

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Mémoire de Magister en Automatique

Option : Automatique des Systèmes Industriels

Présenté par :

FERAHTIA Amel

Ingénieur d'état en Electronique de l'Université de M'sila

Thème

Commande Hybride de la Machine Asynchrone

Soutenu publiquement le 18 / 12 / 2011 devant le jury composé de :

| | | |
|--------------------------|---------------------------|------------|
| MAHMOUDI Monand Oulhadj | Professeur à l'E.N.P | Président |
| BOUKHETALA Djamel | Professeur à l'E.N.P | Rapporteur |
| BOUCHERIT Mohamed Seghir | Professeur à l'E.N.P | Examineur |
| TADJINE Mohamed | Professeur à l'E.N.P | Examineur |
| BARKAT Saïd | MCB, Université de M'sila | Invité |

Laboratoire de Commande des Processus, ENP
10, Avenue Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie.

ملخص:

الماكينة غير المتزامنة التي بنيتها البسيطة حققت النجاح في المجال الصناعي تصبح معقدة عندما يتعلق الأمر بدراسة نظام يتحكم فيها بفعالية.

هذه المذكرة نقدم أولاً دراسة لنمذجة الماكينة غير المتزامنة. إن طريقة التحكم بتوجيه التدفق المغذاة بواسطة مموج للتيار الكهربائي و باستعمال الضابض التقليدي PI تتميز بعدة سلبيات مثل الحساسية لارتيابات و تغيرات متغيرات الآلة. لتحسين اداء هذا النظام قمنا بتطبيق عدة تقنيات ضبط قوية كالمنطق الغامض، النمط الانزلاقي و النمط الانزلاقي الغامض. هذا الأخير يعتبر تقنية هجينة تسمح باستغلال قوة و سرعة النمط الانزلاقي أثناء المرحلة الانتقالية، و طواعية المنطق الغامض أثناء المرحلة الدائمة.

الكلمات المفتاحية: الآلة الغير متزامنة، التحكم بتوجيه التدفق، المنطق الغامض، النمط الانزلاقي، النمط الانزلاقي الغامض .

Résumé :

La machine asynchrone, dont la structure simple fait le succès industriel, devient redoutablement complexe lorsqu' il s'agit d'en étudier une commande performante.

Ce mémoire, présente en premier lieu une étude de modélisation de la machine asynchrone. La commande vectorielle de la machine asynchrone, alimentée par un onduleur de tension, utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Afin d'améliorer les performances du système à commander, on a appliqué des techniques de réglage robustes à savoir la logique floue, le mode glissant et le mode glissant flou. Ce dernier est une technique de réglage hybride qui permet d'exploiter la robustesse et la rapidité du mode glissant durant le régime transitoire, et la flexibilité du contrôleur flou durant le régime permanent.

Mots clés: Machine asynchrone, Commande par orientation de flux, Logique floue, Mode glissant, Mode glissant flou.

Abstract:

The induction machine, of which the simple structure makes industrial success, becomes extremely complex when it is a question of studying a powerful control of it.

This thesis, initially presents a study of modeling of the induction machine. Field oriented control of the induction machine supplied with voltage source inverters, using PI controllers presents some drawbacks such as the sensitivity to parametric uncertainties of the machine and their variations. In the aim to improve the system performances, we applied robust control techniques such as fuzzy logic, sliding mode and fuzzy sliding mode. The last technique is a hybrid control which makes it possible to exploit the robustness and the speed of the sliding mode in the transient regime, and the flexibility of the fuzzy logic controller in permanent regime.

Key words: Induction machine, Field oriented control, Fuzzy logic, Sliding mode, Fuzzy sliding mode.

Remerciements

Je remercie Dieu, le tout puissant, pour m'avoir donné, le courage, la patience, la volonté et la force nécessaires, pour affronter toutes les difficultés et les obstacles, qui se sont hissés au travers de mon chemin, durant toutes mes années d'études.

Mes remerciements les plus chaleureux et plus sincères sont adressés à Monsieur D. BOUKHETALA, professeur à L'ENP, pour ses précieux conseils, ses encouragements tout au long de ce travail, du choix du sujet, aux corrections ultimes.

Ma reconnaissance est toute acquise à Monsieur S. BARKAT enseignant à l'université de M'sila, qui a suivi avec attention et patience, mon travail.

Mes sincères remerciements vont également aux membres de jury qui m'ont fait honneur de participer à l'examen de ce travail.

Je remercie mes enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique pour leurs efforts voués à nous transmettre le savoir, en particulier ceux du département Génie Electrique et l'Automatique.

Les derniers remerciements vont à ma famille, mes amis et toutes personnes qui m'ont aidé de près ou de loin à accomplir ce travail.

SOMMAIRE

| | |
|-----------------------------------|-----------|
| INTRODUCTION GENERALE..... | 02 |
|-----------------------------------|-----------|

Chapitre I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONETRIPHASEE

| | |
|---|-----------|
| I.1. INTRODUCTION..... | 06 |
| I.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE..... | 07 |
| I.2.1. DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE..... | 07 |
| I.2.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN MOTEUR ASYNCHRONE..... | 07 |
| I.2.3. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES..... | 08 |
| I.2.4. EQUATIONS ELECTRIQUES..... | 09 |
| I.2.5. EQUATIONS MAGNETIQUES..... | 10 |
| I.3. TRANSFORMATION DE PARK..... | 11 |
| I.3.1. EQUATIONS ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES DANS LE REPERE BIPHASE..... | 13 |
| I.3.2. DEFINITION DES DIFFERENTS REFERENTIELS..... | 14 |
| I.4. REPRESENTATION D'ETAT DU SYSTEME..... | 17 |
| I.5. RESULTATS DE SIMULATION..... | 18 |
| I.6. CONCLUSION..... | 21 |

Chapitre Ii

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

| | |
|--|-----------|
| II.1. INTRODUCTION..... | 23 |
| II.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE..... | 24 |
| II.3. PROCEDE D'ORIENTATION DU FLUX..... | 24 |
| II.4. COMMANDE VECTORIELLE A ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE..... | 24 |
| II.4.1. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE..... | 25 |

| | |
|---|-----------|
| II.4.2. STRATEGIE DE LA COMMANDE..... | 27 |
| II.4.3. DECOUPLAGE PAR COMPENSATION..... | 28 |
| II.5. REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE INDIRECTE..... | 29 |
| II.5.1. BLOC DE DEFLUXAGE | 30 |
| II.5.2. IDENTIFICATION DES PARAMETRES DES REGULATEURS PI | 31 |
| II.6. MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE..... | 33 |
| II.6.1. MODELISATION DU REDRESSEUR..... | 34 |
| II.6.2. MODELISATION DU FILTRE | 36 |
| II.6.3. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION..... | 36 |
| II.6.3.1. Commande MLI d'un onduleur de tension triphasé..... | 38 |
| II.7. RESULTATS DE SIMULATION | 39 |
| II.7.1. TESTS DE ROBUSTESSE..... | 41 |
| II.8. CONCLUSION..... | 42 |

Chapitre Iii

COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

| | |
|--|-----------|
| III.1. INTRODUCTION..... | 45 |
| III.2. RAPPELS DES PRINCIPES DE LA LOGIQUE FLOUE..... | 46 |
| III.3. THEORIE DES ENSEMBLES FLOUS..... | 46 |
| III.4. VARIABLES LINGUISTIQUES..... | 47 |
| III.5. FONCTIONS D'APPARTENANCE..... | 48 |
| III.6. CARACTERISTIQUES D'UN SOUS ENSEMBLES FLOU..... | 50 |
| III.6.1. SUPPORT..... | 50 |
| III.6.2. HAUTEUR..... | 50 |
| III. 6.3. NOYAU..... | 51 |
| III.6.4. CARDINALITE..... | 51 |
| III.6.5. α - Coupe | 51 |
| III.7. OPERATIONS SUR LES ENSEMBLES FLOUS..... | 52 |

| | |
|---|----|
| III.8. IMPLICATION FLOUE | 54 |
| III.9. REGLAGE ET COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE | 54 |
| III.9.1. PRINCIPE D'UN REGULATEUR FLOU..... | 55 |
| III.9.1.1. Base de règles | 55 |
| III.9.1.2. Moteur d'inférence floue..... | 56 |
| III.9.1.3. Fuzzification..... | 57 |
| III.9.1.4. Défuzzification..... | 57 |
| III.10. APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE A LA COMMANDE DE LA MAS | 58 |
| III.10.1. SYNTHESE DU REGULATEUR..... | 59 |
| III.10.2. LOI DE COMMANDE..... | 59 |
| III.10.3. REGULATEUR DE LA VITESSE..... | 60 |
| III.11. RESULTATS DE SIMULATION | 64 |
| III.11.1. TESTS DE ROBUSTESSE..... | 66 |
| III.12. CONCLUSION | 67 |

Chapitre IV

COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOU DE LA MACHINE ASYNCHRONE

| | |
|---|----|
| IV.1. INTRODUCTION | 69 |
| IV.2. COMMANDE PAR MODE GLISSANT DE LA MACHINE ASYNCHRONE | 70 |
| IV.2.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT..... | 70 |
| IV.2.2. CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT..... | 71 |
| IV.2.2.1. Choix de la surface de glissement..... | 71 |
| IV.2.2.2. Condition d'existence et convergence d'une surface de glissement..... | 72 |
| IV.2.2.3. Calcul de la commande..... | 72 |
| • Expressions analytiques de la commande..... | 73 |
| IV.2.3. ELIMINATION DU PHENOMENE DE CHATTERING..... | 75 |
| IV.2.4. APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT A LA MAS.... | 75 |
| IV.2.4.1. Synthèse des régulateurs par mode de glissement ($r=1$)..... | 76 |
| IV.2.4.1.1. Réglage de la vitesse..... | 76 |
| IV.2.4.1.2. Réglage des courants statoriques..... | 78 |

| | |
|--|-----------|
| IV.2.5. RESULTATS DE SIMULATION..... | 79 |
| IV.2.5.1. Tests de robustesse..... | 81 |
| IV.3. COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOU DE LA MACHINE ASYNCHRONE | 83 |
| IV.3.1. PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOU..... | 84 |
| IV.3.2. APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOU SUR LA MAS.. | 84 |
| IV.3.3. RESULTATS DE SIMULATION..... | 87 |
| IV.3.3.1. Tests de robustesse..... | 88 |
| IV.4. CONCLUSION..... | 90 |
| | |
| CONCLUSION GENERALE..... | 93 |
| ANNEXE..... | 96 |
| BIBLIOGRAPHIE..... | 98 |

NOMENCLATURE

| | |
|--------------------------|--|
| a, b, c | Indice correspondants aux trois phases a, b, c . |
| C_{em} | Couple électromagnétique. |
| C_r | Couple de charge. |
| d, q | Axe correspondants au référentiel lié au champ tournant. |
| E | Tension continue. |
| f | Coefficient de frottement. |
| f_s | Fréquence du réseau. |
| g | Glissement. |
| $G_u, G_{\Delta u}$ | Gain de normalisation de la commande et sa variation. |
| i_{as}, i_{bs}, i_{cs} | Courants statoriques. |
| i_{ar}, i_{br}, i_{cr} | Courants rotoriques. |
| J | Moment d'inertie du moteur. |
| K | Gain du terme du mode de glissement. |
| L_s, L_r | Inductance cyclique statorique et rotorique par phase. |
| M | Inductance mutuelle cyclique. |
| MAS | Machine Asynchrone. |
| MLI | La Modulation de la Largeur d'Impulsion. |
| p | Nombre de paires de pôles. |
| PI | Le régulateur Proportionnel-Intégral. |
| $[P(\theta_a)]$ | Matrice de transformation de Park. |
| R_s, R_r | Résistances d'enroulements statorique, et rotorique par phase. |
| RF | Régulateur Flou |
| RMG | Régulateur par mode de glissement. |
| RMGF | Régulateur par mode glissant flou. |
| s, r | Indice correspondants au stator et au rotor. |
| $T_r=L_r/R_r$ | Constante du temps rotorique. |
| $T_s=L_s/R_s$ | Constante du temps statorique. |
| u | La commande. |

| | |
|------------------------------------|---|
| x | Variable d'état. |
| ϕ_s, ϕ_r | Flux statorique et rotorique. |
| ω_s, ω_r | Pulsations électriques statorique et rotorique. |
| θ_s, θ_r | Angles électriques statorique et rotorique. |
| Ω | Vitesse mécanique du rotor. |
| $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$ | Coefficient de dispersion. |

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'utilisation pragmatique des développements scientifiques a conduit à l'apparition des procédés industriels modernes à entraînement électrique à vitesse variable. Son fonctionnement optimal et ses caractéristiques de réglage influent directement sur le coût et la qualité de la production. Dans ce contexte les industriels optent actuellement pour les ensembles convertisseur statique-moteur asynchrone à cage d'écureuil en raison, d'une part, de leur robustesse et de leur faible coût et d'autre part de la disponibilité des convertisseurs statiques ayant des fréquences de commutation très élevées et des moyens de traitement de signal très sophistiqués. Ces technologies permettent l'implantation des stratégies de commande assez complexes.

De nos jours, un grand nombre de publications a été dédié au problème de commande des systèmes non linéaires [1] [2]. La commande des systèmes complexes se heurte à plusieurs difficultés. Celles-ci ont été classées en trois catégories à savoir: la présence des non linéarités, les incertitudes et la complexité de calcul.

L'application du contrôle à flux orienté pour les machines asynchrones (MAS) a été très utilisée pour assurer un découplage entre le couple et le flux, permettant d'obtenir ainsi un modèle similaire à celui d'une machine à courant continu [3] [4]. Dans ce cas, différents contrôleurs classiques peuvent être utilisés pour garantir les performances désirées. Néanmoins, certaines performances ne peuvent pas être garanties en présence de variations structurelles ou de perturbations externes. Il est alors nécessaire de synthétiser des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Dans cet objectif, plusieurs méthodes sont proposées dans la littérature, nous nous intéressons dans ce mémoire à deux classes de commande. La première classe de commande est appelée commande à structure variable. La seconde classe de commandes est plus récente, appelée commande à logique floue.

Concernant la première classe étudiée, la commande à structure variable par régime glissant est apparue depuis le début des années 60, grâce aux résultats théoriques des mathématiciens [5]. Elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans

les années soixante. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques. Ce type de commande présente plusieurs avantages tels que la robustesse, la stabilité, la simplicité et le temps de réponse très faible. Toutefois, malgré l'ensemble des avantages de la commande à structure variable, la présence de la fonction signe dans la loi de commande provoque un phénomène de broutement (chattering) qui peut exciter les hautes fréquences jusqu'à endommager le système [6].

La deuxième classe de commande des systèmes dynamiques considérée dans ce mémoire est la commande par logique floue. La commande par logique floue est une commande intelligente appliquée sur des systèmes complexes et mal définis. L'idée de base de cette approche est d'utiliser l'expérience d'un opérateur humain sur un procédé dans la synthèse du contrôleur. A partir d'un ensemble de règles linguistiques décrivant la stratégie de commande, un algorithme de commande est construit avec des mots qui sont définis comme des ensembles flous.

Afin d'éliminer le phénomène de broutement et garder la robustesse du mode glissant, sans pour autant détériorer les performances du système plusieurs approches dites "hybrides" ont été développées [7] [8] [9]. Ces approches concernent la combinaison de différentes techniques de commandes pour obtenir les meilleures performances. Certains chercheurs essaient de trouver une similitude entre la commande floue et la commande par mode glissement et de combiner les deux lois de commande, c'est-à-dire le flou pour sa rapidité et sa facilité de mise en œuvre, et le régime glissant pour ses fondements théoriques rassurant du point de vue stabilité et robustesse.

Structurée en quatre chapitres, ce mémoire a pour objet d'étudier les performances et la robustesse de lois de commandes présentées précédemment, appliquées sur la machine asynchrone.

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée. La transformation de Park est utilisée, en vue de transformer la machine asynchrone triphasée en une machine biphasée équivalente. Une simulation de la MAS alimentée par le réseau électrique sera présentée à la fin de ce chapitre, afin de vérifier la conduite de la machine et valider son modèle mathématique.

Le deuxième chapitre examinera, dans sa première partie, la commande par orientation du flux et plus particulièrement celle du flux rotorique qui constitue l'aspect le plus connu de la commande vectorielle des machines asynchrones. La deuxième partie présentera un exposé sur la commande du convertisseur à utiliser. A la fin de ce chapitre, nous présenterons les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

Le troisième chapitre, nous commencerons par présenter la théorie des ensembles flous et de la logique floue ainsi qu'un ensemble de méthodologies concernant le contrôle flou (fuzzification, règles de contrôle flou, inférence, défuzzification), et nous l'achèverons par l'application de la commande par logique floue sur la machine asynchrone.

Le dernier chapitre, nous donnerons quelques notions fondamentales de la commande à structure variable et quelques concepts de base sur la théorie des modes glissants. Ensuite, nous appliquerons la commande par mode de glissement sur la machine asynchrone. Nous combinerons ensuite cette commande avec la commande floue pour avoir une commande hybride par mode glissant flou qui permet d'exploiter la robustesse et la rapidité du mode glissant, et la flexibilité de la logique floue. Et nous terminerons par l'application de cette commande hybride (mode de glissement-floue) sur la machine asynchrone.

Le présent mémoire se terminera par une conclusion générale qui résume tous les résultats obtenus et les perspectives envisagées.

***MODELISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE TRIPHASEE***

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

I.1 INTRODUCTION

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité [10].

Son principal inconvénient réside dans la complexité de son modèle qui présente des non linéarités et un fort couplage entre les différentes variables en plus du fait que deux variables d'état (flux rotorique et courant) ne sont pas toujours mesurables et que la résistance rotorique varie considérablement avec l'échauffement du moteur, ce qui influe sur la dynamique du système [11].

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies : choisir le modèle, déterminer ses paramètres et enfin vérifier sa validité [12].

Mathématiquement, les machines asynchrones sont représentées sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme d'équations différentielles. La résolution de tel système nécessite souvent un calcul important et difficile. L'application de la transformation de Park aux différentes équations électriques réduit la complexité du modèle puisqu'elle permet l'obtention d'équations différentielles à coefficients constants.

Dans le présent chapitre, le modèle de la MAS est élaboré à partir d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui supposent, en général la parfaite symétrie de la machine, suivi de la simplification des équations par la transformation de park, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en une machine biphasée équivalente. la plupart des commandes de la MAS nécessitent son modèle présenté sous forme d'équation d'états commandé en tension.

I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

I.2.1 Description

Le moteur asynchrone triphasé se présente par un circuit magnétique statorique qui accueille dans ses encoches trois enroulements statoriques bobinés en fil de cuivre isolé, alimentés par des tensions sinusoïdales. A l'intérieur de ce circuit magnétique qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique qui accueille dans ses encoches des enroulements rotorique triphasé en aluminium ou en cuivre.

L'alimentation des enroulements du rotor, soit le rotor en court circuit, ou aucune liaison galvanique n'est opérée soit un rotor bobiné ou les enroulements du rotor sont branchés sur des résistances ou encore sur une source de tension figure (I.1) [3] [12] [13] [14] [15].

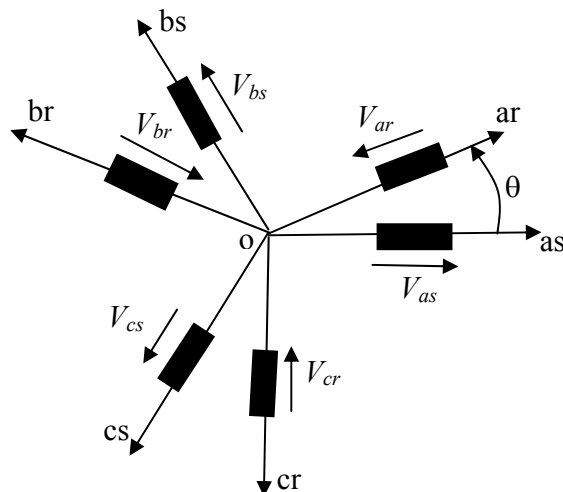


Figure (I.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée.

Avec θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique (as) et l'axe de la phase rotorique (ar).

I.2.2 Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone

Admettons qu'un stator formé de trois bobines avec des axes décalés de 120° et alimentées par un réseau triphasé équilibré, crée dans l'entrefer du moteur un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme Ω_s .

Un rotor en court circuit, balayé par ce champ tournant, est traversé par des courants induits. Le rotor donc soumis à des forces électromagnétiques de Laplace, l'ensemble des ces forces crée un couple moteur qui entraîne le rotor en rotation.

Le rotor tourne dans le même sens que le champ tournant, mais sa vitesse de rotation est nécessairement inférieure à celle du champ tournant ($\Omega_s > \Omega$) [16] [17].

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \text{ et } \Omega = \frac{\omega}{p}$$

Avec :

Ω : Vitesse mécanique du rotor.

Ω_s : Vitesse de rotation du champ magnétique.

p : Nombre de paires de pôles.

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (1.1)$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

I.2.3 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [3] [18]:

- L'entrefer constant et la distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer;
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante : Cette hypothèse permet d'introduire le concept d'inductance propre et mutuelle entre les bobinages statoriques

et rotoriques;

- Les pertes ferromagnétiques et l'effet des encoches sont négligeables;
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement, ne sont pas pris en compte.

Ainsi ; parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer [19] :

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

I.2.4 Equations électriques

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$V = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (I.2)$$

Pour les trois phases statoriques, l'équation (I.2) peut être écrite sous la forme matricielle condensée suivante :

$$\begin{aligned} [V_{abc s}] &= [R_s][i_{abc s}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc s}] \\ \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.3)$$

De même pour le rotor :

$$\begin{aligned} [V_{abc r}] &= [R_r][i_{abc r}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc r}] \\ \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.4)$$

Avec :

V, i, ϕ sont respectivement la tension, le courant et le flux.

R_s et R_r sont respectivement la résistance par phase du stator et du rotor.

I.2.5 Equations magnétiques

Les hypothèses présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

Pour la première phase statorique on a :

$$\phi_{as} = l_s i_{as} + m_s i_{bs} + m_s i_{cs} + m_1 i_{ar} + m_3 i_{br} + m_2 i_{cr} \quad (\text{I.5})$$

De même, les flux statoriques et rotoriques sont exprimés sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \\ \dots \\ \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & \cdot & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & \cdot & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & \cdot & m_3 & m_2 & m_1 \\ \dots & \dots & \dots & \cdot & \dots & \dots & \dots \\ m_1 & m_2 & m_3 & \cdot & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & \cdot & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & \cdot & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \dots \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Tel que :

$$\begin{cases} m_1 = m_{sr} \cos \theta \\ m_2 = m_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ m_3 = m_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

Avec :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : L'inductance mutuelle entre deux phases statorique.

m_r : L'inductance mutuelle entre deux phases rotorique.

m_{sr} : L'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

L'équation (I.6) ainsi obtenue est à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.3) et (I.4) cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

I.3 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé. Elle s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature [18] [20] [21].

Selon la figure (I.2) la projection du vecteur (V_{as}, V_{bs}, V_{cs}) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{as} \cos \theta_a + V_{bs} \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{cs} \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \\ V_{qs} = -\sqrt{\frac{2}{3}} (V_{as} \sin \theta_a + V_{bs} \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{cs} \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \end{cases} \quad (I.8)$$

Où :

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe x_a et l'axe d .

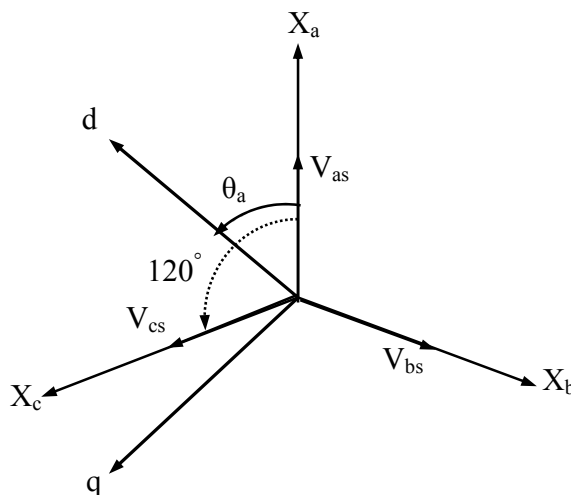


Figure (I.2): Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

On ajoute l'expression homopolaire V_{os} à l'équation (I.8) pour équilibrer la transformation:

$$V_{os} = \frac{1}{\sqrt{3}} (V_{as} + V_{bs} + V_{cs}) \quad (\text{I.9})$$

La composante homopolaire V_{os} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (1.8) et (1.9) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{os} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice de transformation de Park $[P(\theta_a)]$.

$$[P(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Les variables triphasées réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{ds} , V_{qs}) par la transformation inverse comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{os} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

La matrice inverse de Park est donnée par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

1.3.1 Equations électriques et magnétiques dans le repère biphasé

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (d, q).

Après tout développement de calcul, les équations (I.3), (I.4) et (I.6) donnent alors lieu aux systèmes suivants:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{dqs} \\ \dots \\ \phi_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & \cdot & M & 0 \\ 0 & L_s & \cdot & 0 & M \\ \dots & \dots & \cdot & \dots & \dots \\ M & 0 & \cdot & L_r & 0 \\ 0 & M & \cdot & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ \dots \\ i_{dqr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

En effet, les sous matrices sont maintenant diagonaux et ne dépendent plus de θ (angles entre stator et rotor). Les équations des flux deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \phi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Avec :

$L_s = l_s - m_s$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - m_r$: Inductance propre cyclique du rotor.

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

I.3.2 Définition des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes d, q qui dépend généralement des objectifs de l'application [3] [19].

a) Référentiel fixe par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (\text{I.18})$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_r \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs statoriques.

b) Référentiel fixe par rapport au rotor

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (\text{I.20})$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

Ce référentiel sera intéressant dans l'étude des variations des grandeurs rotoriques.

c) Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Il se traduit par les conditions:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r \quad (\text{I.22})$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques. L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent.

I.3.3 Equations électromagnétiques

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction des flux et des courants statoriques et rotoriques :

$$\begin{aligned}
 C_{em} &= p(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) \\
 C_{em} &= p(\phi_{qr}i_{dr} - \phi_{dr}i_{qr}) \\
 C_{em} &= pM(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \\
 C_{em} &= \frac{pM}{L_r}(\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds})
 \end{aligned}
 \tag{I.24}$$

Ces équations sont utilisées suivant le vecteur d'état choisi.

I.3.4 Equation mécanique

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant C_r , est décrite par l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
 J \frac{d\Omega}{dt} &= C_{em} - C_r - f\Omega \\
 \Omega &= \frac{\omega}{p} \quad d\Omega = \frac{1}{p} \frac{d\omega}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{I.25}$$

Avec :

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple de charge.

J : Moment d'inertie du moteur.

p : Nombre de paires de pôles.

Ω : Vitesse mécanique du rotor.

f : Coefficient de frottement.

I.4 REPRESENTATION D'ETAT DU SYSTEME

La représentation d'état dépend du repère et des variables d'état considérées. Pour une machine asynchrone triphasée alimenté en tension, les tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}) sont considérées comme variables de commande, le couple résistant (C_r) comme perturbation, les courants statoriques, les flux rotoriques et la vitesse ($i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \Omega$) comme variables d'état et le référentiel choisi est celui du champ tournant. Après arrangement des équations (I.17) et (I.23) il vient :

- Equations électriques

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état le modèle sera de la forme:

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (I.26)$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante du temps rotorique.}$$

- Equations mécaniques

L'équation du couple et celle du mouvement sont définies comme suit :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \end{cases} \quad (I.29)$$

I.5 RESULTATS DE SIMULATION

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de cette dernière. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'analyser le comportement dynamique de la machine asynchrone lorsqu'elle est alimentée directement par le réseau triphasé [220/380V, 50Hz]. Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en annexe [A].

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes constantes exprimées comme suit:

$$\begin{cases} V_{as} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega_s t) \\ V_{bs} = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cs} = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \text{ Avec } V_{eff} = 220, f_s = 50\text{Hz et } \omega_s = 2\pi f_s \quad (\text{I.30})$$

V_{eff} : Valeur efficace de tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

f_s : Fréquence du réseau.

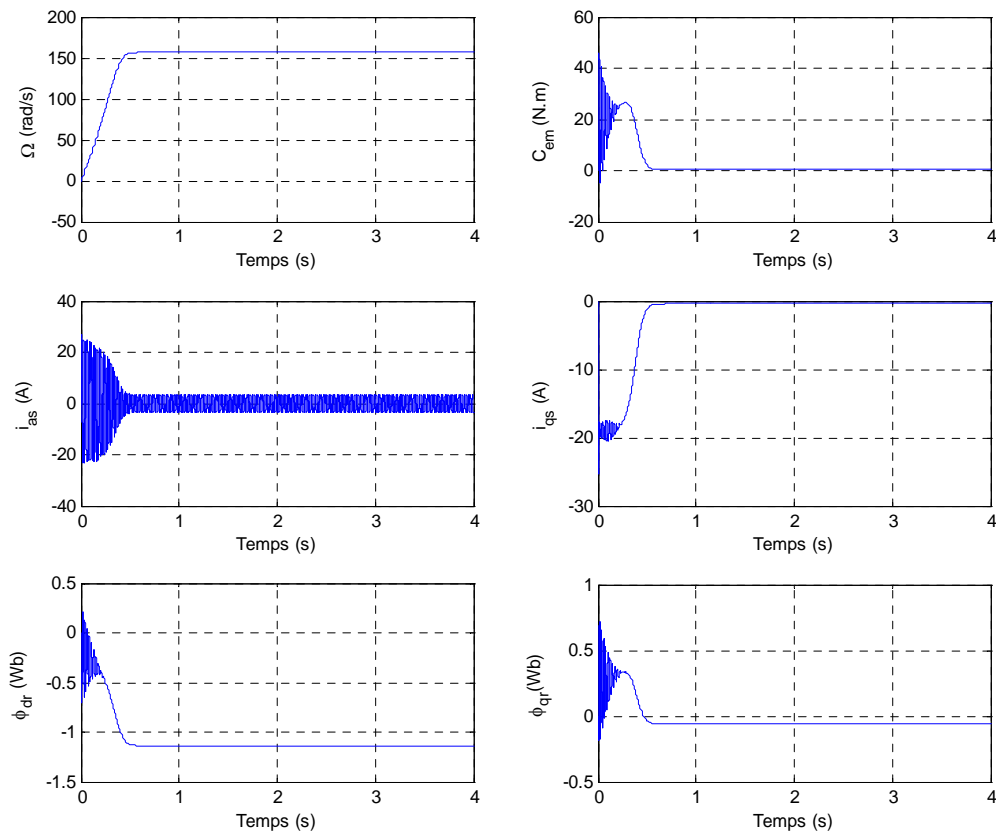


Figure (I.3): Performances de la conduite de la machine asynchrone lors d'un démarrage à vide.

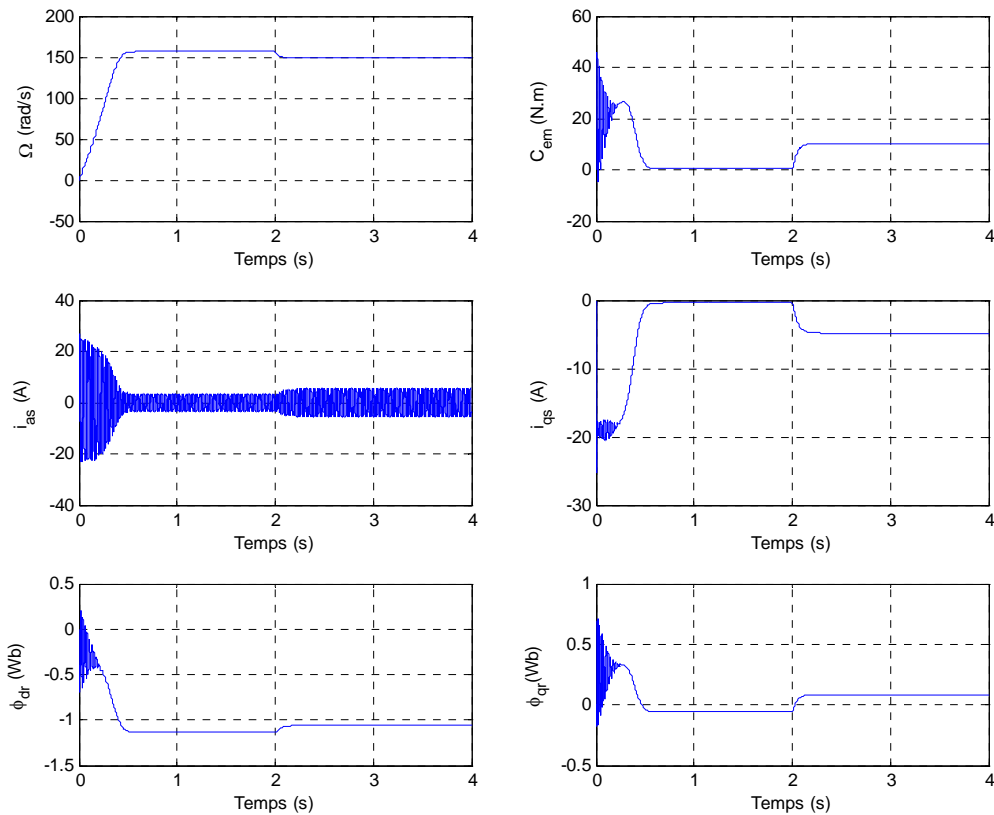


Figure (I.4): Performances de la conduite de la machine asynchrone lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 10 \text{ N.m}$) à $t = 2 \text{ s}$.

Les figures (I.3) et (I.4) présentent l'évolution de la vitesse (Ω), du couple électromagnétique (C_{em}), les courants statoriques (i_{as}), (i_{qs}), ainsi que les flux rotoriques (ϕ_{dr} , ϕ_{qr}). Nous avons effectué deux tests différents, le premier concerne le démarrage à vide de la machine, et le deuxième, l'application d'une charge nominale à l'instant $t = 2 \text{ s}$.

En démarrage à vide, les résultats obtenus montrent que la vitesse augmente avec un croissement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (157 rad/s) après un temps de 0.25 s .

La courbe du couple (C_{em}) présente aux premiers instants du démarrage des pulsations très importantes, après il se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements. On

remarque également que le courant i_{as} présente des dépassements excessifs au démarrage mais qui disparaissent rapidement après quelques pulsations pour donner lieu à une forme sinusoïdale et amplitude constante.

Nous remarquons que lors de l'application de perturbation de charge à l'instant $t = 2s$, le couple électromagnétique compense cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal. Alors que, la vitesse présente une décroissance qui se traduit par une augmentation du glissement.

On remarque également que les flux rotoriques subissent une croissance significative. Finalement le courant statorique i_{as} présente une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

I.6 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre nous avons pu établir le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension. La complexité de ce modèle a été réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformation de Park qui ramène le modèle triphasé en un modèle diphasé équivalent.

D'autre part nous avons constaté que la vitesse de rotation du moteur chute lorsque on augmente la charge, ceci nécessite sa régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge.

Toutefois, la machine alimentée par le réseau ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. A fin d'atteindre de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande vectorielle. Un exposé général sur la théorie de cette méthode sera l'objet du deuxième chapitre.

***COMMANDE VECTORIELLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE***

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1 INTRODUCTION

Le moteur asynchrone bien qu'ayant divers avantages comparé au moteur à courant continu, il reste tout de même assez difficile à commander, en raison de la complexité de son modèle qui présente des non-linéarités et un fort couplage entre les différentes variables. De plus, certaines de ces variables d'état (par exemple : courants et flux rotoriques) ne sont pas disponibles à la mesure directe et les paramètres internes eux aussi sont affectés par l'effet thermique et les conditions de fonctionnement, ce qui influe sur la dynamique du système à commander [15] [21]. Par le passé, diverses techniques ont été élaborées pour la commande de ces types de machines, dans le seul but d'atteindre de meilleures performances dynamiques en poursuite et en régulation.

En 1971, une nouvelle technique de commande appelée "commande vectorielle" fût introduite par Blaschke, et qui a fait l'objet d'une multitude de travaux de recherche [15] [21] [22].

En effet, de nombreux schémas de commande vectorielle directe et indirecte furent proposés [22] [23] [24] [25].

Cette technique a provoqué une réelle révolution dans le domaine de la commande des machines électriques leur permettant par conséquent d'épouser un comportement dynamique similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Pour ce type de contrôle, les correcteurs de la famille du PID (PI, PID, IP), ont été largement utilisés en raison de leur simplicité de conception, leur facilité de réglage et d'implémentation, ainsi que leurs performances acceptables [23] [26].

Dans ce chapitre nous présentons la technique de la commande vectorielle par orientation du flux d'une machine asynchrone. L'alimentation de la machine est constituée d'un redresseur triphasé, d'un filtre passe-bas et d'un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI. A la fin de ce chapitre, nous présentons les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

II.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Le principe de la commande vectorielle est de rendre le fonctionnement de la machine asynchrone similaire à celui d'une machine à courant continu; c'est-à-dire éliminer le couplage entre le flux et le couple [27] [28].

Pour réaliser un contrôle similaire à celui d'une machine à courant continu, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où la méthode du flux orientée, et ainsi la composante directe du courant statorique i_{ds} prend la direction du flux rotorique.

Le couple dépend alors uniquement de la composante en quadrature i_{qs} [29] [30].

II.3 PROCEDE D'ORIENTATION DU FLUX

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, suivant la vitesse attribuée au repère ($d-q$). Nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe d coïncide avec la direction désirée du flux qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer.

Trois modèles particuliers permettent de simplifier l'expression du couple [31]:

- Modèle avec orientation du flux rotorique

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad \phi_{qr} = 0 \quad (\text{II.1})$$

- Modèle avec orientation du flux statorique

$$\phi_{ds} = \phi_s \quad \phi_{qs} = 0 \quad (\text{II.2})$$

- Modèle avec orientation du flux d'entrefer :

$$\phi_{md} = \phi_m \quad \phi_{mq} = 0 \quad (\text{II.3})$$

Dans notre étude, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (II.1), car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés par les deux composantes des courants statoriques i_{ds} et i_{qs} .

II.4 COMMANDE VECTORIELLE A ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs

résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [27] [32] [33] [34].

Le contrôle du flux statorique ou d'entrefer n'assure pas un découplage total, entre le couple et celui du flux, Donc notre objectif ici est d'étudier la commande vectorielle avec orientation de l'axe d suivant l'axe du flux rotorique [35].

On peut résumer cette technique d'orientation du vecteur flux rotorique sur l'axe d du référentiel $(d-q)$ par la figure suivante :

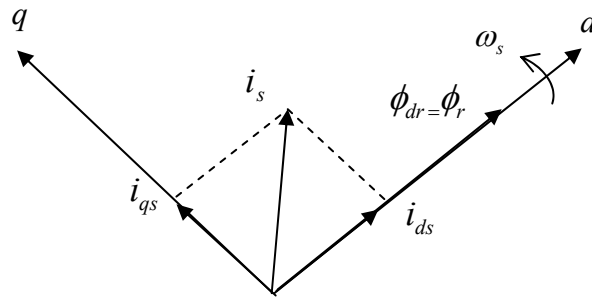


Figure (II.1) : Orientation du flux rotorique.

III.4.1 Modèle de la machine

Nous avons vu que le couple en régime transitoire s'exprime dans le repère $(d-q)$ comme un produit croisé de courants ou de flux. Si nous reprenons l'écriture :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \tag{II.4}$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le 2^{ème} produit $(\phi_{qr} i_{ds})$, alors le couple ressemblerait fort à celui d'une machine à courant continu. Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère $(d-q)$ de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct d et donc d'avoir, $\phi_{qr} = 0$. Ainsi $\phi_r = \phi_{dr}$ uniquement.

Le couple électromagnétique peut s'exprimer en fonction du flux rotorique et la composante, i_{qs} comme suit:

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} \phi_r i_{qs} \tag{II.5}$$

La présente expression est analogue à celle de la machine à courant continu à excitation séparée donnée par :

$$C_{em} = K_t i_a i_f \quad (\text{II.6})$$

L'analogie est donc telle que le courant i_{ds} correspond à i_f (courant inducteur) et i_{qs} correspond à i_a (courant induit). Le contrôle du couple devient parfaitement linéaire. Il convient de régler le flux en agissant sur la composante i_{ds} du courant statorique et on règle le couple en agissant sur la composante i_{qs} . On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une machine à courant continu.

A partir du modèle de la machine exprimé dans le référentiel lié au champ tournant (I.25) et en tenant compte de la relation (II.1), les équations électriques de la machine deviennent :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{1}{T_r} (M i_{ids} - \phi_r) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

L'équation du mouvement est donnée comme suit:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_r} \phi_r i_{qs} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \quad (\text{II.8})$$

On considère le flux rotorique ϕ_r^* et le couple C_{em}^* comme références de commande, nous inversons les équations du flux et du couple on obtient :

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{1}{M} \left(T_r \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^* \right) \\ i_{qs}^* = \frac{L_r}{pM} \frac{C_{em}^*}{\phi_r^*} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Prenant en considération la pulsation de glissement :

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \phi_r} i_{qs} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$\omega_r + p\Omega = \omega_s$$

Le calcul direct de θ_s est obtenu par :

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int (p\Omega + \omega_r) dt \quad (\text{II.11})$$

Ces équations donnent le principe de la commande à orientation du flux (en anglais field oriented control FOC), dont le schéma bloc de cette commande est illustré à la figure (II.2).

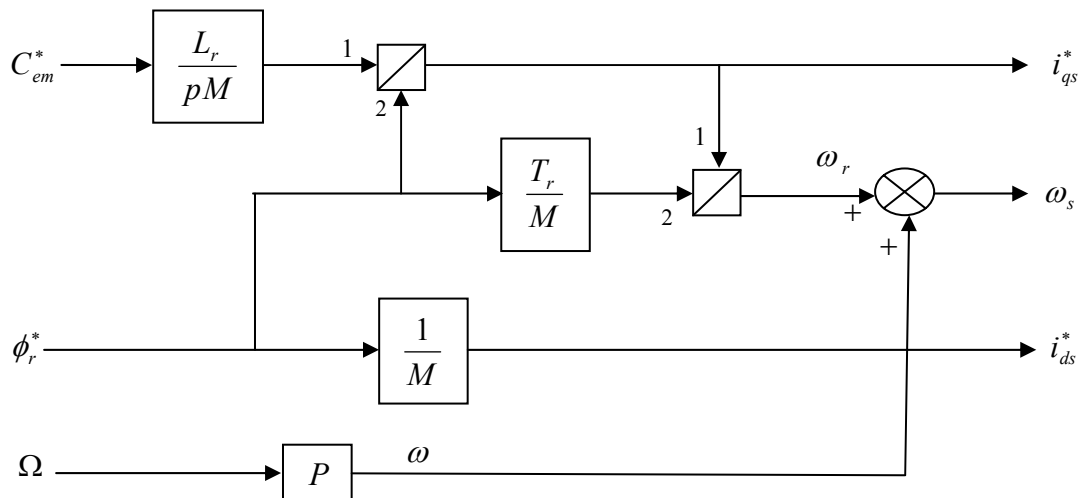


Figure (II .2) : Commande par orientation du flux (FOC).

II.4.2 Stratégie de la commande

Pour la réalisation de la commande vectorielle, il existe deux méthodes; directe et indirecte.

a. Commande vectorielle indirecte

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Elle élimine le besoin d'un capteur d'un estimateur ou d'un observateur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande [30].

En cas d'imprécision sur la détermination des paramètres de ce modèle, le découplage entre flux et couple ne sera pas assuré. La conséquence serait une dégradation des performances dynamiques et statiques [31].

b. Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite de déterminer la position et le module du flux quel que soit le régime de fonctionnement. Le flux est directement mesuré ou estimé à l'aide d'un observateur. La méthode la plus simple consiste à utiliser un capteur de flux placé sous les dents du stator de la machine. La difficulté majeure dans la réalisation de cette méthode de commande est la détermination du module et de la phase du flux, car ces deux grandeurs ne sont pas directement mesurables [30] [31].

II.4.3 Découplage par compensation

Nous utilisons une méthode de compensation qui a pour but d'annuler les termes croisés est les termes non linéaires. Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs pour obtenir les tensions des références nécessaires pour le réglage. Les termes supplémentaires sont déterminés de sorte que les tensions restantes soient une relation du premier ordre avec les courants correspondants.

A partir du système des équations (II.4) on obtient:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{qs} - \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_{qr} + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{ds} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_{dr} + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Avec $\phi_{qr} = 0$ et $\phi_{dr} = \Phi_r^*$, on peut alors écrire :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{ds} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^* \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Nous pouvons alors définir deux nouvelles variables données par :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s i_{ds} + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs1} = R_s i_{qs} + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{di_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Où les perturbations sont : $-\omega_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{qs}$ et $\omega_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{ds} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r^*$.

Alors les tensions, V_{qs}^* et V_{ds}^* imposées par la commande vectorielle sont obtenues par :

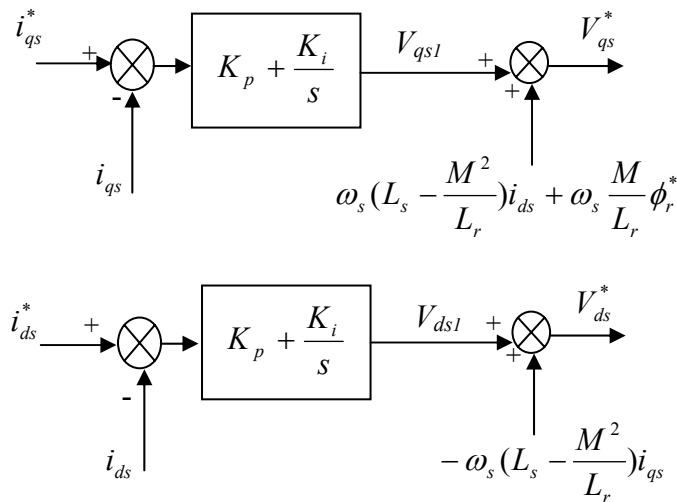


Figure (II.3): Compensation des termes de couplage.

II.5 REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE INDIRECTE

La figure ci-dessous résume cette régulation via la commande vectorielle indirecte par orientation du flux (en anglais indirect field oriented control IFOC) de la machine asynchrone avec trois boucles de régulation (la vitesse et les deux courants, i_{ds} et i_{qs}). Les sorties des boucles de courant sont V_{ds}^* et V_{qs}^* .

Dans cette étude, on se limite à la technique du contrôle par PI qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue stabilité, précision et rapidité.

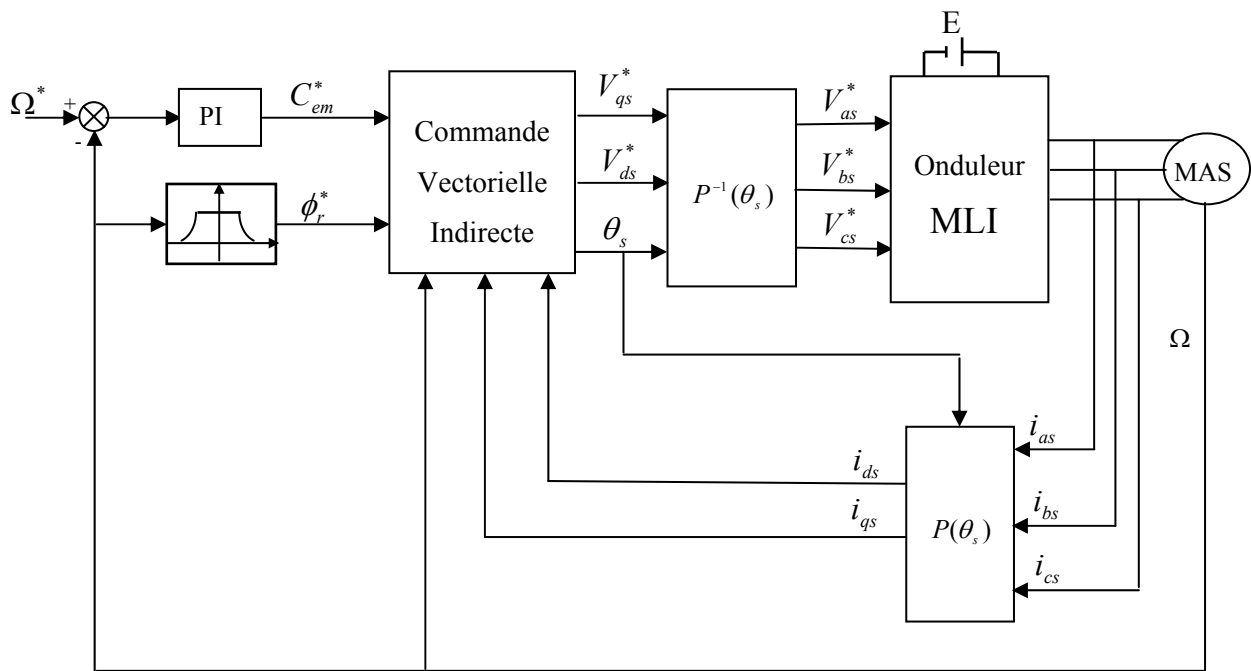


Figure (II.4) : Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte.

II.5.1 Bloc de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale : ϕ_n pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine Ω_n . Pour des vitesses supérieures, le flux décroît [36]. Ce bloc assure le fonctionnement à couple constant pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale et au delà de cette valeur il permet de diminuer le couple. Pour cela, on définit le flux de référence comme suit [30] :

$$\begin{cases} \phi_r^* = \phi_n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \phi_r^* = \phi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (II.15)$$

Donc le bloc de défluxage est défini par la fonction non linéaire (II.15), et schématisé par la figure (II.5) :

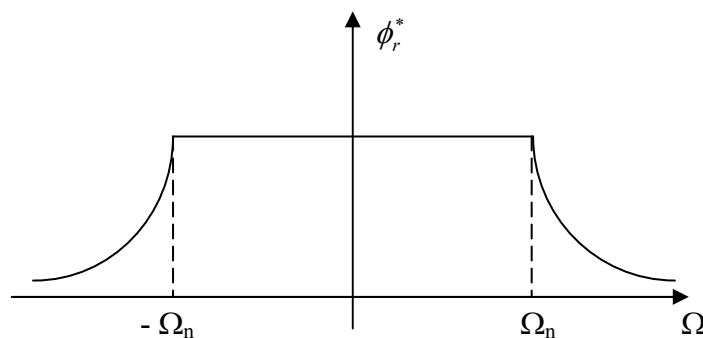


Figure (II.5) : Bloc de défluxage.

II.5.2 Dimensionnement des paramètres des régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes.

Pour chacune des boucles de courant, nous avons adopté classiquement un régulateur proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne [27].

Le dimensionnement des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que :

$$H(s) = \frac{1}{as + b} \quad (\text{II.16})$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert d'un régulateur PI est :

$$C(s) = k_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.17})$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire réglé par un PI est donné par la figure ci-dessous :

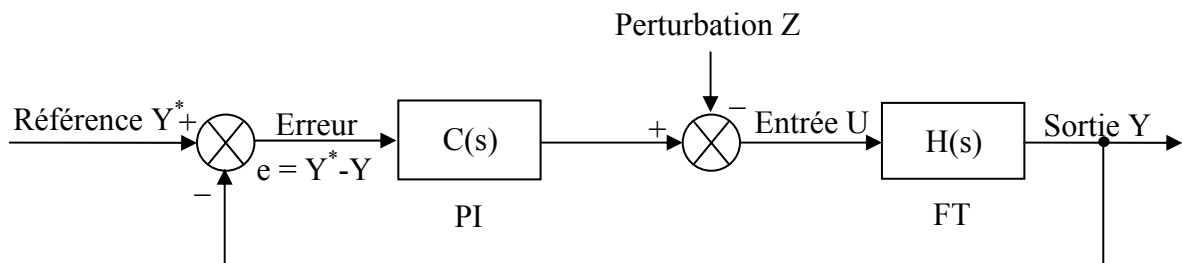


Figure (II.6): Système asservi du premier ordre réglé par un PI.

La perturbation est généralement négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est :

$$T(s) = C(s)H(s) = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + bs} \quad (\text{II.18})$$

En boucle fermée on obtient :

$$F(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + (b + K_p)s + K_i} \quad (\text{II.19})$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$G(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (\text{II.20})$$

Il suffit d'identifier (II.19) à (II.20) comme suit :

$$\frac{K_p s + K_i}{as^2 + (b + K_p)s + K_i} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (\text{II.21})$$

Ce qui donne :

$$K_p \tau s^2 + (K_i \tau + K_p)s + K_i = as^2 + (b + K_p)s + K_i \quad (\text{II.22})$$

D'où :

$$\begin{cases} K_p = \frac{a}{\tau} \\ K_i = \frac{b}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Avec τ : La constante de temps d'un système du premier ordre.

- Régulation des courants

La figure (II.7) représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques.

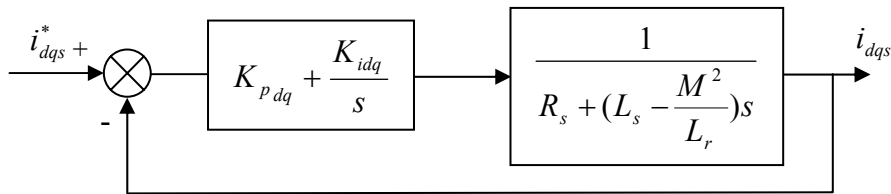


Figure (II.7): Boucle de régulation des courants statoriques.

En utilisant l'équation (II.23), il vient :

$$\begin{cases} K_{p \, dq} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \\ K_{i \, dq} = \frac{R_s}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

On prend $\tau = T_r / 6$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $T_r = L_r / R_r$ est la constante de temps rotorique du système.

- Régulation de vitesse

Le schéma de régulation en cascade retenu nécessite, pour un bon fonctionnement, que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe. Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant i_{qs} plutôt que par une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence de la boucle interne (courant i_{qs}). Le schéma bloc de la régulation de vitesse est représenté par la figure (II.8) :

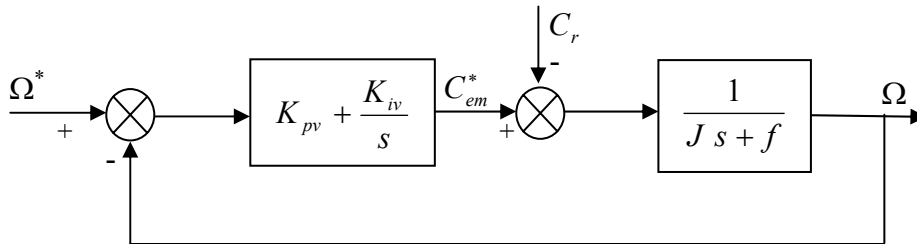


Figure (II.8) : Boucle de régulation de la vitesse.

L'identification nous donne :

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{J}{\tau} \\ K_{iv} = \frac{f}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

On prend : $\tau = T_r$.

II.6 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE

Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Son circuit de commande permet de transformer le signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les harmoniques à la sortie du convertisseur causent l'échauffement de la machine et des pulsations de couple. Par contre, les harmoniques à l'entrée provoquent des perturbations sur le réseau. Avec la disponibilité des transistors de puissance à coût moindre et le développement des algorithmes de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) ainsi, il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur et par conséquent minimiser des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple [36] [37].

La machine utilisée comme variateur de vitesse, est alimentée par une source à fréquence variable. Un onduleur de tension semble très indiqué.

Dans notre cas, l'onduleur est contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI. Il est alimenté par une tension redressé et filtrée comme l'illustre de la figure (II.9).

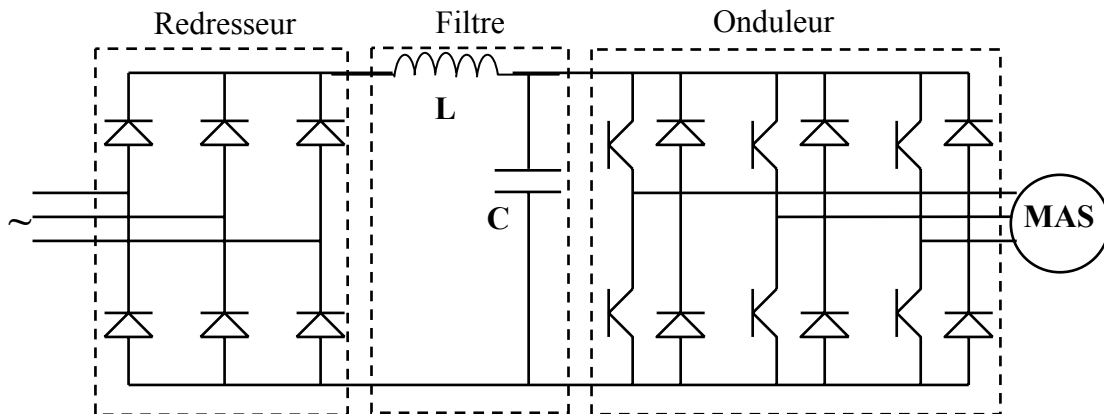


Figure (II.9) : Association : redresseur triphasé à diodes-filtre-onduleur de tension-machine asynchrone.

II.6.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [36] [38].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes (figure (II.10)).

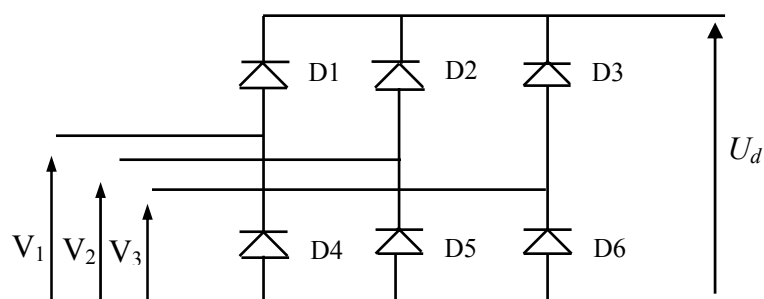


Figure (II.10) : Pont redresseur triphasé double alternance.

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dans les diodes [12].

Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_1 = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t) \\ V_2 = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

$\omega_s = 2\pi f_s$: pulsation du réseau.

f_s : Fréquence du réseau.

V_{eff} : Valeur efficace de la tension du réseau.

La tension à la sortie de redresseur est donnée par:

$$U_d = \text{Max}[V_1, V_2, V_3] - \text{Min}[V_1, V_2, V_3] \quad (\text{II.27})$$

Le système de tension triphasé (V_1, V_2, V_3) ainsi que la tension redressée U_d sont représentés par la figure (II.11).

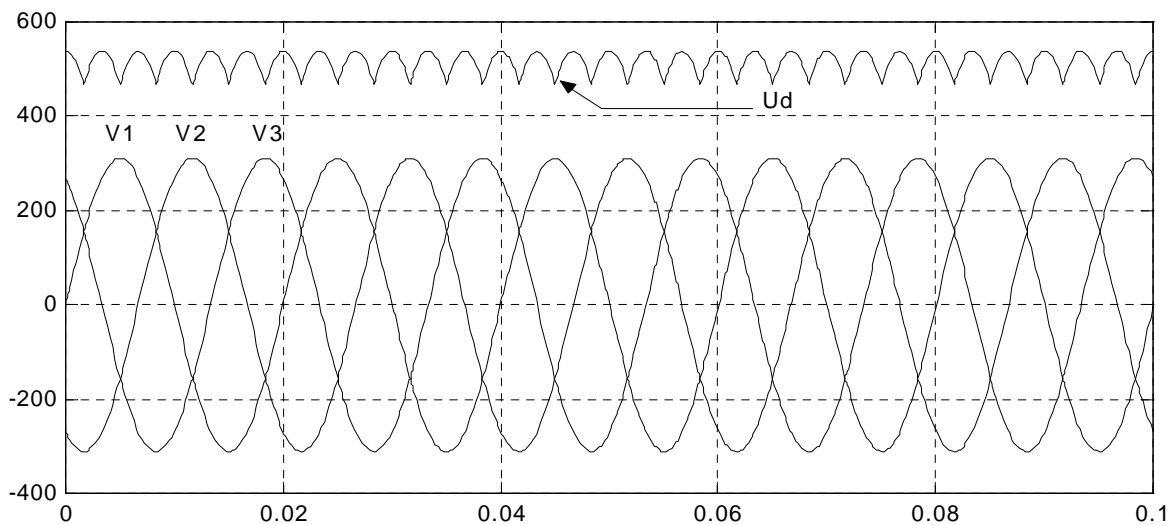


Figure (II.11) : Tension de sortie du redresseur.

II.6.2 Modélisation du filtre

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nous a poussé à insérer un filtre LC figure (II.12) à la sortie du redresseur qui a un bon rendement de filtrage de la tension redressée.

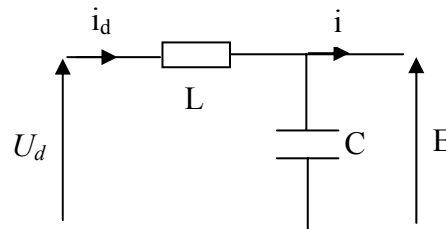


Figure (II.12) : schéma électrique du filtre LC.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d(t) = L \frac{di_d(t)}{dt} + E(t) \\ \frac{dE(t)}{dt} = \frac{1}{C}(i_d(t) - i(t)) \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{E(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{LCs^2 + 1} \quad (\text{II.29})$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure égale est:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_c \quad (\text{II.30})$$

f_c : Est la fréquence de coupure du filtre.

II.6.3 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI). La structure à trois bras est présentée sur la figure (II.13).

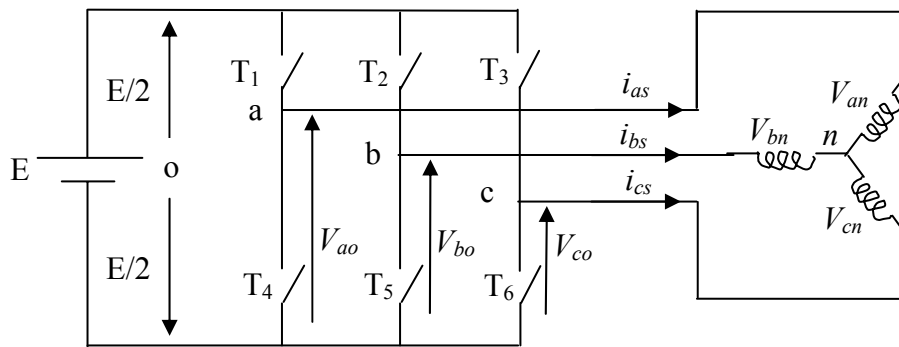


Figure (II.13) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{as} , i_{bs} , i_{cs} les interrupteurs (T_1 et T_4), (T_2 et T_5) et (T_3 et T_6) doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée o . Pour qu'elles soient identiques à $1/3$ période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de $1/3$ période sur le précédent.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude E , on déduit aisément les expressions des tensions composés:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle :

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3) (U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = (1/3) (U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = (1/3) (U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

On a aussi :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Dont on peut déduire :

$$V_{no} = (1/3) (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.34})$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées on peut déduire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} (V_{bo} + V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{2}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{2}{3} V_{co} - \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo}) \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Ce système d'équation peut prendre la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

II.6.3.1 Commande MLI d'un onduleur de tension triphasé

La stratégie de commande par modulation de largeur impulsion (MLI) permet de convertir une tension de fréquence appelée modulante en une tension sous forme de créneau successif. Le principe de la MLI consiste à comparer le signal de fréquence (modulante) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence supérieur. Le signal de commande C_i est égal à 1 lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et égale à 0 lorsque la modulante est inférieure à la porteuse [39]. Le schéma synoptique de la commande MLI est représenté par la figure (II.14).

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- 1- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation f_p sur la fréquence de référence f_r , $m = f_p/f_r$.
- 2- Le taux de modulation noté r est défini comme étant le rapport de l'amplitude V_r de la tension de référence à l'amplitude V_p de la porteuse, $r = V_r/V_p$.

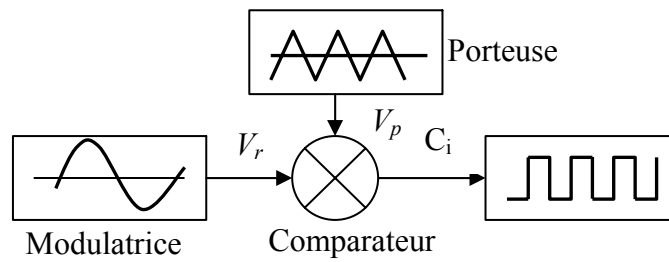


Figure (II.14) : Schéma synoptique de la MLI.

II.7 RESULTATS DE SIMULATION

Les résultats de simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension sont regroupés dans les figures (II.15) et (II.16).

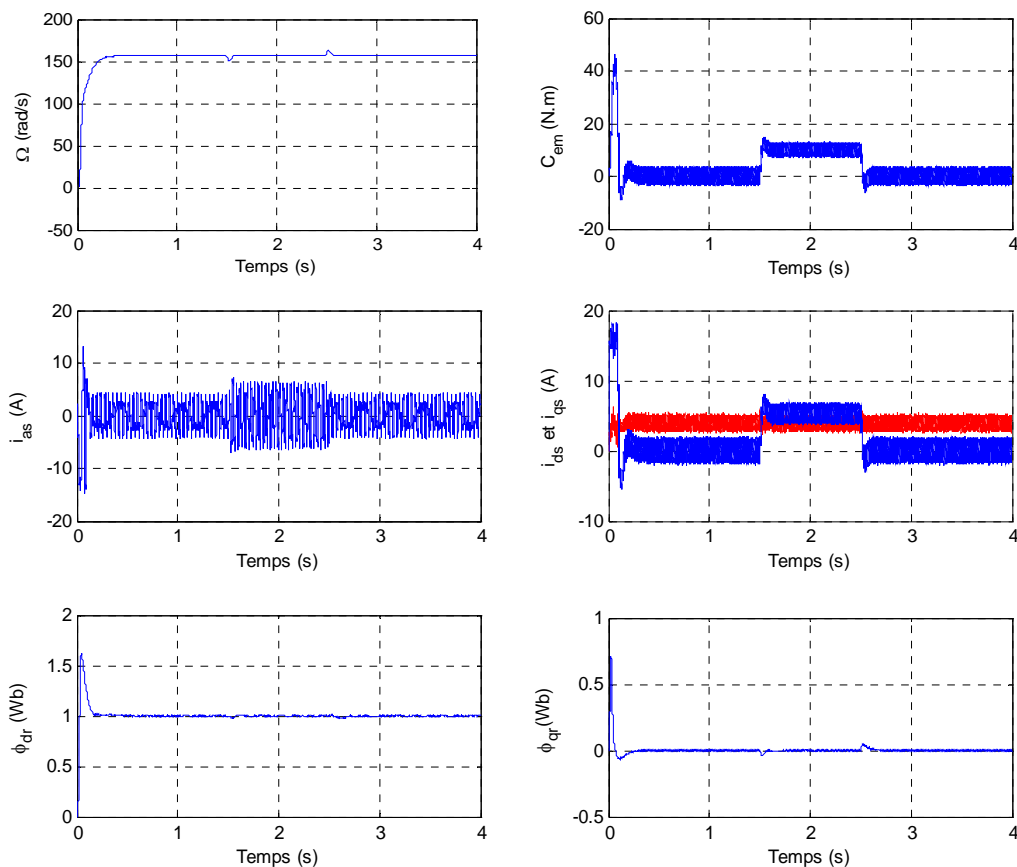


Figure (II.15) : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge ($C_r = 10 \text{ N.m}$) durant l'intervalle $[1.5 \text{ } 2.5]s$.

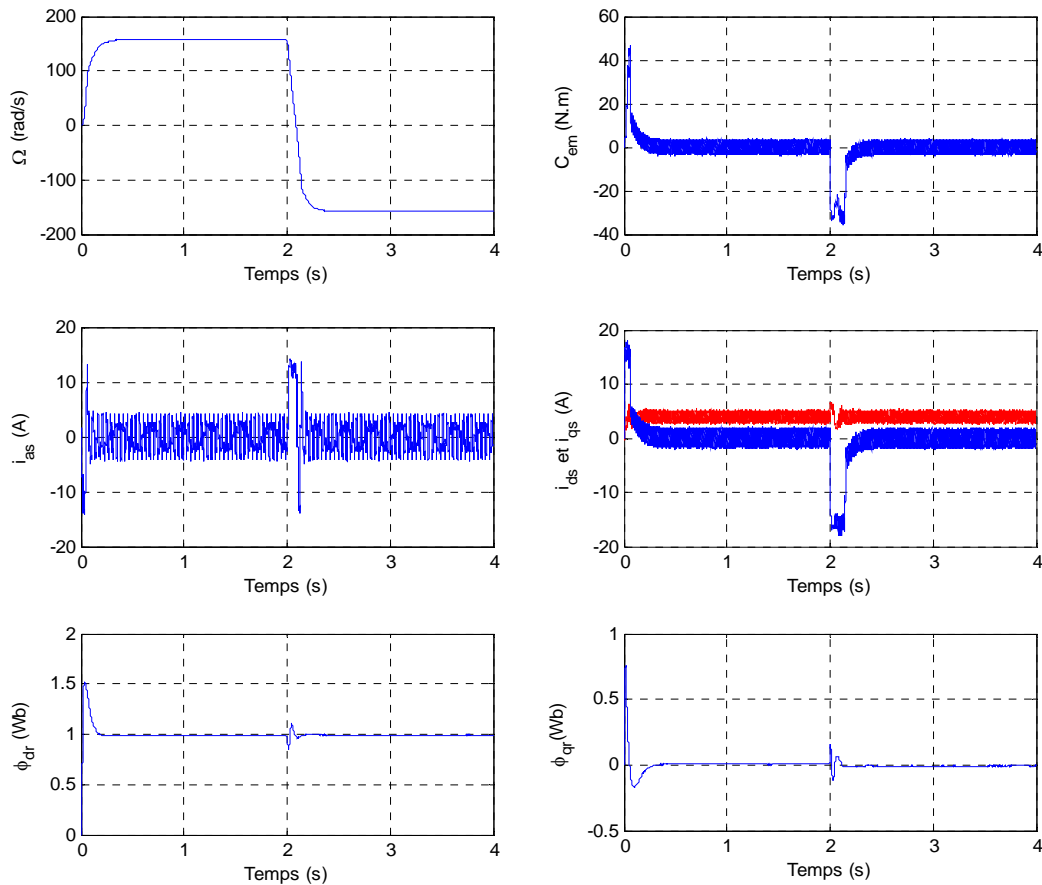


Figure (II.16) : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec inversion du sens de rotation de 157 rad/s à -157 rad/s à l'instant $t = 2 \text{ s}$.

Les performances de la commande indirecte avec régulation de vitesse de la MAS ont été visualisées pour deux tests, le premier est la réponse à un échelon de vitesse de 157 rad/s avec l'application d'un couple de charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ entre 1.5 et 2.5 s , le deuxième est la réponse à une inversion de vitesse 157 rad/s à -157 rad/s à l'instant $t = 2 \text{ s}$.

Pour le premier test on constate que la vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de $(0,07 \text{ s})$ avec un dépassement de 0.5% de la vitesse de référence. Le couple électromagnétique compense le couple de charge et atteint au démarrage une valeur de (56 N.m) , puis il se stabilise à la grandeur due aux frottements. Le courant statorique i_{as} a une allure sinusoïdale et présente au démarrage un pic de courant de (8.5 A) . La composante directe de flux rotorique marque un pic de (1.62 Wb) puis se stabilise à sa valeur de référence (1 Wb) , tandis que la composante en quadrature fait un dépassement de $(\phi_{qr} = 0.7 \text{ Wb})$ puis s'annule pratiquement en régime établi ce qui montre bien l'orientation du flux rotorique.

Pour le deuxième test on constate que la vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de (1.5s). L'inversion de la vitesse conduit à un couple négatif durant l'intervalle de l'inversion de vitesse, puis il oscille alentour de zéro lorsque la vitesse atteint -157 rad/s . Les flux rotoriques suivent leurs consignes avec une légère perturbation, et le courant statorique i_{as} a une forme sinusoïdale. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant i_{qs} à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé.

II.7.1 Tests de robustesse

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. Dans cette partie, on testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la machine asynchrone.

Les figures (II.17) et (II.18) présentent les résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique R_r , ainsi que le moment d'inertie J par rapport à leurs valeurs nominales.

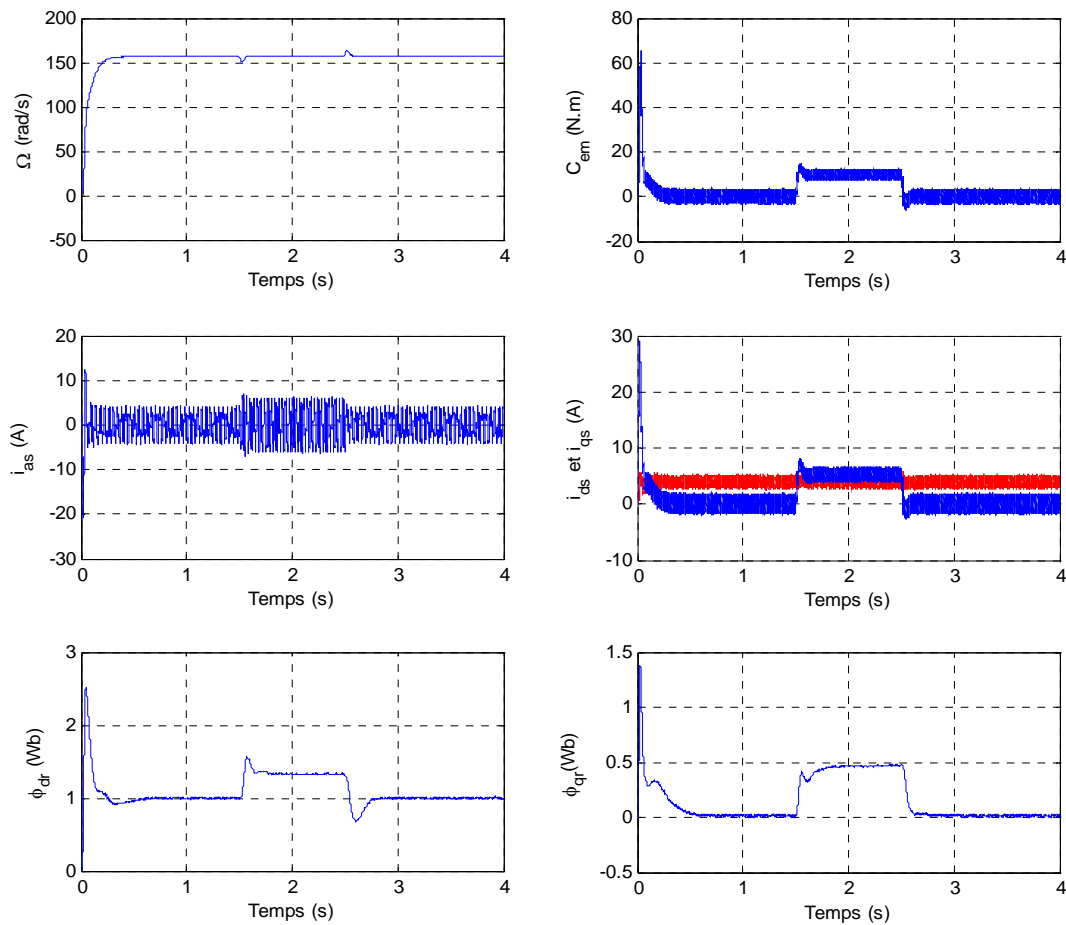


Figure (II.17) : Comportement de la MAS vis-à-vis la variation de la résistance rotorique ($R_r = 2R_n$).

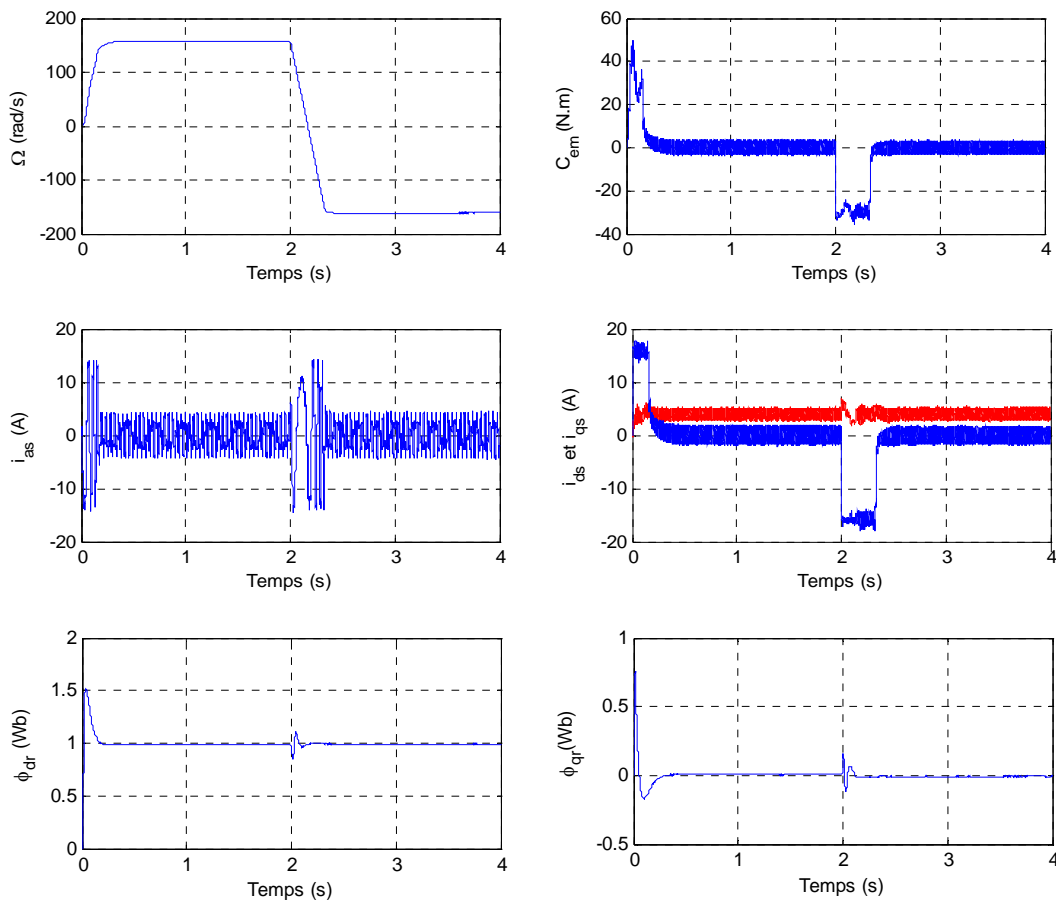


Figure (II.18) : Comportement de la MAS vis-à-vis la variation du moment d'inertie ($J = 2J_n$).

Les résultats de simulation montrent la sensibilité de la régulation par PI à la variation du moment d'inertie et de la résistance rotorique, on constate que l'orientation est affectée et le temps d'inversion du sens de rotation est augmenté.

II.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons vu que la commande vectorielle est caractérisée par le découplage qu'elle réalise entre les commandes de flux et de couple. Elle a permis par son application au moteur asynchrone, l'obtention de performances dynamique et statique comparables à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

Nous avons constaté que la commande vectorielle indirecte par orientation du flux basée sur des régulateurs classiques possède de meilleures performances lorsque les paramètres du moteur sont invariants.

Cependant, l'inconvénient de régulation classique c'est la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. face à cet inconvénient, on propose une technique de réglage robuste basée sur la logique floue et le mode glissant, et qui sera l'objet des chapitres suivants.

***COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE
DE LA MACHINE ASYNCHRONE***

COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III.1 INTRODUCTION

La théorie de la logique floue établie par Zadeh [40] au milieu des années soixante à l'université de Berkeley en Californie a été le point de départ des recherches étendues dans divers domaines de l'ingénierie, avec l'application des algorithmes flous, en raison de la simplicité, de leur mise au point et de la non nécessité de la modélisation du processus.

La commande est l'une des principaux domaines d'application de la logique floue. En effet, le premier contact entre cette nouvelle théorie et la commande a été établi au début des années 70. C'est en 1974, que le premier régulateur flou a été conçu par E. Mamdani [41] [42], qui était inspiré de l'article de Zadeh [43]. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande. Tout récemment, en Europe et en Amérique du nord, une intense activité de recherche a débuté afin d'introduire le principe du réglage par logique floue [44].

La commande floue produit un moyen efficace pour convertir la commande linguistique issue des connaissances d'un expert en un algorithme de commande automatique. Le régulateur flou est utilisé pour la commande des systèmes complexes ou mal définis et ceci sans avoir de données précises ou de modèles pour les représenter. D'un autre côté la commande floue est une technique à coût bas et facile à implémenter.

L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague [45]. Ainsi, le succès de la commande par la logique floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en ensemble de règles linguistiques « Si ... Alors » facilement interprétables [46] [47] [48].

Le but de ce chapitre est de représenter un bref rappel sur les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone triphasée.

III.2 RAPPELS DES PRINCIPES DE LA LOGIQUE FLOUE

Les systèmes réels sont généralement non linéaires. Leurs modèles sont exprimés sous forme d'un produit de fonctions non linéaire connues à l'aide de paramètres (constants et/ou lentement variables) inconnus. Malheureusement, il est souvent difficile, voire impossible de décrire tous les phénomènes misent en jeu dans un système à partir de fonctions non linéaires connues, notamment pour un système physique complexe. Une solution à ce problème peut être envisagée à partir d'une représentation de la dynamique du système non linéaire par un système flou ou les relations entre les entrées, les sorties et les états sont exprimées par des règles floues de type [49] :

SI (condition) ALORS (action)

Les systèmes flous sont des systèmes à base de connaissances construits à partir des opérateurs de la logique floue. La formulation mathématique de la logique floue donne naissance à une théorie dite théorie des ensembles flous. Cette théorie n'est qu'une extension de la théorie classique des ensembles, sauf que la logique floue est caractérisée par la notion des valeurs intermédiaires, d'où la nécessité de mettre en évidence certaines notions de cette théorie. La logique floue permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel [50].

La technique de commande floue est souvent présentée comme une technique robuste capable de compenser quasi naturellement les incertitudes et / ou le manque de connaissances précises quant au processus à commander.

III.3 THEORIE DES ENSEMBLES FLOUS

Un ensemble flou A sur un univers de discours U est caractérisé par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui prend ses valeurs sur l'intervalle $[0, 1]$. Un ensemble flou est une généralisation d'un sous ensemble ordinaire qui sa fonction d'appartenance prend que les deux valeurs 0 ou 1. La fonction d'appartenance fournit une mesure du degré qu'un élément de U soit un élément d'un sous ensemble flou [51].

En logique floue un élément peut résider dans plus qu'un ensemble à des degrés d'appartenances différents. Ceci ne peut se produire dans la théorie des ensembles ordinaires. Un ensemble flou A dans U peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées de l'élément générique x et son niveau (degré) d'appartenance :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\} \quad (\text{III.1})$$

Quand l'univers de discours U est un ensemble continu (Exp : nombres réels), le sous ensemble flou A est écrit comme suit [52] [53] [54] :

$$A = \int_U \mu_A(x) / x \quad (\text{III.2})$$

Quand U est discret, A s'est écrit comme suit :

$$A = \sum_U \mu_A(x) / x \quad (\text{III.3})$$

La figure (III.1) présente la différence qui existe entre la logique binaire et la logique floue.

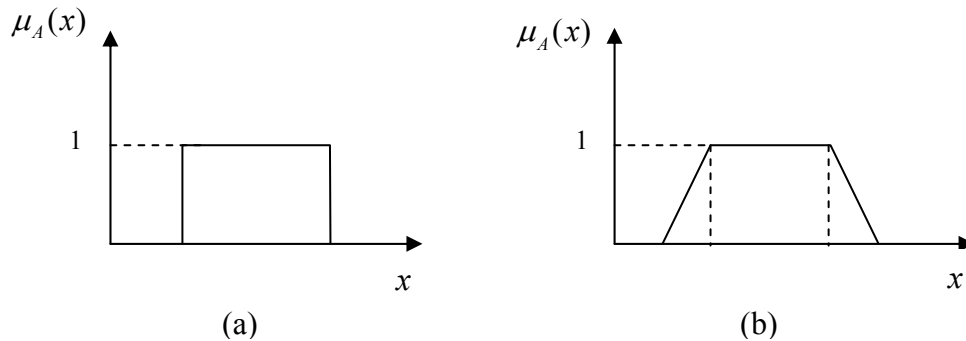


Figure (III.1) : Fonction d'appartenance : (a) logique classique : (b) logique floue.

III.4 VARIABLES LINGUISTIQUES

Toutes les variables que l'on considère en physique ou en d'autre domaine, prennent une valeur unique de leur univers de discours U dans une situation donnée. Néanmoins, les conditions d'observation ne permettent pas toujours de connaître parfaitement cette valeur unique. Dans bien des cas, la valeur est seulement approximative, ou évaluée grossièrement ou elle est décrite de façon qualitative.

Une variable linguistique sert à modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise peut être inconnue [51] [54] [55].

Définition 1

Une variable linguistique est un triplet (x, U, T_x) dans lequel x est une variable définie sur un ensemble de référence U . T_x l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x , contient des sous ensembles flous de U , utilisable pour caractériser x [55].

Exemple 1

Soit la pression u interprétée comme une variable linguistique. Elle peut être décomposée à l'ensemble des termes suivants :

$T(\text{pression}) = T_u = \{\text{faible}, \text{moyenne}, \text{OK}, \text{forte}, \text{énorme}\}$ où chaque terme T_u est caractérisé par un ensemble flou dans l'univers de discours $U = [100, 2300]$. Ces termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous pour lesquels les fonctions d'appartenance sont illustrées (Figure (III.2)).

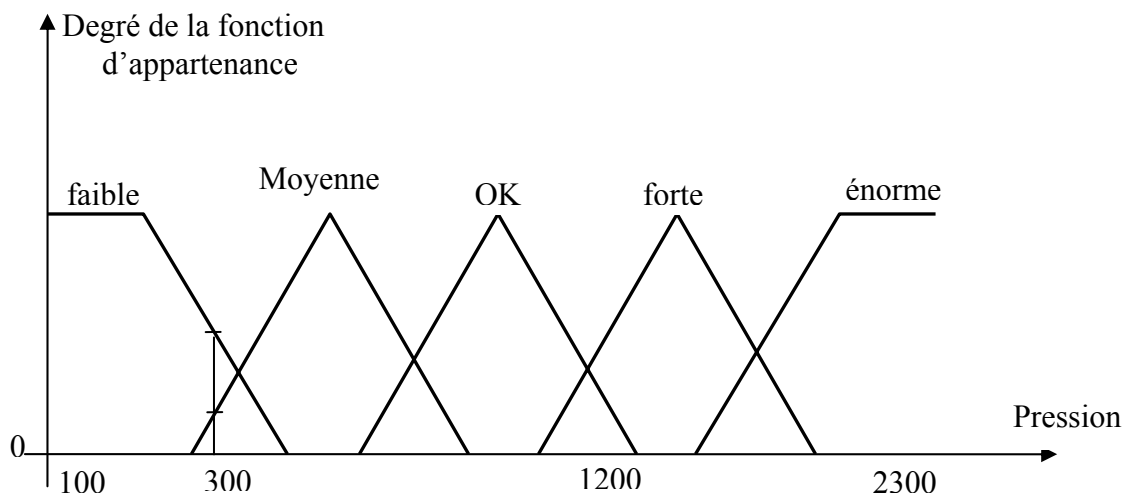


Figure (III.2) : Fonctions d'appartenance de $T(\text{pression})$.

Les valeurs mesurées de la pression (x) se situent sur l'axe de pression. Dans cet exemple, une ligne verticale de n'importe quelle valeur mesurée rencontre au plus deux fonctions d'appartenance. Alors, par exemple, $x = 300$ appartient aux ensembles flous «faible pression» et «moyenne pression» à des degrés d'appartenance différents.

III.5 LES FONCTIONS D'APPARTENANCE

Pour le traitement numérique en logique floue, il est nécessaire d'associer pour chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance qui prend différentes formes suivantes (figure (III.3)) [56] [57] [58] :

- Fonction d'appartenance trapézoïdale: Elle est définie par quatre paramètres $\{a,b,c,d\}$.
Où a,b,c et d sont les coordonnées des apex du trapèze. Si $b=c$, nous obtenons une fonction d'appartenance triangulaire.

$$\mu(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right] \quad (\text{III.4})$$

- Fonction d'appartenance triangulaire : Elle est définie par trois paramètres $\{a,b,c\}$.

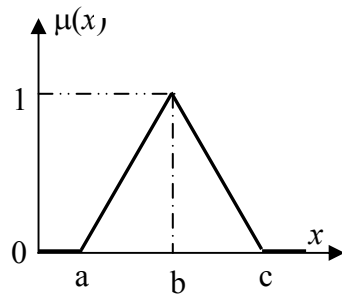
$$\mu(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right] \quad (\text{III.5})$$

- Fonction d'appartenance gaussienne : Elle est définie par deux paramètres $\{m,\sigma\}$.

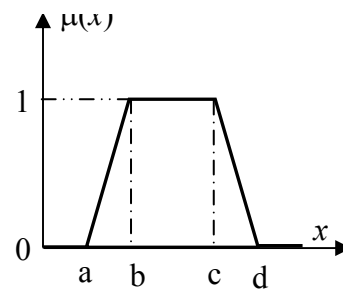
$$\mu(x) = \exp \left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (\text{III.6})$$

- Fonction d'appartenance singleton : Elle est définie comme suit :

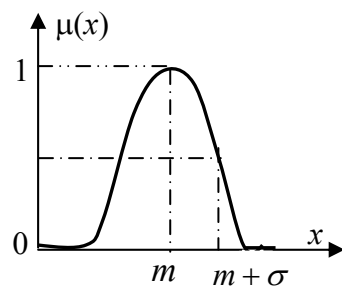
$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$



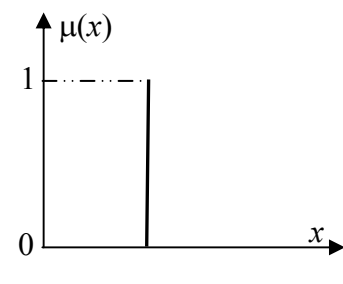
a. Forme triangulaire.



b. Forme trapézoïdale.



c. Forme gaussienne.



d. Forme singleton.

Figure (III.3): Différentes formes des fonctions d'appartenance.

Les fonctions d'appartenance sont choisies arbitrairement par l'utilisateur, en se basant sur son expérience, donc les fonctions d'appartenance pour deux utilisateurs doivent être assez différentes à cause de leurs expériences, perspectives, cultures....

Les formes les plus couramment utilisées pour les fonctions d'appartenance sont les formes triangulaires, trapézoïdales ou Gaussiennes [54].

III.6 CARACTERISTIQUES D'UN SOUS ENSEMBLE FLOU

Les caractéristiques d'un sous ensemble flou A de U les plus utiles pour le décrire sont celles qui montrent à quel point il diffère d'un sous ensemble ordinaire de U [51].

III.6.1 Support

Le support de A est l'ensemble des éléments de U qui appartiennent au moins un peu à A .

Définition 2

Le support de A , noté $\text{supp}(A)$, est la partie de U sur laquelle la fonction d'appartenance de A n'est pas nulle :

$$\text{Supp}(A) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (\text{III.8})$$

III.6.2 Hauteur

La hauteur de A est le plus fort degré avec lequel un élément de U appartient à A .

Définition 3

La hauteur, notée $h(A)$, du sous ensemble flou A de U est la plus grande valeur prise par sa fonction d'appartenance :

$$h(A) = \sup_{x \in U} \mu_A(x) \quad (\text{III.9})$$

On utilise souvent des ensembles flous normalisés, c'est-à-dire pour lesquels il existe au moins un élément de U appartenant de façon absolue (avec un degré 1) à A .

Définition 4

Le sous ensemble flou A de U est normalisé si sa hauteur $h(A)$ est égale à 1.

III.6.3 Noyau

Un ensemble flou normalisé suppose qu'il existe des éléments de U typiques de la propriété à laquelle il est associé. Ce sont les éléments appartenant de façon absolue à A , dont l'ensemble est appelé le noyau de A .

Définition 5

Le noyau de A , noté $noy(A)$, est l'ensemble des éléments de U pour lesquels la fonction d'appartenance de A vaut 1 :

$$noy(A) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{III.10})$$

III.6.4 Cardinalité

Lorsque U est fini, on caractérise également le sous ensemble flou A de U par sa cardinalité, qui indique le degré global avec lequel les éléments de U appartiennent à A .

Définition 6

La cardinalité du sous ensemble flou A de U est définie par :

$$|A| = \sum_{x \in U} \mu_A(x) \quad (\text{III.11})$$

Si A est un sous ensemble ordinaire de U , sa hauteur est égale à 1 ; il est normalisé et identique à son support et à son noyau ; sa cardinalité est le nombre d'éléments qui le composent, selon la définition classique.

III.6.5 α - Coupe

α - coupe A_α d'un ensemble flou A est un sous ensemble ordinaire de l'univers de discours X dont tous ses éléments possèdent un degré d'appartenance supérieur ou égal à α [59].

$$A_\alpha = \{x / \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad \alpha \in [0 \ 1] \quad (\text{III.12})$$

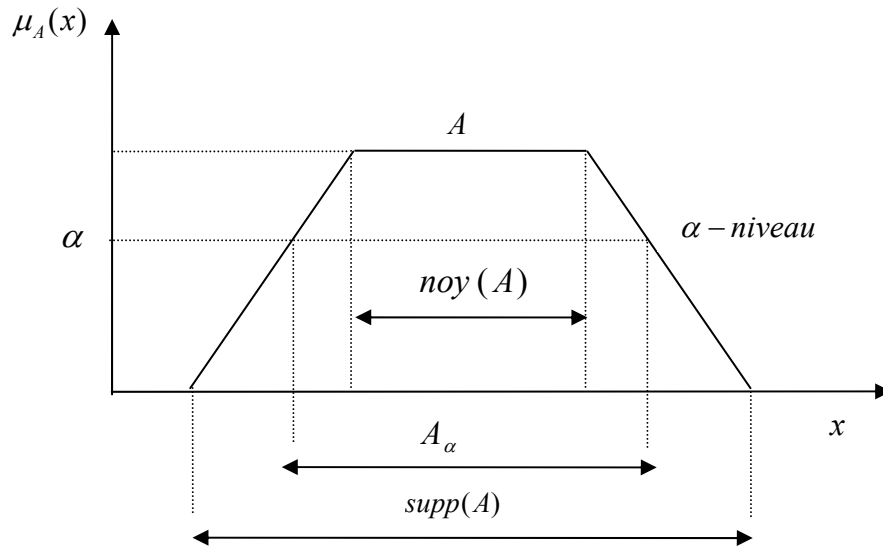


Figure (III.4) : Noyau, Support et α -coupe d'un ensemble flou.

III.7 OPERATIONS SUR LES ENSEMBLES FLOUS

En logique floue, l'union, l'intersection et la complémentation sont définies en termes de leurs fonctions d'appartenance. Soient les ensembles flous A et B définis par leurs fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$.

Une définition de l'union floue mène à la fonction d'appartenance [51] [60] :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{III.13})$$

Une autre définition de l'intersection floue mène à la fonction d'appartenance :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{III.14})$$

Et pour la complémentation on a :

$$\mu_{\bar{B}}(x) = 1 - \mu_B(x) \quad (\text{III.15})$$

Exemple 2

Considérons les deux ensembles flous A et B définis par : $A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\}$, et $B = \{(x, \mu_B(x)) / x \in U\}$.

On représente sur la Figure (III.5) les fonctions $\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$, $\mu_{A \cup B}(x)$, $\mu_{A \cap B}(x)$ et $\mu_{\bar{B}}(x)$.

On observe que le point (élément) $x=0.5$ existe dans les deux ensembles B et \bar{B} simultanément, mais à des degrés différents, parce que $\mu_B(0.5) \neq \mu_{\bar{B}}(0.5)$.

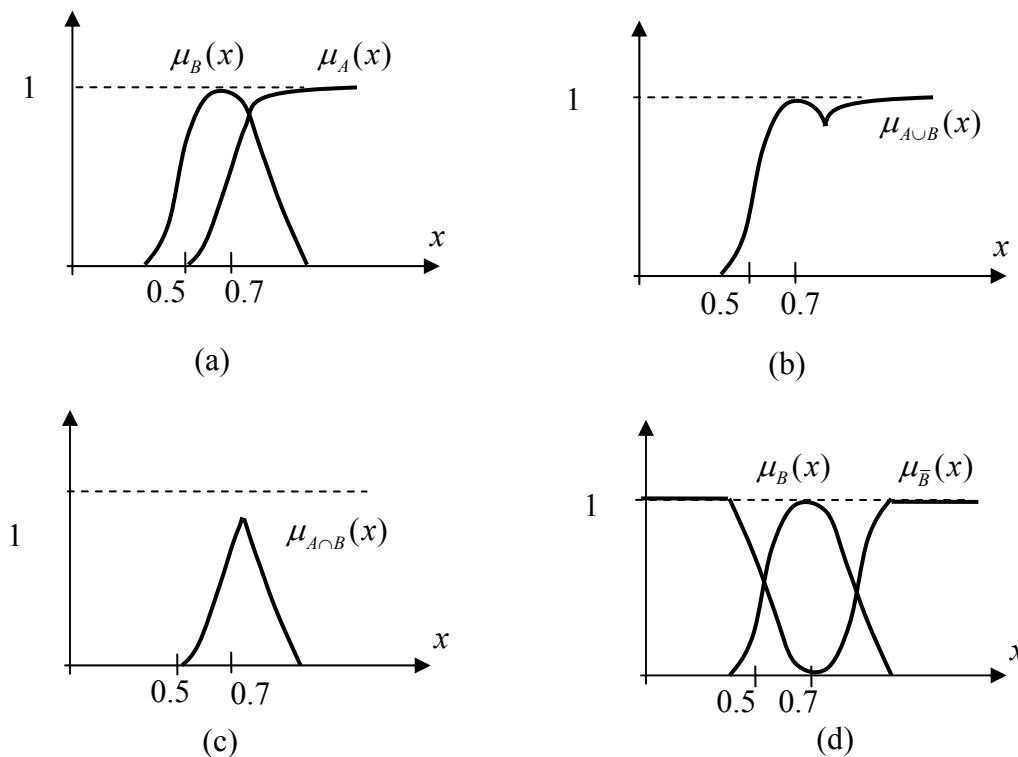


Figure (III.5) : Fonctions d'appartenance associées à A et B.

(a) $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$, (b) $\mu_{A \cup B}(x)$, (c) $\mu_{A \cap B}(x)$ et (d) $\mu_{\bar{B}}(x)$.

Les opérations « max » et « min » ne sont pas les seules opérations qui peuvent modéliser l'union et l'intersection floues. Zadeh dans son premier article pionnier, a défini deux opérations, un pour l'union floue et l'autre pour l'intersection floue [61] [16] :

- **Union floue:** (maximum and algebraic sum)

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (\text{III.16})$$

- **Intersection floue:** (minimum and algebraic product)

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (\text{III.17})$$

III.8 IMPLICATION FLOUE

L'extension de l'ordinaire vers le flou nous permet de remplacer la fonction d'appartenance bivalente de la logique ordinaire par une fonction d'appartenance floue [52] [56]. Donc, l'état SI-ALORS « SI x Est A , ALORS y Est B » où $x \in U$ et $y \in V$ a une fonction d'appartenance $\mu_{A \Rightarrow B}(x, y)$ tel que : $\mu_{A \Rightarrow B}(x, y) \in [0, 1]$. Notons que $\mu_{A \Rightarrow B}(x, y)$ est une mesure du degré de vérité de l'implication entre x et y .

L'opérateur d'implication de contrôle qui a été défini par Mamdani prend la forme suivante :

$$\mu_{A \Rightarrow B}(x, y) = \min[\mu_A(x), \mu_B(y)] \quad (\text{III.18})$$

Les raisons pour ce choix étaient sa simplicité de programmation. Plus tard, Larsen a proposé l'implication-prod suivante :

$$\mu_{A \Rightarrow B}(x, y) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(y) \quad (\text{III.19})$$

qui est toujours très simple à programmer. Aujourd'hui, les inférences min et prod sont largement utilisées comme des implications d'engineering en logique floue.

III.9 REGLAGE ET COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE

La conception d'un régulateur classique (par exemple un PI) préconise la connaissance précise du modèle du système à contrôler. Les valeurs d'entrée doivent être mesurées avec exactitude afin d'éviter les erreurs, contrairement au régulateur flou qui ne demande aucune de ces deux spécifications.

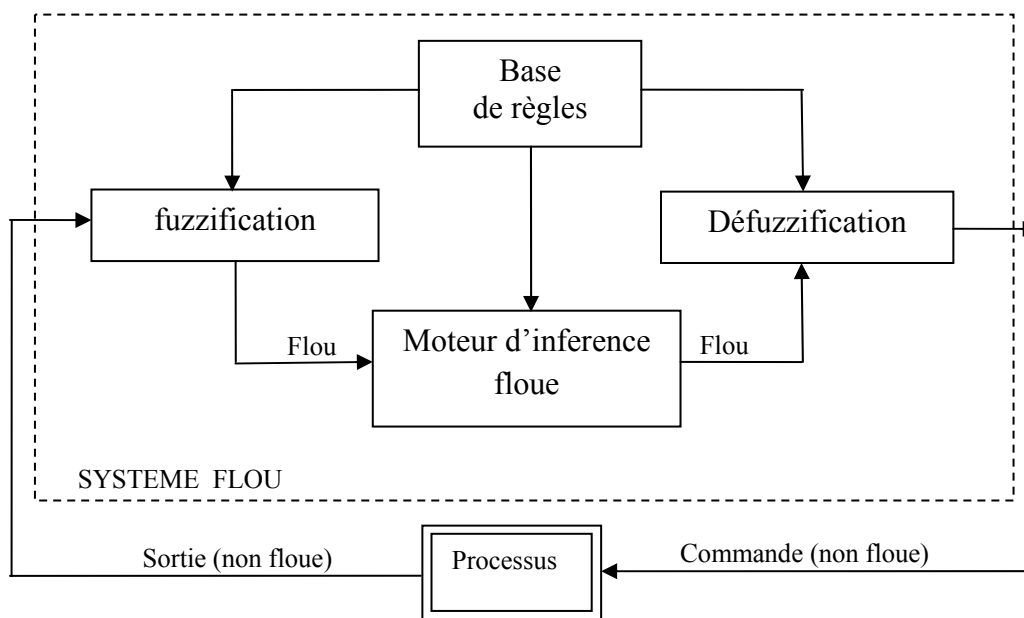
Le but de La commande par logique floue est de traiter des problèmes de commande de processus. Elle se diffère cependant sur les points suivants [52] [56] [58]:

- La connaissance mathématique de la fonction du processus n'est pas nécessaire ;
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser) ;

- Piloter un processus en utilisant les connaissances et l'expérience d'un opérateur humain qualifié « expert » ;
- Le régulateur par la logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage) mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques.

III.9.1 Principe d'un régulateur flou

Un régulateur flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux à savoir : la fuzzification, la base de règles, mécanisme d'inférence et la défuzzification comme il est montré par la figure (III.6) [52] [56] [57] [58]:



Figure(III.6) : Schéma synoptique général d'un système flou.

III.9.1.1 Base de règles

La base de règles floues contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle représente le cœur du régulateur, et permet d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système.

Une base de règles floues est une collection de règles SI-ALORS sous la forme :

$$R^{(j)} : \text{SI } x_1 \text{ est } A_1^j \text{ et...et } x_n \text{ est } A_n^j, \text{ ALORS } y \text{ est } B^j \quad (\text{III.20})$$

Où A_i^j et B^j sont des ensembles flous dans $U_i \subset R^n$ et $V \subset R$, respectivement, et $\underline{x} = (x_1, \dots, x_n)^T \in U_1 \times \dots \times U_n$ et $y \in V$ sont des variables linguistiques. Soit M le nombre de règles floues SI-ALORS dans la base de règles c.-à-d. $j = 1, 2, \dots, M$. \underline{x} et y sont l'entrée et la sortie du système flou, respectivement.

Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou table des règles, permet de synthétiser le cœur de régulateur flou.

III.9.1.2 Moteur d'inférence floue

Le moteur d'inférence floue transforme, à l'aide des techniques de raisonnement flou, la partie floue issue de la fuzzification en une nouvelle partie floue. En fait, le moteur d'inférence combine les règles floues, en utilisant le principe de la logique floue, pour effectuer une transformation à partir des ensembles flous dans l'espace d'entrée vers des ensembles flous dans l'espace de sortie [16] [62].

Pour le réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes :

- **Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)**

La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur « ET » par la formulation du minimum.

La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisée par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum [52].

- **Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen)**

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU », qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum [58].

- **Méthode de Sugeno**

L'opérateur « ET » est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

III.9.1.3 Fuzzification

La fuzzification transforme la grandeur physique d'entrée en une grandeur floue, utilisée pour activer les règles qui sont exprimées par des variables linguistiques associées à des ensembles flous [62]. Il existe deux types de fuzzificateur généralement utilisés à savoir : La fuzzification singleton et la fuzzification non-singleton.

III.9.1.4 Défuzzification

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à prendre une décision, c'est-à-dire, obtenir une commande réelle à partir de la commande obtenue sous forme d'ensemble flou [60]. Autrement dit, elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus [36] [48] [56] [62].

Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont [56] :

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

- **Méthode du maxima**

Dans ce cas le défuzzificateur représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence. Cependant, cette méthode représente des inconvénients lorsqu'il y a plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

- **Méthode de la moyenne des maximas**

Le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne des ces valeurs comme résultat de défuzzification.

- **Méthode du centre de gravité**

Le défuzzificateur détermine le centre de gravité \bar{y} et utilise cette valeur comme sortie du système flou. Ceci est donné par :

$$\bar{y} = \frac{\int y \mu_B(y) dy}{\int \mu_B(y) dy} \quad (\text{III.21})$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

Il est toutefois reconnu que la méthode du centre de gravité donne les meilleurs résultats.

- **Méthode des hauteurs pondérées**

Le défuzzificateur d'abord évalue $\mu_B^k(y)$ en \bar{y}^k et calcul ensuite la sortie du système flou par :

$$\bar{y} = \frac{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{y}^k) \bar{y}^k}{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{y}^k)} \quad (\text{III.22})$$

Où : \bar{y}^k dénote le centre de gravité de l'ensemble flou B^k

L'équation ci-dessus est facile à utiliser. Cependant, son inconvénient réside dans le fait qu'elle n'utilise pas la forme entière de la fonction d'appartenance. Elle n'utilise que le centre \bar{y}^k du support de la fonction d'appartenance de la conclusion [63] [64] [65] [66].

III.10 APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE A LA COMMANDE DE LA MAS

Dans cette section, nous nous intéressons à l'application de la logique floue pour le réglage de la vitesse de la MAS. On distingue souvent deux types de résultats de défuzzification, le premier est de type Mamdani et l'autre de type Sugeno. Dans notre cas, nous étudions celui de Mamdani.

III.10.1 Synthèse du régulateur

La majorité des régulateurs utilisent le schéma simple proposé par Mamdani [67] pour les systèmes MIMO mono-entrée/ mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure (III.7) suivante :

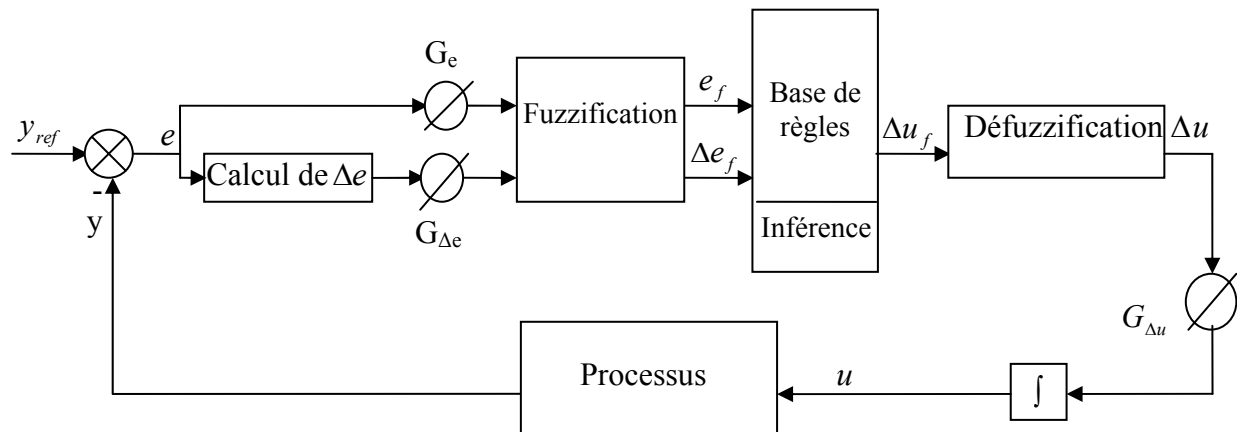


Figure (III.7) : Schéma bloc de régulation par régulateur flou.

D'après ce schéma, le régulateur est composé :

1. D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur;
2. Des facteurs d'échelles (normalisation) associé à l'erreur (G_e), à sa variation ($G_{\Delta e}$) et à la variation de la commande ($G_{\Delta u}$);
3. D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation;
4. Des règles de commande floue;
5. De la logique floue utilisée pour l'évaluation des règles de réglage flou (inférence);
6. D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en une valeur numérique;
7. Un bloc d'intégrateur.

III.10.2 Loi de commande

Cette loi est en fonction de l'erreur et de sa variation $u = f(e, \Delta e)$ par conséquence, l'activation de l'ensemble des règles de décision donne la variation de la commande (Δu) nécessaire, permettant l'ajustement d'une telle commande u .

La forme la plus générale de cette commande est :

$$u_k = u_{k-1} + G_{\Delta u} \Delta u_k \tag{III.23}$$

Où :

$G_{\Delta u}$: Gain associé à la commande u_k .

Δu_k : Variation de la commande.

III.10.3 Régulateur de la vitesse

Pour le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone, on utilise un régulateur de type Mamdani. Le principe de la commande est le même que celui déjà présenté dans la figure (II.4) mais en remplaçant le régulateur PI classique de vitesse par un régulateur flou (RF). Les autres régulateurs de courant sont maintenus de type classique. La sortie du régulateur de vitesse est la valeur du courant de référence ou le couple. Le schéma de principe de réglage de la vitesse est donné par la figure (III.8).

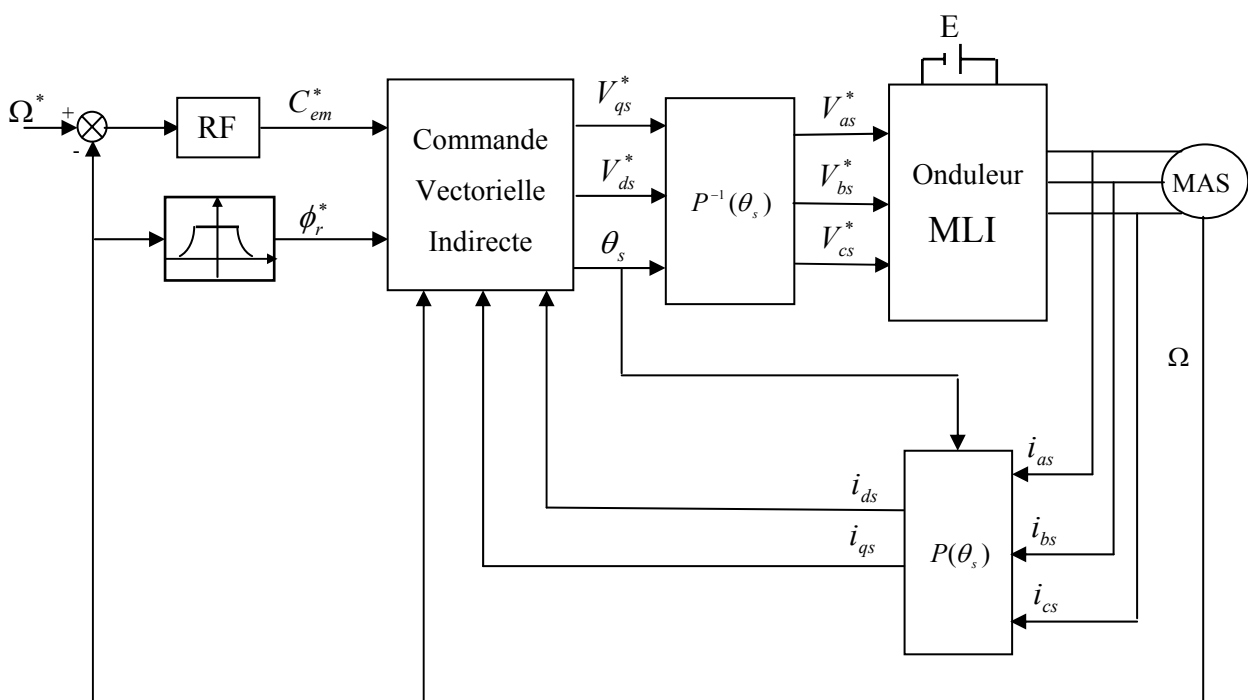


Figure (III.8) : Régulation floue de la vitesse par la méthode indirecte.

III.10.3.1 Choix des Entrées / Sorties

Pour la boucle de vitesse les variables d'entrées sont :

- L'erreur de vitesse $e_i = \text{consigne} - \text{sortie}$
- La variation de l'erreur de vitesse $\Delta e_i = e_i - e_{i-1}$

Où :

e_{i-1} est l'erreur à l'instant précédent.

III.10.3.2 Définition des fonctions d'appartenance

Les régulateurs flous utilisés sont du type Mamdani dont les entrées sont : l'erreur de vitesse et sa variation pour la boucle de vitesse. Les différents ensembles flous sont caractérisés par des désignations standards: la signification des symboles est indiquée au tableau (III-1).

| Symboles | Significations |
|----------|----------------|
| NG | Négatif Grand |
| NM | Négatif Moyen |
| NP | Négatif Petit |
| ZE | Environ Zéro |
| PP | Positif Petit |
| PM | Positif Moyen |
| PG | Positif Grand |

Tableau (III.1) : Désignation standard des ensembles flous.

Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance, nous avons opté pour la forme triangulaire et trapézoïdale, comme indiquée sur les figures (III.9) et (III.10).

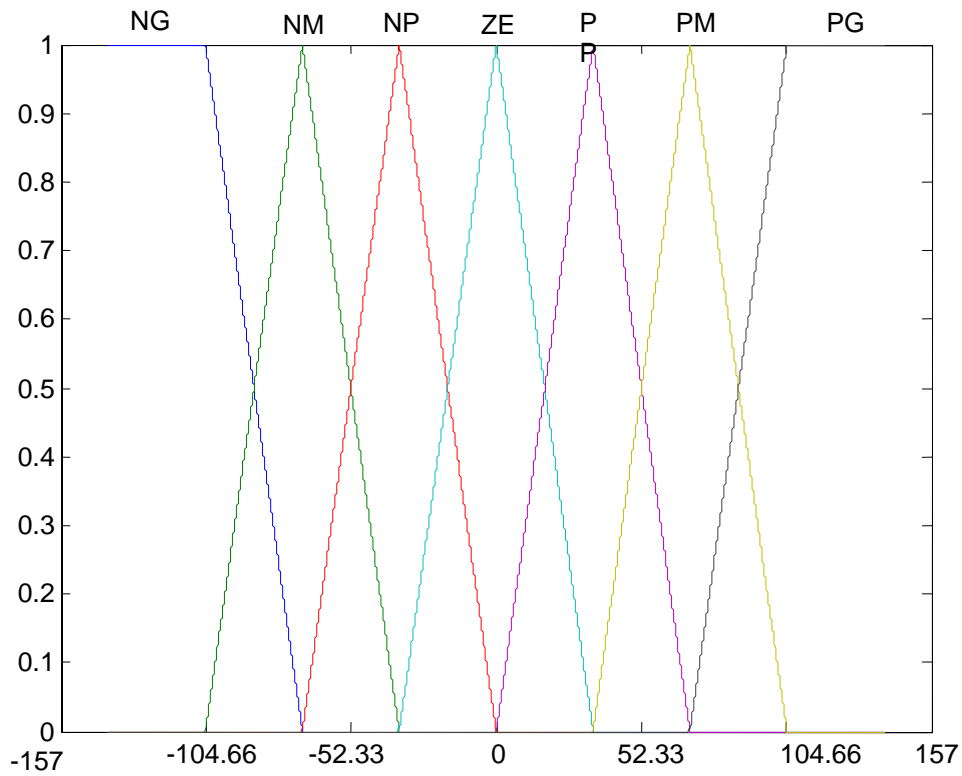


Figure (III.9) : Fuzzification des entrées e et Δe .

Les fonctions d'appartenance de sortie est de la même forme que les fonctions d'appartenance des entrées comme l'indique la figure (III.10).

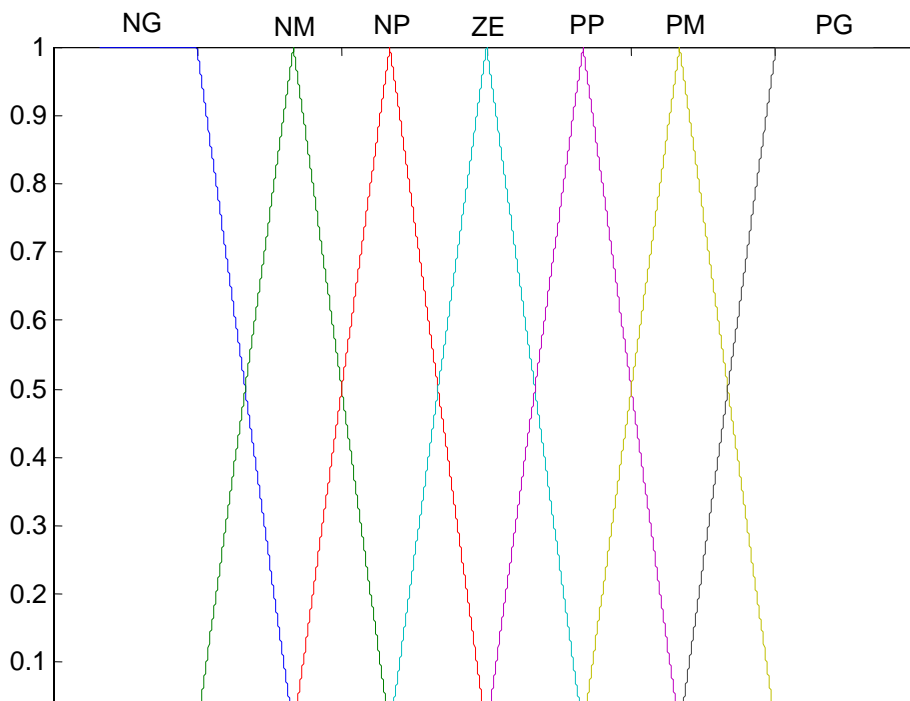


Figure (III.10) : Fonctions d'appartenance de la commande.**III.10.3.3 Base de règle**

Les règles floues relient le signal de sortie avec les signaux d'entrées par des conditions linguistiques et l'établissement de ces règles sont généralement basées sur l'expérience de l'opérateur et / ou du savoir-faire de l'ingénieur en régulation et commande.

L'évaluation des règles floues étant une opération déterministe, il est tout à fait envisageable de les mettre sous forme de tableau (III.2)

| e Δe | NG | NM | NP | ZE | PP | PM | PG |
|---------|----|----|----|----|----|----|----|
| NG | NG | NG | NG | NG | NM | NP | ZE |
| NM | NG | NG | NG | NM | NP | ZE | PP |
| NP | NG | NG | NM | NP | ZE | PP | PM |
| ZE | NG | NM | NP | ZE | PP | PM | PG |
| PP | NM | NP | ZE | PP | PM | PG | PG |
| PM | NP | ZE | PP | PM | PG | PG | PG |
| PG | ZE | PP | PM | PG | PG | PG | PG |

Tableau (III.2) : Table des règles de décision pour le contrôleur de vitesse.

Les valeurs contenues dans ces cellules ont été déterminées de façon logique en étudiant toutes les combinaisons possibles des variables d'entrée.

Par exemple, il est clair que, si l'erreur est fortement négative et sa variation aussi, le signal de commande doit être également. Au contraire, si l'erreur est environ zéro et sa variation aussi, il en sera de même de la commande. Si l'erreur est environ zéro et sa variation est fortement négative ou si l'erreur est fortement négative et sa variation est environ zéro, le signal de commande doit être fortement négatif.

III.10.3.4 Défuzzification

La sortie du mécanisme d'inférence est une variable floue. L'approximation floue de fonction doit convertir ses variables floues internes en grandeurs réelles de sorte que le système puisse utiliser ces variables.

En cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

III.11 RESULTATS DE SIMULATION

Afin de valider la méthode de commande floue avec sept fonctions d'appartenance pour chaque variables d'entrées et de sortie appliquée à une machine asynchrone triphasée soumis à une perturbation de couple de 10N.m durant l'intervalle [1.5 2.5]s. Le deuxième test concerne une inversion du sens de marche de -157 rad/s à 157 rad/s à $t=2$ s. Les valeurs des gains du régulateur flou sont choisis après plusieurs tests d'ajustement ($G_c=0.4$, $G_{\Delta c}=0.052$, $G_{\Delta u}=0.725$). Les figures (III.11) et (III.12) illustrent les courbes de vitesse, le couple et les flux rotoriques ainsi que les courants statoriques i_{qs} et i_{as} pour une durée de perturbation de 1s.

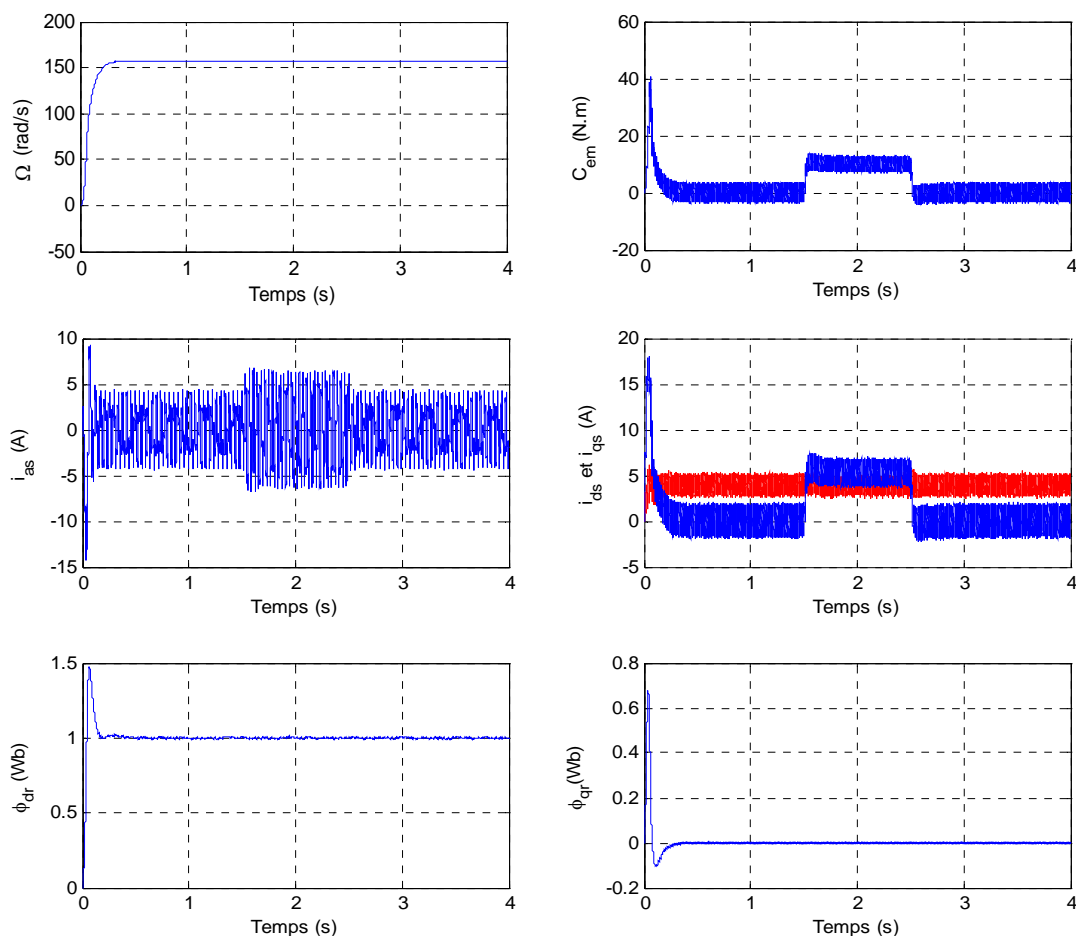


Figure (III.11) : Réglage floue de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ durant l'intervalle [1.5, 2.5]s.

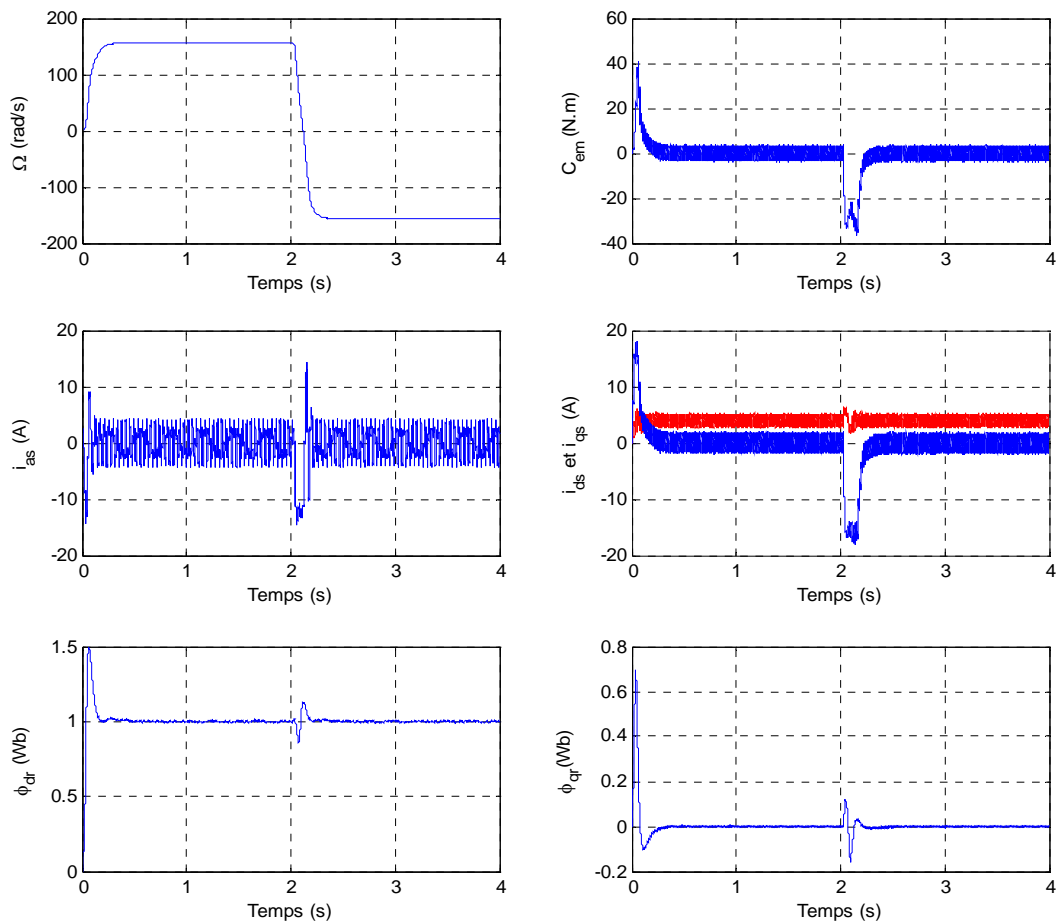


Figure (III.12) : Réglage flou de la vitesse par la méthode indirecte avec inversion du sens de rotation à l'instant $t=2s$.

D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement et l'application d'un couple résistant n'affecte guère la vitesse de rotation souhaitée. Le flux rotorique est installé, il suit sa valeur de référence suivant l'axe (d) avec une composante en quadrature (q) nulle.

L'application du couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé ainsi que le courant statorique qui a un comportement sinusoïdal.

L'analyse des résultats montre que les performances de poursuite de la consigne sont satisfaisantes et le rejet de la perturbation est très rapide.

III.11.1 Tests de robustesse

Les figures (III.13) et (III.14) montrent respectivement le comportement de la MAS lors de la variation de la résistance rotorique R_r , ainsi que le moment d'inertie J de 100% par rapport à leurs valeurs nominales.

Nous remarquons clairement que cette variation paramétrique n'a pas affecté les performances de réglage de vitesse, ce qui prouve l'efficacité de l'algorithme de commande utilisé. Néanmoins, la figure (III.13) montre que lorsqu'on applique une variation de la résistance rotorique, un couplage entre le couple et le flux apparaît lors du fonctionnement en charge.

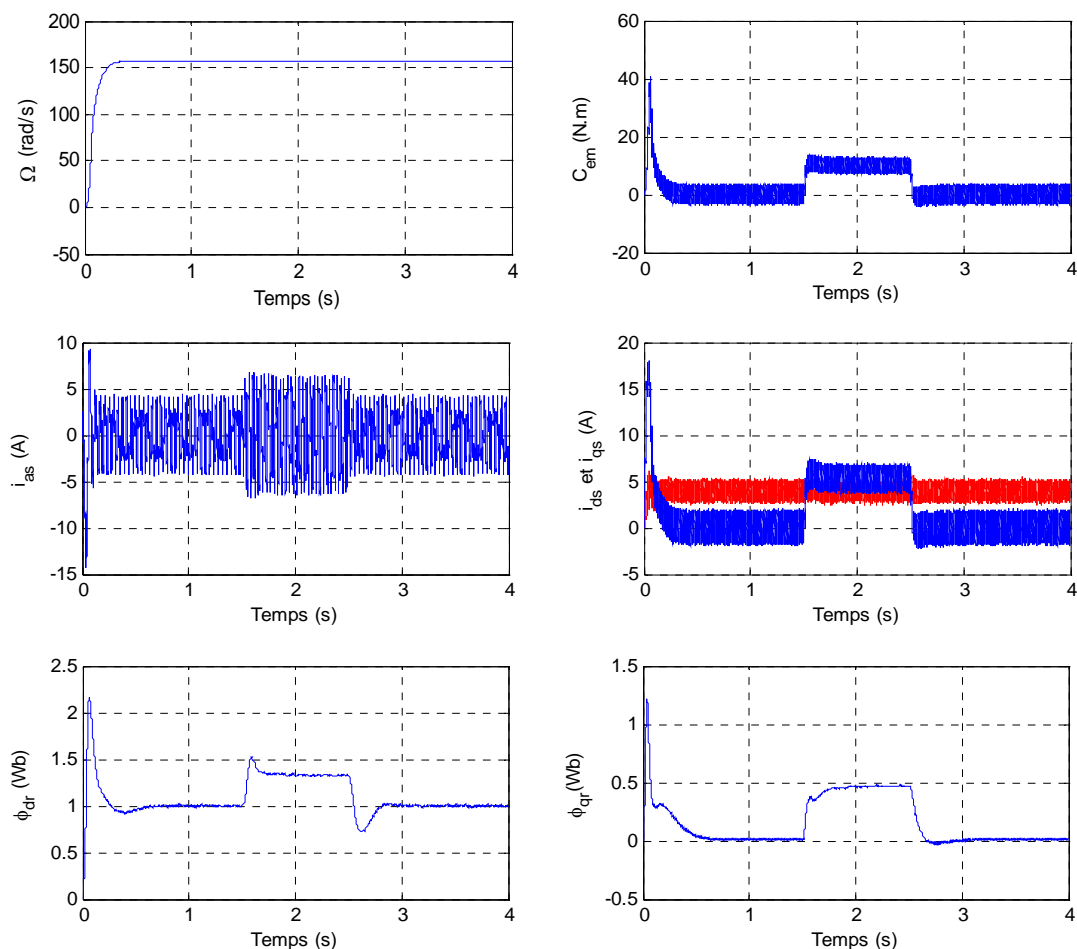


Figure (III.13): Comportement de la MAS vis-à-vis la variation de la résistance

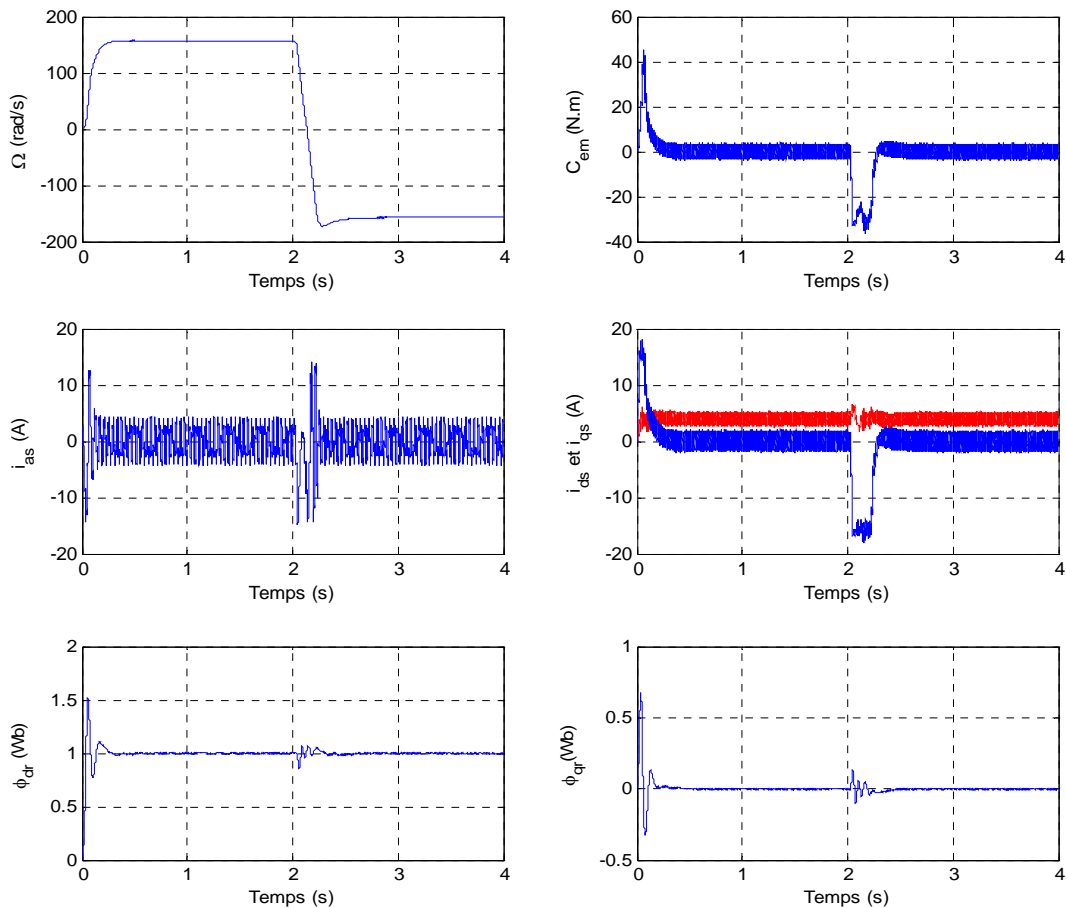


Figure (III.14) : Comportement de la MAS vis-à-vis la variation du moment d'inertie ($J = 2J_n$).

III.12 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté brièvement la théorie de la logique floue et les concepts de base sur la théorie des ensembles flous. A partir de ces ensembles flous, nous pouvons construire des systèmes flous. D'un point de vue logique, un système flou est une machine de prise de décision composée de quatre parties essentielles : la fuzzification, la base de règles, le moteur d'inférence et la défuzzification. Nous avons appliquée cette commande non linéaire au moteur asynchrone dans le but de régler la vitesse de ce moteur. En effet, dans

la structure de commande vectorielle, nous avons remplacé le régulateur PI classique de vitesse par un régulateur flou (RF), alors que les autres régulateurs de courant sont maintenus de type classique.

Les résultats de simulation ont montré que le régulateur flou de vitesse possède de très bonnes performances dynamiques par rapport au régulateur PI classique même en présence des perturbations externes.

COMMANDE PAR MODE
GLISSANT FLOU DE LA MACHINE
ASYNCHRONE

COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOU DE LA MACHINE ASYNCHRONE

IV.1 INTRODUCTION

De nos jours, comme conséquence du progrès important dans le domaine de la commande des machines électriques, de nouvelles techniques et approches ont vu le jour. Dans la commande des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes car certaines performances ne peuvent pas être garanties en présence de variations structurelles ou de perturbations externes. Il est alors nécessaire de synthétiser des commandes robustes vis à vis de ces perturbations [6] [68].

La commande par mode glissant (en anglais sliding mode control) a été utilisée en raison de sa robustesse vis à vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes [2] [69] [70]. Cependant, la présence de la fonction signe dans la loi de commande provoque un phénomène de broutement (chattering) qui peut exciter les hautes fréquences jusqu'à endommager le système. Pour remédier à cet inconvénient, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature.

Afin de garder la robustesse du mode glissant et d'éliminer le phénomène de broutement, sans pour autant détériorer les performances du système plusieurs approches dites "hybrides" ont été développées [7] [8] [9]. Ces approches concernent la combinaison de différentes techniques de commandes pour obtenir les meilleures performances.

La commande par mode glissant flou est l'une des commandes robustes les plus courantes qui consiste à combiner les deux techniques : logique floue et mode de glissement pour exploiter les avantages des deux techniques en même temps, afin de limiter les inconvénients de régulation par les algorithmes de réglage classiques et améliorer les performances du système à commander (stabilité, précision, rapidité, robustesse, ... etc.).

Dans ce chapitre on va, premièrement exploiter la méthode de commande par mode de glissement et l'appliquer à la MAS, deuxièmement, combiner ces deux techniques pour

obtenir une commande hybride (mode glissant-flou). Chaque partie sera suivie d'une simulation pour mettre en évidence les performances de la commande.

IV.2 COMMANDE PAR MODE GLISSANT DE LA MAS

La commande à structure variable par régime glissant apparue depuis le début des années 60, elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles [71] [72] [73].

Dans ce contexte, on va présenter en première étape le principe et la conception de la commande par mode de glissement. Ensuite, nous nous intéressons à l'application de cette commande au réglage de la vitesse de la MAS.

IV.2.1 Principe de fonctionnement

Etant un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), la commande par modes glissants (CMG) a été largement utilisée dans la littérature. Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. La technique des modes glissants 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 commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement (figure (IV.1)).

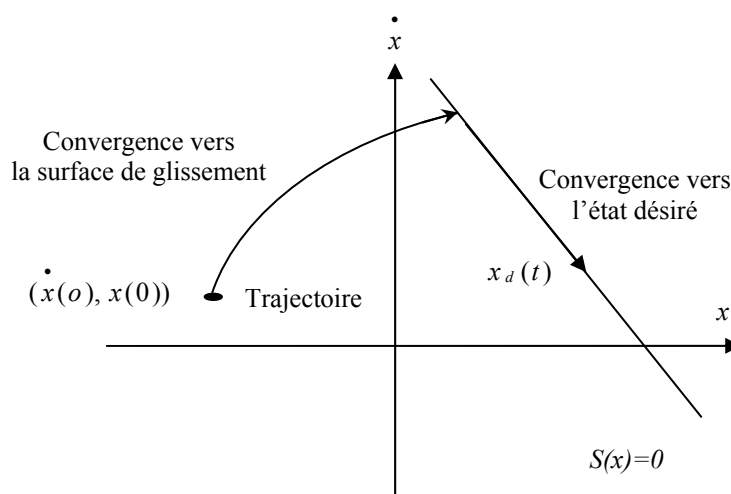


Figure (IV.1) : Convergence du système glissant.

IV.2.2 Conception de la commande par mode de glissement

La commande par mode de glissement comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre, discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est très importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et des perturbations sur le modèle [74].

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre :

- Choix de la surface;
- Etablissement des conditions d'existence;
- Détermination de la loi de commande.

IV.2.2.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme ; en fonction de l'application et de l'objectif visé [75]. Soit le système défini par l'équation d'état suivante :

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

Il faut choisir m surfaces de glissement, pour un vecteur u de dimension m . En ce qui concerne la forme de la surface. Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune présente des meilleures performances pour une application donnée [48]. J.J. Slotine [2] a proposé une forme générale qui consiste à définir une fonction scalaire des surfaces de glissement dans le plan de phase dans le but d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de consigne x_d cette fonction est donnée par l'équation :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

$e(t)$: L'écart entre la variable à régler et sa référence.

λ : Une constante positive.

r : Le degré relatif, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

Pour:

- $r = 1 : S(x) = e(x)$
- $r = 2 : S(x) = \lambda e(x) + \dot{e}(x)$
- $r = 3 : S(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

Pour $r > 1$, $S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ .

IV.2.2.2 Condition d'existence et convergence d'une surface de glissement

Ces deux conditions (convergence et existence) sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. La condition de glissement peut être formulée en déterminant une fonction scalaire de Lyapunov, positive ($V(x) > 0$). La loi de commande doit faire décroître cette fonction. L'idée est de choisir cette fonction scalaire $V(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

On peut définir la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV.3})$$

La dérive de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{IV.4})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par : $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$.

IV.2.2.3 Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence du mode de glissement [73].

La structure d'un contrôleur comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande non linéaire car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et les perturbations extérieures.

Nous posons;

$$U = U_{eq} + U_n \quad (IV.5)$$

U_{eq} : Correspond à la commande équivalente proposée par Filipo v et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{S}(x) = 0 \quad (IV.6)$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre U_{max} et U_{min} (figure (IV.2)).

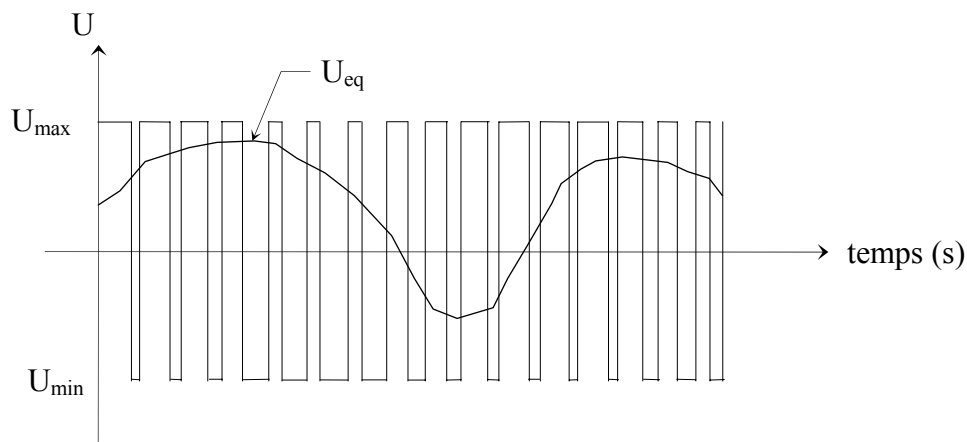


Figure (IV.2) : La valeur continue (U_{eq}) prise par la commande lors des commutations entre U_{min} et U_{max} .

U_n : Correspond à la commande qui garanti l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition $S(x).\dot{S}(x) < 0$

- **Expressions analytiques de la commande [76]**

Nous nous intéressons à déterminer les expressions analytiques de ces grandeurs. Dans un premier temps nous nous occupons du calcul de la commande équivalente à partir des équations du système, ensuite du calcul de l'autre composante qui définit la dynamique du système.

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [A(x,t) + B(x,t)U_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x,t)U_n] \quad (IV.7)$$

Sachant que la surface est nulle pendant le mode de glissement et le régime permanent, la dérivée et la partie discontinue U_n sont aussi nulles.

Nous avons :

$$\begin{cases} U_n = 0 \\ \dot{S}(x,t) = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

L'expression de la commande équivalente peut donc être donnée par :

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial x} A(x,t) \right] \quad (\text{IV.9})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme U_{eq} par son expression (IV.9) dans l'équation (IV.7), nous obtenons l'expression de la dérivée de la surface suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) U_n \quad (\text{IV.10})$$

Le problème revient à trouver U_n , telle que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) U_n < 0 \quad (\text{IV.11})$$

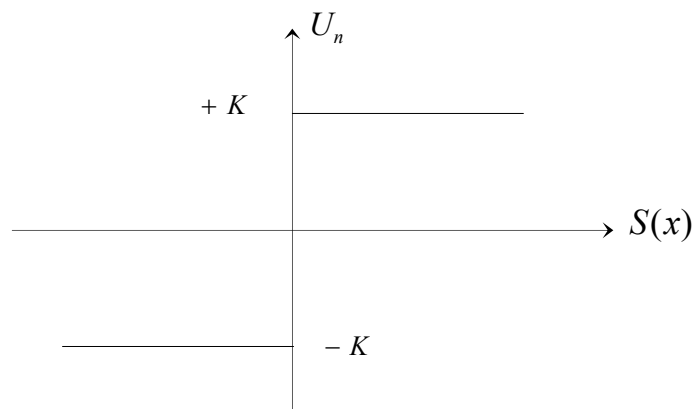
Donc, il faut que le signe de U_n , soit l'opposé de celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)$.

La forme la plus simple que peut prendre U_n , est celle d'un relais figure (IV.3).

$$U_n = K \text{ sign}(S(x)) \quad (\text{IV.12})$$

Où : $\text{Sign}(S(x))$ est la fonction définie par :

$$\text{Sign}(S(x)) = \begin{cases} -1 & \text{si } S(x) < 0 \\ 1 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$



Figure(IV.3) : Définition de la fonction U_n .

Le choix de la constante K est très influant, car si la constante K est très petite le temps de réponse est trop long et si elle est trop grande, dans ce cas des oscillations de très forte fréquence appelée « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement et le régime permanent.

IV.2.3 Elimination du phénomène de chattering

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence. Plusieurs techniques ont alors été proposées pour réduire ou éliminer ce phénomène. Ces techniques sont basées sur la définition d'une zone autour de la surface S, à l'intérieur de laquelle une condition de glissement moins stricte que la condition signe est appliquée. Ainsi, le terme $\text{sign}(S)$ dans la partie du glissement de la commande est souvent remplacé par un terme à variation plus douce [66], comme par exemple remplacer la fonction signe par une fonction de saturation « **sat** ».

La fonction de saturation, elle est définie comme suit [77]:

$$\text{sat}\left(\frac{S}{\Phi}\right) = \begin{cases} \frac{S}{\Phi} & \text{si } \left|\frac{S}{\Phi}\right| < 1 \\ \text{sign}\left(\frac{S}{\Phi}\right) & \text{si } \left|\frac{S}{\Phi}\right| > 1 \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

Et la commande U_n devient :

$$U_n = K \text{sat}\left(\frac{S}{\Phi}\right) \quad (\text{IV.15})$$

Φ : Un paramètre petit et positif.

IV.2.4 Application de la commande par mode de glissement à la MAS

Dans cette étude nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissant à la machine asynchrone et nous établirons l'expression de la commande en s'appuyant sur le modèle établi au deuxième chapitre. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci a permis de découpler la machine selon

les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux. La structure impose un choix de trois surfaces de glissement. La boucle interne permet de contrôler les courants i_{qs} et i_{ds} et la boucle externe de vitesse Ω .

IV.2.4.1 Synthèses des régulateurs par mode de glissement ($r=1$)

La figure (IV.4) représente la structure des régulateurs en mode de glissement (RMG) appliquée à la machine asynchrone. L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler. Les variables sont le courant direct pour l'axe d et la vitesse et le courant en quadrature pour l'axe q . La grandeur de sortie de boucle externe représente les références de courant des boucles internes. Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commande directe et en quadrature à appliquer sur la machine.

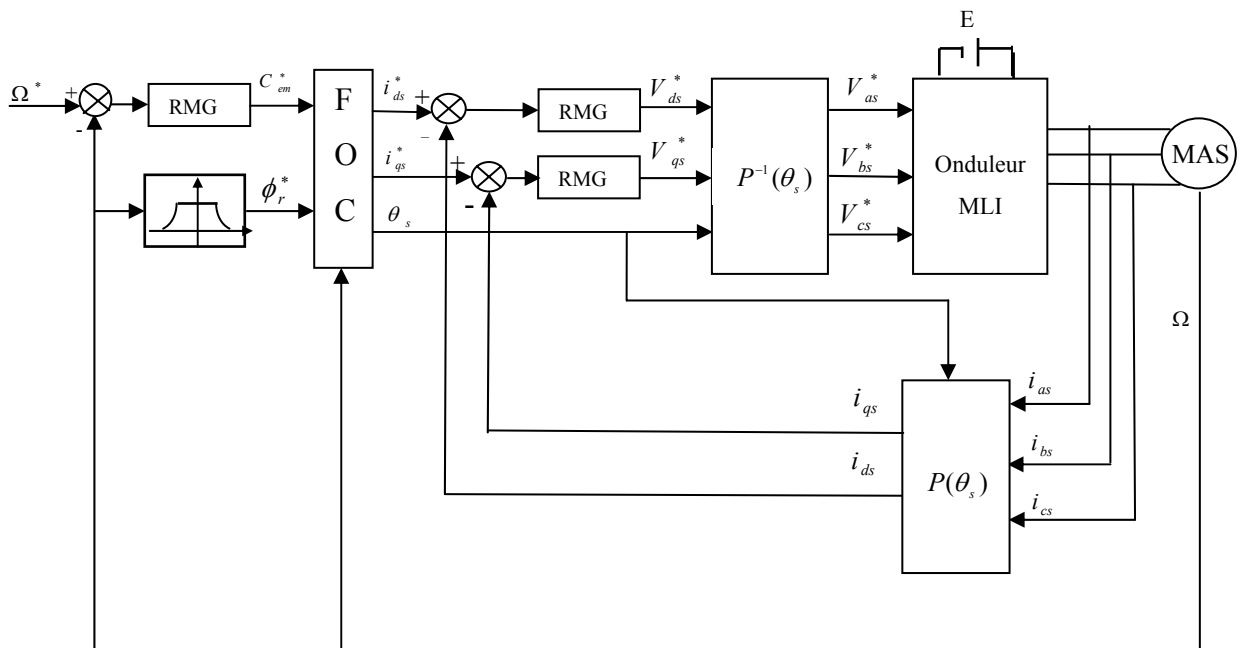


Figure (IV.13) : Régulation de la vitesse par mode glissant.

IV.2.4.1.1 Réglage de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif $r = 1$ est de la forme suivante :

$$S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \tag{IV.16}$$

L'équation (II.8) devient :

$$\dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_r} \phi_r^* i_{qs} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \quad (\text{IV.17})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (\text{IV.18})$$

En remplaçant $\dot{\Omega}$ on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \frac{pM}{JL_r} \phi_r^* i_{qs} + \frac{f}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \quad (\text{IV.19})$$

En remplaçant le courant i_{qs} par le courant de commande i_{qs}^*

$$i_{qs}^* = i_{qseq} + i_{qsn} \quad (\text{IV.20})$$

L'équation (IV.19) devient :

$$S(\dot{\Omega}) = \dot{\Omega}^* - \frac{pL_m}{JL_r} \phi_r^* i_{qseq} - \frac{pL_m}{JL_r} \phi_r^* i_{qsn} + \frac{f}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \quad (\text{IV.21})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\Omega) = 0$, et par conséquent $\dot{S}(\Omega) = 0$ et $i_{qsn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente i_{qseq} à partir de l'équation (IV.21) :

$$i_{qseq} = \frac{JM}{pL_m\phi_r^*} \left[\dot{\Omega}^* + \frac{f}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right] \quad (\text{IV.22})$$

La condition de convergence $S(\Omega).\dot{S}(\Omega) < 0$ est satisfaite par le choix suivant :

$$i_{qsn} = K_1 \text{sat} \left(\frac{S(\Omega)}{\Phi} \right) \quad (\text{IV.23})$$

Avec :

$$\Phi = 1.$$

$$K_1 = 15.$$

IV.2.4.1.2 Réglage des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$\begin{cases} S(i_{qs}) = i_{qs}^* - i_{qs} \\ S(i_{ds}) = i_{ds}^* - i_{ds} \end{cases} \quad (IV.24)$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement:

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{qs}) = \dot{i}_{qs}^* - \dot{i}_{qs} \\ \dot{S}(i_{ds}) = \dot{i}_{ds}^* - \dot{i}_{ds} \end{cases} \quad (IV.25)$$

On remplace les courants : i_{qs}^* et i_{ds}^* de l'équation (IV.25) par leurs expressions données dans le système d'équation (II.7), on aura :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{qs}) = \dot{i}_{qs}^* - \left(-\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_r^* + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \right) \\ \dot{S}(i_{ds}) = \dot{i}_{ds}^* - \left(-\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \phi_r^* + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \right) \end{cases} \quad (IV.26)$$

En remplaçant les tensions V_{qs} , V_{ds} par les tensions de commande V_{qs}^* , V_{ds}^* , d'où :

$$\begin{cases} V_{qs}^* = V_{qseq} + V_{qsn} \\ V_{ds}^* = V_{dseq} + V_{dsn} \end{cases} \quad (IV.27)$$

On aura :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{qs}) = \dot{i}_{qs}^* - \left(-\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_r^* + \frac{1}{\sigma L_s} (V_{qseq} + V_{qsn}) \right) \\ \dot{S}(i_{ds}) = \dot{i}_{ds}^* - \left(-\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \phi_r^* + \frac{1}{\sigma L_s} (V_{dseq} + V_{dsn}) \right) \end{cases} \quad (IV.28)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(i_{qs}) = 0 \Rightarrow \dot{S}(i_{qs}) = 0, \text{ et } V_{qsn} = 0 \quad (IV.29)$$

$$S(i_{ds}) = 0 \Rightarrow \dot{S}(i_{ds}) = 0, \text{ et } V_{dsn} = 0 \quad (IV.30)$$

Alors, on tire à partir des équations (IV.29), (IV.30) les expressions des commandes équivalentes V_{qseq} , V_{dseq} comme suit :

$$\begin{cases} V_{qseq} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{qs}^* + \omega_s i_{ds} \right) + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} + \frac{M}{L_r} \omega \phi_r^* \\ V_{dseq} = \sigma L_s \left(\dot{i}_{ds}^* - \omega_s i_{qs} \right) + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r^* \end{cases} \quad (IV.31)$$

Durant le mode de convergence, les conditions $S(i_{qs}) \cdot \dot{S}(i_{qs}) < 0$, $S(i_{ds}) \cdot \dot{S}(i_{ds}) < 0$, doivent être vérifiées par les choix suivants :

$$\begin{cases} V_{qsn} = K_2 \text{sat} \left(\frac{S(i_{qs})}{\Phi'} \right) \\ V_{dsn} = K_3 \text{sat} \left(\frac{S(i_{ds})}{\Phi'} \right) \end{cases} \quad (IV.32)$$

Avec :

$$\Phi' = 1.$$

$$K_2 = 300 \text{ et } K_3 = 3000.$$

IV.2.5 RESULTATS DE SIMULATION

La figure (IV.7) représente l'évolution des caractéristiques de la machine asynchrone avec la régulation par mode de glissement, suivi de l'application d'une charge $C_r = 10N.m$ entre 1.5 et 2.5 s, en imposant la vitesse de référence $\Omega^* = 157 \text{ rad/s}$. Pour le deuxième test (Figure(IV.8)) qui consiste à inverser la vitesse de rotation de 157 à -157 rad/s à l'instant $t = 2s$.

La réponse en vitesse pour un démarrage à vide est plus rapide que celle obtenue avec les commandes PI classique et flou. Nous remarquons que régime transitoire de la réponse en couple électromagnétique C_{em} prend une valeur maximale au démarrage puis s'annule rapidement et que l'allure du courant i_{qs} est proportionnelle à celle du couple. Le courant

statorique i_{as} a une allure sinusoïdale. Les flux rotoriques suivent leurs consignes (ϕ_{dr} est maintenu à un et ϕ_{qr} égale à zéro) et l'influence de la perturbation est pratiquement nulle.

Pour le deuxième test, l'inversion de la vitesse conduit à un couple négatif durant l'intervalle de l'inversion de vitesse, puis il oscille alentour de zéro lorsque la vitesse atteint -157 rad/s . Les flux rotoriques suivent leurs consignes avec une légère perturbation durant le temps de l'inversion de la vitesse. L'inversion de la vitesse engendre, une augmentation au niveau du courant statorique i_{as} , mais ce dernier garde sa forme sinusoïdale.

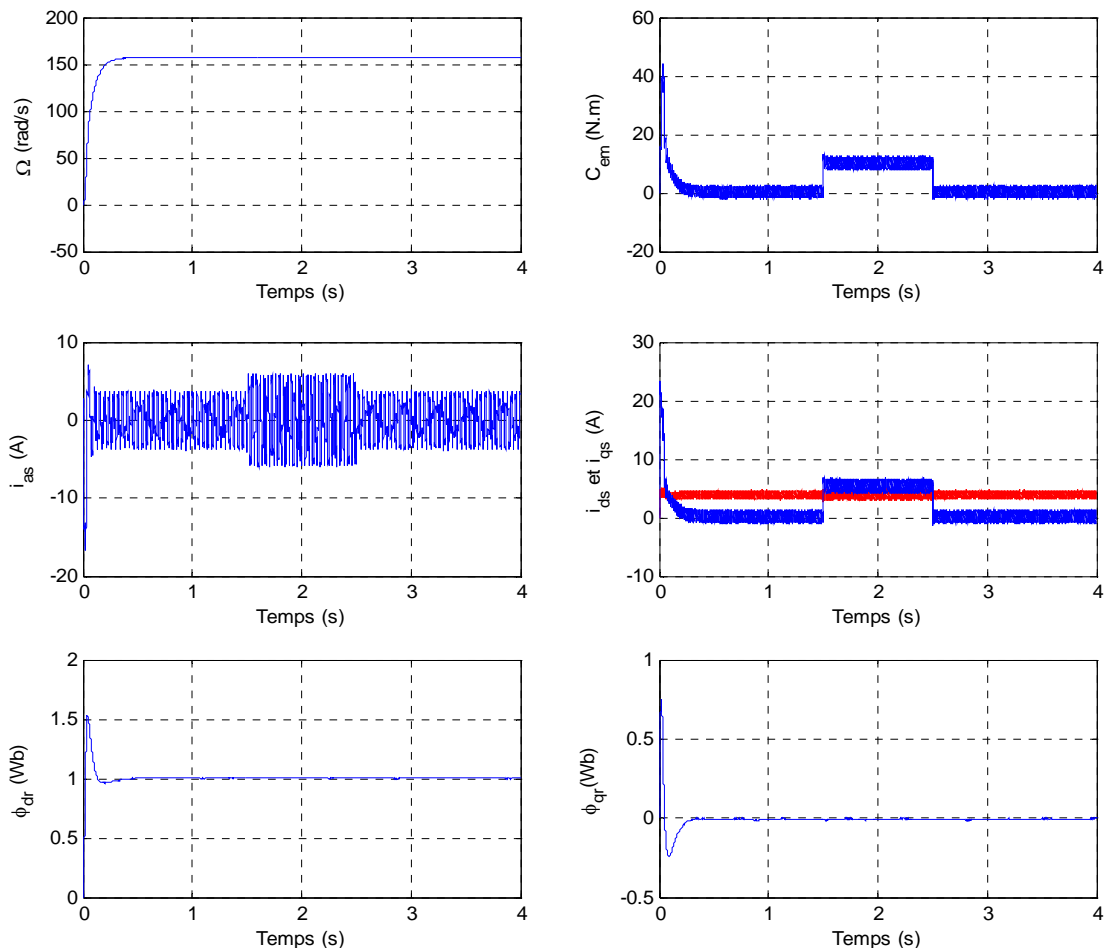


Figure (IV.7) : Régulation de la vitesse par mode glissant avec application d'une charge

$C_r = 10 \text{ N.m}$ durant l'intervalle [1.5, 2.5] s.

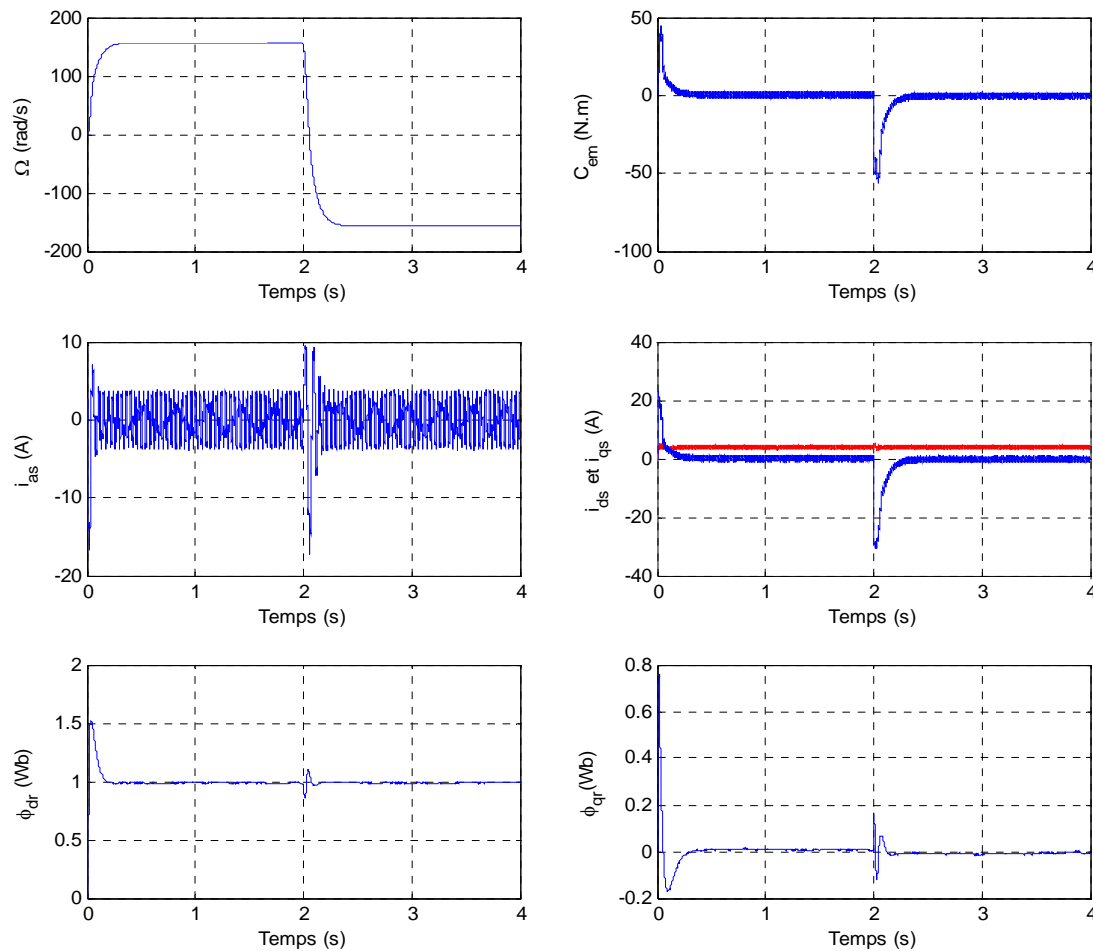


Figure (IV.8) : Régulation de la vitesse par mode glissant avec inversion du sens de rotation à l'instant $t=2s$.

IV.2.5.1 Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande par mode de glissement de la machine asynchrone, les mêmes tests que pour la commande vectorielle sont effectués (l'augmentation de la résistance rotorique R_r , ainsi que le moment d'inertie J par rapport à leurs valeurs nominales).

D'après les résultats de simulation, on remarque que l'augmentation du moment d'inertie n'influe pas sur le comportement de la MAS, ce qui confirme la robustesse de la commande par mode glissant en présence de cette variation. Néanmoins, cette commande présente une sensibilité vis-à-vis de la constante du temps rotorique (T_r), puisque c'est une

association d'une commande linéarisante (commande vectorielle) et une autre non linéaire (commande par mode glissant).

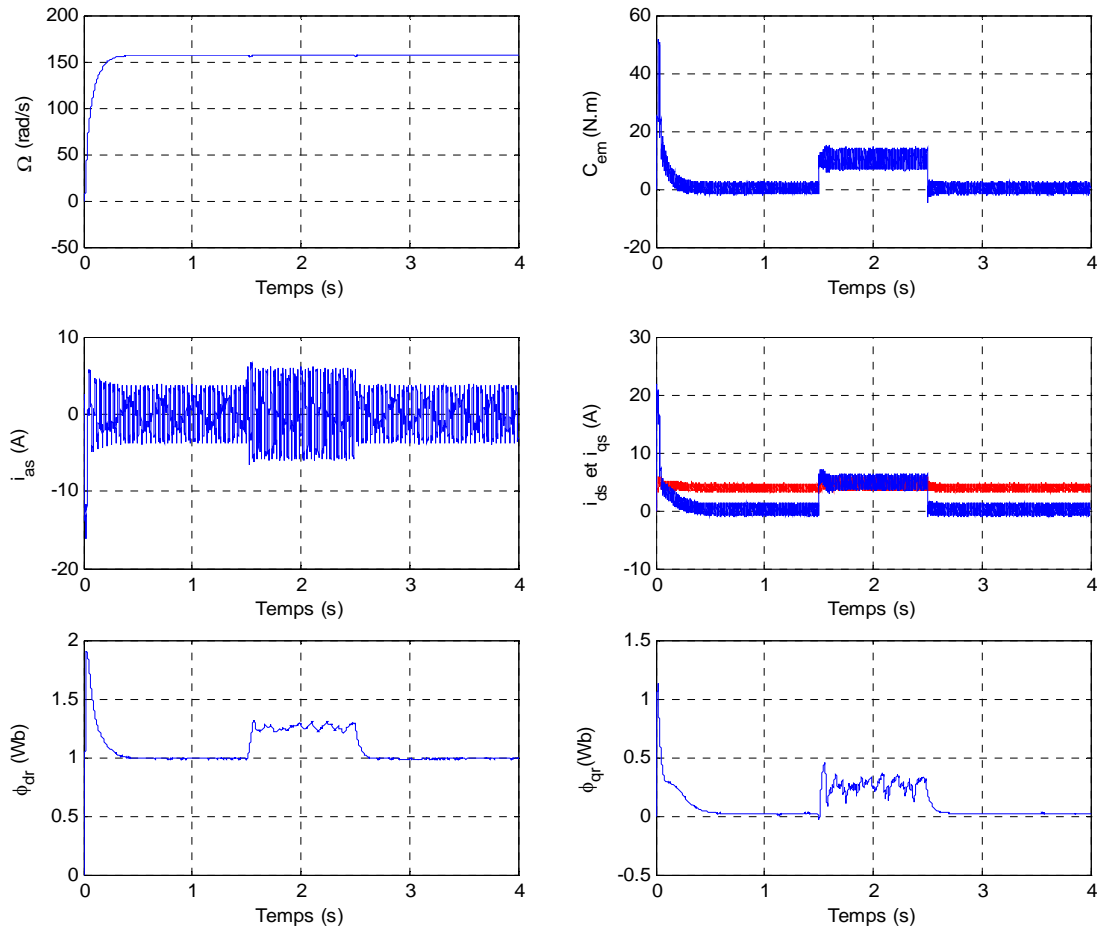


Figure (IV.9): Comportement de la MAS vis-à-vis la variation de la résistance rotorique ($R_r = 2R_n$).

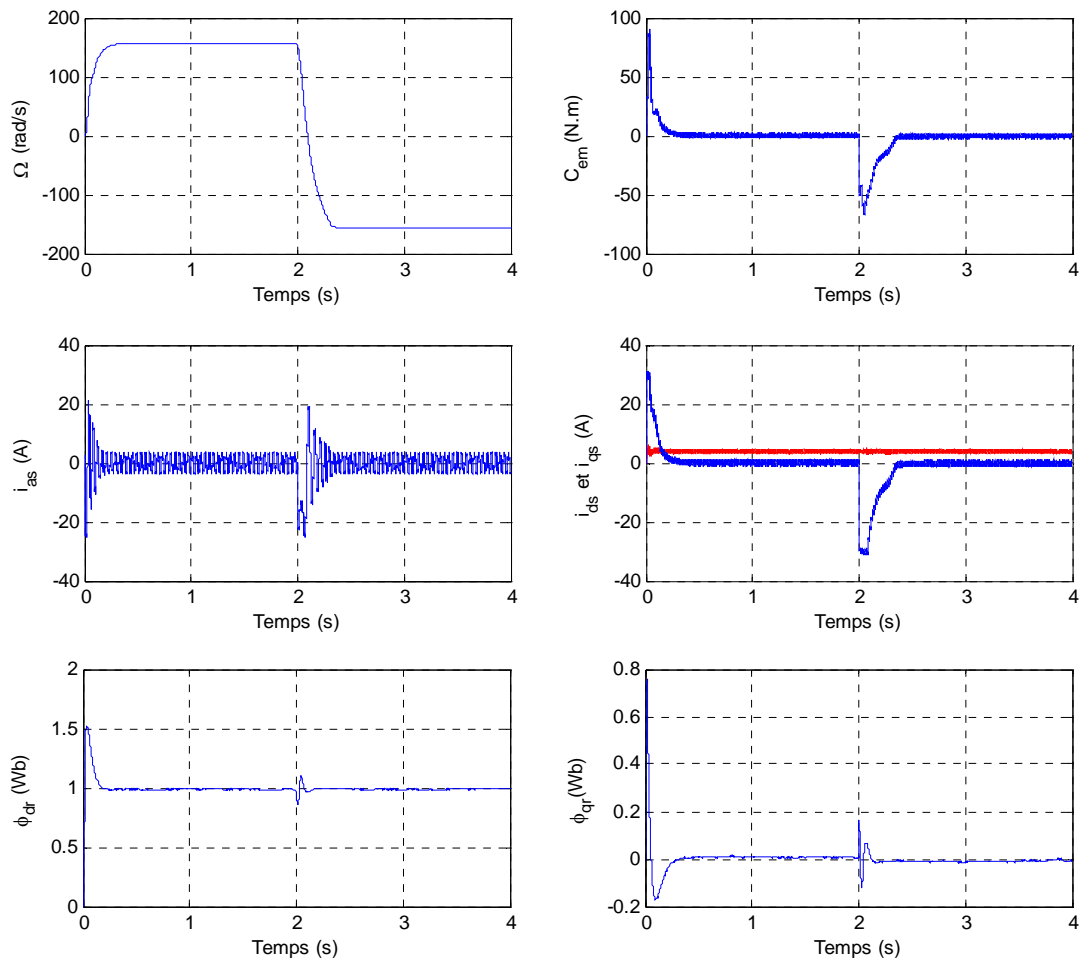


Figure (IV.10) : Comportement de la MAS vis-à-vis la variation du moment d'inertie ($J = 2J_n$).

D'après les résultats de simulation nous constatons de fortes oscillations au niveau de couple C_{em} et du courant i_{qs} . Cela est dû à la commutation rapide qui se fait avec une fréquence infiniment grande et qui correspond au phénomène de chattering. Pour remédier ce problème on fait appel à une autre technique de commande qui permet d'allier les performances des deux types de contrôleurs, cette technique est appelée commande par mode glissant flou et qui sera l'objet du deuxième partie de ce chapitre.

IV.3 COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOU DE LA MAS

La commande par mode glissant a largement prouvé son efficacité à travers les études théoriques rapportées. L'avantage que procure une telle commande et qui la rend aussi

importante est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle. Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients : un phénomène de chattering ou broutement provoqué par la partie discontinue de cette commande et qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs [78], il engendre des bruits et des forces additionnelles de torsion sur l'arbre de la machine.

Afin de garder la robustesse du mode glissant et d'éliminer le phénomène de broutement, nous proposons d'utiliser la combinaison des deux contrôleurs précédemment définis, le mode glissant durant le régime transitoire, et celui à base de logique floue lors du régime permanent. La première commande assure la convergence du système vers son régime permanent avec insensibilité aux perturbations externe et structurelle et une dynamique rapide. Tandis que la seconde assure une commande plus lisse et une erreur statique pratiquement nulle [6].

Dans cette dernière partie de ce chapitre, on va entamer la commande par mode glissant flou, en combinant les deux approches vues précédemment : la logique floue et le mode glissant.

IV.3.1 Principe de la commande par mode glissant flou

Dans cette partie nous présentons un système de contrôle flou qui obéit à la théorie des systèmes à structure variable et ceci pour garantir la stabilité. Dans la commande par mode glissant flou, il suffit de remplacer la fonction $sign(S(x))$ par un contrôleur flou.

La loi de commande est donnée par :

$$U = U_{eq} + U_f \quad (IV.33)$$

Avec la commande U_f est calculée par un système d'inférence flou, U_{eq} la commande équivalente.

IV.3.2 Application de la commande par mode glissant flou sur la MAS

On a trouvé précédemment les expressions des commandes discontinues (fonctions de commutation dans la commande) pour les surfaces de régulation de la vitesse et des courants statoriques (les équations (IV.23) (IV.32)), et qui possèdent la forme générale suivante :

$$U_n = K \text{sat} \left(\frac{S}{\Phi} \right) \quad (IV.34)$$

Dans la commande par mode glissant flou, il suffit de remplacer la fonction de saturation «**sat**» par un contrôleur flou. Ce contrôleur possède une entrée $S(x)$ et une sortie

U_f et sa base des règles sert à établir une connexion entre $S(x)$ et U_f . Cette nouvelle vision est basée sur l'interprétation suivante des règles de la forme (si ... Alors) :

R^1 : Si S est N Alors U_f est N

R^2 : Si S est Z Alors U_f est Z

R^3 : Si S est P Alors U_f est P

Avec :

N : Négative

Z : Zéro

P : Positive

La base de règle du contrôleur flou sont résumé dans le tableau suivant :

| | | | |
|--------|---|---|---|
| $S(x)$ | N | Z | P |
| U_f | N | Z | P |

Tableau (IV.1) : Base de règle du contrôleur flou.

Les fonctions d'appartenance de l'entrée et de la sortie des régulateurs flous de la vitesse et des courants sont celles représentées par les figures (IV.11) et (IV.12).

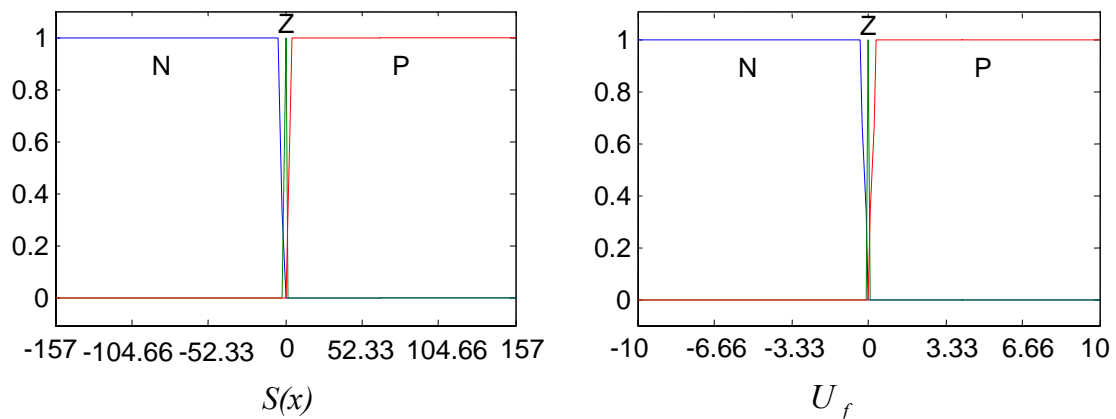


Figure (IV.11) : Fonctions d'appartenance de l'entrée $S(x)$ et de la sortie U_f de la vitesse.

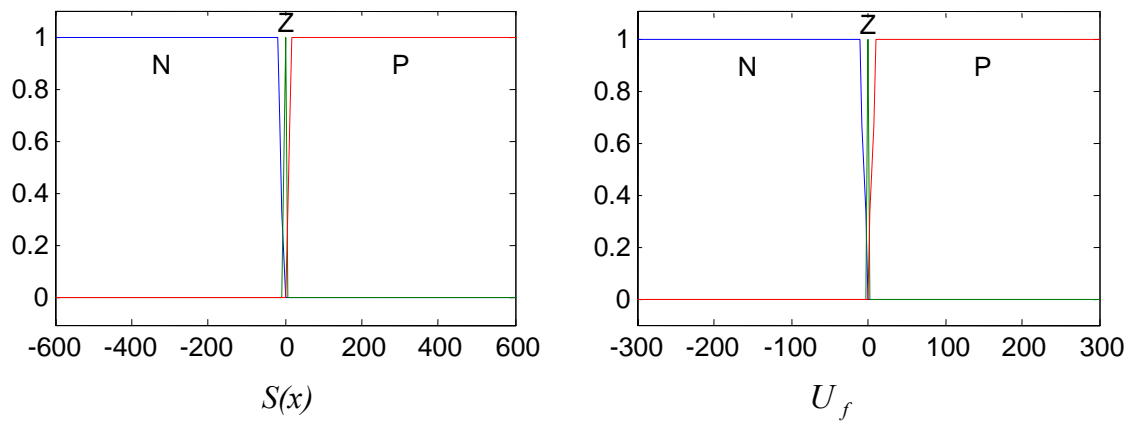


Figure (IV.12) : Fonctions d'appartenance de l'entrée $S(x)$ et de la sortie U_f des courants statoriques.

A ce stade, il nous reste que l'étape de défuzzification pour extraire la valeur de la commande. Dans notre cas on utilise la méthode de centre de gravité.

Le schéma de principe de la commande par mode glissant flou de la MAS est identique à celle représentée par la figure (IV.4), en remplaçant les fonctions de saturation «**sat**» par des contrôleurs flous. La figure (IV.13) représente la structure de la commande par mode glissant flou (RMGF) appliquée sur la machine asynchrone.

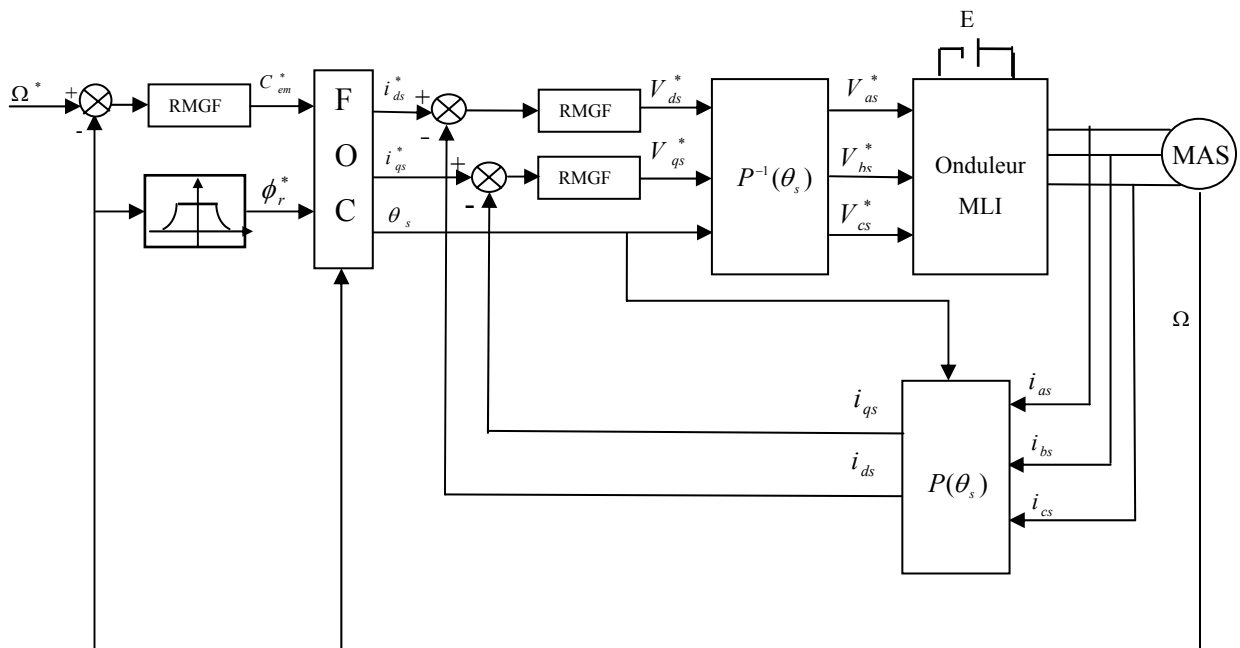


Figure (IV.13) : Régulation de la vitesse par mode glissant flou.

IV.3.3 Résultats de simulation

La figure (IV.14) représente l'évolution des caractéristiques de la MAS avec la régulation par mode glissant flou, suivi de l'application d'une charge $C_r = 10N.m$ entre 1.5 et 2.5 s, en imposant la vitesse de référence $\Omega^* = 157 rad/s$. Les performances de la MAS à une inversion de vitesse de $157 \text{ à } -157 rad/s$ à l'instant $t = 2s$, sont représentées par la figure (IV.15).

Les résultats de simulation montrent l'efficacité de la commande par mode glissant flou. Elle donne de bonnes performances vis-à-vis la poursuite de la consigne (vitesse) sans dépassement, le découplage et l'orientation sont assurés, le courant statorique a une allure sinusoïdale.

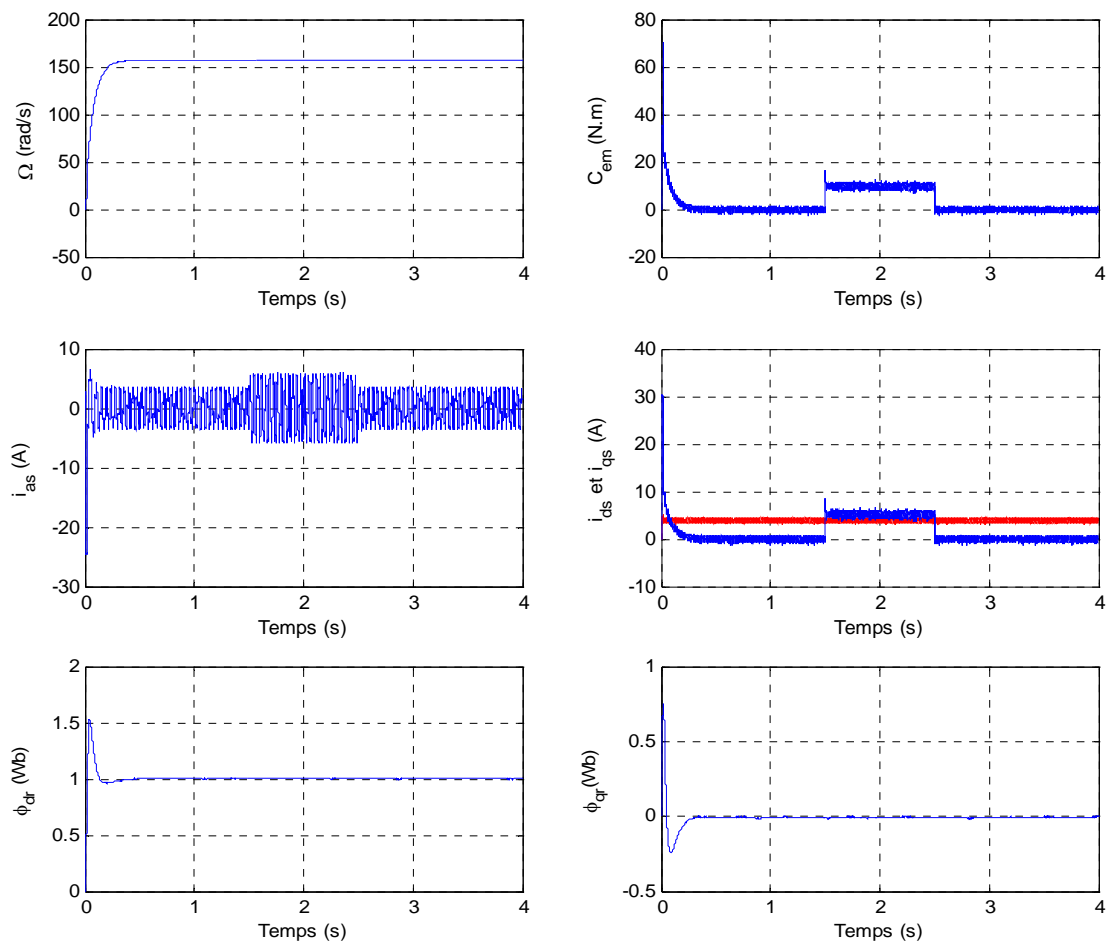


Figure (IV.14) : Régulation de la vitesse par mode glissant flou avec application d'une charge $C_r = 10N.m$ durant l'intervalle [1.5, 2.5] s.

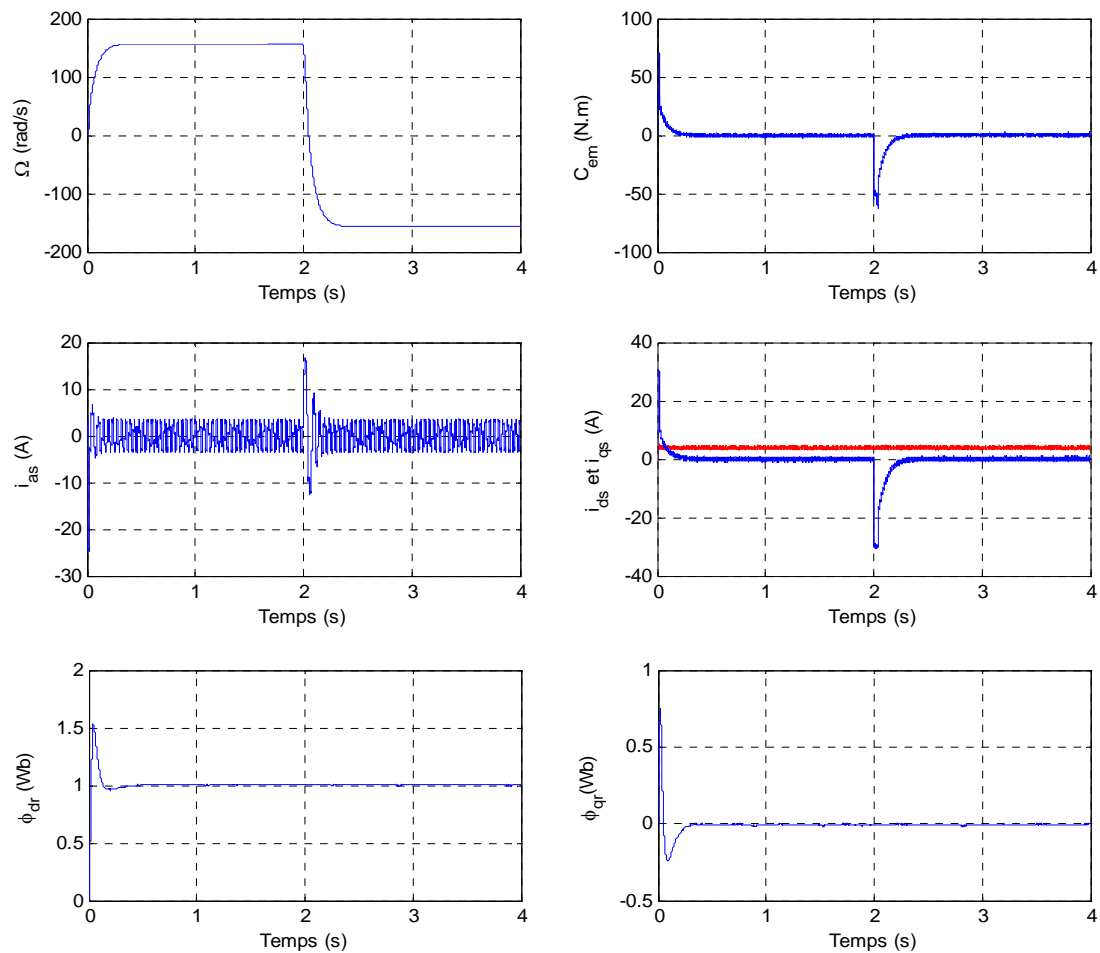


Figure (IV.15) : Régulation de la vitesse par mode glissant flou avec inversion du sens de rotation à l'instant $t=2s$.

En comparant l'application de cette technique sur la MAS avec les autres commandes déjà traitées, on remarque qu'elle a donné de bons résultats par rapport à la commande par mode de glissement en éliminant l'effet chattering, et par rapport à la commande floue elle est plus robuste vis à vis les perturbations externes, en donnant une commande lisse et sans dépassement.

IV.3.3.1 Tests de robustesse

Pour tester la robustesse de la commande par mode glissant flou de la MAS, les mêmes tests ont été effectués (l'augmentation de la résistance rotorique R_r ainsi que le moment d'inertie J de 100 % par rapport à leurs valeurs nominales). Les résultats de simulation sont représentés par les figures (IV.16) et (IV.17).

Ces résultats montrent la robustesse de la commande par mode glissant flou à la variation du moment d'inertie J , car malgré une variation paramétrique de 100% , la MAS a manifesté un comportement stable. En outre, la variation de la résistance rotorique n'affecte pas les performances de la machine fonctionnant à vide. Toutefois, l'orientation du flux rotorique est fortement altérée en charge.

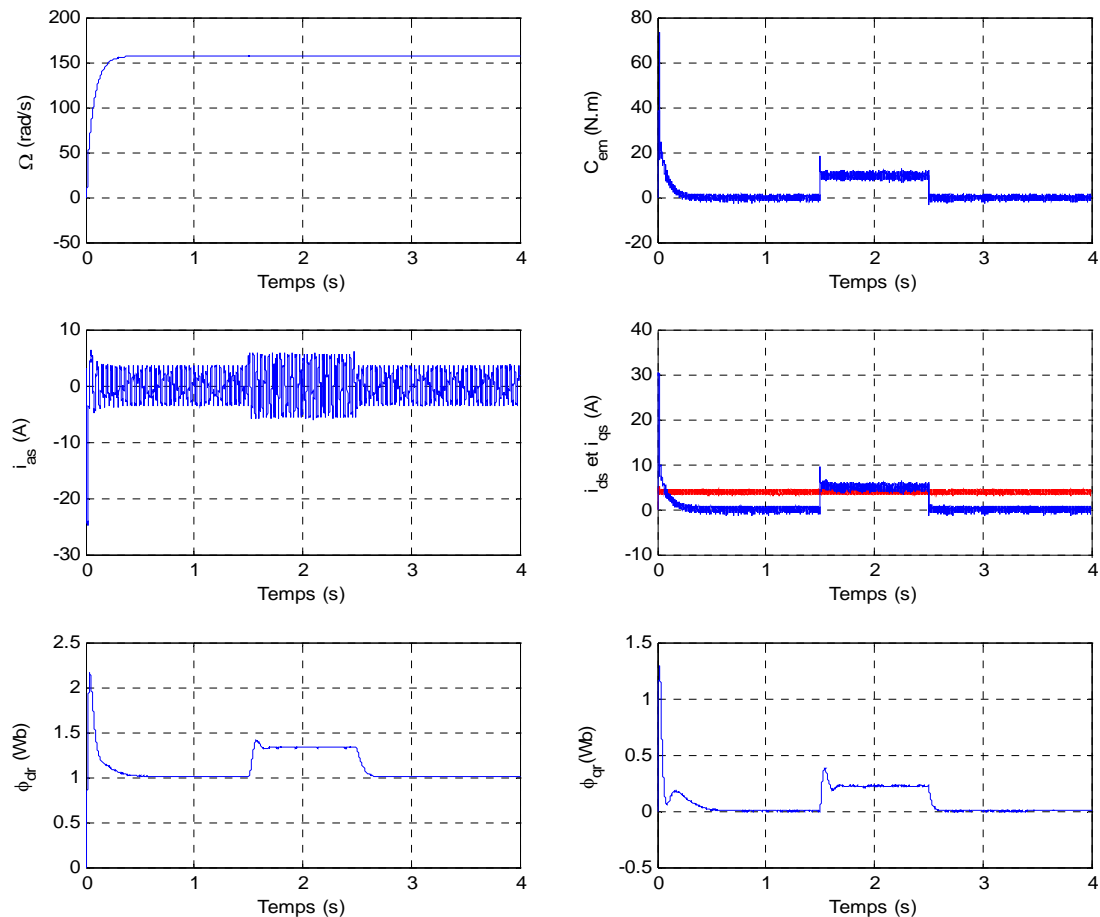


Figure (IV.16): Comportement de la MAS vis-à-vis la variation de la résistance rotorique ($R_r = 2R_n$).

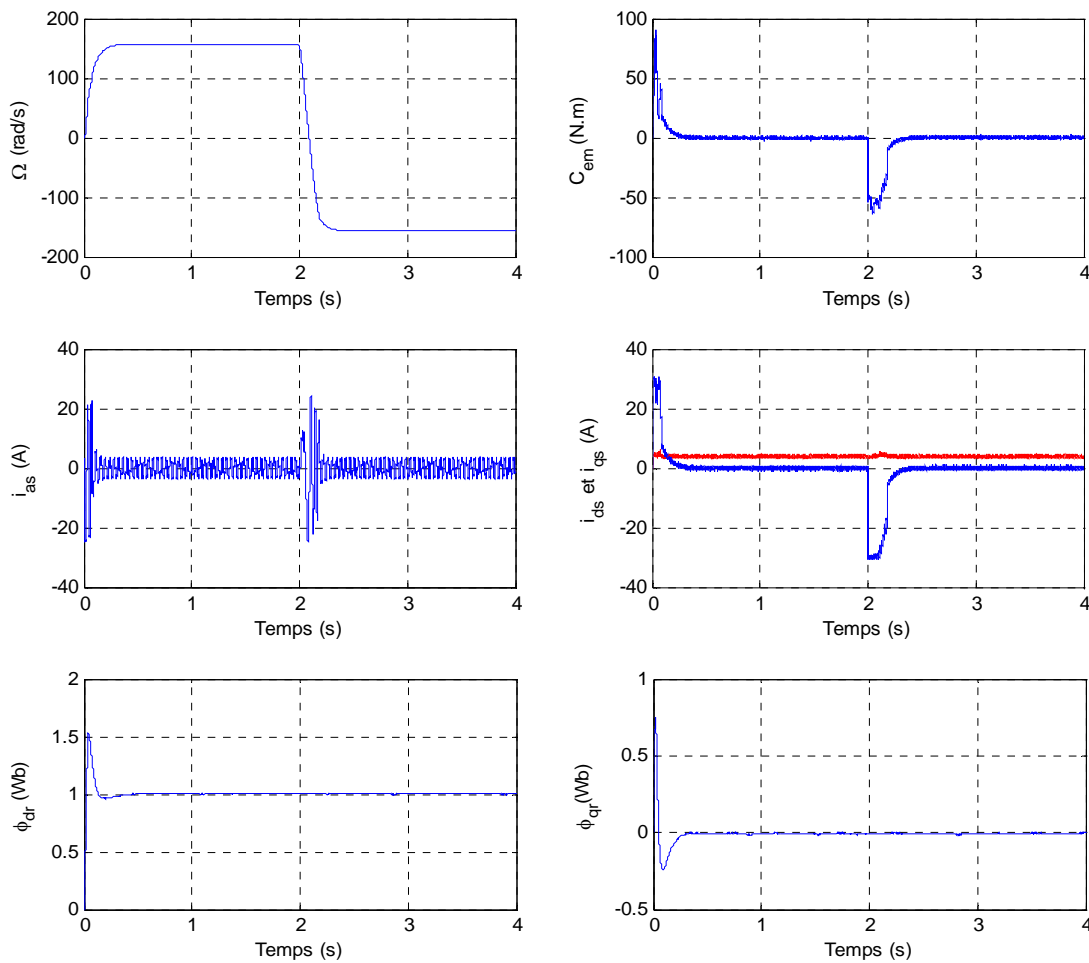


Figure (IV.17) : Comportement de la MAS vis-à-vis la variation du moment d'inertie ($J = 2J_n$).

IV.4 CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre la commande par mode de glissement flou. L'objectif de cette commande hybride est d'établir une passerelle entre la commande floue dont les performances incontestables la rendent de plus en plus convoitée par les chercheurs, et la commande par mode de glissement qui prouve des propriétés de stabilité et d'invariance par rapport aux perturbations paramétriques et extérieures.

L'application de cette commande sur la machine asynchrone a donné de bons résultats tout en s'affranchissant des problèmes de broutement de la commande par mode glissant et le déficit en outils d'analyse de la commande par la logique floue sans oublier la diminution des

règles floues. La robustesse de cette commande est prouvée à travers les résultats de simulation obtenus.

La commande par mode glissant flou permet d'exploiter la robustesse et la rapidité du mode glissant durant le régime transitoire, et la flexibilité du contrôleur flou durant le régime permanent.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

La caractéristique non linéaire et la variation des paramètres de la machine asynchrone durant son fonctionnement posent un problème de commande. L'utilisation des méthodes de commande modernes permet d'obtenir de bonnes performances.

Le travail présenté dans ce mémoire expose la synthèse d'une technique de réglage robuste basée sur le mode glissant et la logique floue, pour la régulation de la vitesse d'une machine asynchrone découplée par orientation du flux rotorique.

En premier lieu, une étude générale de modélisation de la machine asynchrone a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.

Dans le deuxième chapitre, et afin de réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur-machine, un découplage entre la partie électrique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela on a introduit une technique de commande par orientation de flux rotorique qui permet de commander la machine asynchrone d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple est naturel. La commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension, utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations.

Dans le troisième chapitre, après avoir donné quelques rappels théoriques de base de la logique floue et des systèmes flous, nous avons appliqué la commande par logique floue sur la machine asynchrone. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de cette commande.

Pour avoir une commande plus robuste et plus simple, on a fait appel dans le dernier chapitre à la technique de commande à structure variable dite commande par mode glissant. Cette dernière donne de bons résultats en termes du temps de réponse, du rejet de

perturbation, du temps d'inversion de la vitesse et de la sensibilité aux variations paramétriques. L'inconvénient majeur de cette technique c'est le phénomène de broutement qui se traduit par des fluctuations du couple de haute fréquence qui peuvent endommager la machine. Pour remédier à ce problème on a fait appel à une technique de commande hybride par mode glissant flou. L'application de celle-ci sur la machine asynchrone a permis le rejet total des perturbations, une bonne poursuite des consignes, une insensibilité aux variations paramétriques et enfin une élimination du phénomène de broutement (chattering).

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous donnons quelques perspectives qui nous paraissent les plus intéressantes pour la suite de ce travail à savoir l'implémentation de la technique présentée dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés, la démonstration de la stabilité globale lors de la combinaison de la commande par mode de glissant flou, et l'application de cette technique sur d'autres systèmes.

ANNEXE

[A]

ANNEXE [A]

PARAMETRES DE LA MACHINE

La machine asynchrone utilisée dans notre travail ayant les paramètres suivants :

| | |
|-------------------------------------|------------------------------|
| Puissance nominale | 1.5 kW |
| Courant nominal | 6.5 A |
| Vitesse nominale | 1420 tr / min |
| Nombre de paires de pôles | 2 |
| Inductance statorique | 0.274 H |
| Inductance rotorique | 0.274 H |
| Inductance mutuelle | 0.258 H |
| Résistance rotorique | 3.805 Ω |
| Résistance statorique | 4.850 Ω |
| Moment d'inertie | 0.031 Kg.m ² |
| Coefficient de frottements visqueux | 0.00114 Kg.m ² /s |
| Tension nominale | 220 V |

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. Isidori, "Nonlinear control systems", New York, Springer-verlag, 1996.
- [2] J.J.E. Slotine, W. Li, "Applied nonlinear control", Prentice-hall, englewood cliffs, Nj, 1991.
- [3] J.P. Caron, J. P. Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Edition Technique Paris, 1995.
- [4] G. Segulier et F. Notelet, "Electrotechnique industrielle", Technique et Documentation Lavoisier, 1994.
- [5] A. Filipov, "Equations différentielles à second membre discontinu", Journal de Mathématiques, Vol 51, No 1, 1960.
- [6] K. Guesmi, N. Essounbouli, N. Manamanni, A. Hamzaoui et J. Zaytoon, "Commande hybride par mode glissant flou appliquée à un moteur à induction", Conférence Internationale Francophone d'Automatique CIFA 04, Douz, Tunisie, 2004.
- [7] A. Hamzaoui, N. Manamanni, N. Essounbouli and J.Zaytoon, "Switching controller's synthesis: combination of a sliding mode and H_∞ control by a fuzzy supervisor", Proc. Of IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems ADHS 03, Saint-Malo, France, 2003, pp. 283-288.
- [8] N. Essounbouli, A. Hamzaoui and N. Manamanni, "Fuzzy supervisor for combining sliding mode control and H_∞ control", Proc. Of 10th International Fuzzy System Association World Congress, IFSA 2003, Istanbul, Turkey, 2003.
- [9] S. C. Lin, and Y. Y Chen, "A GA-based fuzzy controller with sliding mode", IEEE International Conf. On Fuzzy Systems, 1995, pp. 1103-1110.
- [10] H. Tamrabet, "Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna. Mai 2006.
- [11] A. M. Oussedik, "La commande robuste à structure variable et à logique floue appliquée à un moteur asynchrone", Thèse de Magister, Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Juillet 2000.
- [12] R. Abdessemed, M. Kadjoudj, "Modélisation des machines électriques", Presses de l'Université de Batna, Alger, 1997.
- [13] J. Lesenne, F. Notelet et G. Segulier, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Technique et Documentation, 1981.
- [14] P. Vas, "Vector control of AC machines", Edition Oxford, University Press, 1990.

- [15] W. Leonhard, "Control of electrical drives", 2nd Edition, Springer-verlag, 1996.
- [16] M. Fodil, "Commande adaptative par logique floue de la machine asynchrone", Mémoire de Magister, Université de M'sila, Janvier 2008.
- [17] Groupe Schneider, "Les techniques de commande du moteur asynchrone", Le Magazine Schneider de l'Enseignement Technologique et Professionnel, Intersections, Juin 1998.
- [18] H. Mekki, "Commande tolérante aux défauts application à la MAS", Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Février 2009.
- [19] L. Baghli, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Cours présenté à IUFM de laboratoire-Université Henri Poincaré, France, 2005.
- [20] J. Chiasson, "Modelling and high performance control of electric machines", IEEE Press Series on Power engineering a john wiley and sons, inc., publication, 2005.
- [21] J. Chatelain, "Traité d'électricité : Machines électrique", Tome 1, Donod, 1984.
- [22] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines", Simens Rev, Vol. 34, May 1972, pp. 217 -220.
- [23] L. Barazane, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimenté en courant", Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 1993.
- [24] L. Barazane, B. Hemici, S. Boukhalfa, "Feed-forward field-orientation control of an induction motor using an artificial neural network", Conférence sur les réseaux de neurones, la logique floue, les algorithmes génétiques et leurs applications (CSCA'99), Alger, Algérie, 1999, pp. 160-164.
- [25] L. Barazane, Y. Sellami, S. Boukhalfa, "Speed controller of field oriented control of an induction motor using an artificial neural network", 5^{ème} Colloque Africain sur le Recherche en Informatique (INRIA'2000), Antanarivo, Madagascar 2000, pp. 81-89.
- [26] H. Buhler, "Conception des systèmes automatiques", Presse Polytechniques Romande, 1988.
- [27] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [28] Andrzej M. Trzynadlowski, "Control of induction motors", Academic Press, University of Nevada, 2001.
- [29] O. Barambones and P. Alkorta, "A robust vector control for induction motor drives with an adaptive sliding-mode control law", Journal of the Franklin Institute, 2010.

- [30] M. M. Rezaoui, "Commande d'un moteur asynchrone pentaphasé alimenté par convertisseur matriciel", Thèse de Magister en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Décembre 2007.
- [31] O. Bouchhida, "contribution à l'Optimisation de structure des convertisseurs pour la commande des machines asynchrones : Réalisation expérimentale", Thèse de Doctorat en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique, Juillet 2008.
- [32] B. K. Bose, "Power electronics and AC drives", Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986.
- [33] A. Faidallah, "Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones", Thèse de Doctorat de l'INP de Lorraine, 1995.
- [34] A. Lokriti, Y. Zidani et S. Doubabi, "Comparaison des performances des regulateurs PI et IP appliques pour la commande vectorielle à flux rotorique oriente d'une machine asynchrone", 8^e Conférence Internationale de Modélisation et Simulation - MOSIM'10 - Hammamet, Tunisie, 10 au 12 mai 2010.
- [35] G. Capoline et Y. Fu, "Commande des machines asynchrone par flux orienté : Principe méthode et simulation", Journée SEE, Actionneurs Electriques, 1989.
- [36] R. Sadouni, "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Sidi Bel Abbes, 2010.
- [37] D. Abdessemed, "Etude expérimentale de l'influence des Stratégies MLI sur la commande de la machine à induction", Thèse de Magister, Université de Batna, Juillet 2009.
- [38] G. Segulier, "convertisseurs de l'électronique de puissance, V1 : la conversion alternative-continue", technique et documentation lavoisier, paris, 1984.
- [39] S. Chaouch, "Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse", Thèse de Doctorat, Université de Batna, Décembre 2005.
- [40] L. Zadeh, "Fuzzy sets", Information and control, Vol. 8, 1965, pp. 338-353.
- [41] E. H. Mamdani, "Applications of fuzzy algorithms for control of a simple dynamic plant", Proc. Of the IEE Control and Science, Vol. 121, No. 12, 1974, pp. 1585-1588.
- [42] A. Kentli, "Studies on fuzzy logic control of electrical machines in turkish universities: an overview", Mathematical and Computational Applications, Vol. 16, No. 1, 2011, pp. 236-247.
- [43] L. Zadeh, "Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes", IEEE. Trans. Systems, Man and Cybernetics, Vol. 3, 1973, pp. 28-44.
- [44] L. Reznik, "Fuzzy controllers", Newnes, Victoria University of Technology, Melbourne, Australia, 1997.

- [45] M. A. Khodja, "Type-2 fuzzy logic controller for robot manipulator", Thèse de Magister en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Février 2011.
- [46] F. Chevrie et F. Guely, "La logique floue", Cahier Technique No. 191, Groupe Schneider, Mars 1998.
- [47] A. Hussain, "Contribution a la commande adaptative robuste par modes glissants", Thèse de Doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, France, Décembre 2009.
- [48] Y. Elbia, "Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté", Thèse de Magister, Université de Batna, Juin 2009.
- [49] M. Sugeno, "Industrial applications of fuzzy control", Edition Amesterdam, 1985.
- [50] M. C. Madaoui, "Commande floue et neuro-floue d'un convertisseur direct AC/AC monophasé à structure minimale. Application à l'alimentation d'une machine asynchrone monophasée", Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Février 2007.
- [51] C. Kheireddine, "Structure d'identification et de commande des systèmes non linéaires basées sur les techniques floues", Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2006.
- [52] B. Meunier et Bernadette, "La logique floue et ses applications", Addison-Wesley France, 1995.
- [53] S. Labiod, "Contribution à la commande adaptative floue des systèmes non linéaires", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Janvier 2005.
- [54] A. Tlemçani, "Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Juillet 2007.
- [55] H. Rezzine, "Introduction à la logique floue et à la commande floue", Cours 3AIng Contrôle des Systèmes, Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie.
- [56] H. Buhler, "Réglage par logique floue", Collection Electricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Suisse, 1994.
- [57] R. Jang and C. T. Sun, "Neuro-fuzzy modeling and control", Proc. Of IEEE, Vol. 83, No. 3, 1995, pp. 387-406.
- [58] K. M. Passino and S. Yurkovich, "Fuzzy control", Addison-wesley, Longman Inc., 1998.
- [59] G. Mouna, "Commande adaptative par logique floue type - 2", Mémoire Magister, Université de Sétif, 2006.

- [60] R. Sadouni et A. Meroufel, "Réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double étoile (MASDE) avec orientation du flux rotorique", 7^{ème} Conférence sur le Génie Electrique, Ecole Militaire Polytechnique, Alger, 12-13 Avril, 2011.
- [61] R. Ketata, "méthodologies de régulation numérique incluant la logique floue", Thèse de Doctorat de l'INSA de Toulouse, juin 1992.
- [62] G. Chen et T.T. Pham, "Introduction to, fuzzy sets, Fuzzy logic and fuzzy control systems", CRC Press LLC, United States of America, 2001.
- [63] S. K. Hong and R. Langari, "Robust fuzzy control of a magnetic bearing subject to harmonic disturbances", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 8, No. 2, March 2000, pp. 366-371.
- [64] S. S Yu, S. J Wu and T. T Lee, "Optimal fuzzy control of radial active magnetic bearing systems," Proceedings 2003 IEEE International Symposium on Computational Intelligence in Robotics and Automation, July 2003, Kobe, Japan, pp. 1393-1398.
- [65] N. Boubaya, "Commandes non linéaires d'un palier magnétique actif", Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Février 2010.
- [66] C. Soufyane, "Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée", Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure de l'Enseignement Technologique, Oran, Octobre 2009.
- [67] E. H. Mamdani and S. Assilian, "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller", International Journal of Man-Machine Studies, Vol. 7, 1975, pp. 311-323.
- [68] A. Aissaoui, H. Abid, M. Abid, et A. Tahour, "Commande par la logique floue et mode glissant d'une machine synchrone autopilotée", Automatique et Ordinateurs, Vol. 52, No. 1, Bucarest, 2007, pp. 89-103.
- [69] V. I. Utkin, "Sliding modes and their applications in variable structure systems", Mir, Moscow. 1978.
- [70] M. Torres, H. Sira-Ramirez and G. Escobar, "Sliding mode nonlinear control of magnetic bearings", Proc. Of IEEE Inter. Conf. On Control App. Vol. 1, 1999, pp. 743-748.
- [71] A. Bouguerra, "Commandes non linéaires d'un moteur à courant continu sans balais pour les applications en robotique", Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Mars 2009.
- [72] H. S. Choi, Y. H. Park, Y. Cho and M. Lee, "Global sliding-mode control improved design for a brushless DC motor", IEEE Control Systems Magazine, June, 2001.

- [73] H. Bühler, "Réglage par mode de glissement", Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Lausanne, Suisse, 1986.
- [74] F. Boudjema, "Commande par mode glissement : Application aux convertisseurs multicellulaires", Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, 1991.
- [75] Chung-Chun Kung and Chia-Chang Liao, "Fuzzy-sliding mode controller desing for tracking control of non-linear system" Proceedings of the American Control Conference Baltimore, Maryiand, June 1994, pp. 180-184.
- [76] M. O. Mahmoudi, N. Madani, M. F. Benkhoris and F. Boudjema, "Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive", The European Physical Journal Applied Physics, Vol. 7, No. 3, September 1999, pp. 217-225.
- [77] P. Parida, "A Sliding mode controller for induction motor drives", Master Thesis, National Institute of Technology, Rourkela, Orissa, May, 2009.
- [78] T. M. Ould Abdou, "Commande par mode de glissement floue avec observateur : Application à différents pendules inversés", Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Juin 2006.