dans la $K^{\text{ème}}$ maille rotorique est donnée par :

$$B_{msr} = \frac{2\mu_0 N_s i_s}{e \cdot p \cdot \pi} \cos\left(p\theta - n \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{II.19})$$

Le flux traversant la maille K, est donné par :

$$\Phi_{smrk} = \int_{k \cdot \alpha}^{(k+1)\alpha} B_{msr} \cdot R.L.d\theta \quad (\text{II.20})$$

On obtient :

$$\Phi_{smrk} = -\frac{2\mu_0}{\pi \cdot e \cdot p} N_s \cdot R \cdot I \cdot i_{sm} \frac{1}{p} \left[\sin\left(p\theta - n \frac{2\pi}{3}\right) \right]_{\frac{\theta}{\pi} + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta}{\pi} + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}} \quad (\text{II.21})$$

L'expression de l'inductance entre la phase «n» du stator et la K^{ème} maille rotorique est donnée par :

$$M_{rkn} = -M_{sr} \cos\left(p\theta - n\frac{2\pi}{3} + ka\right) \quad (\text{II.22})$$

Avec :

$$M_{sr} = \frac{4\mu_0 N_s \cdot R \cdot I}{\pi \cdot e \cdot p^2} \sin\left(\frac{a}{2}\right)$$

$a = p \frac{2\pi}{N_r}$: L'angle électrique entre deux mailles rotoriques.

les inductances mutuelle sont:

$$\begin{cases} M_{rka} = M_{sr} \cos(p\theta + ka) \\ M_{rkb} = M_{sr} \cos(p\theta + ka - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{rkc} = M_{sr} \cos(p\theta + ka + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

II.2.2. Mise en équations

En utilisant la transformation de Clark, la grandeur du stator triphasé (a,b,c) est changée en grandeur diphasée (d, q) .

II.2.2.1. stator

Les équations sont :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (\text{II.24})$$

Après la transformation, l'équation du rotor s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Avec :

$$\Phi_{sdq} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} - M_{sr} \begin{bmatrix} \dots & \cos k\alpha & \dots \\ \dots & \sin k\alpha & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

$$k \in [0, N_r - 1], k \in N$$

Donc :

$$\Phi_{ds} = L_{sc} i_{ds} - M_{sr} \left[\cos 0\alpha i_{r0} + \cos 1\alpha i_{r1} + \dots + \cos \alpha k i_{rk} + \dots + \cos(N_r - 1)\alpha i_{r(N_r-1)} \right] \quad (\text{II.27})$$

De la même façon pour Φ_{qs} :

$$\Phi_{qs} = L_{sc} i_{qs} - M_{sr} \left[\sin 0\alpha i_{r0} + \sin 1\alpha i_{r1} + \dots + \sin \alpha k i_{rk} + \dots + \sin(N_r - 1)\alpha i_{r(N_r-1)} \right] \quad (\text{II.28})$$

Après la dérivation de l'expression (2.26). On aboutit à :

$$\frac{d\Phi_{ds}}{dt} = L_{sc} \frac{di_{ds}}{dt} - M_{sr} \begin{bmatrix} \dots & \cos k\alpha & \dots \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Et :

$$\frac{d\Phi_{qs}}{dt} = L_{sc} \frac{di_{qs}}{dt} - M_{sr} \begin{bmatrix} \dots & \sin k\alpha & \dots \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{r0} \\ \vdots \\ i_{rk} \\ \vdots \\ i_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Et :

$$[V_{abc}] = [V_a \ V_b \ V_c]^t$$

$$[I_{abc}] = [I_a \ I_b \ I_c]^t$$

$$[I_{rk}] = [I_{r0} \ I_{r1} \ \dots \ I_{r(N_r-1)}]^t$$

$$[\Phi_{abc}] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^t$$

La matrice des résistances statoriques s'écrit :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}$$

La matrice d'inductances statoriques s'écrit :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{sp} + L_{sf} & M_s & M_s \\ M_s & L_{sp} + L_{sf} & M_s \\ M_s & M_s & L_{sp} + L_{sf} \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles entre mailles rotoriques et phases statoriques s'écrit :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \cos(\theta_r + ka) & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \cos(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}) & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \cos(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}) & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}$$

II.2.2.2.rotor

La figure II.3 montre la modélisation du schéma électrique équivalent du rotor.

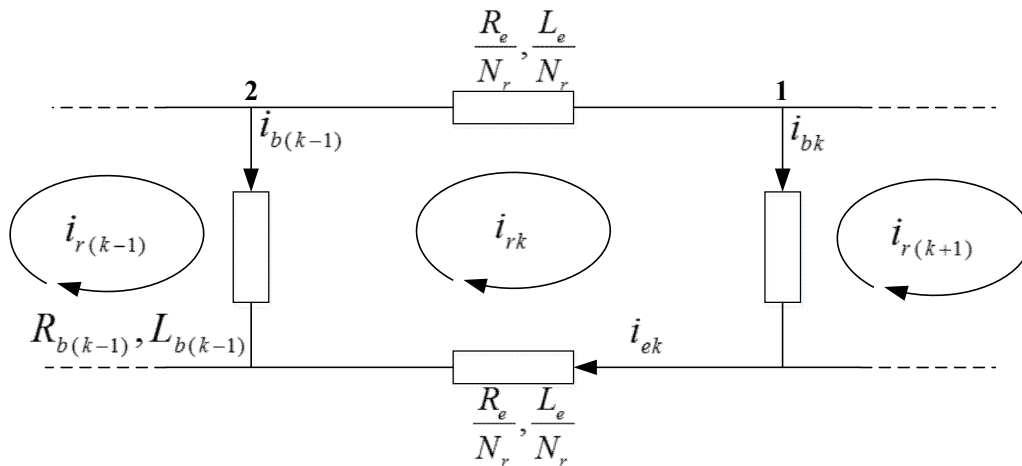


Figure II.3 : Schéma électrique des mailles du rotor

Pour le nœud n⁰1 :

$$i_{bk} = i_{rk} - i_{r(k+1)}$$

Pour le nœud n⁰2 :

$$i_{b(k-1)} = i_{r(k-1)} - i_{rk}$$

L'équation de la tension pour une maille 'K':

$$\frac{R_e}{N_r} i_{rk} - R_{b(k-1)} i_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r} i_{ek} + R_{bk} i_{bk} + \frac{d}{dt} \Phi_{rk} = 0 \quad (II.31)$$

Le flux total Φ_{rk} pour un circuit élémentaire K se compose de la somme des éléments suivants :

- Le flux principal :

$$\Phi_{rp} = L_{rp} I_{rk}$$

- Le flux mutuel avec les autres circuits du rotor :

$$\Phi_{rr} = M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq 0}}^{N_r-1} I_{rj}$$

- Le flux mutuel:

$$\Phi_{sr} = M_{sr} \left[\cos(\theta_r + ka) ; \cos\left(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}\right) ; \cos\left(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}\right) \right]$$

L'équation (II.31) devient donc :

$$0 = R_{bk} I_{r(k-1)} + \left(2 \frac{R_e}{N_r} + R_{b(k-1)} + R_{bk} \right) I_{rk} - R_{bk} I_{r(k+1)} - \frac{R_e}{N_r} I_e + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} \quad (II.32)$$

D'où :

$$\Phi_{rk} = \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b \right) \cdot I_{rk} - M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{N_r-1} I_{rj} - L_b (I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}) - \frac{L_e}{N_r} I_e \quad (II.33)$$

$$- M_{sr} \left[\cos(\theta_r + ka) ; \cos\left(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}\right) ; \cos\left(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}\right) \right] [I_{abc}]$$

Avec : $K = 0, \dots, N_r - 1$

Les équations du circuit rotorique doivent être composées d'anneau de court-circuit :

$$\frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{dI_{rk}}{dt} - L_e \frac{dI_e}{dt} - \left(R_e I_e - \frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \right) = 0 \quad (\text{II.34})$$

De même manière, on utilise les équations du $I_{e(k)}$ et $I_{b(k)}$ et on trouve :

$$\frac{R_e}{N_r} \sum_{k=1}^{N_r} I_{r(k)} + \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=1}^{N_r} \frac{d}{dt} I_{r(k)} - I_e \frac{d}{dt} I_e - R_e I_e = 0 \quad (\text{II.35})$$

Les équations électriques :

$$[L] \frac{d}{dt} [I] = [V] - [R][I] \quad (\text{II.36})$$

Avec :

$$[I] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{r0} \quad \dots \quad i_{rj} \quad \dots \quad i_{r(N_r-1)} \quad i_e]^T$$

$$[V] = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 0]^T$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \cos \alpha & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & L_{sc} & \dots & \dots & \dots & -M_{sr} \sin \alpha & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & -\frac{L_e}{N_r} & \vdots \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & \dots & M_{rr} & \vdots & M_{rr} & \vdots \\ -\frac{3}{2}M_{sr} \cos \alpha & -\frac{3}{2}M_{sr} \sin \alpha & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & M_{rr} & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & -\frac{L_e}{N_r} & \vdots \\ 0 & 0 & -\frac{L_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \dots & -\frac{L_e}{N_r} & R_e & \vdots \end{bmatrix}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & \dots & \dots & M_{sr} \omega_r \sin k\alpha & \dots & \dots & 0 \\ -\omega L_{sc} & R_s & \dots & \dots & -M_{sr} \omega_r \sin k\alpha & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 2\frac{R_e}{N_r} + R_{b0} + R_{b(N_r-1)} & -R_{b0} & 0 & 0 & -R_{b(N_r-1)} & -\frac{R_e}{N_r} \\ 0 & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & -R_{b(k-1)} & 2\frac{R_e}{N_r} + R_{bk} + R_{b(k-1)} & -R_{bk} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & -R_{b(N_r-1)} & 0 & 0 & -R_{b(N_r-2)} & 2\frac{R_e}{N_r} + R_{b(N_r-2)} + R_{b(N_r-1)} & -\frac{R_e}{N_r} \\ 0 & 0 & \frac{R_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \frac{R_e}{N_r} & R_e \end{bmatrix}$$

L'équation mécanique:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - F\omega_r) \quad (\text{II.37})$$

Avec : $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$

Le couplage électromagnétique est obtenu en décrivant la Co-énergie :

$$C_e = \frac{3}{2} P [i_{sdq}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} \dots & -M_{sr} \cos(\theta + k\alpha) & \dots \\ \dots & -M_{sr} \cos(\theta + k\alpha) & \dots \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

Donc nous avons :

$$C_e = \frac{3}{2} PM_{sr} \left\{ i_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \sin k\alpha - i_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} i_{rk} \cos k\alpha \right\} \quad (\text{II.39})$$

II.3.Modèle réduit du moteur à induction :

Nous avons appliqué une transformation Park étendue à l'équation de rotor pour convertir le système Nr phase en un système biphasé dont le contenu est le suivant :

$$[T_{3n}(\theta_r)] = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} \\ \cos \theta_r & \cos(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) & \dots & \cos(\theta_r - (n-1).p.\frac{2\pi}{n}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) & \dots & -\sin(\theta_r - (n-1).p.\frac{2\pi}{n}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

$$[T_{3n}(\theta_r)]^{-1} = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} 1 & \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ 1 & \cos(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) & -\sin(\theta_r - k.p.\frac{2\pi}{n}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(\theta_r - (n-1).p.\frac{2\pi}{n}) & -\sin(\theta_r - (n-1).p.\frac{2\pi}{n}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

On peut définir un vecteur d'état $[X]$

$$[X_{odqs}] = [T(\theta_s)][X_{abcs}] \Rightarrow [X_{abcs}] = [T(\theta_s)]^{-1} \cdot [X_{odqs}] \quad (\text{II.42})$$

$$[X_{odqr}] = [T_{3N_r}(\theta_r)][X_{rk}] \Rightarrow [X_{rk}] = [T_{3N_r}(\theta_r)]^{-1} \cdot [X_{odqr}]$$

Soit la partie statorique :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] \cdot [I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] \cdot [I_{rk}] \} \quad (\text{II.43})$$

L'application de la transformation donne :

$$\begin{aligned} [V_{odqs}] &= \left\{ [T(\theta_s)][R_s][T(\theta_s)]^{-1} \right\} [i_{odqs}] + \left\{ [T(\theta_s)][L_s][T(\theta_s)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [i_{odqs}] \\ &+ \left\{ [T(\theta_s)][L_s] \frac{d}{dt} [T(\theta_s)]^{-1} \right\} [i_{odqs}] + \left\{ [T(\theta_s)][M_{sr}][T_{3N_r}(\theta_r)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [i_{odqr}] \\ &+ \left\{ [T(\theta_s)] \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][T_{3N_r}(\theta_r)]^{-1} \} \right\} [i_{odqr}] \end{aligned}$$

Pour la partie rotorique :

$$[V_r] = [R_r][i_{rk}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r] \cdot [i_{rk}] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}] \cdot [i_s] \} \quad (\text{II.44})$$

Nous obtenons de la même façon :

$$\begin{aligned} [V_{odqr}] &= \left\{ [T(\theta_r)][R_s][T(\theta_r)]^{-1} \right\} [i_{odqr}] + \left\{ [T(\theta_r)][L_r][T(\theta_r)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [i_{odqr}] \\ &+ \left\{ [T(\theta_r)][M_{sr}] \frac{d}{dt} [T(\theta_r)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [i_{odqr}] + \left\{ [T(\theta_r)] \frac{d}{dt} [M_{rs}][T(\theta_r)]^{-1} \right\} [i_{odqs}] \end{aligned}$$

Donc le modèle réduit pour le moteur à induction:

$$\begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & \frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sc} & 0 & \frac{N_r}{2}\omega_r M_{sr} & 0 \\ \omega L_{sc} & R_s & -\frac{N_r}{2}\omega_r M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N_r}{2}R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_e \end{bmatrix} \quad (II.45)$$

Avec :

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

$$R_r = \frac{2.R_e}{N_r} + 2.R_b(1 - \cos(a))$$

L'expression du couple:

$$C_e = \frac{3}{2}PN_rM_{sr}(i_{ds}.i_{qr} - i_{qs}.i_{dr}) \quad (II.46)$$

II.3.1. Modèle réduit du moteur à induction tenant compte des défauts de cassure de barre rotoriques :

Les défaillances rotoriques considérées sont du type rupture barres, ce qui conduit à une augmentation de la résistance de l'élément défaillant. Ils n'impliquent aucune modification de la topologie du rotor, mais n'impliquent que certains éléments de la matrice $[R_r]$ en cours de modification. Pour cela, le procédé le plus simple consiste à ajouter une nouvelle matrice $[R'_r]$ à la matrice de résistance $[R_r]$.

La matrice nouvelle de résistance s'écrit :

$$[R_{rf}] = [R_r] + [R'_r] \quad (II.47)$$

La matrice résistance de défaut devient :

$$[R_{rf}] = [R_r] + \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \dots & R_{bk} & -R_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & -R_{bk} & R_{bk} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \dots \end{bmatrix}$$

La nouvelle matrice des résistances rotorique :

$$[R_{rfdq}] = [T(\theta_R)][R_{rf}][T(\theta_R)]^{-1} = [T(\theta_R)]\{[R_r] + [R'_r]\}[T(\theta_R)]^{-1} \quad (\text{II.48})$$

La matrice résistance est :

$$[R_{rfdq}] = \begin{bmatrix} R_{rdd} & R_{rdq} \\ R_{rqd} & R_{rqq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

Les termes sont :

$$\begin{cases} R_{rdd} = 2R_b(1-\cos(a)) + \frac{2R_e}{N_r} + \frac{2}{N_r}(1-\cos(a)) \sum_k R_{bfk} \cdot (1-\cos(2k-1).a) \\ R_{rdq} = -\frac{2}{N_r}(1-\cos(a)) \sum_k R_{bfk} \cdot \sin(2k-1).a \\ R_{rqd} = -\frac{2}{N_r}(1-\cos(a)) \sum_k R_{bfk} \cdot \sin(2k-1).a \\ R_{rqq} = 2R_b(1-\cos(a)) + \frac{2R_e}{N_r} + \frac{2}{N_r}(1-\cos(a)) \sum_k R_{bfk} \cdot (1+\cos(2k-1).a) \end{cases}$$

II.4.Résultat de simulation

Le moteur démarre à vide sous tension sinusoïdale triphasée équilibrée normale. Au moment de $t=1$ s, le moteur charge un couple de 3.5 Nm.

II.4.1. Etat sain :

Dans ce cas, le moteur asynchrone est considéré comme sain et est directement alimenté par un réseau triphasé équilibré. Un couple de 3.5 N.m est appliqué à $t=1$ s afin de vérifier l'effet du glissement sur les caractéristiques de vitesse des grandeurs électromécaniques.

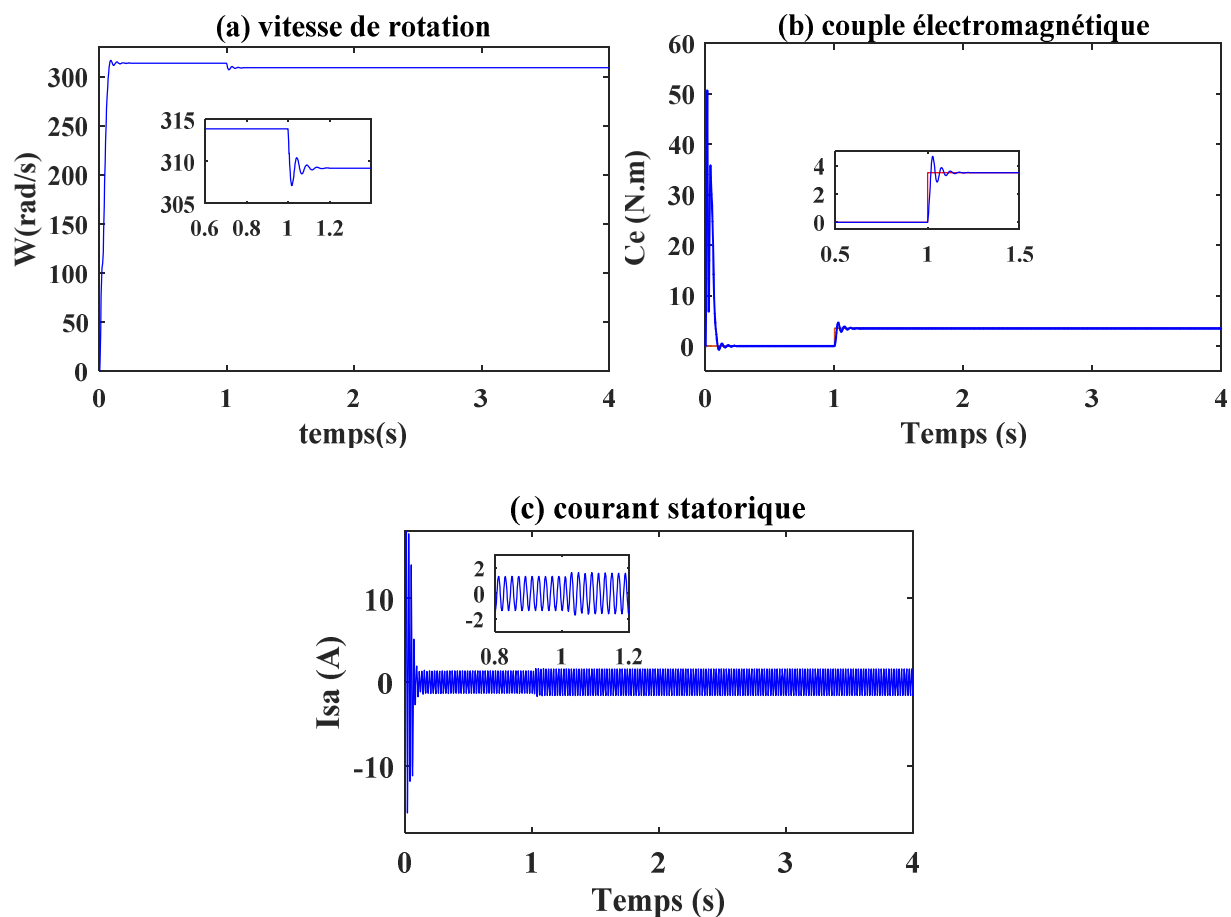


Figure II.4 : Grandeurs mécanique et électriques Etat sain

➤ Interprétation des résultats :

Les figures (II.4.a, b, et c) présente l'évolution de la vitesse de rotation le couple électromagnétique et le courant statorique. La vitesse augmente presque linéairement en régime transitoire, puis tend vers régime établi. On voit que la vitesse se stabilise lentement après 0.25s

(figure II.4a), dans lequel la vitesse est presque égale à la vitesse synchrone de 314rad/s. A l'instant où la charge est appliquée à $t=1s$, ce qui entraîne une diminution de la vitesse (309rad/s).

La figure (II.4b) de couple électromagnétique a montré une série d'oscillations de forte amplitude au début, atteint une valeur maximale de 50Nm, ce qui explique le bruit généré par les parties mécaniques, et décroissant pendant l'accélération du moteur, et stabilisé à zéro (dans le vide). Lors de l'application du couple, nous avons remarqué le couple électromagnétique vient équilibrer le couple résistant.

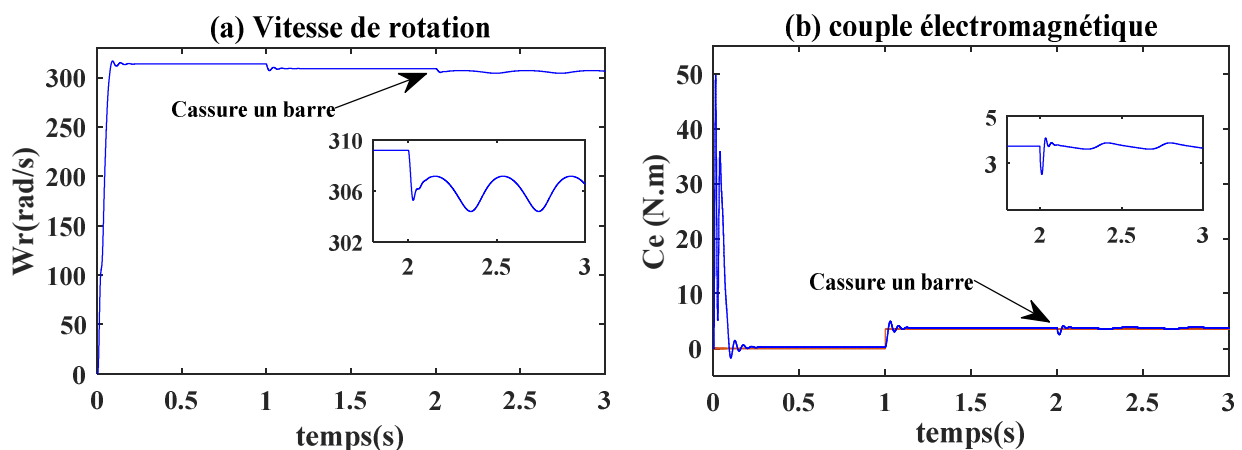
Il est à noter qu'en régime transitoire, la forme du courant statorique montre la plus grande oscillation d'amplitude, le courant fort en tire environ 20A bien sûr elle est de courte durée, mais elle est très importante pour le démarrage, et se stabilise à 0.15s à une valeur de 1.6A.

II.4.2. Etat défectueux

Dans ce cas, la simulation est réalisée en mettant le moteur à vide directement à travers le réseau, puis en appliquant une charge de $C_r= 3.5N.m$ à $t= 1s$, puis en introduisant un défaut de type cassure de barre à $t=2s$.

- **Cassure un barre**

A $t=2s$ on considère un défaut d'une barre cassée



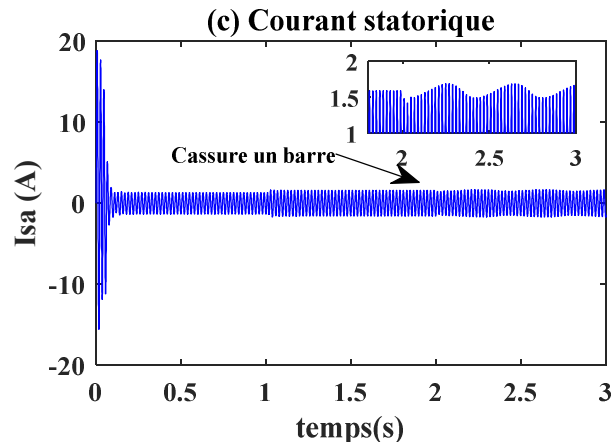


Figure II.5 : Grandeurs du moteur avec une cassure de barre

- Cassure de deux barres

On considère un défaut de deux cassures des barres à $t=2$ s.

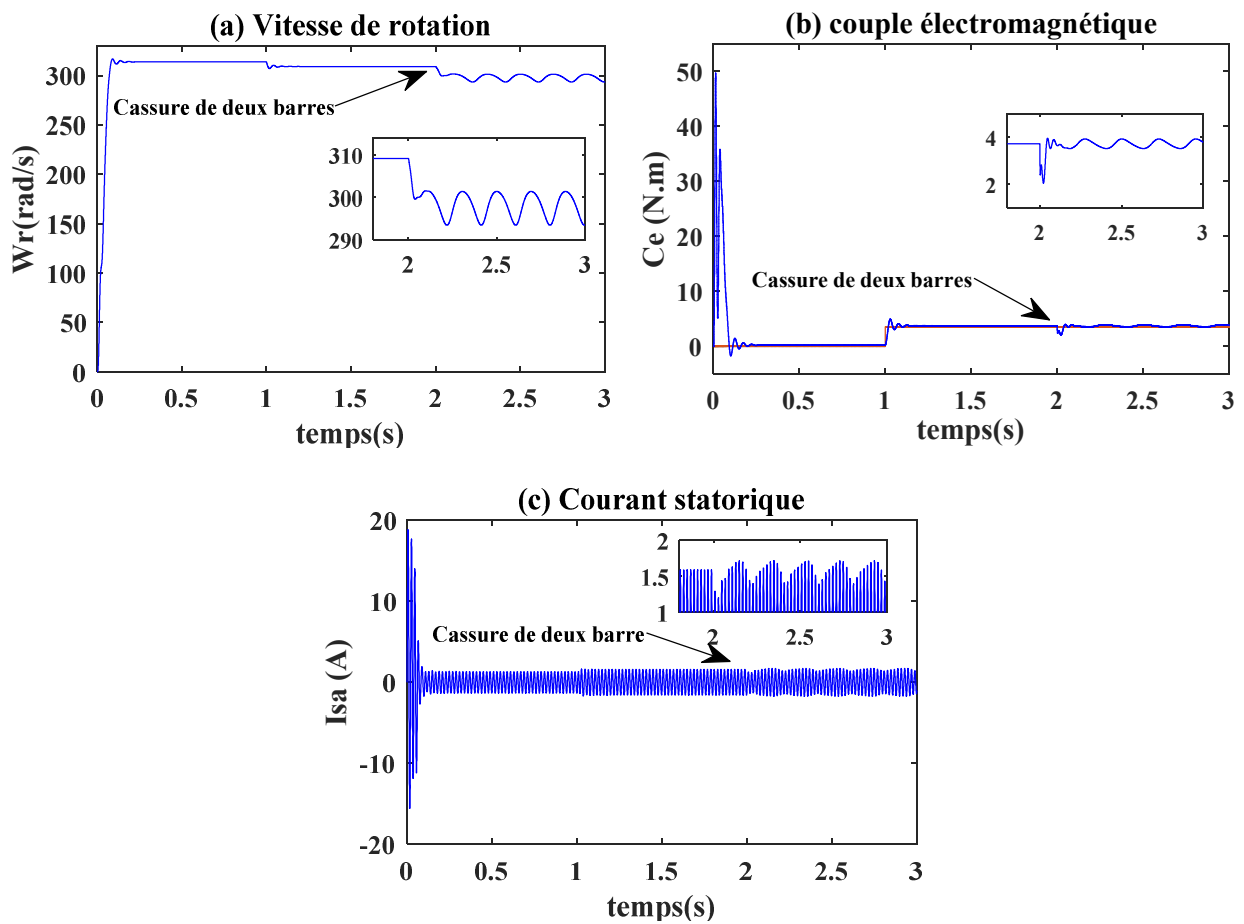


Figure II.6 : Grandeurs du moteur avec deux cassures de barre

➤ Interprétation des résultats

Les figures II.5 présente la vitesse, couple électromagnétique, et le courant statorique, avec rupture des barres.

A l'instant $t=2s$, la première barre d'acier est rompue $R_{bk}=R_b \cdot 11$. Les résultats montrent qu'il existe des ondulations du niveau de la vitesse sur la figure (II.5a), du couple sur la figure (II.5b) et de l'enveloppe de courant du stator sur la figure (II.5c). En régime permanent, en plus de créer un champ magnétique rotor inversé qui tourne par rapport au rotor dans le même repère (rotation inverse par rapport au rotor, le champ magnétique tourne en $(-g.\omega_s)$ des défauts apparaîtront également.

Les figures (II.6) montrent l'effet de la fracture des deux barres du rotor sur les réponses du MAS, A $t=2s$, nous simulons la rupture de la deuxième barre pour montrer l'influence du nombre de barres cassées, et se reflète en couple et en vitesse par l'augmentation de l'amplitude d'ondulation, Nous avons également remarqué une augmentation de l'amplitude de modulation du courant statorique.

II.5 Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui peut convertir la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative. Il se compose des unités de commutation généralement avec un transistor ou un thyristor GTO pour atteindre une puissance élevée.

II.5.1 Structure de base d'un onduleur à deux niveaux

La structure générale d'un onduleur est présentée sur la figure (II.7).

L'onduleur compose de trois bras chaque bras comprend deux interrupteurs bidirectionnels, qui peuvent être commandés lorsqu'il est allumé et éteint. Il peut s'agir de *MOSFET* pour les faibles puissances et très haute fréquence, ou *GTO* pour les grandes puissances et faibles fréquences, misent en antiparallèle avec des diodes pour assurer un flux de courant bidirectionnelle.

Pour simplifier l'étude, nous créons un point milieu O grâce à deux condensateurs fictifs, dont chacun prend la moitié de la tension continue v_{dc} . [56]

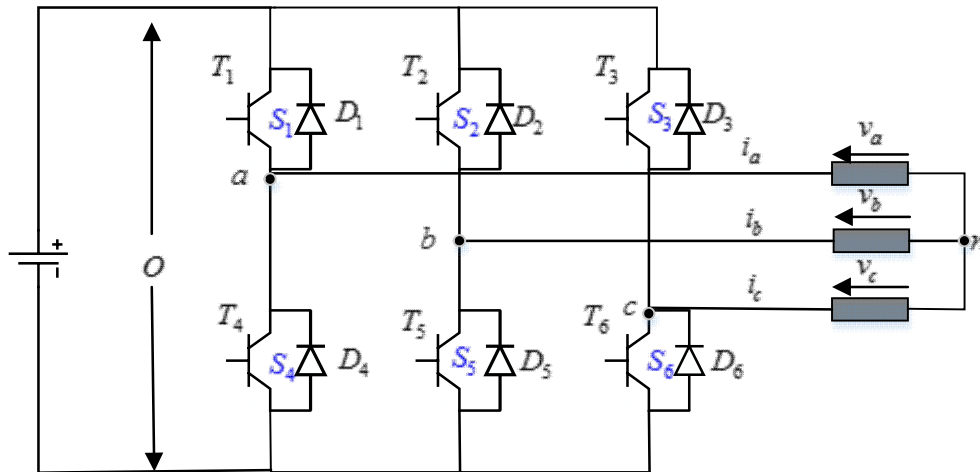


Figure II.7 : Structure d'onduleur

II.5.2 Fonction de commutation

Les commutations établies par les interrupteurs sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé. Chaque interrupteur K_{xi} est associé à une fonction de connexion S_{xi} , tel que :

$$\begin{cases} S_{xi} = 1 \text{ si } K_{xi} \text{ fermé} \\ S_{xi} = 0 \text{ si } K_{xi} \text{ ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

Avec $x = a, b, c$: Indicateur de phase. $i = 1, 2$: Numéro de l'interrupteur du bras x .

Sachant que la fermeture ou l'ouverture simultanée de deux interrupteurs d'un même bras entraînera un risque de destruction du condensateur et des composants semi-conducteurs soit par surintensité ou surtension, des commandes complémentaires K_{x1} et K_{x2} doivent donc être exécutées entre les deux interrupteurs.

Les considérations précédentes conduisent à la relation logique suivante :

$$S_{x2} = \bar{S}_{x1} = 1 - S_{x1} \quad (\text{II.51})$$

II.5.3 Tension de sortie

L'onduleur de tension à deux niveaux fournit deux niveaux de tensions ($v_{dc}/2$) ou ($-v_{dc}/2$) selon la fonction de connexion S_{x1} , comme indiqué dans l'équation (II.52).

$$v_{x0} = \begin{cases} \frac{v_{dc}}{2} & \text{si } S_{x1} = 1 \text{ (} S_{x2} = 0 \text{)} \\ -\frac{v_{dc}}{2} & \text{si } S_{x1} = 0 \text{ (} S_{x2} = 1 \text{)} \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

Où v_{x0} représente la tension phase-neutre entre la phase x et le point milieu o .

L'équation (II.52) s'écrit sous la forme :

$$v_{x0} = \frac{v_{dc}}{2} (2S_{x1} - 1), \quad x = a, b \text{ ou } c \quad (\text{II.53})$$

Par conséquent, la tension triphasée à neutre v_{ao} , v_{bo} et v_{co} peut exprimer par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2S_{a1} - 1 \\ 2S_{b1} - 1 \\ 2S_{c1} - 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

Par conséquent, la tension phase-phase entre les phases v_{ab} , v_{bc} et v_{ca} devient :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bo} - v_{co} \\ v_{co} - v_{ao} \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} S_{a1} - S_{b1} \\ S_{b1} - S_{c1} \\ S_{c1} - S_{a1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

En considérant que les tensions phase-phase représentent un système équilibré, nous pouvons écrire :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (\text{II.56})$$

Les tensions simples sont calculées en fonction des tensions composées, comme indiqué ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{ab} - v_{ca} \\ v_{bc} - v_{ab} \\ v_{ca} - v_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$$

En utilisant l'équation (I.55), l'équation (II.57) peut être exprimée par une forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} v_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.58})$$

II.5.4 Commande par modulation MLI sinus-triangle

la commande MLI a le but de comparer immédiatement chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous voulons appliquer à un signal triangulaire haute fréquence appelé porteuse. Les impulsions des commandes S1, S2, S3 est le point d'intersection entre l'onde de modulation (de référence) et l'onde triangulaire (porteuse).

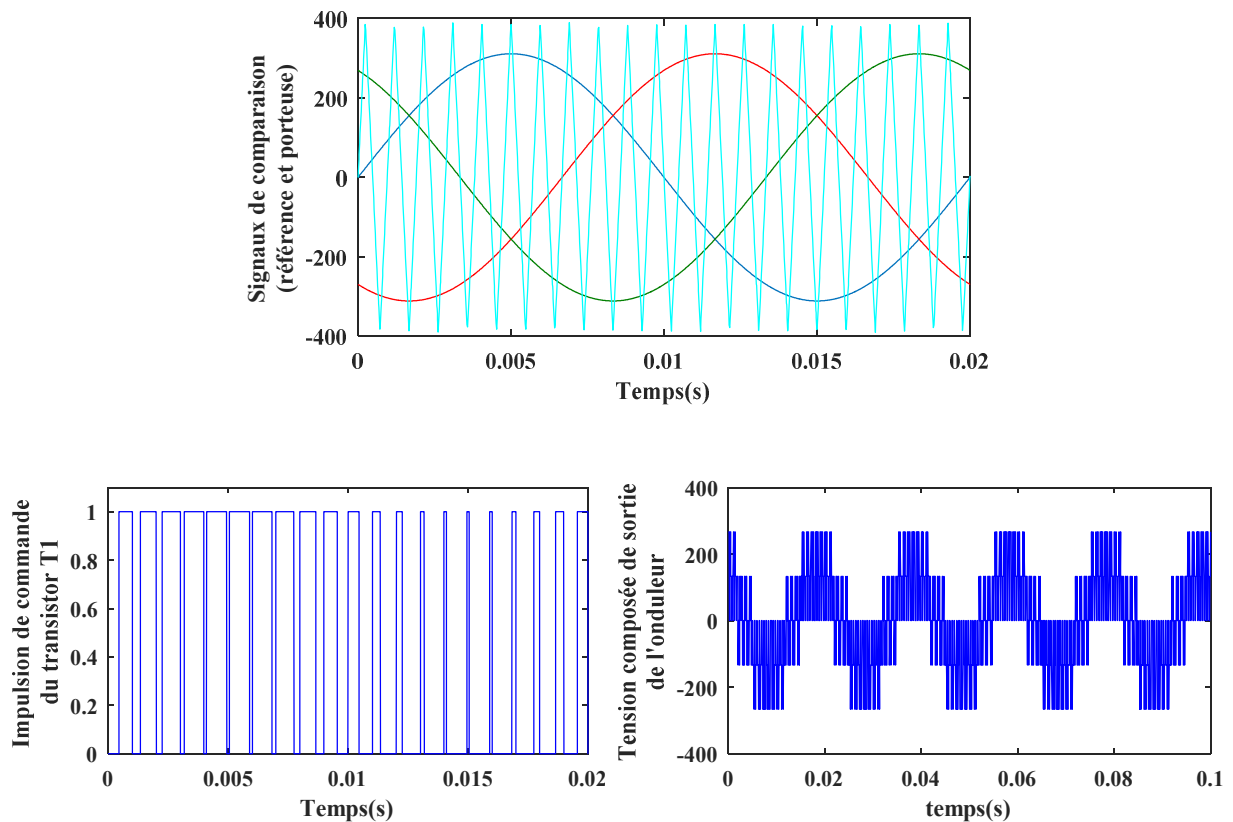


Figure II.8 Principe de MLI sinus-triangle

- L'indice de modulation m :

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (\text{II.59})$$

- Le taux de modulation r :

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (II.60)$$

II.6 Simulation de l'association Moteur –OND MLI

Le moteur étudié dans cette simulation est alimentée par onduleur de tension triphasée utilisant des stratégies MLI. En régime établi,

II.6.1 Etat sain :

Premier cas : Le moteur est considéré comme sain et est alimentée OND MLI. La fréquence porteuse sélectionnée est $f_p = 2KHz$. Le moteur démarre sans charge, puis au temps $t=1s$, une charge nominale correspondant au couple $C_r=3.5N.m$ est appliquée.

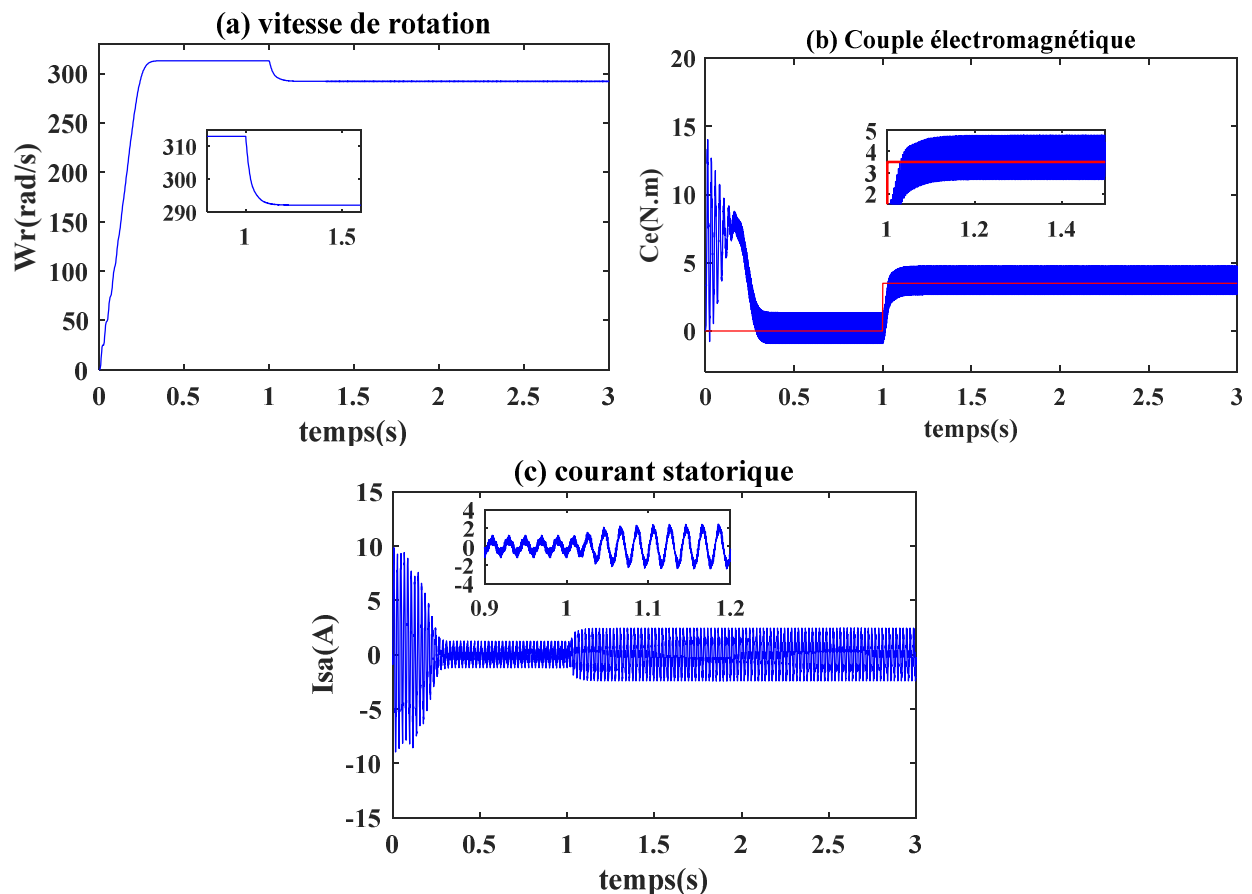


Figure II.9 : Grandeurs du moteur sain

La figure II.9 montre la forme des grandeurs électriques et mécaniques du moteur fournies par l'onduleur de tension dans l'état sain. On constate que la présence d'ondulation provoquée par l'onduleur affectera la réponse de la vitesse II.9 (a), de couple électromagnétique II.9 (b), et du

courant du stator II.9 (c), Il est à noter qu'en régime transitoire, le couple électromagnétique de la figure II.9 (b) montre une petite oscillation, que la vitesse répond sans dépassement avec un temps de réponse plus moins que le moteur sans onduleur. En régime permanent, les ondulations sont liées à la fréquence de découpage MLI (fréquence porteuse f_p).

II.6.2 Etat défectueux :

Dans ce cas, le moteur à induction est alimentée par OND à MLI sinusoïdale, on effectue un démarrage à vide, en suite on applique charge de $C_r = 3.5 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ s}$, puis en introduisant un défaut de type cassure de barre à $t = 2 \text{ s}$.

- **Cassure un barre**

A $t = 2 \text{ s}$ on considère un défaut d'une cassure d'une barre

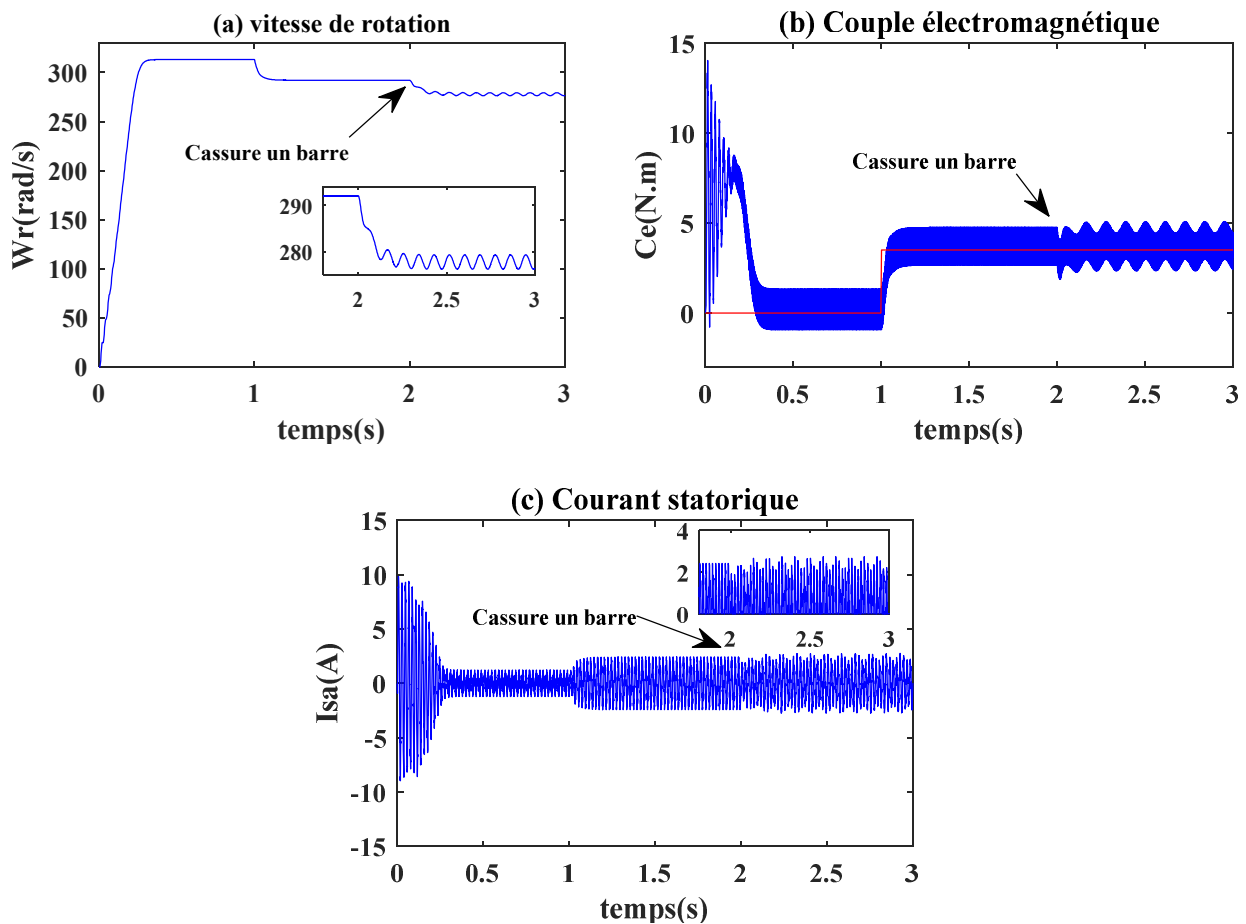


Figure II.10 : Grandeurs du moteur avec une barre cassée

- Cas défaillance

On considère un défaut de deux cassures des barres à $t=2s$.

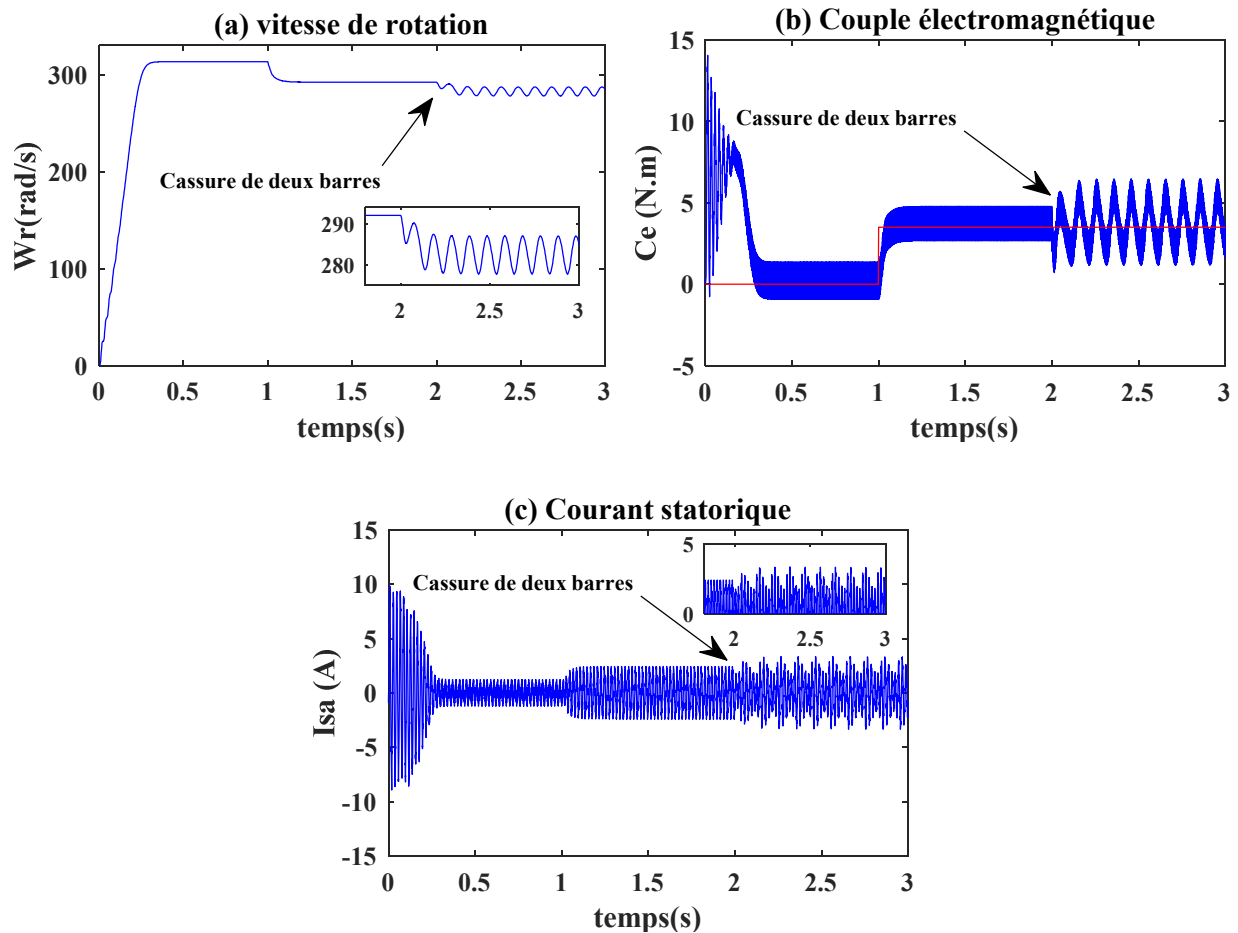


Figure II.11 : Grandeurs du moteur avec deux barres cassées

D'après les figures II.10 et II.11, on remarque que le défaut apparaît après l'instant $t = 2 s$ où le circuit du rotor devient asymétrique, Les oscillations de la courbe de vitesse figure II.10(a), II.11 (a) et du couple figure II.10 (b), II.11(b) provoqueront des vibrations lors de la rotation de lemoteur. Pour le courant statorique figure II.10(c), II.11(c), l'amplitude des oscillations n'est plus constante, l'utilisation d'un onduleur de tension augmentera considérablement les ondulations des courants, de la vitesse et le couple, en particulier lorsque le moteur est en défaut.

II.7 Conclusion :

Nous avons proposé la phase de construction du modèle mathématique du moteur à induction pour la simulation de barres cassées, Ce modèle permette de comprendre les phénomènes physiques associés à la cassure de barre.

Tout d'abord, nous donnons les hypothèses simplifiées sur lesquelles le modèle multi-enroulements est basé, ce qui convient pour simuler la rupture de barres dans le rotor, puis calculons les différentes inductances et l'inductance entre le stator et le rotor, La méthode consiste à modéliser le rotor de lemoteurà travers des mailles reliées entre elles électriquement et couplées magnétiquement. Dans cette dernière, nous nous sommes intéressés à construire un modèle mathématique dans lequel les paramètres mesurables apparaissent clairement et n'ont pas besoin d'outils de calcul complexes.

Nous avons présenté les résultats de simulation obtenus avec le moteur à induction à l'état sain et l'état de défaillance.

Le moteur étant utilisée un variateur de vitesse, il semble qu'un dispositif de commande soit nécessaire, et la machine devrait être utilisée dans un état dégradé pour assurer la continuité de service du moteur. La commande par mode glissant, cette stratégie fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre trois :

*Commande non linéaire robuste
appliquée à moteur à induction en
présence des défauts rotorique*

III.1 Introduction

Dans le cas d'un système linéaire à paramètres constants, diverses lois de commande de type PI peuvent donner un bon résultat. Par conséquent, dans le cas où le système non linéaire ont des paramètres non constants. Ces lois peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas rapide et robustes, en particulier dans le cas d'exigences strictes en matière de précision du système et d'autres caractéristiques dynamiques, on doit faire appel à des lois de commande insensible cassure de barres. [59].

Ces dernières années, de nombreux auteurs ont traité le problème de la commande robuste des moteurs. Il consiste à trouver les conditions pour garantir que les performances requises sont atteintes en présence des perturbations dans le système. Différentes commande ont été proposées pour résoudre ces problèmes. De manière non exhaustive, on citera la commande par mode glissant.

Les commandes en mode glissant sont naturellement des commandes non linéaires avec des structures variables. Les premiers résultats obtenus en utilisant de telles commandes sont attribués aux chercheurs russes [60,61]. Le travail de [62] a été amélioré dans les années 70. La commande par mode glissant est basée sur la commutation autour d'une surface de glissement, dont le but est de forcer le système à atteindre cette surface et à y rester.

Le principe motivation de l'utilisation de cette commande est sa robustesse par rapport à l'incertitude des paramètres et aux perturbations externes. Cependant, l'introduction d'une action discontinue sur la première dérivée par rapport au temps de la surface de glissant produit un régime de glissant non idéal. En fait, ce régime est caractérisé par des oscillations à haute fréquence près de la surface. Ce phénomène est appelé "broutement" et est l'un des principaux inconvénients de cette technique, ce qui limite son utilisation en pratique. Ce phénomène peut stimuler une dynamique sans modèle et conduire à une instabilité du système commandé [63].

Nous expliquons dans ce chapitre comment appliquer la commande mode glissant au moteur à induction en présence des défauts rotoriques. À cette fin, nous présentons un rappel aux commande par mode glissant, puis concevons l'algorithme de commande à travers différentes étapes, puis appliquons la commande du moteur à induction et nous expliquerons et visualiserons enfin les résultats de la simulation.

III.2 Objectifs de commande mode glissant

Le but de la commande de mode glissant de vitesse peut être exprimé par points principaux.[55] :

- la surface $S(x,t)$ est synthétisée de sorte que toutes les trajectoires du système suivant la stabilité et régulation, le comportement de poursuite.
- Déterminer la loi de commande $u(x,t)$, qui peut attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir à la surface.

III. 3. Généralité sur la commande par mode glissant

Dans le système variable en utilise des commandes en mode glissant, on a trois configurations de base peuvent être trouvées pour synthétiser différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple, où la commutation se produit au niveau du composant de commande lui-même. Au niveau du contrôleur, cela s'appelle une structure de commutation. La seconde structure implique une commutation au niveau du retour d'état. Enfin, la dernière structure est une structure de commutation, qui ajoute un « commande équivalent » au niveau de la commande [64].

III.4 Principe de la commande mode glissant

La commande par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système dans un temps limité dans une région correctement sélectionnée, puis d'y rester. La région considérée est alors désignée comme une surface de glissement ou de commutation qui représente la relation entre les variables d'état du système. Il est défini par des équations différentielles qui déterminent complètement la dynamique du système. Une fois que le système évolue sur la surface de glissement, le comportement dynamique résultant est appelé régime de glissement. Parmi les propriétés des modes glissants [63] :

- Par rapport au système d'origine, le processus de glissement est réduit.
- La dynamique du système en mode glissant est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- Robustesse par rapport à certains types de variations de paramètres.

La trajectoire dans le plan de phase se compose de trois parties différentes, figure III.4 [64].

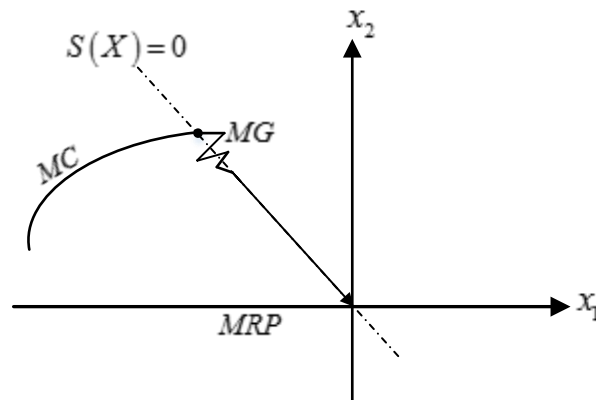


Figure III.4 Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

- **Mode de convergence :**

Dans ce mode, la variable se déplace de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(X) = 0$ et l'atteint dans un temps fini.

- **Mode de glissement :**

Dans ce mode, la changeant d'état a atteint la surface glissante et tend vers l'origine du plan de phase.

- **Mode de régime permanent :**

L'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il particularise la qualité et la performance de la commande.

III.5 Conception de l'algorithme de commande par mode glissant

La conception de l'algorithme de commande en mode glissant prend systématiquement en compte la stabilité et les bonnes performances dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies dans [66,67].

- Choix des surfaces de glissement
- Déterminer des conditions d'existence et de convergence du régime glissant
- Détermination de la loi de commande.

III.5.1 Choix de la surface de glissement

La conception du système de commande sera démontrée pour les systèmes non linéaires suivants [68] :

$$\dot{x} = f(x,t) + B(x,t)u(x,t) \quad (\text{III.1})$$

Où :

$x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $u \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur de commande, $f(x,t) \in \mathbb{R}^n$, $B(x,t) \in \mathbb{R}^{n \times m}$

La condition nécessaire pour établir le régime glissant d'ordre un est que le degré relatif de la surface de glissement S par rapport à la commande u soit égal à 1.

Le degré relatif du système est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie par rapport au temps, pour voir clairement l'entrée (la commande).

La surface de glissement peut être décrite sous deux formes :

$$S = \sum_{i=1}^n \eta_i e_i \quad (\text{III.2})$$

Tel que $e_{i+1} = \dot{e}_i$

Il suffit que le vecteur $[\eta_1 \dots \eta_{n-1}]$ génère des polynômes de Hurwitz, rendant ainsi le mode glissant asymptotiquement stable (si S tend vers zéro, l'erreur e et sa dérivée $(n-1)$ tendent également à zéro).

Soit sous la forme de "Slotine" :

$$S = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e \quad (\text{III.3})$$

La surface de glissement est généralement exprimée en termes de l'écart de la sortie par rapport à sa valeur désirée. Le but de la commande est de s'assurer que le signal de référence est suivi de sorte que l'écart e tend vers zéro.

III.5.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et de rester indépendamment de la perturbation [66,70]. Nous présentons deux types de conditions qui sont :

III.5.2.1 La fonction discrète de commutation

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN.

Elle se présente sous la forme [66] :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.4})$$

III.5.2.2 La fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov c'est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ de la variable d'état du système.

Les fonctions de LYAPUNOV sont définies de la manière suivante :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.5})$$

Et ses dérivés :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.6})$$

La loi de la commande doit réduire la fonction ($\dot{V}(x) < 0$). L'idée est de sélectionner une fonction scalaire $S(x) = 0$ pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et concevoir une commande U pour que le carré de la surface corresponde à la fonction de LYAPUNOV.

Donc, la condition de convergence est

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0.$$

III.5.3 Détermination de la loi de commande

La structure du contrôleur de mode glissant est divisée en deux parties : La première partie concerne une linéarisation précise U_{eq} , et la seconde partie est la stabilisation U_n .

Cette dernière est importante pour le réglage par mode glissant. Elle élimine l'effet de l'imprécision dans le modèle et rejeter les perturbations extérieures [65].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.7})$$

Le terme U_{eq} Conforme à la commande proposée par FILIPOV. Elle Tient les variables et contrôlez-les sur la surface de glissement $S(x) = 0$. Puisque la dérivée de surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$. [71]

Cela peut être interprété comme un retour d'état spécifique qui agit comme un signal de commande appliqué au système commandé. Alternativement, il peut être interprété comme la valeur moyenne prise par la commande en communication rapidement entre les valeurs U_{max} et U_{min} , comme le montre la Figure III.5.

Bien que les paramètres du modèle du système ne soient pas précis, la commande discrète U_n est déterminée pour vérifier les conditions de convergence [50].

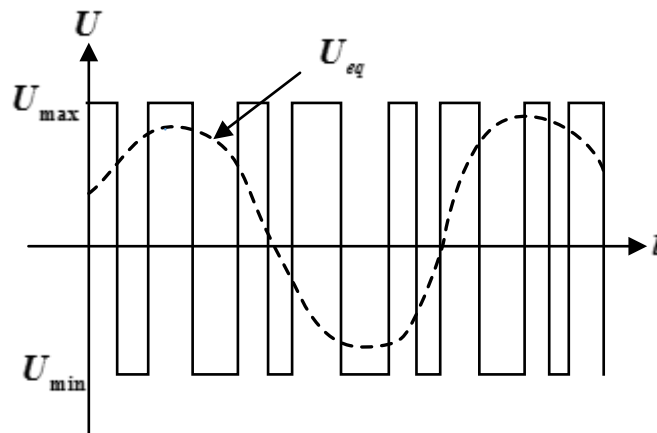


Figure.III.5Commande équivalent.

Nous avons considéré la forme d'état (l'équation III.1). Nous essayons de déterminer l'expression de la commande U .

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{III.8})$$

En remplaçant (III.1) et (III.7) dans (III.8), on obtient:

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \left(f(x,t) + B(x,t) \cdot U_{eq}(x,t) \right) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot U_n \quad (\text{III.9})$$

Pendant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, donc ses dérivées et discontinuités sont également nulles. De là on dérive l'expression de la commande équivalente [72] :

$$U_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x,t) \cdot \left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \right)^{-1} \quad (\text{III.10})$$

Pour que la commande équivalente prenne une valeur finie, vous devez :

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \neq 0 \quad (\text{III.11})$$

En mode convergence, en remplaçant la commande équivalente par l'expression (III.10) dans l'expression (III.9), nous avons trouvé une nouvelle expression pour la dérivée de surface [73]:

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot U_n \quad (\text{III.12})$$

Et la condition d'attractivité $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ devient [70] :

$$S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) < 0 \quad (\text{III.13})$$

Pour remplir cette condition, le signe de U_n doit être opposé au signe de $S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)$ [50].

Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre le type de relais donné par

L'expression suivante [75] :

$$U_n = k \cdot \text{sign}(S(x,t)) \quad (\text{III.14})$$

Où:

Le signe de k doit être différent du signe de $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)$.

Pour une fonction définie φ [68] :

$$\text{sign}(\varphi) = \begin{cases} 1, & \text{si } \varphi > 0 \\ 0, & \text{si } \varphi = 0 \text{ (III.15)} \\ -1, & \text{si } \varphi < 0 \end{cases}$$

La figure III.6 représente la fonction sign :

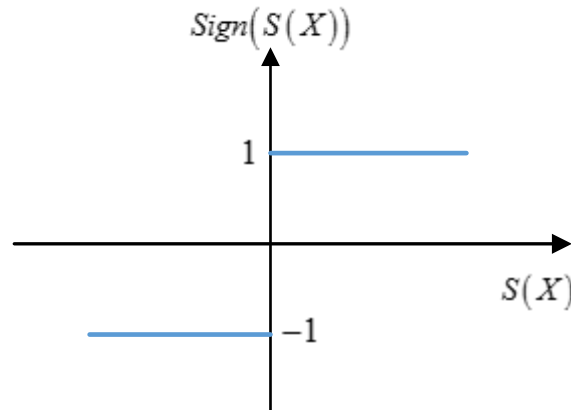


Figure. III.6 fonction sign.

III.6. Commande mode glissant appliquée au moteur à induction en présence des défauts [80,81]

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode de glissant de différentes structures avec commande non linéaire, nous analyserons l'application de la commande par mode de glissant dans les moteurs asynchrones à cage dans cette partie pour vérifier la méthode présentée par des résultats de simulation.

Dans cette étude, on d'applique la technique de commande mode glissant aux moteur à induction nous établirons des expressions de valeur de commande basées sur le modèle établi au chapitre II. De cette manière, le moteur peut être découplée selon les deux axes d et q coupler et ajuster chacun d'eux. Quatre surfaces doivent être sélectionnées pour la structure de la cascade. Rappelons que le modèle est calculé sur la base du principe de l'orientation du flux rotorique. La boucle interne peut contrôler les courants « I_{ds} et I_{qs} », tandis que la boucle externe peut contrôler le flux « Φ_r » et la vitesse « Ω_r ».

La figure (III.9) montre la structure de réglage de la vitesse du moteur. L'application de la stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à contrôler.

Les variables sont le flux Φ_r , le courant de l'axe d , le nombre de quadrature de l'axe q et la vitesse Ω_r .

Les grandeurs de sortie de la boucle externe représentent la référence du courant de la boucle interne.

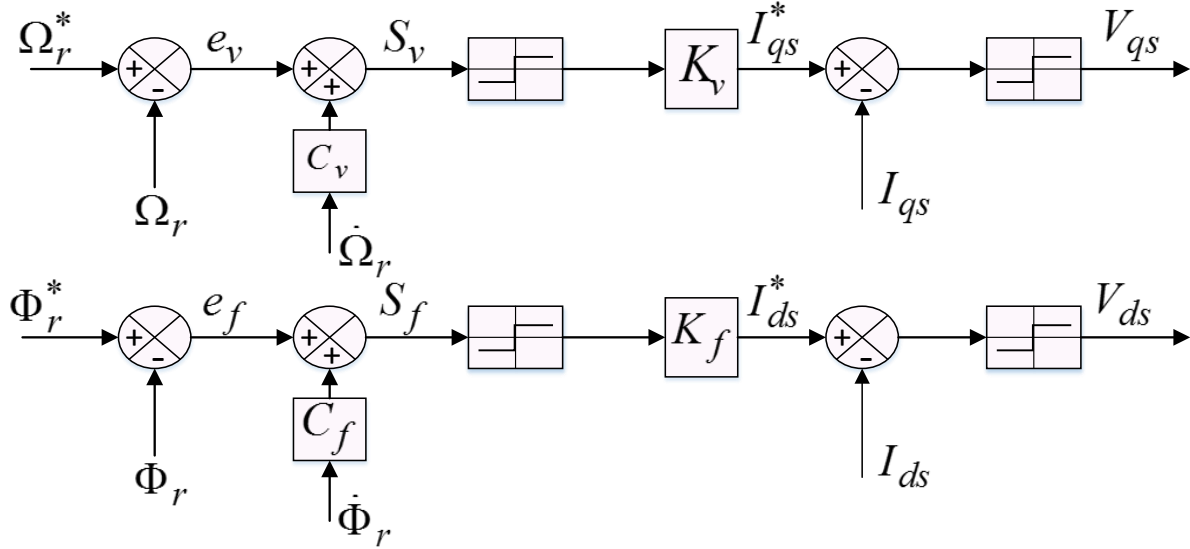


Figure.III.9 régulateurs de vitesse et de flux [23].

III.6.1 Sélection des surfaces de commutation

➤ Pour la vitesse :

$$\begin{cases} S_v = C_v \dot{e}_v + e_v \\ e_v = \Omega_{rref} - \Omega_r \end{cases} \quad \text{avec } C_v > 0 \quad (\text{III.17})$$

➤ Pour le flux :

$$\begin{cases} S_f = C_f \dot{e}_f + e_f \\ e_f = \Phi_{rref} - \Phi_r \end{cases} \quad \text{avec } C_f > 0 \quad (\text{III.18})$$

Les composantes I_{qs} et I_{ds} sont contrôlées indépendamment. Les surfaces correspondantes sont :

➤ Pour les courants I_{qs} et I_{ds} :

$$\begin{aligned} S_q &= I_{qs}^* - I_{qs} \\ S_d &= I_{ds}^* - I_{ds} \end{aligned} \quad (III.19)$$

Les entrées sont données par :

$$\begin{aligned} I_{qs}^* &= K_v \cdot \text{sign}(S_v) \\ I_{ds}^* &= K_f \cdot \text{sign}(S_f) \\ V_{qs}^* &= K_q \cdot \text{sign}(S_q) \\ V_{ds}^* &= K_d \cdot \text{sign}(S_d) \end{aligned} \quad (III.20)$$

III.6.2. Schéma de régulation de la commande par mode glissant

La figure (III.11) montre le schéma bloc complet de MG pour le réglage de la vitesse dumoteur.

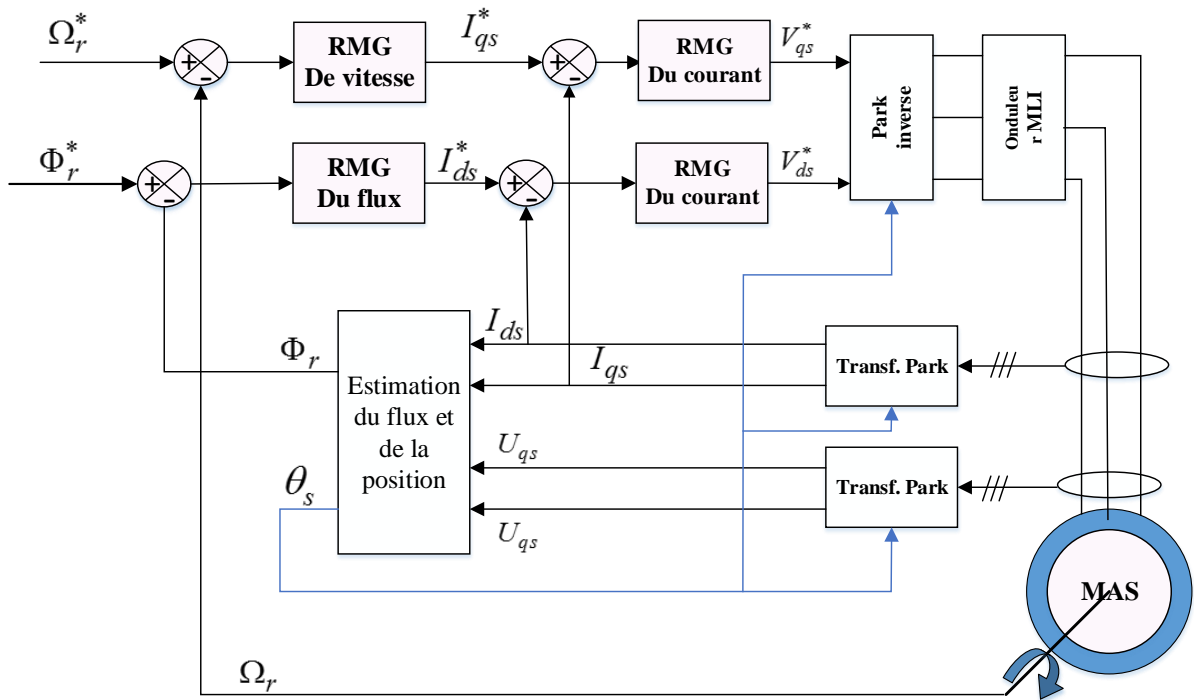


Figure III.10 Schémas de commande par MG

III.6.3. Estimation du flux

Les estimateurs utilisés pour estimer les angles du transformateur pour le flux statorique, la pulsation statorique [80,82].

On a donc :

$$\Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} = M \cdot I_{ds} \quad (\text{III.21})$$

L'équation (III.21) permet d'estimer le flux nous obtenons :

$$\Phi_r = \frac{M}{1 + sT_r} I_{ds} \quad (\text{III.22})$$

La pulsation statorique ω_s est :

$$\omega_s = \omega + \omega_r = p \cdot \Omega + \frac{M \cdot I_{qs}}{T_r \cdot \Phi_r} \quad (\text{III.23})$$

Le flux au démarrage est nul , alors on ajoute :

$$\omega_s = p \cdot \Omega + \frac{M \cdot I_{qs}}{T_r \cdot \Phi_r + \varepsilon} \quad \text{Avec } \varepsilon = 0.001 \quad (\text{III.24})$$

III.7 Résultats de simulation

Le réglage mode de glissant est applicable à toutes les boucles de régulation du moteur, le MAS est alimentée par onduleur MLI au long de simulation, la valeur du flux de référence est maintenue à 1 Wb grâce à un bloc d'estimation.

III.7.1 Etat sain

La figure III.11 montre les performances de la MAS en régime transitoire et permanent à l'état sain contrôlée par MG basée sur la théorie de stabilité de Lyabunov, la figure III.11 (a) montre la réponse de la vitesse rotorique, la vitesse suit sa référence (120 rad/s) avec un dépassement et des oscillation. Aucune ondulation dans la courbe du couple électromagnétique, comme illustré à la figure III.11 (b) ce qui prouve que la commande par mode glissant capable de surmonter la réjection du couple de charge externe. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale (un pic de 20 N.m), ensuite il se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi, après le régime transitoire, puis la machine est chargée par un couple de résistant (3.5 N.m) à $t=1s$, le couple électromagnétique compense les pertes par frottement et le couple résistant. La figure III.11 (c) montre le comportement du courant statorique, elle est répond bien aux variations imposées par la charge, et sa forme est très proche de la sinusoïdale.

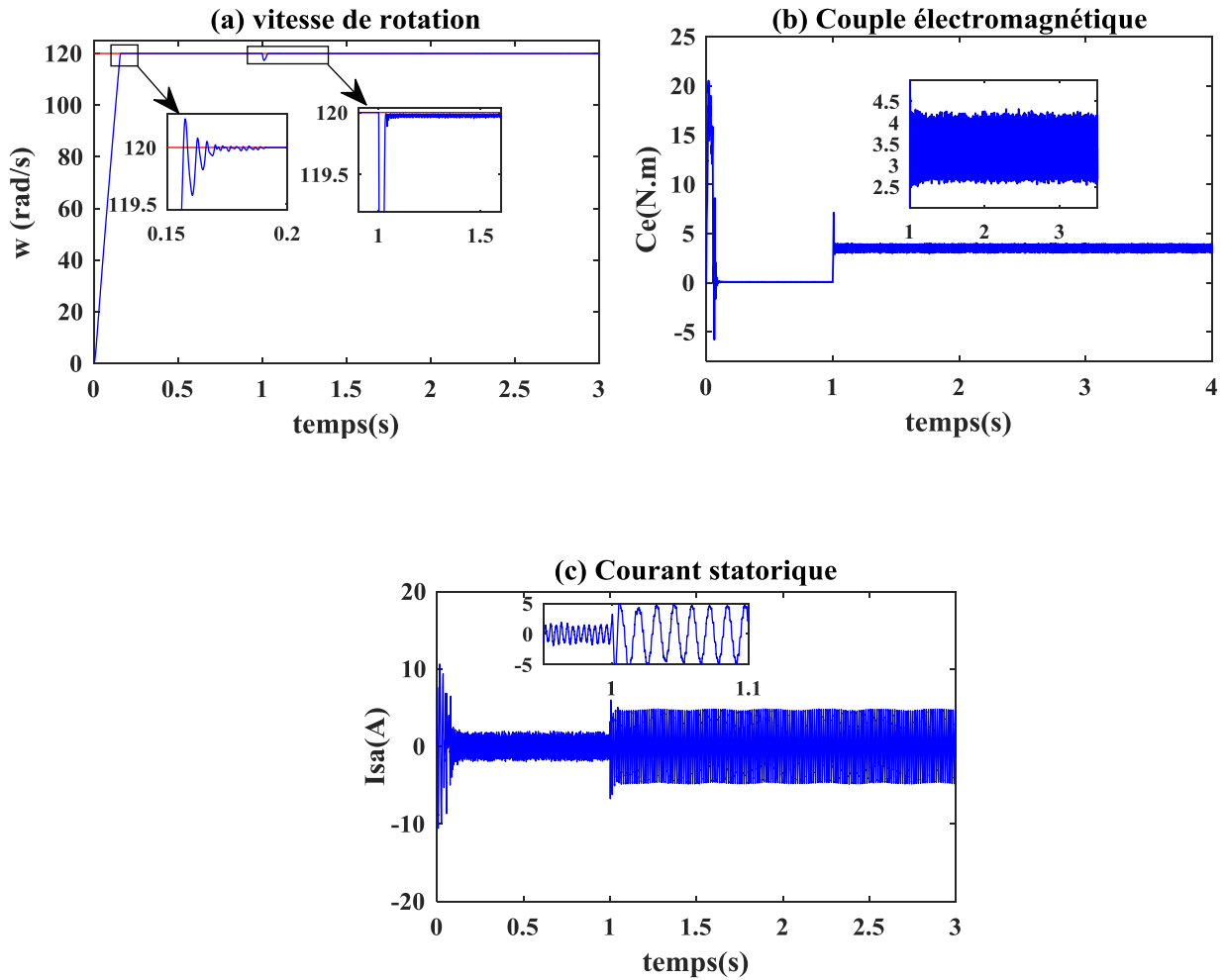


Figure III.11 Réponses de commande par MG appliquée au MAS à $t=1s$ ($C_r = 3.5N.m$)

- Cas de variation de la charge

Dans ce test les résultats obtenus pour un variable de charge. Au début de ce test, la charge est à vide. À $t=1s$ la charge à celle de valeur nominale (3.5 Nm), puis à $t=2s$ on augmente la charge jusqu'à 5 Nm, dans ces conditions la vitesse de référence est fixée à 120 rad/s. Les résultats correspondants regroupés dans la figure (III.12). Nous constatons que le couple électromagnétique suit parfaitement la valeur de la consigne (figure III.12(b)). On peut noter également que la variation de charge influée légèrement sur les grandeurs de vitesse (figure III.12(a)), Le courant statorique présente des allures sinusoïdales bruitées (figure III.12(c)).

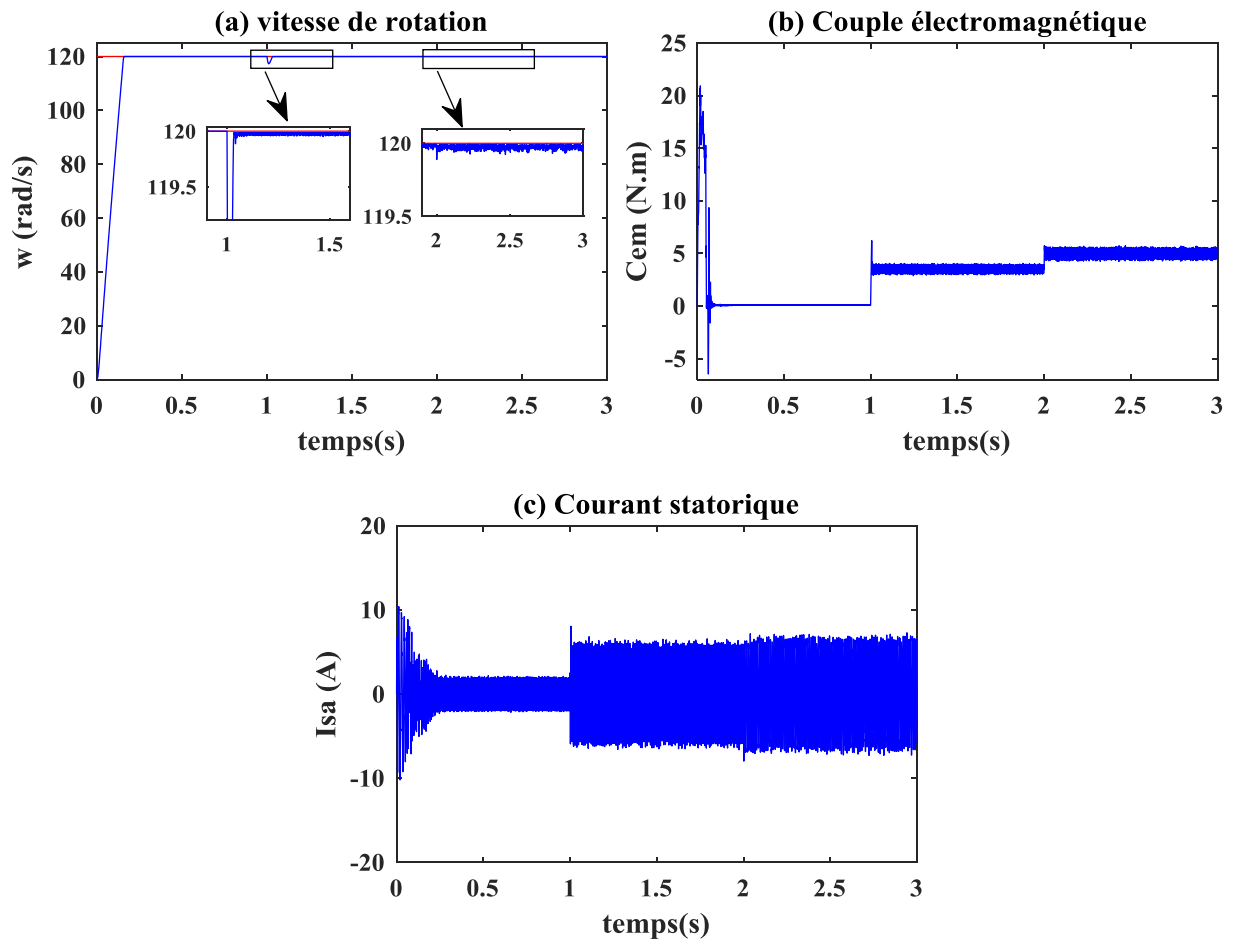


Figure III.12 Réponses de commande par MG avec variation de charge

III.7.2. Etat défectueux

Cette section présente les caractéristiques de la MAS telles que la vitesse, le couple électromagnétique, le courant statorique lorsque le moteur fonctionne avec cassure de barre, le démarrage est effectué à vide, la vitesse est fixée à 120 rad / s avec un couple nominale constant de 3.5 N.m est appliquée à $t = 1$ s. La défaillance a été introduite au temps $t = 2$ sec.

- **Cas d'une cassure une seule barre**

Cette section présente les caractéristiques de la MAS telles que la vitesse, le couple électromagnétique, le courant statorique lorsque le moteur à induction fonctionne avec cassure de barre, le démarrage est effectué à vide, la vitesse est fixée à 120 rad / s avec un couple nominale constant de 3.5 N.m est appliquée à $t = 1$ s. Le défaut a été introduite au temps $t = 2$ sec (cassure d'une seule barre).

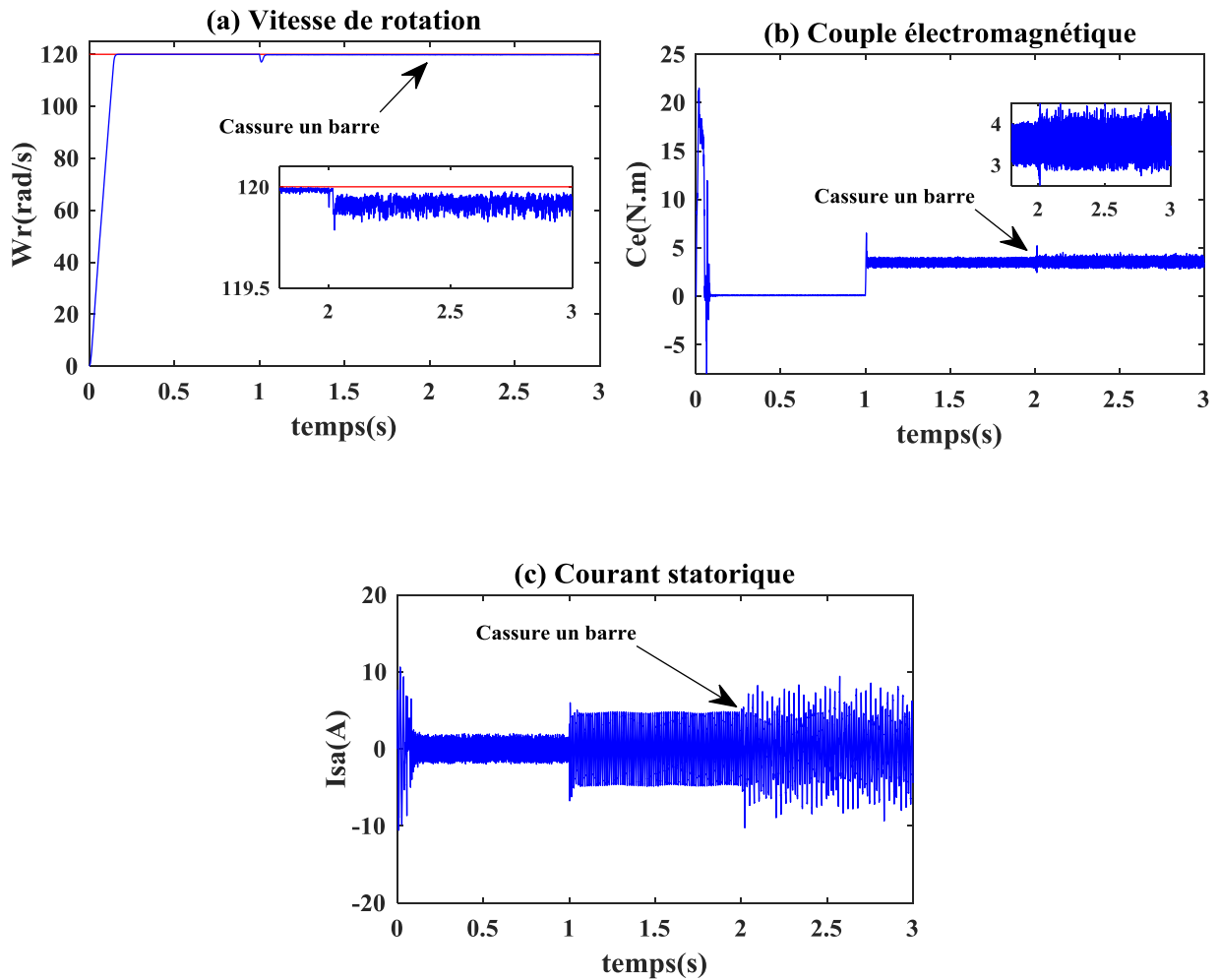
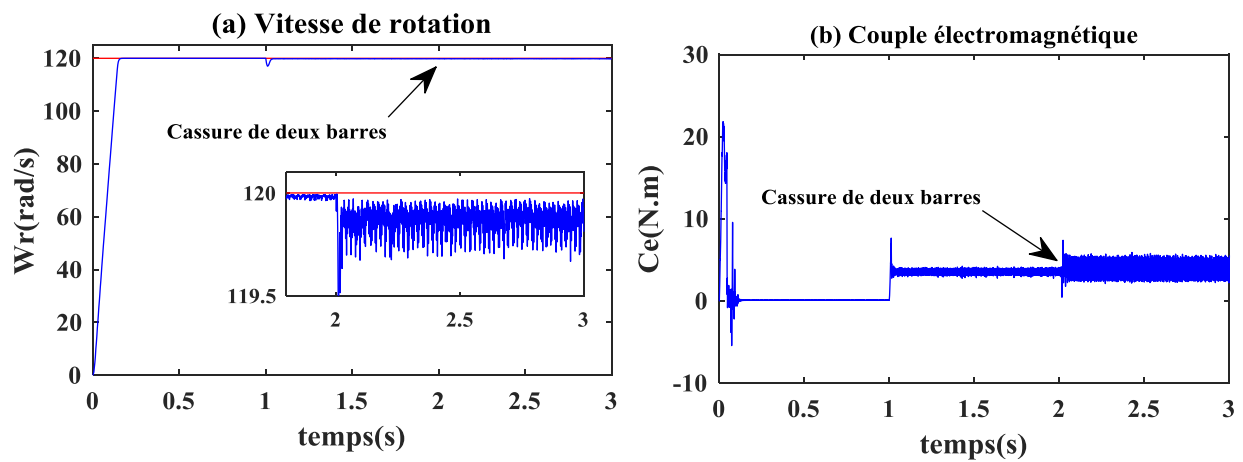


Figure III.13 Réponses de commande par MG appliquée au MAS avec cassure d'une barre

- Cas cassure de deux barres

La vitesse de référence est fixée à 120rd/s avec un couple nominal à $t = 1\text{sec}$. La cassure de deux barres a partir de $t = 2\text{sec}$.



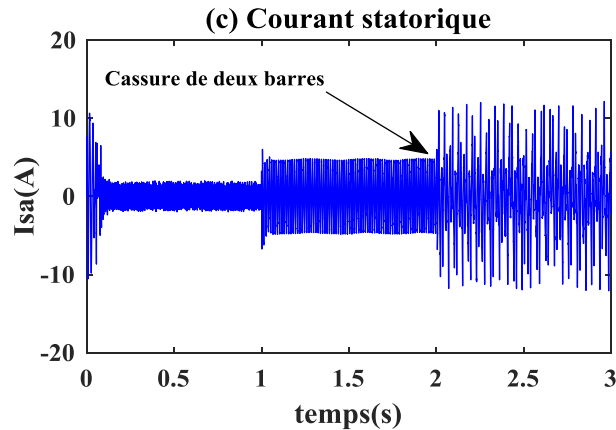


Figure III.14 Réponses par MG appliquée à la MAS avec cassure de deux barres

➤ Interprétation des résultats

Après l'occurrence du défaut, les performances de la machine ont diminué, l'introduction du défaut se manifeste par une légère chute de vitesse figure III.13 (a) et figure III.14 (a). Des fortes ondulations du couple électromagnétique sont visibles sur la figure III.13 (b) et figure III.14 (b). Le courant de phase du stator n'est pas une onde sinusoïdale, et il est déformé par le défaut, comme le montrent la figure III.13 (c) et figure III.14 (c).

À partir de ces résultats de simulation, on peut conclure que même s'il y a un couple de charge, les cassures de barres rotorique s'affecteront les performances de la commande par mode glissant, et la machine ne peut pas manipuler correctement lorsque le rotor à cage d'écureuil est déséquilibré.

III.8 Conclusion

Ce chapitre présente la théorie de réglage par mode glissant et son application pour le contrôle de vitesse robuste dans les moteurs à induction.

Le test de robustesse réalisé sur MAS montre clairement que la robustesse de cette commande offre de meilleures performances près du point de fonctionnement, des variations des résistances rotoriques des perturbations dans le moteur, mais l'inconvénient de cette commande est Chattering due par ses caractéristiques de commutation non linéaires. Ce problème a été étudié pour remédier le phénomène de Chattering, réduisant ainsi la forte oscillation de l'organe de commande. Dans cette raison, dans le chapitre suivant, nous proposerons une stratégie de commande pour un moteur à induction basé sur l'intelligence artificielle.

Chapitre quatre :

*Réglage robuste de la vitesse appliquée à la
MAS par la logique floue type-1 & type-2*

IV.1.Introduction

La logique floue est un sujet actualité aujourd'hui. En fait, il existe depuis longtemps et son histoire de développement peut être divisée en trois phases. C'est le paradoxe logique et l'incertitude de Heisenberg qui ont conduit au développement de la « logique à plusieurs valeurs » ou de la « logique floue » dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black a appliqué la logique continu, qui classe éléments ou des symboles en fonction de l'échelle de valeurs vraies $\{0, \frac{1}{2}, 1\}$. La base théorique de logique floue a été établie par M Zadeh en 1965 [83].

Cette partie est divisée en deux principales parties. Dans la première on décrit en premier lieu les principes de la logique floue type-1. Deuxièmement, la structure interne d'un contrôleur floue type-1 et son application dans le réglage de vitesse à la MAS en tenant compte des cassures de barres. La deuxième partie se concentrera sur la conception du régulateur flou de type-2 et leurs caractéristiques les plus importantes. Enfin, utilisés pour régler la vitesse de la MAS avec cassure de barre.

IV.2. Commande par logique floue

Les techniques d'intelligence artificielle, notamment la logique floue, sont toutes connues pour leur grand potentiel pour résoudre les problèmes liés aux processus industriels, à l'estimation et à l'identification des paramètres des modèles de variantes. Il peut être utilisé à bon escient pour que ses qualités permettent de réduire certains problèmes liés aux erreurs de modélisation qu'à la méconnaissance même du modèle du système commandé. Un contrôleur PI sera à logique floue « FLC », c'est à dire un PI-flou, a la capacité d'améliorer les performances dynamiques et statiques d'un contrôle bouclé et quelle que soit de la connaissance du modèle du système à commander. Cela pourrait donner une priorité a priori favorable pour le FLC, en particulier pour l'amélioration de la robustesse d'une commande contre les erreurs de modélisations et les dérives paramétriques, souvent inévitables. En effet, la difficulté de la commande ou de l'estimation sera dépassée en utilisant des règles linguistiques simples pour traduire facilement les connaissances comme un expert pour répondre à un problème spécifique du système à commander [84].

Dans ce contexte, il y a un aperçu de l'histoire de la logique floue, du porté et de la théorie et de ses principes de base. Ensuite, nous montrerons la description de la commande par logique floue avec ses différentes étapes de fuzzification, inférence et défuzzification et cette commande

est appliquée au réglage de la vitesse du MAS. Les performances de ce réglage seront montrées par des résultats de simulation et les tests de robustesse sont également effectués.

IV.3.Principe de logique floue

La conception du régulateur classique nécessite une connaissance précise du modèle de système à commander. La valeur d'entrée doit être mesurée avec précision pour éviter les erreurs. Pour les régulateurs flous, il n'est pas nécessaire de connaître le modèle mathématique du processus. L'expérience des opérateurs de processus ou les connaissances des experts doivent être prises en considération lors de l'établissement d'une commande floue. Ensuite, remplacez l'algorithme de réglage conventionnel par une série de règles de linguistique [90,91].

La commande par logique floue peut être utilisée lorsque les procédés à commander sont mal connus ou difficiles à décrire avec précision, ou lors les variables sont évaluées subjectivement et exprimées en langage naturel et non numériquement. Elle est simple à produire et flexible, il est donc facile de s'adapter aux conditions de fonctionnement du processus. Les règles sont faciles à comprendre et à modifier car elles sont exprimées en termes du langage naturel [90,92].

Dans la théorie des ensembles traditionnelles, les choses appartiennent ou n'appartiennent pas à un certains ensembles [93]. Par conséquent, la théorie de ces ensembles flous est basée sur la notion d'appartenance partielle.

La figure (IV.1) illustre ce qui différencie les deux théories provient des limites des ensembles définis.

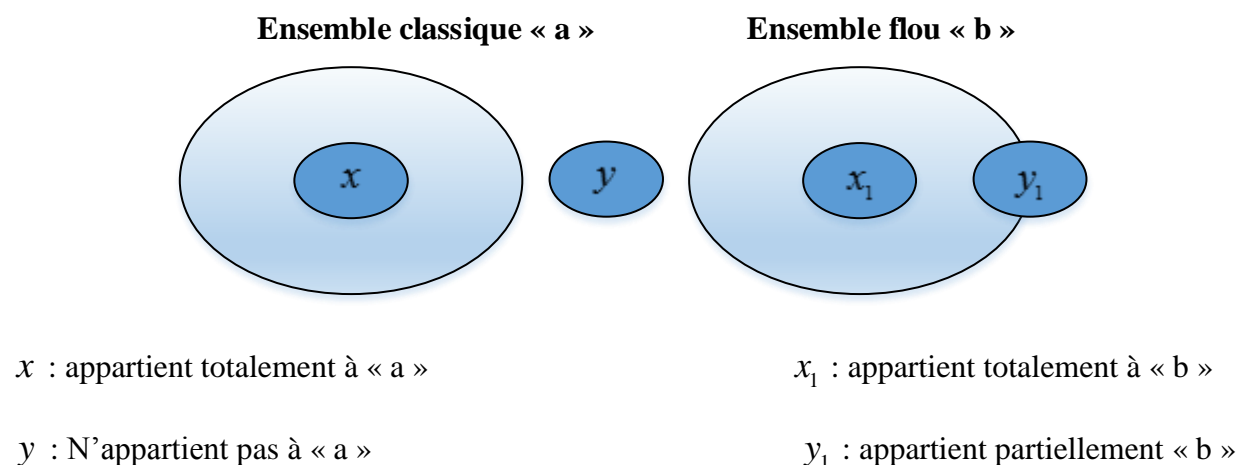


Figure.IV.1 Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou

Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1. Tandis que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1, nous l'appelons la fonction d'appartenance μ .

La fonction triangulaire:

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases} \quad \text{ou } \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{IV.1})$$

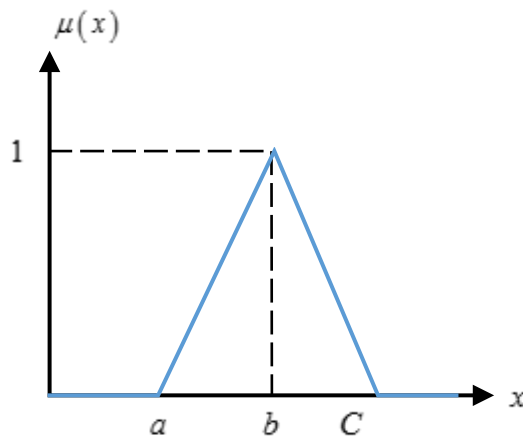


Figure. IV.3 Représentation de la fonction triangulaire.

- La fonction trapézoïdale :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & d \leq x \end{cases} \quad \text{ou } \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (\text{IV.2})$$

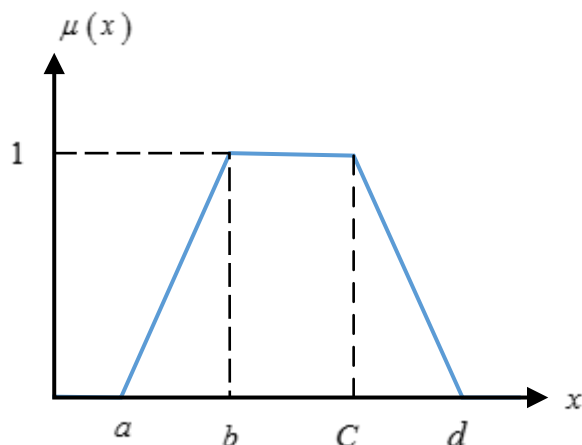


Figure. IV.4 Représentation de la fonction trapézoïdale.

- La fonction gaussienne :

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{IV.3})$$

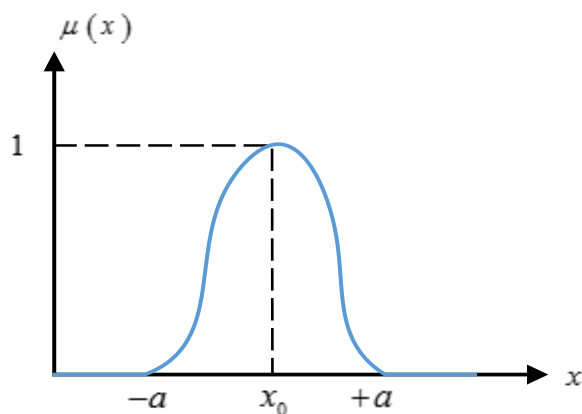


Figure. IV.5 Représentation de la fonction gaussienne.

IV.4. Structure d'un régulateur floue

Contrairement aux techniques de réglage conventionnelles, le réglage par la logique floue ne traite pas des formules ou des relations mathématiques bien définies. Cependant, des inférences peuvent être utilisés avec plusieurs règles floues basées sur des opérateurs flous tels que ET, OU, ALORS, ..., etc, et appliquées à des variables linguistiques. Premièrement, en définissant une fonction d'appartenance pour chaque variable d'entrée, la variable d'entrée est convertie en une variable floue. Par la suite, la commande floue résultante de l'inférence en commandes réelles et appliquées au processus.

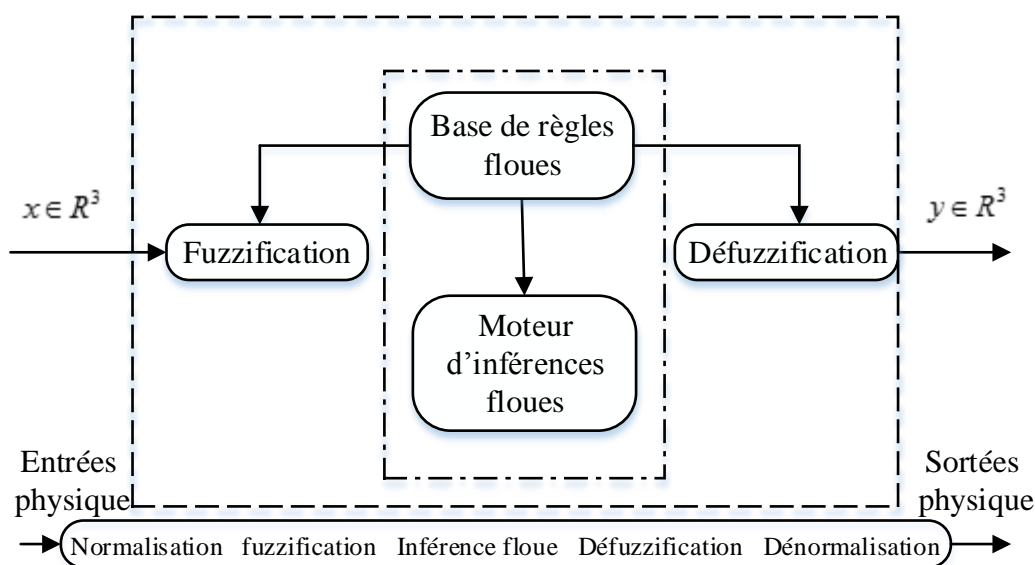


Figure.IV.6 Schéma d'un contrôleur flou.

IV.4.1. Fuzzification

Le bloc de fuzzification remplit les fonctions suivantes : détermine la plage de valeurs pour la fonction d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrée ; fuzzification qui traduit les données d'entrée en valeurs de linguistique appropriées qui peuvent être considérées comme des étiquettes pour les ensembles flous. Cette opération doit être effectuée dans un domaine normalisé généralement de l'intervalle $[0, 1]$ pour faciliter le calcul [98].

IV.4.2. Base de règles

La base de connaissances contient des règles floues décrivent le comportement du système. Tous les autres composants sont au cœur du système global car ils sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles pour former le système final [99].

- Une base de données
- La base de règles

IV.4.3. Mécanisme d'inférence floue

Le moteur d'inférence floue utilise la technique d'inférence floue pour convertir la partie floue générée par la fuzzification en une nouvelle partie floue pour définir l'ensemble flou qui caractérise la commande. En fait, le mécanisme de raisonnement combine des règles floues pour convertir l'ensemble flou dans l'espace de sortie.

L'inférence peut décrire de manière explicite par la description linguistique à l'aide d'une série de règles, chaque règle a une condition précédée d'un ensemble SI et une conclusion, une action OU opération précédée d'un ensemble ALORS.

La stratégie du réglage dépend principalement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie. Le traitement numérique des règles d'inférence permettant d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur est généralement effectué par trois méthodes [51,84] :

- Max-Min (Mamdani)
- Max-Produit (Larsen)
- Somme-Produit.

IV.4.4. Défuzzification

Cette étape consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en des grandeurs numériques, c'est-à-dire que les ensembles flous résultant de l'inférence sont convertis en des valeurs numériques ; ensuite, ces valeurs sont dénormalisées et appliquées au processus. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification telle que : méthode de maximum, méthode de la moyenne des maximums, méthode du centre de gravité, ..., etc [49].

- **La méthode de maximum :**

Est la plus simple, elle inclut de ne considérer que chaque la règle selon laquelle chaque sortie présentant la validité maximale. Cette technique est rarement utilisée car elle représente des inconvénients lorsque la fonction d'appartenance à plusieurs valeurs résultante au maximum.

- **La méthode de la moyenne pondérée :**

Le défuzzificateur vérifie l'ensemble flou, qui détermine que la fonction d'appartenance de fonction flou est la plus grande, puis calcul la moyenne de ces valeurs suit à la défuzzification.

- **La méthode du centre de gravité :**

Efficacité supérieure et le meilleur résultat. Elle s'agit de déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance en sortie à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^1 x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^1 \mu_B(x) dx} \quad (\text{IV.12})$$

IV.5. Application de contrôleur flou type-1 à la MAS

Le contrôleur flou type-1 (CFT1) est représenté par la figure (IV.7).

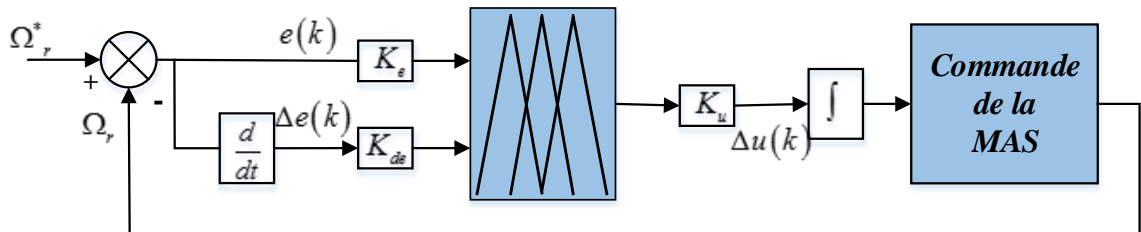


Figure. IV.7 Structure du contrôleur flou type-1

Le choix approprié de ces derniers (K_e , K_{de} et K_u) garantit la stabilité, améliorer les dynamiques et régler les performances statiques du système à régler.

Les entrées du contrôleur sont l'erreur de vitesse et sa variation :

L'erreur « e » est:

$$e = \Omega_r^* - \Omega_r \quad (\text{IV.13})$$

La variation de l'erreur de vitesse « Δ_e »:

$$\Delta e = e(k+1) - e(k) \quad (\text{IV.14})$$

Et le signal de commande est déterminé par la relation suivante :

$$C_{em}^*(k+1) = C_{em}^*(k) + k_u * \Delta C_{em}^* \quad (\text{IV.15})$$

Les entrées (e et Δ_e) et la sortie (Δ_u) sont fuzzifiées en cinq sous-ensembles flous, ces sous-ensembles ont des formes triangulaires et trapézoïdales, des fonctions d'appartenance symétriques et équidistantes, comme le montre la figure (IV.8) suivante :

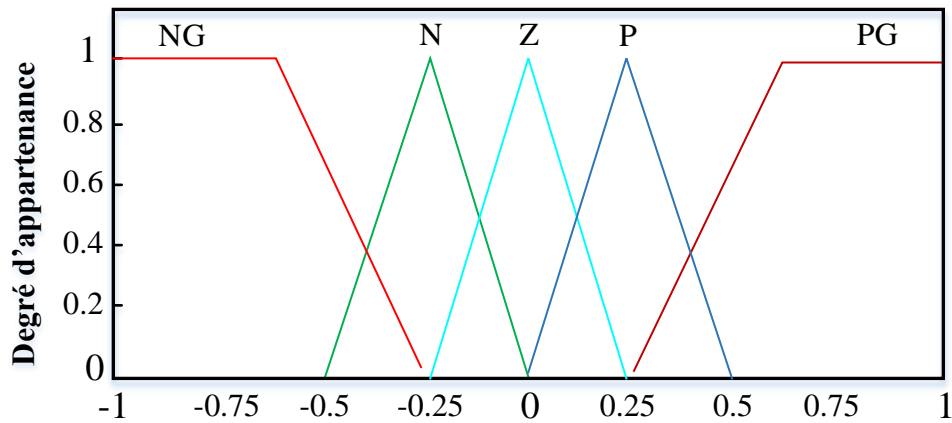


Figure.IV.8 Forme des fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu)

D'après le tableau IV.2, les règles d'inférence de notre système sont représentées par une matrice d'inférence

La commande		Erreur				
		NG	N	Z	P	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	N	N	Z
	N	NG	N	N	Z	PG
	Z	N	N	Z	P	PG
	P	N	Z	P	P	PG
	PG	Z	P	P	PG	PG

Tableau IV.2 : Matrice d'inférence de cinq ensembles flous

Le régulateur flou à deux entrées est représenté par sa surface caractéristique suivante :

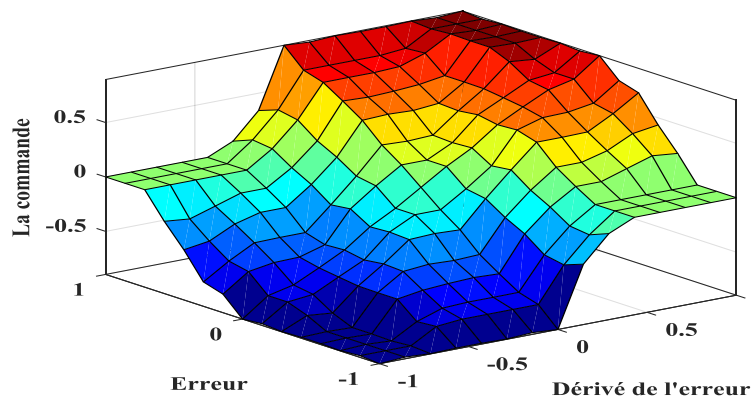


Figure.IV.9 Surfaces caractéristique d'un régulateur flou.

IV.6 Résultats de simulation

À la fin de cette partie, nous présentons les résultats du commande par mode glissant applique au moteur à induction avec régulateur flou type-1, la MAS est alimentée par onduleur de tension MLI au long de simulation, la valeur du flux de référence est maintenue à 1 Wb grâce à un bloc de défluxage.

IV.6.1 Etat sain

La figure VI.10 montre les performances de la MAS en régime transitoire et permanent à l'état sain contrôlée par MGBasée sur la logique flou type1, la figure VI.10(a) montre la réponse de la vitesse rotorique, la vitesse suit sa référence (120 rad/s) avec un dépassement négligeable et sans oscillation. Aucune ondulation dans la courbe du couple électromagnétique, comme illustré à la figure VI.10(b) ce qui prouve que la commande par mode glissant à base flou type1 capable de surmonter la réjection du couple de charge externe. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale (un pic de 24 N.m), ensuite il se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi, après le régime transitoire, puis la machine est chargée par un couple de résistant (3.5 N.m) à $t=1s$, le couple électromagnétique compense les pertes par frottement et le couple résistant. La figure VI.10(c) montre le comportement du courant de phase statorique, elle est répond bien aux variations imposées par la charge, et sa forme est très proche de la sinusoïdale.

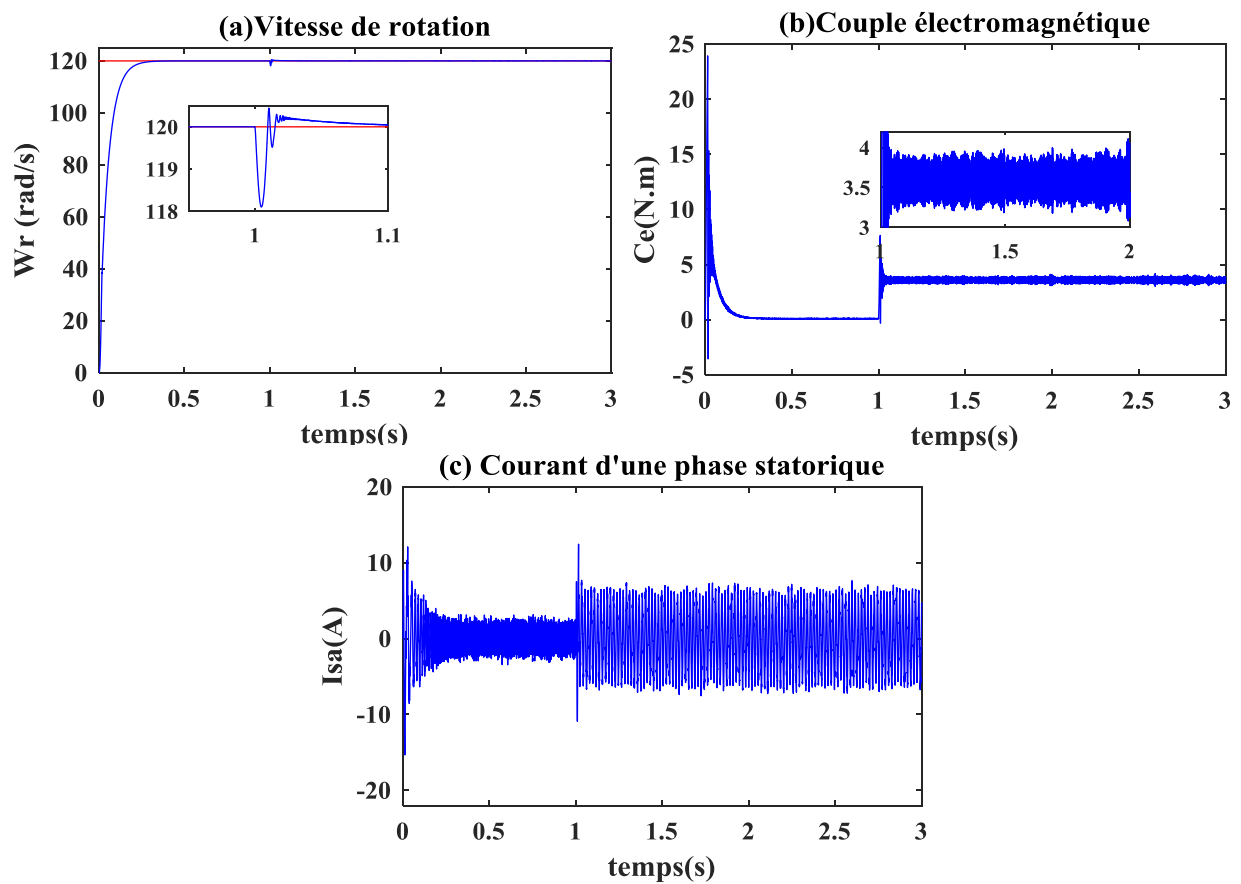


Figure VI.10 Réponses par MG flou type-1

- **Cas de variation de la charge**

Dans ce test les résultats sont obtenus pour un fonctionnement à charge variable. Au début de ce test, la charge est à vide. À l'instant $t = 1$ s la charge à celle de valeur nominale (3.5 Nm), puis à $t = 2$ s on augmente la charge jusqu'à 5 Nm, dans ces conditions la vitesse de référence est fixée à 120 rad/s. Les résultats correspondants sont regroupés dans la figure (VI.11). le couple électromagnétique suit parfaitement la valeur de la consigne (VI.11(b)). On peut noter également que la variation de charge influée légèrement sur les grandeurs de vitesse (III.12(a)), Le courant statorique présente des allures sinusoïdales bruitées (VI.11(c)).

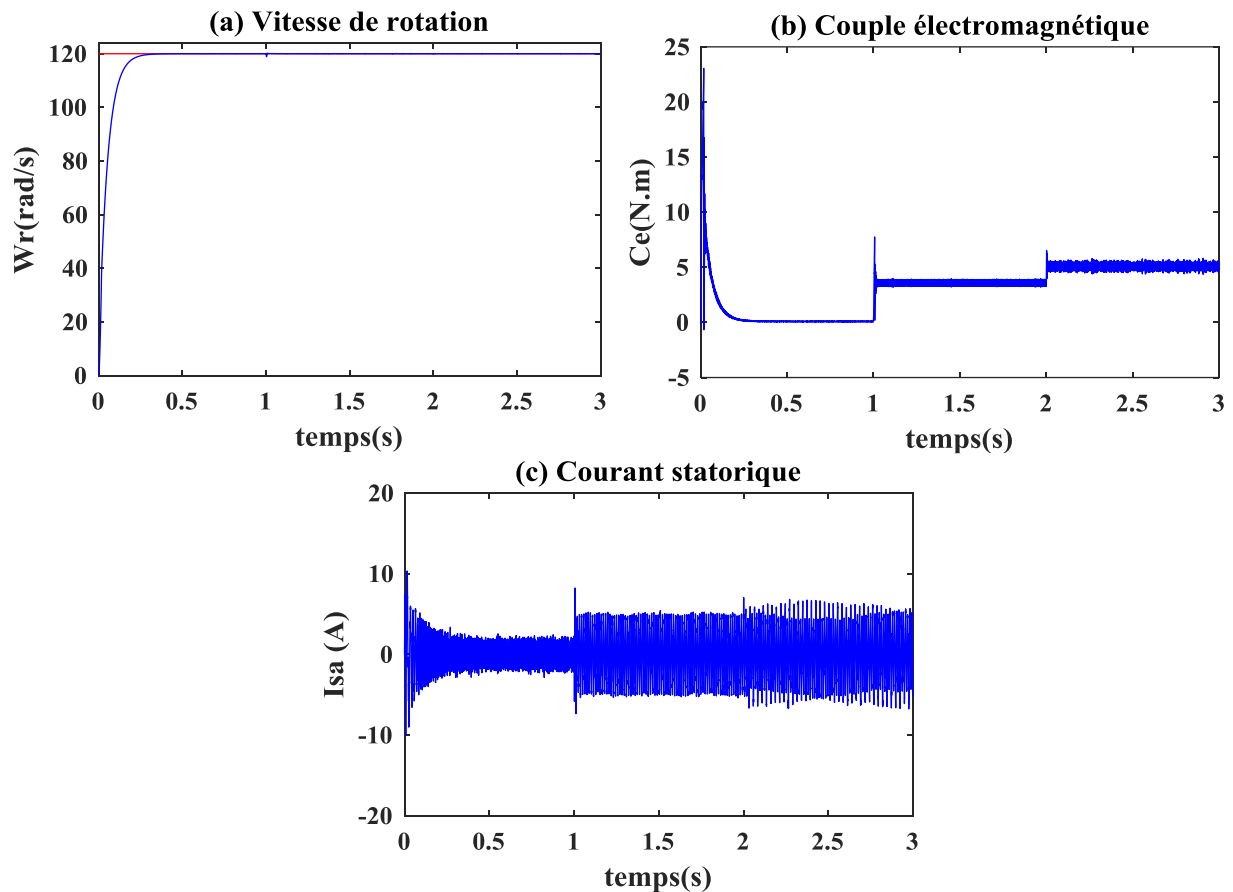


Figure IV.11 Réponses de la commande par MG flou de la MAS avec d'une variation de la charge, à $t=1s$

($C_r = 3.5 N.m$), à $t=2s$ ($C_r = 5 N.m$)

IV.6.2. Etat défectueux

- **Cassure D'une barre**

Cette section présente les caractéristiques de la MAS telles que la vitesse, le couple électromagnétique et le courant statorique lorsque la machine fonctionne avec défaut de type cassure de barre, le démarrage est effectué à vide, la vitesse de référence est fixée à 120 rad / s avec un couple de charge nominale constant de 3.5 N.m est appliquée à $t = 1s$. La défaillance a été introduite au temps $t = 2sec$ (cassure de la 1^{ère} barre).

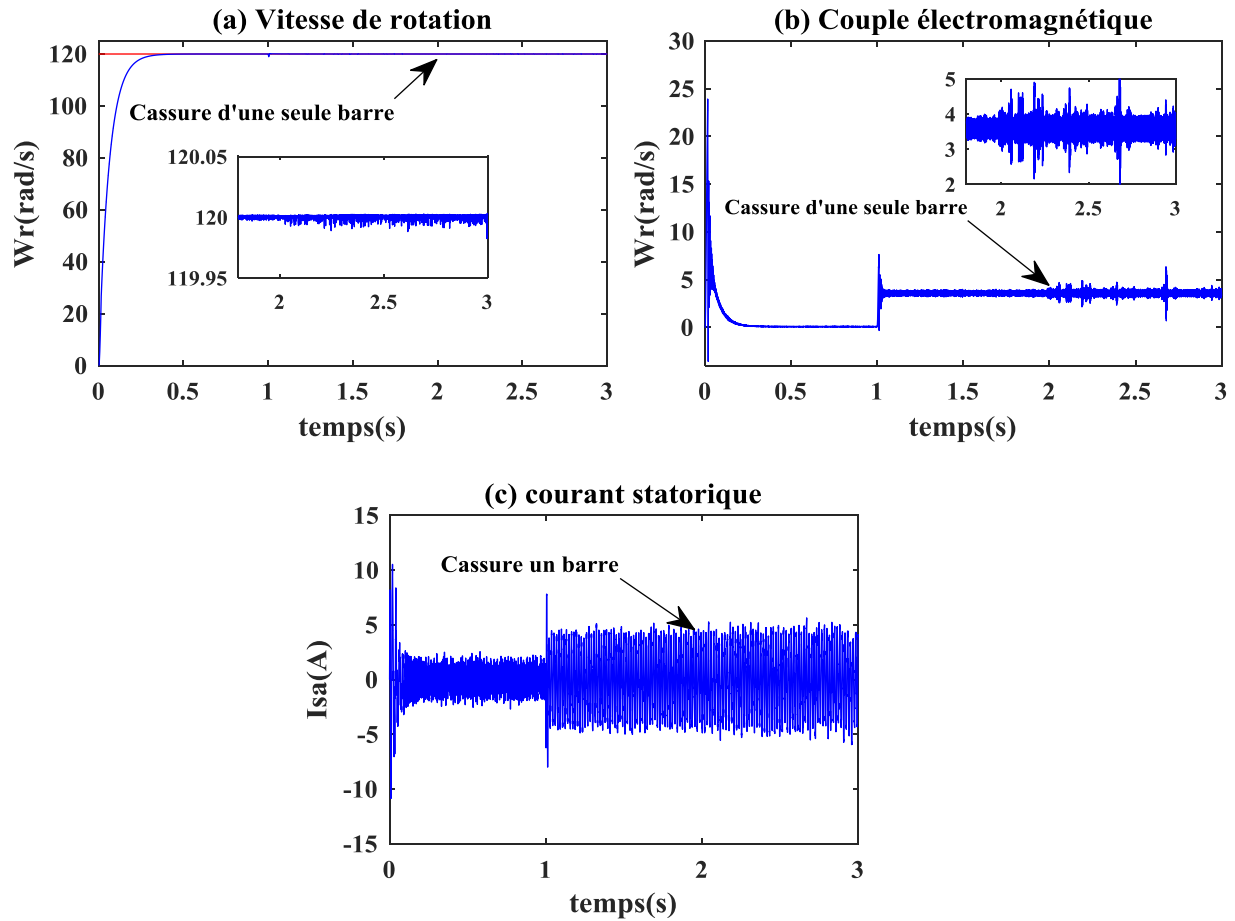
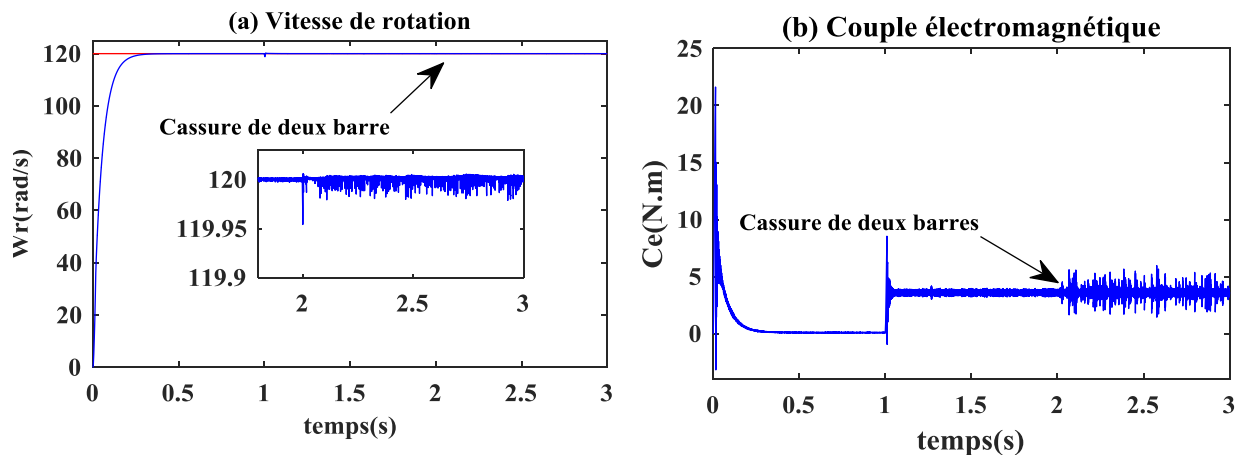


Figure IV.12 Réponses de la commande par MG flou de la MAS avec cassure d'une barre

- Cassure de deux barres

Cette section présente les caractéristiques de la MAS telles que la vitesse, le couple électromagnétique courant statorique lorsque le moteur fonctionne avec cassure de barre, le démarrage est effectué à vide, la vitesse de référence est fixée à 120 rad / s . Le défaut a été introduite au temps $t = 2\text{sec}$ (cassure de deux barres).



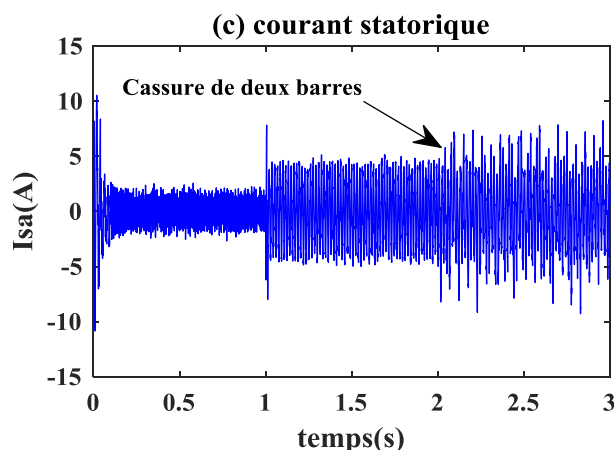


Figure.IV.13 Réponses de la commande par MG flou de la MAS avec cassure de deux barres avec une charge à $t=1s$ ($C_r = 3.5N.m$)

➤ Interprétation des résultats

Les simulations représentées sur les figures (IV.10), (IV.11), (IV.12) et (IV.13) montrent la réponse du MAS en mode sain et défectueux avec la CMGFT1. Les résultats montrent que, la commande du mode glissant basée sur un système flou type 1 a des performances supérieures, non seulement en termes de suivi, mais aussi en termes d'ajustement, il suit bien la vitesse de référence, et l'erreur statique est presque zéro. Cela conduit à une erreur de suivi inférieure qui est beaucoup moins petite que le résultat du régulateur MG, montrant ainsi le réglage flou parfait dans la commande.

L'introduction de la charge n'a aucun effet sur le développement de la vitesse et montre de performances avant et après l'application d'une charge (Fig IV.10) et c'est la même lors de la variation de charge (Fig IV.11), nous avons remarqué que le temps de réponse en vitesse est exécuté sans dépassement et sans oscillations, le couple de charge est bien compensé par le couple électromagnétique, on peut dire que la commande glissant floue type-1 est efficace (minimum de broutements).

Les figures (IV.12), (IV.13) montrent l'effet de la fracture des barres du rotor sur les réponses du MAS. Évidemment, après un défaut, les oscillations de vitesse peuvent être vues à travers le zoom montré sur les figures (IV.12(a)), (IV.13(a)), fortes ondulations dans le signal du couple électromagnétique peut également être vu aux figures (IV.12(b)), (IV.13(b)). Le courant de phase du stator n'est plus une sinusoïdale et la distorsion du signal est causée par l'influence du défaut. Les oscillations de cette quantité physique sont visibles aux figures (IV.12(c)),

(IV.13(c)), on peut citer que l'augmentation du nombre de barres défectueuses affectera les réponses du MAS (la fig IV.13).

Les résultats obtenus montrent que, contrairement à la commande par mode glissant, le contrôleur flou utilisé a de bonnes performances et un broutement minimum. Pour améliorer les résultats, dans la section suivante, nous avons remplacé le régulateur flou de type-1 avec un régulateur flou de type-2.

IV.7. Commande par la logique floue type-2

Zadeh [100] a introduit le concept d'ensembles flous de type 2, le concept d'ensembles flous réguliers. L'ensemble flou de type 2 caractérisé par la fonction d'appartenance, c'est-à-dire la valeur d'appartenance de chaque élément de l'ensemble, est le nombre flou dans l'intervalle $[0,1]$. Les ensembles flous de type 2 peuvent être utilisés dans des situations d'incertitude. L'incertitude peut prendre la forme d'une fonction d'appartenance ou d'un de ses paramètres. Le plus grand avantage de la logique floue de type 2 par rapport à la logique floue de type 1 est sa capacité à prendre en compte les incertitudes numériques et linguistiques [98].

Les ensembles flous de type-2 sont très efficaces dans la modélisation des incertitudes, minimisant leurs effets basés sur la règle et recherchent une fonction d'appartenance convenable lorsque la forme de cette dernière ou l'un de ces paramètres est incertaine. Malheureusement, ces ensembles flous de type-2 sont plus difficiles à définir et à utiliser que les ensembles flous de type-1. Mais, leur bonne manipulation des incertitudes, non prises en charge par les ensembles flous de type-1, justifie leur utilisation [101].

Actuellement, le flou de type-2 est utilisé dans diverses applications, tels que : la prise de décision, la résolution des relations floues, la surveillance des processus, la stabilité des fonctions, le contrôle des robots mobiles et le traitement de données. La stabilité est l'un des aspects les plus importants de la commande automatique du système. De manière très qualitative et intuitive, la stabilité d'un système est sa capacité à revenir à sa position d'équilibre lorsqu'il est parfois retiré du système [101].

IV.7.1. Structure d'un système floue type-2

Le contrôleur flou classique se compose d'une interface de fuzzification, une base de règles, un système d'inférence et une interface de défuzzification. La structure du contrôleur flou type-2 est similaire à celle du contrôleur classique. Sa particularité est qu'avant la phase de défuzzification, le réducteur de type est utilisé pour convertir l'ensemble flou de type-2 à la sortie du système d'inférence en un type-1 ensemble flou. Ses différentes opérations sont illustrées sur les figures suivantes [85, 111-117]

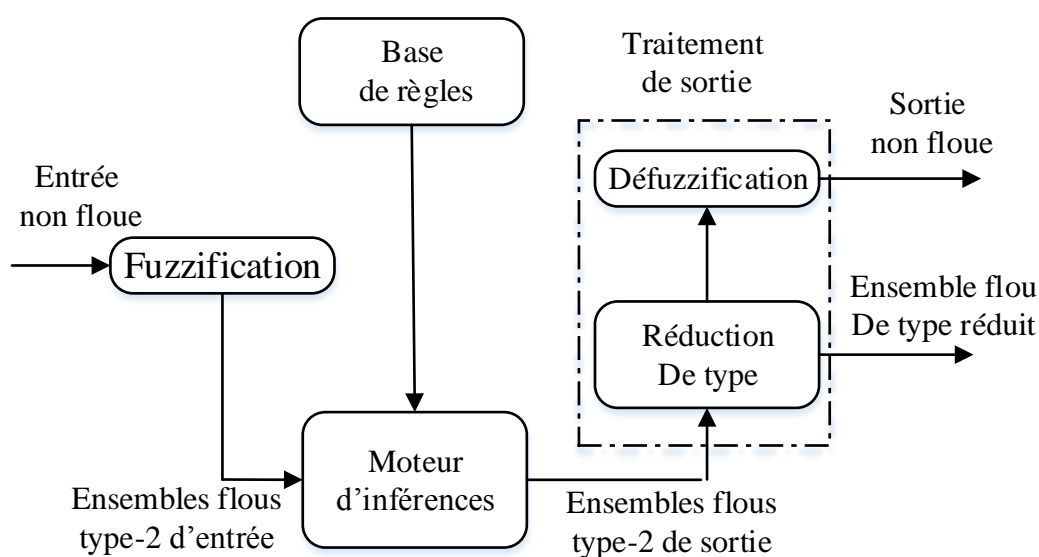


Figure.IV.14 Structure d'un système flou type-2

▪ Fuzzification

Différent de la fonction d'appartenance de type-1, fonction d'appartenance de type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux reflétée. Cette représentation nous permettra de considérer ce qui a été négligé par le type-1 [3,118].

▪ Base de règles

La forme générale de $i^{\text{ème}}$ règle du système de logique floue de type-2 peut s'écrire comme suit [119] :

$$\text{Si } e_1 \text{ est } \tilde{F}_1^i \text{ et } e_2 \text{ est } \tilde{F}_2^i \text{ et } e_n \text{ est } \tilde{F}_n^i \text{ (IV.16)}$$

Alors :

$$y^i = \tilde{G}^i, i = 1, \dots, M \text{ (IV.17)}$$

Où \tilde{F}_j^i l'ensemble flou de type-2 de l'entrée d'état j de la $i^{\text{ème}}$ règle, x_1, x_2, \dots, x_n sont les entrées, \tilde{G}^i est la sortie du système flou de type-2 pour la règle i , et M est le nombre des règles. Comme vous pouvez constater, la structure des règles du système de logique floue de type-2 est similaire au système de logique floue de type-1, sauf que les fonctions d'appartenance de type-1 sont remplacées par leurs homologues de type-2.

▪ **Inférence**

Dans l'intervalle du système flou de type-2 utilisant la valeur minimale ou le produit de l'opérations t-normes, la $i^{\text{ème}}$ règle d'activation $F^i(x_1, x_2, \dots, x_n)$ donne la valeur déterminé par deux extrêmes intervalle $\underline{f}^i(x_1, x_2, \dots, x_n)$ et $\bar{f}^i(x_1, x_2, \dots, x_n)$: [119]

$$F^i(x_1, x_2, \dots, x_n) = [\underline{f}^i(x_1, x_2, \dots, x_n), \bar{f}^i(x_1, x_2, \dots, x_n)] \text{ (IV.18)}$$

Avec \underline{f}^i et \bar{f}^i sont donnés comme :

$$\begin{aligned} \underline{f}^i &= \underline{\mu}_{F_1^i}(x_1) \times \dots \times \underline{\mu}_{F_n^i}(x_n) \\ \bar{f}^i &= \bar{\mu}_{F_1^i}(x_1) \times \dots \times \bar{\mu}_{F_n^i}(x_n) \end{aligned} \text{ (IV.19)}$$

▪ **Réduction de type**

La sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, et son type doit être simplifié avant l'étape de défuzzification, afin qu'il puisse être utilisé pour générer une sortie réelle. C'est la principale différence structurelle entre les systèmes flous type-1 et de type-2 [84]. Dans cette partie, le principe d'extension est utilisé pour calculer les méthodes disponibles pour les centres d'ensembles du système flou de type-2. Le centre de l'ensemble du système flou de type-1 est donné par [107,120] :

$$C_A = \frac{\sum_{i=1}^n z_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \text{ (IV.20)}$$

Parmi eux, n représente le nombre de domaine discrets de A , $z_i \in R$ et $w_i \in [0,1]$. Si chaque z_i et w_i sont remplacés par un système flou de type-1, \tilde{z}_i et \tilde{w}_i , et que des fonctions d'appartenance associées de $\mu_z(z_i)$ et $\mu_w(w_i)$ sont utilisées respectivement, alors le principe d'extension est

utilisé, c'est-à-dire le type de méthode pour définition des centres d'ensembles du système flou \tilde{A} de type-2 est donné par :

$$GC_{\tilde{A}} = \int_{z_1 \in Z_1} \dots \int_{z_n \in Z_n} \dots \int_{w_n \in W_n} \dots \int_{w_n \in W_n} \frac{T_{i=1}^n \mu_z(z_i) \times T_{i=1}^n \mu_w(w_i)}{\frac{\sum_{i=1}^n z_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i}} \quad (\text{IV.21})$$

Où T et X représentent les t-norme sélectionnée (Prod ou min), $GC_{\tilde{A}}$ est un système flou de type-1. Pour un système flou d'intervalle de type-2 :

$$GC_{\tilde{A}} = [y_l(x), y_r(x)]$$

$$= \int_{y^1 \in [y_l^1, y_r^1]} \dots \int_{y^M \in [y_l^M, y_r^M]} \int_{f^1 \in [f_l^1, f_r^1]} \dots \int_{f^M \in [f_l^M, f_r^M]} \frac{1}{\frac{\sum_{i=1}^M f^i y^i}{\sum_{i=1}^M f^i}} \quad (\text{IV.22})$$

▪ **Défuzzification**

Afin d'obtenir une sortie propre à partir d'un système de logique floue de type-1, l'ensemble réduit doit être défuzzé. La méthode la plus courante consiste à trouver le centre de l'ensemble de type simplifié. Si l'ensemble Y est discrétisé en n points, l'expression suivante donnera le centre de l'ensemble de type réduit :

$$Y(x) = \frac{\sum_{i=1}^M y^i \mu(y^i)}{\sum_{i=1}^M \mu(y^i)} \quad (\text{IV.23})$$

Nous pouvons utiliser les algorithmes itératifs de Karnik Mendel [84, 113, 121].

Par conséquent, la sortie après défuzzifiée sera donnée par :

$$Y(x) = \frac{y_l(x) + y_r(x)}{2} \quad (\text{IV.24})$$

$$\text{Avec } y_l(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_l^i y_l^i}{\sum_{i=1}^M f_l^i} \text{ et } y_r(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_r^i y_r^i}{\sum_{i=1}^M f_r^i} \quad (\text{IV.25})$$

IV.8. Application logique floue type-2 pour le réglage de vitesse Du Moteur à induction

Le contrôleur flou type-2 utilisé sera schématisé par la figure (IV.15) suivante :

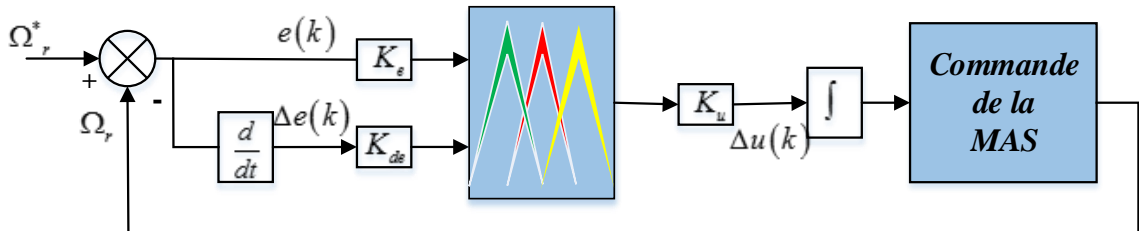


Figure. IV.15 Structure du contrôleur flou type-2.

Dans notre travail le contrôleur flou type-2 admet cinq ensembles flous de formes triangulaires et trapézoïdales pour l'erreur et la variation de l'erreur et la variable de commande représenté sur les figures suivantes [111] :

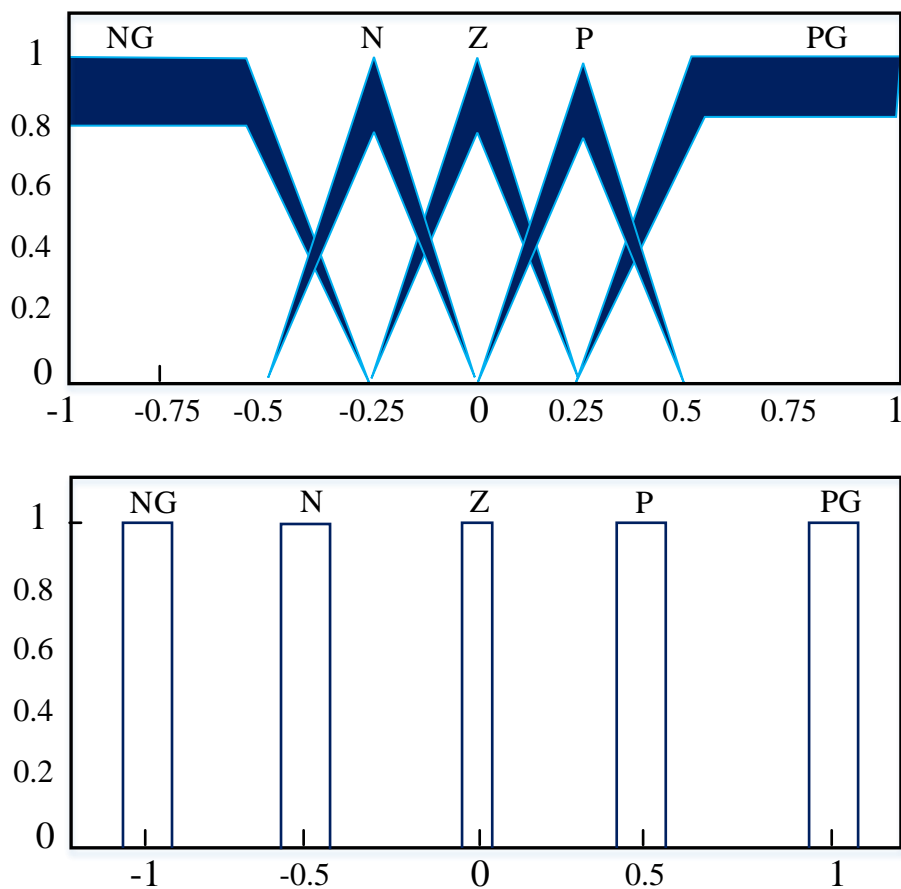


Figure. VI.16 Fonctions d'appartenance des entrées $e(k)$, $\Delta e(k)$ et des sorties $u(k)$.

D'après le tableau IV.3, les règles d'inférence de notre système sont représentées par une matrice d'inférence

La commande		Erreur				
		NG	N	Z	P	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	N	N	Z
	N	NG	N	N	Z	PG
	Z	N	N	Z	P	PG
	P	N	Z	P	P	PG
	PG	Z	P	P	PG	PG

Tableau IV.3 : Matrice d'inférence de cinq ensembles flous

La surface donnée:

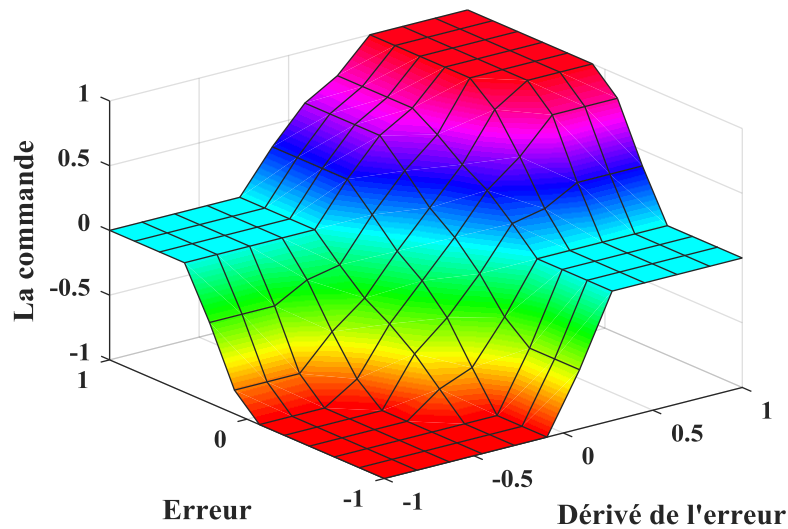


Figure. IV.17 Surface caractéristique d'un régulateur flou type-2.

IV.9. Résultats de Simulation

Après avoir passé la loi de commande synthèse de la logique floue type-2, les différentes simulations considérées sont similaires à la 1ère partie du chapitre(IV).

IV.9.1. Etat sain

Cette section présente les caractéristiques de la MAS telles que la vitesse, le couple électromagnétique et le courant statorique, le démarrage est effectué à vide, la vitesse de référence est fixée à 120 rad / s avec un couple de charge nominale constant de 3.5 N.m est appliquée à $t = 1s$.

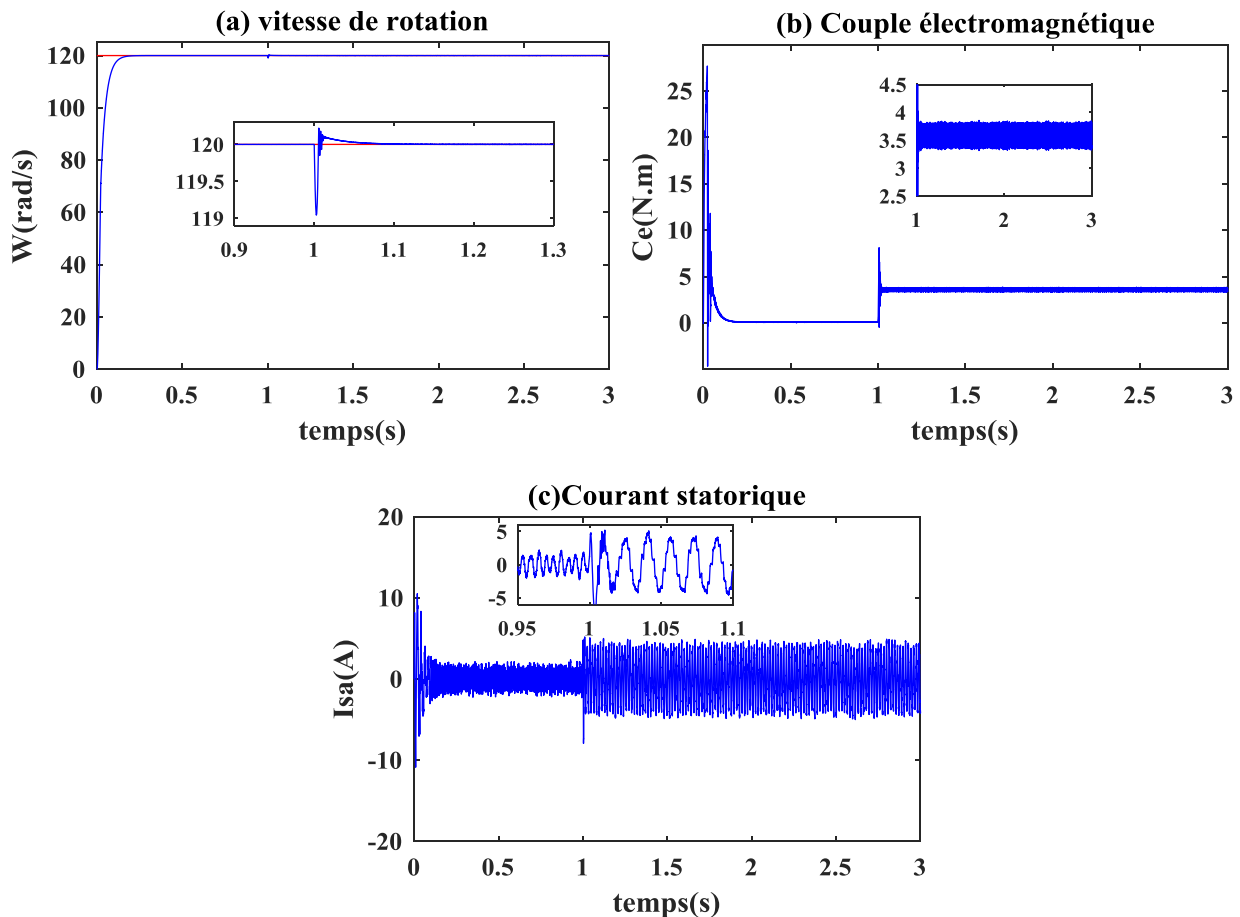


Figure IV.18 Réponses de la commande par MG flou type-2 de la MAS avec une charge à $t=1s$

$$(C_r = 3.5N.m)$$

- **Cas de variation de la charge**

Dans ce test les résultats obtenus pour un fonctionnement à charge variable. Au début de ce test, la charge est à vide. À $t = 1s$ la charge à celle de valeur nominale (3.5 Nm), puis à $t = 2s$ on augmente la charge jusqu'à 5 Nm, dans ces conditions la vitesse de référence est fixée à 120 rad/s.

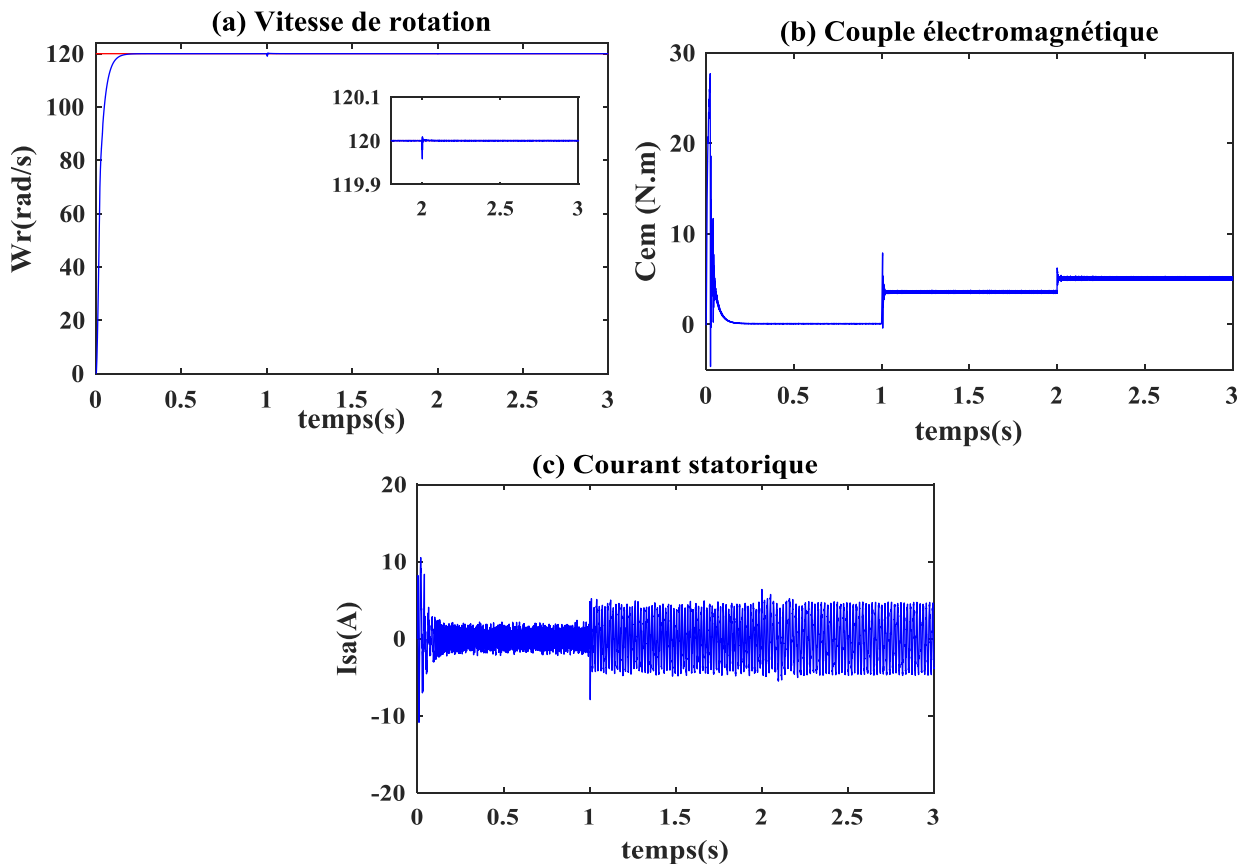


Figure IV.19 Réponses de la commande par MG flou type-2 de la MAS avec d'une variation de la charge, à $t=1$ s ($C_r = 3.5N.m$), à $t=2$ s ($C_r = 5N.m$)

IV.10.2. Etat défectueux

- Cas d'une cassure une seule barre

Cette section présente les caractéristiques de la MAS telles que la vitesse, le couple électromagnétique courant statorique lorsque la machine fonctionne avec défaut de type cassure de barre, le démarrage est effectué à vide, la vitesse est fixée à 120 rad / s avec un couple de 3.5 N.m est appliquée à $t = 1$ s. Le défaut a été introduit au temps $t = 2$ sec (cassure d'une seule barre).

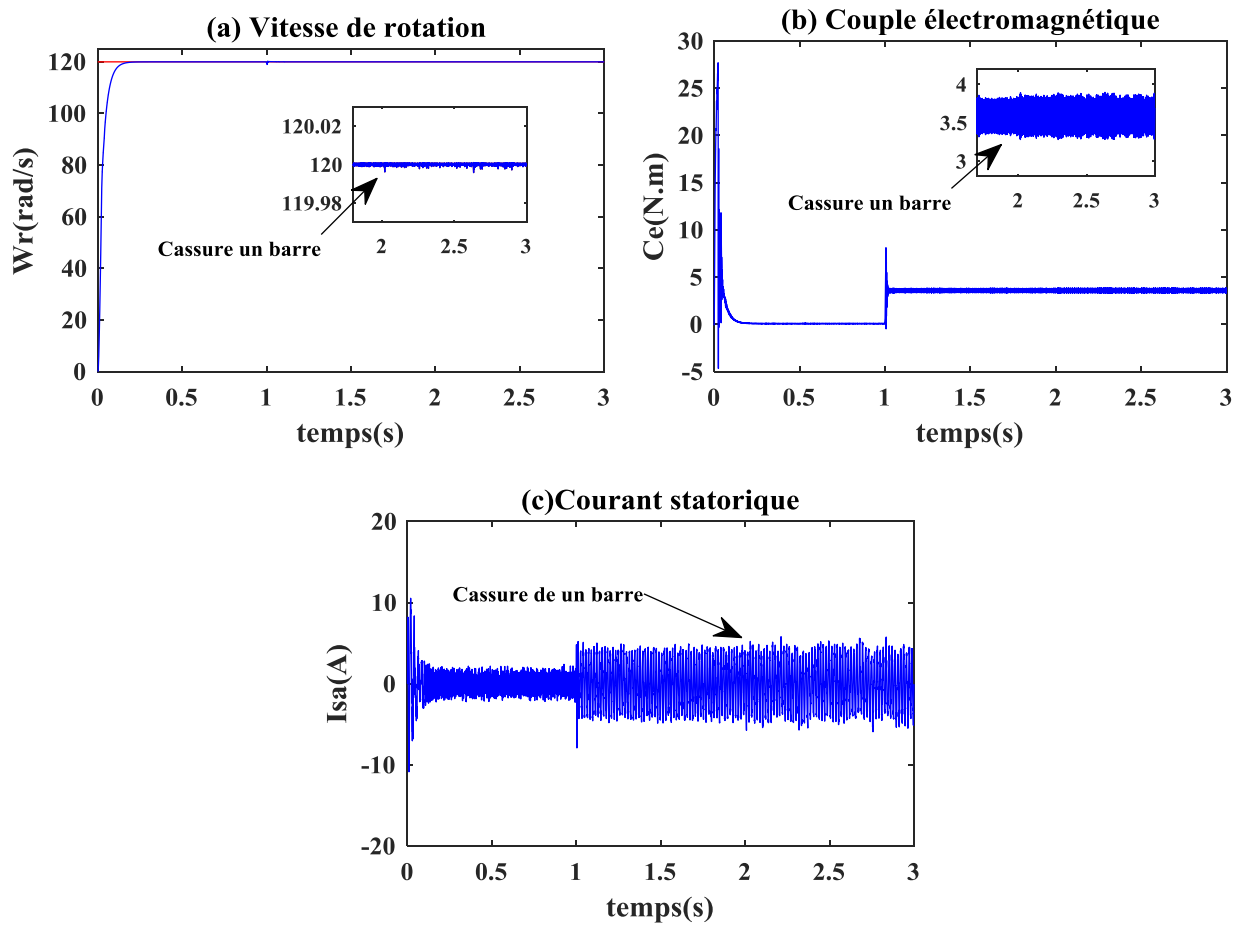
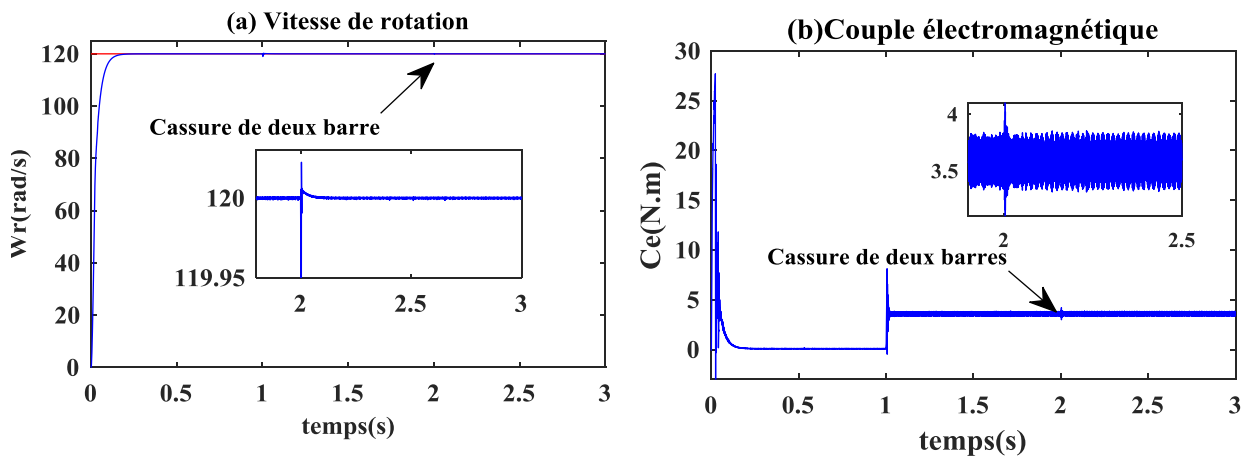


Figure VI.20 Réponses de la commande par MG flou-2 de la MAS avec cassure de unbarre avecune charge à $t=1s$ ($C_r = 3.5N.m$)

- Cas cassure de deux barres

Le démarrage est effectué à vide sous une tension nominale équilibrée. La vitesse de référence est fixée à $120rd/s$ avec un couple de charge nominal constant de $3.5Nm$ appliqué à l'instant $t = 1sec$. Le défaut de cassure de deux barres est introduit à l'instant $t = 2sec$.



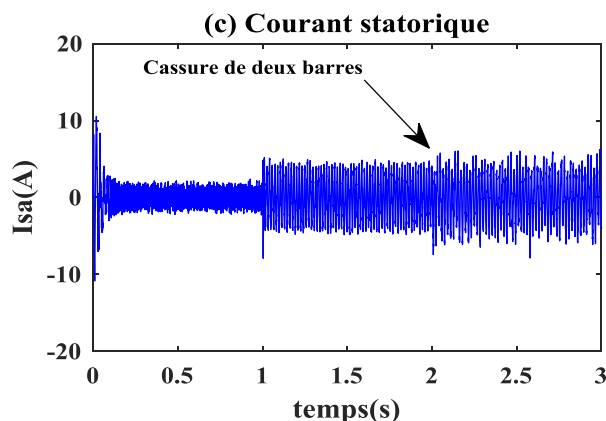


Figure.IV.21 Réponses de la commande par MG flou-2 de la MAS avec cassure de deux barres avec une charge à $t=1$ s ($C_r = 3.5 N.m$)

➤ Interprétation des résultats

Les résultats obtenus montrent que le contrôleur flou de type-2 utilise d'excellentes performances, non seulement en charge, mais également en régulation, avec un bon suivi de la vitesse de référence, une erreur statique nulle, cela se traduit par une erreur de suivi inférieure qui est beaucoup moins petite de celle obtenue à l'aide de la structure MG et par la logique floue de type-1.

Pendant le mode sans défaillance, la vitesse suit sa valeur de référence avec un négligeable dépassement et sans oscillation, mais est clairement dans (la fig. IV.18) que la CMGFT2 a une réponse dynamique plus rapide que la CMGFT1, qui est un couple de charge est très bonne à travers la compensation de couple électromagnétique.

En ce qui concerne la commande proposée du flou de type-2, Les oscillations de la vitesse du rotor sont considérablement réduites, la CMGFT2 garantit une meilleure réponse rapide avec un suivi de référence précis et offre également une meilleure stabilité avec la plus petite erreur moyenne statique, Aucune ondulation dans le signal du couple électromagnétique en cas de défaillance, un pic est noté qu'après l'apparition du défaut comme indiqué sur la figure (IV.20(b)) (IV.21(b)). La performance du stator actuel se dégrade légèrement en raison des harmoniques liés à la détérioration, le signal du courant n'est pas déjà sinusoïdal, mais il ne dépasse pas sa valeur nominale. Cette déformation est clairement représentée à (la figure IV.21(c)) exprime la compensation de l'impact de la détérioration d'une cassure de barre rotorique par les phases statoriques. Enfin, les résultats de simulation montrent que la défaillance de cassure de barre rotorique n'affecte pas les performances de la commande basée sur le flou de type-2, même en présence du couple de charge, tandis que la CMG ne peut pas gérer

correctement les trembles de la machine avec un rotor déséquilibré, il est possible d'être dire que la commande glissant floue type-2 est robuste vers les perturbations externes et dans le cas de défaillance contrairement à la commande du mode glissant et à la commande glissant floue type-1.

IV.11. Etude comparative

Afin de vérifier les différentes lois de la machine asynchrone à cage et des commandes développées et intégrée dans ce document, nous présenterons une étude comparative entre ses différentes techniques. Cette étude a repris dans les mêmes conditions.

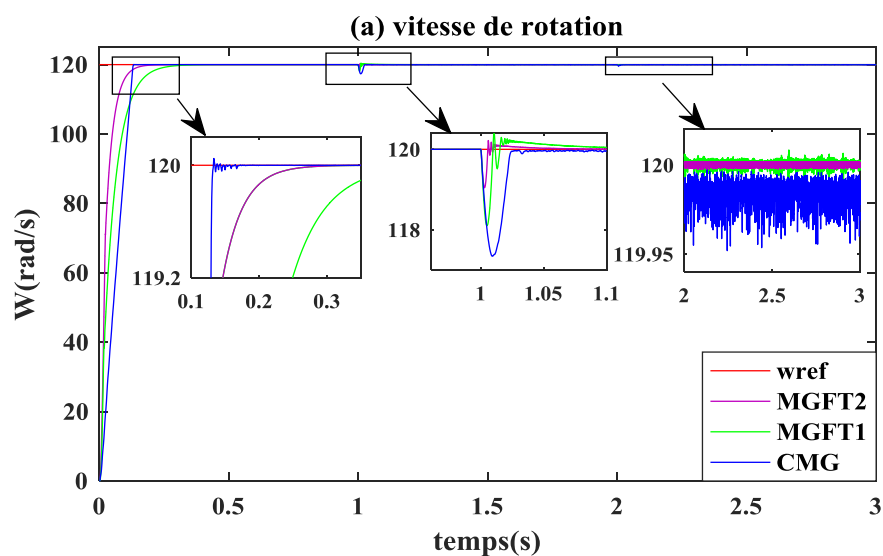
Le but de cette partie est de faire une comparaison entre les différentes commandes introduites dans les chapitres précédents. Cette comparaison est basée sur une série de tests qui nous avons appliqué pendant les fonctionnements transitoire et permanent du système.

IV.11.1. Comparaison qualitative

Cette comparaison est basée sur des observations de résultats de simulations obtenus par l'application de différentes techniques de commandes.

➤ Comparaison à l'état sain

Dans cette comparaison, nous avons fait le test en fonction de l'application de charge $Cr = 3,5N.m$, à $t=1s$, la machine tourne à une vitesse fixe (120 rad/s).



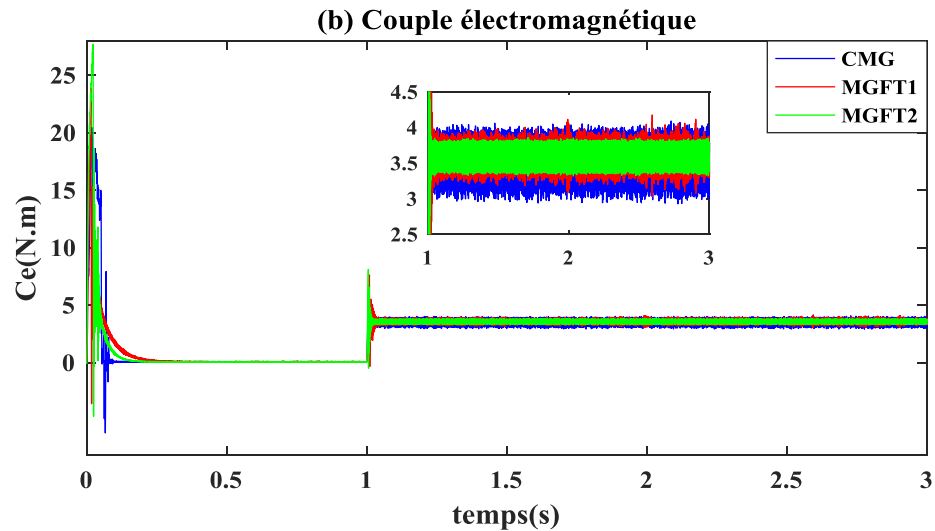


Figure IV.22 : Vitesse, Couple, pour les différents contrôleurs en cas d'une machine saine

Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit leur valeur de référence dans différents types de commandes. Nous avons remarqué que la vitesse suit sa valeur de référence avec ondulations dans les types de réglage illustrée, mais la réponse de la commande par CMGFT2 par rapport les autres contrôleurs moins ondulé (fig. IV.22(a)), et les contrôleurs MG ont des pics du couple électromagnétique, par contre les contrôleurs CMGFT2 donnant une excellente réponse et un minimum de broutement (fig.IV.22 (b)).

➤ Comparaison à l'état défectueux

La seconde comparaison est basée sur un test de robustesse des commandes proposées, où afin d'étudier l'effet des cassures de barres rotoriques de la MAS, le premier test simulait un démarrage à vide, puis le défaut de cassure de barre rotorique (cassure d'une seule barre) à $t=2$ s. Dans le deuxième test, nous avons augmenté le nombre de cassure de barre (cassure de deux barres).

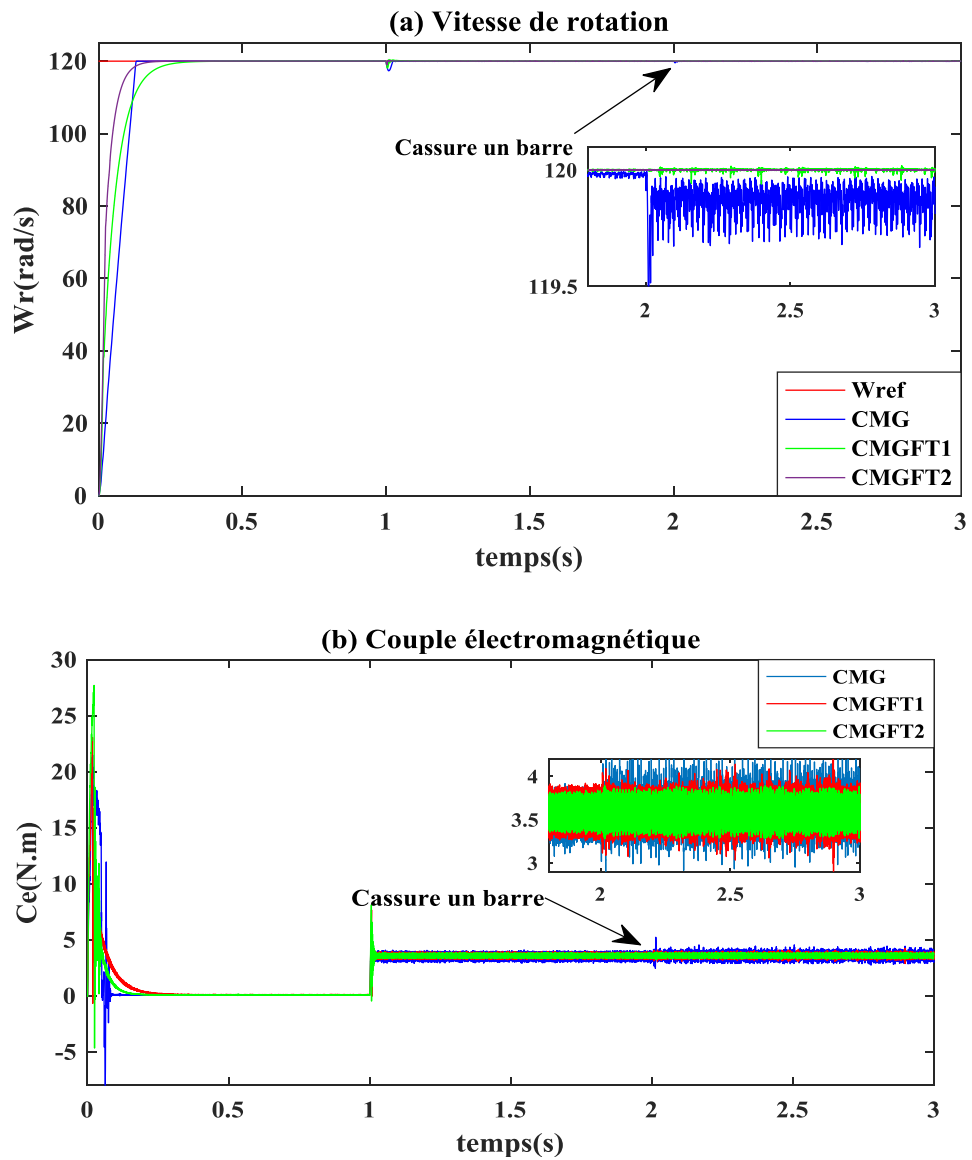
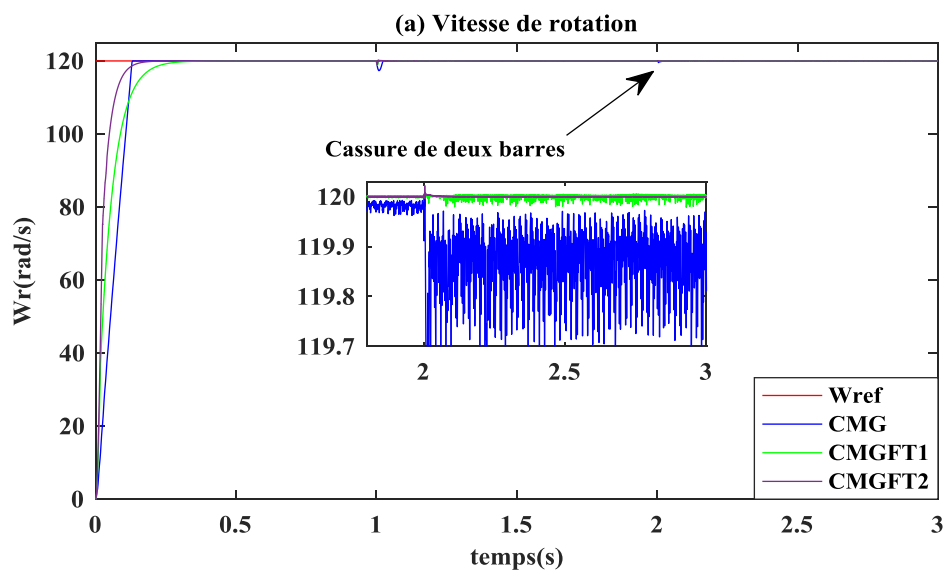


Figure IV.23: Vitesse, Couple, pour les différents contrôleurs en cas d'une cassure un barre



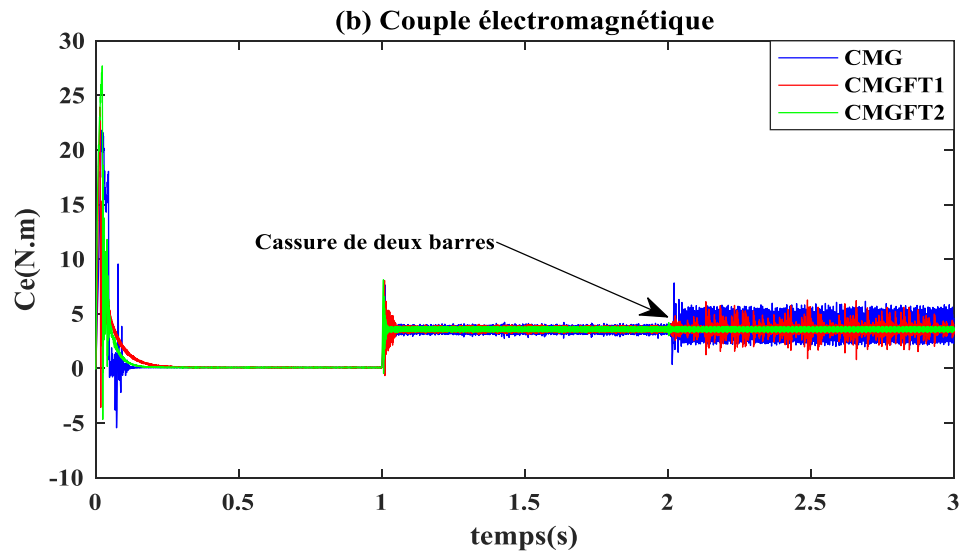


Figure IV.24 : Vitesse, Couple, pour les différents contrôleurs en cas d'une cassure de deux barres

Sur les figures (IV.23), (IV.24), nous n'avons vu que les commandes proposées. La commande CMGFT2 a une force forte robustesse et assurent des bonnes performances même en présence des défauts de rotor et des perturbations externes (C_r), ainsi que des améliorations apportées par CMGFT2 par rapport aux autres types de commandes dans la réduction de l'effet. Par défaut. En fin de compte, nous réalisons que la commande glissante floue type-2 est très efficace et bien comparée à d'autres contrôleurs.

IV.11.2. Comparaison quantitative

Le but de cette partie est la comparaison entre les différents contrôleurs de vitesse de la MAS contrôlé par quantitativement (en chiffres). Par conséquent, l'erreur et le temps sont des facteurs très importants qui doivent être considérés simultanément. De plus, la notion d'un indice de performance est très importante dans le domaine du contrôle de processus et la conception du contrôleur.

Le critère utilisé dépend du type de réponse requise et des erreurs peuvent entraîner chaque critère est différente.

Afin de quantifier les erreurs, nous utilisons trois critères de performance, à savoir : l'intégral de l'erreur au carré (ISE), l'intégral de la valeur absolue de l'erreur (IAE) et l'intégral du temps multipliée par la valeur absolue de l'erreur (ITAE) [122,123].

Mathématiquement, ces critères sont définis de la manière suivante :

- Intégral de l'Erreur au Carré (ISE)

$$ISE = \int_0^{+\infty} e^2 dt \text{ (IV.26)}$$

Le critère ISE est très important pour des réponses avec les plus petits excès lorsque la charge change. Par conséquent, par rapport aux erreurs importantes, ce critère est relativement insensible aux faibles erreurs par. Cela provoque généralement peu de réponse, mais trop longtemps peut provoquer une instabilité.

- Intégral de la valeur Absolue de l'Erreur (IAE)

$$IAE = \int_0^{+\infty} |e| dt \text{ (IV.27)}$$

Le critère IAE accorde plus de poids aux faibles erreurs.

- Intégral du Tempe multiplié par la valeur absolue de l'erreur (ITAE)

$$ITAE = \int_0^{+\infty} t|e| dt \text{ (IV.28)}$$

Le critère ITAE préconise au détriment des erreurs statiques moindres, ce qui peut conduire à un dépassement initial, ce qui est important car il se produit lorsque la valeur t est faible.

Les indicateurs de performances en régime permanent pour les trois types de contrôleurs proposés dans cette thèse pour une MAS avec un défaut de cassure de barre rotorique, sont donnés dans le tableau IV.4.

Teste	indice	Type de contrôleurs		
		MG	MGFT1	MGFT2
Sain	ISE	574	372,9	248,7
	IAE	6,729	6,012	3,61
	ITAE	1,192	0,3069	0,1057
Cassure un barre	ISE	574	373	248,7
	IAE	6,819	6,012	3,61
	ITAE	0,5713	0,3081	0,1058
Cassure deux barres	ISE	575,1	373,2	248,7
	IAE	7,558	6,012	3,61
	ITAE	2,425	0,3084	0,1059

Tableau IV.3 : Comparaison quantitative entre les différents contrôleurs.

D'après le tableau IV.3 par rapport aux trois tests recommandés, nous avons remarqué que la logique floue type-2 est très efficace dans les où l'incertitudes (régime normale et dégradé) sont très efficace et fonctionnent bien par rapport à d'autres contrôleurs. De plus, les critères ISE, IAE et ITAE utilisent les valeurs les plus basses au contrôleur CMGFT2 par rapport aux contrôleurs (CMG, CMGFT1).

IV.12.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux parties de commande principales : à travers la commande par la logique floue type-1 et 2. Ensuite, nous proposons la théorie de la logique floue type-1 et type-2 et les concepts de base de la théorie des ensembles flous. Nous appliquons ces deux techniques non linéaires à la commande de MAS, dont le but est le régulateur de vitesse.

Les résultats de la simulation montrent que le réglage de vitesse de la MAS par l'utilisation de contrôleur floue type-2 donne des meilleures performances (une bonnedynamique de couple et de flux avec une réduction des ondulations) en tous les dysfonctionnementspar rapport à les autres contrôleurs.

Conclusion générale

Actuellement, en particulier lors de l'utilisation de la technique d'intelligence artificielle, la logique floue continue de connaître dans le domaine des commandes de système Non linéaire.

Ce travail est dédié à la recherche de combinaisons de contrôleurs logiques type-1 et type-2 et de mode glissant pour le moteur à induction alimentée de tension pour améliorer les performances de la machine dans les conditions défectueux pour effectuer une commande robuste.

La commande développée améliore les performances dynamiques du moteur à induction en régime dégradé. À la fin de ces travaux, nous exposerons une étude comparative entre les différentes commandes élaborées pour établir les perspectives futures prévues.

Dans un premier temps, nous utiliserons divers termes techniques fréquemment utilisés dans notre axe de recherche pour donner de la terminologie, puis nous présenterons différents défauts et leurs causes. La seconde partie est spécifiquement basée sur le modèle équivalent de Park pour modéliser le MAS dans un état défectueux.

Le troisième chapitre, la commande robuste mode glissant a été appliquée avec un défaut de cassure de barre rotorique, la simulation entraîne les réponses à ce type de commande. Afin d'améliorer la performance des études système et d'éliminer les inconvénients les plus importants et le phénomène des broutements de cette commande, définitivement dédié au dernier chapitre de ce travail d'amélioration de la robustesse, nous avons proposé des techniques de réglage modernes basés sur l'intelligence artificielle : Logique flou type-1, Logique Flou type-2 pour un moteur à induction avec un défaut de cassure de barre.

Les résultats obtenus acquièrent la supériorité de la combinaison de la technique via le mode glissant et la logique de type 2 floue que le contrôleur de type 1 et MG, en particulier en présence des défauts de rotor et montrent les bonnes performances qui réduire les ondes de vitesse et de couple, ainsi que sur le dépassement, ont ensuite présenté une étude comparative aux critères (ISE, IAE, ITAE). Les résultats de la simulation obtenus à partir des différents contrôleurs (MG, MGFT1, MGFT2) montrent que le réglage de la vitesse de la commande de mode glissant basé sur la logique flou type 2 donne une excellente performance.

Comme perspectives :

- Validation expérimentale pour confirmer les résultats obtenus par les diverses stratégies de contrôle proposées dans cette thèse.
- Application de techniques de réglage modernes connaissant la commande non linéaire, mode glissant d'ordre supérieur, hybride (mode glissant 2 et flou type-2) en présence des défauts rotorique.

Bibliographie

- .1 Zhang, W., X. Liang, and F. Yu, Contrôle tolérant aux pannes des machines à aimant permanent à commutation de flux axial à champ axial à excitation hybride. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2018. 54(11): p. 1-5.
- .2 Li, S., et al., Progrès dans les systèmes à structure variable et le contrôle en mode glissant – théorie et applications. Vol. 115. 2017: Springer.
- .3 Derbel, N., J. Ghommam, and Q. Zhu, Applications de la commande de mode glissant. Vol. 79. 2017: Springer.
- .4 Utkin, V., J. Guldner, and M. Shijun, Commande du mode glissant dans les systèmes électromécaniques. Vol. 34. 1999: CRC press.
- .5 Rachid, A., A. Benchaib, and E. Audrezet, Linéarisation entrée-sortie en mode glissant et orientation du champ pour le contrôle en temps réel des moteurs à induction. *IEEE transactions on power electronics*, 1999. 14(1): p. 3-13.
- .6 Saravanakumar, R., K.V. Kumar, and K. Ray, Commande en mode glissant du moteur à induction utilisant l'approche de simulation. *International Journal of Computer Science and Network Security*, 2009. 9(10): p. 93-104.
- .7 Ramdane, A., Commande de la machine à induction par les technique de l'intelligence artificielle, Thèse de doct. Université de Batna 2, Algérie, 2020.
- .8 Delpoux, R., Contribution to the identification, estimation and control of Permanent Magnet Synchronous Motors (MSAP), 2012, Ecole centrale de Lille.
9. Wai, R.-J., K.-H. Su, and C.-Y. Tu. Mise en œuvre d'un contrôle de mode glissant flou amélioré adaptatif pour l'entraînement indirect du moteur à induction orienté sur le terrain. in *The 12th IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, 2003. FUZZ'03. 2003.
10. Kim, H.M., S.I. Han, and J.S. Kim, Contrôle précis de la position des systèmes servo à l'aide de réseaux neuronaux souples et récurrents. *Journal of Mechanical Science and Technology*, 2009. 23(11): p. 3059-3070.
11. Orłowska-Kowalska, T., M. Dybkowski, and K. Szabat, Commande neuro- floue adaptative en mode glissant du moteur à induction à deux masses sans capteurs mécaniques. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009. 57(2): p. 553-564.
12. Zadeh, L., Fuzzy Setz. *Inform. And Control*. Vol. 8, pp. 338-353. 1965.
13. Bonnett, A.H. and G.C. Soukup, Cause et analyse des défaillances du stator et du rotor dans les moteurs à induction triphasés à cage d'écureuil. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1992. 28(4): p. 921-937.
14. Zemouri, R., Contribution to the monitoring of production systems using dynamic neural networks: Application to e-maintenance, Thèse de doct, Université de Franche-Comté, 2003.

15. Domlan, E.A., *Diagnostics of Systems with Change of Operating Regime*, Thèse de doct, Institut National Polytechnique de Lorraine-INPL, France, 2006.
16. Salwa, Methnani. *Diagnosis, reconstruction and identification of sensor and actuator defects: application to wastewater treatment plants*. 2012. Thèse de doctorat. Université de Toulon.
17. LOURES, Eduardo Rocha. *Monitoring and diagnosis of transient phases of hybrid systems based on the abstraction of continuous dynamics by fuzzy temporal Petri network*. 2006. Thèse de doctorat. Université Paul Sabatier-Toulouse III.
18. Nouredine, Layadi. *Fault tolerant control of the double-star asynchronous machine*. 2020. Thèse de doct. Univ Mohamed Boudiaf, M'sila, Alegiré.
19. Kerszenbaum, I. and C. Landy, *L'existence de grands courants inter-bars dans les moteurs triphasés de cage d'écureuil avec défauts de rotor-bar et/ou de bague d'extrémité*. *IEEE transactions on power apparatus and systems*, 1984(7): p. 1854-1862.
20. Walliser, R. and C. Landy, *Détermination des effets du courant entre les barres dans la détection des barres de rotor brisées dans les moteurs à induction des cages d'écureuils*. *IEEE Transactions on Energy conversion*, 1994. 9(1): p. 152-158.
21. Naha, A., et al., *Méthode de détection de la barre rotor à moitié brisée dans des moteurs à induction à faible charge utilisant le courant*. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2016. 65(7): p. 1614-1625.
22. Morales- Lizarraga, R.A., et al., *Nouvelle méthodologie basée sur le FPGA pour la détection et la classification précoces des barres de rotor cassées grâce à l'estimation de l'homogénéité*. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2017. 66(7): p. 1760-1769.
23. Saad, Belhamdi. *Asynchronous Machine Defect Diagnosis Controlled by Different Comande Techniques*. 2014. Thèse de doct. Univ Mohamed Khider Biskra.
24. Toliyat, H.A. and T.A. Lipo, *Analyse transitoire des machines à induction en cage sous le stator, la barre du rotor et les défauts de la bague d'extrémité*. *IEEE Transactions on Energy conversion*, 1995. 10(2): p. 241-247.
25. Tarek, Boumegoura. *Detection of electromagnetic signature of defects in a synchronous machine and synthesis of observers for diagnosis*. 2001. Thèse de doctorat. Ecully, Ecole centrale de Lyon.
26. Joksimovic, G.M. and J. Penman, *Détection de courts-circuits inter-tours dans les enroulements des stators des moteurs en marche*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2000. 47(5): p. 1078-1084.

- .27 Refaat, S.S. and H. Abu-Rub. Diagnostic basé sur ANN des défauts de rotation du stator naissant pour les moteurs à induction triphasés en présence d'une tension d'alimentation déséquilibrée. in IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. 2015.
- .28 Olivier, Ondel. Shape Recognition Diagnostics: Application to Asynchronous Converter-Machine Set. 2006. Thèse de doctorat. Ecole Centrale de Lyon.
- .29 Zouzou, S., et al. Détection de court-circuit entre tours et de barres de rotor brisées dans les moteurs à induction à l'aide des indices relatifs partiels : application sur le MCSA. in The XIX International Conference on Electrical Machines-ICEM 2010. 2010. IEEE.
- .30 Stavrou, A., H.G. Sedding, and J. Penman, Surveillance du courant pour la détection des courts-circuits inter-tours dans les moteurs à induction. IEEE Transactions on Energy conversion, 2001. 16(1): p. 32-37.
- .31 Nouredine, Bessous. Contribution to the diagnosis of faults in asynchronous machines: Comparison between vibration analysis and supply current analysis. 2017. Thèse de doct. Univ Mohamed Khider-Biskra..
- .32 Said, M.N., M.E.H. Benbouzid, and A. Benchaib, Détection de barres brisées dans les moteurs à induction à l'aide d'un filtre Kalman étendu pour l'estimation sensorless de la résistance du rotor. IEEE Transactions on Energy conversion, 2000. 15(1): p. 66-70.
- .33 Elkasabgy, N.M., A.R. Eastham, and G.E. Dawson, Détection de barres brisées dans le rotor de la cage sur une machine à induction. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992. 28(1): p. 165-171.
- .34 Didier, G., et al., Une nouvelle approche pour détecter les barres de rotor cassées dans les machines à induction par analyse du spectre actuel. Mechanical Systems and Signal Processing, 2007. 21(2): p. 1127-1142.
- .35 Yahoui, H. and G. Grellet, Détection d'un défaut de bague d'extrémité dans les machines asynchrones par analyse de spectre du couple électromagnétique observé. Journal de Physique III, 1996. 6(4): p. 443-448.
- .36 Ishkova, I. and O. Vitek. Diagnostic de l'excentricité et de la rupture des défauts liés à la barre rotor du moteur à induction au moyen de l'analyse de la signature du courant moteur. in 2015 16th international scientific conference on electric power engineering (EPE). 2015. IEEE.
- .37 Bindu, S. and V.V. Thomas. Identification de la signature caractéristique des défauts d'excentricité d'espacement d'air à l'aide du modèle dq étendu pour le moteur à induction triphasé. in 2015 International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON). 2015. IEEE.

- .38 Andriamalala, R.N., et al., Diagnostic de défaut d'excentricité d'un double-stator enroulement induction machine entraînement considérant les effets de rainage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008. 55(12): p. 4238-4251.
39. Babak, Vaseghi. Contribution to the study of electrical machines in the presence of spiral defects: Modelling-Reduction of fault current. 2009. Thèse de doct. Institut National Polytechnique de Lorraine.
- .40 Toliyat, H.A., M.S. Arefeen, and A.G. Parlos, Méthode de simulation dynamique de l'excentricité de l'entrefer dans les machines à induction. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1996. 32(4): p. 910-918.
- .41 Abdelghani, Chahmi . Parametric identification of the asynchronous diagnostic machine. 2017. Thèse de doct. univ des sciences et technologie dOran-MB.
42. Nadir, Kabache. Improvement of the performance of the control of an asynchronous cage motor and elaboration of a universal estimator of its parameters using artificial neural networks. 2007. Thèse de doct. Boumerdes.
- .43 Mamdani, E.H. Application d'algorithmes flous pour le contrôle d'une installation dynamique simple. in *Proceedings of the institution of electrical engineers*. 1974. IET.
- .44 Bouchon-Meunier, B., *Fuzzy logic and its applications*. Liver, 1995.
- .45 CAO, Minh Ta, et al. Digital control of asynchronous machines by fuzzy logic. Université Laval, 1997.
- .46 Arezki, Menacer. Contribution to the identification of parameters and real-time states of an induction machine for diagnosis and robust control development. Thèse de doct. Univ de Batna 2-Mustafa Ben Boulaid.
- .47 Benoît, Larroque. *Linear System Observers: Application to Fault Detection and Localization*. 2008. Thèse de doctorat.
- .48 Emmanuel, Schaeffer. Asynchronous machine diagnostics: parametric models and tools for simulation and fault detection. 1999. Thèse de doctorat. Nantes.
- .49 Hellali, L. and S. Belhamdi, Contrôle de la vitesse du moteur à induction à deux étoiles (DSIM) à l'aide d'une commande directe orientée sur le terrain (DFOC) basée sur un contrôleur logique flou (FLC). *Advances in Modelling and Analysis C*, 2018. 73(4): p. 128-136.
- .50 Hicham, Talhaoui. Sliding mode control: Observation and parametric estimation of an induction machine with defects. 2016. Thèse de doct. Univ Mohamed Khider-Biskra.

- .51 Riyadh, Rouabhi. Control of the power generated by a variable-speed wind system based on a double-powered asynchronous machine. 2016. Thèse de doct. Univ de Batna 2.
- .52 Hellali, Lallouani. Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile. 2020. Thèse de doctorat. Univ M'sila.
- .53 Boubakr, Boussiala. Vector control of a polyphase inverter-powered asynchronous machine has three levels of application on the heptaphase machine». 2010. Thèse de doct. Ecole nationale polytechnique d'Alger.
- .54 Malek, Bouharkat. Study of the evolution of the rotor currents of an asynchronous cage machine in a dynamic regime. 2005. Thèse de doct. Batna, Univ El Hadj Lakhder. Faculté des Sciences de l'Ingenieur.
- .55 Anosov, D., Sur la stabilité des points d'équilibre des systèmes de relais. *Automatica i telemechanica (Automation and Remote Control)*, 1959. 2: p. 135-149.
- .56 Tzypkin, Y., Théorie des systèmes de relais de contrôle. Moscou : Gostekhizdat, 1955: p. 212-222.
- .57 Utkin, V., Systèmes à structure variable avec modes coulissants. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1977. 22(2): p. 212-222.
- .58 Thierry, Floquet. Contributions to Ordering by Higher Order Sliding Modes. 2000. Thèse de doctorat. Lille 1.
- .59 Paul-Etienne, Vidal. Nonlinear control of a dual supply asynchronous machine. 2004. Thèse de doctorat.
- .60 Abderrahim, Zemmit. Contribution to the control of the asynchronous dual power machine (MADA) by intelligent techniques. 2017. Thèse de doctorat. Université de M'sila.
- .61 Bekakra, Youcef. Contribution to the Study and Robust Control of a Dual Supply Asynchronous Wind Generator. 2014. Thèse de doctorat. Université de Biskra-Mohamed Khider.
- .62 Aissa, Kheldoun. Performance improvement of a speed variator by asynchronous motor controlled by the flow-oriented method. 2007. Thèse de doctorat. Boumerdes, Université M'hamed Bougara. Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie.
- .63 Lascu, C., I. Boldea, and F. Blaabjerg, Contrôle direct du couple des moteurs à induction sans capteurs : une approche en mode coulissant. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2004. 40(2): p. 582-590.
- .64 Young, K.-K.D., Conception d'un contrôleur pour un manipulateur utilisant la théorie des systèmes à structure variable. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 1978. 8(2): p. 101-109.

- .65 Bühler, H., Réglage par mode de glissement 1986: PPUR presses polytechniques.
- .66 Ahmed Lokmane, Nemmour. Contribution to the vector control of the asynchronous dual-feed machine. 2002. Thèse de doct. Batna, Univ El Hadj Lakhdar.
- .67 Hocine, Amimeur. Contribution to the control of the double-star asynchronous machine. 2012. Thèse de doct. Univ de Batna.
- .68 Hanene, Tamrabet. Robustness of a vector control of minimal structure of an asynchronous machine. 2006. Thèse de doctorat. Université de Batna 2.
- .69 Laribi, M., et al. Un mode glissant et des approches de contrôle synergetique appliquées au moteur à induction. in 3rd International Conference on Systems and Control. 2013. IEEE.
70. Abdessemed, R., A. Nemmour, and V. Tomachevitch, Commande en mode glissant en cascade d'un moteur à induction à double alimentation orienté stator. Archives of Electrical Engineering, 2002. 51(4): p. 371-387.
- .71 Chebre, M., M. Zerikat, and Y. Bendaha. Adaptation of the Parameters of a PI Controller by an Applied FLC to an Asynchronous Motor. in 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP. 2007.
- .72 Shapoval, I., et al. Contrôle du couple et de la puissance réactive de la machine à induction à double alimentation avec convertisseur matriciel. in 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. 2008. IEEE.
- .73 Armand, Boyette. Control-command of a dual-supply asynchronous generator with storage system for wind generation. 2006. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré-Nancy 1.
- .74 Harashima, F., H. Hashimoto, and S. Kondo, Servo de position alimenté par convertisseur MOSFET avec commande en mode glissant. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1985(3): p. 238-244.
- .75 DE GENERATRICES, Asynchronous control for the use of wind energy-Asynchronous machine with auto cage. livre. 2003.
- .76 Vincent, Bregeault. Some contributions to slippery mode control theory. 2010. Thèse de doct. Ecole Centrale de Nantes (ECN).
- .77 Fridman, L.M., An averaging approach to chattering. IEEE Transactions on Automatic Control, 2001. 46(8): p. 1260-1265.
- .78 Kali, Y., et al. Mode glissant avec commande de temporisation pour les systèmes non linéaires MIMO avec dynamique inconnue. in 2015 International Workshop on Recent Advances in Sliding Modes (RASM). 2015. IEEE.
- .79 Slotine, J.-J.E. and W. Li, Contrôle non linéaire appliqué. Vol. 199. 1991: Prentice hall Englewood Cliffs, NJ.

- .80 Belhamdi, S. and A. Goléa, Commande en mode glissant de la machine asynchrone présentant des barres de rotor défectueuses. *AMSE Journals, Series Advances C*, 2011. 66(1/2): p. 39-49.
- .81 Saâd, Belhamdi. Consideration of a rotor defect in the control of an asynchronous motor. 2005. Thèse de magister. Univ Mohamed Khider-Biskra.
- .82 Saad, B. and A. Goléa, Mode glissant flou contrôleur de vitesse de conception de moteurs à induction avec des barres cassées.
- .83 Buher, Hansruedi. Setting by fuzzy logic. Presses polytechniques et universitaires romandes, 1994.
- .84 Herizi, A., Amiloration des performances de la commande non lineaire robuste d'un moteur asynchrone à double alimentation " MADA", 2020, Thèse de doct . Univ M'sila.
- .85 Kheireddine, Chafaa. Identification and control structures of non-linear systems based on fuzzy techniques. 2006. Thèse de doct. Batna, Univ El Hadj Lakhder..
- .86 Youcef, Mihoub. Adaptive fuzzy control of the asynchronous machine. 2012. Thèse de doctorat. usto.
- .87 Katia, Kouzi. Contribution of fuzzy logic techniques to the control of an induction machine without a rotary transducer. 2008. Thèse de doct. Univ de Batna 2.
- .88 Aguilar-Martin, J., Fuzzy logic and its industrial applications. *Quaderni*, 1995. 25(1): p. 75-86.
- .89 Kaufmann, A., Introduction à la logique floue 1992: Ed. Techniques Ingénieur.
- .90 Zelmat, M., Automatisation des processus industriels. vol. 2, commande modale et adaptative. 2001.
- .91 Naceri, F., Théorie de la commande adaptative. Livre 2017.
- .92 Elkheir, Merabet. Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile. 2008. Thèse de doctorat. Université de Batna 2.
- .93 Cirstea, M., et al., Contrôle neuronal et logique floue des entraînements et des systèmes de puissance 2002: Elsevier.
- .94 Mokeddem, Diab. Fuzzy control of biotechnological processes based on genetic algorithms. 2010. Thèse de doct. univ de Jijel.
- .95 Nesrine, T., Design of Fuzzy Inference Systems by Hybrid Approaches. Thèse de doct, Univ de Constantine 1, 2017.
- .96 Elkheir, Merabet. Improvement of the regulation performance of a double star machine by artificial intelligence techniques. 2013. Thèse de doct. Batna.

- .97 Laurent, Rambault. Design of a fuzzy control for a control loop. 1993. Thèse de doctorat. Poitiers.
- 98 Loukal, K., Commande robuste des machines asynchrones a double alimentation a base des systèmes flous type deux, 2017, Thèse de doctorat, Université de M'sila.
- .99 Loukal, K. and L. Benalia, Régulateur de type 2 à gain flou adaptatif d'une machine à induction à double alimentation . Journal of Fundamental and Applied Sciences, 2016. 8(2): p. 470-493.
- .100 Klir, G. and B. Yuan, Fuzzy sets and fuzzy logic. Vol. 4. 1995: Prentice hall New Jersey.
- .101 Karnik, N.N. and J.M. Mendel. Introduction aux systèmes logiques flous de type 2. in 1998 IEEE international conference on fuzzy systems proceedings. IEEE world congress on computational intelligence (Cat. No. 98CH36228). 1998. IEEE.
- .102 Abdelghafour, H., et al., Mode glissant flou hybride de type 2 d'une machine à induction à alimentation double. Journal homepage: http://iieta.org/journals/ama_c, 2019. 74(2-4): p. 37-46.
- .103 Mendel, J.M. and R.B. John, Type-2 fuzzy sets made simple. IEEE Transactions on fuzzy systems, 2002. 10(2): p. 117-127.
- .104 Mendel, J., et al., Introduction au contrôle logique flou de type 2 : théorie et applications 2014: John Wiley & Sons.
- .105 Ye, X. and L.L. Fu. Système logique flou de type 2 et niveau défini. dans Troisième conférence internationale sur la sémantique, la connaissance et la grille. 2007. IEEE.
- .106 Rutkowski, L., Informatique. Méthodes et techniques d'intelligence,-: Springer-verlag Berlin Heidelberg, 2008.
- .107 Castillo, O., et al., Étude comparative des systèmes logiques flous de type 1, des systèmes logiques flous de type intervalle 2 et des systèmes logiques flous généralisés de type 2 dans les problèmes de contrôle. Information Sciences, 2016. 354: p. 257-274.
- .108 Abderrahmane, Khemis. Contribution to the adaptive control of the induction machine by the application of fuzzy techniques type-2.2018. Thèse de doct. Univ de Batna 2.
- .109 Karnik, N.N., J.M. Mendel, and Q. Liang, Systèmes logiques flous de type 2. IEEE Transactions on fuzzy systems, 1999. 7(6): p. 643-658.
- .110 Hazil, O., Robust fuzzy predictive modeling and control of DC-DC converters using LMI formalism. 2013.
- .111 Djafar, D. and S. Belhamdi, Speed Control of Induction Motor with Broken Bars Using Sliding Mode Control (Smc) Based to on Type-2 Fuzzy Logic Controller (T2FLC), Advances in Modelling and Analysis C, Vol. 73, No. 4, December, 2018, pp. 197-201.

- .112 Saad, B. and A. Goléa, Commande directe orientée sur le terrain avec logique floue Type-2 pour moteur à induction avec barres de rotor cassées. *Advances in Modelling and Analysis C*, 2017. 72(4): p. 203-212.
- .113 Liang, Q. and J.M. Mendel, Systèmes logiques flous de type 2 d'intervalle : théorie et conception. *IEEE Transactions on fuzzy systems*, 2000. 8(5): p. 535-550.
- .114 Nabil, Ezziani. Adaptive fuzzy backstepping control of an asynchronous machine with and without mechanical sensor.2010. Thèse de doct. Reims.
- .115 Belhamdi, S. and A. Goléa, Contrôle direct du couple pour moteur à induction avec barres cassées utilisant la logique floue de type 2. *AMSE Journals, Advances C*, 2015. 70(1-2): p. 15-28.
- .116 Jana, D.K., et al., Logique floue de type 2 d'intervalle et son application au rendement en matière de risque de sécurité au travail dans les industries. *Informatique douce*, 2019. 23(2): p. 557-567.
- .117 CHEN, Yang. Etude sur le type centroïde-réduction des systèmes logiques flous de type intervalle-2 basés sur des algorithmes non itératifs. *Complexity*, 2019, vol. 2019.
- .118 Mohamed-Mustapha, Annane. Analyse de stabilité et synthèse des systèmes flous de type-2. 2018. Thèse de doctorat.Université de setif 1.
- .119 Castillo, O. and P. Melin, Une revue sur les applications de logique floue de type 2 d'intervalle dans le contrôle intelligent. *Information Sciences*, 2014. 279: p. 615-631.
- .120 Tan, W.W. and T.W. Chua, Systèmes logiques flous et incertains fondés sur des règles : introduction et nouvelles orientations. *IEEE Computational Intelligence Magazine*, 2007. 2(1): p. 72-73.
- .121 Hagra, H.A., Une architecture de contrôle logique de type 2 floue hiérarchique pour les robots mobiles autonomes. *IEEE Transactions on fuzzy systems*, 2004. 12(4): p. 524-539.
- .122 Akka, A., Commande par l'utilisation des techniques du soft computing et leurs optimisations: Application à la commande d'un quadruple réservoir, 2018, Thèse de Doct, université d'Oran, Algérie.
- .123 Hellali, L. and S. Belhamdi, Contrôle de la vitesse du moteur à induction à deux étoiles (DSIM) à l'aide d'une commande directe orientée sur le terrain basée sur un contrôleur logique flou. *Advances in Modelling and Analysis C*, 2018. 73(4): p. 128-136.

Annexes

ANNEXE A

Paramètres

P_n 1,1KW

V 220 V

I 4,6 A

f_s 50 Hz

p 1

R 35,76 mm

L 65mm

e_0 0,2 mm

N_r 16

N_s 160

R_s 7,58 Ω

R_r 150 $\mu\Omega$

R_e 150 $\mu\Omega$

L_e 0,1 μH

L_b 0,1 μH

L_{fs} 26,5 mH

K_o 0,000725 N.ms/rd

J 5,4 10^{-3} kgm^2

Annexe B

Les gains des contrôleurs flous

B.1. Contrôleur flou type-1

$$K_e = 0.025 ;$$

$$K_{de} = 0.5;$$

$$K_{dce} = 300;$$

B.2. Contrôleur flou type-2

$$K_e = 0.004;$$

$$K_{de} = 0.0275;$$

$$K_{dce} = 250;$$

ملخص: إن العمل المقدم في هذه الأطروحة يندرج حول إيجاد تحكم قوي لمحرك اللاتزامني في حالة حدوث عطب، وهذا بالاعتماد على نظريات التحكم والمراقبة غير خطية المبنية أساسا على نظرية ليايونوف. في الجزء الأول نقدم حالة فنية عن مختلف الاعطاب في الآلات اللاتزامنية، ثم وصف ونمذجة للمحرك اللاتزامني في حالة العمل العادية و أثناء حدوث خلل ، والتي تسمح لنا بدراسة استجابتها في مختلف حالات وشروط التشغيل. بعدها قمنا بتطبيق التحكم بنمط الانزلاق على الآلة، لكن مثل هذه القوانين لا تكون كافية لأنها اقل قوة خصوصا عندما يكون الطلب على الدقة و الخصائص الحيوية الأخرى لنظام أكثر صرامة. ولتحسين أداء النظام المراد التحكم فيه قمنا بتطبيق تقنيات ضبط قوية وذلك باستخدام التقنيات الذكية ألا وهي : المنطق الغامض من نوع 1 و المنطق الغامض من نوع 2 . وقد أظهرت النتائج أن التحكم بنمط الانزلاق المزود بأدوات التحكم بالمنطق الغامض نوع 2 أكثر كفاءة وتضمن استقرار النظام سواء في حالة العمل العادية أو في حالة وجود خلل.

الكلمات المفتاحية: محرك لاتزامني، عطب الدوار، نموذج متعدد اللغات، النموذج المبسط، التحكم بالانزلاق الوضعي، المنطق الغامض نوع 1 و 2 .

Résumé : Le travail présenté consiste à appliquer une commande robuste dans les moteurs à induction en présence des barres casses, en utilisant des techniques de la commande non linéaires basées sur la théorie de stabilité de Lyapunov. Dans la première partie, on fait un état d'art sur les différents défauts de la MAS, puis la description et la modélisation des moteurs à induction sain et défectueux qui nous permet d'étudier son comportement dans les différents régimes de fonctionnement. Ensuite, nous appliquons de la commande par mode glissant à la MAS, mais comme ces lois peut être insuffisante puisqu'elle est moins robuste notamment lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. Pour améliorer les performances du système, nous avons appliqué des techniques de réglage robustes par l'utilisation des techniques intelligentes à savoir : la logique flou type-1, la logique flou type-2. Les résultats montrent que la commande par mode glissant avec les contrôleurs flous type-2 est plus performante et donne des meilleurs résultats et garanti la stabilité du système dans un état sain et défectueux.

Mots clés: Moteur à induction , Défaut rotorique, Modèle multi enroulements, Modèle réduit, Commande par mode glissant, Commande flou type1&2.

Abstract: The work that is presented is devoted to find a robust mode for asynchronous machines in the presence of faults using techniques of non linear mode which are based on stability theory of Laypunov. In the first part the different faults of Mas are checked then the description and modeling of the asynchronous machines in the healthy and faulty state Which allow us study their behavior in different regims of functioning. We Have applied the sliding mode with MAS, but its laws can be insufficient because they are less robust and the other demands of precision characteristics are strict. In order to ameliorate the performances of the system, we applied robust parameters through the use of intelligent techniques, which are : type 1 and type 2 fuzzy logics. Results have shown that type 2 sliding mode control has better performance and has given better results also it has guaranteed the system 's stability in the healthy and faulty state.

Key words : asynchronous motor, Fault rotor, reduced model, Multi enrollment model, Sliding mode control, Fuzzy logic type 1and type 2.