

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



FILIERE : ELECTROMECHANIQUE
Numéro d'inscription : D.ELM/3C/02/17

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

Thème

**CONTRIBUTION A LA COMMANDE DES MACHINES
ASYNCHRONES A HAUT RENDEMENT (HEM)**

Présentée Par:

BOUBAKRI Mohamed Lamine

Soutenue le: 27/7/2021 Devant le jury:

KHODJA Djalal Eddine	Président	Professeur	Univ. M'sila
CHAKROUNE Salim	Directeur de thèse	Professeur	Univ. M'sila
BELHAMDI Saad	Co- Directeur de thèse	Professeur	Univ. M'sila
SAOUDI Kamel	Examineur	MCA	Univ. Bouira
CHEBABHI Ali	Examineur	MCA	Univ. M'sila
TALHAOUI Hichem	Examineur	MCA	Univ. B-B-A

2020 /2021

Dédicaces

Je destine ce travail :

A mes parents pour leur soutien, leurs soutiens et bien sur pour m'avoir permis de finir les études dans les meilleures conditions.

Mes sœurs et frères.

Tous ma grande famille.

Tous les enseignants qui m'ont aidé de près ou de loin à obtenir un jour un Doctorat en Electromécanique. Et bien sur à mes collègues : Oussama, brahime ,Djalal Eddine , Anas, Amine, Hocine ,et Abd Latif.

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment et spécialement à ma femme.

A tous mes professeurs qu'ils m'ont appris durant toutes mes années d'étude, et particulièrement Mr. CHAKROUNE Salim et

Mr. BELHAMDI Saad.

Mohamed lamine boubakri

Remerciement

« عن أبي هريرة رضي الله عنه عن النبي صلى الله عليه و سلم قال: « لا يشكر الله من لا يشكر الناس »

Avant toute chose, je tiens à remercier Dieu pour l'accomplissement de ce projet.

Je tiens à exprimer mes profonds remerciements à mon Promoteur Professeur CHAKROUNE Salim, qui à assuré la direction de cette thèse. Je le remercie pour son soutien intellectuel, ses recommandations et pour la confiance le long de cette thèse.

Ma profonde gratitude à mon Co - Directeur de thèse Professeur BELHAMDI Saad pour le suivi de cette thèse, ses conseils et son soutient le long de ce travail.

Mes sincères remerciements à Monsieur KHODJA Djalal Eddine Professeur à l'Université de M'sila pour accepté de présider mon jury de soutenance.

Mes remerciements aux autres membres de jury: Docteur TALHAOUI Hichem de l'Université Bordj Bou Arréridj, Docteur SAOUDI Kamel de l'Université de Bouira et Docteur CHEBABHI Ali de l'université de Msila.

Enfin, mes remerciements à ma femme pour son indéfectible soutien, ainsi que toutes les personnes ayant contribuées pour le bon déroulement de cette thèse.

Sommaire

<i>Introduction Générale</i> 1
------------------------------	---------

Chapitre Un *Moteur Asynchrone à Haut Rendement*

I.1. Introduction	4
I.2. Maîtrise de l'énergie	5
I.3. Effet des machines électriques sur la maîtrise de l'énergie électrique	5
I.4. Généralités sur le moteur asynchrone	6
I.4.1. Constitution	6
I.4.2. Classification des moteurs à cage d'écurie	6
I.5. Rendement des moteurs à induction	6
I.6. Avantages et Inconvénients des moteurs à induction	7
I.7. Spécificités des moteurs à induction	8
I.8. Termes décrivant le rendement	8
I.9. Moteurs à induction à haut rendement (MI-HR)	9
I.10. Conclusion	10

Chapitre Deux *Modélisation et Simulation d'un Moteur Asynchrone* *Triphasé à Haut Rendement*

II.1. Introduction	11
II.2. Modélisation de l'ensemble MAS convertisseur	12
II.2.1. Transformation de Park	14
II.2.2. Modélisation de la machine alimentée en tension	17
II.2.3. Modélisation des onduleurs de tension	17
II.3. Résultats de la simulation	19
II.3.1. Simulation de la machine seule	19
II.3.2. Simulation de l'association convertisseur-MAS	22
II.4. Conclusion	24

Chapitre Trois *Commande PI Flou Appliquée à la MI-HR*

III.1. Introduction	24
III.2. Théorie de la commande PI de la MAS	26
III.3. Principe de la commande PI	26
III.4. Procédé d'orientation du flux	27
III.5. Méthodes de commande PI	27
III.6. Structure fonctionnelle de PI	28
III.6.1. Les estimateurs utilisés dans la commande directe	28
III.6.2. Schéma global d'une commande PI	29

III.7. Synthèse des différents régulateurs	30
III.7.1. Régulateur de courant	30
III.7.2. Régulateur de vitesse	31
III.8. Résultats de simulation	32
III.8.1. Interprétations	34
III.8.2. Test de robustesse	36
III.8.3. Interprétations	38
III.9. Commande par logique floue	39
III.10. Résultats de simulation	41
III.11. Test de robustesse	45
III.12. Conclusion	47

Chapitre Quatre

Commande par Mode Glissant Appliquée au Moteur à Haut Rendement

IV.1.Introduction	48
IV.2. Application du régulateur par mode glissant au moteur	49
Asynchrone		
IV.2.1. Résultats de simulation	49
IV.2.2. Test de robustesse	53
IV.3. Conclusion	56
Conclusion Générale	58

La liste des figures

Chapitre Un

Figure I.1. Parts de la consommation mondiale d'électricité en 2012	5
--	-------	----------

Chapitre Deux

Figure II.1. Schématisation d'une MAS	12
Figure II.2. Modèle électrique d'une phase statorique	13
Figure II.3. Illustration du principe de la transformation triphasé biphasé	15
Figure II.4. Principe de l'association machine - convertisseur	18
Figure II.5. Représentation schématique d'un onduleur	18
Figure II.6. Représentation d'une paire (transistor, diode) par un interrupteur	18
Figure II.7. Résultats de simulation d'un démarrage à vide sans Onduleur	20
Figure II.8. Résultats de simulation d'un démarrage en charge sans onduleur	21
Figure II.9. Résultats de simulation d'un démarrage à vide avec onduleur	22
Figure II.10. Résultats de simulation d'un démarrage à vide avec onduleur	23

Chapitre Trois

Figure III.1. commande MCC et MAS	26
Figure III.2. Principe d'orientation du flux rotorique.	28
Figure III.3. Bloc des estimateur	29
Figure III.4. Schéma de principe d'une PI indirecte pour la MAS	29
Figure III.5. Schéma en boucle ouverte	30
Figure III.6. Schéma en boucle fermée	30
Figure III.7. Schéma bloc d'unrégulation de vitesse	31
Figure III.8. Vitesse de rotation en fonction du temps	32
Figure III.9. Couple électromagnétique en fonction du temps	33
Figure III.10. Courant statorique en fonction du temps	34
Figure III.11. Réponse à un changement de vitesse de rotation (130 rad / s) appliqué à $t=3s$	36
Figure III.12. Couple électromagnétique en fonction du temps	37
Figure III.13. Réponse du procédé à un échelon de courant statorique de phase	38
Figure III.14. Architecture d'un contrôleur flou	39
Figure III.15 Structure générale d'un contrôleur flou type -2	40
Figure III.16. Schéma bloc du réglage de vitesse par la logique	40

floue Type-1 Ou et Type-2FLC de la MHR	
Figure III.17. Vitesse de rotation en fonction du temps	41
Figure III.18. Couple électromagnétique en fonction du temps	42
Figure III.19. Courant en fonction du temps	43
Figure III.20. Réponse du procédé à un échelon de vitesse de rotation (130 rad / s) appliqué à t = 1.4s	45
Figure III.21. Réponse du procédé à un échelon de couple électromagnétique (130 rad / s)	46
Figure III.22. Réponse du procédé à un échelon de courant statorique de phase (130 rad / s) Appliqué à t 1.4s	46

Chapitre Quatre

Figure VI. 1. Schéma globale de la commande par mode glissant pour la MAS	49
Figure VI.2. Vitesse de rotation en fonction du temps	50
Figure VI.3. Couple électromagnétique en fonction du temps	51
Figure VI.4. Courant statorique en fonction du temps	52
Figure VI.5. Réponse du procédé à un échelon de Vitesse de rotation (140 rad / s) appliqué à = 3s	54
Figure VI.6. Réponse du procédé à un échelon de couple électromagnétique (140 rad / s)	55
Figure VI.6. Réponse du procédé à un échelon de courant statorique de phase	56

La liste des tableaux

Chapitre Un

Tableau I. 1. Comparaison entre certain moteur a induction a haut rendement (MI-HR) et de classique équivalents (MI-Cls) pour différentes classes	9
--	----------

Notations et Symboles

MAS	: Moteur Asynchrone.
MCC	: Machine à Courant Continu.
IM-HR	: Moteurs à Induction à Haut Rendement.
IM-Cl	: Moteurs Induction Classique.
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion.
FOC	: Field Oriented Control.
CMG	: Commande Mode glissant.
AG	: Algorithme Génétique.
IT1FLC	: Interval Type-1, Fuzzy Logic Controller .
IT2FLC	: Interval Type-2, Fuzzy Logic Controller .
PI	: Proportionnel Intégrateur.
s, r	: Indices au stator et rotor.
a, b, c	: Indices des trois phases a, b et c.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	: Tensions de phases rotoriques.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	: Tensions de phases statoriques.
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Courants statoriques.
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	: Courants rotoriques.
V_{sd}, V_{sq}	: Tension statorique selon l'axe d et q
V_{rd}, V_{rq}	: Tension rotorique selon l'axe d et q
i_{sd}, i_{sq}	: Courants statoriques longitudinal et en quadrature.
i_{rd}, i_{rq}	: Courants rotoriques direct et transversal.
$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Flux statoriques.
$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Flux rotoriques.
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$: Flux rotoriques direct et en quadrature.
R_s, L_s	: Résistance et Inductance d'une phase statorique.
R_r, L_r	: Résistance et Inductance d'une phase rotorique
M_s	: Inductance mutuelle statoriques.
M_r	: Inductance mutuelle rotoriques.
M_{sr}	: Inductance mutuelle stator-rotor.
M_{rs}	: Inductance mutuelle rotor-stator.
g	: Glissement.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistant.

f	: Coefficient de frottement.
Ω	: Vitesse de rotation.
P	: Nombre de pair de pôle.
$[P]$: Matrice de transformation de PARK.
d	: Indice de l'axe longitudinal.
q	: Indice de l'axe transversal.
ω_s	: Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.
ω_r	: Vitesse électrique de glissement.
ω	: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.
θ_s	: La position du repéré de Park par rapport au stator.
θ_r	: La position du repéré de Park par rapport au rotor.
θ	: La position relative du rotor par rapport au stator.
$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système.
$[B]$: Matrice de commande.
$[X]$: Vecteur d'état.
$[U]$: Vecteur de commande.
s	: l'Opérateur de Laplace.
σ	: Coefficient de dispersion.
η	: Rendement.
Tr	: La constante de temps rotorique.
Ts	: La constante de temps statorique.
m	: Indice de modulation.
fp	: Fréquence de la porteuse.
r	: Taux de modulation.
V_{ref}	: Valeur efficace de tension.
Up	: Tension de la porteuse.
Kp	: Gain du correcteur proportionnel.
Ki	: Gain du correcteur intégral.
$K_{i\Omega}, K_{p\Omega}$: Gain PI des régulateurs de vitesse.
$\mu(x)$: Degré d'appartenance.
max, min	: Valeur maximale et minimale.
e	: Erreur.
Δe	: Variation de l'erreur.
∂	: Dérivée partielle.
t	: Variable de temps.

ueq : La commande équivalente.
 un : La commande attractivité.
 $S(x), Sx$: Surface de glissement.

Introduction Générale

Introduction Générale

1. Généralités

L'énergie est le fondement de l'économie actuelle de l'ensemble de la planète. A cela s'ajoute un inapaisable appétit d'énergie, surtout dans les économies en progression rapide qui absorberont une part croissante des ressources disponibles. Dans ce contexte, il est légitime que toutes les parties prenantes participent au débat sur notre avenir énergétique. Dépendre strictement des sources ordinaires d'énergie n'est pas la solution: d'une part, l'impact des activités humaines sur notre milieu semble s'intensifier, [1, 2].

Il est logique de faire des commerces pour mieux concevoir les problèmes d'efficacité énergétique lors de la conception et du choix des équipements. Généralement, des solutions à de nombreuses difficultés de production et de maintenance sont trouvées dans le but d'améliorer l'efficacité d'un système de moteurs. Sachant que, par définition un système moteurs comprend tous les composants, de la puissance absorbée première à l'utilisation en bout de processus. Suivant cette vision, la consommation d'énergie est la quantité d'énergie utilisée pour chaque produit fabriqué. L'organisation d'un système de moteurs contient l'aptitude d'obtenir la pleine performance de ce système tout en diminuant les coûts d'exploitation et en maintenant un produit fort et crédible. Donc, des progrès peuvent être accomplis et peuvent être envisagés dans les domaines de la productivité, de la fiabilité et des coûts. La solution machine à induction est la plus recommandée en raison de sa durabilité, de sa faible maintenance, de son coût très attractif et de ses performances dynamiques très importantes.

Depuis plusieurs années, l'accroissement persistant du coût de l'énergie et pareillement les efforts pour le soutien de l'environnement, les concepteurs des machines électriques et les clients s'intéressent à la diminution de la consommation d'énergie par ces dernières. Ce qui a encouragé pour le déclenchement des recherches importantes à travers l'univers. Ces recherches sont fondées spécialement sur l'amélioration du rendement. En effet, plusieurs solutions sont fournies dont l'une est basée sur la commande, [2, 3].

En effet, vu l'évolution des techniques quantitatifs, la commande vectorielle est introduite. Les premiers développements théoriques de cette technique ont été réalisés par

Blaschke cependant ses applications réelles ont vu le jour grâce à Léonard. Elle nécessite la transformation de Park, de fonctions trigonométriques et des régulations. Par ailleurs, a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation indépendante où le couple et le courant sont indépendants, [4].

De plus, la méthode de contrôle direct du couple pour les machines asynchrones a été lancée en début de 1980 par Takahashi et Diebenbroek comme étant une solution alternative aux méthodes traditionnelles. Cette dernière dépend de la source d'alimentation à modulation de largeur d'impulsion (PWM), de la séparation des flux et du couple. En revanche, ces deux modes de contrôle ayant le même but que des machines à courant continu séparées où le courant et le flux sont certainement séparés et peuvent être contrôlés indépendamment [5]. Par ailleurs, la puissance des lois de commande ainsi obtenues s'enracine dans la parfaite connaissance numérique des paramètres du schéma équivalent qui sont souvent établies. [4, 5]

2. Objectifs

Suite à la problématique exposée précédemment, dans cette thèse nous nous sommes fixés comme objectifs les points suivants:

1. Développement d'un logiciel de conception d'une machine asynchrone. Ce logiciel permet l'identification paramétrique. Ainsi nous avons recommandé une méthode d'optimisation basée sur les algorithmes génétiques (AGs) et la méthode des essais de particules (EP).
2. Application des techniques de commande modernes (PI, contrôleur flou type-2) pour la machine classique puis à haut rendement pour l'amélioration des performances dynamiques.

3. Structure

Afin de répondre aux objectifs énoncés précédemment, cette thèse est subdivisée en quatre chapitres à savoir:

Le premier chapitre permet de se rapprocher aux impératifs environnementaux et économiques pour la caractérisation énergétique des machines tournantes. On basera sur les méthodes et les normes de leurs rendements. Les avantages d'utilisation des machines asynchrones de haut rendement (MHR) dans le secteur industriel sera également abordés.

Le deuxième chapitre de notre travail, sera consacré à l'exposé de la méthodologie de la modélisation et la simulation d'une machine asynchrone à haut rendement de (2.2 kW);

Les résultats obtenus seront suivis par une étude comparative avec ceux obtenus pour la machine classique. Nous présenterons les résultats avec et sans onduleur cela pour la marche à vide et en charge, ce qui nous permettra de approuver le modèle mathématique qui sera exploité dans les prochaines chapitres.

Dans le troisième chapitre, nous expliquera les fondements de la commande PI ainsi le contrôleur flou type-2 de la MAS alimentée par un onduleur de tension. Puis, en utilisant la boucle de régulation de vitesse nous donnons les résultats de simulations et les testes de la robustesse à la fin de ce chapitre.

Une étude comparative entre les performances dynamiques du FOC et du contrôleur flou type-2 qui sera appliquées sur deux machines asynchrones (classique et à haut rendement) fait l'objet du dernier chapitre.

Nous terminerons par une conclusion générale à partir de laquelle nous révélons les différents résultats obtenus et mettons en évidence les points de vue à surprendre.

Chapitre I

Moteur Asynchrone à Haut Rendement

I.1. Introduction

La machine à induction et notamment à cage, représente entre 90% et 95% de la consommation d'énergie des machines électriques. En effet, elle correspond presque à 53% de la consommation d'énergie électrique totale également sa construction est simple et robuste. Ces machines, sont largement utilisées dans l'entraînement électrique particulièrement dans l'industrie. [6, 7]

En effet, l'amélioration de l'efficacité énergétique passe généralement par une détermination claire de la consommation énergétique des équipements. En fait, on ne peut corriger ce qu'on ne peut mesurer. Ceci peut être évident par l'emploi des moteurs à rendement adéquat. [2, 4]

D'autres études énoncent que 75% de l'énergie totale consommée dans le secteur industriel est liée aux applications dont le moteur à induction est à la base. Donc il est clair, qu'un intérêt augmenté doit être soutenu à ce type de moteur afin de rejoindre les buts énergétiques hypothéqués.

Dans ce premier chapitre, une étude touchant les méthodes et les règles pour l'évaluation du rendement des moteurs à inductions sont exposés. Les facteurs actifs et les avantages des MHR ainsi que l'effet des machines électriques vis-à-vis de la maîtrise de l'énergie électrique sera pareillement traité.

I.2. Maîtrise de l'énergie

En effet, dans le secteur industriel 70% de la consommation d'électricité est consacrée à la marche des moteurs électriques. Les moteurs électriques sont l'une des principales sources de consommation d'électricité des ménages de la même manière que dans l'industrie: Ils représentent environ 50% de la demande mondiale globale d'électricité et cette dépense peut atteindre 70% dans les processus industriels en Europe par exemple. [7]

Par conséquent, l'optimisation de l'efficacité du moteur électrique est cruciale pour l'économie d'énergie et la réduction des émissions.

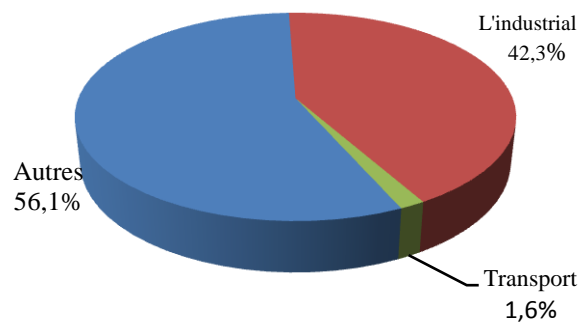


Figure I.1.Parts de la consommation mondiale d'électricité en 2012. [7, 8]

I.3.Effet des machines électriques sur la maitrise de l'énergie électrique

Comme il a été cité, il existe certains procédés pour économiser l'énergie électrique. Dans la partie suivante, on présentera les meilleurs facteurs de «qualité, taille, coûts » l'emploi pour l'épargne d'énergie. [8 - 10]

Le premier facteur est la sélection de la qualité de moteur appropriées et à haut rendement à l'épargne d'énergie particulièrement si la différence de prix d'achat est partiellement réduit même de quelques pourcent. Ceci peut conduire à l'épargne significative d'énergie. C'est à dire que le moteur fonctionne avec un coût mineur et produit la même puissance. [11, 16]

Le dimensionnement du moteur, est également très important comme deuxième facteur. Sachant que, si le moteur est partiellement surdimensionné, alors il marche au-dessous des règlements de charge nominale donc son rendement faible avec un coût élevé.

En revanche, si le moteur est bien prédestiné ceci mènera à une économie raisonnable de l'énergie. [10 - 18]

En contre partie, la sélection du prix du moteur il faut qu'elle soit basée sur l'indicateur prix / rendement. Alors, Il est attirant d'acquérir le plus coûteux, mais il est suggéré que ce moteur possédant un meilleur rendement logiquement menant à une économie significative de l'énergie. [5- 16]

I.4. Généralités sur le moteur asynchrones

Le moteur asynchrone ou à induction est la machine la plus utilisée dans toutes les applications industrielles, en raison de sa facilité d'utilisation, de sa petite taille, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Par contre, son seul inconvénient est l'énergie réactive qui est toujours consommée pour l'aimantation de l'entrefer. [15 - 20]

I.4.1. Constitution

Cette machine est constituée de deux parties distinctes. La première, elle est encochée vers l'extérieur par contre la deuxième elle est encochée vers l'intérieur.

Dans les encoches usuellement qui sont construites de tôles d'acier et comportent sur la face interne du stator trois enroulements identiques et sont alimentées par un réseau triphasé à fréquence et amplitude constante ou par un onduleur de tensions ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

Alors l'armature rotorique, deux cas sont envisageable. Il peut être réalisé soit par un système d'enroulement triphasés ou bien par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétique. [14]

I.4.2. Classification des moteurs à cage d'écureuil

De nos jours, la **NEMA** classe les moteurs à induction et spécialement à cage d'écureuil en cinq groupes à savoir:

Les moteurs à couple et courant de démarrage normal dans le groupe A;

Les moteurs à couple nominal et courant de démarrage faible dans le groupe B;

Les moteurs à fort couple et courant de démarrage faible dans le groupe C;

Dans le groupe D en retrouvent les moteurs à fort glissement;

Le groupe F englobe les moteurs à faible couple et courant de démarrage.

Cette hiérarchie est fondée notamment sur l'évolution de la résistance et la réactance des enroulements rotoriques donc du type de construction. [21, 22]

I.5. Rendement des moteurs à induction

En général, l'efficacité d'un système d'entraînement électrique dépend de véritable facteurs tels que : l'efficacité de la machine en elle-même, les techniques de contrôle adoptées, la qualité du réseau électrique, et les problèmes d'entretien et de réparation.

Pour améliorer l'efficacité du système électrique, différentes méthodes peuvent être utilisées. Cette dernière dépend de la méthode et de la taille optimale des moteurs. La première méthode est profondément attachée au réseau, tandis que la seconde méthode est liée au concepteur du moteur lui-même. Ainsi, pour calculer le rendement des machines à induction, plusieurs méthodes ont été données : La méthode directe, la méthode plaque, la méthode statistique, la méthode de schéma équivalent et enfin la méthode des pertes discrètes. [11]

Toutes les méthodes indiquées ci-dessus, calculent le rendement suivant l'expression mathématique donnée par la relation (1.1)

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{ele}} = \frac{P_{ele} - \sum \Delta P}{P_{ele}} = 1 - \frac{\Delta P}{P_{ele}} \quad (I.1)$$

La puissance (P_{ele}) est la puissance d'entrée absorbée, elle est sous forme électrique évaluée directement. Mais la puissance mécanique (P_{mec}) de sortie elle est calculée en ajoutant la somme des pertes.

Dans la littérature technique, trois stratégies de mesures peuvent être utilisées pour amener le rendement d'un moteur à induction.

- a) Modération directe de la puissance absorbée et utile;
- b) Modération directe de la somme des pertes et de la puissance électrique absorbée;
- c) Modération des différentes pertes et de la puissance mécanique à la sortie. [8]

Sachant bien, il existe plusieurs façons de prédire le rendement d'une machine à induction utilisant les primordiales normes existantes à travers le monde: [8]

- ✓ Canadienne CSA C390-M1985;
- ✓ Américaine IEEE-112B;
- ✓ Européenne IEC-34,2 ;
- ✓ Japonaise JEC-37.

I.6. Avantages et inconvénients des moteurs à induction

I.6.1. Avantages

Plus grand avantage des moteurs asynchrones est leurs pure facilité. Ils ont une seule pièce mobile, le rotor, ce qui les rend à faible coût, calme, durable et relativement sans problème. En revanche, les moteurs à courant continu ont un commutateur et de carbone brosses qui usent et qui ont besoin être remplacé de temps à autre. Le frottement entre les balais et le collecteur produit aussi des moteurs à courant continu relativement bruyants.

- Une maintenance réduite puisque pas de balais;
- Sa robustesse;
- Son prix réduit. [9]

I.6.2. Inconvénients

Etant donné que la vitesse d'un moteur à induction dépend de la fréquence du courant alternatif qui l'entraîne, il tourne à une vitesse constante à moins d'utiliser un variateur de fréquence. En effet, la vitesse de moteurs à courant continu est beaucoup plus facile à contrôler en tournant simplement la tension d'alimentation vers le haut ou vers le bas. Bien que relativement simple, les moteurs à induction peuvent être assez lourds et encombrants à cause de leurs bobinages. Contrairement aux moteurs à courant continu, ils ne peuvent pas être alimentés par batteries ou de toute autre source de courant continu sans utiliser un onduleur. Cela est parce qu'ils ont besoin d'un champ magnétique changeant pour faire tourner le rotor. [10]

I.7. Spécificités des moteurs à induction

Il est évident, lors de l'acquisition d'un moteur à induction on doit fournir aux fabricants le cahier des charges désirés. Alors, les concepteurs se basent sur le rendement de ces moteurs. Puisque le compromis entre diverses performances peuvent entraîner une décroissance du rendement de ces derniers. Il est donc très important de signaler exactement le rendement indispensable. [10]

En effet, la tension d'alimentation est un autre facteur sérieux pouvant altérer son rendement.

Pour les tensions autres que 600 volts, les enroulements et les encoches du moteur sont modifiés nécessitant un noyau plus gros et donc un boîtier plus grand, par conséquent le rendement est plus faible. Alors, pour les tensions d'alimentation élevées, il serait

préférable d'abaisser la tension à l'aide d'un transformateur plutôt que d'opter pour un moteur surdimensionné. [9-18]

En revanche, les moteurs à vitesse élevée possèdent généralement un rendement meilleur.

I.8. Termes décrivant le rendement

Certes, les performances de deux moteurs du même type conçus par deux entreprises différentes ne seront pas les mêmes car les entreprises n'auront peut-être pas simplement utilisé les mêmes méthodes de fabrication et les mêmes matériaux. C'est pour cette raison que l'on parle de rendement nominal, minimal ou apparent.

I.9. Moteurs à induction à haut rendement (MI-HR)

De nos jours, après la crise énergétique, une nouvelle génération de moteurs appelés moteurs à haut rendement est arrivée. Ces moteurs ont un rendement et un facteur de puissance inégalés par les moteurs conventionnels existants et similaires. Leurs coûts d'achat sont plus élevés mais sont rapidement amortis par les économies d'énergie réalisées sur de longues périodes de temps et de fonctionnement. [4 -11]

A titre information, le Tableau I.1 ci-dessous donne les valeurs particuliers du rendement et du facteur de puissance pour les moteurs classiques ainsi que pour les moteurs à haut rendement (MI-HR) pour différentes puissances.

Tableau I.1. Comparaison entre certains moteurs à induction à haut rendement (MI-HR) et de classiques équivalents (MI-Cl) pour différentes classes. [3]

Charge (%)		100%		75%		50%	
Kw	Type	η (%)	$\text{Cos}\varphi$	η (%)	$\text{Cos}\varphi$	η (%)	$\text{Cos}\varphi$
0.75	MI-HR	84.0	80.5	84.0	74.0	81.5	62.0
	MI-Cl	72.0	78.0	72.0	70.0	68.0	58.0
7.5	MI-HR	90.2	88.0	90.2	85.0	90.2	77.0
	MI-Cl	84.0	85.5	84.0	80.5	81.5	75.0
37	MI-HR	92.8	84.5	93.0	81.0	91.7	73.0
	MI-Cl	91.7	84.0	91.7	81.0	90.2	71.5
75	MI-HR	93.5	91.5	94.0	91.0	93.8	87.0
	MI-Cl	91.7	90.5	91.7	90.5	90.2	83.0
150	MI-HR	94.8	90.5	94.6	88.5	94.3	83.0
	MI-Cl	89.0	88.5	91.7	86.5	89.5	80.0

On constate que les MI-HR sont caractérisés par une diminution importante des pertes accompagnée par un meilleur facteur de puissance.

I.10. Conclusion

Dans ce chapitre, on a exposé des généralités sur la machine asynchrone ses différents constituants ainsi que son principe de fonctionnement. Ensuite, nous avons exposé les différentes normes de mesure du rendement existant dans le monde entier et les différents facteurs qui influent sur le rendement de ces machines.

Comme mentionné précédemment, il existe certaines et de nombreuses façons d'économiser l'énergie électrique, dont l'une dépend de l'utilisation de moteurs à induction à haut rendement, en tenant compte des facteurs souhaitables de qualité, de conception et de coût. Nous avons également présenté dans cet axe les avantages d'utiliser ces moteurs en économie d'énergie par rapport à leurs homologues traditionnels existents sur le marché.

Vu que, l'objectif de notre sujet est la contribution à la commande des moteurs asynchrones à haut rendement. Alors, le chapitre qui suit sera destiné à la modélisation et la simulation de ces machines pour une éventuelle commande.

Chapitre II

Modélisation et Simulation d'un Moteur

Asynchrone à Haut Rendement

II.1. Introduction

Modéliser, c'est de mettre en équations de tous les paramètres d'un système qui convient. A travers de cette démarche il nécessite de tenir compte des phénomènes les plus importants et négliger les phénomènes auxiliaires. En effet, si notre système devient ramifié et demande un moyen de calcul très compliqué. Il est nécessaire que le modèle développé soit praticable pour tous les régimes de fonctionnements. Pour accomplir cette tâche nous nous devons appeler à des suppositions simplistes. [30 - 51]

L'application en régime variationnelle, n'est aussi simple même avec des hypothèses. Après la mise en équations, leur résolution reste généralement alambiquée, puisque se sont des équations différentielles à coefficients variables. Pour simplifier les équations de départ et pour les machines électriques, le procédé le plus utilisé est la transformation de PARK qui consiste à remplacer les enroulements triphasés réels par des enroulements équivalents diphasés imaginaires. [1 - 6]

Au début de ce chapitre, on exposera une étude sur la modélisation et la simulation d'une machine à haut rendement comme étant une machine asynchrone (MAS), puis on passera au développement d'un modèle de la MAS à partir des équations générales, suivi par la transformation de PARK et le choix d'un référentiel adéquat moyennant d'obtenir la représentation d'état du modèle développé. En fin, la simulation de deux types de machines à savoir classique et à haut rendement sur Matlab / simulink.

II.2. Modélisation de l'ensemble MAS convertisseur

L'étude du fonctionnement de la machine en général consiste à étudier toutes les équations qui sont liées aux paramètres internes et les grandeurs externes et particulièrement liées à : La tension entre les bornes de la machine, les courants consommés et le couple utile. Les différentes approches utilisées pour l'étude dépendent de la résolution des équations électromagnétiques et mécaniques. Où les différences résultent aux hypothèses simplificatrices et succinctes qui peuvent être effectuées, en fonction du domaine fréquentiel considéré et de la structure physique du système étudié, c'est-à-dire en fonction des objectifs de la modélisation fixés. [37]

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la Figure II.1.

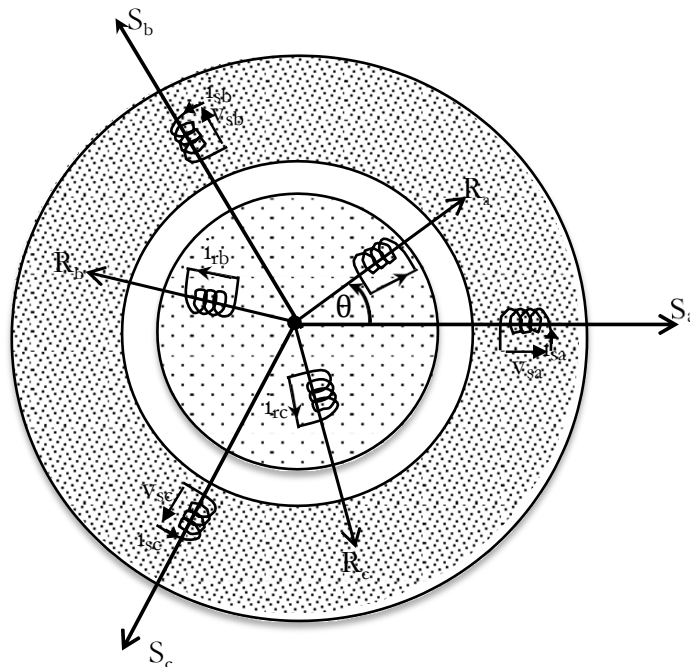
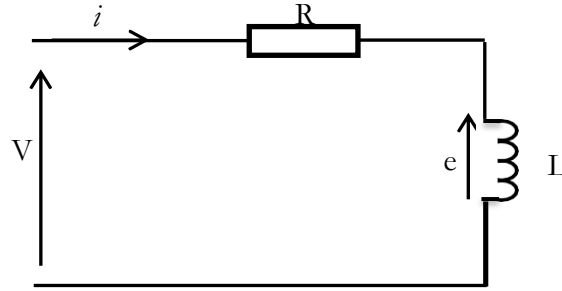


Figure II.1. Schématisation d'une MAS

Notre machine, elle est composée de six enroulements dans l'espace. Les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle (120°), ainsi que les axes rotoriques. L'angle ' θ ' représente l'angle entre l'axe de la première phase rotorique de référence (R_a) et l'axe de la première phase statorique de référence (S_a). [33-49]

Par l'application de la loi de Faraday, une force électromotrice e (f.e.m) apparaît dans un circuit électrique quand le flux d'induction le traversant varié, sa valeur instantané est donné par:

$$e = - \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II.1})$$



Donc, chaque enroulement peut être représenté électriquement comme suivant:

Figure II.2. Modèle électrique d'une phase statorique

Sachant que la loi de Kirchhoff est donnée par:

$$V = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{II.2})$$

Par analogie, les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} [V_{abc,s}] = [R_s][i_{abc,s}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc,s}] \\ [V_{abc,r}] = 0 = [R_r][i_{abc,r}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc,s}] \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

En définissant les vecteurs suivants:

$[V_{abc,s}] = [V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}]^T$: Vecteur tension statorique;

$[V_{abc,r}] = [V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}]^T$: Vecteur tension rotorique;

$[i_{abc,r}] = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T$: Vecteur courant statorique;

$[i_{abc,r}] = [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T$: Vecteur courant rotorique;

$[\varphi_{abc,s}] = [\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}]^T$: Le flux à travers les bobines statoriques;

$[\varphi_{abc,r}] = [\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}]^T$: Le flux à travers les bobines rotoriques.

En outre, les équations magnétiques des flux sont données par système suivant:

$$\begin{cases} [\varphi_{abc,s}] = [L_{ss}][i_{abc,s}] + [M_{sr}][i_{abc,r}] \\ [\varphi_{abc,r}] = [L_{rr}][i_{abc,r}] + [M_{rs}][i_{abc,s}] \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Tels que :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \cdot [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

θ : La position relative entre stator et rotor;

$[L_{SS}]$: La matrice inductance statorique;

$[L_{rr}]$: La matrice inductance rotorique;

L_s : Inductance d'une phase statorique;

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques;

L_r : Inductance d'une phase rotorique;

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques;

M_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

En remplaçant les relations (II.4) dans (II.3) on obtient les expressions matricielles suivantes :

$$\begin{cases} [V_{abc,s}] = [R_s][i_{abc,s}] + [L_{SS}] \cdot \frac{d}{dt} [i_{abc,s}] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_{abc,r}]) \\ [V_{abc,r}] = 0 = [R_r][i_{abc,r}] + [L_{rr}] \cdot \frac{d}{dt} [i_{abc,r}] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_{abc,s}]) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Ainsi, l'étude des caractéristiques d'une MAS fait introduire des paramètres mécaniques à savoir couple, vitesse. ..etc.

L'équation mécanique de la machine asynchrone est donnée comme suit:

$$C_{em} = C_r + f_r \cdot \Omega + J \frac{d}{dt} \Omega \quad (\text{II.8})$$

Tel que :

C_{em} : Couple électromagnétique [Nm];

C_r : Couple résistant [Nm];

J : Moment d'inertie [$\text{kg} \cdot \text{m}^2$];

C_r : Coefficient de frottement en [Nm /rad];

Ω : Vitesse de rotation en [rad/s].

II.2.1 Transformation de PARK

L'objectif principal de l'utilisation de cette transformation est de passer d'un système

d'axes naturels triphasé (abc) vers un système d'axes réunis biphasé (d,q) permettant d'avoir un système d'équations différentielles à coefficients constants. En outre, cette transformation est applicable aux courants, tensions et flux. [50]

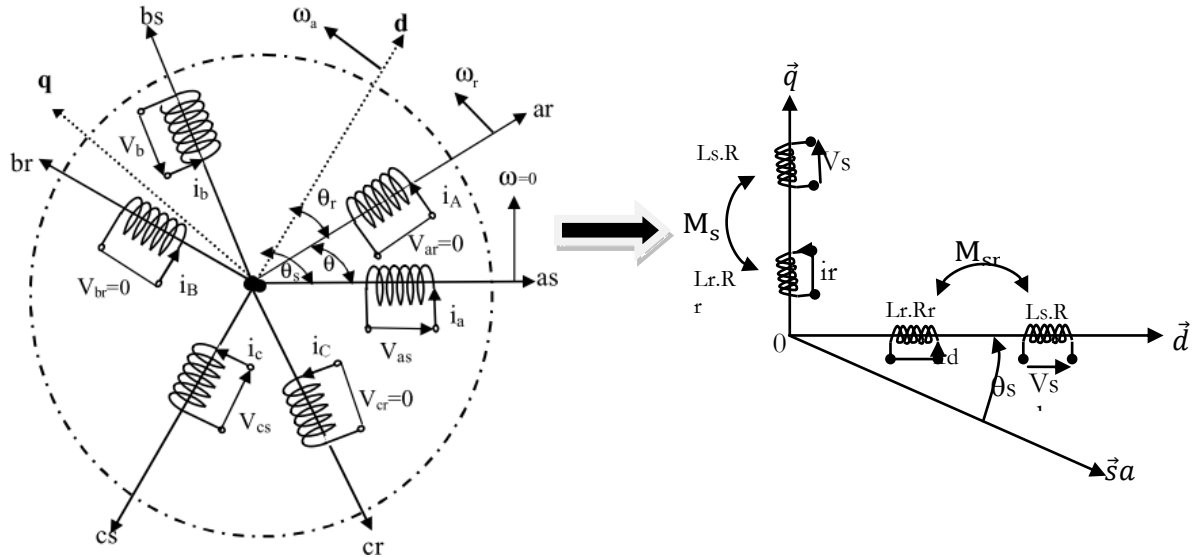


Figure II.3. Illustration du principe de la transformation triphasé biphasé

La transformation de Park est exprimée par :

$$\begin{cases} [x_{abc}] = [P]^T [x_{abc}] \\ [x_{abc}] = [P] [x_{abc}] \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Où $[P]$ et $[P]^T$ sont des matrices de passage direct et inverse respectivement, elles sont données par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[P]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Avec:

- $(\theta = \theta_s)$ pour le stator et $(\theta = \theta_r)$ pour le rotor;
- La valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une conservation de puissance.

Utilisant la transformation de Park, les équations de tensions statoriques et rotoriques s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + (d\varphi_{sd}/dt) - (d\theta_s/dt)\varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + (d\varphi_{sq}/dt) + (d\theta_s/dt)\varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + (d\varphi_{rd}/dt) - (d\theta_r/dt)\varphi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + (d\varphi_{rq}/dt) + (d\theta_r/dt)\varphi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$\begin{cases} \omega_s = d\theta_s/dt \\ \omega_r = d\theta_r/dt \end{cases}$$

De même les équations magnétiques deviennent sous la forme

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rd} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Sachant que:

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique et $L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique;

$M = (3/2)M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

L'équation mécanique devient sous la forme:

$$C_{em} = \frac{2}{3} \cdot P \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot [(\varphi_{rd} \cdot i_{sq} - \varphi_{rq} \cdot i_{sd})] \quad (\text{I.14})$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + (d\varphi_{sd}/dt) - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + (d\varphi_{sq}/dt) + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + (d\varphi_{rd}/dt) - \omega_r \varphi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + (d\varphi_{rq}/dt) + \omega_r \varphi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Par la combinaison de ces équations avec les équations magnétiques, on obtient les relations électromagnétiques suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = [R_s + L_s d/dt] i_{sd} + M_{sr} (d\varphi_{sd}/dt) - L_s \omega_s i_{sq} - M_{sr} \omega_s i_{sq} \\ V_{sq} = [R_s + L_s d/dt] i_{sq} + M_{sr} (d\varphi_{sq}/dt) + L_s \omega_s i_{sd} + M_{sr} \omega_s i_{sd} \\ V_{rd} = [R_r + L_r d/dt] i_{rd} + M_{sr} (d\varphi_{rd}/dt) - L_r \omega_r i_{rq} - M_{rs} \omega_r i_{sq} = 0 \\ V_{rq} = [R_r + L_r d/dt] i_{rq} + M_{sr} (d\varphi_{rq}/dt) + L_r \omega_r i_{rd} + M_{rs} \omega_r i_{sd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

II.2.2 Modélisation de la machine alimentée en tension

Le modèle de MAS a pour but d'établir les performances qui nous pouvons espérer d'un actionneur réel, dans notre travail nous avons choisi un référentiel immobile au champ tournant, afin de pouvoir orienter le flux rotorique. [33-47]

- Tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) comme variables de commande;
- Courants et les flux ($i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rd}$)^T et la pulsation mécanique « Ω ».

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme:

$$dX/dt = AX + BU \quad (\text{II.17})$$

$X = [i_{sd} \ i_{sq} \ \varphi_{rd} \ \varphi_{rd}]^T$: Vecteur d'état;

$U = [V_{sd} \ V_{sq}]^T$: Vecteur de commande.

Après calcul on trouve:

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_s} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_s & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr} T_r}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr}}\right) \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_s} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr}}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr}}\right) \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -\omega_s \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -\omega_s & \frac{M_{sr}}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Et la matrice de commande:

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

En définissant les trois grandeurs caractéristiques T_s, T_r, σ

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Respectivement constantes de temps statorique et rotorique,

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}}{L_r L_s}$: Coefficient de dispersion de Blondel.

II.2.3. Modélisation des onduleurs de tension

L'onduleur de tension à deux niveaux est une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée.

La Figure II.4, présente un système machine asynchrone alimentée par un onduleur de type M.L.I. [46]

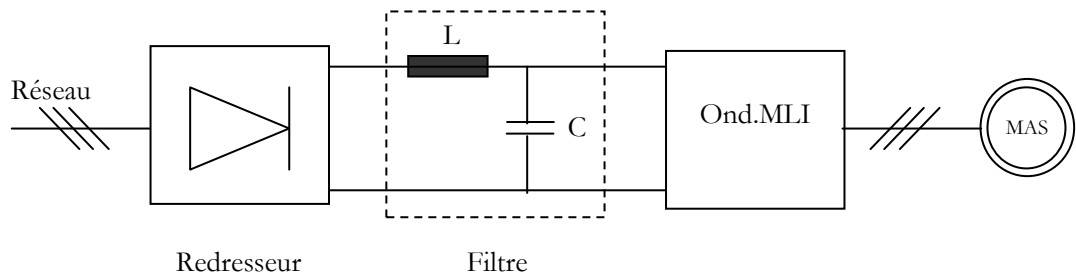


Figure II.4. Principe de l'association machine - convertisseur

La Figure II.5, représente la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.

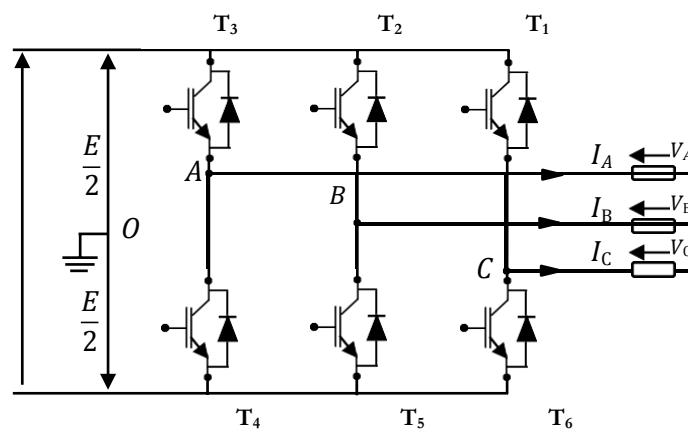


Figure II.5. Représentation schématique d'un onduleur

Chaque paire (transistor, diode) peut être représentée par un interrupteur, comme suit :

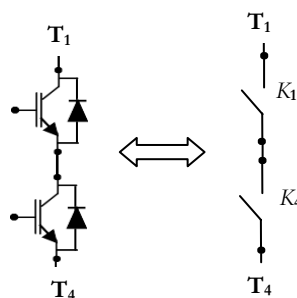


Figure II.6. Représentation d'une paire (transistor, diode) par un interrupteur

L'expression des tensions composées est donnée par:

$$\begin{aligned}
 U_{12} &= V_{as} - V_{bs} = V_{21} - V_{11} \\
 U_{23} &= V_{bs} - V_{cs} = V_{31} - V_{21} \\
 U_{31} &= V_{cs} - V_{as} = V_{11} - V_{31}
 \end{aligned}
 \tag{II.20}$$

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chacun d'entre eux, il vient:

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = \frac{U_f}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{12} \\ f_{23} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, il en résulte :

$$\begin{bmatrix} U_{as} \\ U_{bs} \\ U_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} U_f \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

II.3. Résultats de la simulation

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté pour la machine asynchrone de 2.2kW, alimentée par une source triphasée de valeur efficace 220V et de fréquence 50Hz. Puis on a simulé ce modèle associé à un onduleur de tension commandé par la technique MLI pour les cas suivants:

- Démarrage direct du processus MAS sans onduleur à essai à vide.
- Démarrage direct du processus MAS sans onduleur à essai en charge.
- Démarrage direct du processus MAS avec onduleur à essai à vide.
- Démarrage direct du processus MAS avec onduleur à essai en charge.

II.3.1. Simulation de la machine seule

a) Essai à vide

Au démarrage et lors d'un régime transitoire la vitesse est presque linéaire puis elle atteint sa valeur de référence sans dépassement de 157 rad/s. On constate également sur les caractéristiques que le temps de réponse est meilleur pour la machine à haut rendement (MA-HR) et le couple électromagnétique est élevé au démarrage par rapport à la machine classique (MI-CIs). De même pour le courant statorique, sachant que l'appel de courant au démarrage égal environ à 1.5 jusqu'à 2.5 fois le courant nominal. Il représente des pulsations causées par les harmoniques hautes fréquences, et sont plus grandes dans le cas (MI-HR) qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par un échauffement en cas de répétitions excessives. Après sa disparation, le régime permanent est atteint.

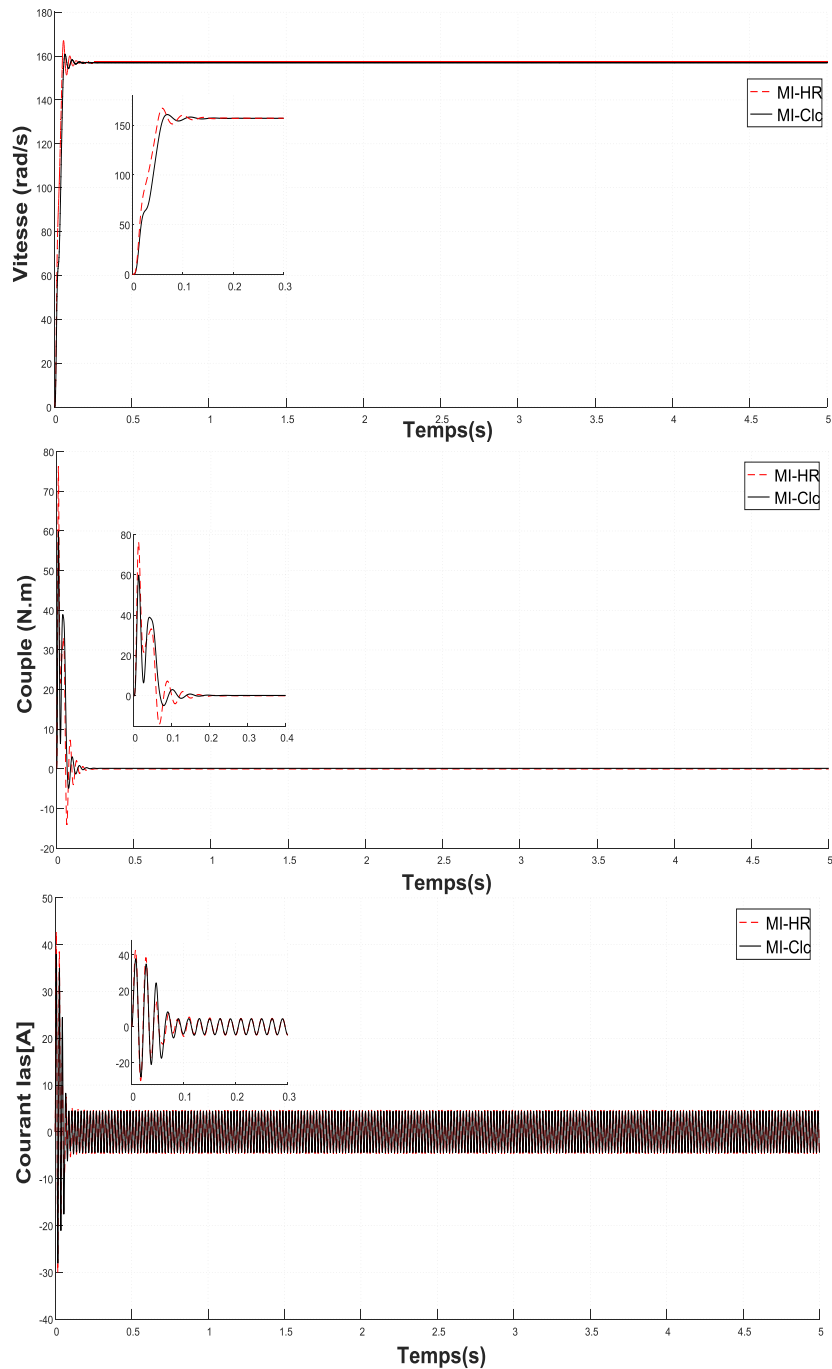


Figure II.7. Résultats de simulation sans onduleur

b) Essai en charge

On applique sur les deux machines une charge de 12 Nm à l'instant $t=2s$. Le régime permanent est atteint après un temps de réponse et des ondulations qui comprennent entre 12 et 24 Nm.

En plus, la diminution de la vitesse pour le premier cas à 145rad/s. Pour le deuxième cas, elle revient à sa valeur de référence sans dépassement de 157 rad/s qui demeure un avantage.

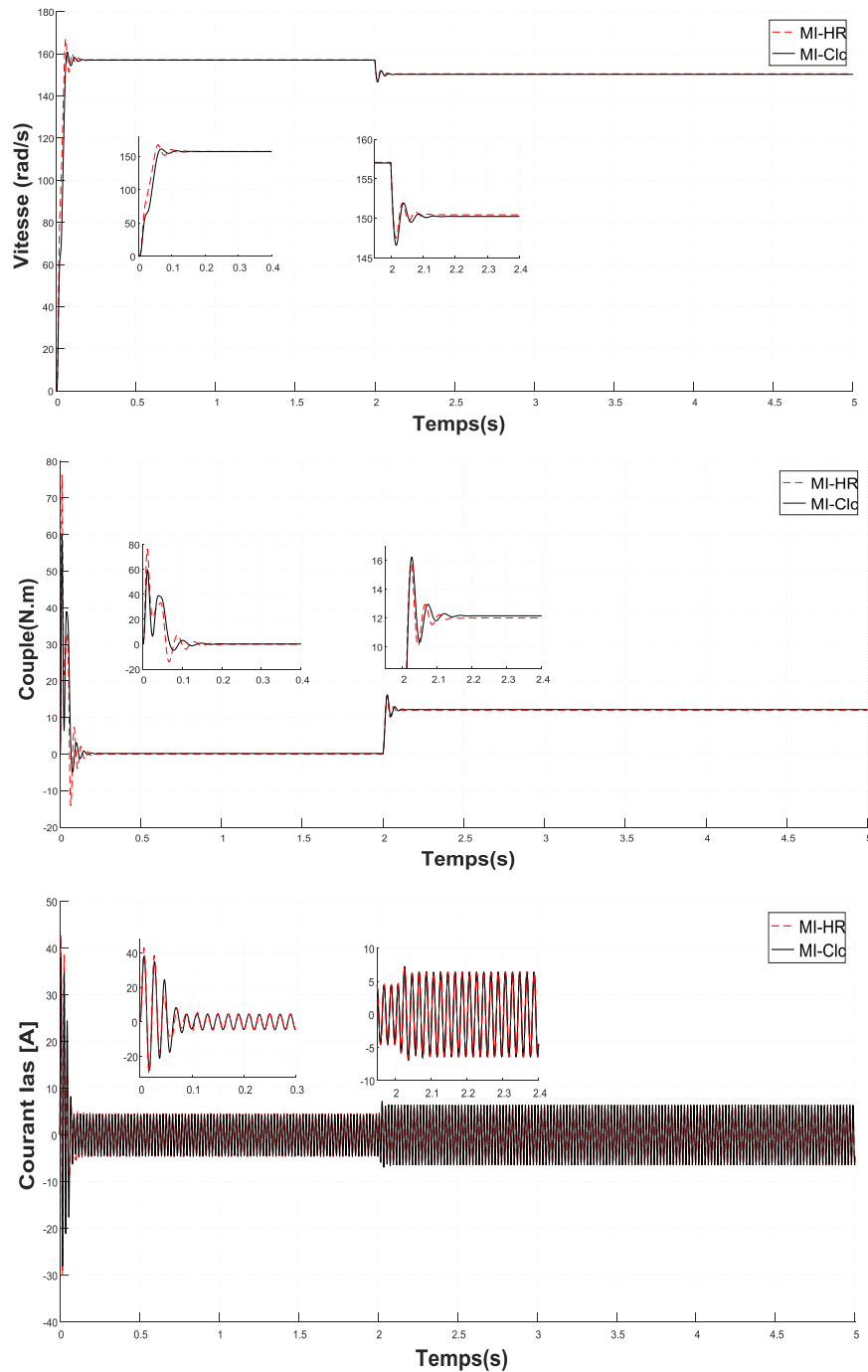


Figure II.8. Résultats de simulation d'un démarrage en charge sans onduleur

Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur, atteint la valeur maximale 8.0A pour la machine (MI-Clc) et 8.10A pour la machine (MI-HR) avant que le régime permanent est atteint.

II.4.2 Simulation de l'association convertisseur-MAS

Utilisant le schéma de l'association convertisseur machine MAS avec onduleur celui présenté sur la Figure II.4. La machine est alimentée par un système de tension délivrée par

l'onduleur, celui-ci est commandé par la technique M.L.I. Deux tests sont utilisés à savoir:

Démarrage direct du processus MAS avec onduleur à vide et démarrage direct du processus MAS avec onduleur en charge.

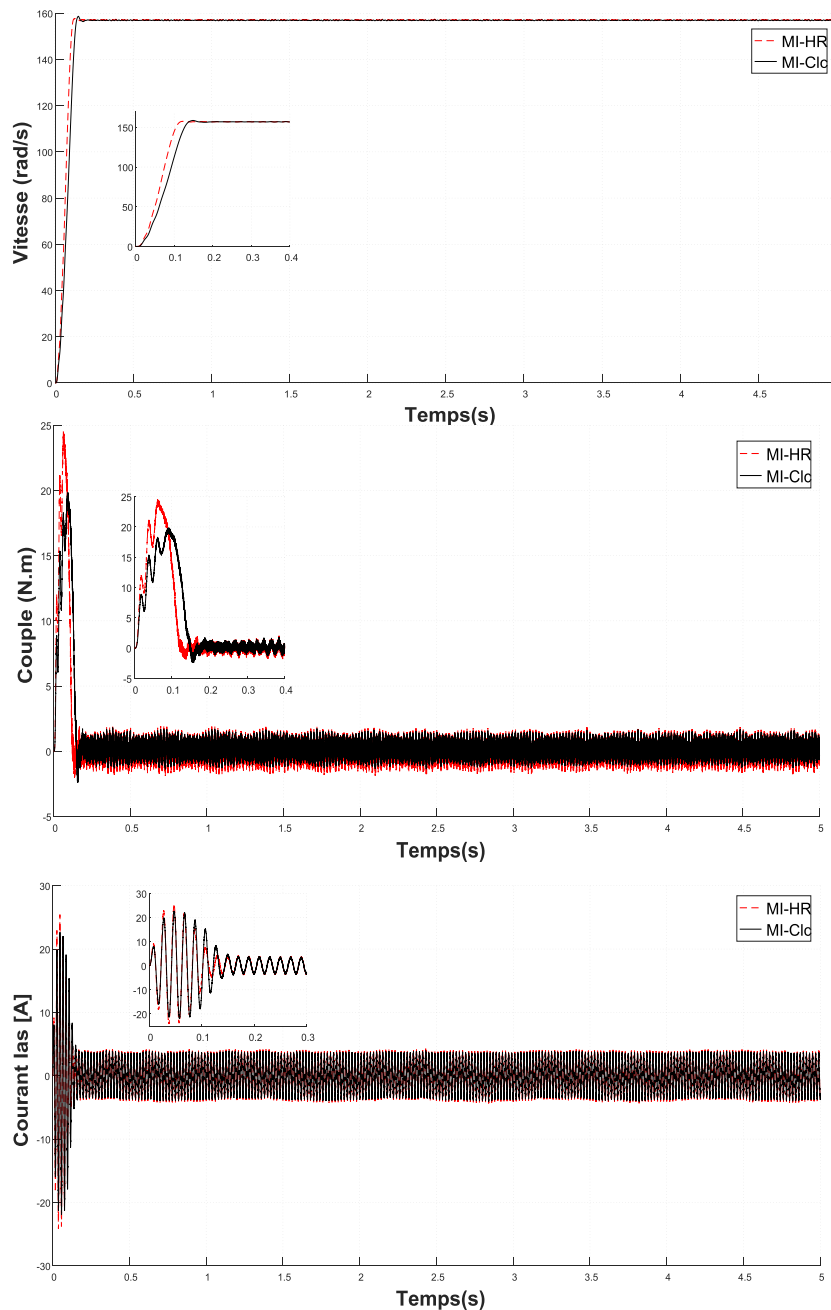


Figure II.9. Résultats de simulation avec onduleur

Les figures ci-dessous présentent l'évolution du couple, la vitesse et le courant de phase en fonction de temps dans le cas d'un démarrage direct du procédé MAS avec onduleur en charge. Où ces figures illustrent également la différence entre la machine asynchrone à haut rendement (MI-HR) et la machine classique (MI-Cl).

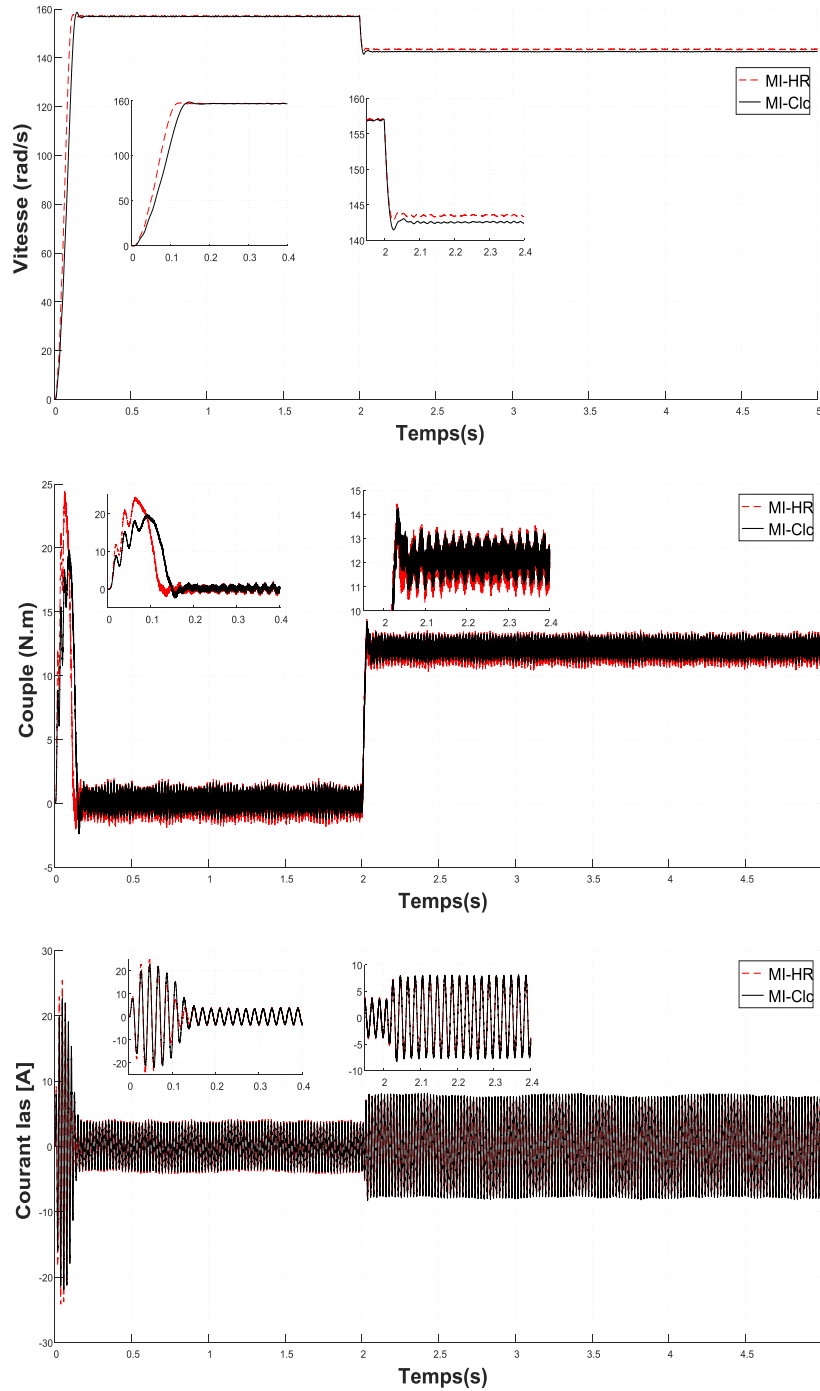


Figure II.10. Résultats de simulation d'un démarrage en charge avec onduleur

Ces résultats semblent pour indiquer un désalignement des performances par un rendement élevé machine asynchrone à haut rendement (MI-HR) et machine classique (MI-Clc).

Au démarrage la vitesse est quasi linéaire en régime transitoire est environ 0.3s. Puis se stabilise à (157 rad/s).

On remarque aussi que le couple croît jusqu'à 24Nm au démarrage puis devient nul qu'après une durée de 2s avec des oscillations envisageables.

On outre, à vide la machine demande un fort courant statorique à la forme sinusoïdale qui dépasse 25A. Le moteur continue à accélérer jusqu'à ce que sa vitesse devient constante, et égale à sa valeur nominale. Le régime permanent est atteint et le courant reste purement inductif (8A).

Avec l'application d'un échelon de couple $C_r = 12\text{Nm}$ à $t = 2\text{s}$, on remarque une diminution de la vitesse pour se stabiliser à la valeur (145 rad/s) et les valeurs de courant et le couple pour les deux machines augmentent pour répondre à la demande de charge. En même temps la vitesse de la machine classique (MI-CIs) diminue légèrement par rapport à la machine à haut rendement (MI -HR), ceci est un avantage pour l'application de ces machines.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté des fondements sur la machine asynchrone du point de vue modélisation et commande. Nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone à haut rendement tenant compte des hypothèses simplificatrices. Pour cela, nous avons les équations de la machine ramenée dans le système biphasé utilisant la transformation de Park. Ensuite, nous avons donné une méthode de modélisation pour la partie alimentation, le principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé est également introduit et le processus de démarrage du moteur à vide et en charge est simulé.

Les résultats de simulation numérique obtenus, montrent clairement que le modèle de la machine seule alimentée par le réseau est admissible. Du point de vue simulation, on a constaté que la charge joue un rôle effectif pour la machine à cause de la diminution de vitesse qu'elle introduit, ceci nécessite un réglage de la vitesse rotorique indépendamment de la charge appliquée.

Afin d'avoir de hautes performances statiques et dynamiques, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode avec une simulation sous Matlab sera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre III

Commande PI Flou Appliquée à la MI-HR

III.1. Introduction

Les machines MCC ont été l'élément clé de la majorité des actionneurs à vitesse variable. En effet, cette machine présente l'avantage d'un contrôle séparé du flux et du couple. Le flux est produit exclusivement par le courant d'excitation et si le flux est fixe, le couple devient proportionnel au courant d'induit. Contrairement à ceci, la machine triphasée à induction, représente une construction mathématiquement complexe avec son système multi phase d'enroulement et de tension, qui la rendu difficile de maintenir cette qualité de découplage importante. [9 - 15]

Au début des années soixante dix, les premiers développements théoriques de la commande vectorielle connue sous le nom flux orienté ont été réalisés par '**Blaschke**' [10]. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée qu'avec les avancés en électronique de puissance. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, des fonctions trigonométriques et des régulations. Par ailleurs, cette technique de commande visée d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation indépendante. [11]

Sachant qu'une bonne commande des machines à courant alternatif est assurée si nous affirmons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par orientation de ces dernières dans un repère (d,q) tournant à la vitesse du champ tournant. Si cela est conçu, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner. [27]

Sert, le principe du contrôle vectoriel réside dans l'orientation du flux dans la machine c'est-à-dire au stator et au rotor ou dans l'entrefer suivant l'un des deux axes (d,q). Habituellement nous travaillons avec une orientation suivant l'axe d, l'axe en quadrature portera par conséquent le courant qui participera à la création du couple électromagnétique dans la machine. Donc le contrôle des courants suivant l'axe 'd' va déterminer l'état magnétique de la machine alors que le contrôle des courants suivants l'axe 'q' nous assure le couple nécessaire. [13]

Dans ce chapitre, une technique de commande semblable à celui des machines à courant continu à excitation séparée est introduite. Afin d'avoir de hautes performances statiques et dynamiques nous présenterons la commande vectorielle appliquée à un

moteur asynchrone à haut rendement alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle. Nous expliquerons tout d'abord le principe d'orientation du flux rotorique. Ensuite, nous exposerons les méthodes usagées pour réaliser la commande vectorielle, à savoir ; La commande directe et la commande indirecte. Enfin, l'utilisation de la technique de commande vectorielle permettra de nous comparerons les performances du Machine à Haut Rendement et du Machine Classique.

III.2. Commande PI Appliquée au MAS

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme primordial avantage d'être ordinairement commandable, le couple et le flux sont découplés et contrôlables séparément. Le flux est contrôlé par l'inducteur et le couple est contrôlé par le courant d'induit. Cependant, pour la machine asynchrone, l'expression du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage entre le réglage du flux et celui de couple est naturel. On se retrouve donc devant une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. La commande vectorielle vient de régler ce problème de découplage. [14, 20]

III.3. Principe de commande PI

D'une manière générale et dans la totalité des cas, l'induit d'une machine à courant continu est bobiné. Pour la modélisation de cette machine, la force magnétomotrice déphasée d'un angle de 90° par rapport à l'axe du flux inducteur. En effet, le couple est le résultat du produit du flux et de courant. Alors, ce n'est pas le cas pour la machine asynchrone. Les déphasages entre les axes statoriques et rotoriques varie en fonction du temps, ce qui donne des interdépendances difficiles. [25, 44]

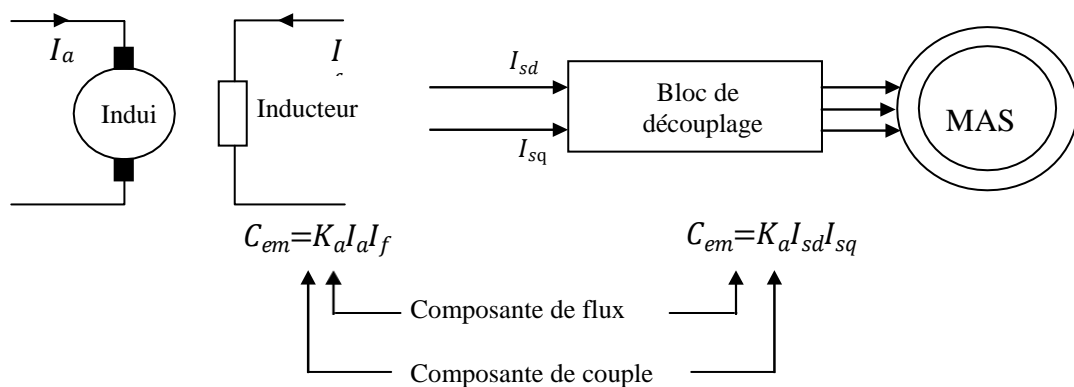


Figure III.1. Commande MCC et MAS

Pour acquérir une situation identique à celle d'une MCC, il faut trouver un axe pour que le vecteur courant du stator se décompose en deux composantes, une est responsable pour la production du flux. Par contre, la deuxième composante est responsable sur le couple cela est illustré sur la Figure III.1. [15 - 42]

III.4. Procédé d'orientation du flux

La commande par orientation du flux peut se réaliser en utilisant l'une des trois composantes du flux à savoir:

- Flux rotorique par: $\varphi_{rd} = \varphi_r, \varphi_{rq} = 0$
- Flux statorique en posant : $\varphi_{sd} = \varphi_s, \varphi_{sq} = 0$
- Flux d'entrefer en tenant compte : $\varphi_{md} = \varphi_m, \varphi_{mq} = 0$

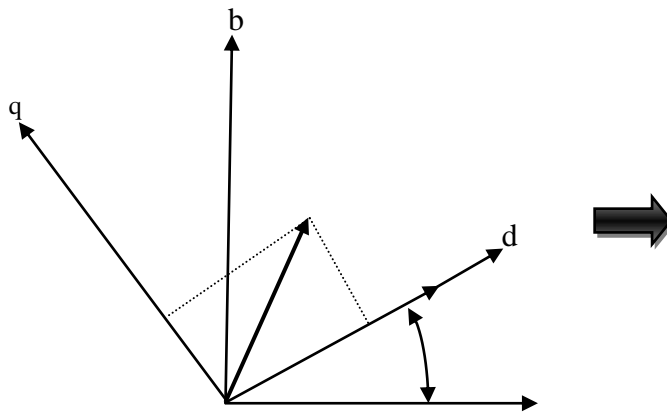


Figure III.2. Principe d'orientation du flux rotorique. [17]

D'une manière générale, le couple s'exprime dans le repère (d, q) :

$$C_{em} = \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot [(\varphi_{rd} \cdot \dot{i}_{sq} - \varphi_{rq} \dot{i}_{sd})] \quad (\text{III.1})$$

III .5. Méthodes de la commande PI

Afin d'effectuer la transmutation de coordonnées qui annulera la composante en quadrature du flux, il est indispensable de connaître pour chaque instant sa position exacte. Selon l'approche utilisée pour apprécier cette position, on spécifiera deux méthodes de contrôles du flux, directe et indirecte. [22 - 35]

La première, assure un découplage régulier entre le flux et le couple, quelque soit le régime de fonctionnement. Par contre, la seconde est basée sur le principe à ne pas mesurer l'amplitude du flux néanmoins uniquement son emplacement. Elle admet à évaluer la position du vecteur du flux et de régler son amplitude en boucle ouverte. [23]

III.6. Structure fonctionnelle de la Commande PI

Pour localiser les résultats d'une entrée à une sortie unique, on exprime la notion du découplage. Certaines techniques subsistent, le découplage par retour d'état et le découplage par compensation. [12 - 21]

Sachant que, le modèle biphasé de la machine à induction à haut rendement dans le référentiel lié au champ tournant est présenté par le système d'équation(III.2):

$$\left\{ \begin{array}{l} di_{sd}/dt = -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \left(\frac{1}{M_{sr} T_r \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}}\right) \varphi_{rd} + \left(\frac{1}{M_{sr} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}}\right) \varphi_{rq} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right) V_{sd} \\ di_{sq}/dt = -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) i_{sq} + \omega_s i_{sd} + \left(\frac{1}{M_{sr} T_r \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}}\right) \varphi_{rq} + \left(\frac{1}{M_{sr} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}}\right) \varphi_{rd} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right) V_{sq} \\ d\varphi_{rd}/dt = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ d\varphi_{rq}/dt = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} - \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{array} \right. \quad (III.2)$$

Si on oriente le flux pour élimination de sa composante en quadrature, le système devient:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s di_{sd}/dt + \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r}\right)^2 R_r\right) i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \varphi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s di_{sq}/dt + \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r}\right)^2 R_r\right) i_{sq} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M_{sr} R_r}{L_r^2} \varphi_r \\ T_r d\varphi_r/dt + \varphi_r = M_{sr} i_{sd} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} i_{sq} = \omega_{sl} \varphi_r \end{array} \right. \quad (III.3)$$

En plus de l'équation (III.1) qui donne le couple électromagnétique:

$$C_{em} = \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_r \cdot i_{sq} \quad (III.4)$$

Ces équations suffiront pour faire des estimateurs du flux et de la pulsation statorique, en plus des régulateurs qui nous les développera par la suite.

III.6.1. Les estimateurs utilisés dans la commande directe

Généralement, trois estimateurs sont utilisables. Le premier pour estimer le flux rotorique, le second pour estimer la pulsation statorique et le dernier pour estimer l'angle. [29 - 40]

L'équation (III.5) est l'équation fondamentale qui permet d'estimer le flux φ_r :

$$\varphi_r = \frac{M_{sr}}{1+sT} i_{sd} \quad (III.5)$$

Alors, l'équation (III.6) permet d'estimer la pulsation statorique:

$$\omega_s = SR + \frac{M_{sr}}{T_r \varphi_r + 0.001} i_{sq} \tag{III.6}$$

$$\theta_s = \frac{1}{S} \omega_s \tag{III.7}$$

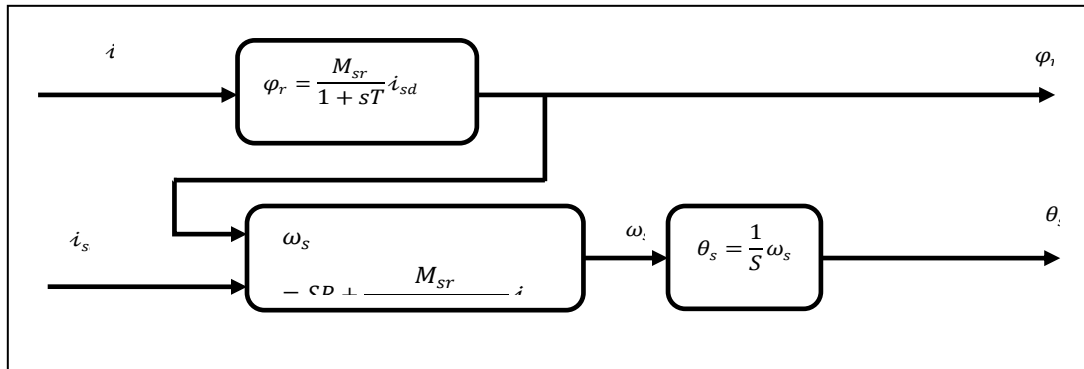


Figure III.3. Bloc des estimateurs

III.6.2. Schéma global d'une commande PI

La Figure III.4 ci-dessous, représente le schéma de principe global de la commande PI d'une machine asynchrone dans le repère (d,q).

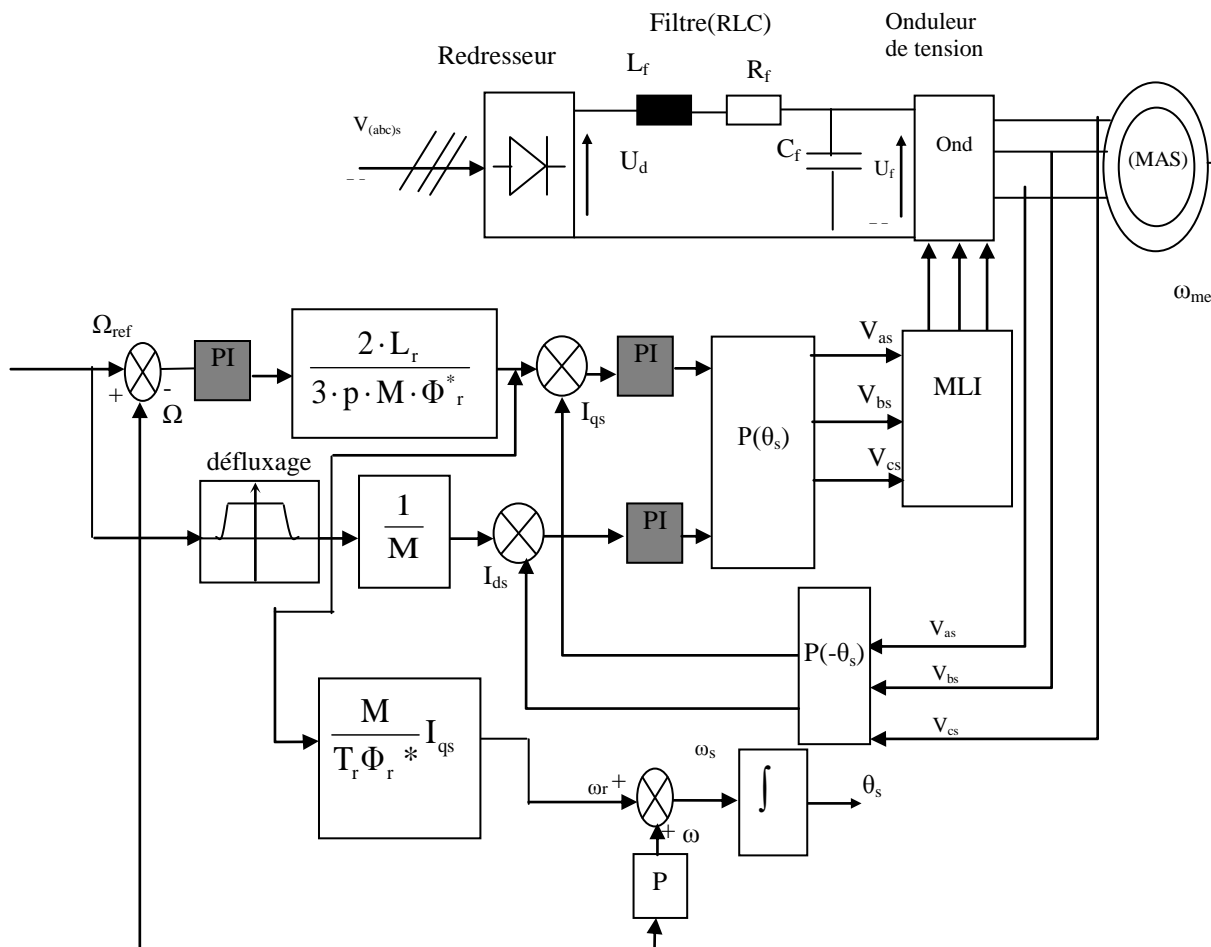


Figure III.4. Schéma bloc de la commande PI indirecte. [39]

III.7. Synthèse des différents régulateurs

D'une manière générale, il existe quatre régulateurs PI. [21-22]

III.7.1. Régulateur de courant

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{T_r L_r} \right) i_{sd} \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{T_r L_r} \right) i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

$$\begin{cases} \frac{i_{sd}}{V_{sd}} = \frac{i_{sd}}{\sigma L_s s + R_{eq}} \\ \frac{i_{sq}}{V_{sq}} = \frac{i_{sq}}{\sigma L_s s + R_{eq}} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

$$R_{eq} = R_s + \frac{M_{sr}^2}{T_r L_r} \quad (\text{III.10})$$

L'équation (III.11) est la forme générale d'un régulateur proportionnel intégral:

$$PI(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{III.11})$$

Finalement, on peut représenter notre système en boucle ouverte par la Figure III.5 ci-dessous:

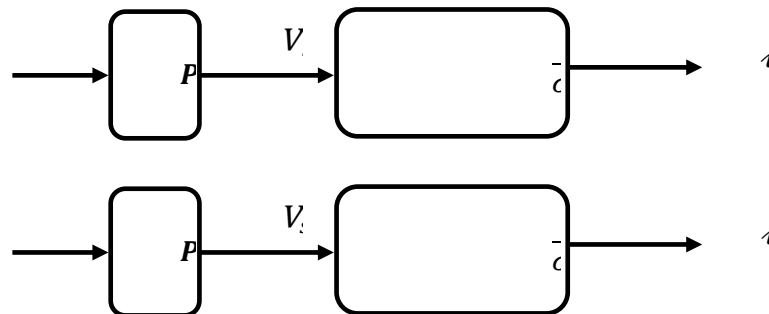


Figure III.5. Schéma en boucle ouverte

Ainsi que, le système en boucle fermée est représenté par la Figure III.6 suivante:

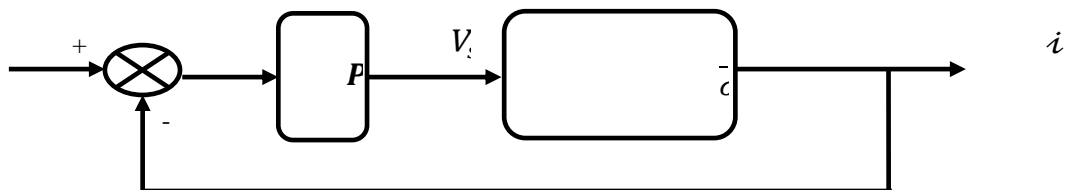


Figure III.6. Schéma en boucle fermée

III.7.2. Régulateur de vitesse

La figure suivante, représente le schéma de principe d'un régulateur de vitesse:

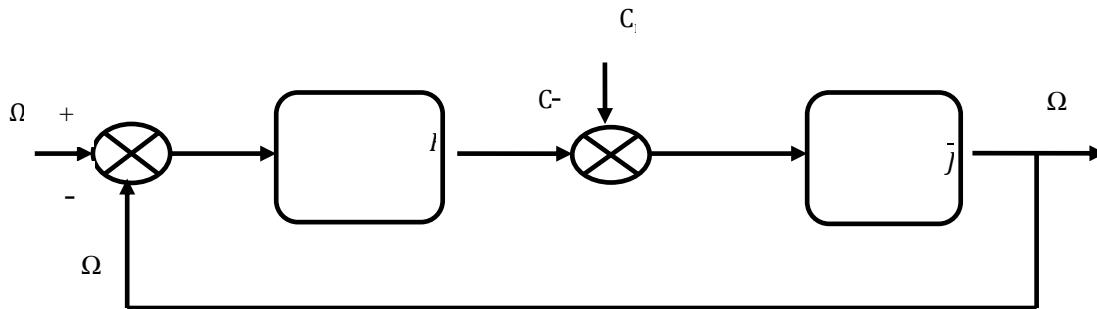


Figure III.7. Schéma bloc d'un régulateur de vitesse

Avec:

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{JS + F} \quad (\text{III.12})$$

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{JS + F} \left(\frac{K_p \Omega^* - K_i \Omega}{S} \right) \frac{C_r}{JS + F} \quad (\text{III.13})$$

Soit:

$$\Omega = \frac{\frac{K_p \Omega^* S + 1}{K_i \Omega^*}}{\frac{J}{K_i \Omega^*} S^2 + \frac{K_p \Omega^* + J}{K_i \Omega^*} S + 1} \Omega^* - \frac{\frac{S}{K_i \Omega^*}}{\frac{J}{K_i \Omega^*} S^2 + \frac{K_p \Omega^* + J}{K_i \Omega^*} S + 1} C_r \quad (\text{III.14})$$

III.8. Résultats de simulation

Pour illustrer les performances du moteur à induction à haut rendement, dans cette section, nous effectuons la simulation dont on a traduit le modèle mathématique de la machine étudiée. Nous comparerons le fonctionnement et les caractéristiques du moteur à induction de 2,2 kW et à rendement élevé (MI-HR) analogue via le contrôle vectoriel dans des régimes dynamiques et statiques.

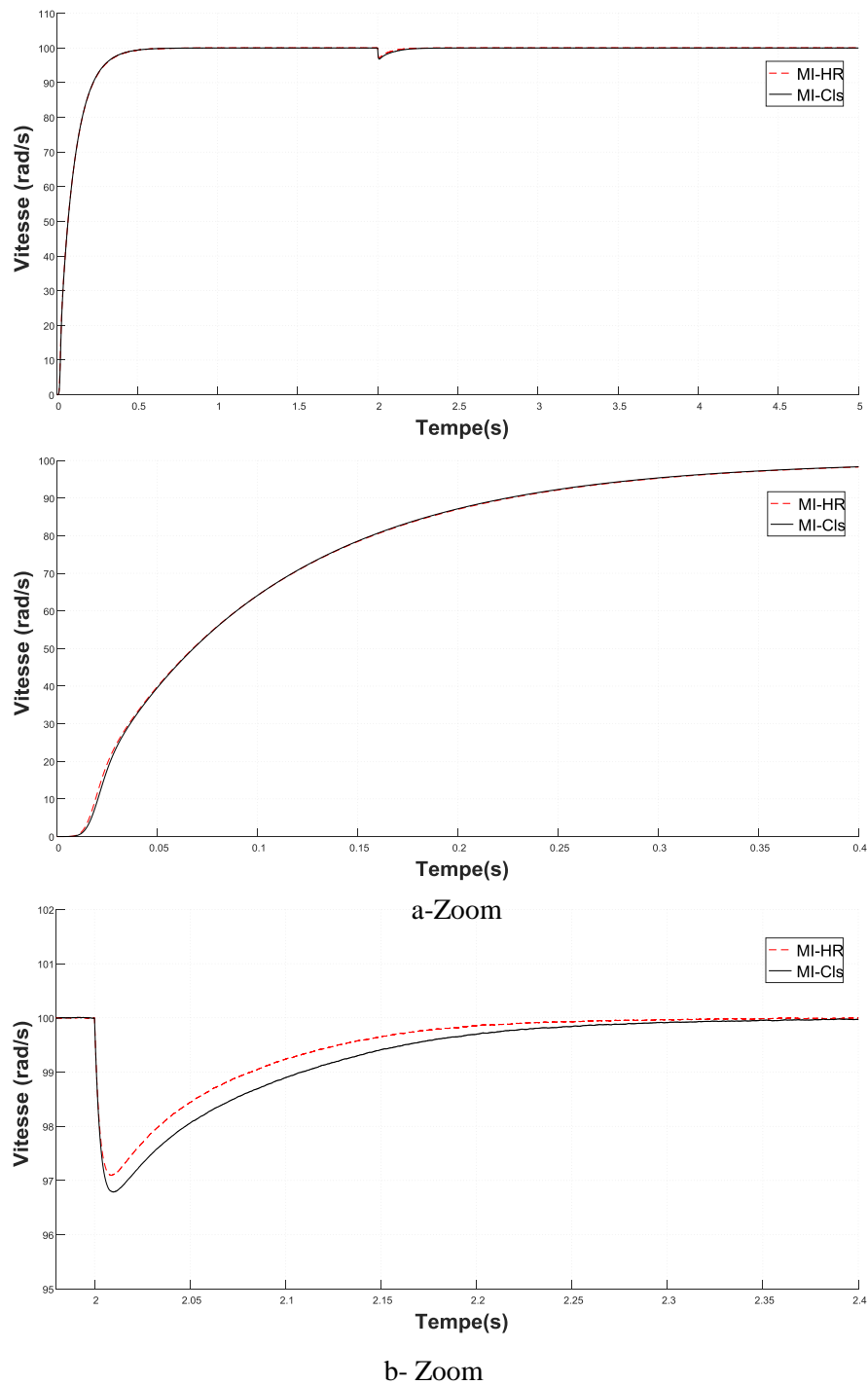
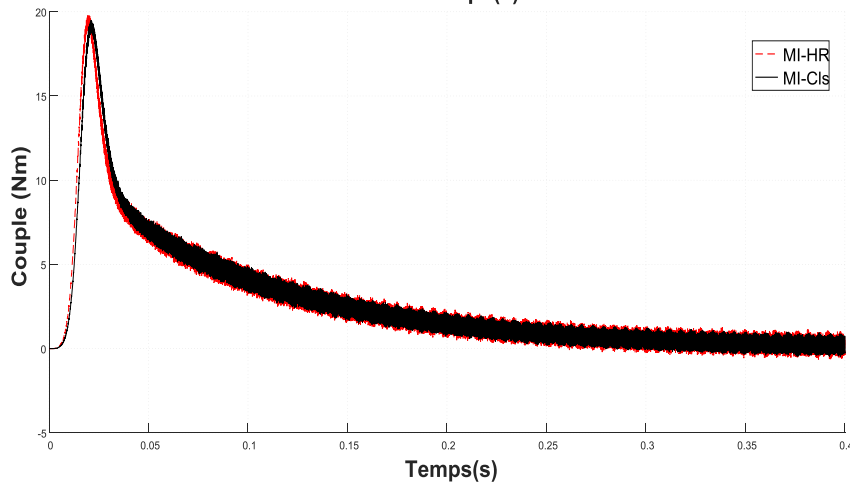
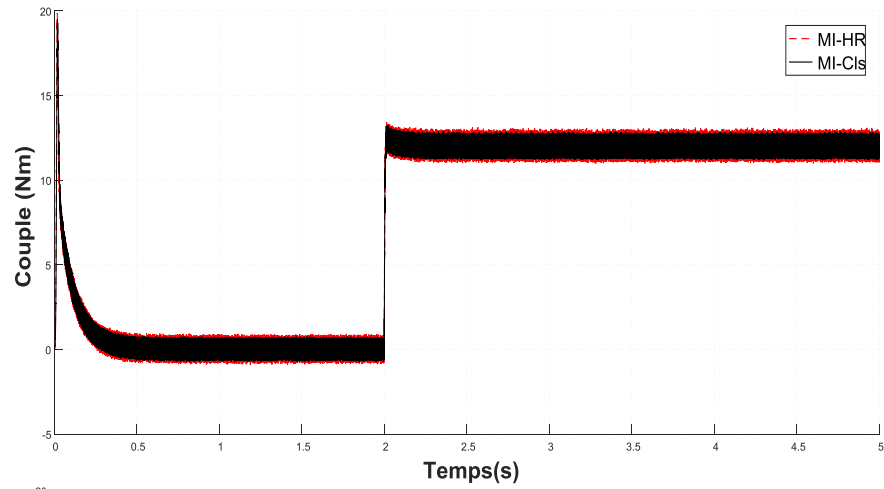
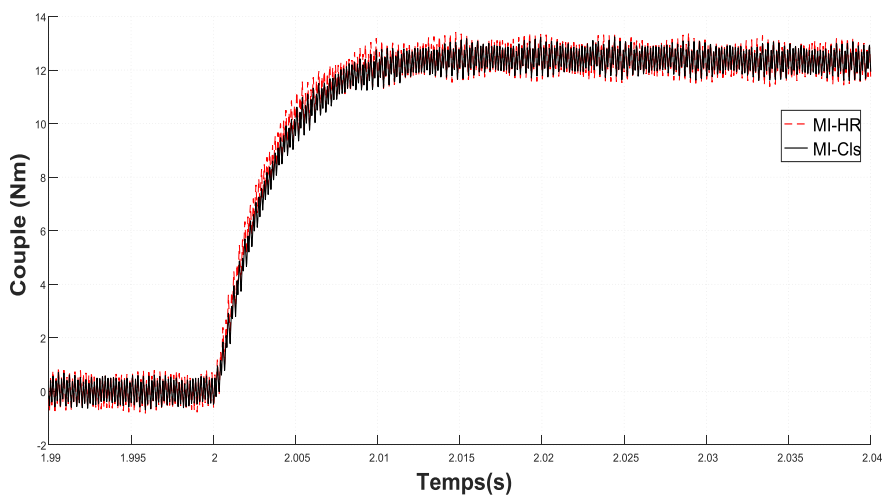


Figure III.8. Vitesse de rotation en fonction du temps

Néanmoins, les paramètres du schéma équivalent des deux machines utilisés sont présentés dans l'annexe et les résultats de simulation sont illustrés:



a- Zoom



b- Zoom

Figure III.9. Couple électromagnétique en fonction du temps

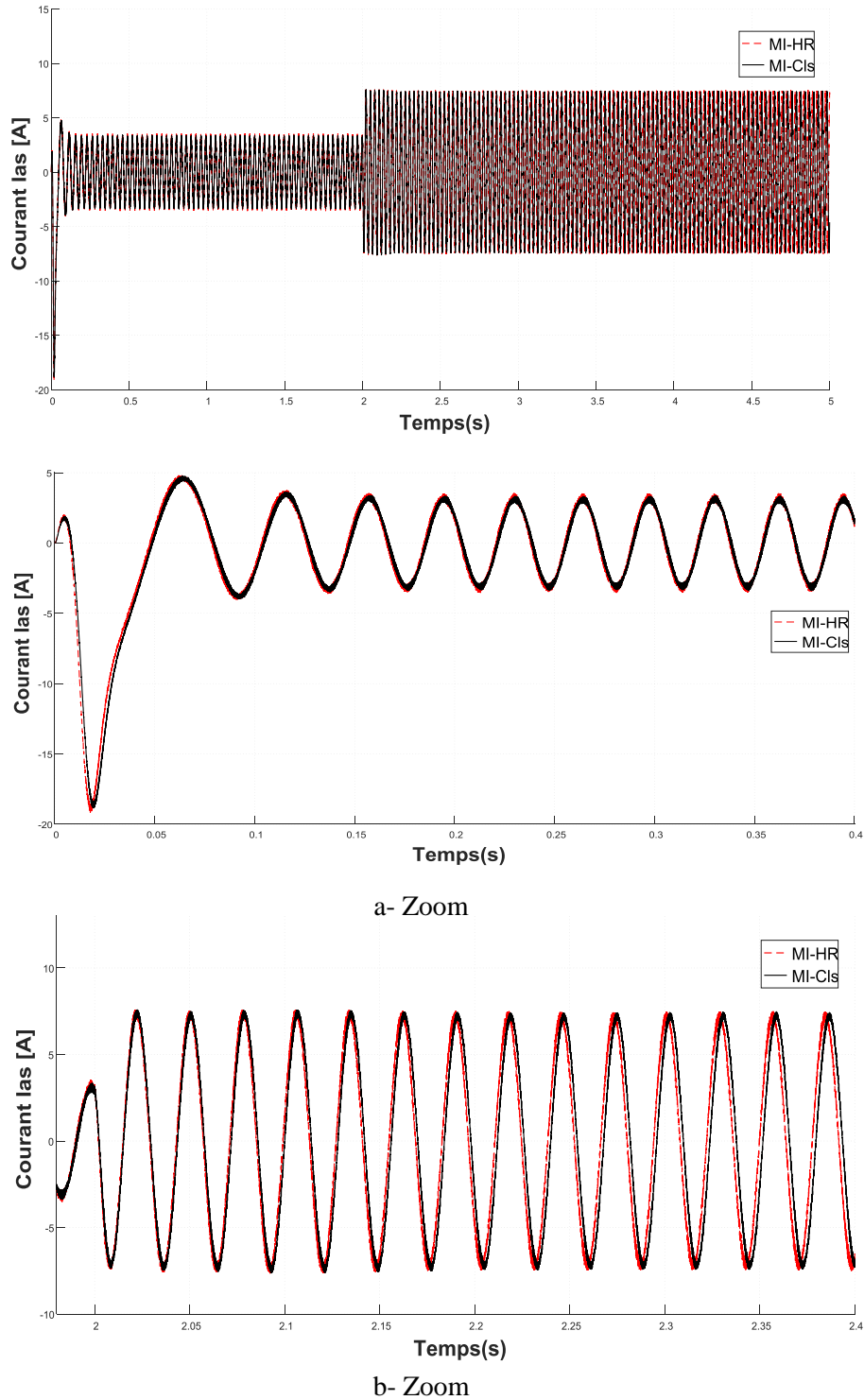


Figure III.10. Courant statorique en fonction du temps

III.8.1. Interprétations

Les Figures III.8. a.b, III.9. a.b et III.10. a.b montrent l'évolution du courant statorique, le couple sous conditions de fonctionnement (vitesse de référence 100 rad /sec, couple de charge 12Nm et temps de simulation 5 sec).

L'examen de courbe de la Figure III,8.a permet de remarquer qu'aux premiers instants du démarrage, l'allure de la vitesse présente des oscillations avec une croissance quasiment linéaire puis se stabilise en régime permanent à la vitesse proche de celle du synchronisme 175 rad/s. En outre, on peut observer que la machine à haut rendement montre une légère dynamique à la vitesse. Alors, nous pouvons constater sur la Figure III.9.b le rejet des perturbations est meilleur. Ceci c'est une chose très importante.

Dans la Figure III,9.a et au démarrage, le couple de la machine à haut rendement (MI -HR) est légèrement élevé par rapport à la machine classique (MI-Cl) accompagné par des oscillations et d'un pic important.

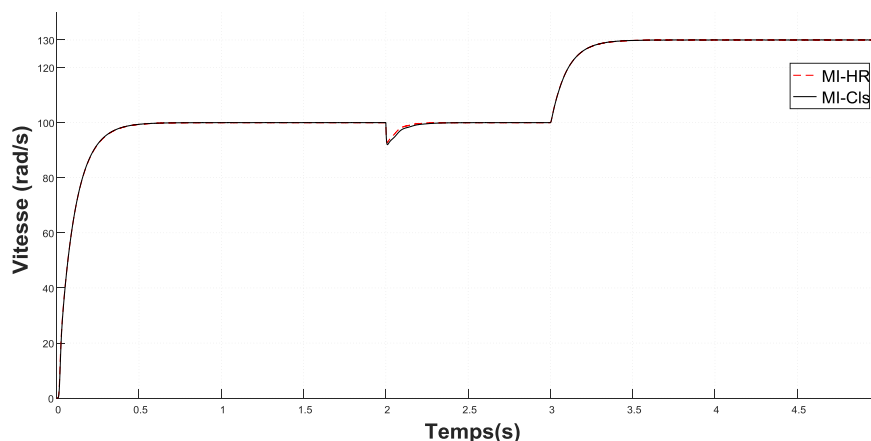
Lors de l'application d'une charge de 12 (Nm) à l'instant 2 (s), on peut aussi examiner dans la Figure III.9.b le couple de la machine (MI -HR) un peu plus grand à l'égard à la machine classique (MI-Cl) avant de se stabilise à sa valeur de 12 (Nm).

Pour les Figures III.10.a.b, on remarque que le courant atteint sa référence avec une bonne dynamique, il reste sinusoïdal mais avec un certain déphasage. Ce déphasage est principalement dû à la différence entre les paramètres des deux machines étudiées. Il peut être fait que la machine à haute efficacité a une meilleure capacité soit dans un état transitoire soit dans un état stable, chose confirmé ce qui est reconnu dans la littérature.

III.8.2. Test de robustesse

Afin de vérifier la robustesse de la commande PI, nous avons étudié l'influence de la modification consécutive de la vitesse de référence.

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la vitesse sont présentés dans la Figure III.11. En effet, ce test est caractérisé par un accroissement de la vitesse de référence sur l'intervalle de $[t=0s, t=3s]$ et changeant par un échelon de 130 rad/s à $t=3s$. Les figures suivantes montrent cette performance dynamique.



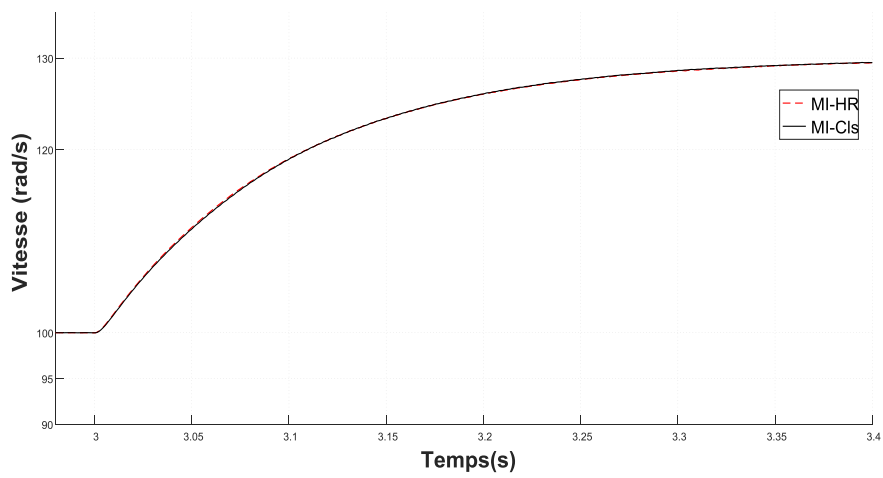
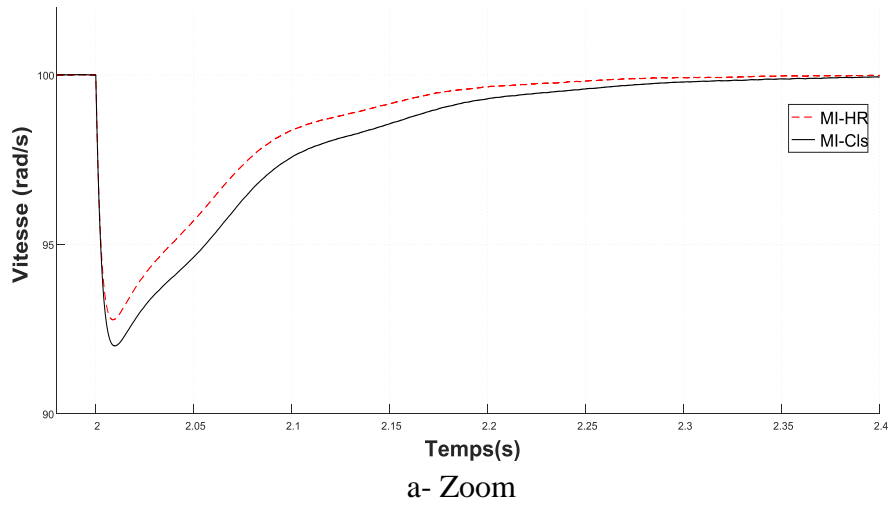
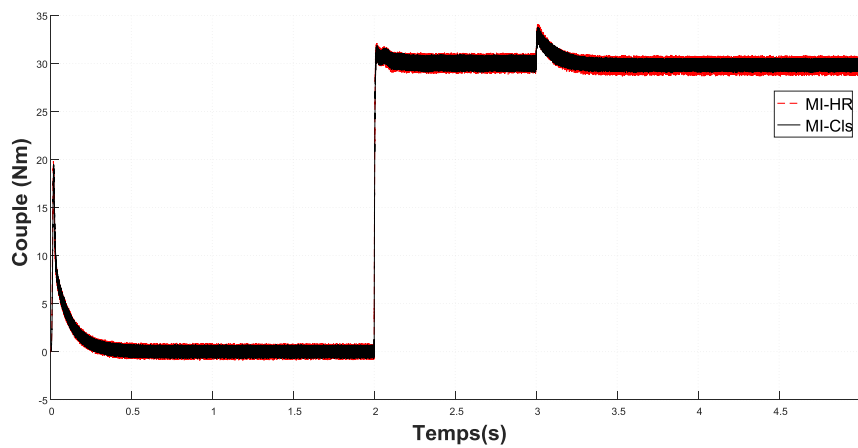
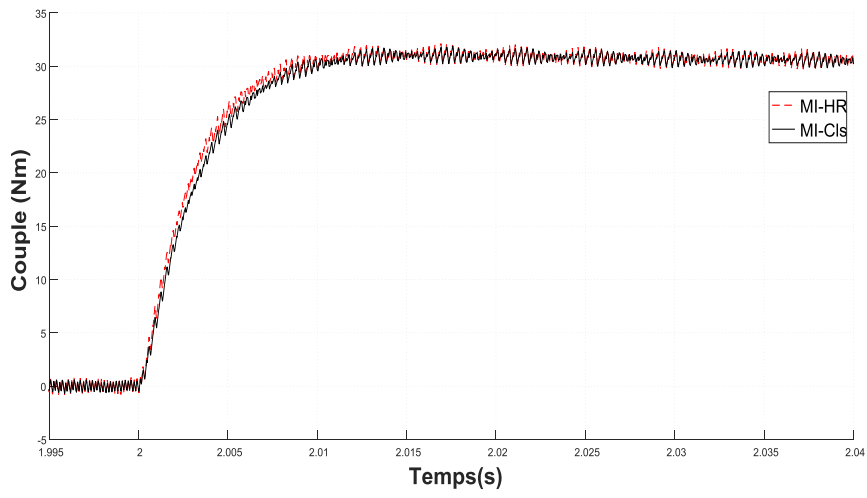
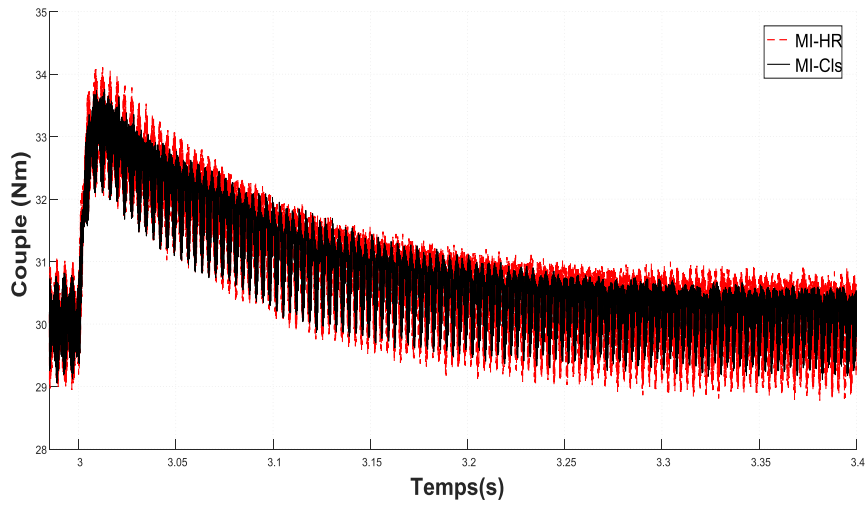


Figure III.11. Réponse à un changement de vitesse de rotation (130 rad / s) appliqué à l'instant $t=3s$



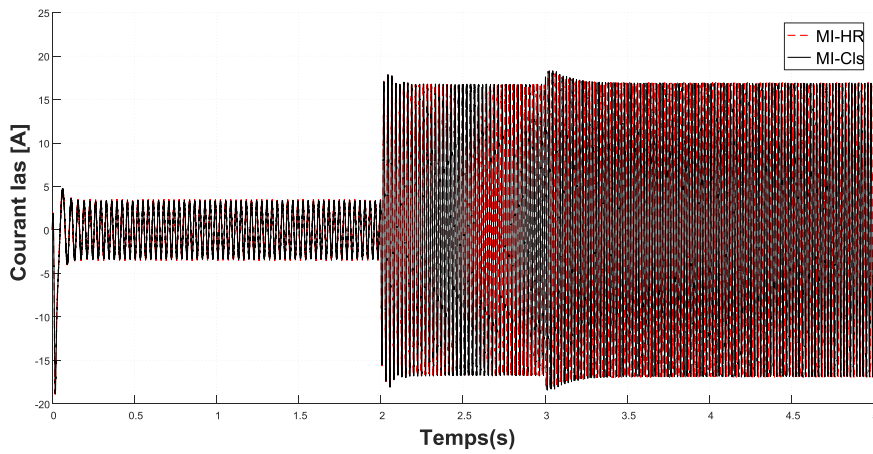


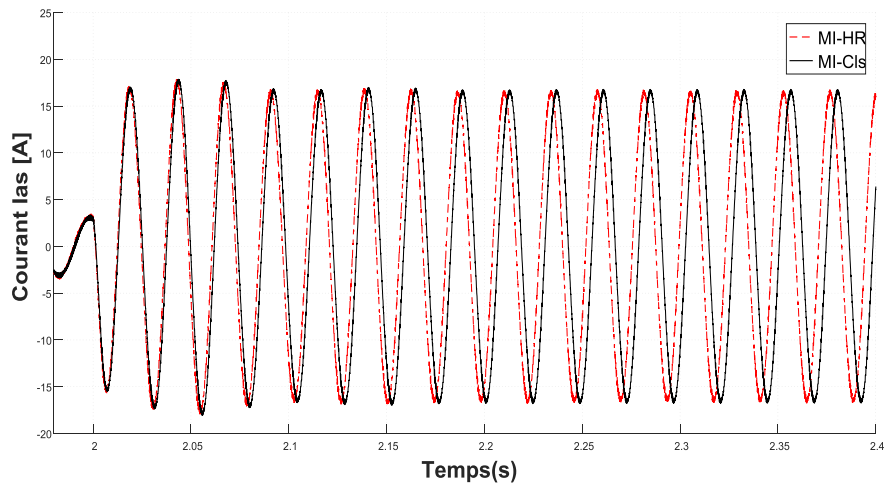
a- Zoom



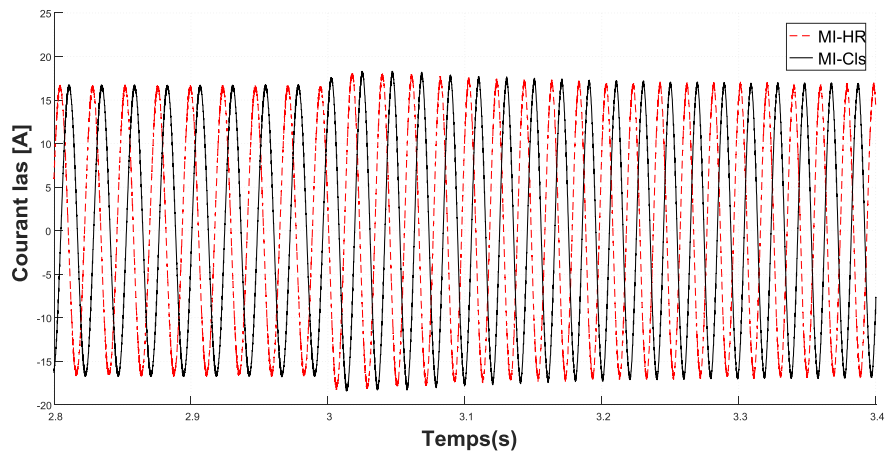
b- Zoom

Figure III.12. Couple électromagnétique en fonction du temps





a- Zoom



b- Zoom

Figure III.13. Réponse du procédé à un échelon de courant statorique de phase (130 rad / s) appliqué à $t = 3s$

III.8.3. Interprétation

Dans cette section du troisième chapitre, la robustesse de la commande PI à la variation des paramètres est examinée.

A travers les résultats trouvés, on constat que la vitesse suit sa référence, le couple subit un pic et dans la Figure III.13, il y a une augmentation de l'appel courant suivant l'augmentation du couple de charge. Malgré le changement de référence le courant reste sinusoïdal mais avec un certain déphasage. Donc, la machine à haute efficacité a une meilleure capacité soit dans le régime transitoire soit dans un état stable, chose confirmée ce qui est reconnu dans la littérature.

III.9. Commande floue

La logique floue est une nouvelle procédé de commande qui est utilisée et en cours de développement, il existe plusieurs recherches sur cette technique qui peuvent modifier le monde de l'automatique, on parle du floue de type 1 et type 2.

Dans la logique floue 1, en utilisant une structure de contrôleur simple, et elle donne de meilleurs résultats lors de la commande de certain processus par rapport à ceux fournis par un régulateur standard de type PID. [19]

D'une manière générale, l'architecture de base d'un régulateur floue se compose de quatre modules à savoir: La base de règle, la fuzzification, le moteur d'inférence et finalement la défuzzification. Cela est illustré par la figure ci-dessous,

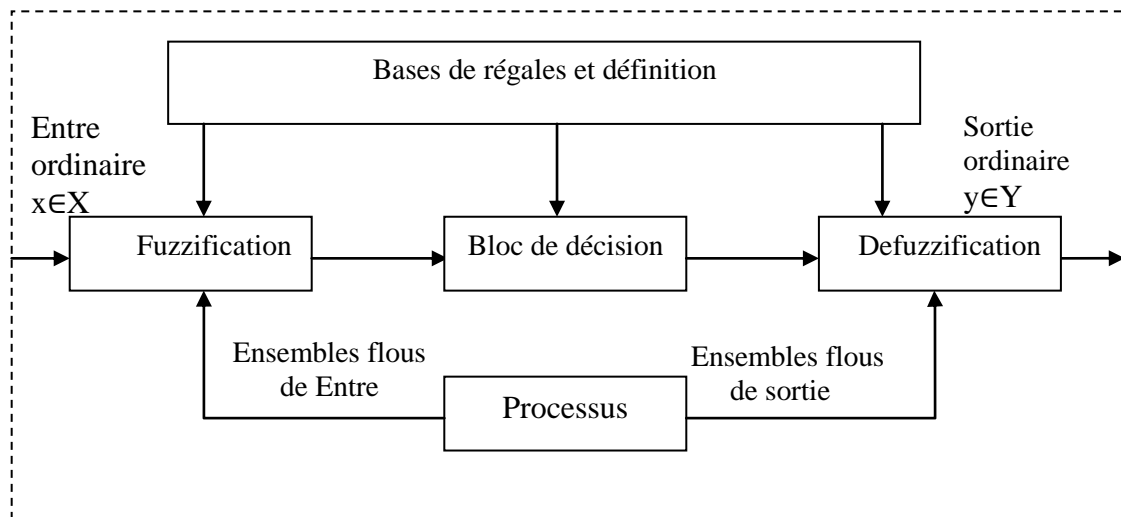


Figure III.14. Architecture d'un contrôleur flou [16]

Le mode fuzzification, consiste à transformer les entrées en variables floues à travers des fonctions d'appartenance. Ces dernières utilisent généralement les formes triangulaires et trapézoïdales. Alors, les ensembles flous peuvent être: Négative Grande (NG), Négative Moyenne (NM), Négative Petite (NP), Zéro (ZE), Positive Petite (PP), Positive Moyenne (PM) et Positive Grande (PG).

Contrairement au module de fuzzification, le défuzzificateur consiste à transformer la fonction d'appartenance résultante obtenue à la sortie du moteur d'inférence en une valeur précise.

À propos de flou type-2, les éléments du domaine de l'ensemble flou type-2 sont appelés appartenance primaire et l'appartenance de ces appartenances primaires est appelée appartenance secondaire. [17]

L'architecture d'un contrôleur flou est donnée par le schéma suivant :

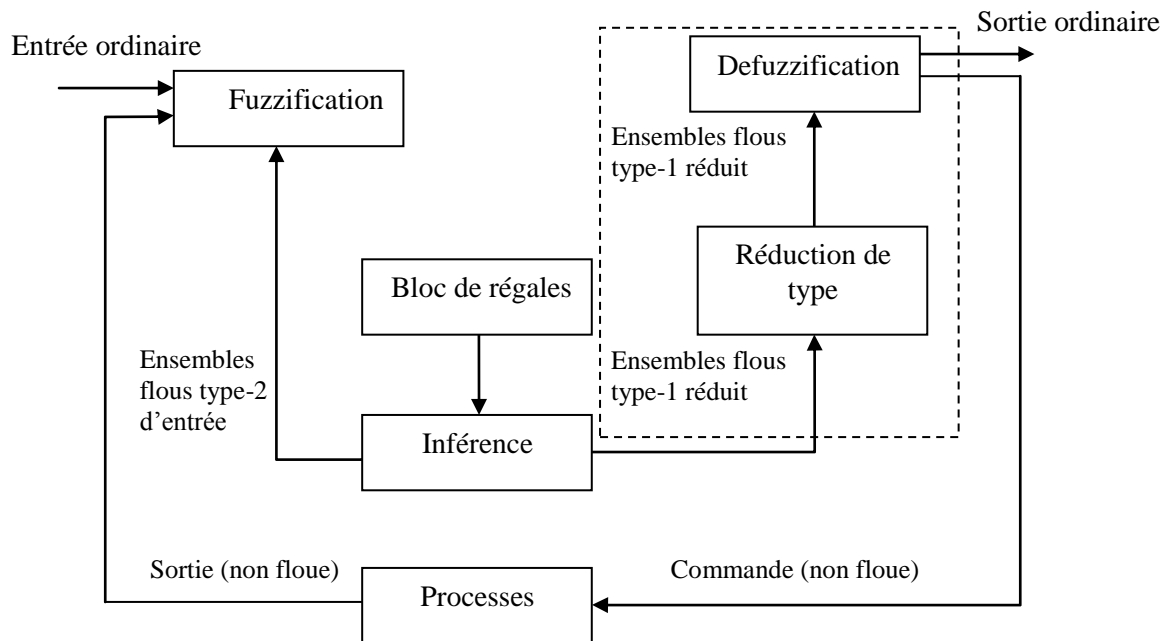


Figure III.15. Structure d'un contrôleur flou type -2 [18 - 14]

La Figure III.16, donne la structure d'un régulateur flou qui sera utilisé par la suite dans notre sujet.

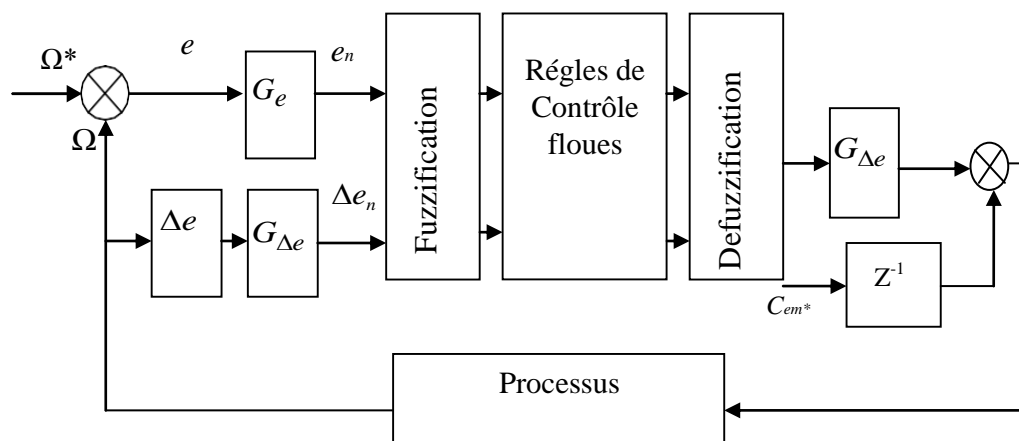


Figure III.16. Schéma bloc du réglage de vitesse par la logique floue appliqué à la MHR

III.10. Résultats de simulation

Pour approuver les performances de contrôleur flou type 1 et type 2 proposé et utilisé dans cette thèse, on a procédé à la simulation pendant une durée de 2s avec une vitesse de référence (100 rad / s). D'abord la machine démarre à vide, puis à l'instant $t=1s$ on appliquera brusquement un couple de charge de 12 N.m.

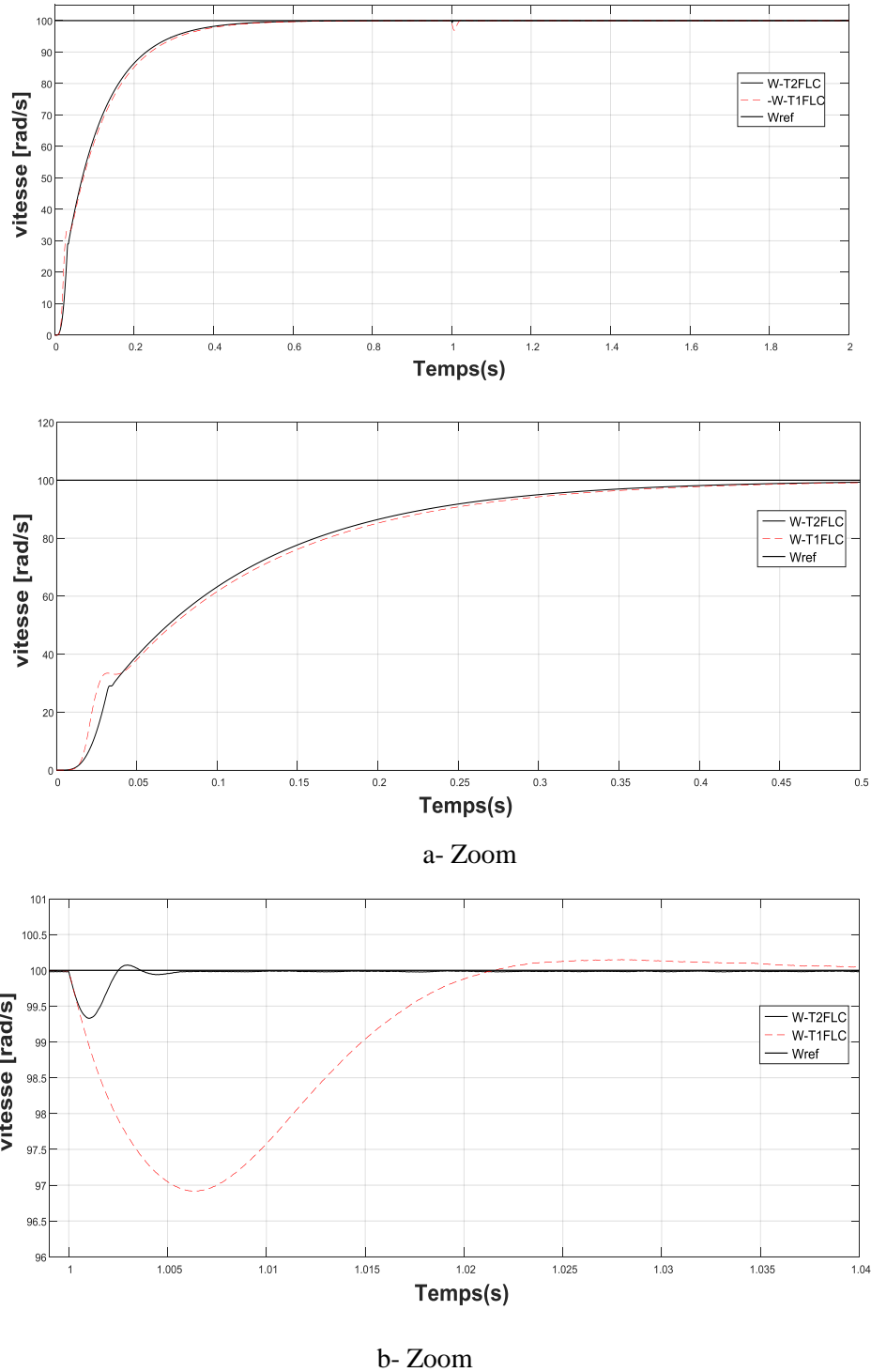
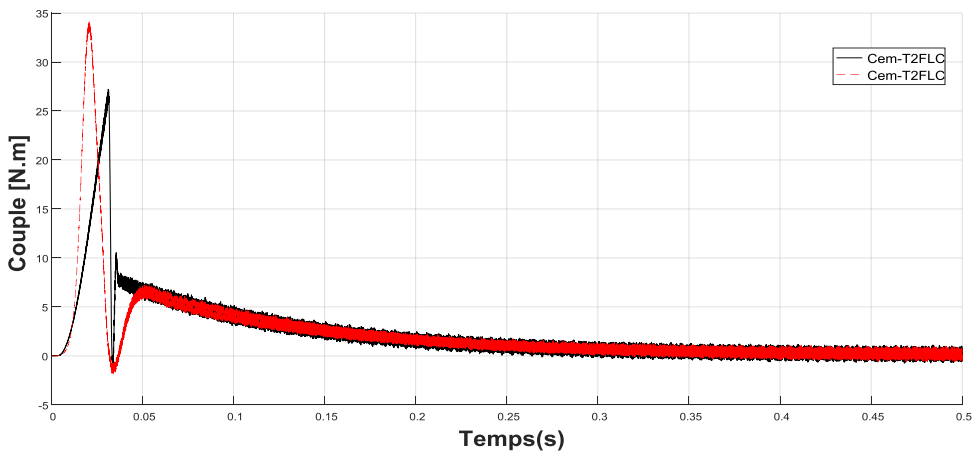
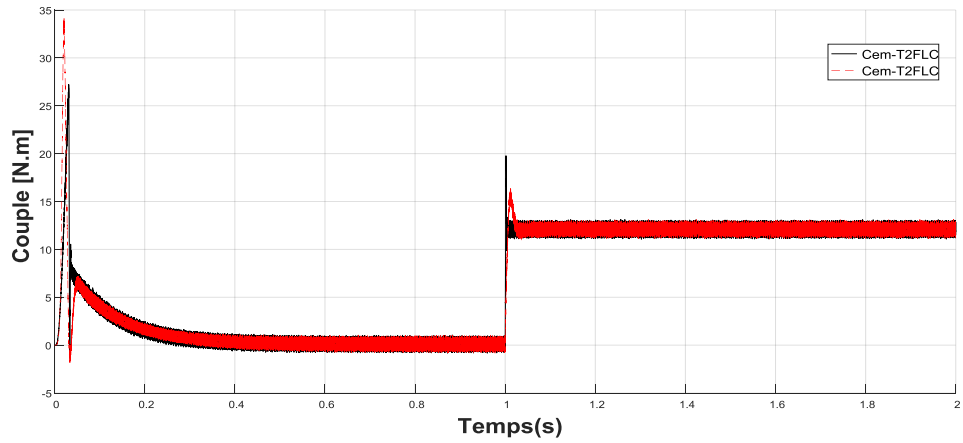
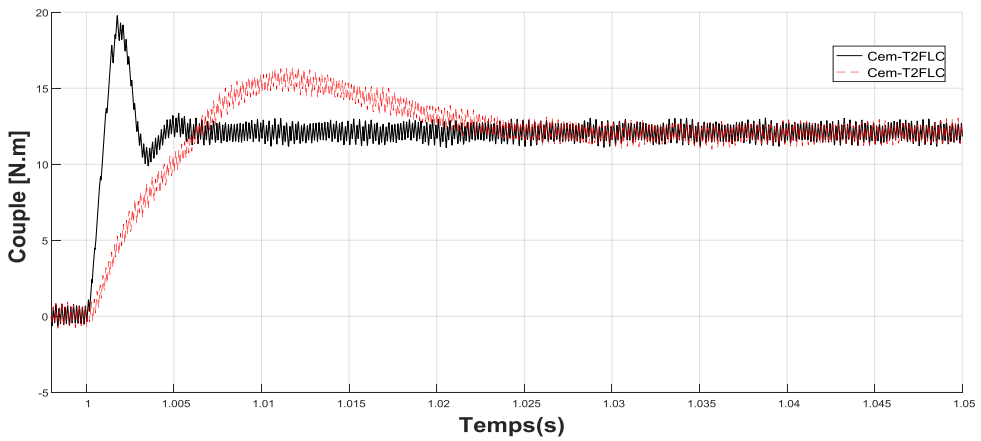


Figure III.17. Vitesse de rotation en fonction du temps



a- Zoom



b-Zoom

Figure III.18. Couple électromagnétique en fonction du temps

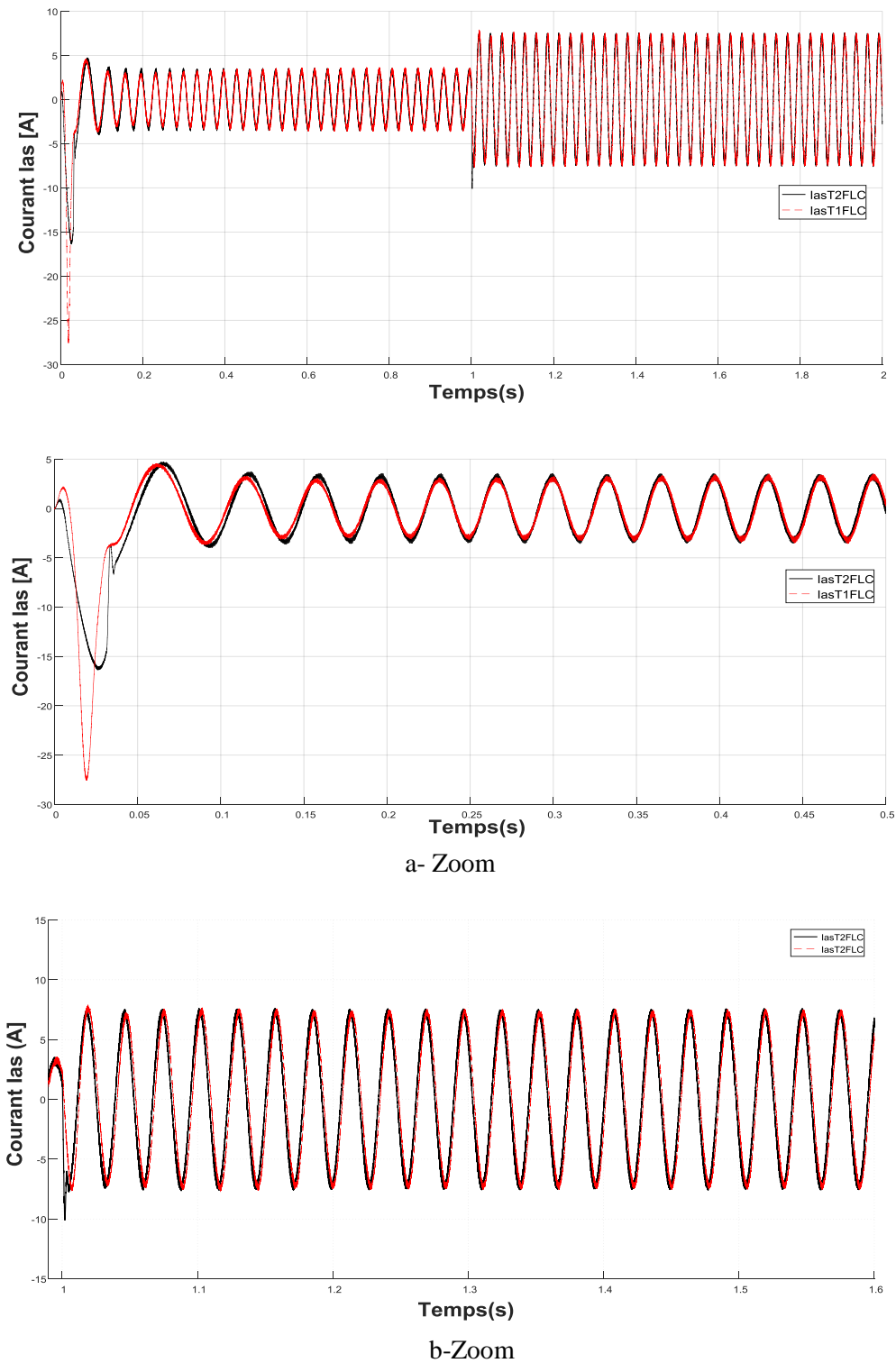


Figure III.19. Courant en fonction du temps

Les résultats de simulation exposés dans les Figures III.17, III.18 et III.19, montrent que le régulateur flou type 1 et type 2 offre une excellente poursuite de la référence spécialement lors du démarrage. Nous apercevons aussi sur les figures III.17.a, III.18.a

et III.19.a de petits dépassements aux régimes transitoires, mais de temps de réponse nul. L'explication de ces dépassements vient des changements brusques de la référence comparativement au régulateur PI présenté dans la première partie du chapitre.

Aussi bien, les Figures III.17.b, III.18.b, et III.19.b représentent respectivement les réponses de vitesse du couple et de courant. Les résultats de simulation montrent que la logique floue type 2 de couple, de vitesse et de courant donne de bonnes performances dynamiques à un variateur de moteur à induction à haut rendement et assure l'insensibilité aux conditions de travail.

III.11. Test de robustesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse sont présentés dans la Figure III.20. Ce test est caractérisé par une augmentation de la vitesse de référence. Les consignes de la vitesse sont 100 rad/s dans l'intervalle de temps t [0s, 3s] et changeant par un échelon de 130 rad/s à $t=3$ s.

Nous examinons sur les figures suivantes, III.20, III. 21et III.22il y a une assiduité de la revendication, mais les performances du régulateur flou type 2 restent meilleures.

Ainsi, les résultats du test de robustesse montrent que le régulateur flou type 1et type 2 présentes une amélioration acceptable concernant la robustesse, comparativement au régulateur PI présenté dans la première partie de ce chapitre.

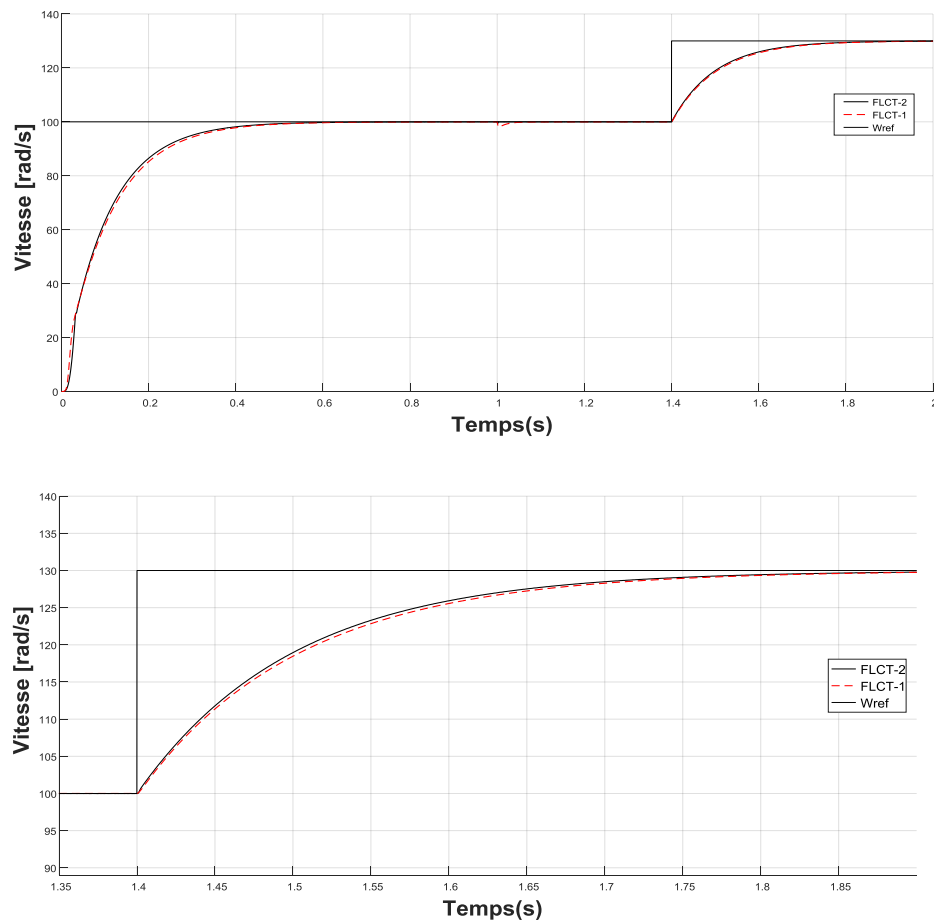


Figure III.20. Réponse du procédé à un échelon de vitesse de rotation (130 rad / s) appliqué à $t = 1.4$ s

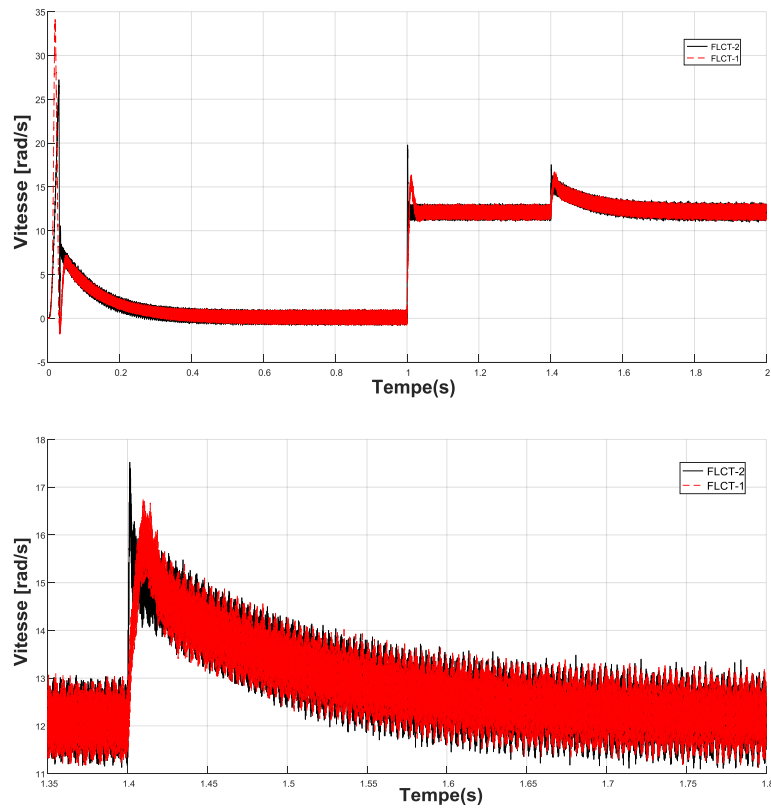


Figure III.21. Réponse du procédé à un échelon de couple électromagnétique (130 rad / s) Appliqué à $t = 1.4s$

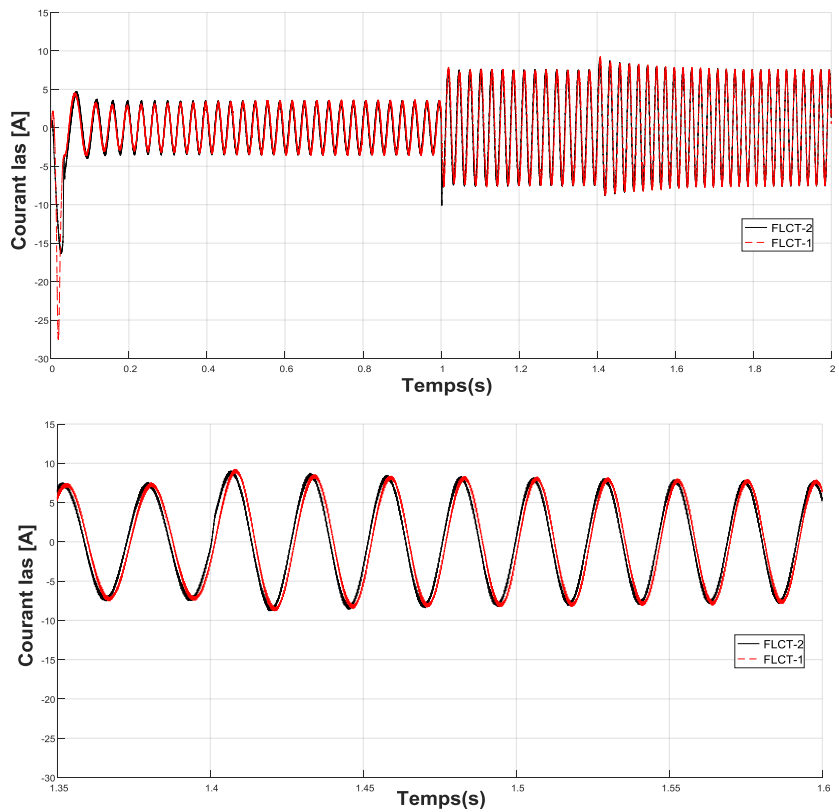


Figure III.22. Réponse du procédé à un échelon de courant statorique de phase

(130 rad / s)appliqué à $t = 1.4s$

III.12. Conclusion

Ce chapitre propose une étude, une simulation et des analyses des performances de la machine standard (MI-Clc) et à haute rendement (MI-HR).

A travers les résultats trouvés, on peut constater que le moteur à induction (MI-HR) montre une réponse dynamique rapide à la vitesse avec des petits changements de consigne de vitesse ainsi que de la variation de charge mais a assez d'ondulations du couple et du courant.

En plus, un contrôleur flou basé sur des systèmes flous de type 1 et type-2 a été appliqué au contrôle d'un moteur à induction à haut rendement. On a constaté que la commande par logique floue type-1 donne plus d'ondulations du courant, une distorsion élevée du couple et du flux. En plus, la logique floue type 1 a de mauvaises performances dynamiques en raison de perturbation brusque et de la sensibilité aux gains de contrôle.

Les résultats obtenus confirment l'efficacité de la logique floue type-2 proposée. Ayant constaté que ce dernier offre une excellente performance dynamique du couple, du flux et de vitesse avec moins de distorsion harmonique en courant et en couple.

En outre, on peut dire que le régulateur flou de type-1 et type-2 présente des améliorations importantes par rapport au régulateur PI en termes de diminution des dépassements au niveau des régimes transitoires et l'insensibilité aux variations paramétriques. Mais, le régulateur flou reste moins résistant aux variations paramétriques de la machine par rapport à la commande mod-glissant qui est l'objet du prochain chapitre.

Chapitre IV

Commande par Mode Glissant Appliquée au **Moteur à Haut Rendement**

IV.1. Introduction

De nos jours, les travaux de recherches concernant la commande des machines électriques sont concentrés sur des techniques robustes. Nous pouvons évoquer à titre indicatif la commande floue, la commande adaptative et la commande par mode glissement. [32,35]

En effet, dans le cas des systèmes linéaires la commande PI donne de bons résultats. Alors, Dans le cas contraire, on recourt à des lois de commandes qui conviennent. [37]

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons les règles fondamentales de la commande à mode de glissement. Tout d'abord, nous présenterons les différentes structures de contrôle par les modes glissement, après, nous expliquons brièvement le principe de cette commande. [51-45]

La deuxième partie de ce chapitre, est une étude comparative entre les deux machines, conventionnelle et à haut rendement utilisant la commande à mode de glissement pour une amélioration dynamique des ses performances. Pour cette raison, une simulation et analyse des résultats d'un moteur à induction de 2,2 kW et le même moteur à haut rendement sont faites.

IV.2. Application du régulateur par mode glissant au moteur asynchrone

Le contrôle par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. [33-52]

La Figure IV.1, donne le schéma global de la structure de commande par mode glissant d'un moteur asynchrone contrôle en vitesse et flux rotorique dans un plan non linéaire. Sachant que, le bloc estimateur est constitué de l'estimateur du flux rotorique qui utilise seulement la mesure des courant statorique dans le repéré (d ,q) et la vitesse mesurée. [34]

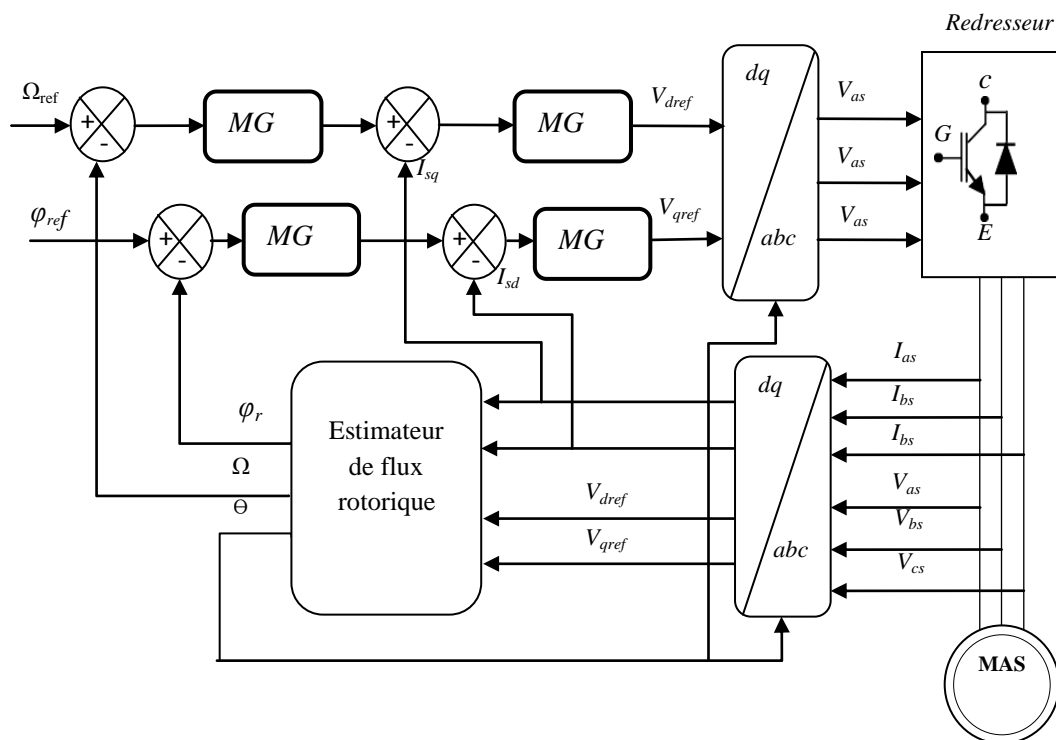


Figure VI.1. Schéma de commande par mode glissant appliquée à la MAS. [41]

IV.2.1. Résultats de simulation

Dans cette section, pour achever les performances de la machine à haut rendement et la machine classique. Nous comparerons les performances de deux machines en utilisant la commande en mode glissant (MG). Les résultats sont obtenus par simulation à l'aide du logiciel MATLAB / Simulions.

En revanche, vu que le but de ce travail étant de comparer les stratégies de contrôle, il est indispensable de faire une comparaison entre les caractéristiques en régime statiques et en régime dynamiques.

Les conditions de fonctionnement sont 100 rad /s pour la vitesse de référence, 12 Nm pour le couple de charge et le temps de simulation est 5s.

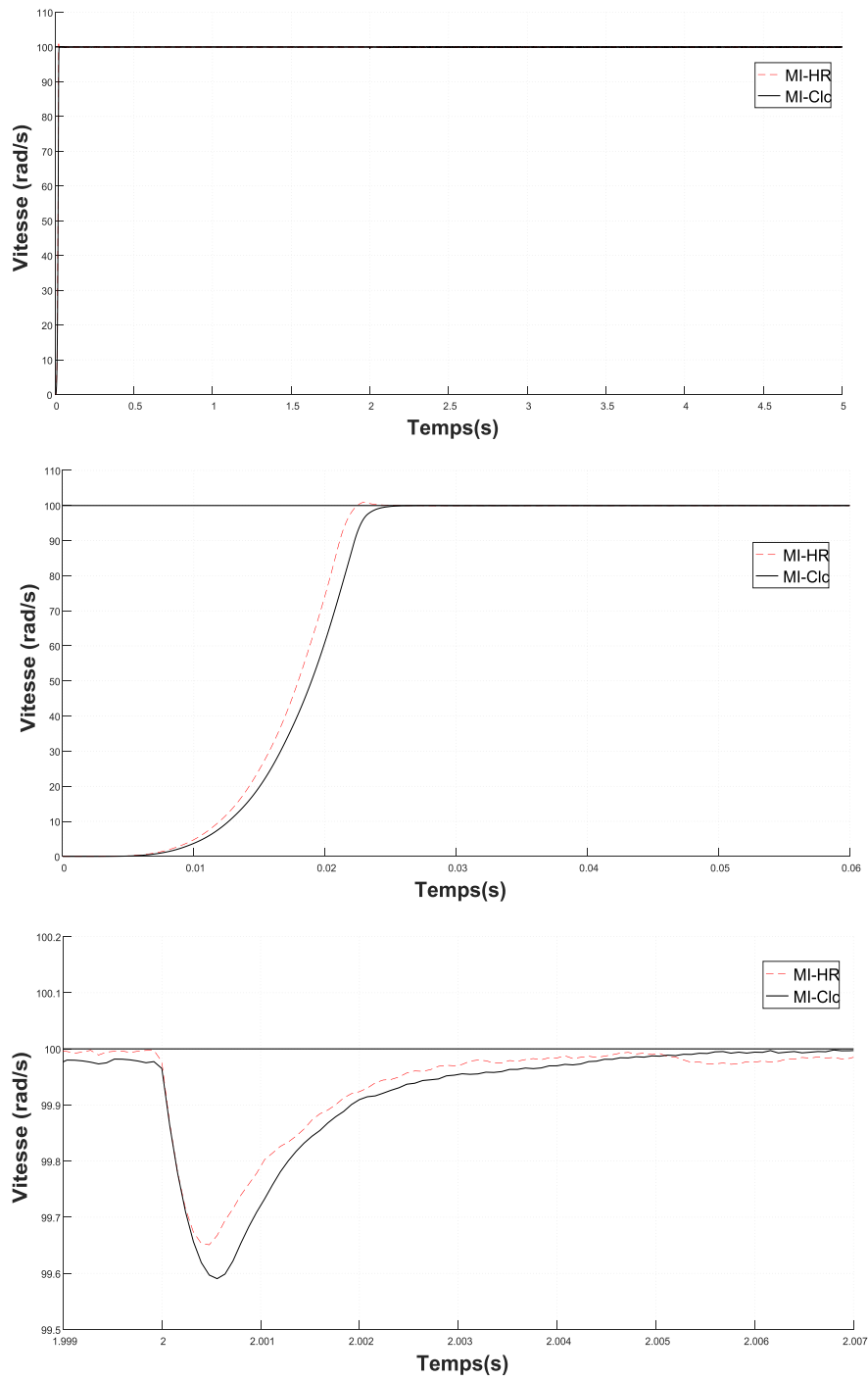


Figure VI.2. Vitesse de rotation en fonction du temps

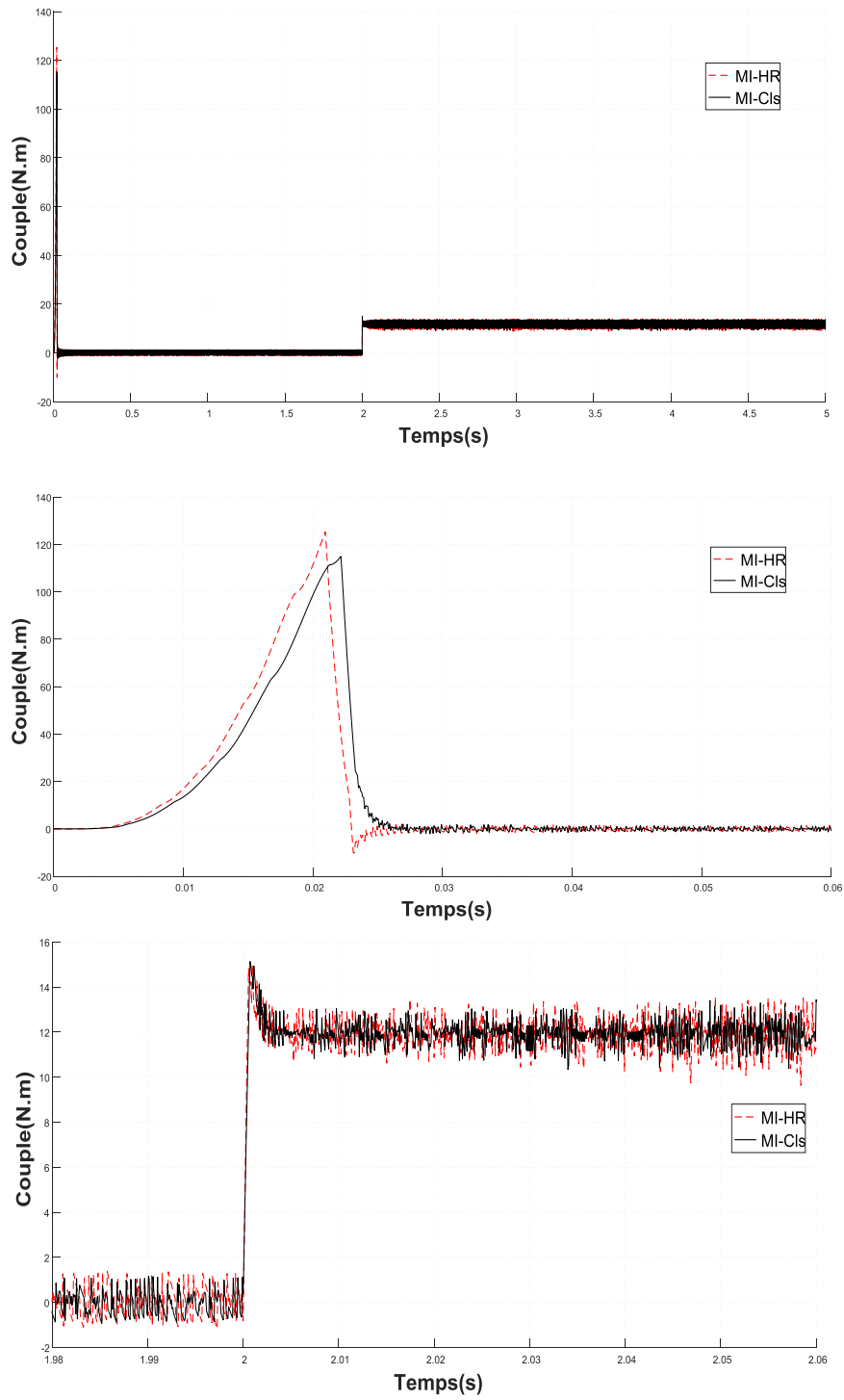


Figure VI.3. Couple électromagnétique en fonction du temps

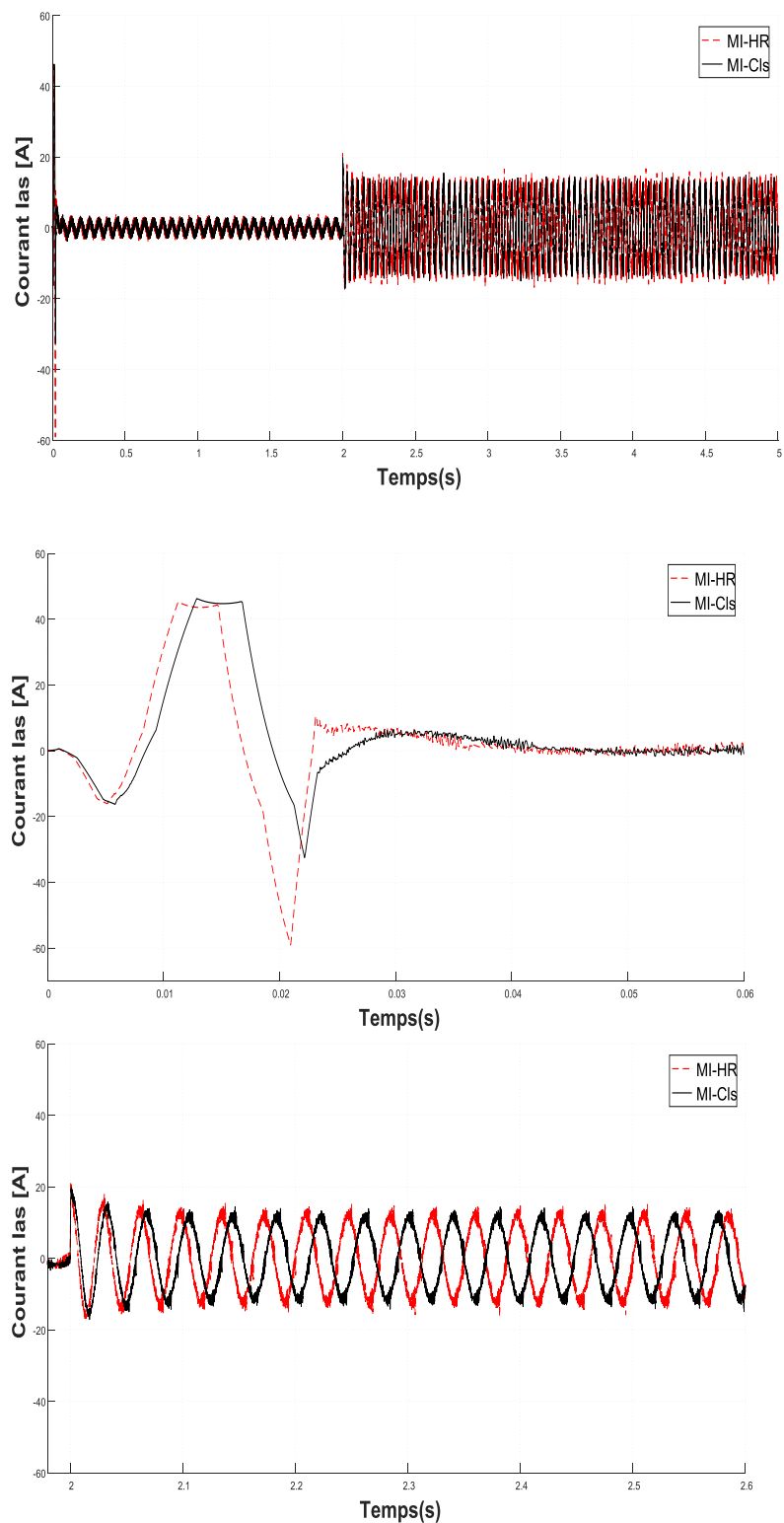


Figure VI.4. Courant statorique en fonction du temps

Les résultats de simulation affichés dans les Figures IV.2, IV.3 et IV.4 montrent que la vitesse rotorique des deux machines (MI-HR) et (MI-ClS) est rapide sans dépassement ni erreur statique. Le couple électromagnétique subit un dépassement à chaque variation de

charge puis il rejoint sa valeur finale et que l'allure du courant est proportionnelle à celle du couple électromagnétique.

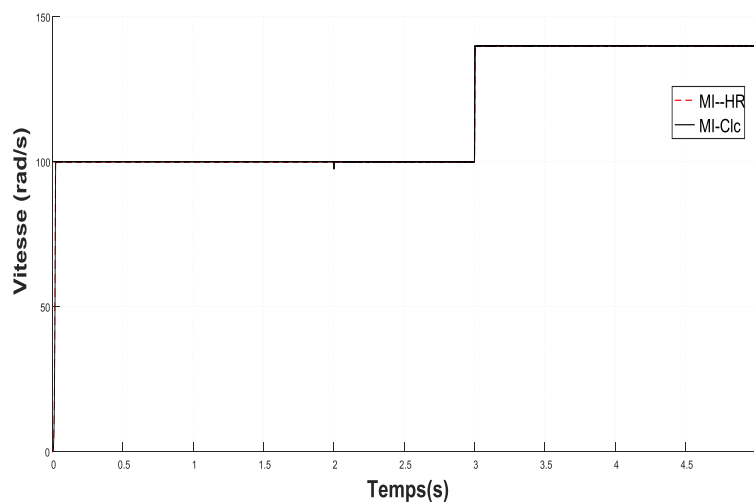
Dans un moment $t=2s$, on appliquera un couple de charge de $Cr=12\text{ N.m}$. Les résultats de simulation sont présentés dans les Figures IV.2, IV.3 et IV.4. Ces derniers montrent que à l'instant de l'application de la charge la vitesse ne subit aucune chute, on remarque aussi que le couple électromagnétique est fortement ondulé pour la commande par mode glissant.

Donc on peut conclure, que la commande par mode glissant rejette la perturbation entièrement cependant dispose l'inconvénient de créer les ondulations aux niveaux du couple perturbation complètement mais possède l'inconvénient de créer les ondulations aux niveaux du couple.

IV.2.2. Test de robustesse

Pour réaliser ce test nous avons introduit un couple de charge $Cr = 30\text{ N.m}$ dans un interval de $t=2s$, cependant nous avons varié la vitesse de 100rad/s à 140 rad/s après un démarrage à vide.

La Figure IV.5, montre que la réponse de régulation de la vitesse est très satisfaisante dans tous les intervalles de fonctionnement. Le moteur tourne à vitesse nominale ou à vitesse réduite, les impacts de charge n'ont pas d'influence sur sa valeur. En plus, le couple de charge et la variation de la vitesse de rotation n'ont pas d'effet sur le flux rotorique. Donc notre commande, est robuste vis-à-vis des variations de la charge et de la vitesse. Nous pouvons tout de même noter qu'une présentation du phénomène de chattering au niveau du couple.



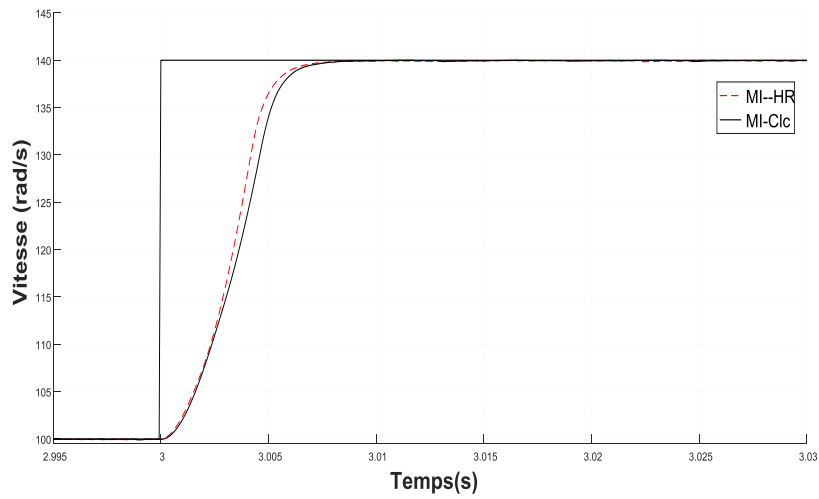
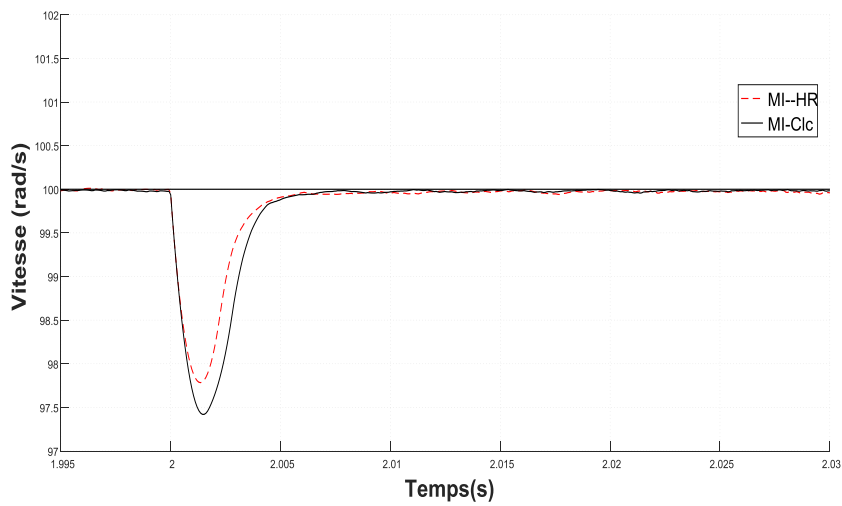
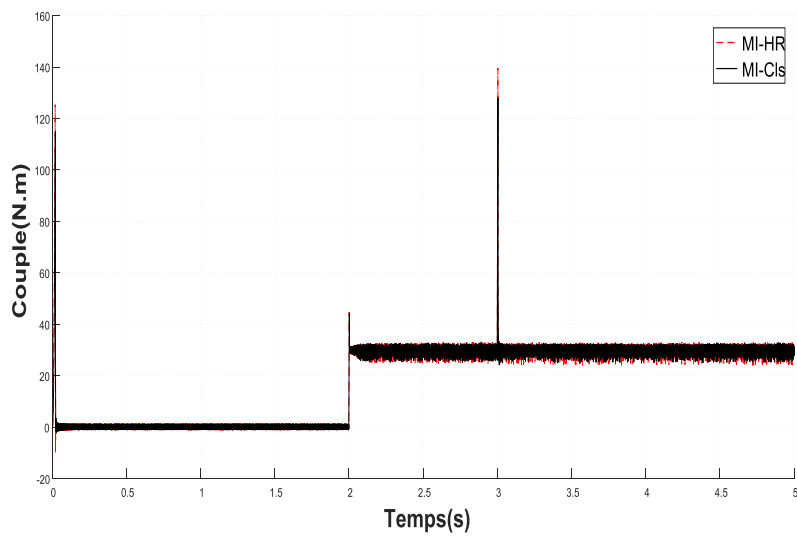


Figure VI.5. Réponse du procédé à un échelon de Vitesse de rotation (140 rad / s) appliqué à $t = 3s$.



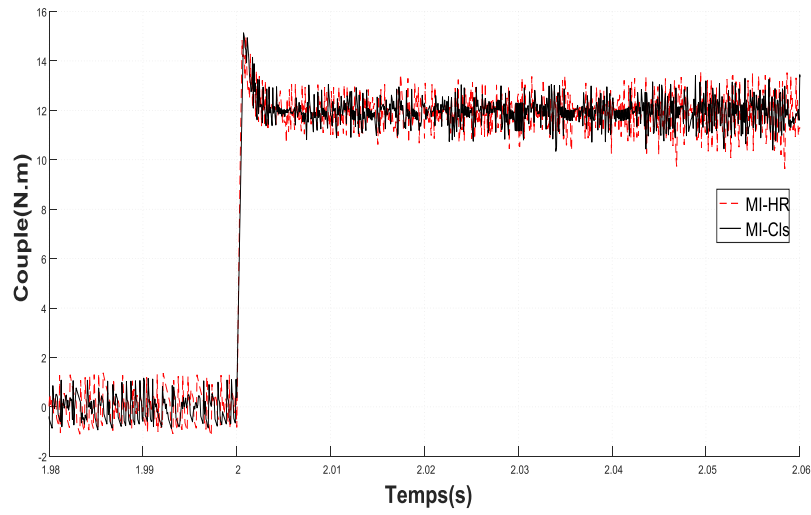
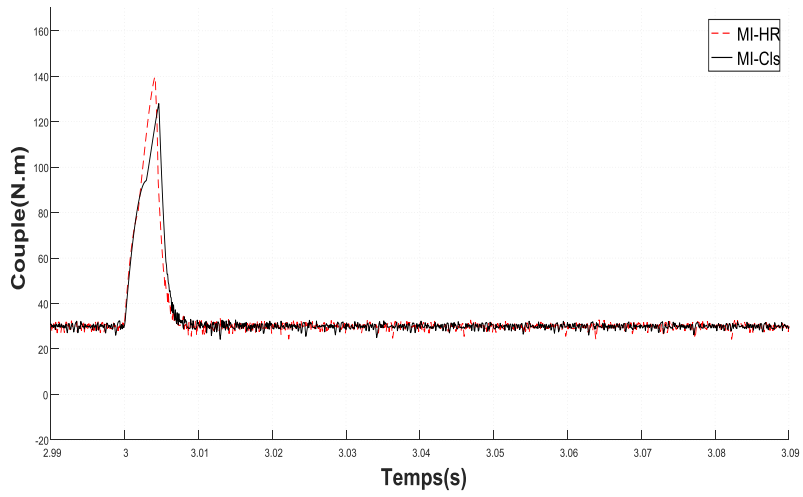
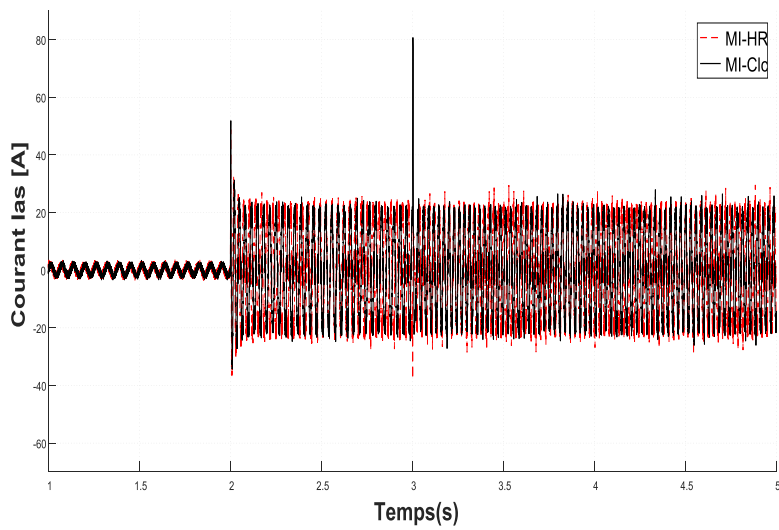


Figure VI.6. Réponse du procédé à un échelon de couple électromagnétique (140 rad / s)



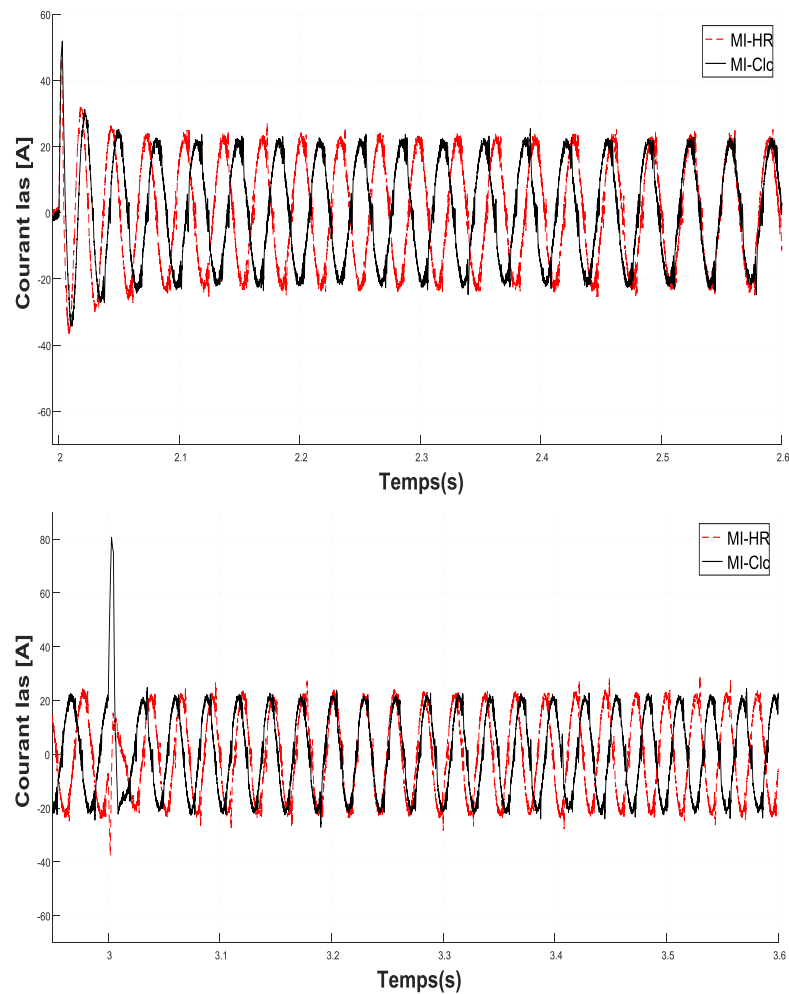


Figure VI.1. Réponse du procédé à un échelon de courant statorique de phase

IV.3. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons appliqué une méthode de réglage par mode glissant pour l'asservissement de vitesse d'une machine asynchrone classique (Clc) et homologue machine à haute rendement (HR).

Les résultats obtenus confirment que les performances élevées du contrôleur proposé démontrent sa robustesse dans diverses conditions de fonctionnement et assurent la stabilité globale de ces machines. En plus, on a constaté que la machine à haute rendement (HR) montre une réponse dynamique rapide aux changements de point de consigne de vitesse ainsi qu'aux variations de charge, mais elle présente des ondulations assez importantes du couple et du courant. Étant donné que la machine standard est complexe et implique un coût de mise en œuvre plus élevé.

En introduisant des conditions de travail ressemblantes aux conditions pratiques (Variations paramétriques et perturbations), des changements presque négligeables sont apparus ce qui vérifie la robustesse de cette commande. Alors, ce qui n'était pas le cas pour les commandes classiques introduite dans le troisième chapitre.

Donc on peut dire que la commande par mode glissant rejette la perturbation complètement et offrent de bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité, rapidité et précision), c'est à dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils' accorde aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation, et un temps d'inversion de la vitesse réduit.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Vu que l'objectif principal de ce sujet est la contribution aux efforts dans l'axe de la maîtrise d'énergie. En effet, cette contribution est basée sur la commande. Alors, une la comparaison des performances d'une Machine à induction à Haut Rendement (MHR) avec leur homologue Machine Classique (MI-Clc) trois stratégies de commandes modernes à savoir: La commande PI, floue et mode glissant successivement sont utilisées.

Premièrement, le travail présenté est consacré à la commande d'un moteur asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI vectorielle. Certes, dans le but de représenter le comportement du moteur pour différent régime, sous certaines hypothèses simplificatrices un modèle mathématique a été obtenu. Puisque, la machine est un système d'équations non linéaires largement complexe à résoudre à cause du couplage entre le couple électromagnétique et le flux, d'où la nécessité de faire une simplification du système d'équations en utilisant la transformation de PARK. Nous avons ultérieurement modélisé l'onduleur de tension commandé par une M.L.I vectorielle.

Les résultats de simulation obtenus, montrent bien que l'utilisation de la machine classique étant complexe et implique un coût de mise en œuvre plus élevé. Par contre la machine à haut rendement peut être suggérée dans les applications qui nécessitent une réponse dynamique élevée mais tolérable variations de couple et de courant.

Devant cet état de fait, la logique floue se présente comme une alternative pour obtenir de bonnes performances dynamiques et sans tenir compte du milieu ambiant qui peut influencer sur les paramètres de la machines et donc les performances de la régulation. Cette technique de commande a fait l'objet du troisième chapitre. La plupart des études faites sur les régulateurs flous ont été accompagnées d'une comparaison avec les régulateurs conventionnels (en général de type PI).

En revanche, l'utilisation de la commande par logique floue type 1 donne des performances dynamiques médiocres en raison de perturbations et leur sensibilité aux gains de contrôle. Afin d'améliorer les performances de la machine à induction, une solution alternative en utilisant la commande par logique floue type 2 devient

indispensable. Le FLC de type 2 offre une excellente performance dynamique du couple, de flux et de vitesse avec moins de distorsion harmonique en courant et en couple.

Pour l'asservissement de vitesse d'une machine asynchrone traditionnel et la machine asynchrone à haute rendement, dans le dernier chapitre nous avons appliqué une stratégie d'adéquation à structure variable avec mode glissant.

Afin de comparer les performances du mode glissant. Les résultats témoignent que les performances élevées du contrôleur proposé démontrent sa robustesse dans diverses conditions de fonctionnement et garantissent la stabilité globale de certaines machines. Ce qui n'était pas le cas pour la commande (commande vectorielle par PI, floue Type1 et Type2). En revanche, l'inconvénient insignifiant des régulateurs commande mode glissant est l'adaptation des gains garantissant la stabilité du système, en plus la commande est calculée exclusivement à partir des deux valeurs: l'erreur et la variation de l'erreur.

Il nous appartient d'affirmer que la tâche qui nous a été confiée demeure délicate dans la réalisation de cette thèse, est l'existence d'un modèle d'action de la machine adéquat, reflétant au mieux le comportement réel de cette machine, et d'autre part, des mesures expérimentales assez précises des grandeurs en question.

Vu l'importance de cette étude dans le domaine de conservation d'énergie, certaines remarques fondamentales susceptibles d'améliorer cette étude au futur sont, entre autres: amélioration des performances des régulateurs flous en combinant les Algorithmes Génétiques et les Réseaux de Neurones pour avoir un régulateur adaptatif puissant et invariable.

Annexe

Les paramètres de la machine classique et ceux de la machine à haut rendement qui sont utilisés dans la phase de simulation sont regroupés dans le tableau suivant:

Paramètres	Machine IM-CIs	Machine IM-HR
Puissance Utile P(w)	2200	2200
Tension Nominale	220/380	220/380
Nombre de Paires de Pôles	2	2
Moment d'Inertie	0,011	0,011
R _s (Ω)	3,16500	2,8030
R _r (Ω)	2,67717	2,74631
M (H)	0,21146	0,20533
L _r (H)	0,22433	0,21619
L _s (H)	0,22312	0,21393
Rendement de la Machine (η)	0.817	0.819
Fréquence	50 Hz	50 Hz
vitesse Ω _n	1500 tr/min	1500 tr/min
Coefficient de frottement I.S	0 ,0011	0 ,000100

Bibliographie

Références Bibliographiques

- [1] **C. Salim, A. Benoudjit et B. Abdelhadi**, “Particle Swarm Optimizer Algorithm and its Application in Optimal Design of Induction Motor Problem”, *Conférence en Génie Electrique, CEE2010*, Université de Batna, Algérie, pp.20-25, 11-13 Octobre, 2010. ISBN: 978-9961-9973-0-7, DEP. LEGAL: 3411- 2010
- [2] **Zeghba O, C. Salim et S. Belhamdi**, “A New Strategy Design of High Efficiency Induction Motor With Closed Rotor Slot, Second International Conference on Electrical Engineering “ICEEB’18 ” Biskra University - Algeria -December 2-3 – 2018.
- [3] **C. Salim, B. Abdelhadi and A. Benoudjit**, “Design Optimization of Induction Motor Efficiency by Genetic Algorithms”, *AMSE. Journal, Modelling. A*, Vol. 81, N^o. 2, pp. 14-29, January/February, 2008.
- [4] **S. Belhamdi, C. Salim et D. Khoudja**, “New Regulator PI Fuzzy Logic Type 2 of Induction Motor with Broken Bar The 9th International Electrical Engineering Conference CEE’2016, October 2-4, 2016 Batna, Algeria.
- [5] **C. Salim, B. Abdelhadi and A. Benoudjit**, “Design Optimization of Induction Motor Efficiency by Genetic Algorithms”, *AMSE. Journal, Modelling. A*, Vol. 81, N^o. 2, pp. 14-29, January/February, 2008.
- [6] **C. Salim, B. Abdelhadi and A. Benoudjit**, “A New Approach Design Optimizer of Induction Motor Using Particle Swarm Algorithm”, *AMSE. Journal, Modelling. A*, Vol. 87, N^o. 2, pp. 89-108, 2014.
- [7] **C. Salim, A. Zorig and A. Benoudjit**, “Hybrid Method Using Genetic Algorithm for Induction Motor Design Problem”, *The mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol. 11, N^o. 2, pp. 394 - 404, 2015.
- [8] **I. Choudira, Dj. Ed. Khodja, C. Salim**, “Continuous Wavelet Technique for Detection of Broken Bar Faults in Induction Machine“, pp. 171-176, 2019, Vol. 36, 2,
- [9] **H. Chaabane, Dj. Ed. Khodja, C. Salim**, “ Indirect Self Tuning Adaptive Control of Double Stars Induction Machine by Sliding Mode, Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg. Vol. 64, 4, pp. 409-415, 2019,

- [10] **H. Chaabane, Dj. Ed. Khodja, C. Salim**, "Sensorless Backstepping Control Using a Luenberger Observer for Double-Star Induction Motor", Archives of Electrical Engineering, Vol. 69, 1, 2020, pp. 101-116,
- [11] **O. Zeghba, C. Salim, S. Belhmdi**, "Multi Objective Design of High Efficiency Induction Motor Using an Analytical Method's", Modelling, Measurement and Control A, Vol. 91, 4 pp. 202-211. December, 2018.
- [12] **F. Mekhalfia, Dj. Ed. Khodja, C. Salim**, "Fault Tolerant Control Using Artificial Neural Network for Induction Machine", Advances in Modelling and Analysis C, Vol. 74, 2-4, pp. 47-55 December, 2019.
- [13] **H. Chaabane, Dj. Ed. Khodja, C. Salim**, "Robust Adaptive Control of Dual Star Asynchronous Machine by Reference Model Based on Landau Stability Theorem", Advances in Modelling and Analysis C, Vol. 74, 2-4, pp. 56-62; December, 2019.
- [14] **I. Choudira, Dj. Ed. Khodja, C. Salim**, "Fuzzy Logic Based Broken Bar Fault Diagnosis and Behavior Study of Induction Machine", Journal Européen des Systèmes Automatisés, Vol. 53, 2, pp. 233-242 April, 2020.
- [15] **M. Boubakri, C. Salim, S. Belhmdi**, "Reliability Comparison Between Standard and High Efficiency Induction Motor Using Vector Control Method", Modelling, Measurement and Control A, Vol. 92, 2-4, pp. 67-72.
- [16] **R. Benhamimid**, "Commande Vectorielle d'un Système Mono-Ondu Bi-Machines Asynchrones", Doctoral, Université Mohamed Boudiaf-M'sila,
- [17] **N. Benalouache**, "L'énergie Solaire pour la Production d'Electricité au Maghreb: Transition Energétique et Jeux d'Echelles", Thèse de Doctorat, Encadré par S. DAVIET, Université de Sfax, Juin, 2017.
- [18] **S. Salana, K. Singh, T. Singh**, "Saving Energy Using Energy Efficient Motors: A case study", *Conference Proceedings on Electric Machines and Drives*, pp.1, 19-21 April, 2010.
- [19] **R. Abdessemed, M. Kadjoudj**, "Modélisation des Machines Electriques", Presse de l'Université de Batna, 1997.
- [20] **A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, And M. Pastorelli**, "Induction Motor Efficiency Measurements in Accordance to IEEE 112-B, IEC 34-2 and JEC 37 international standards", *Conference Proceedings on Electric Machines and Drives*, Vol. 3, pp. 1599-1605, 1- 4 June, 2003.
- [21] **C. Zhengshi, H. P. Beck, L. Zhen And W. Zhiyong**, "A High Efficiency and Economical Energy, AC Speed- Governing Experiment System with Analogue

- Load", *3rd International Power Electronics and Motion Control Conference Proceedings*, Beijing, China, Vol. 3 , pp. 1386-1389, 15-18 August, 2000.
- [22] **L. Vuichard, P. Schouwey, M. Lakhal, M. Ghribi et A. Kaddouri**, "Optimisation Energétique par Logique Floue dans un Moteur à Induction Triphasé", *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pp. 1082 - 1085, May, 2006.
- [23] **L. Youb, A. Crăciunescu**, " Etude Comparative entre la Commande Vectorielle a Flux Orienté et la Commande Direct du Couple de la Machine Asynchrone ", U.P.B. Sci. Bull., Series C, Vol. 69, No. 2, 2007.
- [24] **L. Benalia**, " Commande en Tension des Moteurs à Induction double Alimentés ", Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [25] **G. Salloum**, " Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double Alimentation ", Thèse de Doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [26] **G. Buche**, " Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Temps Réel MATLAB, SIMULINK ", Mémoire en Vue de l'Obtention du Diplôme d'Ingénieur CNAM, Conservatoire National des Arts et Métiers, Centre Régional Associé de Grenoble (C.U.E.F.A), soutenue le 07-03-2001.
- [27] **L. Baghli**, " Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone ", Notes de Cours, Université de Tlemcen, 2020.
- [28] **S. Nour el Houda, B. Ibtissam**, " Conception d'un Observateur par Mode Glissant d'une Machine à Induction", 2006/2007.
- [29] **B. El-Hachemi, B. Rostom**, "Commande de la Vitesse de la Machine Asynchrone par un Régulateur Neuronal", Université Kasdi Merbah Ouargla, 2011 /2012.
- [30] **A. Khlaief**, "Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)", Thèse de Doctorat, Aix-Marseille Université et l'École Supérieure des Sciences et Techniques, Tunis, 2012.
- [31] **N. Abu-TABAK**, "Stabilité Dynamique des Systèmes Electriques Multi-machines: Modélisation, Commande, Observation et Simulation", Thèse de Doctorat, École Centrale de Lyon, France, 2008.
- [32] **S. Khojet EL Khil**, "Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ", Thèse de Doctorat, INP de Toulouse, 2006.
- [33] **L. Youb, A. Ciunescu**, " Etude Comparative entre la Commande Vectorielle a Flux Orienté et la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone, U.P.B. Sci. Bull., Series C, Vol. 69, No. 2, 2007.

- [34] **B. Lotfi**, " Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques, PhD Thesis. Université Henri Poincaré-Nancy I, 1999.
- [35] **S. Bazi**, " Contribution a la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO " Particle Swarm Optimisation ", Mémoire Magister, Université De Batna, 2009.
- [36] **S. Rezgui**, " Commande de Machine Electrique en Environnement Matlab/Simulink et Temps Réel Application à la Machine Asynchrone: Commande Vectorielle sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS", Magister en Electrotechnique Université, Mentouri de Constantine, 2009.
- [37] **J. Lvern**, " La Logique Floue : Concepts et Définitions ", Electronique Radio Plan541, pp11-18, 1992.
- [38] **D. Mokeddem**, " Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d'Algorithmes Génétiques', Ph D Thesis, Université de Jijel, 2010.
- [39] **P. GABRIEL**, "Introduction à la Logique Floue et à la Commande Floue", Exposé, 2000-2001.
- [40] **F. Laurant, G. Sylvie, T. Andre**, " Commande Floue 1, de la Stabilisation à la Supervision", PARIS, Hermès Sciences publication, 2003.
- [41] **M. MADAOU**, "Commande Floue et Neuro-Floue d'un Convertisseur Direct AC/AC Monophasé à Structure Minimale, Application à l'Alimentation d'une MachineAsynchrone Monophasé", Thèse de Magister ,ENPAIger, Fevrier, 2007.
- [42] **H. Mohammed**, " Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone Double Etoile sans Capteur Mécanique par les Techniques de l'Intelligence Artificielle ", Thèse de Doctorat, Université DjillaliLiabes de Sidi-Bel-Abbes, 2017.
- [43] **M. T. CAO**, " Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue", Thèse de PhilosophieDoctor, Université de Laval, Québec, Canada, 1997.
- [44] **G. Leng, T.M. Mcginnity, G. Prasad**, "An Approach for On-Line Extraction of Fuzzy Rules Using a Self-Organising Fuzzy Neural Network", Fuzzy Sets and Systems 150, pp.211-243, 2005.
- [45] **S. Belhamdi, A. Goléa**, "Direct field-oriented control using fuzzy logic type-2 for induction motor with broken rotor bars". AMSE JOURNALS-2017-Series:Advances C, 72(4): 203-212. (2017).https://doi.org/10.18280/ama_c.720101
- [46] **M. Gori, A. Tesi**, "On the Problem of Local Minima in Back-Propagation", IEEE Trans Pattern Anal Mach Intelligence, 14(1), pp.76-86, 1992.

- [47] **T. Zoheir**, " Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile : Modélisation, Alimentation et Commande", Université d'EL-Oued, 2014.
- [48] **A. Medjghou**, " Application des Techniques de l'Intelligence Artificielle à la Commande des Systèmes Robotiques", Thèse de Doctorat, Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd, Alegria, 2018.
- [49] **N.N. Karnik, J.M. Mendel**, " Type-2 Fuzzy Logic Systems: Type-Reduction", IEEE Syst, Man, Cybern . Conf, Sandiago, CA, October, 1998.
- [50] **M. Lemya**," Contribution au Contrôle Adaptatif Flou des Systèmes non Linéaires", PhDThesis, Université de Batna 2, 2017.
- [51] **Z. Ibrahim, E. Levi**, "Comparative Anlysis of Fuzzy Logic and PI Speed Control in Hight Performance AC Drives Using Experimental Approach", IEEE-IAS, 2000.

Résumé : Le moteur asynchrone est connu pour être l'une des machines les plus utilisées dans les applications industrielles. Cela est dû à la fiabilité élevée et au coût relativement faible, ce qui a incité les fabricants de machines électriques et les consommateurs à envisager des procédés de réduire la consommation d'énergie. Commencer de grands réflexions partout dans le monde pour améliorer les performances des machines asynchrones. Quant aux consommateurs, leur intérêt pour les appareils ou machines asynchrones à haut rendement est devenu dû au faible coût de leur consommation. Une nouvelle génération de moteurs est apparue sur le marché mondial et est connue sous le nom de moteurs à haute efficacité (HEM), et ces nouveaux types de moteurs sont relativement plus chers que les autres types traditionnels jusqu'à 40 %. En général, le rendement des moteurs asynchrones peut être amélioré par :

- Réglage du système de contrôle de la machine. - Améliorer sa conception.

La thèse est organisée autour des axes suivants :

- Chapitre 1 : Lecture de quelques fondements théoriques bien connus des machines asynchrones à haut rendement.
- Chapitre 2, Présentation de la modélisation mathématique et de la simulation d'une machine asynchrone à haut rendement,
- Chapitre 3 : Une étude comparative de l'application des techniques modernes de contrôle des moteurs asynchrones à haut rendement pour améliorer les performances dynamiques. L'application du contrôle basé sur la logique floue type 2 et la logique floue type 1 aux machines asynchrones à haut rendement et comparaison des performances. Au terme de cette thèse, nous avons appliqué le contrôle en mode glissant aux moteurs synchrones et aux moteurs asynchrones à haut rendement, où la simulation a été réalisée à l'aide du logiciel Matlab. Et les résultats de simulation que nous avons décrochés étaient approuvables dans une large mesure.

Mots Clés: Maitrise d'énergie, Machine asynchrone Haut rendement, Commande PI, logique floue de type 1 et 2, mode glissant.

المخلص: من المعروف أن المحرك اللازامي هو أذكى الآلات استخدامًا في التطبيقات الصناعية . ويرجع ذلك إلى الموثوقية العالية والتكلفة المنخفضة نسبيًا، وهذا دفع مصنعي الآلات الكهربائية والمستهلكين إلى البحث عن طرق أو وسائل لتقليل من استهلاك الطاقة . لتبدأ مساعي كبيرة في جميع أنحاء العالم لتحسين أداء الآلات اللازامية أما بالنسبة للمستهلكين فقد أصبح اهتمامهم كبيرًا بالاجهزة أو الآلات اللازامية ذات الكفاءة العالية وذلك لقلّة تكلفة استهلاكها . وقد ظهر جيل جديد من المحركات في السوق العالمية والمعروف باسم المحركات عالية الكفاءة (HEM)، وتعتبر هذه الأنواع الجديدة من المحركات أعلى نسبيًا من الأنواع التقليدية الأخرى بنسبة قد تصل إلى 40% . بشكل عام، يمكن تحسين كفاءة المحركات اللازامية وذلك من خلال:

- ضبط نظام التحكم في الآلات.
 - تحسين تصميمها.
- وقد تم تنظيم الأطروحة على محاور على النحو التالي:
- المحور 1: قراءة بعض الأسس النظرية المعروفة للآلات غير المتزامنة عالية الكفاءة.
 - الفصل 2، عرض النمذجة والمحاكاة الرياضية للآلة غير المتزامنة عالية الكفاءة،
 - الفصل 3: دراسة مقارنة بتطبيق التقنيات الحديثة في التحكم في المحركات اللازامية والمحركات اللازامية عالية الكفاءة لتحسين الأداء الديناميكي
- تطبيق التحكم المبني على المنطق الضبابي من النوع 2 والمنطق الضبابي من النوع 1 على الآلات اللازامية عالية المردود ومقارنة الأداء . في نهاية هذه الأطروحة، قمنا بتطبيق التحكم في الوضع الانزلاقي على المحركات اللازامية والمحركات اللازامية عالية الكفاءة حيث تم إجراء المحاكاة باستخدام برنامج ماتلاب . ونتائج المحاكاة التي تحصلنا عليها كانت مقبولة إلى حد كبير.
- الكلمات المفتاحية:** الطاقة، المحركات عالية الكفاءة، مردود عالي، المنطق الضبابي من النوع 1، المنطق الضبابي من النوع 2، التحكم في الوضع الانزلاقي.

abstract: The asynchronous motor is known to be one of the most commonly used machines in manufacturing applications. This is owing to the high steadfastness and somewhat low cost, and this prompted manufacturers of electrical machinery and consumers to search for ways or means to reduce energy consumption. To begin great efforts all over the world to improve the performance of asynchronous machines. As for consumers, their interest in high-efficiency asynchronous devices or machines has become due to the low cost of their consumption. A new generation of engines has appeared in the global market and is known as High Efficiency Motors (HEM), and these new types of engines are relatively more expensive than other usual types by up to 40%.

In general, the efficiency of asynchronous motors can be improved by: Adjusting the machine control system, - Improve its design.

The thesis is organized into the following axes:

- Chapter 1: Reading some of the well-known theoretical foundations for high-efficiency asynchronous machines.
- Chapter 2, Presentation of Mathematical Modeling and Simulation of a High Efficiency Asynchronous Machine,
- Chapter 3: A comparative study of the application of modern techniques in controlling synchronous motors and high-efficiency asynchronous motors to improve dynamic performance.

Application of control based on type 2 fuzzy logic in addition type 1 to high-yield asynchronous machines and performance comparison. At the end, we apply sliding mode control to high-efficiency asynchronous motors, where simulation was approved out using Matlab software. And the simulation results that we obtained were acceptable to a large extent.

Keywords: Vector control, Induction Motor, High Efficiency, Fuzzy logic type, sliding mode control.