

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université de Batna

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

MEMOIRE

Département d'Electrotechnique

Pour l'Obtention du Titre de

Magister en Electrotechnique

Option : Commande Electrique

Présenté par : **M. Laamayad Tahar**

Thème

**Commande Optimale d'une Machine Asynchrone
Apport de La Logique Floue**

Soutenu le,.... /... 2008

Devant le Jury

B.AZZOUI	Prof	Université de Batna	Président
F.NACERI	Prof	Université de Batna	Rapporteur
A.H.BENAKCHA	M.C	Université de Biskra	Examineur
AMEDDAH DJAMEL	MC	Université de Batna	Examineur
S.BELKACEM	M.A	Université de Batna	invité

Dédicaces

A mon très chère père avec toute mon affection et toute ma reconnaissance.

A la mémoire de ma mère.

A mes frères et sœurs.

A mes tantes et oncles.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

A tous ceux que j'aime.

Je dédie ce modeste travail.

Tahar laamayad

*Au nom du DIEU le clément et le
miséricordieux
Remerciements*

*LOUANGE A DIEU QUI NOUS A DONNE LA FOI, LE
COURAGE ET LA PATIENCE DE PARVENIR A FINIR CE
MODESTE TRAVAIL.*

Le prophète Mohamed (que Dieu lui accorde grâce et salut) a dit :

« ...Celui qui emprunte la voie vers la recherche du savoir, Dieu rendra pour lui plus aisée la voie vers la paradis ...»

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été réalisés dans le laboratoire (LEB) de l'université de Batna.

Toutes ces années de recherche, outre leurs aspects scientifiques et techniques, m'ont permis d'apprécier l'immense richesse et les chances du métier de chercheur. Ce métier qui ressemble pourtant à tous les autres, a cependant une caractéristique peu commune : il offre la possibilité de la remise en question continue ; donc à la critique.

Si ces deux années ont été pour moi, d'un apport considérable, tant sur le plan du savoir, que sur le plan des relations humaines, je le dois à beaucoup de personnes.

Je remercie du plus profond de moi-même

Mon promoteur, Monsieur Nacéri Farid, professeur à la faculté des sciences d'ingénieur de Batna .

Mon Co- promoteur, Monsieur Belkacem Sebti, professeur à la faculté de sciences d'ingénieur de Batna .

Qui ont tous deux accepté la difficile tâche de superviser ce mémoire. Leurs remarques, leurs conseils, leurs éclairages et leurs jugements scientifiques m'ont été d'un grand secours.

Je remercierai de même :

Monsieur A.H.Benakcha Maître de conférences à l'université de Biskra.

Monsieur Ameddah Djamel Professeur à l'université de Batna .

Pour l'intérêt manifesté à l'égard de ce travail en acceptant de participer au jury de thèse.

Par ailleurs je remercie chaleureusement :

Monsieur B.Azzoui Professeur à l'université de Batna ;trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance en acceptant de m'honorer pour présider le jury de soutenance de ce mémoire de magister .

Aussi, j'ai un clin d'œil particulièrement amical à tous mes compagnons de route du laboratoire

, je remercie donc :

E.Youcef ; Adnnai. boubaker (bob) ; Z.boubaker ; Yacine ,D.akssas ; B.Fraid ; Elhachmi .

Tahar pour les longues discussions sur l'immigration ou bien la recherche scientifique.

M.Elkahier ; A.Hocien (da) ;T. Fraid (freud) et Fouzi et Abdelatif pour leur renfort salvateur lors de la programmation MATLAB et la rédaction du mémoire.

B.Toual, pour ses encouragements.

S.Ferhat pour son inestimable aide morale et financière.

J'associe aussi à mes remerciements toute l'équipe du lycée technique de Bou-saâda

A.Ali ,B.Nacer ,G. Zohir ,G. Elhadja , A.Aissa , Madani

Je remercie tout particulièrement aussi toute l'équipe de travail (ACC)

Ammi. Lakhdar ,B.Samir .A.Nabil ,O. Merouan

Abdelkrim souidi pour ces années d'amitié (déjà 17 ans), tu as vu mieux que quiconque mon étroit chemin : tu m'as aidé comme toujours sans compter ; merci.

Je ne peux oublier aussi dans mes remerciements toute l'équipe éducative du lycée de Djebel Messad .(1^{er} Novembre)

Charif.Lazhar je voulais te dire un grand merci : pour ton aide inestimable.

Je finirai par Adel ; B.youcef ; G.Abdessemed ; A.boukhalf ; kamal et miloud , Bouzidi Aissa et Said et Hamid merci de m'avoir remis sur la voie.

Toute ces personnes et bien d'autres que j'ai oubliées (qu'ils veuillent bien me pardonner) ont participé à ce travail qui a scellé les fondations de ma formation.

Aujourd'hui, solidement formé, je peux affronter l'avenir sereinement.

Tahar laamayad

Notations symboliques et abréviations

FOC : Commande à Flux Orienté.

i_{abc} : Courants instantanés des phases rotoriques.

i_{ABC} : Courants instantanés des phases statoriques.

i_{sd} : Composante du courant statoriques suivant l'axe (d).

i_{sq} : Composante du courant statoriques suivant l'axe (q).

k_i et k_p : Coefficients du régulateur conventionnel de la vitesse (PI classique).

k_e et k_{de} et $k_{\Delta C}$: Coefficients du régulateur flou de la vitesse (PI flou).

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M : Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

MAS : machine asynchrone triphasée.

R_r : Résistance d'un phase de l'enroulement rotorique.

R_s : Résistance d'un phase de l'enroulement statoriques.

FLC : contrôleur par la logique floue.

V_{ABC} : Tension instantanées des phases statoriques.

V_{abc} : Tension instantanées des phases rotoriques.

V_{ds} : Composante de la tension statoriques suivant l'axe (d).

V_{qs} : Composante de la tension statoriques suivant l'axe (q).

V_{dr} : Composante de la tension rotorique suivant l'axe (d).

V_{qr} : Composante de la tension rotorique suivant l'axe (q).

ω_r : Vitesse de rotation électrique.

Ω : Vitesse de rotation mécanique.

ϕ_{ABC} : Flux des phases statoriques.

ϕ_{abc} : Flux des phases rotoriques.

ϕ_{ds} : Composante du flux statorique suivant l'axe (d).

ϕ_{qs} : Composante du flux statorique suivant l'axe (q).

ϕ_{dr} : Composante du flux rotorique suivant l'axe (d).

ϕ_{qr} : Composante du flux rotorique suivant l'axe (q).

Notations symboliques et abréviations

k_1 et k_2 : les gains de régulateur glissant .

u :tension continue .

Sommaire

Notations symboliques et abréviations

Introduction générale

Chapitre I

Modélisation et commande vectorielle de la machine asynchrone

I.1. Introduction	1
I.2. Représentation de la machine dans l'espace électrique	2
I.3. Hypothèses simplificatrices	2
I.4. Équations électrique de la machine asynchrone	3
I.5. Application de la transformation de Park à la MA.....	4
I.6. Modèle de la MA dans le référentiel de park.....	4
6.1. Equation magnétique	5
6.2. Equation mécanique	6
I.7. modèle de la machine en vue de la commande	7
I.8. Modélisation de l'association moteur à induction _onduleur de tension	8
I.8.1. Introduction	8
I.8.2. Modélisation de l'onduleur de tension	9
I.8.3. Commande des onduleurs	11
I.8.3.1. Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis	11
I.9. Commande vectorielle de la machine asynchrone	12
I.10. Principe de base de la commande vectorielle	12
.10.1 Contrôle vectoriel indirect	13
.10.2. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte	13
I.11. Simulations et interprétations modèle de machine sans application de la commande.....	14
I.12. Régulateur de vitesse	16
1.13. Résultats de simulations modèle de machine avec application de la commande.....	17
I.13.1. Démarrage à vide	17
I.13.2. Inversion du sens de rotation	19
I.13.3. Robustesse vis-à-vis la variation paramétrique	21
I.14. Conclusion	22

Chapitre II

Commande par la logique floue de la machine asynchrone triphasé a flux oriente.

II. 1. Introduction.....	23
II. 2. Principe de la logique floue	24
II. 2. 1. Variables linguistiques	25
II. 2. 2. Les ensembles flous et les Fonctions d'appartenances.....	27
II. 2. 3. Propriétés des ensembles flous.....	27
II.2.4. Opérateurs en logique floue	27
II. 2 .5. Règles d'inférence.....	28
II. 3. Structure d'un régulateur flou	29
II. 3 .1. Fuzzification	29
II. 3. 2. Base de règles	29
II. 3. 3. Inférences floues	29
II. 4. Mécanisme d'inférence	32
II. 4.1. Contrôleur de type Mamdani	33
II. 4.2.contrôleur de type Larsen.....	33
II. 4.3. Contrôleur de type Zadeh.....	33
II. 5. Défuzzification	34
II. 5.1. Méthode du centre de gravité	34
II. 6. Les étapes de conception d'un système flou.....	34
II. 6. 1. Définition des variables du système.....	34
II. 6. 2. Choix de la partition floue	35
II. 6. 3. Choix des fonctions d'appartenances.....	35
II. 7. Architecture d'une commande floue.....	35
II.8. Application la notion de la logique floue sur MAS.....	35
II.8.1. Stratège de fuzzification.....	35
II.8.2. Schéma de la commande à la MAS	37
II.8.3. Loi de commande pour le régulateur PI flou	37
II.8.4. Loi de commande pour le régulateur PI flou à gain flou adapté	38
II.9. Résultats de simulations et interprétation	40
II.9.1. Démarrage à vide	40

II.9.2. Inversion sens de rotation	42
II.9.3. Robustesse vis-à-vis la variation paramétrique	44
II.10. Conclusion	46

Chapitre III.

Commande par mode de glissement de la machine asynchrone triphasé à flux orienté.

III.1.Introduction	47
III.2. Principe de la commande par mode de glissement.....	48
III.2.1 base mathématiques de la commande par mode de glissement	48
III.2.2. Démonstration du mode de glissement	48
III.2.3. Conditions d'existence du mode de glissement	49
III.2.4.la commande équivalent	50
III.2.5. La commande discontinue de base.....	51
III.2.5.1.Commande avec un seul seuil.....	52
III.3. Conception des régulateurs à structure variable	53
III.3.1. Application de la commande par mode de glissement à la machine asynchrone.....	53
.III.3.2. Sélection des surfaces de commutation	53
III.3.3. Détermination des paramètres pour la loi de commande	55
III.3.4. Choix des gains (k1,k2)	56
III.3.5. Choix de fonction de commutation	56
III.4. Résultats de simulation et interprétations	56
III.5. Conclusion	61

Chapitre IV

Commande par floue – glissant de la machine asynchrone triphasée à flux orienté

IV.1.Introduction	62
IV.2. Description du régulateur glissant _ flou (hybride)	62
IV.2.1. Loi de commande	62
IV.2.2. Synthèse de réglage par la logique floue FLC (Φ)	64
IV.2.3. Synthèse de réglage par la logique floue FLC (ω)	64
IV.2.4. Synthèse de réglage par mode de glissement	64
IV.3. Conception de régulateur flou	64

IV.3.1. La tableau d'inférence	65
IV.3.2. Méthode déffuzzification	65
IV. 3.2. Simulations et interprétations	65
IV.5. Conclusion	69

ChapitreV

Etude comparative.

V.1.Introduction	71
V.2.Notation	72
V.3.Comparaison au niveau de la régulation de la vitesse.....	73
V.4.Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse	77
V.5.Conclusion	81

ChapitreVI

Commande sans capteur de vitesse par MRAS

VI.1.Introduction	82
VI.2.Observateurs	83
VI.2.1.Principe des observateurs	83
VI.2.2.Classification des observateurs	83
VI.3.Observateur par Modèle de Référence	85
VI.4.Commmande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone	87
VI.5.Résultats de simulation	87
VI.5.1.Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge	87
VI.5.2.Changement de consigne de la vitesse	88
VI.5.3.Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique	89
VI.6.Conclusion	90

Conclusion générale

Annexe

Bibliographie

Introduction générale

Introduction générale

L'utilisation des machines à courant alternatif et plus particulièrement des machines asynchrones est de plus en plus répandue dans les milieux industriels, en effet, ces machines robustes et très économiques, associées à une commande vectorielle par orientation du flux permettent de réaliser un réglage similaire à celui des machines à courant continu, cette combinaison assure l'indépendance du réglage du flux et de la vitesse, mais, en revanche, elles présentent des difficultés inhérentes lors de leurs exploitations.

Les procédés classiques de commande pour la machine asynchrone reposent sur un modèle à paramètres constants, or les variations de ces derniers et les non linéarités très prononcées intervenant peuvent éloigner, de manière notable, la machine de son fonctionnement optimal.

Dans ce contexte, plusieurs approches de commandes robustes intègrent, lors de leur élaboration, les fluctuations paramétriques et les perturbations de charge injectées dans le processus, elles ont été le fruit de plusieurs recherches, cependant, dans la plupart des cas, elles consistent en l'analyse de la sensibilité paramétrique en vue de la synthèse d'algorithmes adaptatifs.

La théorie des systèmes à structures variables et les modes glissants est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande au passage

Par une surface de commutation, toute réponse donc sur le choix approprié de cette surface, appelée encore surface de glissement.

Pour résoudre les problèmes de la technique précédente comme l'agitation de la commande, des nouvelles stratégies de commande basées sur l'expertise de l'opérateur ont été élaborées, le point clef de ces nouvelles stratégies réside dans l'utilisation du calcul symbolique pour la modélisation de l'algorithme de commande, cette méthodologie ouvre une nouvelle voie par l'utilisation d'heuristique, en remplaçant la modélisation des régulateurs par une loi de commande sophistiquée, or des études faites ont montré que dans une boucle de régulation l'homme réagit comme un contrôleur robuste non linéaire dont les paramètres varient au cours du temps, cette stratégie de commande humaine intègre la connaissance du processus et l'indice de performance dont l'objectif de la commande.

Les bases de cette théorie généralisent la notion d'appartenance d'un objet à un ensemble donné, de plus les systèmes à base de logique floue sont apparentés aux systèmes experts, en ce sens qu'il s'appuie sur une base de connaissance et sur des règles de traitement de celle-ci (mode de

Introduction générale

raisonnement :inférence) ,ainsi ,un contrôleur flou peut être vu comme un système expert particulier ayant pour objectif de remplacer un opérateur qualifié dans son observation et son jugement ,il permet alors le traitement des idées humaines souvent incertaines .

Donc le travail présenté propose la synthèse de lois de commande non linéaires et plus précisément, une synthèse de deux stratégies de commande, la commande par mode de glissement et la commande floue, et de les appliquer à une machine asynchrone.

Ce mémoire est organisé en six chapitres :

Le premier chapitre ,a été consacré à l'élaboration analytique du modèle dynamique de la machine asynchrone ,le modèle ainsi obtenu sera utilisé pour donner au mieux une représentation permettant la simulation de la machine .

Le deuxième partie fera l'objet de l'application de technique de commande vectorielle par orientation de flux rotorique .

Le deuxième chapitre est consacré à la régulation de la vitesse de rotation d'une machine asynchrone à flux oriente tantôt par un régulateur PI flou classique et tantôt par un régulateur PI flou à gain flou adapté (normalisation), on présente les bases mathématiques de cette technique et la méthodologie de contrôle.

Le troisième chapitre développe la synthèse du régulateur du flux rotorique et de la vitesse de rotation par la théorie de mode de glissement ,l'efficacité de la régulation et les performances seront aussi illustrées par des résultats de simulation.

Le quatrième chapitre présent l'application de la commande hybride logique floue _mode glissant à la MAS.

Une étude comparative entre les cinq méthodes de contrôle de la MAS est exposée au chapitre cinq , a ce stade ,on essayera de positionner chaque technique du point de vue performances dynamiques et statiques.

Le sixième chapitre est consacré à l'étude et la synthèse d'une nouvelle stratégie d'observation basée sur le MRAS, nous avons commencé par la présentation de la forme analytique de modèle de référence et de modèle ajustable ou bien loi d'estimation de la vitesse de la rotation rotorique.

Comme approche de stabilité nous avons étudié de la stabilité de l'observateur en utilisant la théorie de l'hyperstabilité de POPOV.

On présente les bases mathématiques de cette technique et la méthodologie d'estimation de la vitesse de rotation.

Introduction générale

Dans plusieurs cas, on ne dispose pas de toutes les grandeurs du système intervenant dans l'expression de la commande, à cause de la non disponibilité de la grandeur elle-même ou bien à cause du manque des dispositifs de mesure, de ce fait l'utilisation des observateurs devient nécessaire, l'observateur est un système dynamique auxiliaire qui reconstruit l'état du système conçu initialement pour le cas linéaire et ils sont étendus récemment au cas non linéaire.

En fin, une conclusion générale et des perspectives de notre travail clôturent notre présent travail.

CHAPITRE I

MODÉLISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

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.

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande.

Dans ce chapitre, on présente le modèle mathématique de la machine asynchrone, cette machine fonctionne en moteur, dont les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude variable.

Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés en courant par hystérésis. Ensuite, nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur-machine où on présentera un modèle général associant la machine asynchrone à son alimentation.

I.2. Représentation de la machine dans l'espace électrique

La machine est représentée à la figure (I.1) par ces six enroulements dans l'espace électrique, l'angle (θ), repère l'axes de la phase rotorique des références (a, b, c), par rapport à l'axe fixe de la phase statoriques (A, B, C) [5].

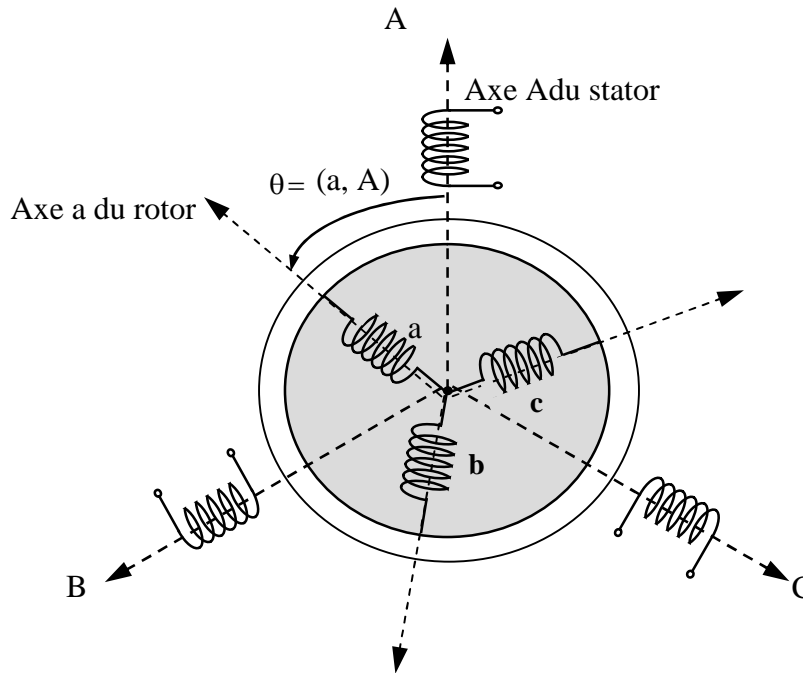


Figure. (I.1) Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Telle que :

- A, B, C** : correspondent aux trois phases du stator.
a, b, c : correspondent aux trois phases du rotor.

I. 3. Hypothèses simplificatrices

Nous présenterons tout d'abord les hypothèses simplificatrices usuelles utilisées pour la modélisation du MAS, la modélisation de la machine asynchrone est faite en admettant [1], [2], [3], [4].

- l'additivité du flux.
- la constance des inductances propres.

- les inductances mutuelles entre enroulements statoriques et rotoriques varient selon une loi sinusoidales en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques . Soient vérifiées. Ceux-ci n'étant possibles qu'en conséquences et moyennant certaines hypothèses, on citera
- l'entrefer constant.
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques est néglige.
- le circuit magnétiques est non sature.

I.4. Équations électrique de la machine asynchrone

Soit une machine asynchrone triphasé au stator et au rotor représente schématiquement par la figure (I,1) et dont les phases sont repères respectivement A ,B,C et a ,b, c l'angle électrique (θ) variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétique des phases A et a choisis comme axes de référence [6], [7] .

La machine est alors représentée par les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes [5]

$$\begin{aligned} [V_{ABC}] &= R_s [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}] \\ [V_{abc}] &= R_r [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] \end{aligned} \quad (I.1)$$

$R_s; R_r$: est respectivement résistance statorique et résistance rotorique.

Les expressions des flux en fonction des courants statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{aligned} [\phi_{ABC}] &= [L_s] [i_{ABC}] + [M_{sr}] [i_{abc}] \\ [\phi_{abc}] &= [L_r] [i_{abc}] + [M_{sr}] [i_{ABC}] \end{aligned} \quad (I.2)$$

$[L_s]; [L_r]$: représentent respectivement les matrices d'inductances statoriques et rotoriques.

$[M_{sr}]$: correspond à la matrice des inductances mutuelles stator,rotor.

les flux sont lies aux courants par un système de six équations a six inconnus ,faisant intervenir des fonctions sinusoidal des angles entre les drives enroulements(annexe1)[7].

On obtient finalement [6].

$$\begin{aligned} [V_{ABC}] &= R_s [i_{ABC}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [i_{abc}] \} \\ [V_{abc}] &= R_r [i_{abc}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [i_{ABC}] \} \end{aligned} \quad (I.3)$$

il est clair que l'écriture de $[V_{ABC}]$ et $[V_{abc}]$ en fonction des courants conduit a un système d'équations dont les coefficients sont variables dans le temps ;d'où la complexité de leur

résolution pour résoudre ce problème, on a recouru à la transformation de park qui s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus simple à manipuler.

I-5. Application de la transformation de Park à la MAS

Quelque soit le type de machine et quels que soient les enroulements disposés au rotor, les relations entre le flux et le courant font intervenir l'angle qui caractérise la position instantanée du rotor par rapport au stator.

Suivant les équations décrites ci-dessus, la variation des inductances en fonction de la vitesse de rotation présente un problème de non linéarité, compte tenu des hypothèses simplificatrices citées précédemment, l'angle intervient par son premier harmonique seulement, toute fois il serait possible de simplifier plus la formulation, de façon à s'affranchir de cette complication, en utilisant un changement de variables connu sous le nom de transformation de park, cette technique consiste à exprimer les enroulements réels dans un référentiel constitué de deux axes perpendiculaires (od , et oq), od étant caractérisé par la variable angulaire (θ) qu'elle fait avec l'axe de phase A, et oq étant disposé quadratiquement en arrière, cette transformation est définie par la matrice de park. [1], [2], [4].

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Les composantes relatives et réelles sont liées par :

$$[x_{dq0}] = [p(\theta)][x_{ABC}] \quad (I.5)$$

I.6. Modèle de la MAS dans le référentiel de park

L'application de la transformation de park au modèle de la machine asynchrone, conduit à des équations exprimées dans un repère lié au champ tournant [2], [6], [8] :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} - \omega_s \phi_{ds} \\ V_{os} &= R_s i_{os} + \frac{d}{dt} \phi_{os} \end{aligned} \quad (I.6)$$

Puisque le rotor tourne à la vitesse, les axes (d, q) fixés sur le rotor se déplacent à la vitesse $\omega_s - \omega_r$: relativement au référentiel tournant synchrone, donc, on a :

$$\begin{aligned} V_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ V_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \\ V_{os} &= R_r i_{or} + \frac{d}{dt} \phi_{or} \end{aligned} \quad (I.7)$$

I.6.1. Equation magnétique :

La composante des flux statoriques et rotoriques sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (I.8)$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases}$$

$$M = \frac{3}{2} M_{sr} \quad (I.9)$$

En posant :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}, \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}.$$

La dernière relation montre que les vitesses angulaires repère $d; q$ par rapport aux repères statorique et rotorique liées rigidement à la vitesse angulaire du rotor Ω , ne sont pas des grandeurs indépendantes.

La machine diphasée sera représentée dans l'espace électrique par la figure (I.2).

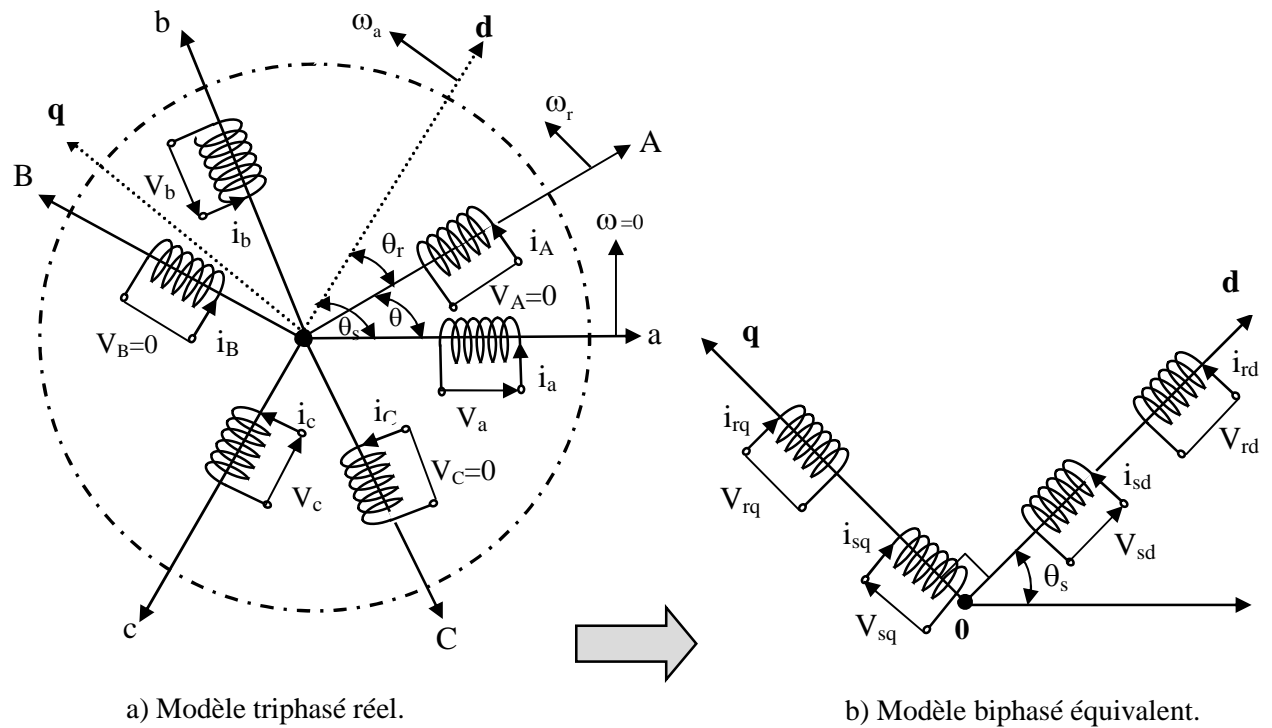


Figure (I.2) : Représentation de la machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée.

I.6.2. Equation mécanique

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante [9][10][11] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \Omega \tag{I.8}$$

f_r : Coefficient de frottement ;

C_r : couple résistant ;

Ω : Vitesse mécanique du moteur ;

C_e : Le couple électromagnétique ;

Le couple électromagnétique de la machine est donné par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \tag{I.9}$$

I.7. Modèle de la machine en vue de sa commande

Le choix des sorties est d'une grande importance du fait qu'il est lié aux objectifs de commande, on désire commander la vitesse et assurer le contrôle du flux rotoriques ; pour la modèle complet, la vitesse mécanique (Ω) est une variable d'état, pour les quatre variables électrique.

Considérons :

- les flux ($\phi_{dr}; \phi_{qr}$) et les courants ($i_{ds}; i_{qs}$).
- Les tensions $V_{ds}; V_{qs}$ comme variables de commande.

On pose $x = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T$; $u = [V_{ds} \ V_{qs}]^T$

Alors, le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension dans un repère ($d; q$) tournant à la vitesse synchrone ω_s .

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega_r \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \phi_{qr} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega_r \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Avec $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $T_s = \frac{L_s}{R_s}$, et $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$

Afin d'obtenir le modèle complet de la machine, il faut tenir compte de l'équation mécanique, sur la base du développement de l'équation de la puissance instantanée, on obtient l'expression du couple électromagnétique, [12].

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds})$$

D'autre part on dispose de l'expression.

$$C_e = J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega + C_r ; \Omega = \frac{\omega_r}{p}$$

On obtient la cinquième équation d'état suivante.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p^2 M}{JL_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f_r}{J} \omega_r - \frac{p}{J} C_r \quad (\text{I.12})$$

Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone à partir équations (I.10), (I.11) et (I.12) avec la notation suivante : $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]$

$$\text{et } x = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \omega_r]$$

On aboutit au système d'équation suivant :

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= -a_1 x_1 + a_2 x_2 + a_3 x_3 + a_4 x_4 x_5 + a_5 V_{ds} \\ \frac{dx_2}{dt} &= -b_2 x_1 - b_1 x_2 + b_3 x_4 - b_4 x_5 x_3 + b_5 V_{qs} \\ \frac{dx_3}{dt} &= c_1 x_1 - c_2 x_3 + c_3 x_4 - x_5 x_4 \\ \frac{dx_4}{dt} &= d_1 x_2 - d_2 x_4 - d_3 x_3 + x_5 x_3 \\ \frac{dx_5}{dt} &= e_1 x_3 x_2 - e_1 x_1 x_4 - e_2 x_5 - e_3 \end{aligned} \quad (\text{I.13})$$

Avec

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} & a_2 &= \omega_s & a_3 &= \frac{1 - \sigma}{\sigma M T_r} & a_4 &= \frac{1 - \sigma}{\sigma M} & a_5 &= \frac{1}{\sigma L_s} \\ b_1 &= \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} & b_2 &= \omega_s & b_3 &= \frac{1 - \sigma}{\sigma M T_r} & b_4 &= \frac{1 - \sigma}{\sigma M} & b_5 &= \frac{1}{\sigma L_s} \\ c_1 &= \frac{M}{T_r} & c_2 &= \frac{1}{T_r} & c_3 &= \omega_s & & & & \\ d_1 &= \frac{M}{T_r} & d_2 &= \frac{1}{T_r} & d_3 &= \omega_s & & & & \\ e_1 &= \frac{p^2 M}{JL_r} & e_2 &= \frac{f_r}{J} & e_3 &= \frac{p C_r}{J} & & & & \end{aligned}$$

I.8 Modélisation de l'association moteur à induction-onduleur de tension

I.8.1 Introduction

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, dans cette partie, l'étude du système d'entraînement complet, où la machine asynchrone est associée à deux convertisseurs en

cascade. À travers ces convertisseurs s'opère le transfert d'énergie entre une source alternative et la machine asynchrone, d'où l'importance de l'étude de l'association convertisseur-machine.

Le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La Fig. I. 3 illustre le schéma de principe de cette association.

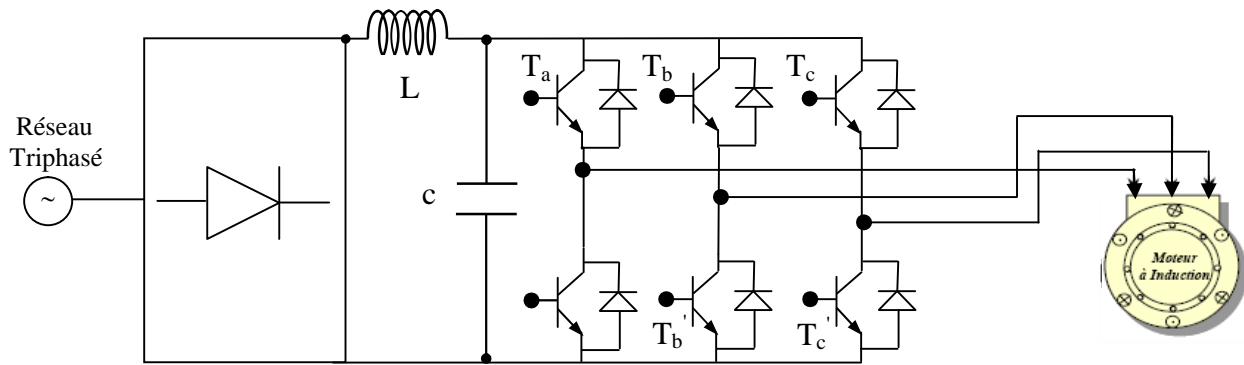
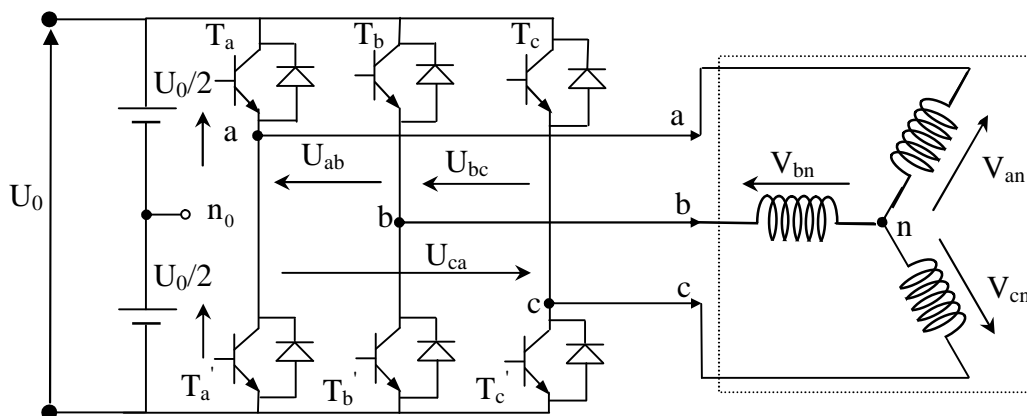


Figure.(I.3) Schéma de l'association machine asynchrone onduleur de tension.

I.8.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure(I.3), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $U_0 / 2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [13], [69].



Figure(I.4) Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T_i' est ouvert,
- si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T_i' est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = \frac{1}{3}[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{I.17})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits \Leftrightarrow Si ($i=a, b, c$) on a :

$$V_{ino} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{I.18})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

En remplaçant (I.19) dans (I.17), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (I.20)$$

En remplaçant (I.19) dans (I.20), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Concordia pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

I.8.3 Commande des onduleurs

I.8.3.1 Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis

Pour chaque bras de l'onduleur, les interrupteurs T_i et T'_i ($i = 1, 2, 3$) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. Où, le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant mesuré n'entraîne pas instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet de l'hystérésis, c'est-à-dire que le courant mesuré évolue en augmentant jusqu'à ce que ΔI soit égal à h (h est la largeur de la bande d'hystérésis). Le comparateur bascule ou l'autre interrupteur rentre en conduction à son tour tant que $\Delta I < h$, [69].

Le contrôle des courants par régulateurs à hystérésis force le courant de phase à suivre le courant de référence. L'imposition des courants sinusoïdaux à la machine garantit un couple électromagnétique non fluctuant. L'approche la plus simple qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesurée et le courant de référence est illustré par la Fig. I.5.

Les conditions de commutation des trois commutateurs statiques S_i ($i=1, 2,3$) de l'onduleur sont définies en terme des états logiques S_i correspondants de la façon suivante :

$$\begin{aligned} S_i &= -1 & \text{si } i_i &\geq i_{ref} + \Delta i \\ S_i &= 1 & \text{si } i_i &\leq i_{ref} - \Delta i \\ S_i &= S_{i-1} & \text{si } i_i &= i_{ref} \end{aligned} \quad (I.22)$$

Tel que :

i_i ($i=1, 2,3$) : représentent les courants des phases statoriques (i_a, i_b, i_c).

i_{ref} ($i=1, 2,3$) : représentent les courants de référence issus des circuits de commande des trois bras de l'onduleur.

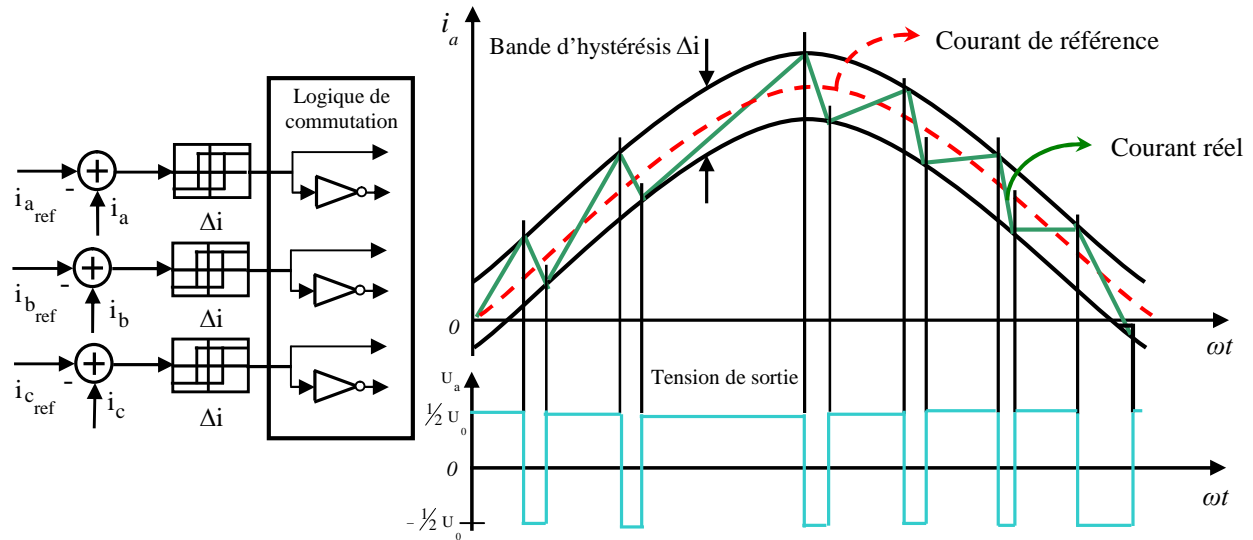


Figure.(I.5) Illustration de la bande de courant à hystérésis

I.9. Commande vectorielle de la machine asynchrone

La commande de la machine asynchrone est devenue un domaine de recherche très actif durant, ces dernières décennies, cet intérêt est motivé par le besoin de rendre sa structure d'état non linéaire [14].

La commande vectorielle par orientation indirecte des flux rotorique est la plus utilisée industriellement, en effet, dans la très grande majorité des applications, le moteur asynchrone n'intègre pas de capteur de couple, [13].

I.10. Principe de base de la commande vectorielle

La commande par orientation du flux, consiste à régler le flux par une composante directe du courant et le couple par la composante en quadrature, dans ce contexte, le choix adéquat du système (d, q) est très important, il doit être adapté à cette commande qui garantit le couplage entre le flux et le couple, [15],[16],[17].

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence (d, q) lié au champ tournant, si on décompose le courant statorique en ses composantes (i_{ds}) suivant le flux rotorique et (i_{qs}) en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du

flux et du couple, on aura alors des fonctionnements similaires à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée, ou le découplage est naturel entre le couple et le flux [15].

Or le couple est donné par :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds})$$

Donc, si le flux rotorique est orienté sur l'axe $(\phi_{dr} = \phi_r)$ et $(\phi_{qr} = 0)$ d'un repère lié au champ tournant, le couple devient :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} \phi_r i_{qs} \quad (I.23)$$

et suivant les équations données précédemment, l'évolution du flux est donné par :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} i_{ds} \quad (I.24)$$

Avec : T_r est la constante de temps rotorique.

alors, dans le régime établi, on a comme pour une machine à courant continu.

- Un flux ϕ_r , qui dépend de la seule composante i_{ds} , joue le rôle de flux inducteur et doit donc normalement être maintenu constant.
- Un couple C_e qui, à flux constant, est proportionnel à la composante i_{qs} qui joue le rôle de courant induit.

I.10.1. Contrôle vectoriel indirect

Cette méthode n'exige par l'utilisation d'un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique) ,mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position (vitesse) du rotor,elle permet le contrôle de la vitesse par contre _réaction et le contrôle du module de Flux par réaction. Les équations de la machine dans le repère rotor sont données par le système d'équations suivant :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} \phi_r i_{qs} \quad (I.25)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} i_{ds} \quad (I.26)$$

$$\omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \frac{1}{\phi_r} i_{qs} \quad (I.27)$$

On peut alors évaluer le courant i_{ds} nécessaire pour créer le flux ϕ_r et le courant i_{qs} pour produire le couple C_e .

I.10.2. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

Le schéma bloc de régulation de la vitesse d'un système d'entraînement à commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique est le suivant :

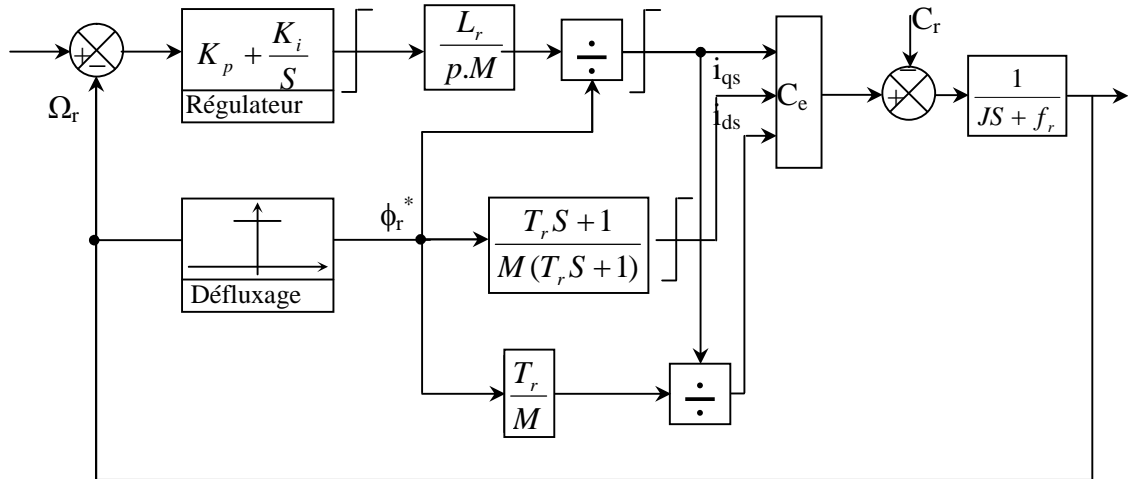


Figure (I.6) Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.

I.11. Simulations et interprétations .Modèle de la machine sans application de commande

A partir du modèle d'état (I.13) ,on effectue une simulation numérique ,les grandeur réelles sont déduits par application de la transformation inverse de park ,la machine est alimentée par un système de tensions tri phases équilibrées de valeur efficace de 220 (volt) ;le repère (d, q) est lié au champ tournant ,on contentera de présenter les courants statorique ,les flux rotorique dans le repéré (d, q) .

On effectue deux essais typiques :

- démarrage à vide de la machine asynchrone.
- démarrage à vide puis application d'une perturbation de charge nominale. la machine est couplée directement au réseau.

les résultats de simulation sont données aux figures (I.7) et (I.8) ,le démarrage sous pleine tension permet d'avoir un établissement à $(t_s = 0.23s)$,d'autre part ,on remarquera un fort appel des courants qui atteignent jusqu'à $(i_{s\alpha} = 30A)$.

l'introduction d'une charge provoque une diminution de la vitesse qui prend en régime établi la valeur (157 rd/s) , (correspond à une erreur statique de 7%) qui se traduit par un glissement supplémentaire de la machine ,quant au $(i_{s\alpha})$,il subit une variation remarquable .

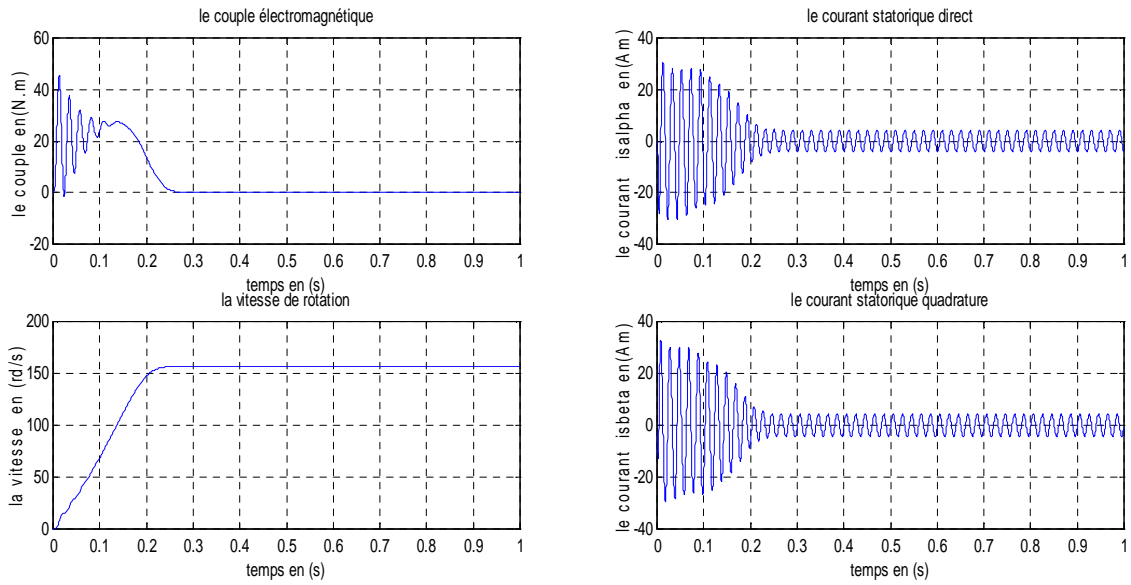


Figure (I.7.a): Réponse dynamique de la vitesse, le couple et les composantes des courants $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$

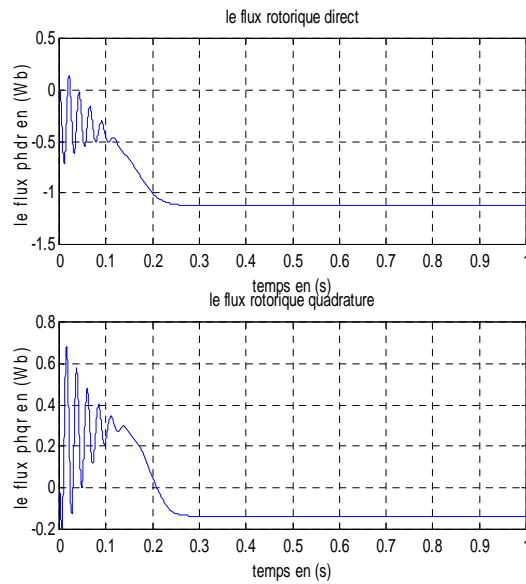


Figure (I.7.b) : Les composantes de flux rotorique (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}) .

Figure (I.7): Réponse de la machine sans application de la charge ($C_t=0$).

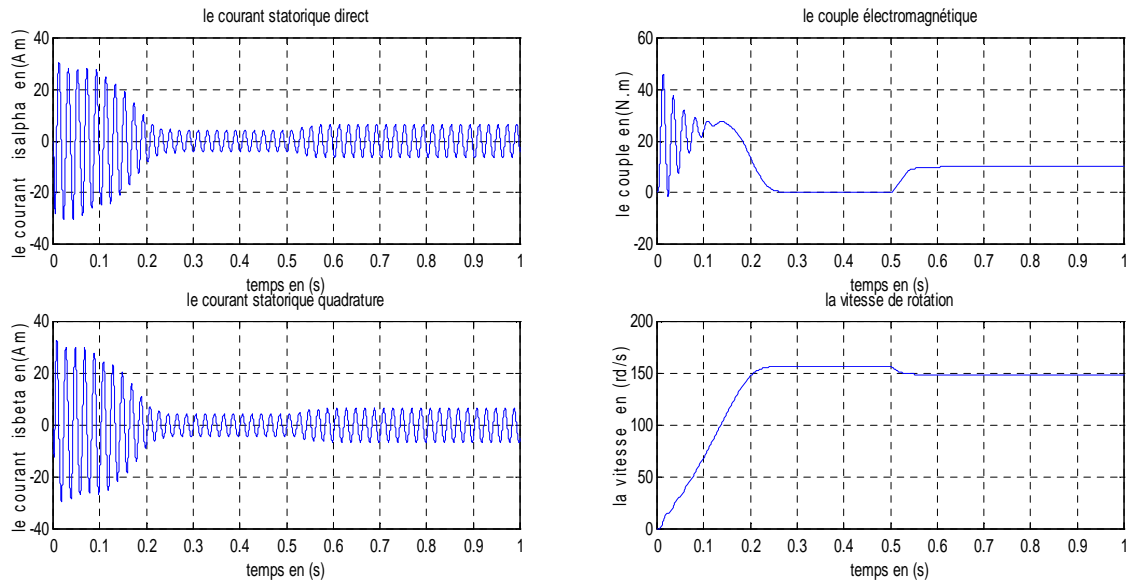


Figure (I.8.a) : Réponse dynamique de la vitesse, le couple et les composantes des courants $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$

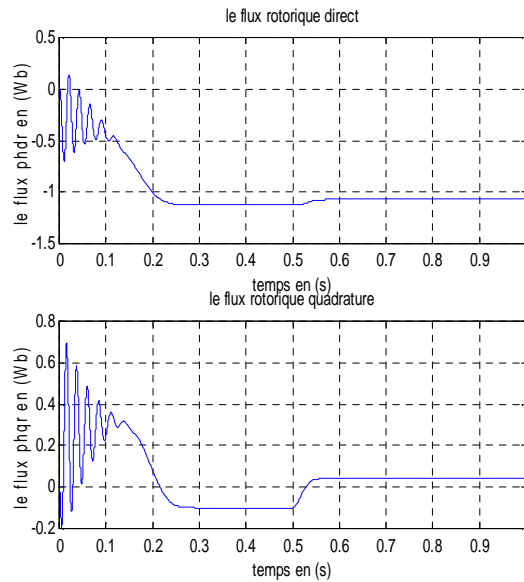


Figure (I.8.b): Les composantes de flux rotorique $(\phi_{dr}; \phi_{qr})$

Figure (I.8): réponse de la machine avec une application de la charge ($C_r=20N.m$)

I.12. Régulateur de vitesse

Pour cette commande il y a un seul régulateur PI classique utilisé dans la boucle de vitesse, la fonction transfert du régulateur PI classique est donnée par, [2] :

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{I.28}$$

La détermination des paramètres du régulateur PI classique est basée sur l'équation mécanique du moteur, en effet cette équation a la forme suivante dans le plan de la place.

$$C_e(s) - C_r(s) = (Js + f_r)\Omega(s). \tag{I.29}$$

Le bouclage de cette équation sur un PI classique afin de commander la vitesse donne l'équation en poursuite suivante ($C_r(s) = 0$).

$$\Omega(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\left(\frac{J}{k_i}\right) s^2 + \left(\frac{k_p + f_r}{k_i}\right) s + 1} \Omega_{ref}(s) \quad (I.30)$$

En identifiant l'équation caractéristique de l'expression (I.21) à la forme canonique

$$\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right) s^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_n}\right) s + 1 \quad (I.31)$$

Nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{k_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{k_p + f_r}{k_i} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{cases} \quad (I.32)$$

Pour un coefficient d'amortissement ($\zeta = 1$)

En utilisant la méthode de placement de pôles, les valeurs des paramètres du régulateur PI sont les suivantes $k_i = 0.8; k_p = 3.1$;

Le réglage PI présente un dépassement par rapport à la grandeur de consigne, du au changement brutal de cette dernière, le dépassement peut être amorti, soit en diminuant la rapidité de réglage et on perd la robustesse vis-à-vis la perturbation, [20].

I.13. Résultats de simulations. Modèle de machine avec application de commande

Afin d'illustrer les performances statique et dynamique de commande la vectorielle avec un régulateur PI, on a simulé les régimes transitoires suivants : démarrage à vide avec une vitesse de consigne de 100 rd/s , en appliquant en suite un couple de charge 10 N.m à $t=0.5 \text{ s}$.

I.13.1. Démarrage à vide

La figure (I.9) montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide, suivi d'une application de charge nominale à $t=0.5\text{s}$, cette figure représente les réponses des composantes du flux, du courant, du couple et de la vitesse, on peut noter les remarques suivantes.

- la figure (I.9.a) montre les performances de régulation, on note une nette amélioration en régime dynamique, en effet la vitesse est obtenue avec un dépassement (0.5%) au bout d'un temps de ($t = 0.072$).

- la composante directe de flux rotorique marque un pic de $(\phi_{dr} = 2.12wb)$ puis se stabilise à sa valeur de référence $(1wb)$, tandis que la composante en quadrature fait un dépassement de $(\phi_{qr} = 0.9wb)$ puis s'annule pratiquement en régime établi ce qui montre bien l'orientation du flux rotorique .
- la composante directe de courant statorique marque un pic de $(i_{s\alpha} = 38A)$ puis se stabilise à sa valeur $(i_{s\alpha} = 5A)$, tandis que la composante en quadrature fait un dépassement de $(i_{s\beta} = 30A)$ puis se stabilise à sa valeur $(i_{s\beta} = 5A)$ pratiquement en régime établi .
- l'introduction d'un couple de charge $(C_r = 10N.m)$ provoque une diminution de la vitesse qui prend en régime établi la valeur $(\Omega = 99rd/s)$ (correspond à une erreur statique de 1%).

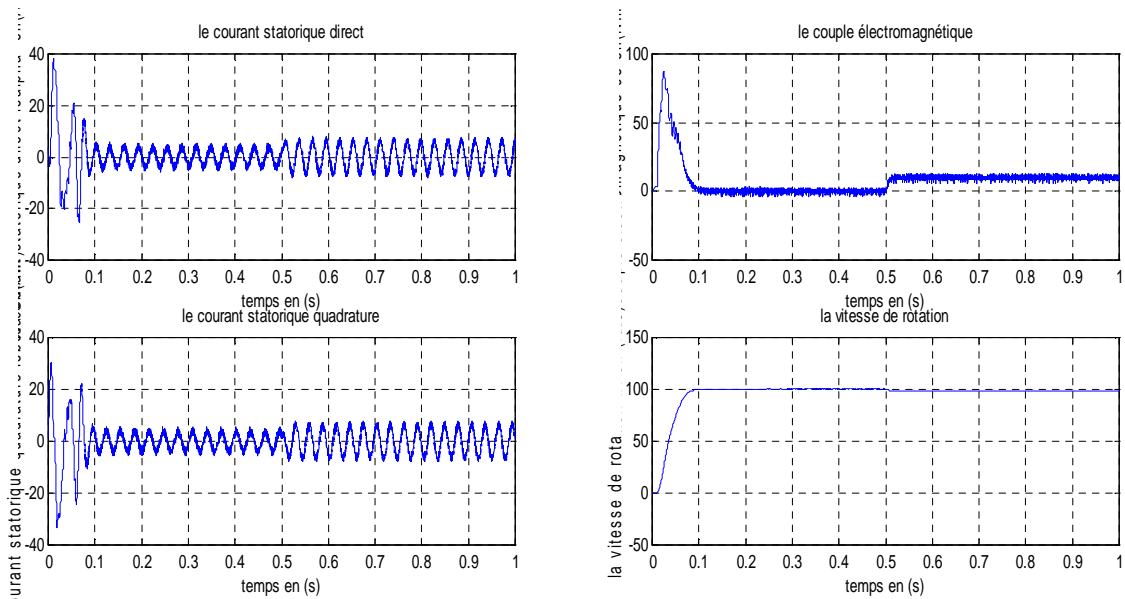


Figure (I.9.a) : Réponse dynamique de la vitesse, le couple et les composantes des courants $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$

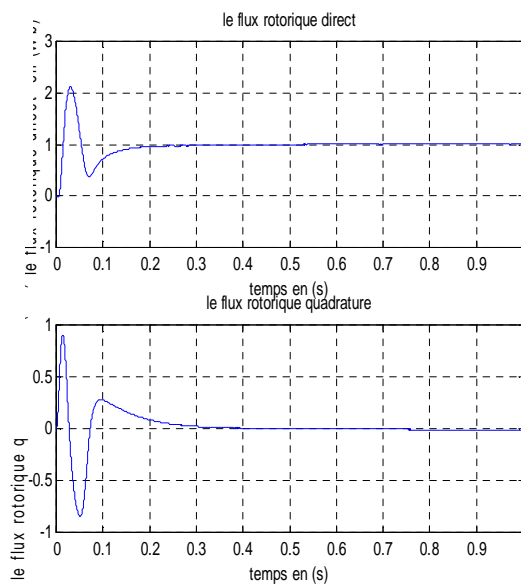


Figure (I.9.b): Les composantes de flux rotorique $(\phi_{dr}; \phi_{qr})$.

Figure (I.9): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande PI lors d'introduction d'un couple de charge de $(C_r = 10N.m)$ à l'instant $t=0.5$.

I.13.2. Inversion du sens de rotation

Afin de tester la robustesse de commande vectorielle de la machine asynchrone, vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse $(100rd/s)$ à $(-100rd/s)$. on constate d'après la figure (I.10) que le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent le découplage persiste toujours, ce

que montre la robustesse de la commande vectorielle de la machine asynchrone face à des larges variations de la vitesse .

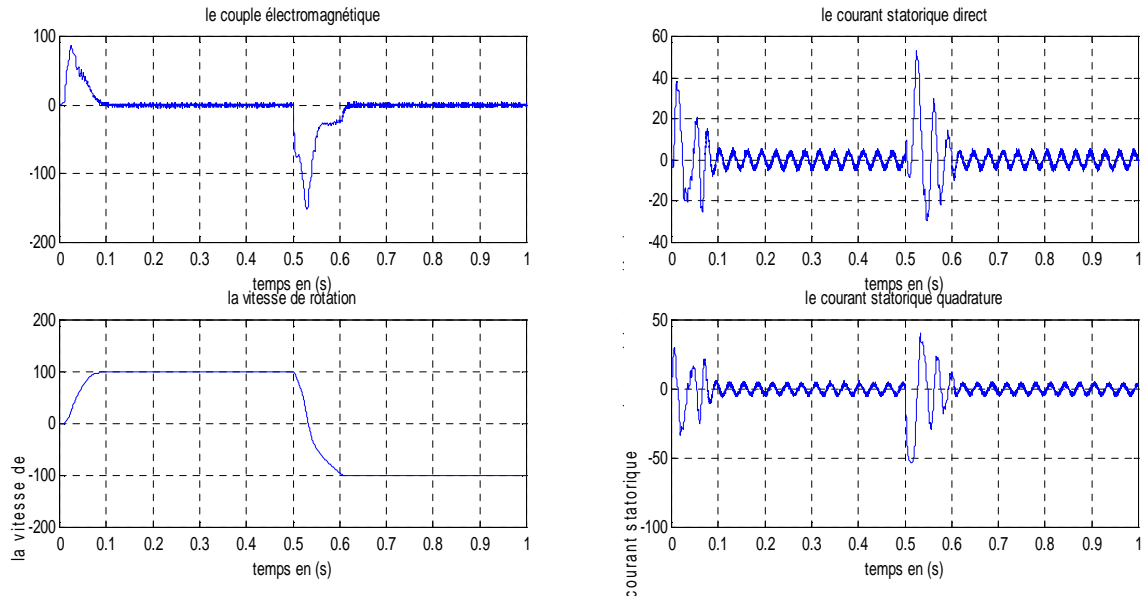


Figure (I.10.a) : Réponse dynamique de la vitesse, du couple et les composantes des courants $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$

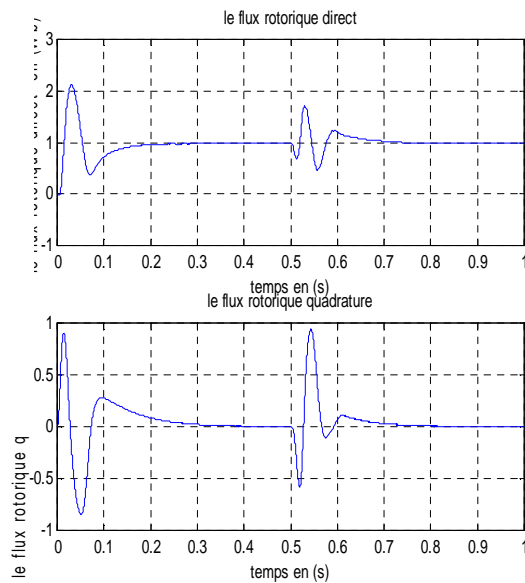


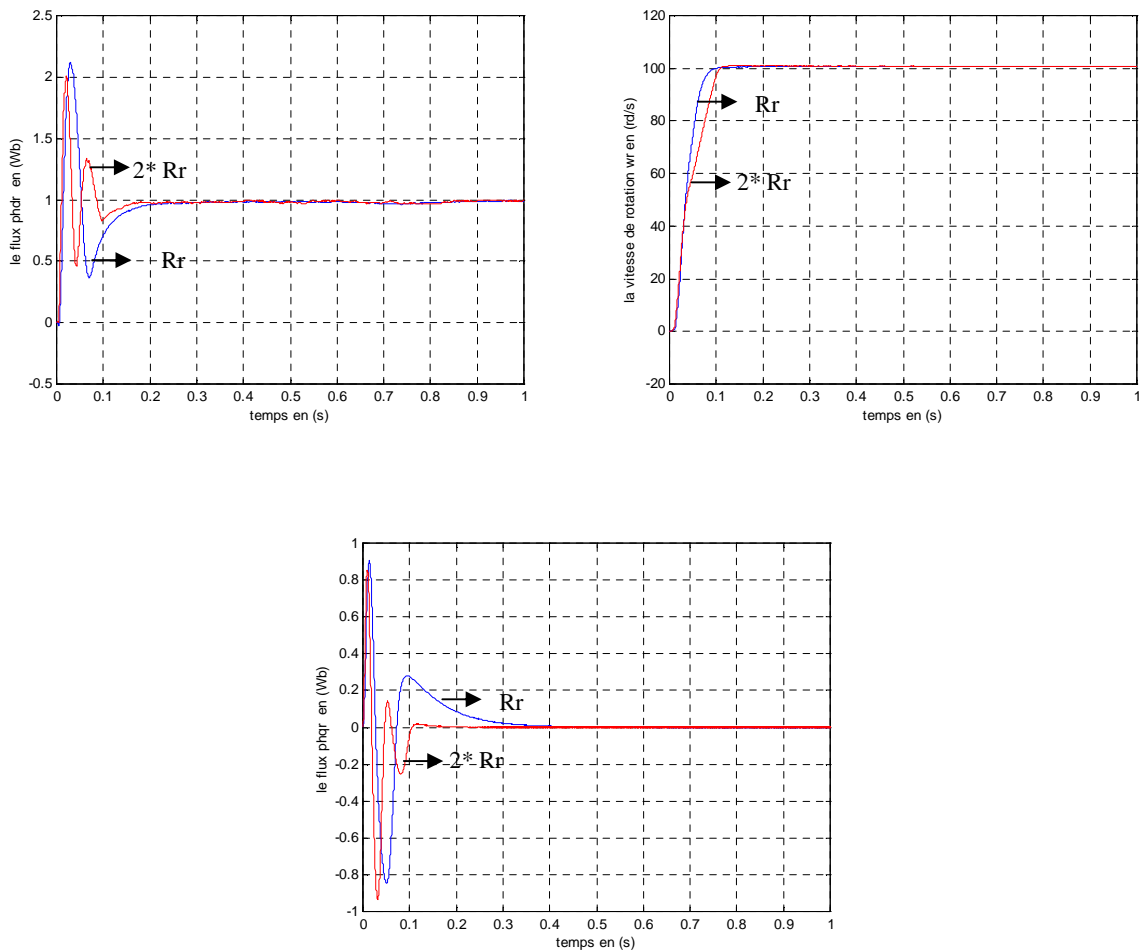
Figure (I.10.b) : Les composantes de flux rotorique $(\phi_{dr}; \phi_{qr})$.

Figure (I.10) : Inversion de sens de rotation de la machine.

I.13.3. Robustesse vis-à-vis la variation paramétrique

Dans cette partie ,nous étudions la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis la variation des paramètres électriques du moteur ,l'analyse de la robustesse de commande est explorée vis-à-vis de la variation de résistance R_r et de l'inductance L_r du moteur ,selon les tests de robustesse présentés par la figure (I.11).

On constate d'après les résultats présentés par la figure (I.11), la sensibilité de la commande vectorielle face à la déviation de paramètre rotorique R_r, L_r du moteur.



La courbe Rouge pour une valeur ($R_r = 2 * R_r$). La courbe bleue pour une valeur ($R_r = R_r$).

Figure (I.11.a) : Réponse dynamique de la vitesse, du couple et les composantes des flux ($\varphi_{dr}; \varphi_{qr}$) lors de variation du paramètre (R_r) .

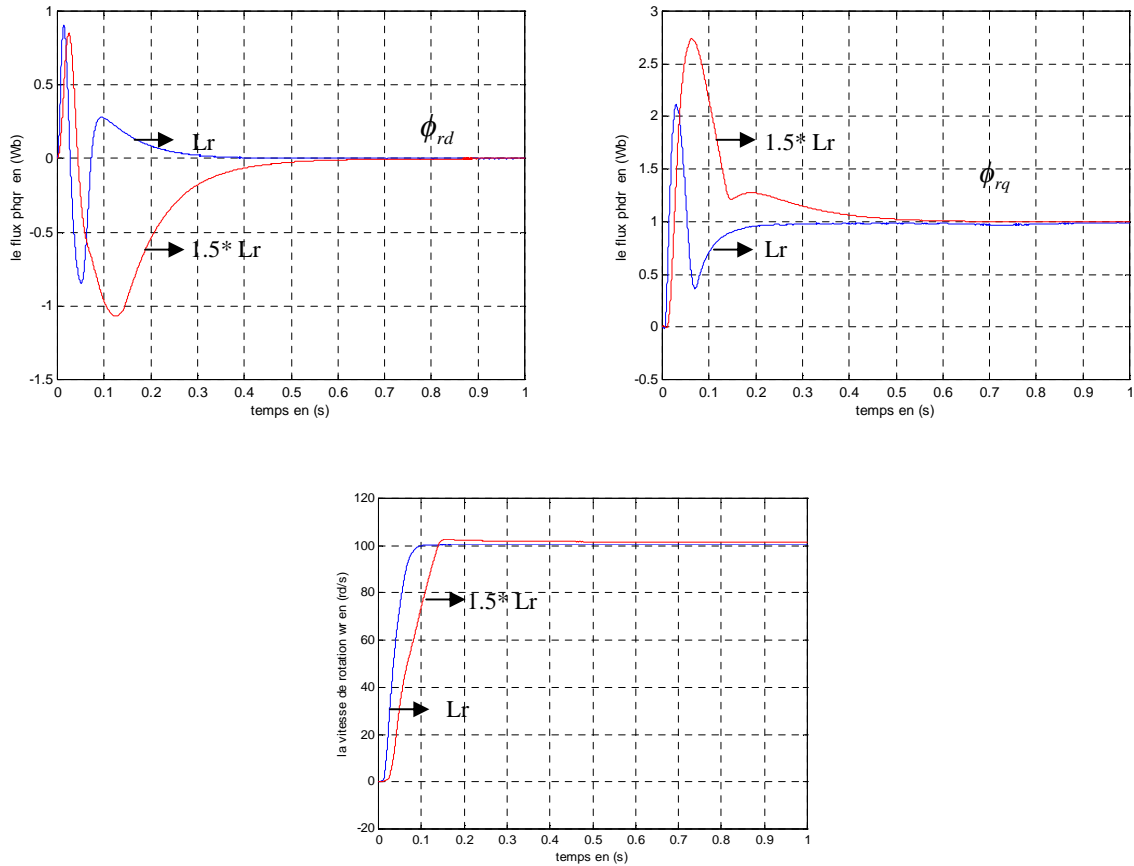


Figure (I.11.b) : Réponse dynamique de la vitesse, le couple et les composantes des flux ($\phi_{dr}; \phi_{qr}$) lors de variation de se paramètre (L_r) .

La courbe Rouge pour une valeur ($L_r = 1.5 * L_r$) .

La courbe bleue pour une valeur ($L_r = L_r$) .

Figure (I.11). : Test de robustesse de la machine avec application de la commande PI classique.

I.14.Conclusion

Le contrôle indirect du flux reste très sensible à la variation des paramètres de la machine en cours de fonctionnement ; par contre, cette méthode est plus facile à implanter et présente de meilleures performances.

Dans le chapitre suivant, on va décrire en premier lieu la commande par la logique floue et son application au réglage de vitesse d'une machine asynchrone.

CHAPITRE 2

COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE À FLUX ORIENTÉ.

II.1.Introduction

La commande floue a pour but de gérer automatiquement un processus en fonction d'une consigne ,par action sur des variables de commande ,elle possède des caractéristiques et des avantages intrinsèques qui sont :

- Le non nécessite d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus [21].
- L'utilisation de connaissance [22].
- La simplicité de définition et de conception [23].
- La robustesse de la commande et la possibilité de commande non linéaire [24].
- La réduction du temps de développement et de maintenance [24].

Les bases de la théorie de la logique floue ont été formulées par le professeur L .A.ZADEH en 1965[25],c'est en 1974 que le professeur MAMDANI ,en définissant la structure de base des régulateurs flous et les principes de la commande floue ,propose la première application industrielle ,la commande floue d'un générateur de vapeur [23].

En 1985 la logique floue s'est implantée réellement dans le milieu industriel en montrant toute son efficacité, [23], [26].

Application floue est sans doute le contrôleur du métro de sandai au japon réalisé par la société HITACH en 1988. la problématique correspond à l'utilisation de la logique floue dans la commande des systèmes ;la question fondamentale est de savoir quand utiliser la commande floue à la place des techniques de commande classique,si pour des cas analogues les stratégies classique n'ont pas donné des résultats satisfaisants , ou si aucune solution n'a encore été trouvée l'approche floue peut être envisagée .

actuellement ,il n'existe pas de procédure systématique disponible permettant de savoir quel type de commande floue à utiliser suivant les caractéristiques d'un système (PI et PID et P floue) [13] . Dans ce chapitre ,on présente de base de la théorie de la logique floue ,puis la principe de la conception d'un régulateur PI flou ,ainsi que son application pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone ,on présente aussi les résultats de simulation numérique concernant les régimes ;démarrage à vide ,introduction d'un couple de charge et inversion de la vitesse de rotation ,les testes de robustesse .

Finalemnt, on propose un régulateur PI flou à gain flou adapté (adaptation de gain de sortie) ; puis on présente les résultats de simulation.

II. 2. Principe de la logique floue

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système, [58].

Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on ne retiendra que les éléments indispensables à la compréhension du principe du réglage par logique floue.

II. 2. 1. Variables linguistiques

La notion essentielle de variable linguistique a été introduite par Zadeh, [61], elle suggère d'emblée que les valeurs de cette variable ne sont pas numériques, mais plutôt symboliques, en termes de mots ou d'expressions du langage naturel.

Généralement une variable floue est un triplet (u, U, T_u) pour le quel u représente la variable définie sur un ensemble de référence U . L'ensemble $T_u = \{A_1, A_2, \dots\}$ fini ou infini, contient des sous ensembles flous dans un univers de discours normalisé U utilisables pour caractériser u ,[62].

Exemple, [59] :

u : Désigne la taille d'un être humain, l'univers des tailles en centimètres est :

$$U = \{80 \ 90 \ 100 \ 110 \ 120 \ 130 \ 140 \ 150 \ 160 \ 170 \ 180 \ 191 \ 200 \ 205\}$$

L'ensemble T_u est constitué par cinq ensembles flous :

$$T_u = \{\text{très petit} \quad \text{petit} \quad \text{moyen} \quad \text{grand} \quad \text{très grand}\}$$

L'ensemble T_u peut être écrit comme suit :

$$T_u = \{TP \quad P \quad M \quad G \quad TG\}$$

Avec :

$$TP = \{80 \ 90 \ 100\}, \quad P = \{110 \ 120 \ 130\}, \quad M = \{140 \ 150 \ 160\}$$

$$G = \{170 \ 180 \ 191\}, \quad TG = \{200 \ 205\}$$

II. 2. 2. Les ensembles flous et les Fonctions d'appartenance

Un ensemble flou est une classe d'objets dans laquelle la transition de l'appartenance aux non appartenances est graduelle au lieu d'être brusque, [61]. Une définition plus mathématique peut être établie comme suit :

Si U est une collection d'objets ou de valeurs notés par " u ", alors un ensemble flou A dans U est défini par l'ensemble des paires ordonnées :

$$A = \{(u, \mu_A(u)) \mid u \in U\} \quad (\text{II.1})$$

Où $\mu_A(u)$ est une fonction qui prend des valeurs comprises entre 0 et 1 et est appelée fonction d'appartenance. Elle caractérise l'ensemble flou A et fournit une mesure du degré d'appartenance d'un objet u de U dans l'ensemble flou A . Elle peut être notée comme suit :

$$\mu_A : U \rightarrow [0, 1]$$

$$u \rightarrow \mu_A(u)$$

U Peut contenir des valeurs continues ou discrètes.

Généralement, A s'écrit sous la forme :

$$A = \int \mu_A(u) / u \quad \text{Si } U \text{ est continu} \quad (\text{II.2})$$

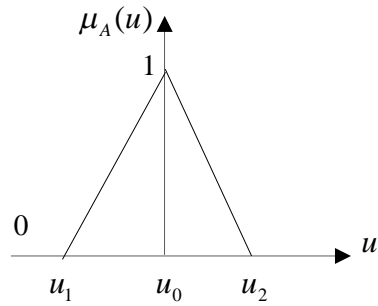
$$A = \sum_{u_i \in U} \mu_A(u_i) / u_i \quad \text{Si } U \text{ est discret} \quad (\text{II.3})$$

Dans ces équations les signes d'intégral et de sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points $u \in U$ avec leur fonction d'appartenance $\mu_A(u)$.

Il existe différentes formes de fonctions d'appartenances dont on peut signaler quelques unes : Les formes trapézoïdales et triangulaires sont les plus utilisées, [63],[64]

- **Triangulaire :**

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u_1 - u}{u_1 - u_0} & \text{si } u \in [u_1, u_0] \\ \frac{u - u_2}{u_0 - u_2} & \text{si } u \in [u_0, u_2] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$



- **Trapèze :**

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u - u_1}{u_2 - u_1} & \text{si } u \in [u_1, u_2] \\ 1 & \text{si } u \in [u_2, u_3] \\ \frac{u - u_4}{u_3 - u_4} & \text{si } u \in [u_3, u_4] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

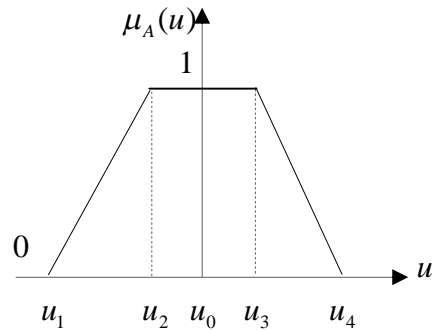


Figure (II.1) : les différentes fonctionnes d'appartenances

Exemple [64]:

$$\mu_{jeune} : [0,100] \rightarrow [0,1]$$

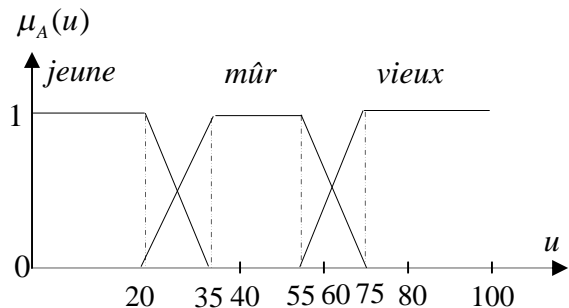
$$\mu_{m\hat{u}r} : [0,100] \rightarrow [0,1]$$

$$u \rightarrow \begin{cases} \mu_{jeune}(u) = 1 & \text{si } u \leq 20 \\ \mu_{jeune}(u) = \frac{35 - u}{15} & \text{si } 20 < u < 35 \\ \mu_{jeune}(u) = 0 & \text{si } u \geq 35 \end{cases}$$

$$u \rightarrow \begin{cases} \mu_{m\hat{u}r}(u) = 0 & \text{si } u \leq 20 \text{ ou } u \geq 75 \\ \mu_{m\hat{u}r}(u) = \frac{u - 20}{15} & \text{si } 20 < u < 35 \\ \mu_{m\hat{u}r}(u) = 1 & \text{si } 35 \leq u \leq 55 \\ \mu_{m\hat{u}r}(u) = \frac{75 - u}{15} & \text{si } 55 < u < 75 \end{cases}$$

$$\mu_{vieux} : [0,100] \rightarrow [0,1]$$

$$u \rightarrow \begin{cases} \mu_{vieux}(u) = 0 & \text{si } u \leq 55 \\ \mu_{vieux}(u) = \frac{u - 55}{20} & \text{si } 55 < u < 75 \\ \mu_{vieux}(u) = 1 & \text{si } u \geq 75 \end{cases}$$



II.2.3. Propriétés des ensembles flous

- Support

On appelle "support" d'un ensemble flou A dans U l'ensemble ordinaire de point u dans U tel que $\mu_A(u) > 0$. Il est noté par $S(A)$, et défini par, [65]:

$$S(A) = \{u \in U / \mu_A(u) > 0\} \quad (\text{II.4})$$

L'ensemble flou dont le support est un ensemble singleton est appelé « singleton flou ».

- Hauteur :

La "hauteur" d'un ensemble flou A est la plus grande valeur du degré d'appartenance $\mu_A(u)$. Elle est notée par $hgt(A)$ et définie par [65]:

$$hgt(A) = \max_{u \in U} \mu_A(u) \quad (\text{II.5})$$

Un ensemble flou A est appelé normal si $hgt(A) = 1$, et sous normal si $hgt(A) < 1$.

- Noyau

Le noyau d'un ensemble flou A , noté $C(A)$ est l'ensemble ordinaire qui contient tous les éléments totalement possibles u dans U de A . Il est noté par $C(A)$ et défini comme suit [65]:

$$C(A) = \{u \in U / \mu_A(u) = 1\} \quad (\text{II.6})$$

S'il y a un seul point avec un degré d'appartenance égale à 1, alors ce point est appelé la valeur modale de A .

II.2.4. Opérateurs en logique floue

Il s'agit de la généralisation des opérateurs négation, intersection et union de la théorie des ensembles ordinaires, voir figure II.3.

- L'opérateur NON

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

- L'opérateur ET

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

- L'opérateur OU

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

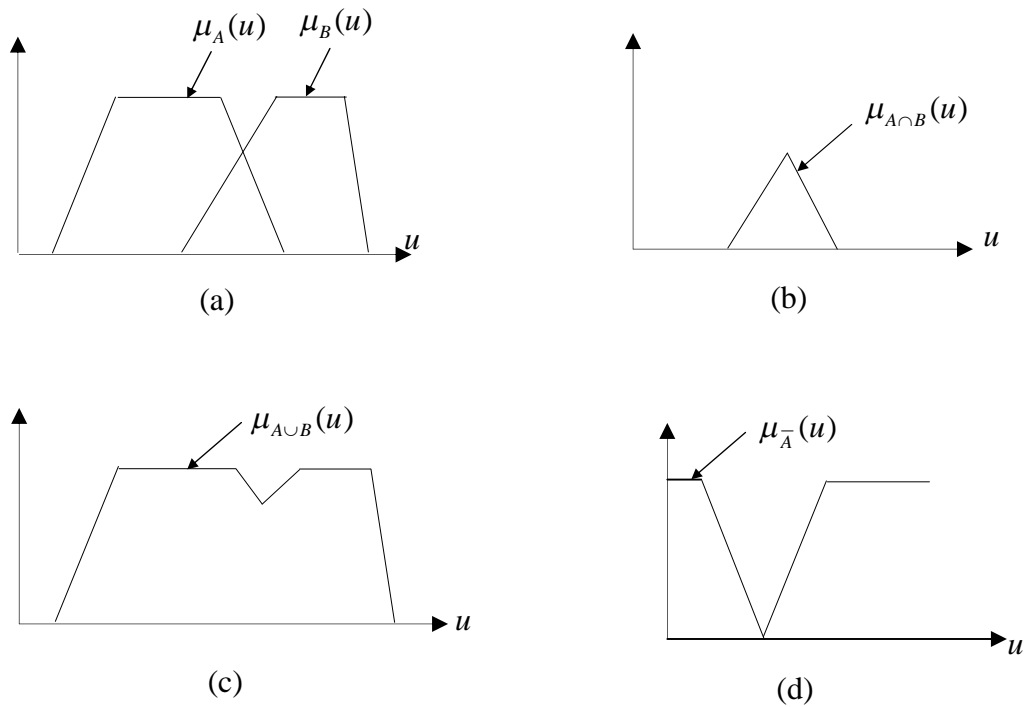


Figure (II.2): Opérateurs logiques: (a) A et B; (b) $A \cap B$; (c) $A \cup B$; (d) \bar{A}

II. 2 .5. Règles d'inférence

On appelle règles d'inférence l'ensemble des différentes règles reliant les variables linguistiques d'entrée d'un système aux variables linguistiques de sorties par des opérateurs flous [56,63].

Les règles floues sont élaborées à partir de la base de connaissance du concepteur, la structure de ces règles est en générale du type :

Si	"antécédent 1"	ET/OU		
	"Antécédent 2"	ET/OU		
	"Antécédent n"		Alors	"conséquence 1"
				"Conséquence 2"
				"Conséquence n"

- Les antécédents sont les "conditions " alors que les conséquences correspondent aux "actions".

- Les antécédents correspondent aux entrées floues (degrés d'appartenances) déterminés lors de la fuzzification.

Exemple :

Si la température est "élevée" **ET** la pression est "grande" **Alors** la vitesse de ventilateur sera "grande".

II. 3. Structure d'un régulateur flou

Après avoir présenter les concepts de la base les plus utilisés en logique floue, nous examinons la structure d'un régulateur flou. La structure conventionnelle d'une commande floue est présente sur la figure (II.3) Elle est composée de quatre blocs distincts dont les définitions sont données ci dessous.

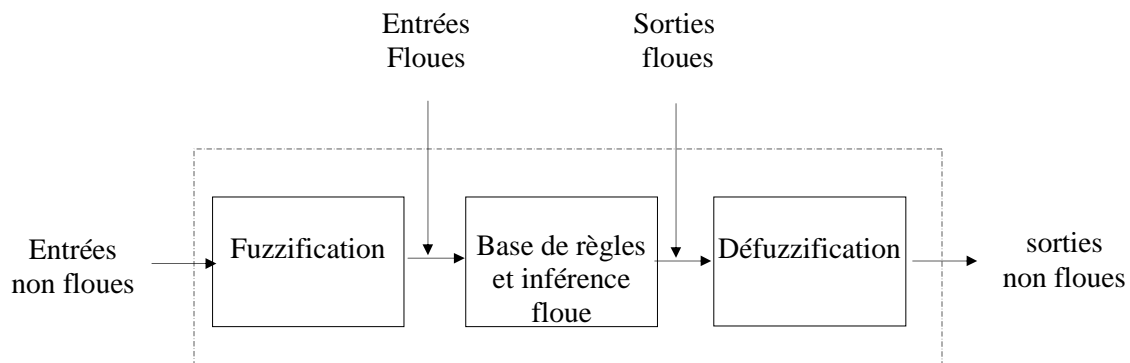


Figure (II .3): Schéma de principe d'un régulateur à logique floue

II. 3 .1. Fuzzification

L'objet de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour différentes variables d'entrée [56]. Un degré de compatibilité est obtenu par superposition des variables numériques d'entrées est des variables linguistique.

II. 3. 2. Base de règles

La base de règles caractérise les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes, [58], [60]

II. 3. 3. Inférences floues

La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie [57,61].

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons :

- Linguistiquement

On écrit les règles de façon explicite.

- Symboliquement

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

- Par matrice d'inférence

Elle rassemble toutes les règles d'inférence sous forme de tableau, il y a donc autant de cases que des règles.

Exemple [66]:

-Sous forme linguistique :

Si (la température est élevée **ET** la vitesse est faible) **Alors** la tension est grande positive
OU

Si (la température est moyenne **ET** la vitesse est faible) **Alors** la tension est positive.

-Sous forme de tableau:

$v \backslash t^\circ$	F	M	E
F	Z	P	GP
E	Z	Z	P

Sous forme symbolique :

Si t° est F **ET** v est F **Alors** $V=Z$, **Ou**

Si t° est M **ET** v est F **Alors** $V=P$, **Ou**

Si t° est E **ET** v est F **Alors** $V=GP$, **Ou**

Si t° est F **ET** v est E **Alors** $V=Z$, **Ou**

Si t° est M **ET** v est E **Alors** $V=Z$, **Ou**

Si t° est E **Et** v est E **Alors** $V=P$.

Avec:

t° : Température, v : vitesse, V : tension

E: élevée, M: moyenne, F: faible.

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférences à savoir:

- Méthode d'inférence Max-Min (Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-produit (Larsen).
- Méthode d'inférence somme- produit (Sugeno).

Le choix de la méthode dépend de l'utilisateur et du cas à traiter. Dans notre cas on a adopté pour la méthode d'inférence max_min (méthode de Mamdani) [62].

Exemple [17]:

Règle 1 (R_1): **Si** t° est E **ET** v est F **Alors** V est PG

Règle 2 (R_2): **Si** t° est M **ET** v est F **Alors** V est P

La variable t° est élevée avec un degré d'appartenance de 0.7 et moyenne avec un degré d'appartenance de 0.2. La vitesse v est faible avec un degré d'appartenance de 1.

L'application de la première règle d'inférence donne un degré d'appartenance à la condition de 0.7 (minimum dû à l'opérateur ET entre les deux degrés d'appartenance). On obtient ainsi une "fonction d'appartenance partielle". De manière similaire, la seconde règle donne lieu à une fonction d'appartenance écrêtée à 0.2.

La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par la disjonction, voir figure (II.4)

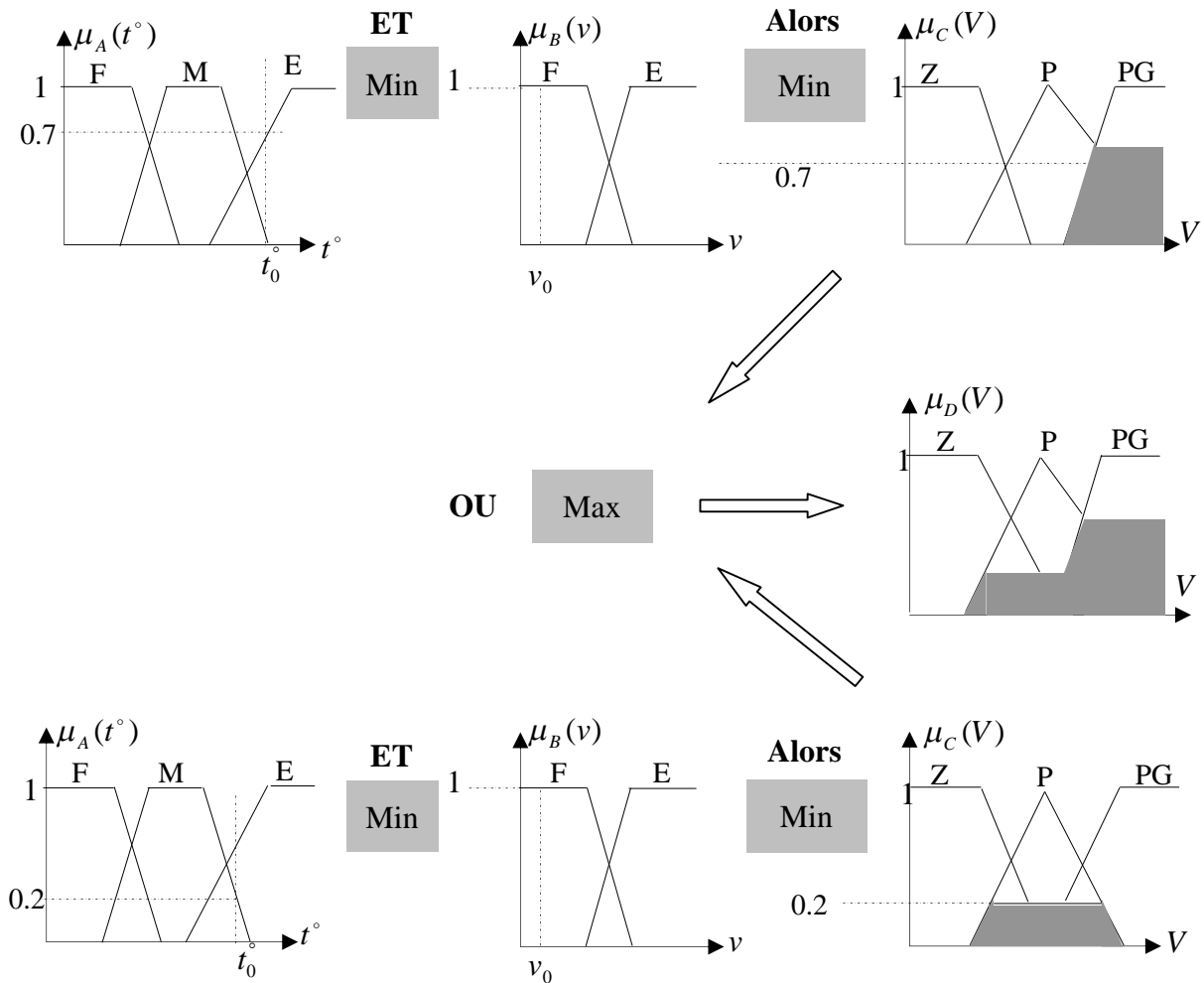


Figure (II.4): Exemple d'inférence Max-Min

II.4. Mécanisme d'inférence

les mécanisme d'inférence employés dans un contrôleur flou sont généralement plus simples que aux utilisés dans les système experts ;parce que dans un contrôleur flou la conséquence d'une règle n'est pas appliquée à l'antécédent d'une autre [23],[25] .

Considérons un ensemble de une règles définies par :

Règle x_1 est A1 et x_2 est B1 alors x_r est C1.

les entrées sont mesures par des capteurs ,elles sont réelles et il est nécessaire de les convertir en ensembles flous ,en général ;une valeur réelle est considérée comme un singleton flou et (μ_{ci}) le facteur d'appartenance de la condition de règle peuvent être Exprimés par.

$$\mu_{ci} = \mu(x_1) \wedge \mu(x_2) \tag{II.7}$$

$\mu(x_1)$ et $\mu(x_2)$ sont les facteurs d'appartenance de deux variables linguistiques x_1 et x_2 . Par rapport à la condition de la règle (R_i).

(\wedge): Opérateur défini selon le type de contrôleur.

Les relations jouent un rôle important dans les différents types de contrôleur flou.

II.4.1. Contrôleur de type Mamdani

Dans ce mode de raisonnement, la $i^{\text{ème}}$ règle aboutit à la décision de contrôle

$$\mu_{R_i} = \mu_{RM}(\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_r)) = \min(\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_r)) \quad (\text{II.8})$$

Où :

$$\mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu(x_1), \mu(x_2)) = \min(\mu(x_1), \mu(x_2)) \quad (\text{II.9})$$

Et le résultat des deux règles est construit comme suit :

$$\mu_{res}(x_r) = \max(\mu_{R_1}(x_r), \mu_{R_2}(x_r)) \quad (\text{II.10})$$

($\mu_{oi}(x_r)$) : est la fonction d'appartenance de la décision qui correspond à la $i^{\text{ème}}$ règle (R_i).

Cette méthode est dite aussi ; méthode d'inférence max-min.

II.4.2. Contrôleur de type Larsen

Cette méthode est basée sur la utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la $i^{\text{ème}}$

Règle donne la décision :

$$\mu_{R_i} = \mu_{ci} \mu_{oi}(x_r) \quad (\text{II.11})$$

$$\mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu(x_1), \mu(x_2)) = \min(\mu(x_1), \mu(x_2)) \quad (\text{II.12})$$

Par conséquence, la fonction d'appartenance résultante de l'exemple précédent est donnée par :

$$\mu_{res}(x_r) = \max(\mu_{R_1}(x_r), \mu_{R_2}(x_r)) \quad (\text{II.13})$$

Cette méthode est dite aussi : méthode d'inférence max-produit

II.4.3. Contrôleur de type Zadeh

Dite aussi méthode d'inférence somme-produit.

$$\mu_{R_i} = \mu_{ci} \mu_{oi}(x_r) \quad (\text{II.14})$$

$$\mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu(x_1), \mu(x_2)) = \mu(x_1) \mu(x_2) \quad (\text{II.15})$$

$$\mu_{res}(x_r) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (\mu_{R_i}(x_r)) \quad (\text{II.16})$$

m : Nombre de règle.

le choix d'une telle ou telle méthode dépend de l'utilisateur et du cas à traiter ,dans notre cas ,on adopte la méthode d'inférence somme-produit .

II. 5. Défuzzification

Cette étape consiste à transformer la valeur linguistique issue de régulateur flou en valeur numérique. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature, telles que la méthode du maximum et la méthode du centre gravité [58,62].

Dans, [23] une analyse détaillée de plusieurs stratégies de défuzzification est présentée, la méthode du centre de gravité donne des résultats intéressants. Cependant, la méthode de la moyenne des maxima fournit une performance transitoire meilleure, alors que celle du centre de gravité produit une meilleure performance en régime permanent.

Quand la méthode de la moyenne des maxima est utilisée, la performance du contrôleur flou est similaire à celle d'un système à relais à plusieurs niveaux. Mais la méthode du centre de gravité donne des résultats similaires à ceux d'un PI (correcteur proportionnel intégral) conventionnel. Donc le contrôleur flou utilisant la méthode du centre de gravité fournit généralement une erreur plus faible qu'avec la méthode de la moyenne des maxima.

II. 5. 1. Méthode du centre de gravité

La stratégie de cette méthode consiste à traiter graphiquement les aires associées aux fonctions d'appartenances des termes linguistiques qui forment la fonction d'appartenance résultante $\mu_{RES}(x_R)$. Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse x_{GR} qui est déterminée à l'aide de la relation suivante :

$$x_{GR} = \frac{\int x_R \cdot \mu_{RES}(x_R) dx_R}{\int \mu_{RES}(x_R) dx_R} \quad (II.17)$$

La détermination de x_{GR} nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel [56,23].

II.6. Les étapes de conception d'un système flou

II. 6. 1. Définition des variables du système

La première étape dans la conception d'un système flou est la définition du système en termes de ses variables d'entrées et de sorties.

II. 6. 2. Choix de la partition floue

Les variables du système sont connues, on associe à chacune d'entre elles un ensemble de termes caractérisés par des fonctions d'appartenances définies sur le même univers de discours. Le choix de la partition floue consiste à déterminer le nombre de termes qui doit exister dans cet ensemble [23,59].

II.6.3. Choix des fonctions d'appartenances

Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont les plus utilisées et elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [58,63].

II. 7. Architecture d'une commande floue

On parle de la commande floue lorsque la partie d'un automatisme est réalisée en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir : gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramené à un système asservi, voir figure II.5.

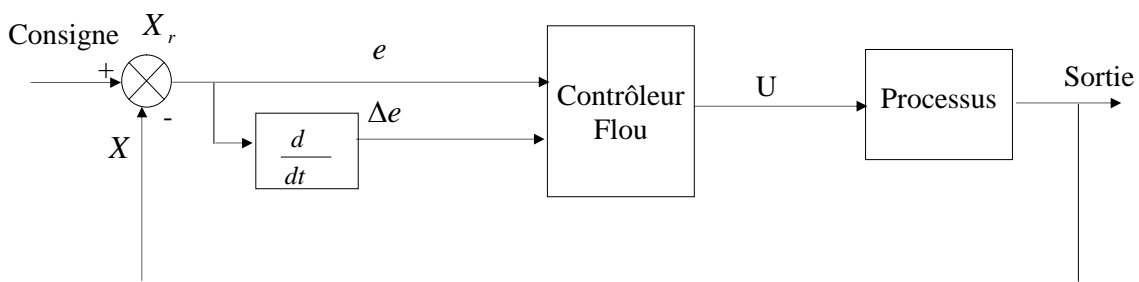


Figure (II.5): Architecture d'une commande floue

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées e et Δe et l'inférence des règles floues. En général, (e) représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne

$$e(k) = X_r(k) - X(k) \quad (\text{II.18})$$

(Δe) Est la variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne.

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (\text{II.19})$$

II.8. Application de la logique floue à la MAS

II.8.1.Stratège de fuzzification

La fuzzification est liée au caractère vague et à l'imprécision dans un langage naturel, c'est une évaluation subjective qui transforme une mesure en une évaluation d'une valeur subjective et donc elle peut être définie comme cartographie d'un espace d'entrée observé

vers des ensembles flous en certains univers de discours d'entrée, la fuzzification joue un rôle important en relation avec l'information incertaine qui peut être objective ou subjective. Dans les applications de commande floue, les données observées sont habituellement physiques (réelles numériques), or, le traitement de données dans un contrôleur flou est basé sur la théorie des ensembles flous, ceci nécessite donc une fuzzification. Les grandeurs physiques sont souvent normalisées entre -1 et 1 par un facteur d'échelle qui doit être choisi sur la base de l'étude du système de sorte que, lors de petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour les grandeurs normalisées ne doit pas dépasser, dans ce cas. A titre d'exemple, prenons comme entrées du contrôleur l'erreur de la vitesse de rotation d'une machine asynchrone ($e = \Omega_{ref} - \Omega_r$) et sa variation (Δe), et comme sortie la variation du couple électromagnétique de référence (ΔC_{ref}), [28].

La figure (II. 6) montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées (e), (Δe), et (ΔC_{ref}).

Respectivement ;

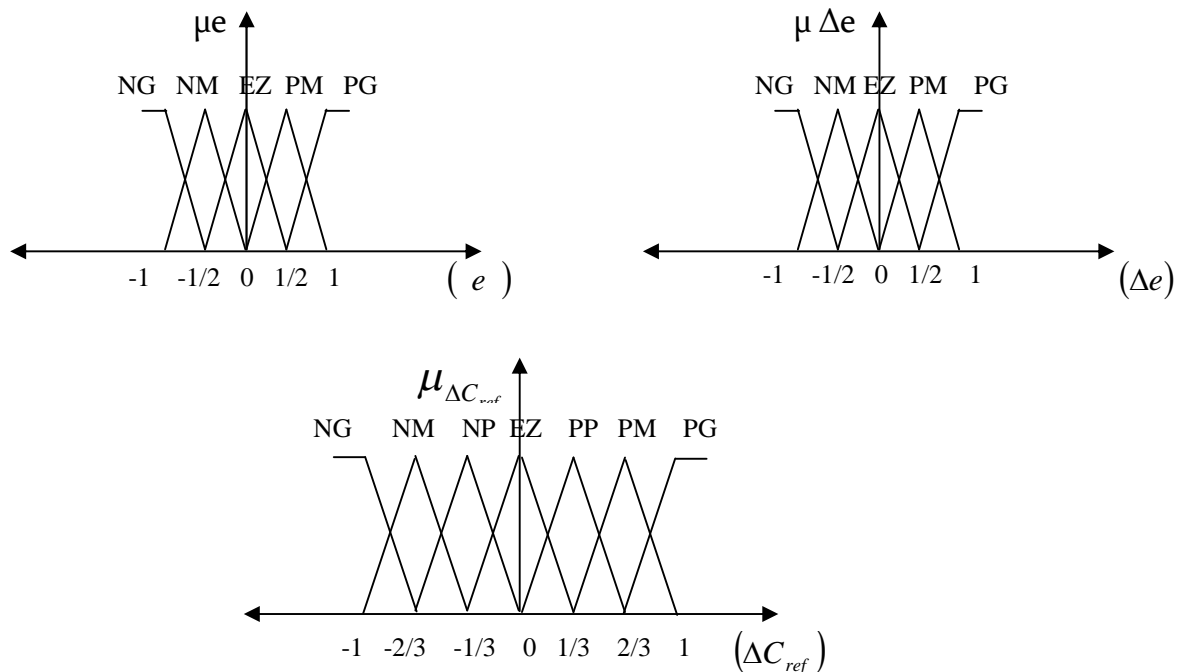


Figure (II.6) les fonctions d'appartenance de notre contrôleur flou.

Les classes sont notées comme suit :

- | | | |
|---------------------|-------------------|---------------------|
| PP : positif petit. | EZ : égal à zéro. | NP : négatif petit |
| PM : positif moyen. | | NM : négatif moyen. |
| PG : positif grand. | | NG : négatif grand. |

II.8.2. Schéma de commande de la MAS

Ce schéma (II.7) général pour la commande de moteur asynchrone peut aussi bien s'appliquer dans le cas de la régulation classique, que dans le cas de la commande par logique floue et la même chose pour le cas de la commande par logique floue à gain flou adapté.

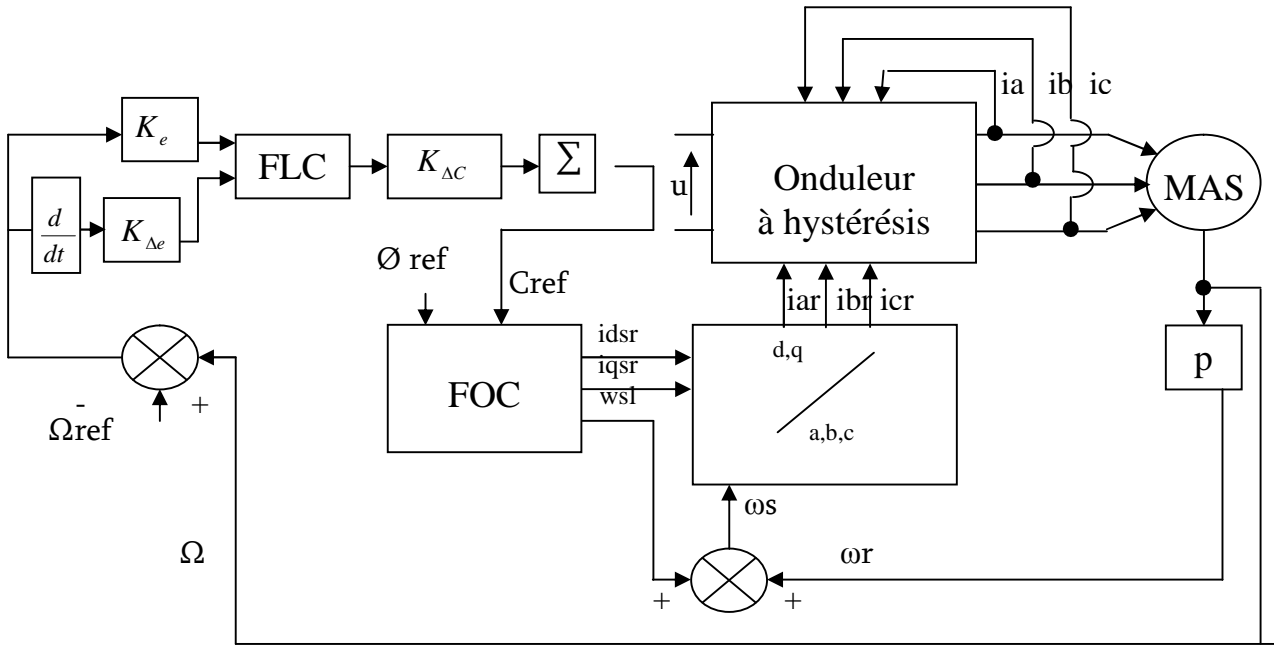


Figure (II.7.b) structure de réglage par un PI flou de la vitesse d'une machine asynchrone.

II.8.3. Loi de commande pour le régulateur PI flou

Cette loi est fonction de l'erreur de vitesse de rotation (e) et de sa dérivée (Δe) tel que $C = f(e, \Delta e)$, par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décisions associées donne la variation de la commande (ΔC_{ref}) nécessaire ; permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne.

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$C_{ref} = C_{ref} + K_{\Delta C} \Delta C_{ref} \quad (II.20)$$

Où

$K_{\Delta C}$: Gain de normalisation.

ΔC_{ref} : Variation de la commande.

L'erreur et la dérivée d'erreur sont adapté comme suit :

$$e = K_e e_n \quad (\text{II.21})$$

$$\Delta e = K_{\Delta e} \Delta e_n \quad (\text{II.22})$$

En effet les règles de ce contrôleur sont systématiquement construites en basant sur l'étude de MacVicar-Whelon, permet de retrouver la table d'inférence antidiagonale classique pour un système flou ayant comme entrées l'erreur (e) et la dérivée (Δe), et comme sortie (ΔC_{eref}), fuzzifiées par sept fonctions d'appartenance, [29]

$e \backslash \Delta e$	NG	NM	EZ	PM	PG
NG	NG	NM	NP	NP	EZ
NM	NM	NP	NP	EZ	PP
EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
PM	NP	EZ	PP	PP	PM
PG	EZ	PP	PP	PM	PG

Figure (II.1) : La table d'inférence

II.8.4. Loi de commande pour le régulateur PI flou à gain flou adapté

Comme son nom l'indique on parle de commande adaptative lorsque certains paramètres du système sont réadaptés au cours du temps, cette adaptation est souhaitable pour deux raisons principales :

- soit pour affiner au cours du temps le réglage initial du système de commande.
- Soit pour tenir compte des variations des paramètres du système à commander.

Parmi plusieurs stratégies de commande, un réglage de vitesse par un régulateur PI flou à gain flou adapté d'une machine Asynchrone.

L'objectif de cette commande est de concevoir une réponse de vitesse d'une machine dont Les performances coïncident, la fonction de la commande est de contrôler l'erreur de vitesse et adapté le gain de sortie ($K_{\Delta c}$) de régulateur PI flou.

Cette technique permet d'éliminer toute divergence entre la référence et celle du système quelque soit la référence et les conditions de perturbation.

Le mécanisme d'adaptation consiste à ajuster le gain de sortie ($K_{\Delta c}$) du régulateur PI flou par une adaptation floue dont l'action permet de régler en temps réel le gain ($K_{\Delta c}$).

$$K_{\Delta c} = K_{\Delta c} + K_{\Delta c} f(e, \Delta e) \quad (\text{II.23})$$

A Partir des (25) ensembles flous associés à la variation de la commande, la matrice d'inférence est donnée comme suit :

$e \backslash \Delta e$	NG	NM	EZ	PM	PG
NG	NG	NM	NP	NP	EZ
NM	NM	NP	NP	EZ	PP
EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
PM	NP	EZ	PP	PP	PM
PG	EZ	PP	PP	PM	PG

Figure (II.2) : La table d'inférence

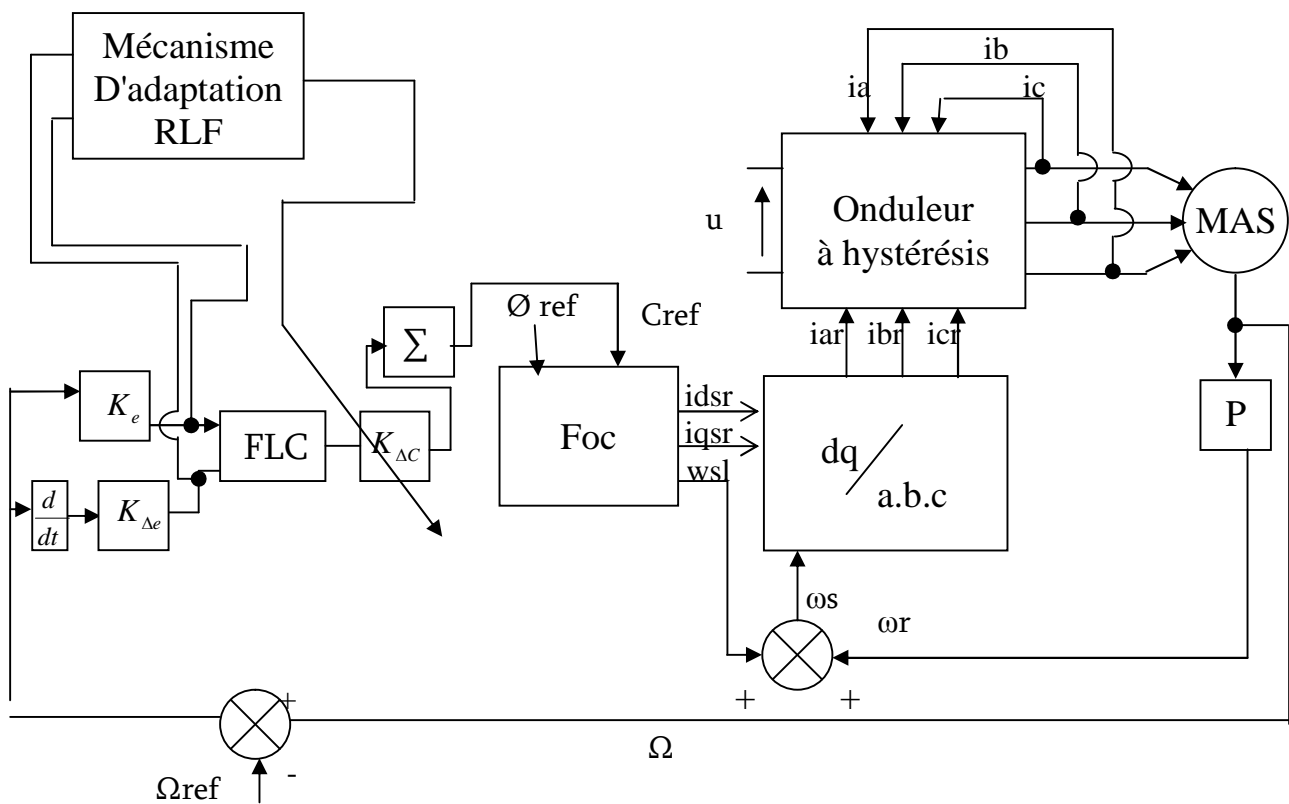


Figure (II.7.a) Structure de réglage par un PI flou à gain flou adapté de la vitesse d'une machine asynchrone

II.9 Résultats de simulation et interprétation

II.9.1. Démarrage à vide :

La figure (1.7) montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide, suivi d'une application de charge nominale à $t=0.5s$, dans cet ordre, elles sont présentées. Les réponses des composantes du flux, du courant, du couple et de la vitesse, on peut noter les remarques suivantes.

- la figure (II.8) montre les performances de régulation pour la commande par la logique floue, on note une nette amélioration en régime dynamique, en effet la vitesse est obtenue avec un dépassement (4%) au bout d'un temps de ($t = 0.09$) la composante directe de flux rotorique marque un pic de ($\phi_{dr} = 1.5wb$) puis se stabilise à sa valeur de référence ($1wb$), tandis que la composante en quadrature fait un dépassement de ($\phi_{qr} = 0.64wb$) puis s'annule pratiquement en régime établi ce qui montre bien l'orientation du flux rotorique.
- la composante directe de courant statorique marque un pic de ($i_{s\alpha} = 18A$) puis se stabilise à sa valeur ($i_{s\alpha} = 5A$)
- en cas de régulation par la logique floue à gain flou adapté. on note que la vitesse de rotation atteint sa valeur de référence ($\Omega_{ref} = 100 \text{ rd/s}$) au bout de ($t = 0.067s$) avec un dépassement de (1%), le flux rotorique marque un pic de ($\phi_{dr} = 1.65wb$) puis se stabilise à sa consigne de ($\phi_{dr} = 1wb$) et le flux quadrature marque un pic de ($\phi_{qr} = 0.71wb$) puis s'annule presque au régime établi, ce qui reflète le découplage. la composante directe de courant statorique marque un pic de ($i_{s\alpha} = 28A$) puis se stabilise à sa valeur ($i_{s\alpha} = 5A$).
- L'introduction d'un couple de charge ($C_r = 10N.m$) provoque une augmentation du courant qui prend en régime établi la valeur ($i_{s\alpha} = 6A$)

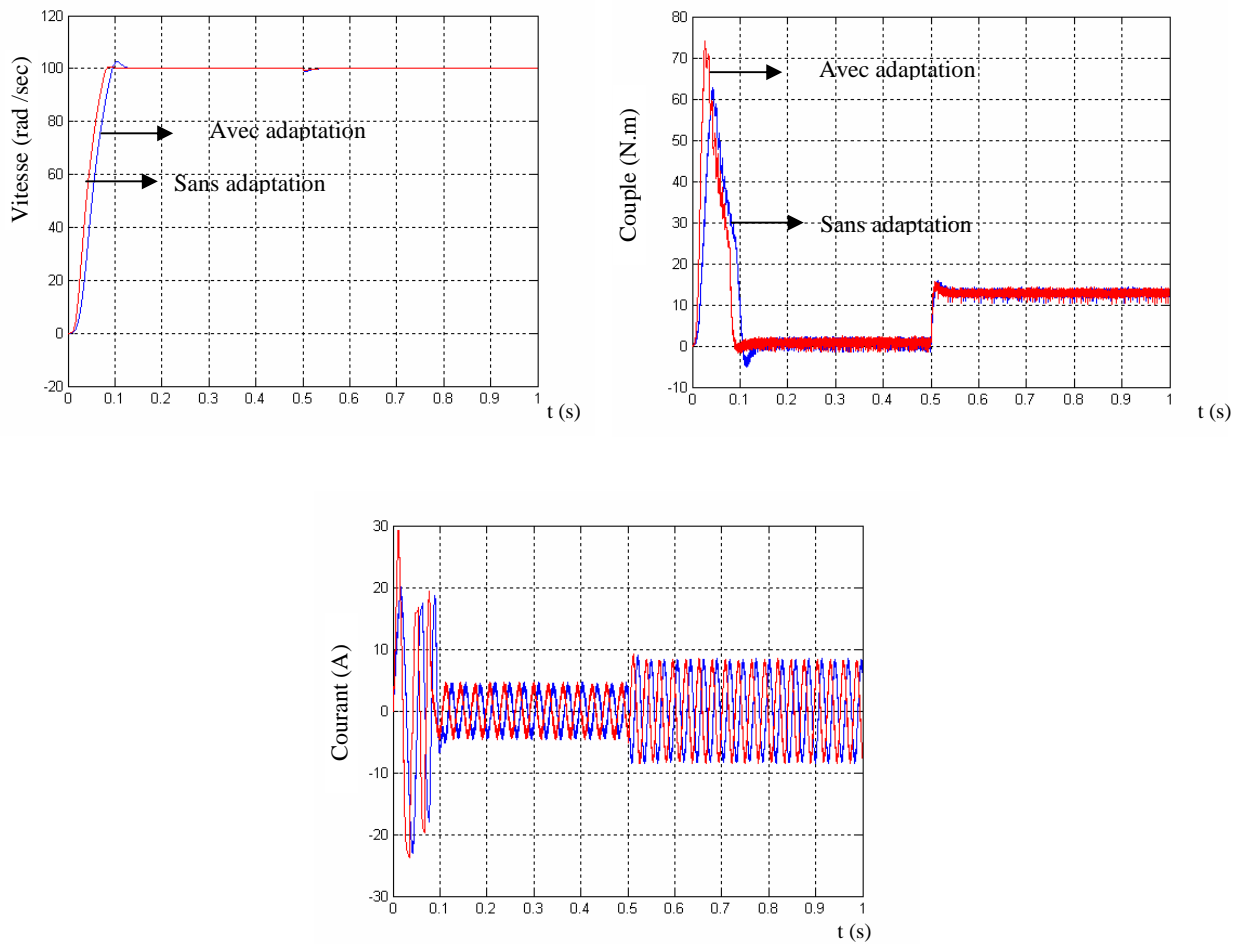


Figure (II.8.a) : Réponse dynamique de la vitesse, du couple et le composante de courant ($i_{s\alpha}$), avec et sans adaptation du gain.

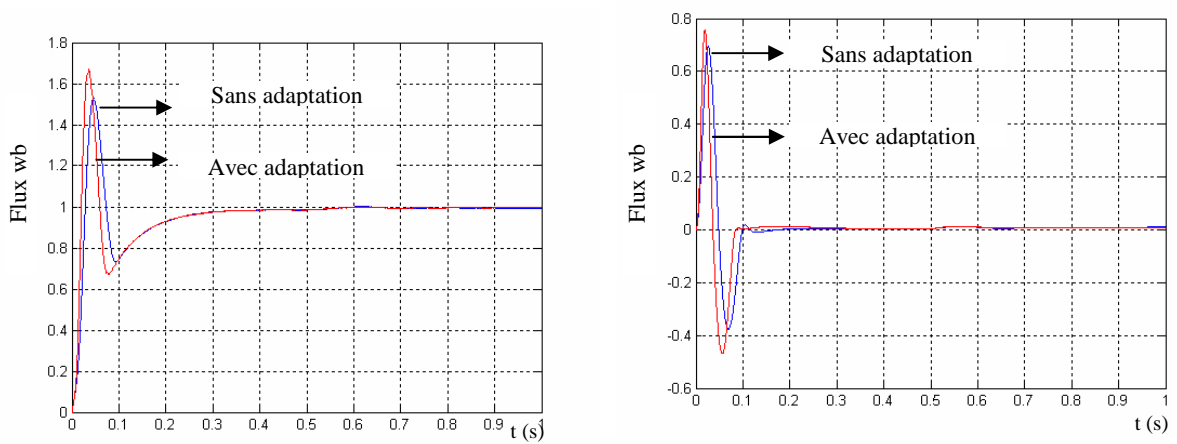


Figure (II.8.b) : Les composantes de flux rotorique ($\phi_{dr}; \phi_{qr}$)

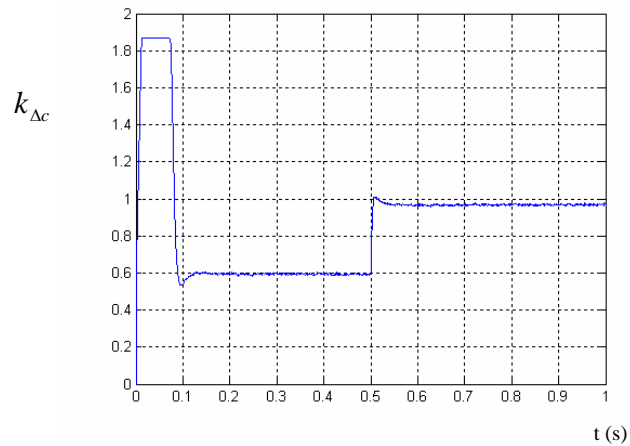


Figure (II.8.c) : la variation de gain ($k_{\Delta c}$).

Figure (II.8) : réponse dynamique de la machine avec application de la commande PI flou lors d'introduction d'un couple de charge de ($C_r = 10N.m$) à l'instant $t=0.5$.

II.8.2. Inversion du sens de rotation

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle de la machine asynchrone, vis –à-vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse ($100rd/s$) a ($-100rd/s$). on constate d'après la figure (II.9) que le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation ,puis se stabilisent en régime permanent le découplage persiste toujours ,ce que montre la robustesse de la commande vectorielle de la machine asynchrone face à des larges variations de la vitesse .

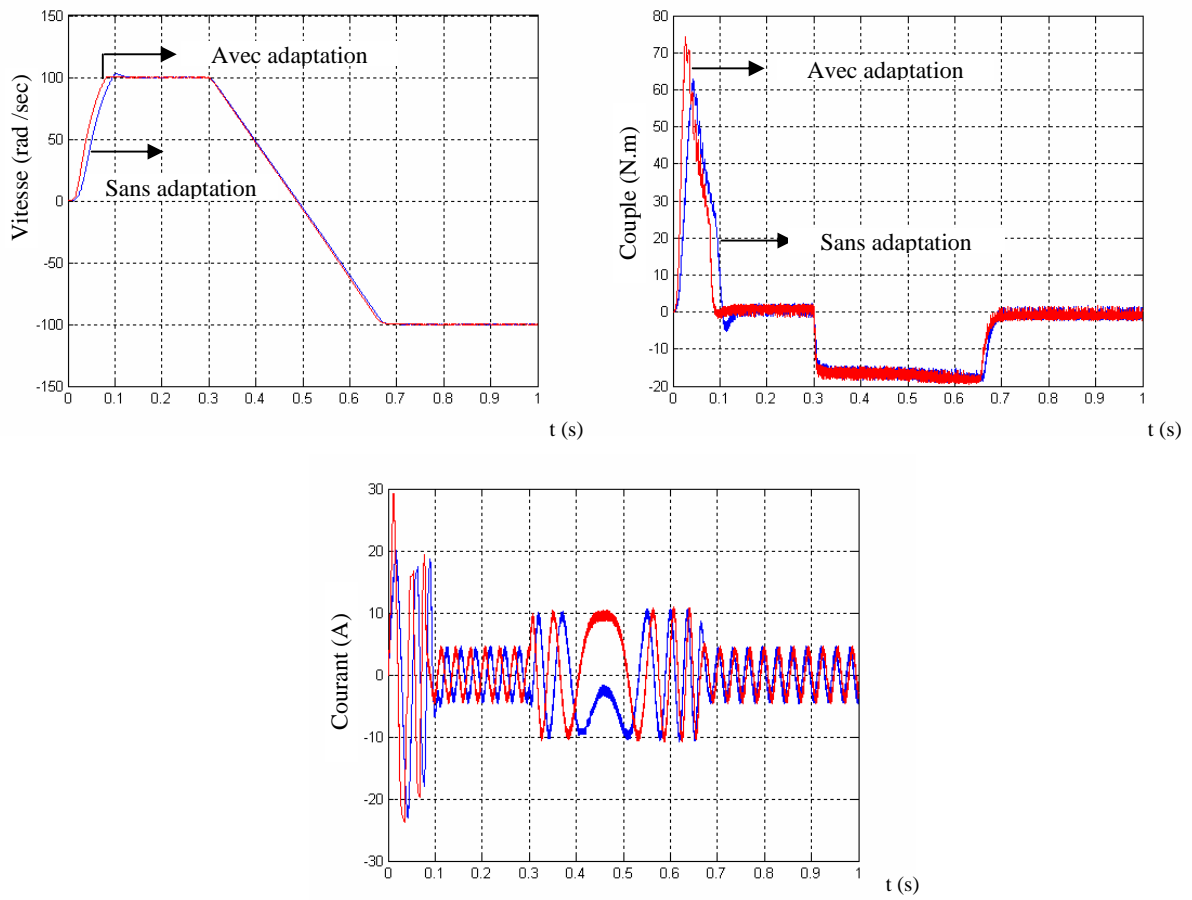


Figure (II.9.a) : Réponse dynamique de la vitesse, le couple et les composantes des courants ($i_{s\alpha}$)

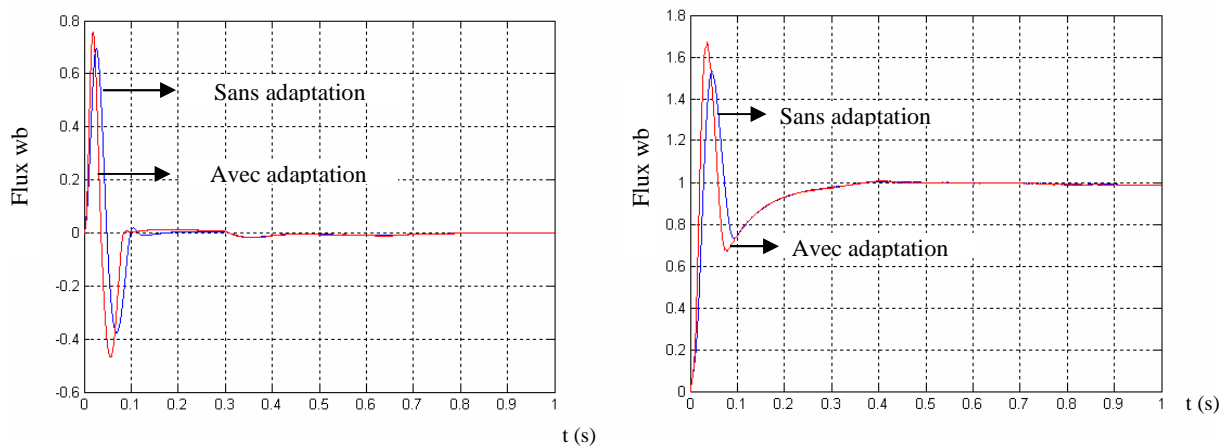
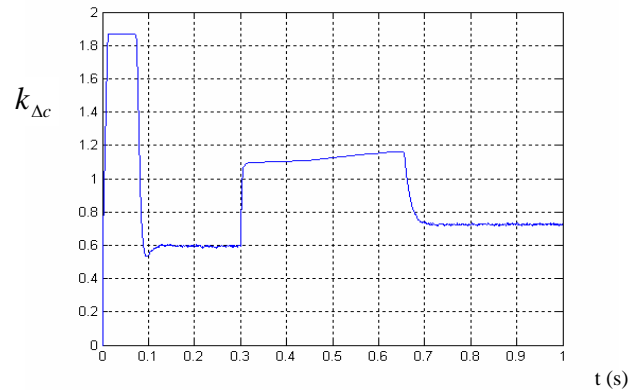


Figure (II.9.b) : Les composantes de flux rotorique ($\phi_{dr}; \phi_{qr}$).

Figure (II.9.c) : la variation de gain ($k_{\Delta c}$).

II.9.3. Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique

Dans cette partie, nous étudions la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis de la variation des paramètres électriques du moteur, l'analyse de la robustesse de commande est explorée vis-à-vis de la variation de résistance R_r du moteur, selon les tests de robustesse présentés par la figure (II.10). On constate d'après les résultats présentés par la figure (II.10), la sensibilité de la commande vectorielle face à la déviation des paramètres rotorique R_r du moteur.

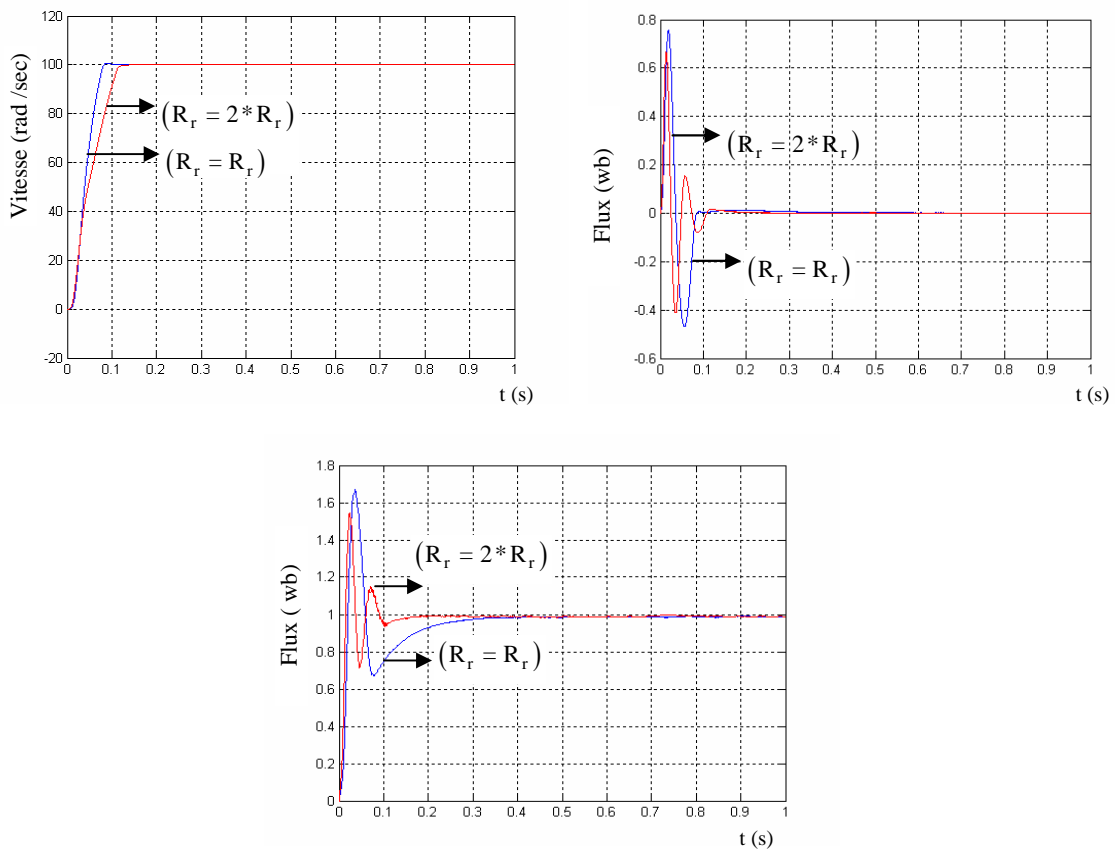


Figure (II.10.a) : Réponse dynamique de la vitesse, les composantes des flux ($\phi_{dr}; \phi_{qr}$) lors du variation du paramètre (R_r) avec application de la commande PI flou à gain flou adapté.

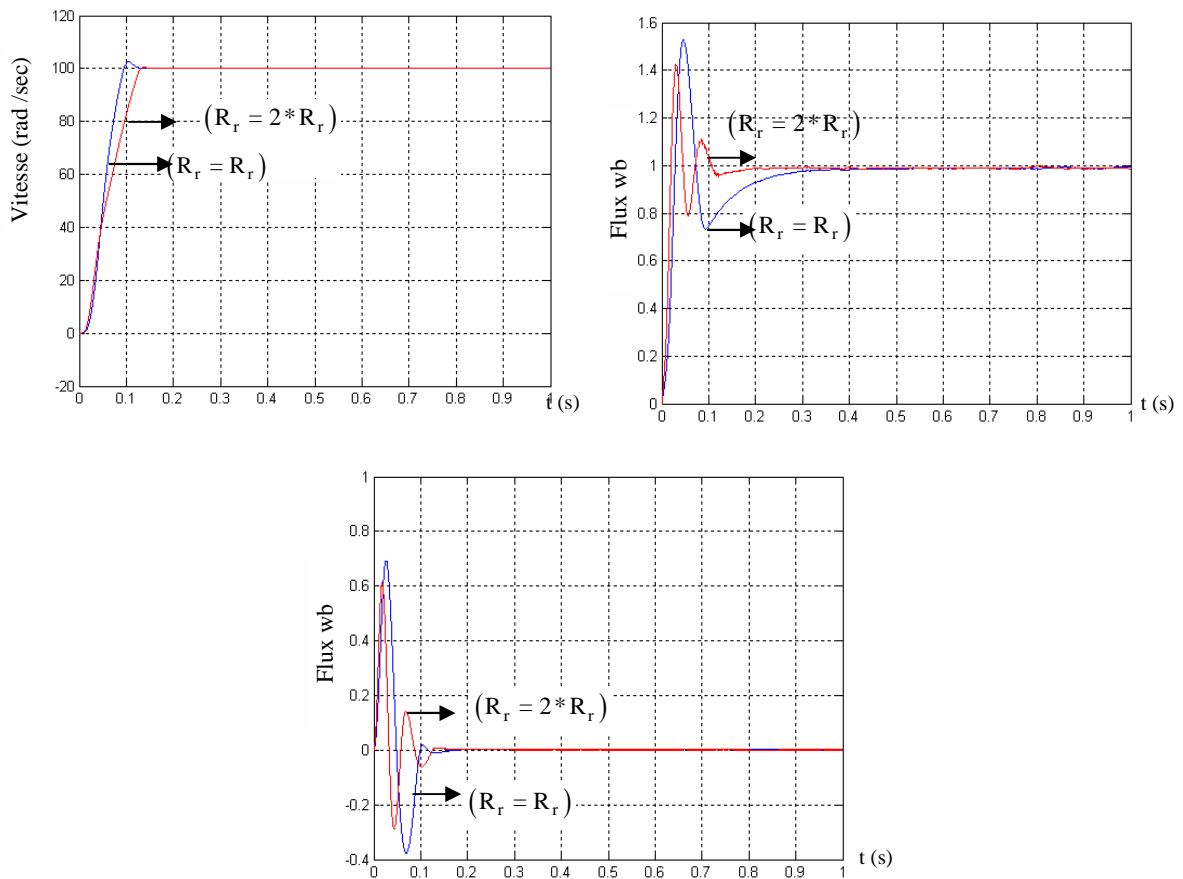


Figure (II.10.b) : Réponse dynamique de la vitesse, les composantes des flux ($\phi_{dr}; \phi_{qr}$) lors de variation de paramètre (R_r) avec application de la commande PI flou.

Les avantages et les inconvénients des contrôleurs flous

- La non-nécessité d'une modélisation complète du processus à contrôler ;
- La maîtrise de système à régler avec un comportement complexe ;
- La possibilité d'implémenter des connaissances de l'opérateur de processus ;
- L'existence de plusieurs possibilités pour réaliser la commande floue ;
- Par contre, les inconvénients sont ;
- L'absence de base mathématique pour déterminer les gains de normalisation, les inférences, et la défuzzification ;
- Implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile.

II.10. Conclusion

Basés sur ces éléments méthodologiques, plusieurs algorithmes de régulation floue ont été développés et appliqués sur plusieurs systèmes dans des domaines différents, par exemple Mamdani a décrit l'application de ces algorithmes pour contrôler des processus dynamiques .

Les résultats ainsi obtenus montrent :

D'une part ,les intérêts de tels algorithmes surtout lorsqu'il s'agit de la régulation des systèmes complexes ou difficiles à modéliser .

D'autre part, la performance non négligeable des contrôleurs flous à gain flou adapté vis-à-vis des contrôleurs flous.

Selon la théorie de la logique floue et la théorie de la commande adaptative, et la méthodologie que nous avons développée, la construction d'un contrôleur flou et d'un contrôleur flou à gain adaptatif devient simple. la régulation de vitesse de rotation d'un moteur asynchrone ,peut être une application intéressante car l'environnement de fonctionnement peut être plus au moins variable .

CHAPITRE 3

COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONNE TRIPHASÉE À FLUX ORIENTÉ.

III.1.Introduction

Les lois de commande classique du type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes Linéaires à paramétrées constants, pour des systèmes non linéaires. ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robuste surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes ,on doit faire appel à,des lois de commande insensible aux variations de paramètres ,aux perturbations et aux non linéarités,[30].

La commande par mode de glissement est un cas particulier de la commande à structure variable, elle consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement (surface de commutation) et de la fa faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusque au point d'équilibre ,d'où le phénomène de glissement, [31][32].

Le présent chapitre s'articule autour.

- Bases mathématiques de la commande à structure variable.
- Démonstration du mode de glissement.
- Conditions d'existence du mode de glissement.
- La commande équivalente.

Dans ce chapitre on présente aussi la commande discontinue de base et conception des régulateurs à mode glissement, finalement présentation les résultats des simulations numériques concernant les régimes de démarrage à vide et en charge.

III.2 Principe de la commande par mode de glissement

III.2.1 base mathématique de la commande par mode de glissement

La modélisation mathématique de la commande à structure variable (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) conduit à des équations différentielles de la forme [33] [34] [35].

$$\frac{dx}{dt} = f(x,t) + g(x,t)u \quad (\text{III.1})$$

Où

x : Vecteur d'état $\in R^n$

f : (Vecteur de fonctions de x et t) $\in R^n$.

g : (Matrice de fonctions de x et t) $\in R^{nm}$.

u : (Vecteur commande) $\in R^n$.

La surface s peut s'écrire comme : $s(x) = [s_1(x) \quad s_m(x)]^T$

Après la conception de la surface s , le vecteur commande. $u = [u_1, \quad u_m]^T$

Dont chaque composante (u_i) subit une discontinuité sur s , est donnée par [36].

$$u_i \begin{cases} u_i^+ & \text{si } s_i(x,t) > 0 \\ u_i^- & \text{si } s_i(x,t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

$i = 1, \dots, m$.

L'équation (III.2) nous montre que le changement de vecteur du commande (u) dépend du signe de la surface s à x et t , la surface ($s(x,t) = 0$) s'appelle surface de commutation, et la commande est indéterminée sur cette surface. Pour une surface de commutation fermée, les vecteurs de commande (u) sont choisies de telle sorte que les vecteurs tangents de chaque point de la trajectoire d'état se dirigent vers cette surface tel que l'état est commande pour se maintenir sur la surface ($s(x,t) = 0$). Enfin des régulateurs en boucle fermée se résultent dans ces systèmes discontinus [36].

III.2.2. Démonstration du mode de glissement

En fonction de l'application et des objectifs visés, est déterminé le nombre nécessaire ainsi que la forme des surfaces, pour un système défini par une équation d'état non linéaire. Pour le choix de

la forme, deux possibilités sont offertes, la première présente une réponse transitoire lente et elle est parfois de conception difficile, par contre la deuxième est une fonction scalaire assujettie à la dynamique désirée, à cet effet, une forme assez générale est proposée pour déterminer la surface de glissement qui assure une convergence de la grandeur vers sa valeur de référence, si (x_i) est une sortie à commander, lui est associée la surface :

$$s_i(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} \cdot \tilde{x}_i \quad (\text{III.3})$$

$$\text{Avec } \tilde{x}_i = x_i - x_{id}, \quad \lambda \text{ une constant positive.} \quad (\text{III.4})$$

r : est le degré relatif au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

On remarque que les trajectoires de phase sont dirigées vers la ligne de commutation.

$$s(x) = \lambda x + \frac{dx}{dt} = 0 \quad (\text{III.5})$$

Le phénomène de commutation le long de cette ligne de glissement peut être démontré à l'aide de la figure (III.1).

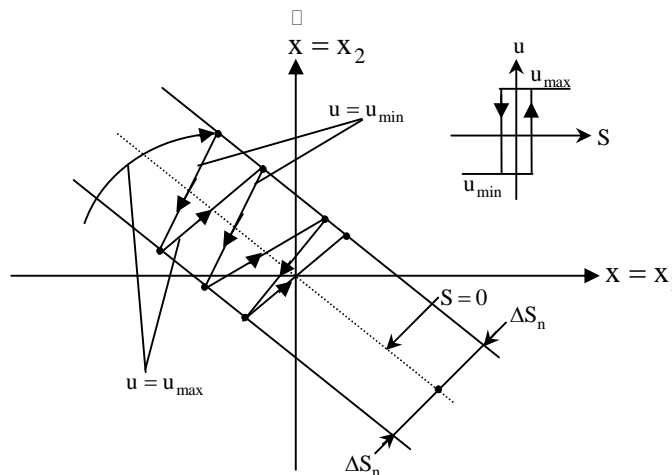


Figure (III.1) : Démonstration du mode de glissement

III.2.3. Conditions d'existence du mode de glissement

Le deuxième aspect important, après la conception de la surface de commutation, est d'assurer l'existence du mode de glissement.

L'existence d'un mode de glissement exige la stabilité de la trajectoire d'état à la surface de glissement ($s(x,t) = 0$), après un certain temps fini, [37].

Le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisée, la deuxième méthode de Lyapunov nous fournit un milieu naturel pour l'analyse, spécifiquement, la stabilité de la surface de commutation exige le choix d'une fonction généralisée de Lyapunov ($v(t, x)$) définie positive, alors que sa dérivée est définie négative.

Des discussions mathématiques concernant l'existence du mode de glissement pour tels systèmes sont données aux, [37][36][38][39].

La structure de la fonction ($v(t, x)$) détermine la facilité avec laquelle on calcule les gains de réaction réels qui rendent effective une conception d'une commande par mode de glissement. Soit la fonction de Lyapunov définie positive.

$$v(t, x) = \frac{1}{2} s(x, t) s(x, t)^T \quad (\text{III.6})$$

Alors, dans la commande par mode de glissement, et pour que le système boucle soit stable, il faut que :

$$\dot{V} = \dot{s} s^T \quad (\text{III.7})$$

Cette inégalité fondamentale connue comme une condition d'existence est utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structure variable et donc, elle nous permet de déterminer les paramètres de réglage, tant que $s(x) \dot{s}(x)^T < 0$ est vérifié, la dynamique du système sur $s(x)$, ainsi que sa stabilité sont indépendantes de la fonction $f(x)$ et dépendent uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement; ceci expliquant l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commandée.

D'autre part, et comme on mentionne ci-dessus figure (III.1); il existe le mode de glissement lorsque les commutations ont lieu continûment entre u_{\max} et u_{\min} alors, la valeur de la grandeur de commande doit prendre une valeur bien déterminée, désignée par; grandeur de commande équivalente u_{eq} , d'où la condition d'existence, [39].

$$u_{\min} \leq u_{eq} \leq u_{\max} \quad (\text{III.8})$$

III.2.4 .la commande équivalente

Un vecteur commande équivalente u_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal, lorsque le régime de glissement est établi, alors, pour tout .

$$t > t_1 \quad , \quad s(x,t) = 0, \text{ et } \dot{s}(x,t) = 0 \quad (\text{III.9})$$

Utilisons l'équation (III.1) pour obtenir la commande équivalente u_{eq} :

$$\dot{s} = \frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x} f(x,t) + \frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)u_{eq} = 0 \quad (\text{III.10})$$

Supposons que la matrice $\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)$ soit inversible quel que soit x et t , la commande équivalente, s'écrit donc comme suit :

$$u_{eq} = - \left[\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t) \right]^{-1} \left[\frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x} f(x,t) \right] \quad (\text{III.11})$$

En portant u_{eq} dans l'équation (III.1) ; on obtient l'équation du régime glissant idéal [40][36].

$$\dot{x}(t) = \left[1 - g(x,t) \left[\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t) \right]^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} \right] f(x,t) - g(x,t) \left[\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t) \right]^{-1} \frac{\partial s}{\partial t} \quad (\text{III.12})$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalente dans la surface de glissement. La commande u_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande u lors des commutations entre $u_{\min}(u^-)$ et $u_{\max}(u^+)$ figure (III.2).

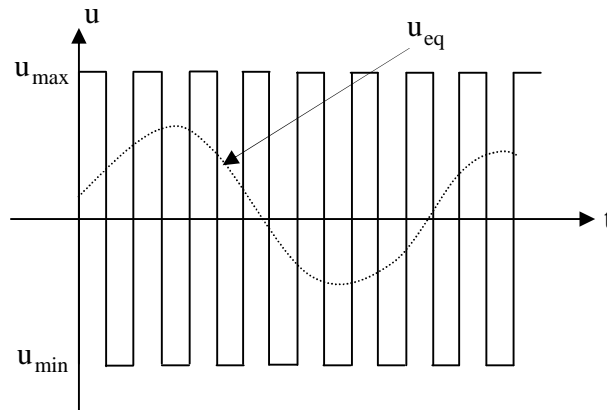


Figure (III.2) : Commande équivalente u_{eq} .

Tant que le régime glissant est assuré [condition (III.7) vérifiée], le système décrit par l'équation (III.1) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée.

III.2.5 La commande discontinue de base

Plusieurs choix pour la commande discontinue u_n peuvent être faits, le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $u_n = [u_1, \dots, u_m]$ avec la fonction signe par rapport

$$\text{à } s = [s_1, s_2, \dots, s_m]$$

$$\begin{cases} \text{sign}(s) = +1 & \text{si } s > 0 \\ \text{sign}(s) = -1 & \text{si } s < 0 \end{cases}$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (III.3). u s'exprime donc comme.

$$u = k \text{sign}(s)$$

Où k est un gain positif.

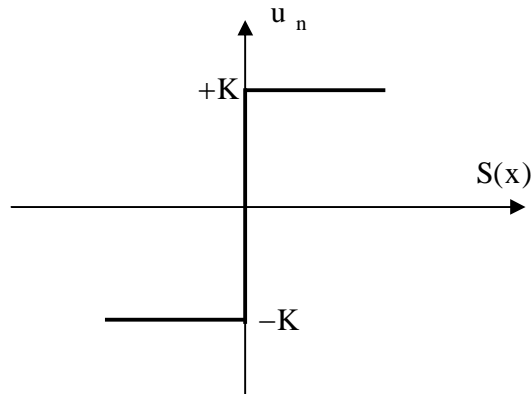


Figure (III.3): Définition de la fonction sign.

L'apparition d'un phénomène sur la surface appelé {broutement ou encore chattering}, constitue le principal inconvénient des techniques par les modes glissants car il peut endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système, dans le but de réduire ces oscillations plusieurs solutions ont été apportées.

III.2.5.1. Commande avec un seul seuil

Les amplitudes des ondulations peuvent être atténuées en remplaçant la fonction ($\text{sign}(s)$) par une fonction de saturation caractérisée par un ou deux seuils (figure (III.4)) :

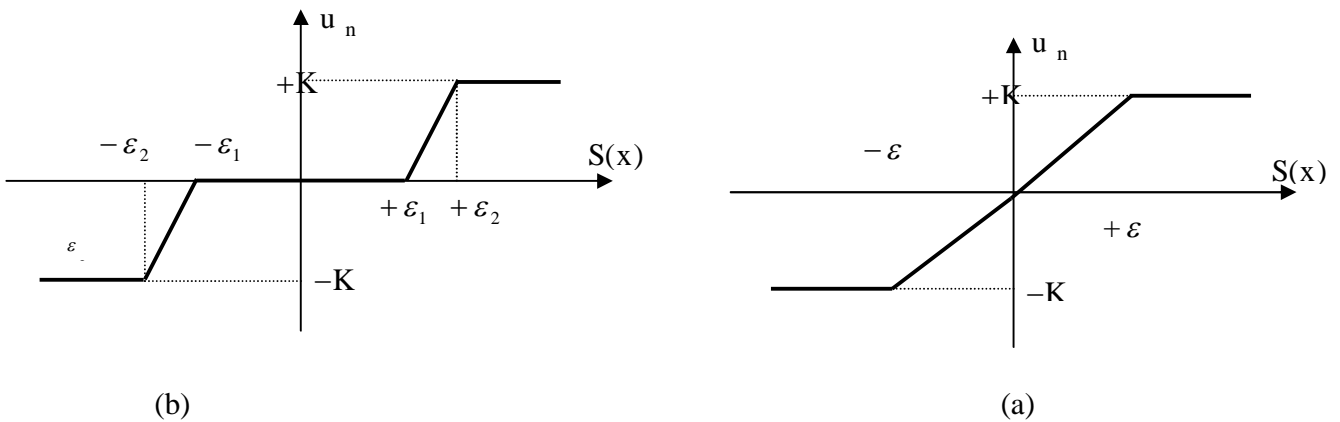


Figure (III.4): la fonction SAT.

Ces deux fonctions sont définies par :

$$\text{Pour la cas (a)} \quad \text{sat}(s) = \begin{cases} -1 & \text{si } s < -\varepsilon \\ \frac{s}{\varepsilon} & \text{si } |s| < \varepsilon \\ +1 & \text{si } s > +\varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

$$\text{Pour la cas (b)} \quad \text{sat}(s) = \begin{cases} 0 & \text{si } |s| < \varepsilon_1 \\ \frac{s - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & \text{si } \varepsilon_1 < |s| < \varepsilon_2 \\ \text{sign}(s) & \text{si } |s| < \varepsilon_2 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

III.3. Conception des régulateurs à structure variable

III.3.1. Application de la commande par mode de glissement à la machine asynchrone

- assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées.
- assurer la robustesse du système vis-à-vis aux perturbations et aux variations des paramètres et des charges mécaniques sur l'arbre du moteur.
- limiter les amplitudes des tensions et de courants lors des régimes transitoires.

Nous avons proposé une structure de régulation de la machine asynchrone ; dont le but est de contrôler la vitesse et le flux figure (III.5)

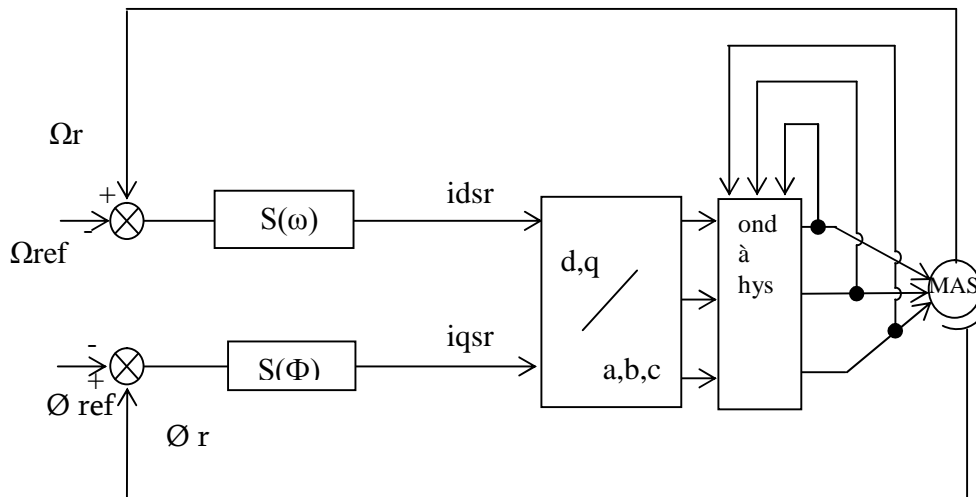


Figure (III.5): Schéma bloc de régulateur proposés.

III.3.2. Sélection des surfaces de commutation

L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à régler, les variables sont le flux pour l'axe (d) et la vitesse pour l'axe (q), la grandeur de

sortie des boucles représente les courants de commandes directes et en quadrature à appliquer à la machine.

On donne le modèle de la MAS :

$$\begin{aligned}
 \frac{dx_1}{dt} &= -a_1x_1 + a_2x_2 + a_3x_3 + a_4x_4x_5 + a_5V_{ds} \\
 \frac{dx_2}{dt} &= -b_2x_1 - b_1x_2 + b_3x_4 - b_4x_5x_3 + b_5V_{qs} \\
 \frac{dx_3}{dt} &= c_1x_1 - c_2x_3 + c_3x_4 - x_5x_4 \\
 \frac{dx_4}{dt} &= d_1x_2 - d_2x_4 - d_3x_3 + x_5x_3 \\
 \frac{dx_5}{dt} &= e_1x_3x_2 - e_1x_1x_4 - e_2x_5 - e_3
 \end{aligned} \tag{III.15}$$

Les expressions nécessaires pour application de la commande par mode de glissement :

$$\begin{cases} z_1 = \phi_r^2 = (x_3^2 + x_4^2) \\ \frac{dz_1}{2dt} = x_3 \frac{dx_3}{dt} + x_4 \frac{dx_4}{dt} \end{cases} \tag{III.16}$$

$$\begin{cases} z_2 = x_5 \\ \frac{dz_2}{dt} = -e_2z_2 + e_1(x_2x_3 - x_4x_1) - e_3 \end{cases} \tag{III.17}$$

Les surfaces de commutation sont choisies dans le but d'imposer un comportement désiré au moteur dans le régime transitoire ,alors ,pour les boucles de vitesse et de flux ,les surfaces de glissement sont choisies pour assurer :un temps de réponse désirée ,ainsi qu'une précision des grandeurs régulées .

Ces surfaces sont données par :

$$\begin{cases} s_1 = \frac{1}{2}(z_1 - \phi_{ref}) \\ s_2 = (z_2 - \omega_{ref}) \end{cases} \tag{III.18}$$

L'expression de leur dérivée :

$$\begin{cases} \frac{ds_1}{dt} = \frac{1}{2} \left(\frac{dz_1}{dt} - \frac{d\phi_{ref}}{dt} \right) \\ \frac{ds_2}{dt} = \left(\frac{dz_2}{dt} - \frac{d\omega_{ref}}{dt} \right) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{ds_1}{dt} = \frac{1}{2} \left(\frac{dz_1}{dt} \right) \\ \frac{ds_2}{dt} = \left(\frac{dz_2}{dt} \right) \end{cases} \tag{III.19}$$

III.3.3. Détermination des paramètres pour la loi de commande

Les paramètres de la commande sont à définir à partir d'une seule condition nécessaire et suffisante d'existence du régime glissant :

$$\dot{s}s < 0$$

L'inégalité est vérifiée en imposant aux surfaces :

$$\dot{s}_1 = -k_1 \text{sign}(s_1) \quad \text{Et} \quad \dot{s}_2 = -k_2 \text{sign}(s_2) \quad (\text{III.20})$$

Alors :

$$\dot{s}_1 s_1 = -k_1 |s_1| < 0 \quad \text{Et} \quad \dot{s}_2 s_2 = -k_2 |s_2| < 0 \quad \text{et} \quad \forall s_1, s_2 \quad (\text{III.21})$$

L'expression (III.15) substituées dans (III.16) donne :

$$x_3 \frac{dx_3}{dt} = c_1 x_1 x_3 - c_2 x_3 x_3 + c_3 x_4 x_3 - x_5 x_4 x_3 \quad (\text{III.22})$$

$$x_4 \frac{dx_4}{dt} = d_1 x_2 x_4 - d_2 x_4 x_4 - d_3 x_4 x_3 + x_5 x_4 x_3 \quad (\text{III.23})$$

Et $c_1 = d_1$, $c_2 = d_2$, $c_3 = d_3$

Alors :

$$x_4 \frac{dx_4}{dt} + x_3 \frac{dx_3}{dt} = c_1 x_1 x_3 + d_1 x_2 x_4 - d_2 (x_3^2 + x_4^2) \quad (\text{III.24})$$

D'autre part on dispose de l'expression.

$$\begin{cases} \frac{dz_1}{2dt} = d_1 (x_1 x_3 + x_2 x_4) - d_2 z_1 \\ \frac{dz_2}{dt} = e_1 (x_3 x_2 - x_4 x_1) - e_2 z_2 - e_3 \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

$$\begin{cases} h_1(x) = d_2 z_1 \\ h_2(x) = e_2 z_2 + e_3 \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

On peut écrire :

$$\begin{cases} \frac{dz_1}{2dt} = d_1 (x_1 x_3 + x_2 x_4) - h_1(x) \\ \frac{dz_2}{dt} = e_1 (x_3 x_2 - x_4 x_1) - h_2(x) \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

L'expression (III.27) substituées dans (III.19)

$$\begin{cases} \frac{ds_1}{dt} = d_1(x_1x_3 + x_2x_4) - h_1(x) \\ \frac{ds_2}{dt} = e_1(x_3x_2 - x_4x_1) - h_2(x) \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

D'autre part :

$$\dot{s}_1 = -k_1 \text{sign}(s_1) \quad (\text{III.29})$$

$$\dot{s}_2 = -k_2 \text{sign}(s_2)$$

A partir de (III.29) et (III.28)

$$\begin{cases} -k_1 \text{sign}(s_1) = d_1(x_1x_3 + x_2x_4) - h_1(x) \\ -k_2 \text{sign}(s_2) = e_1(x_3x_2 - x_4x_1) - h_2(x) \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Les expressions des courantes des références sont alors donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_{dref} \\ i_{qref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1x_3 & d_1x_4 \\ -e_1x_4 & e_1x_3 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} h_1(x) - k_1 \text{sign}(s_1) \\ h_2(x) - k_2 \text{sign}(s_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.31})$$

III.3.4. Choix des gains (k1, k2)

Les gains de surface de glissement sont choisies pour assure de un temps réponse désirée.

$$K_1 = 1200 \quad ; k_2 = 1200 \quad ;$$

III.3.5. Choix de fonction de commutation

Dans ce cas, on peut choisir comme une fonction de commutation la fonction signe avec une zone morte.

La représentation de cette fonction comme suit :

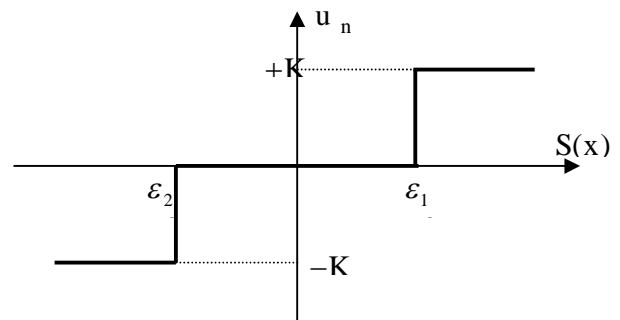
$$\begin{cases} \text{sign}(s) = 1 & \text{si } s > \varepsilon_2 \\ \text{sign}(s) = 0 & \text{si } \varepsilon_1 \leq s \leq \varepsilon_2 \\ \text{sign}(s) = -1 & \text{si } s \leq \varepsilon_1 \end{cases}$$

Pour la cas de vitesse :

$$\varepsilon_1 = -0.3 \quad \text{et} \quad \varepsilon_2 = 0.3$$

Pour la cas de flux :

$$\varepsilon_1 = -0.04 \quad \text{et} \quad \varepsilon_2 = 0.04$$



III.4. Résultats de simulation et interprétations

Le comportement du système global est testé par simulation numérique pour le réglage de vitesse et le contrôle du flux par mode glissant.

La figure (III.6) représente le comportement dynamique du système dans le cas du réglage de vitesse et le contrôle de flux, les performances du réglage sont très satisfaisantes. Dans la figure (III.6) une introduction d'une perturbation est faite, celle-ci a été rejetée par la commande, mais au prix d'une sollicitation de l'organe de commande se manifestant par l'apparition du chattering. Muni d'une inversion de vitesse de référence est effectuée à $t = 0.5$ (s) ; la vitesse de la machine suit la valeur de référence comme le montre la figure (III.7). Dans le but de tester la robustesse de la commande par mode de glissement. Nous avons introduit des variations paramétriques (rotoriques)

La figure (III.8) donne le comportement du système lors du réglage de vitesse et le contrôle du flux, on peut dire que ce type de commande présente une bonne robustesse en présence des variations paramétriques et des perturbations.

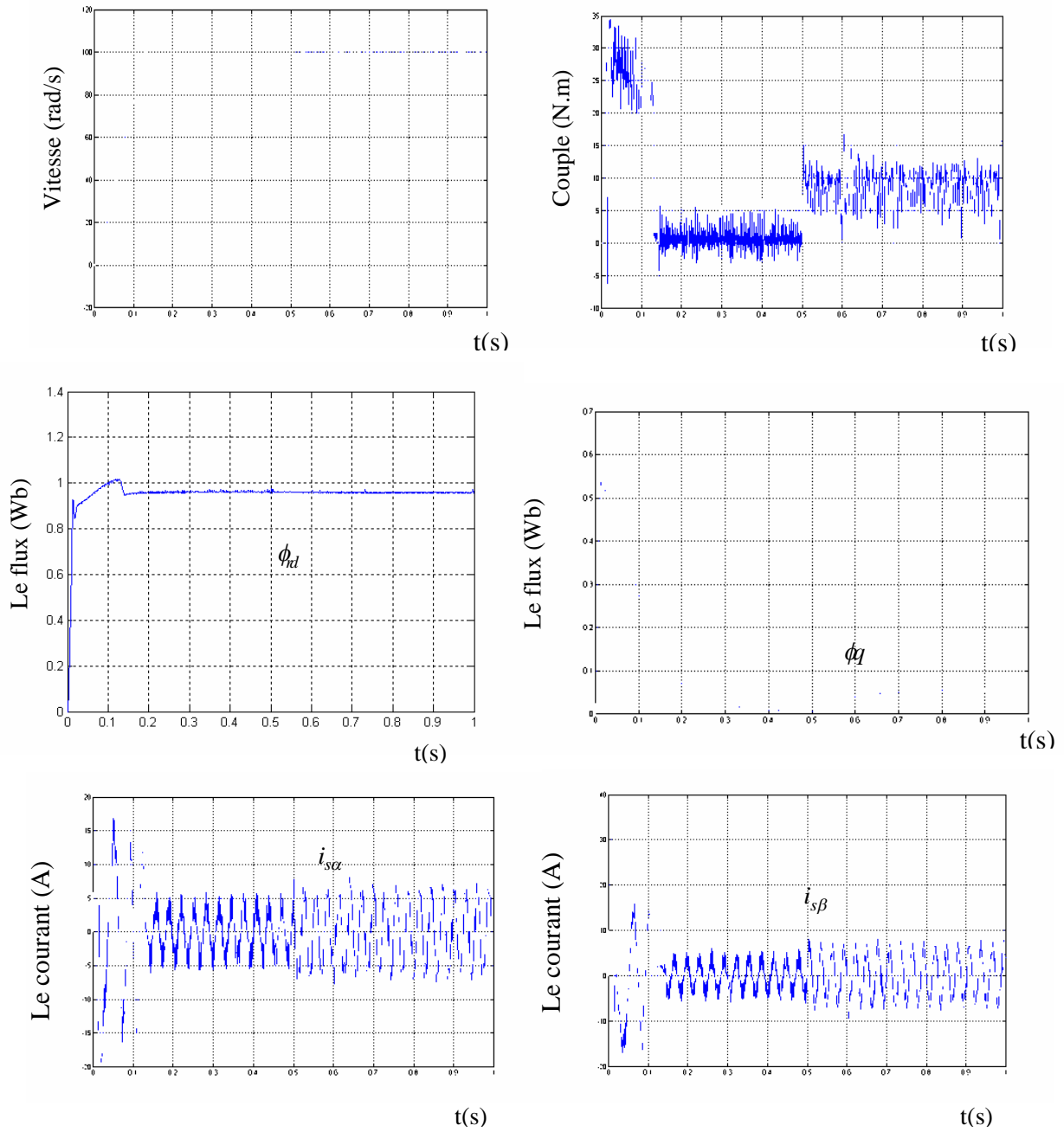


Figure (III.6) : Réponse de la machine à une perturbation de charge $C_r=8$ N.m à $t=0.5$ (s).

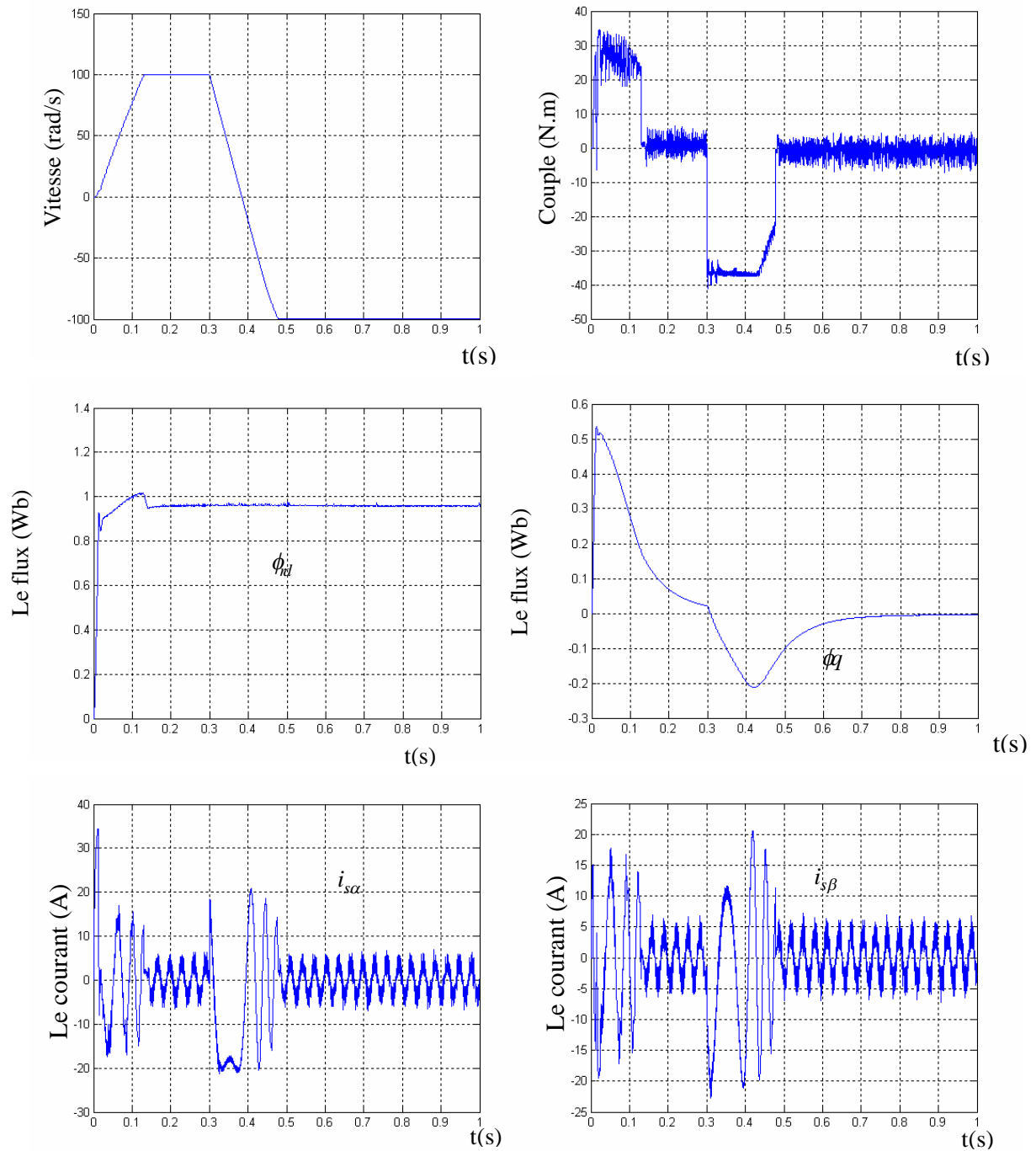
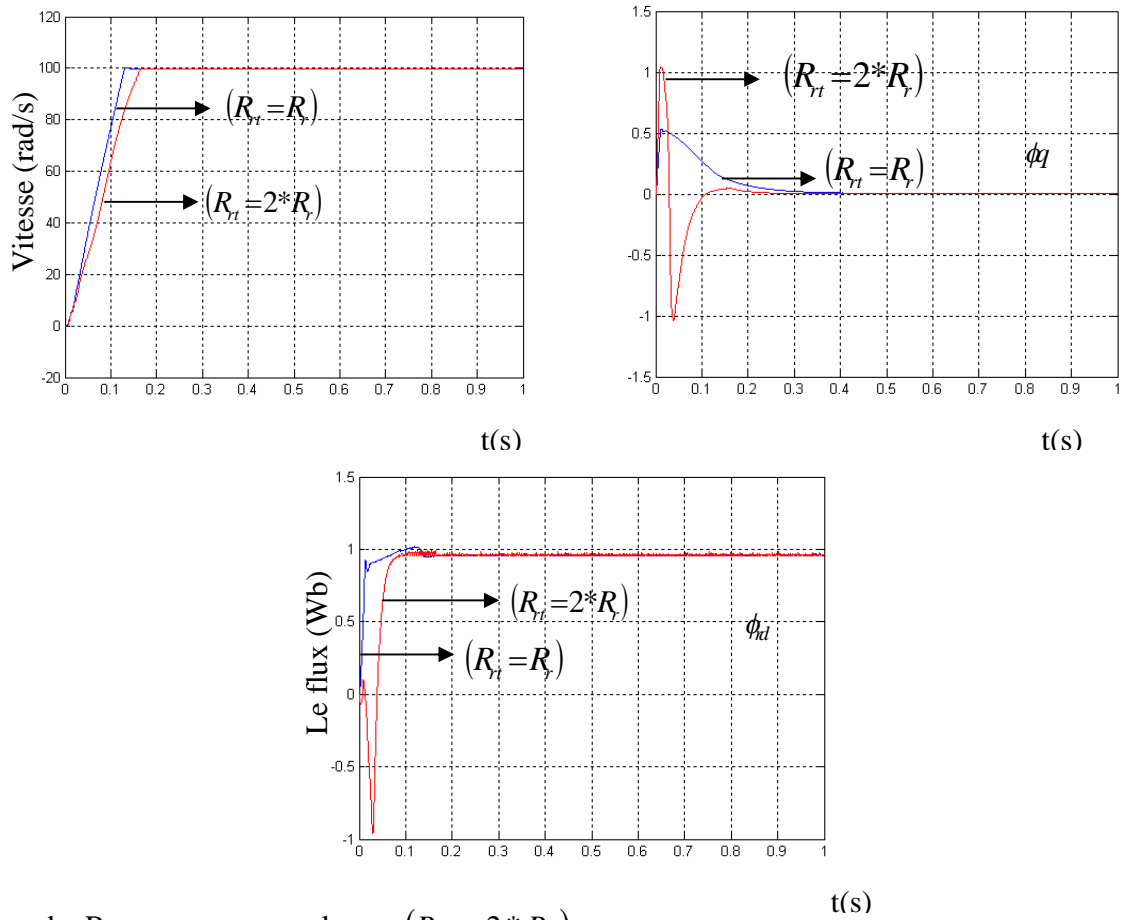


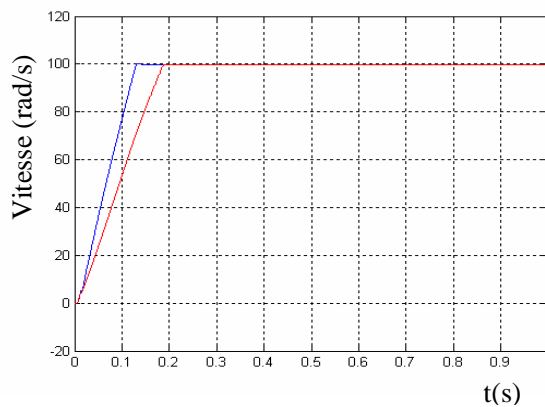
Figure (III.7) : Réponse de la machine à une inversion de sens de rotation à $t=0.3$ (s).



La courbe Rouge pour une valeur $(R_{rt} = 2 * R_r)$.

La courbe bleue pour une valeur $(R_{rt} = R_r)$.

Figure (III.8) : Réponse de la machine avec une variation de R_r .



La courbe rouge pour une valeur $k_1 = k_2 = 600$.

La courbe bleue pour une valeur $k_1 = k_2 = 1200$.

Figure (III.9) : Influence de variation de gains ($k_1 ; k_2$) sur le temps de réponse de la vitesse.

III.5. Conclusion

Cette partie a été consacré à la commande par mode glissant ,les simulations ont montré les possibilités potentielles de cette stratégie de commande .

On a constaté qu'elle rejette totalement la perturbation, permet une bonne poursuite de consigne de la vitesse et pratiquement insensible aux variations paramétriques.

Les avantages de cette technique se trouvent dans le fait qu'elle utilise toute la force de la commande pour conforter les effets extérieurs et la robustesse qu'elle présente vis-à-vis des variations paramétriques , malheureusement elle sollicite très fortement l'organe de commande avec une haute fréquence qui risque d'endommager ce dernier .

Ce problème a fait l'objet de recherches pour remédier au phénomène de glissement de manière à réduire les fortes sollicitations de l'organe fournisseur de commande.

Dans le chapitre suivant ,une autre approche du réglage sera évoquée ,l'intérêt de celle ci est qu'elle permet l'élimination du chattering et de réduire la complexité de la réalisation pratique .

CHAPITRE 4

COMMANDE PAR MODE GLISSANT- FLOUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE À FLUX ORIENTÉ.

IV.1. Introduction :

Comme nous avons cité auparavant, le phénomène du (chattering) constitue le principal inconvénient des techniques par les modes glissante car il peut endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système, dans le but d'éliminer ces oscillations et de réduire la complexité de la réalisation pratique.

on propose l'application de la logique floue basé sur la notions du mode de glissement pour le réglage de vitesse et le contrôle du flux de la machine asynchrone.

IV.2. Description du régulateur glissant - flou (hybride) :

Le schéma de la figure (IV.1) représente le régulateur glissant - flou proposer, les entrées de ce contrôleur sont la surface de glissement (s) (l'erreur (e)) et la variation d'erreur (Δe) :

IV.2.1. Loi de commande :

La structure d'un contrôleur comporte deux parties, une première (i_s) concernant la commande par mode de glissement et une deuxième (i_f) concernant la commande par la logique floue, cette dernière est très important dans la technique de commande non linéaire, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision modèle et les perturbation extérieures, nous posons donc :

$$\begin{aligned}
 i_d &= i_{ds} + i_{df} \\
 i_q &= i_{qs} + i_{qf}
 \end{aligned}
 \tag{IV.1}$$

Tell que :

i_{df} : La sortie du régulateur flou $FLC(\phi)$.

i_{qf} : La sortie du régulateur flou $FLC(\omega)$.

i_{ds} : La sortie du régulateur glissant $S(\phi)$.

i_{qs} : La sortie du régulateur glissant $S(\omega)$.

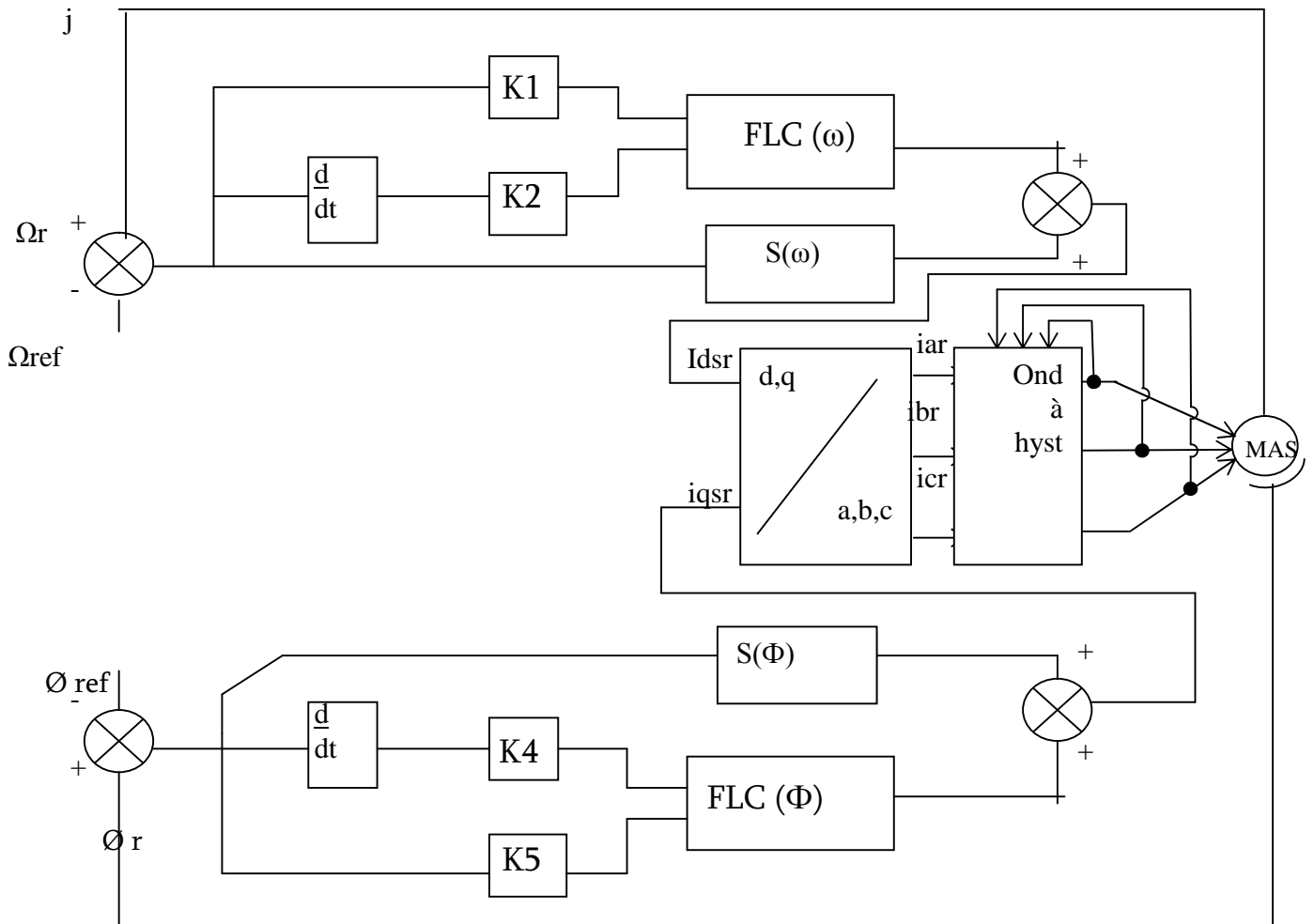


Figure (IV.1) : le régulateur glissant- flou proposer

IV.2.2. Synthèse de réglage par la logique floue FLC (Φ) :

Comme on à vu au chapitre (3) les deux variables à contrôler sont (s_1) et sa dérivée (\dot{s}_1) .

IV.2.3. Synthèse de réglage par la logique floue FLC (ω) :

Comme on à vu au chapitre (3) les deux variables à contrôler sont (s_2) et sa dérivée (\dot{s}_2) .

IV.2.4. Synthèse de réglage par mode de glissement :

On a utilisé la même conception du régulateur glissant qui à été présentée dans le chapitre (3)

IV.3. Conception de régulateur flou

On peut choisir la même conception pour les deux régulateurs flous $FLC(\omega)$ et $FLC(\phi)$, la seule différence entre les deux régulateurs est les gains d'adaptation et de normalisation, ils jouent un rôle extrêmement important, en effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande, l'intervalle d'intérêt de chaque variables d'entrée est subdivisé en cinq (5) classes, par contre celle de la sortie est subdivisé en sept (7) classes.

Comme c'est montre a la figure (IV.2)

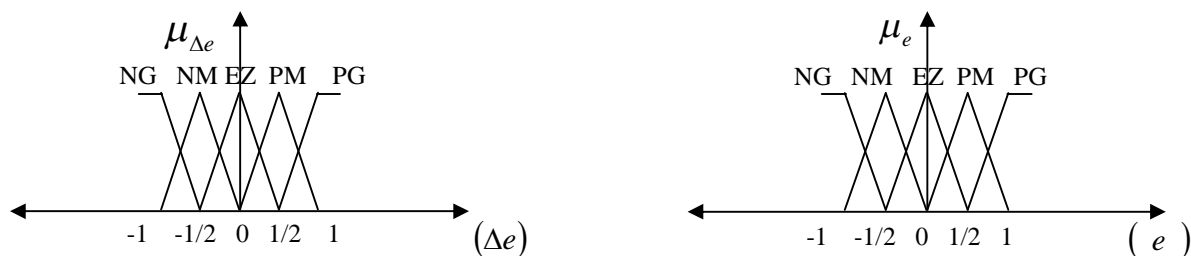


Figure (IV.2.a) : les fonctions d'appartenances des différentes variables linguistiques.

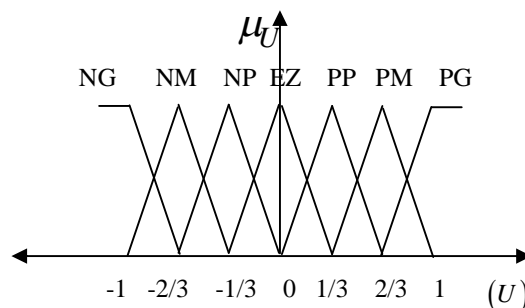


Figure (IV.2.b) : les fonctions d'appartenances des différentes variables linguistiques.

IV.3.1. Le tableau d'inférence

A partir des 25 ensembles flous associés à la variation de la commande, la matrice d'inférence est donnée comme suit :

Δe \ e	NG	NM	EZ	PM	PG
NG	NG	NM	NP	NP	EZ
NM	NM	NP	NP	EZ	PP
EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
PM	NP	EZ	PP	PP	PM
PG	EZ	PP	PP	PM	PG

Tableau des règles de décision floue (inférence).

IV.3.2. Méthode déffuzzification

Pour l'implication on a utilisé la méthode de 'Zadeh' ; la déffuzzification se fait par la relation dite 'centre de gravité', donnée comme suit :

$$x_{Gi} = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} x_i s_i}{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} s_i} \quad (\text{IV.1})$$

IV.4. Simulations et interprétations

La figure (IV.3) représente le comportement dynamique du système dans le cas de réglage de vitesse et le contrôle de flux par cette nouvelle stratégie de commande. Les performances du réglage sont très satisfaisantes.

Dans la figure (IV.3) une introduction d'une perturbation ($Cr = 8N.m$) est faite celle ci à été rejetée par la commande avec succès.

Avec une introduction d'une inversion de vitesse de référence suit la valeur de référence comme le montre la figure (IV.4)

A la fin et dans but de tester la robustesse cette nouvelle stratégie de commande, nous avons introduit des variations paramétriques, la figure (IV.5) donne le comportement du système lors du réglage de vitesse et le contrôle du flux.

Quand le système est soumis à une telle variation, que ce soit durant le régime transitoire ou le régime permanent, on ne remarque aucun changement notable des allures des différentes réponses par rapport à celles enregistrées en fonctionnement normal figure (IV.3)

On peut dire que ce type de commande présente une solide robustesse en présence des variations paramétriques et de perturbation.

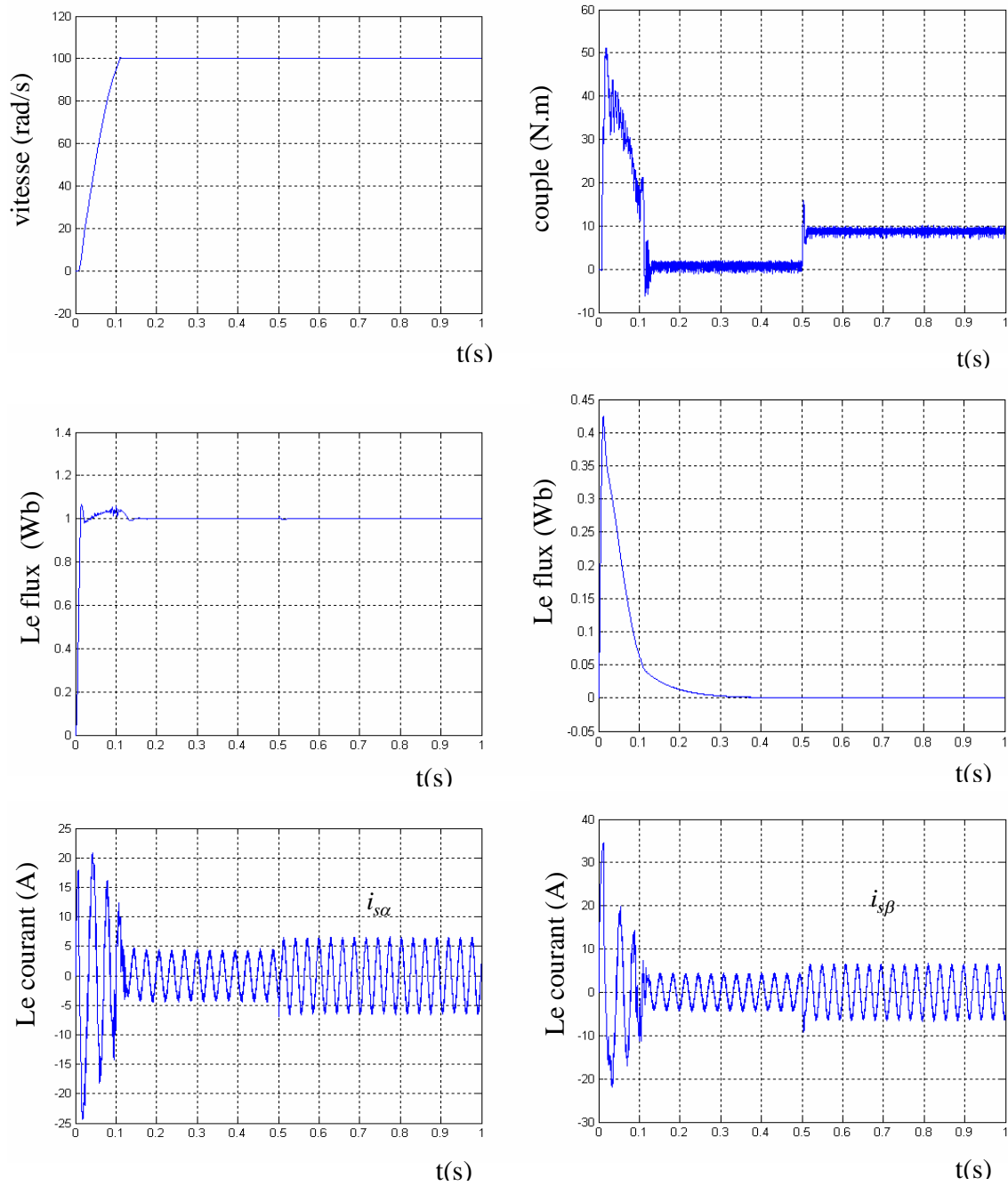


Figure (IV.3): Introduction de couple charge ($C_r=8$ N.m) à $t=0.5$ s.

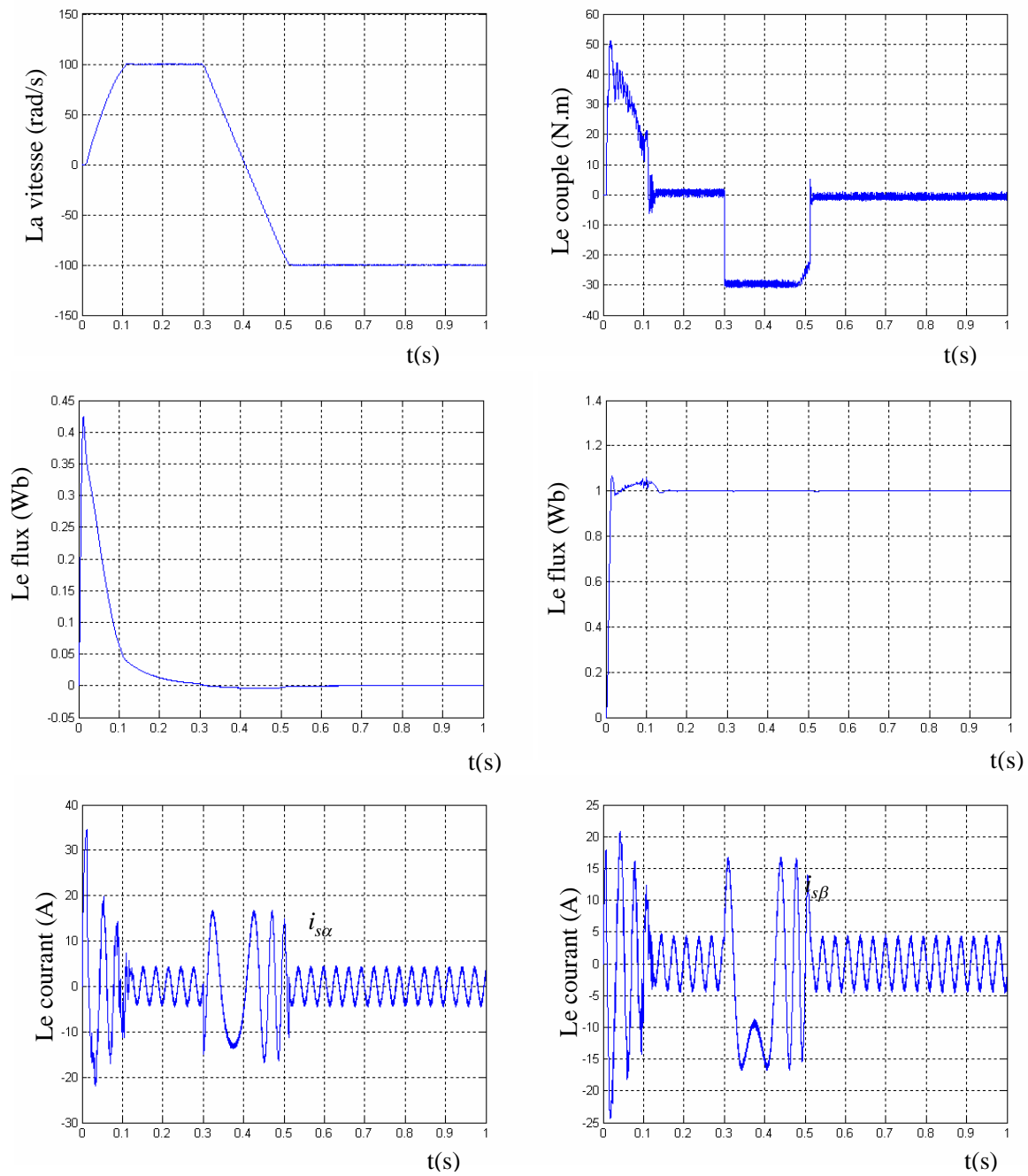
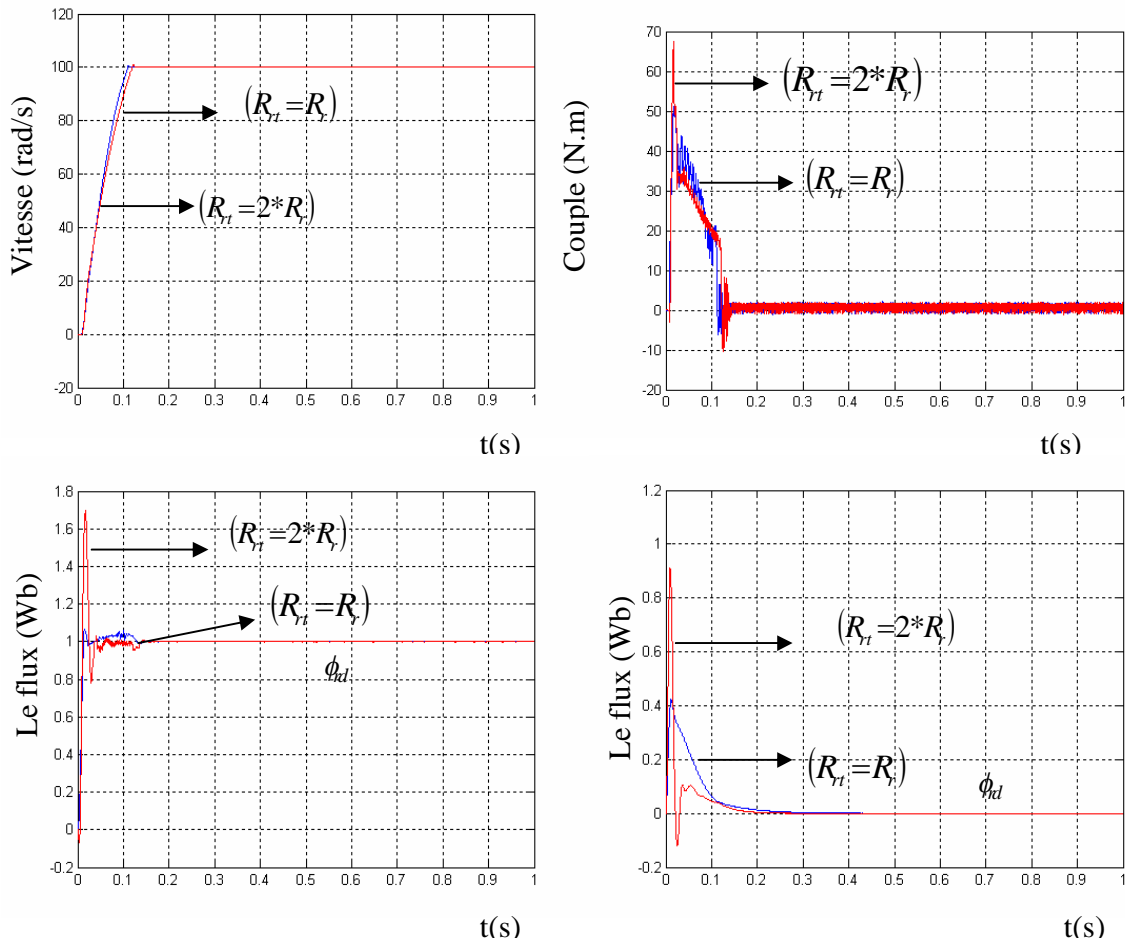


Figure (IV.4): Inversion de sens de rotation à $t=0.3$ s .



La courbe Rouge pour une valeur $(R_{rt} = 2 * R_r)$.

La courbe bleue pour une valeur $(R_{rt} = R_r)$.

Figure (IV.5) : Test de robustesse, variation de R_r .

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné les outils de base de la logique floue nécessaires à la compréhension des systèmes et régulateurs flous.

Dans les figures (fig(IV.3), fig(IV.4) et fig(IV.5)) nous avons présenté et appliqué un régulateur glissant-flou sur la machine.

Ce régulateur est basé sur le modèle de (Zadeh) .ses entrées sont la surface et sa dérivée ,dont les règles sont inspirées du principe des régulateurs à mode glissants .

L'application du régulateur proposé et développé pour la commande de la machine asynchrone, a donné de bons résultats et des performances très satisfaisantes.

Nous avons constaté que cette commande rejette totalement la perturbation ,et aussi permet une bonne poursuite de consigne de la vitesse ,en effet pratiquement insensible aux variations paramétriques,et sans aucun broutement (chattering).

CHAPITRE 5

ETUDE COMPARATIVE.

V.1.Introduction

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus dans les chapitres 2,3,4,,il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les différentes commandes ainsi élaborées ;cette étape constitue une aide importante pour le choix du type de commande selon le cahier de charge d'application envisagée.

Dans le présente chapitre nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques pour les cinq types de commande ;commande par logique floue ;commande floue a gain adaptatif ;commande par mode de glissement ;commande par glissant-floue ;cela conduit à prévoir ,à priori les avantages et inconvénients à l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle ;du point de vue automatique ,la meilleure sera celle qui répond aux exigences telles que :

- Meilleures performances dynamiques et statiques.
- Meilleures poursuite des consignes contrôlées (vitesse).
- Meilleures rejection des perturbations du couple.
- Insensibilité vis-à-vis des variations des résistances liées à l'échauffement normale du moteur.
- Evolution des courants dans les limites de l'échauffement normale de la machine sans impulsions fortes sur la couple.

Comparaison des cinq types de commande :

Les figures ((V.1) et (V.1)) rassemblent les différentes résultats de tests déjà réalisés aux chapitres 2,3,4 sur chaque type de commande ;leurs performances seront consignées dans des tableaux récapitulatifs indique par la suite ,il s'agit donc :

- Du temps de réponse (ou d'établissement) correspondant à la durée pendant laquelle la réponse arrive dans un intervalle de ± 5 autour du signal de référence .

- Du dépassement correspondant à $\frac{s_{\max} - s_{ref}}{s_{ref}}$.
- De l'erreur statique définie par $\frac{s_{ref} - s_f}{s_{ref}}$.

Avec

s_{ref} : La valeur de signal de référence.

s_f : La valeur final de la réponse après établissement du régime permanent.

s_{\max} : La valeur maximale de la réponse.

Les tableaux sont formés de quatre parties :

- La 1^{er} partie donne les performances du 1^{er} transitoire.
- La 2^{eme} partie donne les performances du dernier établissement.
- La 3^{eme} partie traite la robustesse de chaque commande.
- La 4^{eme} partie est consacrée au phénomène de chattering.

V.2. Notation

Les tableaux (V.1) ;(V.2) Contiennent les notations suivantes :

F : commande par la logique floue.

FA : commande par la logique floue avec une adaptation de gain de sortie.

M G : mode de glissement.

MGF : mode de glissement associée à la logique floue.

I_{\max} : courant statorique maximale correspondant au pic maximum au démarrage.

t_{rv} : temps de réponse de la vitesse.

p_{v1} : la profondeur du creux de rejection de la 1^{ere} transition.

P_{v2} : la profondeur du creux de rejection de la 2^{ere} transition.

p_{c1} : le dépassement du couple (ou creux de rejection) de la 1^{ere} transition.

p_{c2} : le dépassement du couple (ou creux de rejection) de la 2^{ere} transition

p_{f1} : le dépassement du flux de la 1^{ere} transition.

p_{f2} : le dépassement du flux de la 2^{ere} transition.

ΔC_0 : la largeur de la bande de chattering pendant l'intervalle de temps [0 0.5s].

ΔC_1 : la largeur de la bande de chattering pendant l'intervalle de temps [0.5 1s].

ΔC_2 : la largeur de la bande de chattering pendant l'intervalle de temps [1 2s].

ε_v : Erreur statique de la vitesse.

ε_c : Erreur statique de couple.

C_{max} : couple maximale (du 1^{ère} transitoire).

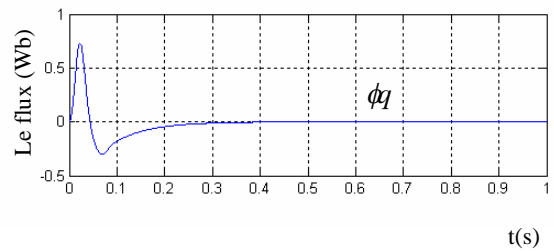
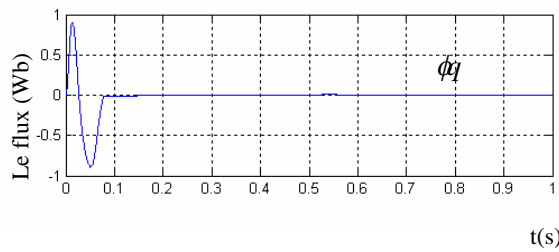
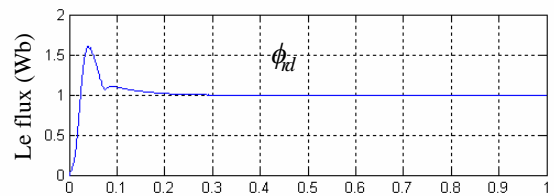
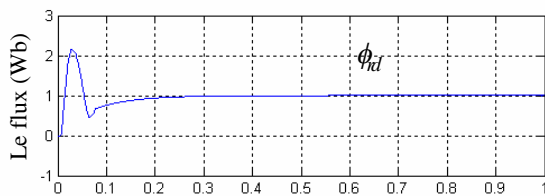
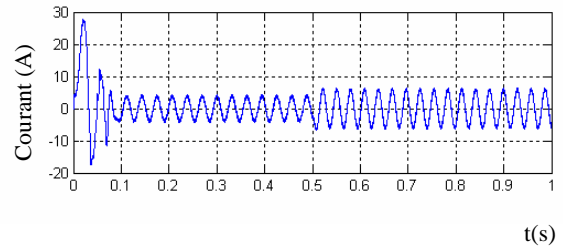
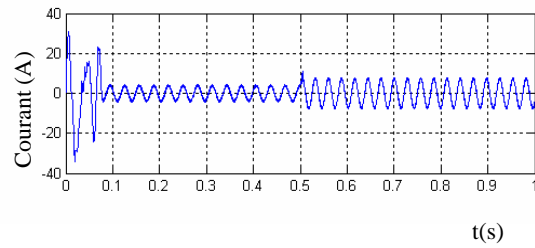
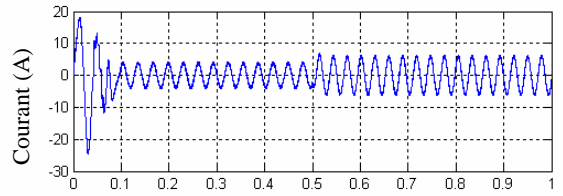
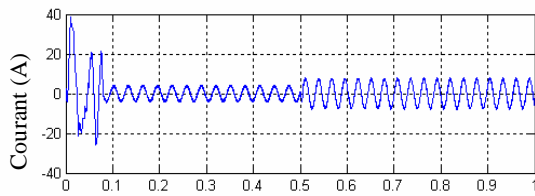
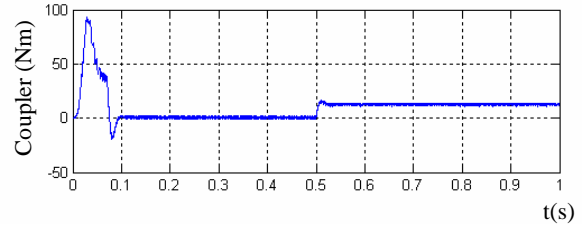
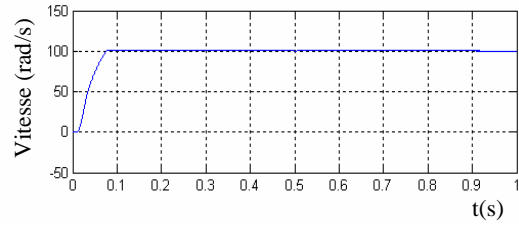
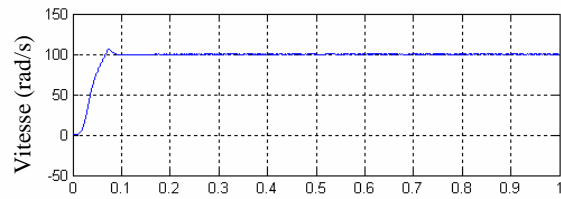
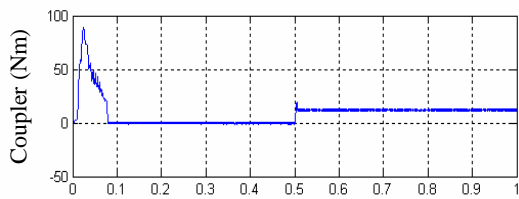
Les intervalles [0 0.5s] et [0.5 1s] et [1 2s] correspondent Respectivement au démarrage de la machine, la 1^{ère} transition et la 2^{ème} transition.

V.3.Comparaison au niveau de la régulation de la vitesse

Les résultats de simulation de la régulation sont donnés par la figure (V.1), les performances offertes par chaque type de commande sont regroupées dans le tableau (V.1), la machine est faite démarrée à vide, après une demi seconde $t=0.5$ (s) une charge ($C_r=15$ N.m) lui est appliquée.

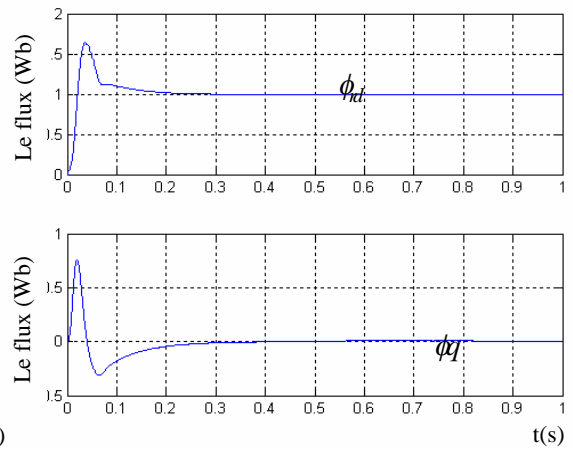
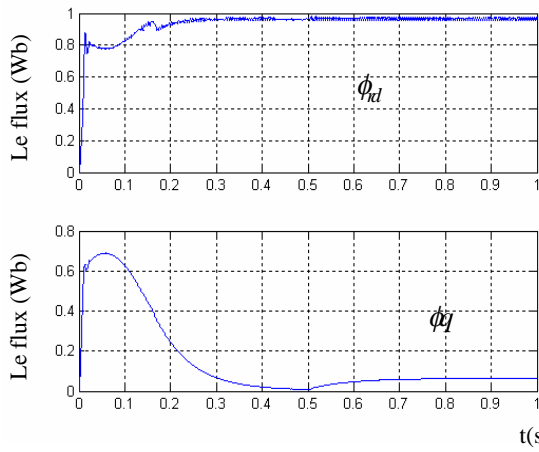
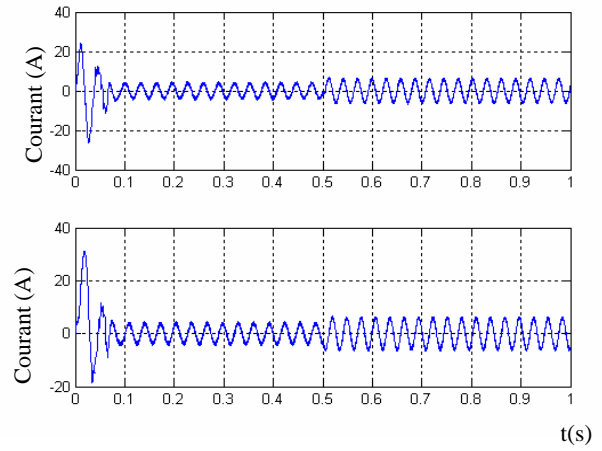
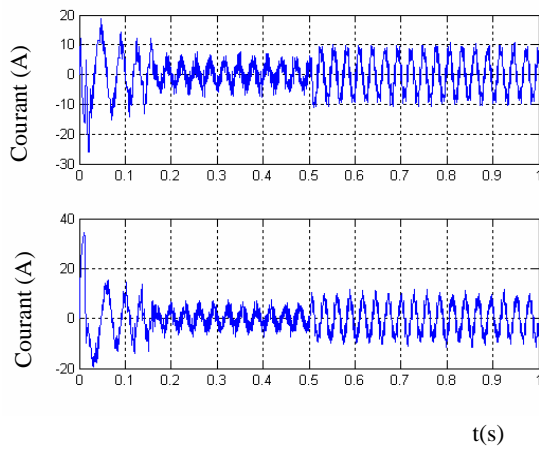
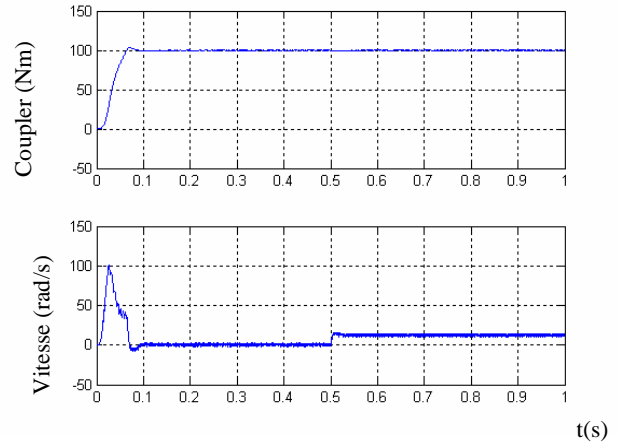
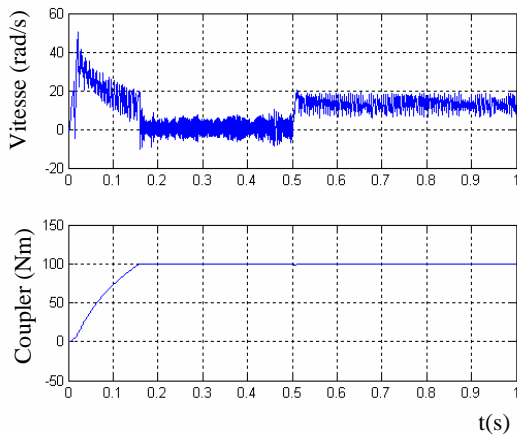
Tableau (V.1)	CV (commande vectorielle)	F (logique floue)	FA (floue adaptative)	MG (mode glissant)	MGF (mode glissant floue)
Performances du régime transitoire					
I_{smax} (A)	38.5	29	32	37.4	31
t_{rv} (s)	0.069	0.06	0.058	0.13	0.085
C_{max} (N.m)	88.5	95	100	49	58
ϕ_{max} (w)	2.2	1.55	1.5	1	1.15
Performances du régime statique					
ε_v (%)	0.0058	0	0	0.025	0
ε_c (%)	0.13	0	0	0.0033	0.0016
Robustesse					
P_{fl} (%)	0.05	0	0	0	0
P_{v1} (%)	-0.01	-0.005	-0.0025	-0.0005	-0.0025
P_{c1} (%)	0.46	0.266	0.2	0.6	0.46
Phénomène de « chattering »					
ΔC_0 (%)	–	–	–	0.4	–
ΔC_1 (%)	–	–	–	0.266	–

Tableau (V.1)



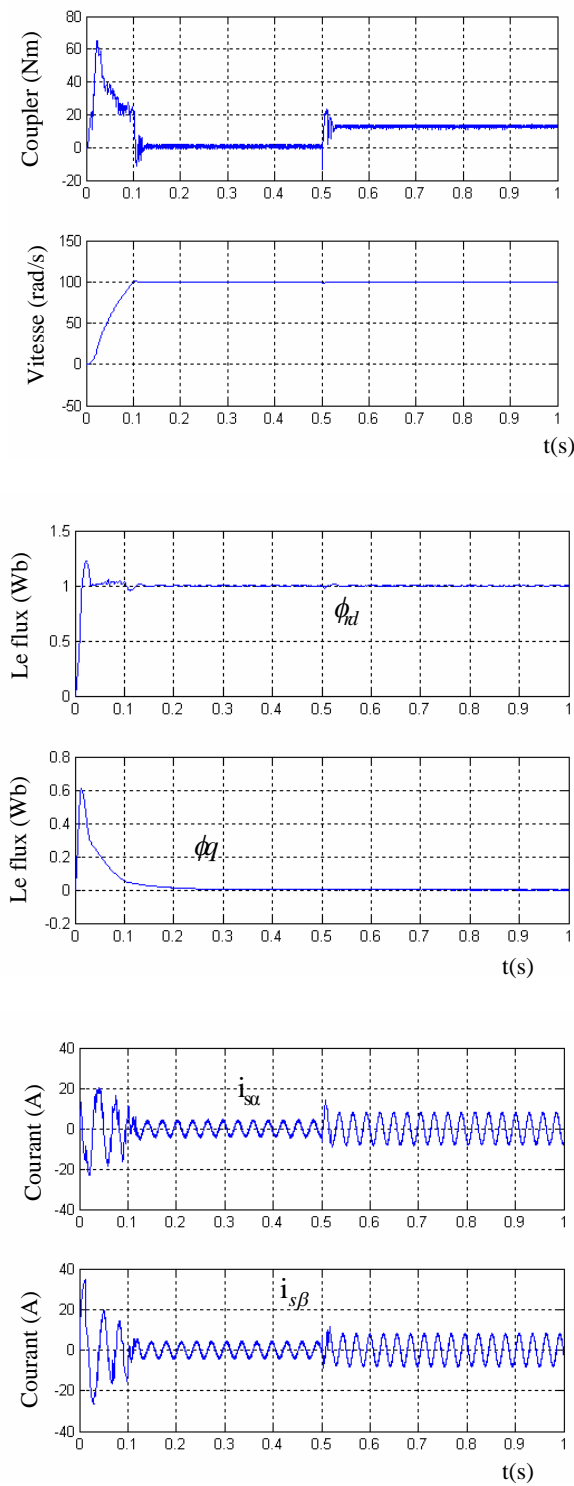
Commande vectoriel PI classique.

Commande PI floue.



Commande par mode de glissement

Commande PI floue à gain flou adapté.



Commande hybride (glissant- floue) pour $Cr=15N.m$

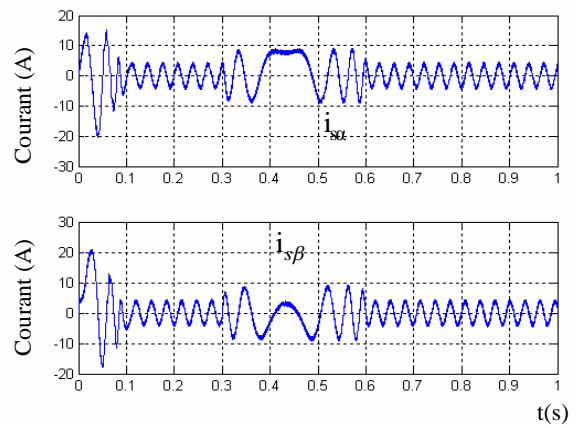
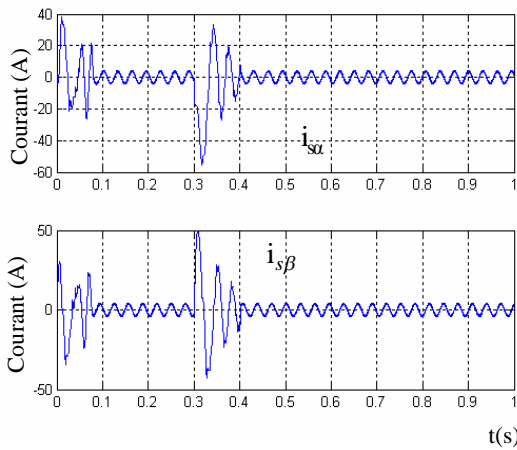
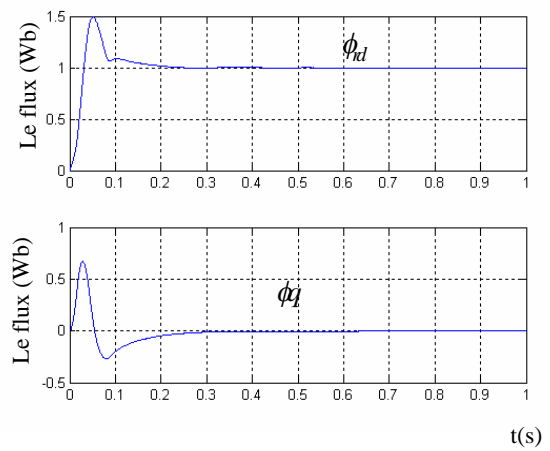
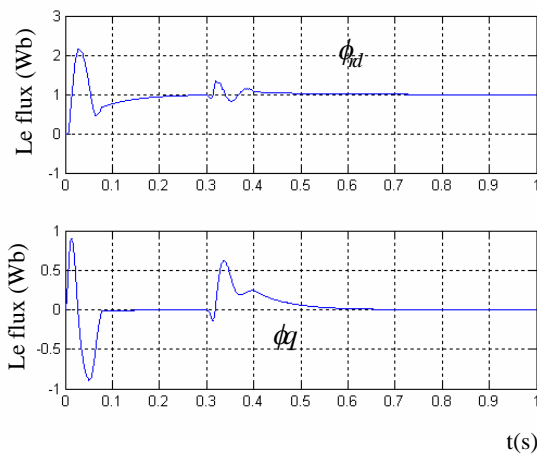
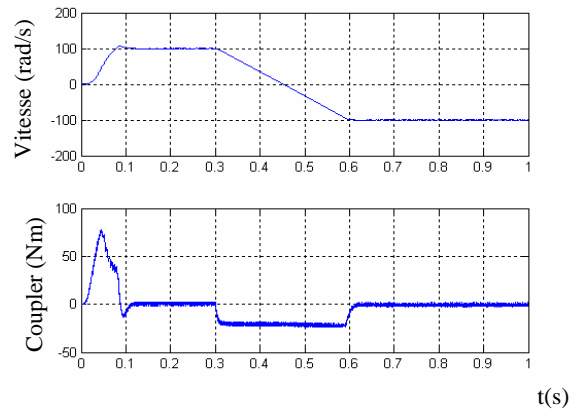
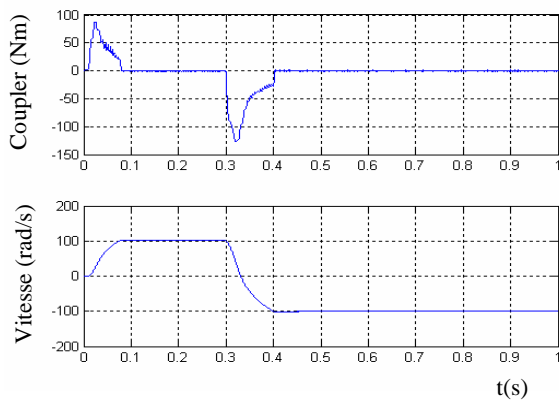
La figure (V.1) courbes de comparaison entre les 5 techniques dans les conditions de régulation de la vitesse avec démarrage à vide et application d'une charge après 0,5 seconde.

V.4. Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse

Les figures (V.2) illustrent les résultats de la simulation concernant l'inversion de vitesse de rotation 100 (rd/s) et -100 (rd/s), le tableau (V.2) donne les performances correspondantes à chaque type de commande .

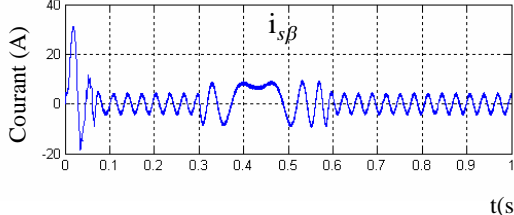
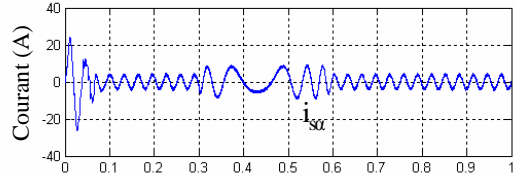
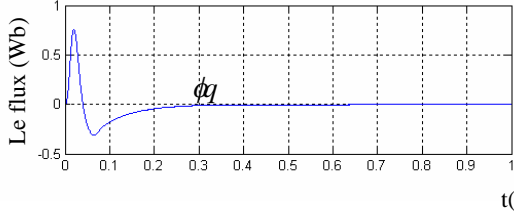
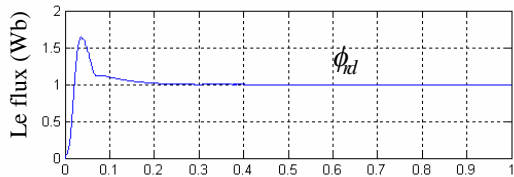
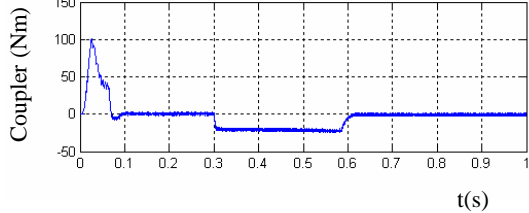
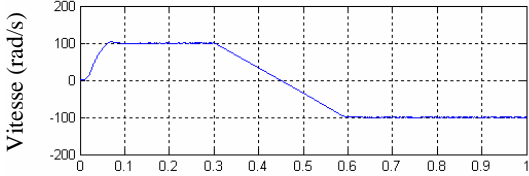
Tableau (V.2)	CV (commande vectorielle)	F (la logique floue)	FA (floue adaptative)	MG (mode glissant)	MGF (mode glissant floue)
Performances du régime transitoire					
$I_{smax}(A)$	38	29	32	37.4	32
t_r (s)	0.069	0.06	0.058	0.13	0.089
$C_{max}(N.m)$	88	94	100	49	48
Robustesse					
P_{v1} (%)	0.005	0.004	0.002	0	0
P_{v2} (%)	-0.005	0	0	0	0
P_{f1} (%)	1.15	0.6	0.65	0	0.05
P_{f2} (%)	0.7	0	0	0	0
Phénomène de « chatteriçng »					
ΔC_1 (%)	–	–	–	6	–

Tableau (V.2)

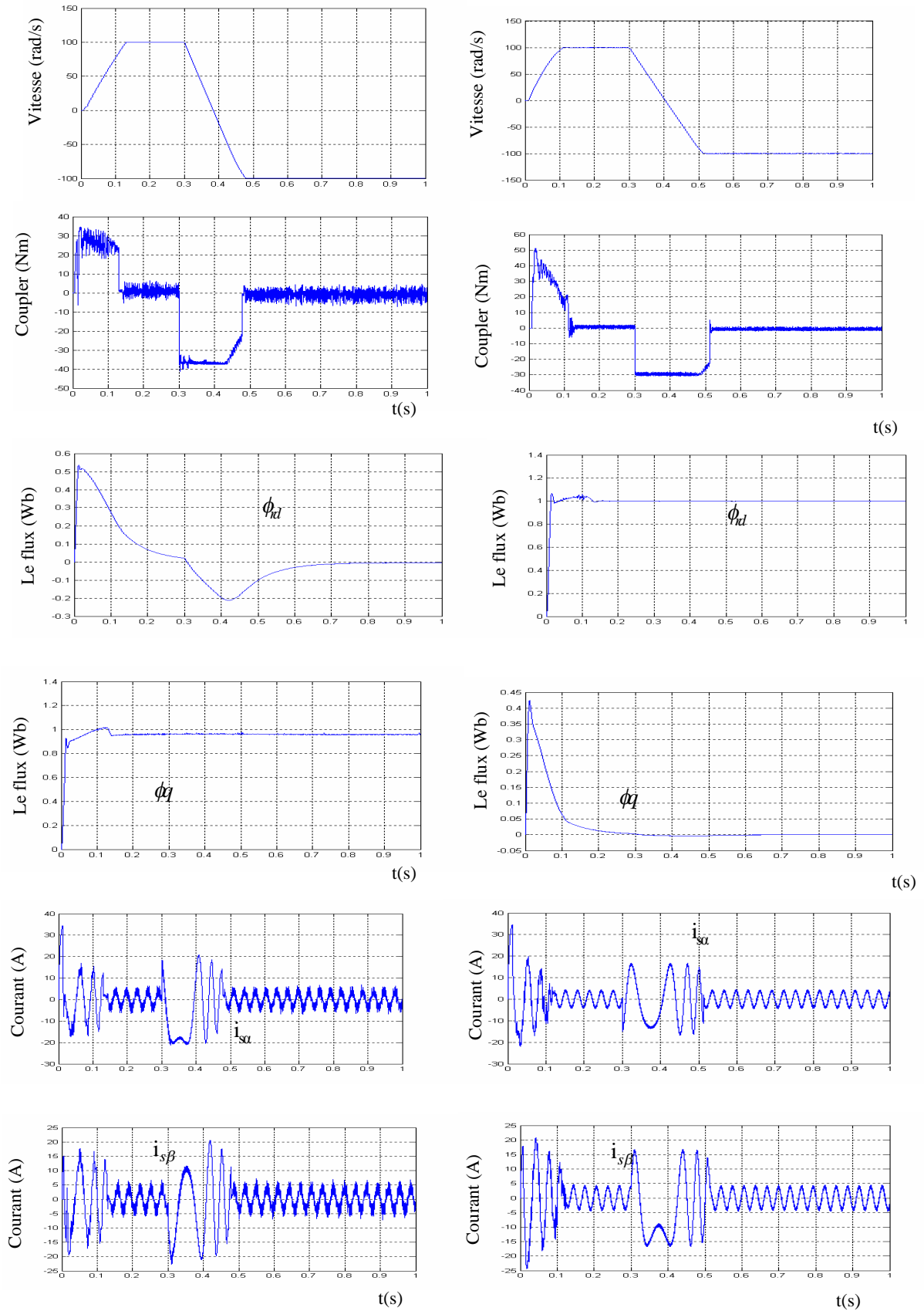


Commande vectoriel PI classique.

Commande PI floue.



Commande PI floue à gain flou adapté.



Commande par mode de glissement.

Commande hybride (glissant- floue).

La figure (V.2) : Test de poursuite de vitesse à t=0.3 (s) 100 (rd/s) et -100 (rd/s).

V.5.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une étude comparative des cinq commandes de la machine asynchrone réalisées dans cette thèse, ces commandes sont :

- La commande vectorielle par orientation de flux rotorique .
- La commande par la logique floue.
- La commande par la logique floue à gain flou adapté.
- La commande par mode de glissement.
- La commande hybride (glissant-floue).

Les performances statique offertes par les cinq types de commande ,ont été données sous forme de tableaux ,en effet ,le contrôle vectorielle offre comme avance une meilleure temps de réponse ,cette méthode est sensible aux variations des paramétriques .

On peut noter que le régulateur PI flou a montré son succès en apportant une nette amélioration des performances dynamiques de la vitesse.

Un régulateur PI flou à gain flou adapté (normalisation) est un régulateur capable de modifier son comportement pour compenser l'effet des perturbations et des variations paramétriques via l'ajustement de ces paramètres en temps réel selon une loi d'adaptation bien déterminée.

C'est à ce niveau qu'on peut faire à la commande par les modes de glissements qui est plus robuste que la commande vectorielle lors des variations des paramètres, l'inconvénient majeur des modes de glissements est le problème de (chattering) causé par sa nature commutant non linéaire .

La combinaison de mode de glissement et logique floue a permis la réduction de ce phénomène (chattering) avec la conservation des mêmes performances automatiques préalablement obtenues .

CHAPITRE 6

COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR MRAS

VI.1.Introduction

La mise en œuvre effective d'une loi de commande sur un système dynamique nécessite la connaissance de son état ou d'une partie de celle-ci ,A chaque instant, en pratique, la connaissance partielle de l'état s'obtient grâce à des mesures effectuées avec des capteurs tels que les codeurs incrémentaux ,génératrices tachymétriques ,accéléromètres ,etc ,ces mesures sont souvent bruitées ,ce qui dégrade les performances d'une boucle de régulation , pour des raisons techniques et de coût , la dimension du vecteur de sortie ou de mesures étant inférieure à la dimension du vecteur d'état ,elle ne permet pas une déduction algébrique du vecteur d'état ,pour toutes ces raisons on a recourus à la théorie des observateurs .

Un observateur fournit une estimation asymptotique de l'état en fonction des entrées appliquées au système (issues des algorithmes de commande) et des sorties de mesures ,l'observateur possède le comportement d'un système dynamique ,l'utilisation des observateurs est un moyen de reconstruction de l'état ,d'autre part ,elle constitue une étape intermédiaire pour la commande d'un système dont l'état est partiellement connu ,ce dernier cas rentre dans le cadre de la commande dynamiques a concerné nombre de chercheurs au cours des dernières décennies ,une introduction à ce sujet a été présentée par [47] pour le cas linéaire déterministe et par [48] pour le cas stochastique .

Nombreux sont les observateurs proposés dans la littérature pour la machine asynchrone ,parmi lesquels on citera [49],[50],[51] , [52]et [53] dans le but de réduire le coût de la commande pour la machine asynchrone ,plusieurs algorithmes d'estimation de flux rotorique et de la vitesse ,ont été développés par de nombreux chercheurs ,cependant ,cela constitue un défi théorique ,sachant que le modèle de la machine asynchrone est non linéaire .

Dans [49], l'auteur propose un algorithme adaptatif basé sur le modèle de référence (MRAS,model reference adaptive system) ;pour l'estimation du flux rotorique et de la vitesse rotorique ,en utilisant uniquement les mesures de la tension et du courant statoriques ,en considérant deux modèles pour calcul et l'estimation du flux rotorique ,un premier modèle dit

de référence qui n'est pas fonction de la vitesse rotorique, et un deuxième modèle dit modèle ajustable qui est fonction de la vitesse rotorique, donc en utilisant le critère d'hyperstabilité de Popov et en supposant que la vitesse est un paramètre constant dans le modèle ajustable, un algorithme adaptatif pour l'estimation de la vitesse rotorique est déduit.

VI-2. Observateurs

VI-2-1. Principe des observateurs

VI-2-2. Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, en fin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classées en deux grandes catégories [57], [67] [65] :

Observateurs pour les systèmes linéaires : c'est les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A" du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.

Observateurs pour les systèmes non linéaires : Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple :

- des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapounov,
- des observateurs à structure variables (modes glissants),
- des observateurs à grand gain.

En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [68] [52] [70] [28] :

Observateurs de type déterministes : ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger.

Observateurs de type stochastiques : ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

En fin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux peuvent être classés en deux familles [57]:

Observateurs d'ordre complet : ces observateurs donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statoriques et rotoriques, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long. Les matrices dynamiques sont de rang 4 et il faut les réactualiser en introduisant la mesure de la vitesse.

Observateurs d'ordre réduit : ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables (flux). Ces observateurs nécessitent moins temps de calcul que ceux d'ordre complet.

L'adoption d'une approche déterministe pour l'estimation d'état d'un système physique suppose une connaissance exacte de son modèle c'est-à-dire, de ses matrices A, B et C. Cette approche néglige également les notions d'incertitudes et de fluctuations aléatoires. Or, toute observation physique est perturbée par des signaux parasites qui ont des causes diverses internes ou externes aux dispositifs de mesures. Quand les bruits (signaux parasites) sont faibles, l'approche déterministe peut s'avérer suffisante. Cependant, pour atteindre de hautes performances, il faut augmenter la précision des variables estimées.

Dans l'approche stochastique, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice de gain K est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées [57].

Dans le cas stochastique, qui est plus général, on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits des mesures. La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe. Cependant, les gains du filtre sont calculés à partir des paramètres du modèle d'état du processus et des lois de probabilité des bruits.

Dans la littérature spécialisée, le terme d'observateur d'état est réservé pour une estimation d'état déterministe et le terme filtre pour le cas stochastique [57].

Dans cette étude, le filtre stochastique d'ordre complet de Kalman a été retenu. Comme le fonctionnement de ce filtre est en présence du bruit, la quantification de ces bruits (état et mesure) est essentielle pour le bon fonctionnement du filtre. Il est intéressant de rappeler les différentes sources de ces bruits.

Dans ce chapitre, nous allons présenter une technique déjà utilisée pour l'estimation du flux ainsi que la vitesse rotorique de la machine asynchrone ; toutes ces différentes tests seront présentées avec résultats de simulation.

VI.3. Observateur par Modèle de référence

Comme le montre le schéma proposé par la figure (VI.1) : ci-dessus ,cette méthode est basée sur le modèle de référence qui ne dépend pas de la vitesse rotorique et qui fournit un certain flux de référence ,[49],le modèle ajustable,qui lui directement dépend de la vitesse ,fournit un certain flux estimé ,l'erreur entre ces deux modèles ,injectée dans un PI ,donne la vitesse rotorique ,la stabilité globale de cet algorithme est montrée ,grâce au critère d'hyperstabilité de popov.

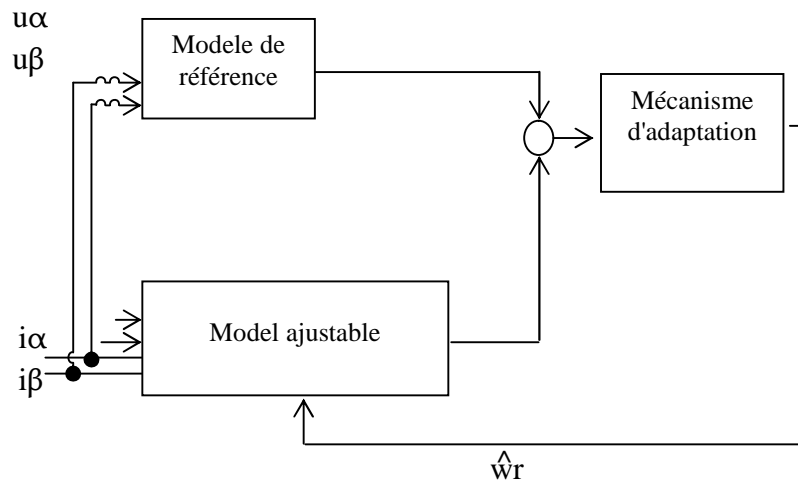


Figure (VI.1) : structure de MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique

Le modèle de référence est donné par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\phi_\alpha = \frac{lr}{m}u_\alpha - R_s i_\alpha - \sigma l_s \frac{d}{dt}i_\alpha \\ \frac{d}{dt}\phi_\beta = \frac{lr}{m}u_\beta - R_s i_\beta - \sigma l_s \frac{d}{dt}i_\beta \end{cases} \quad (VI.1)$$

Le modèle ajustable est :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\phi_\alpha = \frac{m}{Tr}i_\alpha - \frac{1}{Tr}\phi_\alpha - p\omega\phi_\alpha \\ \frac{d}{dt}\phi_\beta = \frac{m}{Tr}i_\beta + p\omega\phi_\beta - \frac{1}{Tr}\phi_\beta \end{cases} \quad (VI.2)$$

Supposons que la vitesse rotorique (ω) est constante et remplaçons la par son estimée ($\hat{\omega}$) dans le modèle ajustable (VI.2) on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\hat{\phi}_\alpha = \frac{m}{Tr}i_\alpha - \frac{1}{Tr}\hat{\phi}_\alpha - p\hat{\omega}\hat{\phi}_\alpha \\ \frac{d}{dt}\hat{\phi}_\beta = \frac{m}{Tr}i_\beta + p\hat{\omega}\hat{\phi}_\beta - \frac{1}{Tr}\hat{\phi}_\beta \end{cases} \quad (\text{VI.3})$$

La dynamique d'erreur entre les deux modèles (VI.2) et (VI.3) est donc obtenue par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\varepsilon_\alpha = -\frac{1}{Tr}\varepsilon_\alpha - p\omega\varepsilon_\beta - (\omega - \hat{\omega})\hat{\phi}_\beta \\ \frac{d}{dt}\varepsilon_\beta = p\omega\varepsilon_\alpha - \frac{1}{Tr}\varepsilon_\beta + (\omega - \hat{\omega})\hat{\phi}_\alpha \end{cases} \quad (\text{VI.4})$$

Equivalent à :

$$\frac{d}{dt}\varepsilon = A_2\varepsilon - W_2 \quad (\text{VI.5})$$

En respectant le critère de Popov, Shauder propose la loi d'adaptation candidate suivante :

$$\hat{\omega} = \phi_2(\varepsilon) + \int_0^t \phi_1(\varepsilon)d\tau \quad (\text{VI.6})$$

Le critère de Popov exige la satisfaction de l'inégalité suivante :

$$\int_0^t \varepsilon^T W_2 dt \geq -\gamma_0^2; \forall t_1 \geq 0 \quad (\text{VI.7})$$

Ou γ_0^2 constante positive, en utilisant la définition de $(\hat{\omega})$; remplaçons ε et W_2 par leur valeurs, on obtient :

$$\int_0^{t_1} \left\{ \left[\varepsilon_\alpha \hat{\phi}_\beta - \varepsilon_\beta \hat{\phi}_\alpha \right] \left[\omega - \phi_2(\varepsilon) - \int_0^t \phi_1(\varepsilon)d\tau \right] \right\} dt \geq -\gamma_0^2 \quad (\text{VI.8})$$

La solution de cette inégalité peut être trouvée à l'aide de la relation suivante.

$$\int_0^{t_1} k \left(\frac{d}{dt} f(t) \right) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} k f(0)^2; k > 0 \quad (\text{VI.9})$$

En utilisant cette expression, on peut montrer que l'inégalité de Popov est satisfaite par les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} \phi_1 = k_i (\varepsilon_\beta \hat{\phi}_\alpha - \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_\beta) = k_i (\phi_\beta \hat{\phi}_\alpha - \phi_\alpha \hat{\phi}_\beta) \\ \phi_2 = k_p (\varepsilon_\beta \hat{\phi}_\alpha - \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_\beta) = k_p (\phi_\beta \hat{\phi}_\alpha - \phi_\alpha \hat{\phi}_\beta) \end{cases} \quad (\text{VI.10})$$

La valeur estimée $(\hat{\omega}(t))$ est donnée par loi d'adaptation suivante :

$$\hat{\omega} = k_p (\phi_\beta \hat{\phi}_\alpha - \phi_\alpha \hat{\phi}_\beta) + k_i \int_0^t (\phi_\beta \hat{\phi}_\alpha - \phi_\alpha \hat{\phi}_\beta) d\tau \quad (\text{VI.11})$$

VI.4. Commande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone

Le schéma bloc du système d'entraînement de la machine asynchrone à flux orienté sans capteur de vitesse est illustré par la figure suivante :

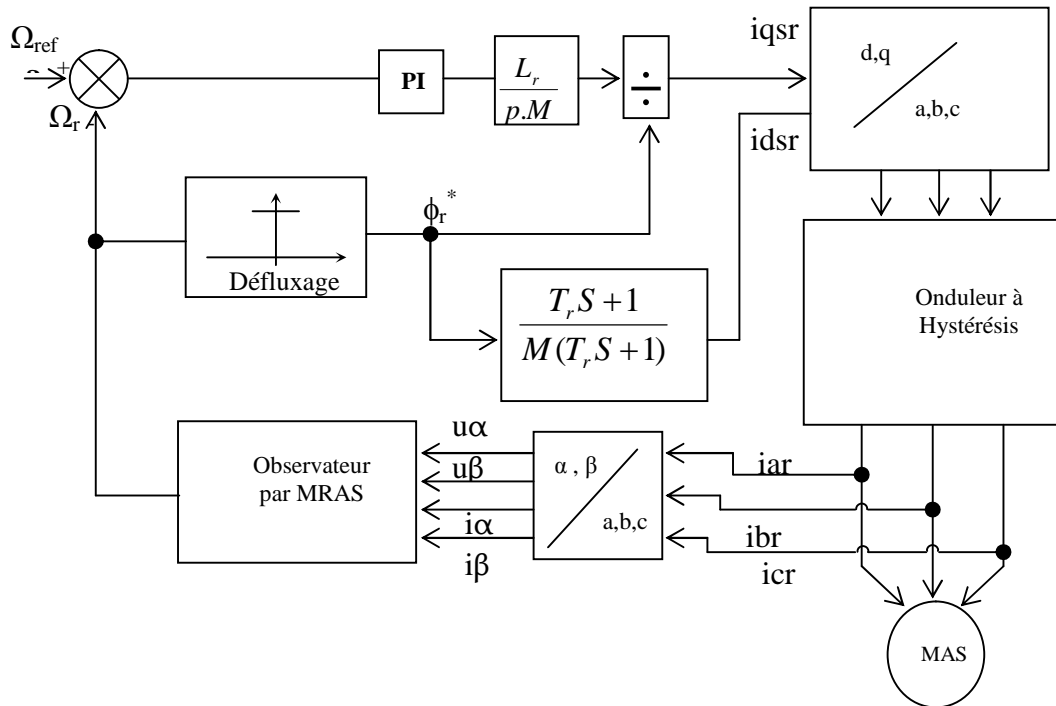


Figure (VI.2) : Structure d'une commande sans capteur vitesse d'une machine asynchrone à flux orienté avec observateur par modèle de référence.

VI.5. Résultat de simulation

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse du MRAS donc le système d'entraînement global, on a simulé une multitude de cas (démarrage à vide avec introduction de la charge, inversion du sens de rotationetc.)

VI.5.1. démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge

La figure (VI.3) illustre les performances de la régulation sans capteur de vitesse. Le moteur démarre à vide, puis à $t=0.7$ s on le charge avec un couple résistant $C_r=5$ N.m pour ces régimes transitoires, on observe que l'estimation du flux et de la vitesse de rotation est très satisfaisante.

En effet, les erreurs d'estimation de ceux derniers sont négligeables tant au permanent qu'aux transitoires, l'insensibilité de l'algorithme d'estimation vis-à-vis de la variation de la charge est acceptable. ces résultats montrent que ce observateur par modèle de référence est implanté avec

succès dans un control vectoriel indirect sans capteur robuste vis-à-vis de la variation de la charge.

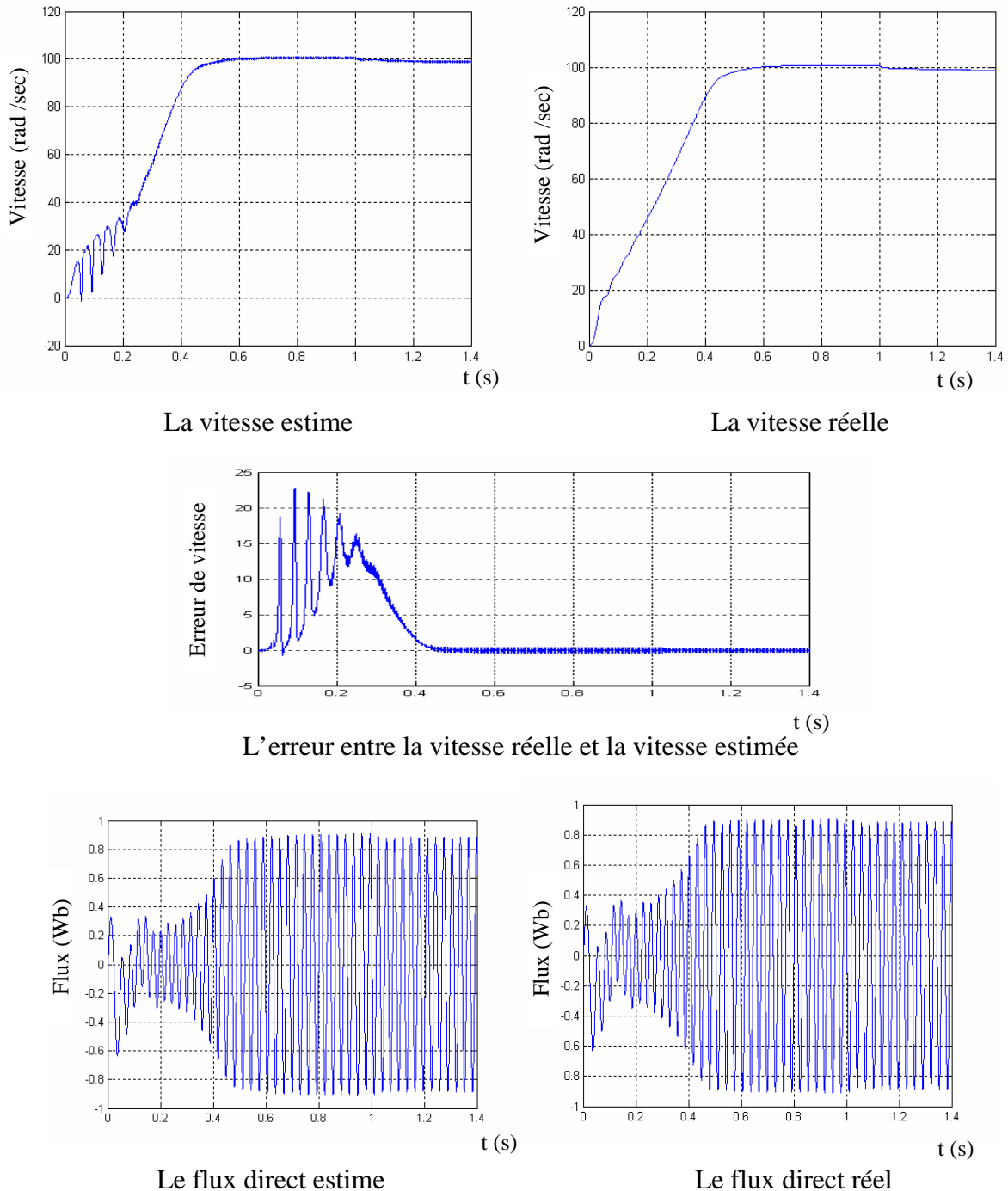


Figure (VI.3) : Régulation de vitesse d'un moteur asynchrone avec application de couple de charge

VI.5.2. Changement de consigne de la vitesse

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vectorielle indirect utilisant le MRAS vis-à-vis de la variation brusque de la vitesse de rotation, pour ce faire, on applique une

consigne de vitesse égale à 100rd/s pendant une durée de temps $t=0.7$ s, puis, on applique une consigne de vitesse égale 50rd/s.les résultats de simulation sont donnés sur la figure (VI.4)

On observe d'après ces résultats que cette commande est robuste vis-à-vis de la variation importante de la vitesse.

L'erreur d'estimation de la vitesse montre que la vitesse estimée suit la vitesse réelle avec précision au régime permanent, aux transitoires (démarrage et changement de consigne de la vitesse), cette erreur est acceptable et n'affecte pas les comportements statiques et dynamiques de la commande vectorielle indirect et également le système d'entraînement global ; on note aussi que l'estimation du flux et du courant est faite d'une façon adéquate.

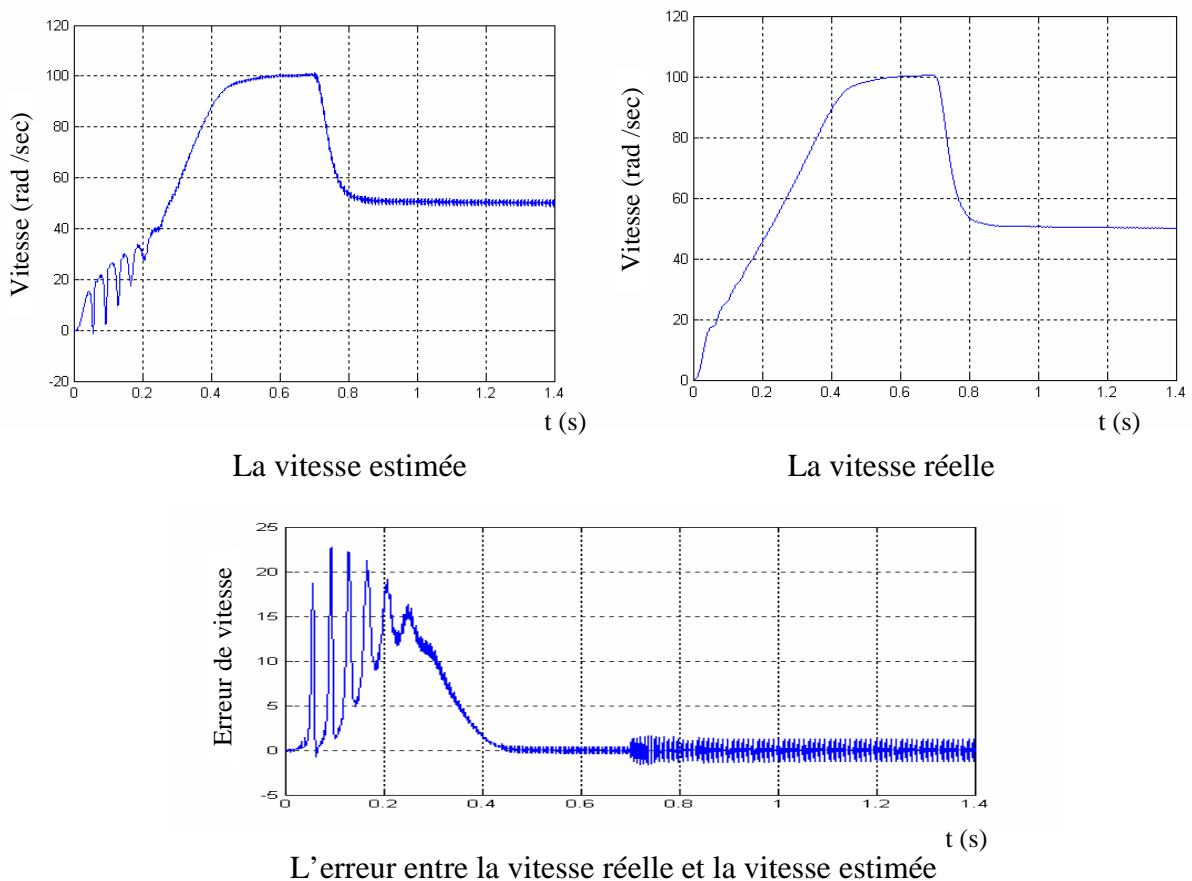


Figure (VI.4) : Régulation de vitesse d'un moteur asynchrone avec inversion de sens de rotation

VI.5.3. Robustesse vis -à-vis de la variation paramétrique

Afin d'étudier l'influence des variations paramétrique sur le comportement du MRAS et par conséquent, sur le comportement global du système d'entraînement ,nous avons introduit des variations aux paramètres de la machine (R_r),la figure (VI.5) montre le comportement dynamique du moteur asynchrone .

On remarque que le MRAS est insensible aux variations de la résistance rotorique.

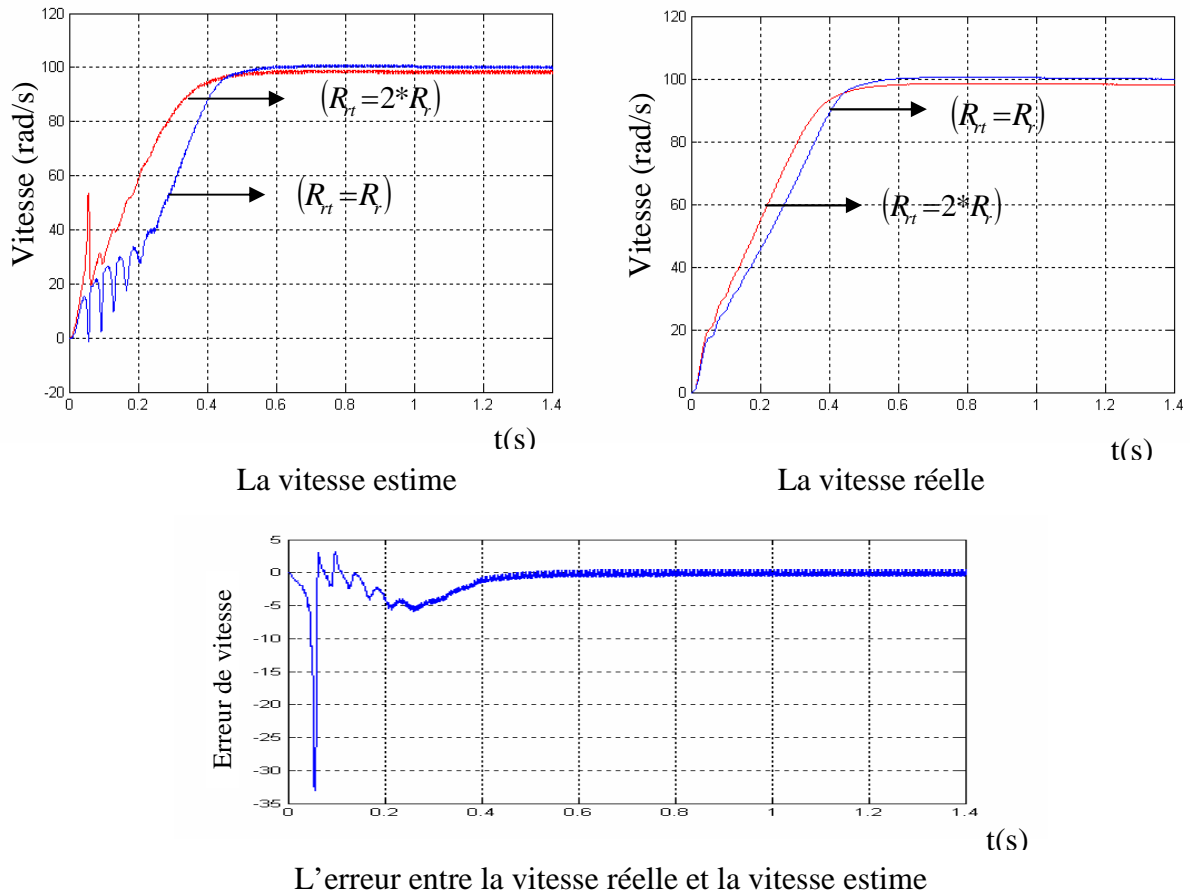


Figure (VI.5) : Test de robustesse (rouge pour $R_{rt}=R_r*2$ et bleu $R_{rt}=R_r$)

VI.6.Conclusion

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution .cette évolution a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tel que : encombrement, fragilité, coût,...etc .si le contrôle pour des vitesses élevées ne pose plus beaucoup de problèmes, il n'en est pas de même pour les basses vitesses et la positionnement.

Dans ce contexte, ce chapitre fait l'objet commande en vitesse par MRAS afin d'élaborer une commande vectorielle indirecte sana capteur.

L'introduction du MRAS au sein d'une commande vectorielle indirecte apporte des performances remarquables au système d'entraînement global, en effet, les résultats de simulation montrent que le MRAS possède une grande robustesse lors de l'application du couple de charge, l'inversion du sens de rotation.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons étudié par simulation numérique en utilisant le MATLAB la commande d'une machine asynchrone. Notre objectif est de réaliser une commande optimale de la MAS. Pour atteindre ce but, nous avons présenté au début la constitution générale des systèmes ainsi que les différentes stratégies de commande.

Nous avons établi le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation linéarisée de park.

Ensuite, nous avons donné les principes de base de la commande vectorielle qui permet d'imposer à la machine asynchrone des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu.

En effet, pour garantir une réponse dynamique stable et rapide de la vitesse dans toutes les conditions de fonctionnement, on a proposé pour la régulation de celle-ci un régulateur PI flou à gain flou adapté (normalisation) apte de compenser toute variation paramétrique.

Le chapitre 3 nous avons développé une loi de commande par mode de glissement, l'application de celle-ci au modèle de la machine asynchrone a permis, tenant compte des variations paramétriques, une régulation de flux et de vitesse assez satisfaisante au détriment d'une activation assez importante provoquant un phénomène appelé (chattering).

Dans le chapitre 4, nous avons développé et combiné la commande floue avec le mode de glissement, notre objectif principal est de montrer l'apport de cette nouvelle stratégie de commande par rapport à la commande par mode de glissement, l'application de celle-ci à la machine asynchrone a permis le rejet total des perturbations, une insensibilité aux variations paramétriques, et enfin une disparition du phénomène de broutement (chattering).

Nous avons proposé une nouvelle stratégie d'observation basée sur la MRAS pour les variables non mesurables (flux et vitesse de rotation), les résultats de simulation ont montré les capacités de cette nouvelle stratégie d'observation vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations.

L'issue de l'étude effectuée nous envisageons les perspectives suivantes :

- L'application de la deuxième technique présentée dans ce mémoire sur d'autres systèmes, comme les robots,etc
- L'implémentation matérielle de cette nouvelle stratégie de commande, dans le but de valider la synthèse se basant sur le modèle physique de la machine asynchrone.

Conclusion générale

- Etude théorique plus approfondie sur les régulateurs flous glissants, pour déterminer les gains de normalisation avec une base mathématique.

SPECIFICATIONS

Paramètres du moteur asynchrone utilisé [19]

Symboles	Description	Valeurs
R_s	Résistance statorique	4.85 (Ω)
R_r	Résistance rotorique	3.805 (Ω)
L_s	Inductance statorique	0.274 (H)
L_r	Inductance rotorique	0.274 (H)
M	Inductance Mutuelle	0.258 (H)
J	Inertie du Moteur	0.031 K.g.m ²
f_r	Coefficient de frottement	0.008 m.s/rad
p	Nombre de paires de pôles	2

Bibliographie

- [1] R. Abdessamed ,M. Kadjoudj « Modélisation des machines électrique », presses de l'université de batna 1997.
- [2] Jean. Pierre.Caron « Modélisation et commande de la machine asynchrone ».
- [3] J.P. Caron et J.P. Hautier « Systèmes électrotechnique applications industrielles » édition technique 1995 paris.
- [4] P. Barret « Régimes transitoires des machines tournantes électrique », édition eyrolles 1982 France.
- [5] Guy. Sturtzer « Modélisation et commande des moteurs triphasés ».
- [6] J. Chatelin « Machines électriques T1 » presses polytechnique romandes, Lausanne 1983.
- [7] Encyclopéde « Techniques de l'ingénieur », génie électrique ,France ,1983.
- [8] G. Grellet etG. Clerc « Actionneurs électriques », Eyrolles, France 1996.
- [9] J. Holtz « The representation of AC machine dynamics by complex signal flow graphs » IEEE trans .Ind. Electronics ,Vol42,N°3,JUNE 1993,pp.263-271.
- [10] Nait-Said, M, S « Contribution à la commande vectorielle d'une machine asynchrone a cage d'écureuil : robustesse contre les dérives paramétriques, amélioration des performances énergétiques », thèse de doctorat d'état, université de Batna 1999.
- [11]J.Holtz « Sensorless speed and position control of induction motors »IEEE Trans .in.Electronics .2001, pp.1547-1562.
- [12] K. K.Shyu and J.Shieh" new switching surface sliding mode control for induction motor drive Systems », IEEE Tran .power Electr, Vol.11, pp, 660-666, July 1996.
- [13] J. Camille Barros « Applications de la logique floue à la commande optimale du moteur Asynchrone », thèse de doctorat, université d'aix marseille, 2003.
- [14] C. C. Dewit « Optimisation discrétisation et observateur » Vol.2.Edition Hermes sciences Europe, Ltd.2000 Paris.
- [15] C. Carlos « Modélisation contrôle vectorielle et DTC, commande des moteurs asynchrones1 » Edition. Hermes scienc Europe, 2000.
- [16] G. Guy .C.Guy « Actionneurs électroniques, principes modèles », Edition Eyrolles 2000.
- [17] M. Boussak « Commande numérique vectorielle des machines asynchrones triphasés » école Supérieure d'ingénieurs de Marseille France, août, 1999.

Bibliographie

- [18] Belkacem Sebti « Etude comparative des performances statiques et dynamiques d'un contrôle de découplage et d'un DTC d'un moteur d'induction alimenté par C.S » thèse de magister université de batna 2005.
- [19] A. Borek ,A. Benakcha ,L. Mokrani ,M. Cabane « Estimation de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé en utilisant un observateur de flux à mode glissant », 4th Int .Conf Elec. Engin 07/08 novembre 2006 Batna
- [20] Taibi. Djamel « Contrôle du moteur à induction sans capteur de vitesse et de position », mémoire de magister en électrotechniques université de batna ,2005 .
- [21] J. Fonsec ,J. la .Fonsa ,J. sMartins ,and C,Couta « Fuzzy logic speed control of an induction motor » microprocessors and microsystems .pp.523-534.1999.
- [22] Bimal. k, Bose, Fellow « Expert system, fuzzy logic, and neural network, applications in power electronics and motion control », proceed. Of the IEEE, Vol. 82.N°8, august 1994.
- [23] H. Buhler « Réglage par logique floue », presses polytechnique et université romande 1994 paris .
- [24] R. ,Mudi and Nikhil R .pal « Robust self –tuning scheme for PI and PD type fuzzy controllers »,IEEE transactions on fuzzy systems vol.7.N°1 February 1999.
- [25] J. Godjevac « idées nettes sur la logique floue », presses polytechnique et université romande.
- [27] C. Chien.Lee «Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller part1», IEEE. Transactions on systems, Vol.20, 1990.
- [28] K. Kouzi « Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur vitesse par un réglage PI-flou à gains–flous adaptés associé à un observateur d'état par mode de glissement », thèse de magister en électrotechnique, 2000, université de batna.
- [29] S. Stati,andL .Solvatore « Design of four fuzzy controllers for induction motors drives »IEEE, 2000.
- [30] A .Saïd « Commande à structure variable d'un système d «entraînement asynchrone », mémoire de magister, université de batna 2003.
- [31] M.E Aggoune, « Design of variable structure voltage regulator using pole assignment technique » IEEE trans.on auto.contro.Vol39, N°10,.1994.

Bibliographie

- [32] K. D.Young ,V.I, Utkin and U .Ozguner, « A control engineer's guide to sliding mode control »,IEEE trans .contr.syst.technol.Vol7,N°3,pp.328-342,May 1999.
- [33] J.J.E and Slotine and W.L.I «Applied nonlinear control», prentice Hall 1991.
- [34] J.J.E and J.K.Hedrick and E.A .Masawa « nonlinear state estimation using sliding observers », Proceed. Of 25 .conf .on .decision .and .contr. Athens, Greece .december,1986.
- [35] J. J.E.Slotine and J.A .Coetsee « Adaptativ sliding controller synthesis for nonlinear systems », Int, J.contr.Vol-43, N°6, pp 1631-1986.
- [36] R. A. Decarlo,S.H.Zak and S.V,Drakunv « Variable structure sliding –mode controller design », the control handbook .pp.941-951,1996.
- [37] R.A.Decarlo,S.H.Zak and G.P.Mathews «Variable structure control of nonlinear multivariable systems: atutorial»,proc,IEEE,Vol76,N°3,pp-212-232,march 1988.
- [38] V.I.Utkin « Variable structure systems with sliding modes »,IEEE trans. on auto .contr,Vol.AC-22,N)2,pp212-222.,april 1977.
- [39] V.I.Utkin « Sliding mode control design principles and applications to electric drives », IEEE trans,indus .electr,Vol,40,N°1,pp23-35,feb-1993.
- [40] T. Zaharieva « Les algorithmes de commande à structure variable appliqués à un moteur synchrone autopiloté pour le contrôle en vitesse et en position », thèse de l'INSA de Toulouse ,1998.
- [41] A. Gayed « Contribution a la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents », thèse de doctorat de l'école doctorale : science pour l'ingénieur de l'univesite de nantes ,30 mai 1996.
- [42] M.Djami « Analyse et commande systèmes nonlineaires régulièrement et singulièrement perturbés en temps continu et sous échantillonnage », thèse de doctorat de paris sud centre d'orsay ,8janvier1996.
- [43] E. H. Mamdani « An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller »,int,J.Man march .studies ,Vol.7 ,N°1,pp.1-13,1975.
- [44] F. Naceri, N. Lkhtri, S. Sellami « La théorie de la commande adaptative », presses de l'université de batna 1998.
- [45] S. Chaouch,M.S.Nait –Said « Comparative study of various techniques MRAS for sensorless induction motor rotor –field controlled » 3 seminaire national en génie électrique 2001.

Bibliographie

- [46] Chun-Jung Chen, Tien –Chichen «Fuzzy sliding mode position controller design of induction motor drives » proceeds. Of the IASTED. conf .int.sys.contr august 2006, Hawaii, USA .
- [47] D.G. Luenberger «An induction to observers » IEEE Trans .on auto .control, Vol 16, pp.596-602, 1971.
- [48] R. E.Kalman and R.S.Bucy «New results in linear filtering and prediction theory »J. Basic .Eng ASME trans, series DC83, pp.95-101.Mar.1961.
- [49] C.Shauder «Adaptive speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers » prod. conf.rec IEEE IAS ann.Mtg .pp.493-499, 1989.
- [50] T.Ohtani, N.Takada et K.Tanaka «Vector control of induction motor without shaft encoder » Proc.conf.rec.IEEE IAS ann.Mtg, pp500-507, 1989.
- [51] Y.Xue,X.Xu,T.G.Habetlerr et D. M.Divan «A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drives » ,proc.conf.rec.IEEE IAS Ann.Mtg.pp410-415,1990.
- [52] Hadeif .M. « Contrôle direct du couple des machines synchrones avec et sans capteur mécanique » mémoire de magister de l'université de bejaia.2002.
- [53] H.Kubota ,K.Matsuse et T.Nakano « DSP-Based speed adaptive flux observer of induction motor » IEEE trans –indust .applicat ,Vol29,N°2,pp.344-348,1993.
- [54] E.Audrezet « Etude du motor pas à pas et du moteur asynchrone ,application à la commande des portes de metro » thèse de doctorat , université de Picardie Jules Verne,1998.
- [55] L. Mokrani, K. Kouzi « Influence of fuzzy adapted scaling factors on the performance of a fuzzy logic controller based on an indirect vector control for induction motor drive » J.E.E,Vol 55,N°7-8,2004,188-194.
- [56] B. Bouchon .Meunier « La logique floue et ses applications » Edition Addison .wesley, France, décembre 1994.
- [57] Pai. A ,D,Umanand ,L,Ra ;N.J « Direct torque control of induction motor with extended Kalman filter» power electronics and motion control conference ,2000 proceeding PIEMC 2000 ,volume :1page :132-137 vol.1[15-18aug2000]
- [58] B.B. Meunie et comarsal « Logique floue : principe, aide à la décision » Edition Hermes science, lavopsier 2003.
- [59] J.R.Tong –Tong « La logique floue » Edition Hermes, paris ,1995.
- [60] A.Kaufmann « Les logiques humaines et artificielle » Edition hermes ,paris ,1988.

Bibliographie

- [61] A.Kaufmann « Introduction à la théories des sous ensemble flous à l'usage des ingénieur »
Tome 1 Edition Mascon, Paris, New york, Barcelone, Milon ,1977.
- [62] L. A.Zadah «The concept of a linguistic variable and its applications to approximate reasoning
», part 3, information sciences vol.09, pp.43-80, 1976.
- [63] T.Takagi et N. Sugeno « Fuzzy identification of systems and its applications to modelling and
control » IEEE trans, on systems man and cybernetics, vol .SMC -15pp.116-132, 1985.
- [64] F. Zidani « Contribution au contrôle et au diagnostic de la machine asynchrone par la logique
floue » thèse de doctorat d'état, département d'électrotechnique, université de batna .2003.
- [65] D. Dubis ,H.Parade « Fuzzy sets and systems ,theory and applications »,Academic press 1980.
- [66] L. Baghli « Contribution à la Commande de la machine, utilisation de la logique floue, des
réseaux de Neutrons et des Algorithmes génétique » thèse de doctorat en génie électrique ,
université Henri poinearé Nancy -1 .1999.
- [67] G.Sturtzer, E.Simigieel « Modélisation et commande des moteurs triphasés commande
vectorielle des moteurs synchrones commande numérique par contrôleurs DSP » Ellipses
Edition Markting S.A.2000.
- [68] W.Laala « Commande Vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents sans
Capteur de position et de vitesse » » thèse de magister, université de biskra 2001.
- [69] G. Segulier, et F. Labrique, "Les Convertisseurs de L'électronique de Puissance, vol. 5,
Commande et Comportement Dynamique ", Edition Tec.Doc, Paris Cedex, 1998.