



Université de Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd
Faculté de Technologie
Département d'Electrotechnique



Thèse

Laboratoire des Systèmes de Propulsion-Induction Electrotechnique
LSP-IE - Université de Batna, 2000.

Présentée pour l'obtention du titre de :
Docteur en Sciences en Electrotechnique
Option : Commande

Sous le Thème :

**Contribution à la commande adaptative
de la machine à induction par l'application
des techniques floues type-2**

Présentée par :

Abderrahmane KHEMIS

Magister en électrotechnique – Université de Biskra
Ingénieur d'état en électrotechnique – Université de Batna

Soutenu le **06/09/2018** devant le jury composé de :

M. NACERI Farid	Prof.	Université Batna 2	Président
M. DRID Said	Prof.	Université Batna 2	Rapporteur
M. MENACER Arezki (رحمه الله)	Prof.	Université de Biskra	Co-Rapporteur
M. SOUFI Youcef	MCA	Université de Tébessa	Examineur
M. MAKOUF Abdesslam	Prof.	Université Batna 2	Examineur
M. RAHEM Djamel	Prof.	Université Oum El Bouaghi	Examineur

Remerciements

Ce mémoire a été préparé au sein du Laboratoire des Systèmes de Propulsion-Induction Electrotechnique LSP-IE de l'Université de Batna, 2000.

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde reconnaissance, mes vifs remerciements pour mon directeur de thèse Monsieur **DRID SAID** Professeur de l'enseignement supérieur au département d'électrotechnique de l'Université de Batna2, qui a consacré à l'encadrement de ma thèse un temps et une disponibilité d'esprit considérables. Son rôle, ses critiques constructives, ses précieux conseils et ses propositions m'ont permis de mener à bien cette thèse et toujours d'aller de l'avant. J'ai ainsi largement pu profiter de sa grande acuité scientifique. Je lui suis donc redevable d'avoir pu faire une thèse dans des conditions exceptionnelles.

Qu'il me soit permis d'exprimer à Monsieur **Arezki MENACER** Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Biskra ma gratitude pour son importante participation dans l'élaboration de ce travail. Ses fructueuses connaissances et expériences ont été pour moi une source constante de savoir.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur **NACERI Farid**, Professeur à l'université de Batna 2 pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

Mes remerciements vont de même aux autres membres de jury examinateurs qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de ma thèse. Il s'agit, en l'occurrence de :

Mr. MAKOUF Abdesslam	Professeur, à l'Université Batna 2.
Mr. RAHEM Djamel	Professeur, à l'Université Oum El Bouaghi.
Mr. SOUFI Youcef	Maître de conférences, à l'Université de Tébessa.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à **Dr. Idriss Benlaloui et Dr. Dalila Khamari**, pour leurs disponibilités sans faille, pour leurs encouragements et leurs soutiens moral durant l'élaboration de ce travail.

Que Monsieur **Kheireddine Chaffaa**, Professeur de l'enseignement supérieur au département d'électronique de l'Université de Batna2, soit aussi bien remercié pour tout.

Sans oublier de remercier **Rachid Abdessamed** Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna2 et **Farida Mazouz** pour leurs encouragements.

Je tiens par ailleurs à remercier vivement toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail en particulier.

Khemis abderrahmane

Laboratoire LSP-IE'2000 Batna, le/09/2018.

Dédicaces

A toute ma famille, en particulière mes parents ;

A tous ceux que j'aime ;

A tous mes amis chacun à son nom ;

A tous, je dédie cette Thèse

Abderrahmane Khemis



Résumé

RESUME DE LA THESE ET MOTS – CLE

ملخص الأطروحة – كلمات البحث

THESIS SUMMARY AND KEY–WORDS

RESUME ET MOTS CLE

Résumé– Les nouvelles techniques de commande ont permis une grande amélioration des performances des systèmes industriels et en particulier les moteurs asynchrones. Dans ce contexte et dans le but d'atteindre un haut niveau de performance, nous proposons une nouvelle approche qui s'inspire de la technique « système adaptatif avec modèle de référence MRAS ». Notre approche consiste à remplacer le PI du mécanisme d'adaptation par un contrôleur flou de type 2, ce qui augmente les performances et garantit la robustesse et la stabilité de l'observateur pour toute la plage de fonctionnement du moteur à induction. Le principe de la logique floue a été utilisé, avec une nouvelle forme de contrôleur adaptatif flou où les entrées de l'algorithme proposé sont les erreurs statiques et dynamiques du flux du rotor. Les résultats des simulations sont comparés entre MRAS classique, MRAS à logique floue1 et MRAS à logique floue2 viennent confirmer la validité de notre approche.

Mots–Clé: Machine à Induction, Commande Vectorielle, backstepping, Commande sans capteur de vitesse, MRAS, fonction de Lyapunov, logique floue type-1 et logique floue type-2 .

ملخص الأطروحة – كلمات البحث

ملخص:

قد أتاحت تقنيات التحكم الجديدة تحسنا واضحا في أداء النظم الصناعية، ولا سيما المحركات غير المتزامنة. وفي هذا السياق، ومن أجل تحقيق مستوى عال من الأداء نقتراح تقنية جديدة مستوحى من تقنية MRAS. نهجنا هو استبدال منظم هامش التحكم الكلاسيكي من آلية التكيف مع منظم هامش التحكم المنطق الغامض من النوع 2 ، مما يزيد من الأداء ويضمن متانة واستقرار المراقب على مدى التشغيل الكامل للمحرك الحثي. وقد تم استخدام مبدأ المنطق الضبابي، مع شكل جديد من وحدة تحكم تكيفية غامضة حيث المدخلات من الخوارزمية المقترحة هي أخطاء ثابتة وديناميكية من تدفق الدوار. تتم مقارنة نتائج المحاكاة بين MRAS مع المنطق الغامض من النوع 1 و MRAS مع المنطق الغامض من النوع 2 لتأكيد صحة نهجنا.

•

كلمات البحث: محرك لا تزامني ، ، backstepping ، التحكم في الحركة بدون استشعار السرعة، MRAS، وظيفة ليابونوف، المنطق الغامض من النوع 1 و المنطق الغامض من النوع 2.

SUMMARY AND KEY–WORDS

Abstract

The new control techniques have allowed a clear improvement in the performance of the industrial systems and in particular asynchronous motors. In order to achieve a high level of performance, we propose a new approach that is inspired by the MRAS technique. Our approach is to replace the PI of the adaptation mechanism with a fuzzy type 2 controller, which increases performance and ensures the robustness and stability of the observer over the entire operating range of the induction motor. The principle of fuzzy logic has been used, with a new form of fuzzy adaptive controller where the inputs of the proposed algorithm are the static and dynamic errors of the rotor flux. The results of the simulations are compared between MRAS with fuzzy logic1 and MRAS with fuzzy logic2 confirm the validity of our proposed approach.

Key–words: Induction Machine, Vector Control, backstepping, sensorless control MRAS, Lyapunov function, fuzzy logic type-1, fuzzy logic type-2.



Table de matière

Table de Matière

✚ Remerciements	
✚ Dédicaces	
✚ Résumé	
✚ Sommaire	
✚ Index des notations	
✚ Liste des figures	
✚ Liste des tableaux	
Introduction Générale	1

CHAPITRE I: Commande A Flux Rotorique Orienté De La Machine Asynchrone

INTRODUCTION	5
I.1 MODEL DE LA MACHINE ASYNCHRONE	6
I.1.1 Hypothèses simplificatrices	6
I.1.2 Modélisation en régime transitoire : Modèle de Park.....	7
I.2 REPRESENTATION D'ETAT DE PARK DE LA MI EN VUE DE SA COMMANDE	8
I.2.1 Modèle d'état dans le repère fixe (α, β) lié au stator	8
I.2.2 Modèle d'état dans le repère synchrone (d,q).....	9
I.3 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IFOC)	9
I.3.1 Principe.....	9
I.3.2 Description des composants du système de commande	11
I.3.2.1 Convertisseur	11
I.3.2.2 Boucles de régulation des courants	11
I.3.2.3 Dimensionnement du régulateur PI	13
I.4 COMMANDE BACKSTEPPING	16
I.4.1 Principe.....	16
I.4.2 Méthode de Lyapunov	17
I.4.3 Méthode récursive de conception de Backstepping	17
I.5 APPLICATION DE LA COMMANDE BACKSTEPPING A LA MAS	21
I.6 RESULTATS DE SIMULATION	26
I.6.1 Commande vectorielle indirecte.....	26
I.6.2 Interprétation des résultats.....	27
I.6.3 Commande Backstepping.....	27

I.6.4	Interprétation des résultats.....	28
CONCLUSION.....		28
BIBLIOGRAPHIES.....		29

CHAPITRE II : THEORIE DES ENSEMBLES FLOUS TYPE-1 ET TYPE-2

INTRODUCTION.....		31
II.1	THEORIE DES ENSEMBLES FLOUS TYPE 1.....	33
II.2	LES FONCTIONS D'APPARTENANCE.....	33
II.3	OPERATIONS SUR LES ENSEMBLES FLOUS.....	35
II.4	LES REGLES FLOUES.....	36
II.5	CONTROLEURS FLOUS TYPE-1.....	37
II.5.1	Base de données.....	38
II.5.2	Processeur d'entrée (Fuzzification).....	38
II.5.3	Base de règles.....	39
II.5.4	Méthode d'inférence floue.....	39
II.5.5	Processeur de sortie (Défuzzification).....	40
II.6	ENSEMBLES FLOUS TYPE 2.....	41
II.7	HISTOIRE DE LA THEORIE DES ENSEMBLES FLOUS TYPE 2.....	42
II.8	TERMINOLOGIE DE LA LOGIQUE FLOUE TYPE-2.....	42
II.9	OPERATIONS SUR LES ENSEMBLES FLOUS TYPE-2.....	47
II.10	SYSTEMES FLOUS TYPE-2.....	51
II.10.1	Système flou type-1.....	53
II.10.2	Système flou type-2.....	54
II.11	REDUCTION DE TYPE ET DEFUZZIFICATION.....	56
CONCLUSION.....		58
BIBLIOGRAPHIES.....		59

CHAPITRE III : Optimisation des Performances Energétique

INTRODUCTION.....		61
III.1	DIFFERENTES TECHNIQUES DE L'OPTIMISATION DU RENDEMENT.....	62
III.1.1	Optimisation en ligne.....	63

III.1.2 Optimisation avec les Cartographies	64
III.1.3 Optimisation par le calcul algébrique direct.....	64
III.1.4 L'approche heuristique	64
III.1.5 L'approche numérique.....	64
III.1.6 L'approche analytique	64
III.2 OPTIMISATION PAR LE CALCUL ALGEBRIQUE DIRECT.....	65
III.2.1 Technique de minimisation des pertes joules	65
III.3 STRATEGIE DE MINIMISATION DES PERTES UTILISANT LA LOGIQUE FLOUE TYPE-2.....	68
III.4 RESULTATS DE SIMULATION	70
III.5 ÉTUDE COMPARATIVE AVEC LE FLOUE TYPE-1	71
III.6 PERFORMANCES DYNAMIQUES:	73
III.7 PERFORMANCES A L'ETAT STABLE:	74
CONCLUSION.....	74
BIBLIOGRAPHIES	75
 <i>CHAPITRE IV : Commande sans capteurs de vitesse de la MAS à base</i>	
<i>De logique floue type 2</i>	
INTRODUCTION	77
IV.1 SYSTEME ADAPTATIF AVEC MODELE DE REFERENCE MRAS	78
IV.1.1 MRAS base sur l'estimation du flux rotorique.....	80
IV.2 ESTIMATION EN TEMPS REEL DE L'INVERSE DE LA CONSTANCE DE TEMPS ROTORIQUE PAR LA TECHNIQUE MRAS	84
IV.3 MRAS FLOUE TYPE-2 DE LA VITESSE ET DE L'INVERSE DE LA CONSTANCE DE TEMPS ROTORIQUE.....	87
IV.4 RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION	92
IV.4.1 Étude comparative entre les deux types de logique floue 1 et 2.....	94
IV.4.2 Comparaison de l'indice de performance	97
CONCLUSION :.....	98
BIBLIOGRAPHIES	99
 CONCLUSION GENERALE	 102
Annexes	104



Notations et symboles

NOTATIONS ET SYMBOLES

s, r	: Indice du rotor, du stator.
d, q	: Indices des composantes orthogonales directe et en quadrature
\bar{x}	: Grandeur complexe tel que : $\bar{x} = x_d + jx_q$ où $j = \sqrt{-1}$
\bar{x}	: peut être tension \bar{u} , courant \bar{i} ou flux $\bar{\phi}$
\bar{x}^*	: Complexe conjugué
R_s, R_r	: Résistance statorique, rotorique
L_s, L_r	: Inductance cyclique propre statorique, rotorique
T_s, T_r	: Constante de temps statorique, rotorique ($T_{s,r} = L_{s,r}/R_{s,r}$)
σ	: Coefficient de dispersion total ($\sigma = 1 - M^2/L_r L_s$)
M	: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor
θ	: Position absolue du rotor
Ω	: Vitesse du rotor
ω_s	: Pulsation des courants statoriques
ω_r	: Pulsation des courants rotoriques
P	: Nombre de paires de pôles
J	: Moment d'inertie
C_r	: Couple résistant
C_e	: Couple électromagnétique
$réf$: Indice indiquant la référence (la consigne)
\sim	: Symbole indiquant la mesure
$\hat{}$: Symbole indiquant l'estimation
$*$: Symbole indiquant la commande
IM	: Induction Machine
MRAS	: Model Reference Adaptive System
FSC	: Fuzzy System Controller



*Liste des figures
et des tableaux*

Table des tableaux

TAB.III.1.	TABLE DES REGLES DU REGULATEUR FLOU TYPE-1.....	72
TAB. IV-1.	FACTEURS D'ECHELLE	90
TAB. IV-2.	TABLE DES REGLES DU REGULATEUR FLOU TYPE-1.....	95
TAB. IV-3.	COMPARAISON DE L'INDICE DE PERFORMANCE	98

Table des figures

FIG.I.1:	REFERENTIELS : TRIPHASE (A,B,C)_FIXE (A,B)_TOURNANT (D,Q).....	7
FIG.I.2:	ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE SUR L'AXE (D).	10
FIG.I.3:	SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE.	11
FIG.I.4:	RECONSTITUTION DES TENSIONS V_{ds}^* ET V_{qs}^*	12
FIG.I.5:	REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE.	13
FIG.I.6:	DECOUPLAGE PAR ADDITION DES TERMES DE COUPLAGE.....	13
FIG.I.7:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE COURANT [9].	14
FIG.I.8:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE VITESSE.....	15
FIG.I.9:	SCHEMA D'IMPLANTATION GENERALE DE LA COMMANDE BACKSTEPPING.....	22
FIG.I.10:	PROFILES DE REFERENCE VITESSE-COUPLE	26
FIG.I.11:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA REGULATION DE LA VITESSE AVEC COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IFOC)	27
FIG.I.12:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE BACKSTEPPING	28
FIG.II.1:	DIFFERENTES FORMES DES FONCTIONS D'APPARTENANCE [5].	34
FIG.II.2:	FONCTION FONCTIONS D'APPARTENANCE ASSOCIEES A A ET B.	35
FIG.II.3:	SCHEMA SYNOPTIQUE D'UN CONTROLEUR FLOU	37
FIG.II.4:	FONCTION D'APPARTENANCE TRIANGULAIRE D'UN ENSEMBLE FLOU TYPE 2, REPRESENTATION BIDIMENSIONNELLE	43
FIG.II.5:	FONCTION D'APPARTENANCE TRAPEZOÏDALE D'UN ENSEMBLE FLOU TYPE 2, REPRESENTATION TRIDIMENSIONNELLE [14]	43
FIG.II.6:	TRANCHE VERTICALE POUR $X'=5$ [14]	43
FIG.II.7:	REPRESENTATION SCHEMATIQUE D'UN ENSEMBLE FLOU TYPE-2 INTERVALLE. ...	45
FIG.II.8:	REPRESENTATION SCHEMATIQUE D'UN ENSEMBLE FLOU TYPE-2 DE FORME TRIANGULAIRE.....	46
FIG.II.9:	VUE APPROFONDIE D'UN ENSEMBLE FLOU TYPE-2 INTERVALLE.....	50
FIG.II.10:	STRUCTURE D'UN SYSTEME FLOU TYPE-2.	52
FIG.II.11:	OPERATIONS DU TRAITEMENT DE SORTIE D'UN SYSTEME FLOU TYPE-2	53
FIG.II.12:	OPERATIONS D'ENTREE D'UN SYSTEME FLOU TYPE-2 AVEC FUZZIFICATION TYPE SINGLETON	56

FIG.III.1 SCHEMATISATION DU PRINCIPE D'OPTIMISATION DU FLUX	68
FIG.III.2 SCHEMA BLOC DE LA (IFOC) AVEC OPTIMISATION DES PERTES.	68
FIG.III.3 CONTROLEUR FLOU TYPE-2 PROPOSE.	68
FIG.III.4 FONCTIONS D'APPARTENANCE FLOUES TYPE 2 DE LA VARIATION DE :.....	70
FIG.III.5 VARIATION $P_j = f(C_r)$	71
FIG.III.6 VARIATION $\eta = f(C_r)$	71
FIG.III.7 VARIATION $P_j = f(C_r)$	71
FIG.III.8 VARIATION $\eta = f(C_r)$	71
FIG.III.9 FONCTIONS D'APPARTENANCE FLOUES TYPE-1 DE LA VARIATION DE :	72
FIG.III.10 REPONSE DU COUPLE 30% DU COUPLE DE CHARGE)	73
FIG.III.11 REPONSE DE LA VITESSE	73
FIG.III.12 REPONSE DU COURANT QUADRATIQUE I_{sq} (30% DU COUPLE DE CHARGE)	74
FIG.III.13 ISO-COUPLE ET COURBE DES ISO-PERTES.	74
FIG.III.14 VARIATION $\eta = f(C_r)$	74
FIG. IV-1. STRUCTURE MRAS.....	79
FIG. IV-2. ESTIMATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE MRAS BASEE SUR LE FLUX ROTORIQUE	84
FIG. IV-3. ESTIMATION DE L'INVERSE DE LA CONSTANCE DE TEMPS ROTORIQUE BASEE SUR MRAS.....	87
FIG. IV-4. STRUCTURE DU REGULATEUR FLOU TYPE-2 PROPOSE.	89
FIG. IV-5. FONCTIONS D'APPARTENANCES TYPE-2:	91
FIG. IV-6. SCHEMA BLOCK DE L'OBSERVATEUR MRAS AVEC ADAPTATION DE LA VITESSE	91
ET DE L'INVERSE DE LA A CONSTANCE DE TEMPS ROTORIQUE.	91
FIG. IV-7. SCHEMA GENERAL DU CONTROLEUR FLOU TYPE-2 PROPOSE	92
FIG. IV-8. VARIATION DE CR ET DE RR	93
FIG. IV-9. VITESSE ROTORIQUE	93
FIG. IV-10. ERREUR D'ESTIMATION DE LA VITESSE	93
FIG. IV-11. ERREUR DE VITESSE DE POURSUITE DE LA TRAJECTOIRE	93
FIG. IV-12. FLUX ROTORIQUE	93

FIG. IV-13. COURANT STAORIQUE ISD ET ISQ.....	93
FIG. IV-14. INVERSE DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE	94
FIG. IV-15. ERREUR DE L'ESTIMATION DE L'INVERSE DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE	94
FIG. IV-16. FONCTIONS D'APPARTENANCES TYPE-1:	95
FIG. IV-17. MRAS FLOUE: TYPE 1, TYPE 2	96
FIG. IV-18. ZOOM 1	96
FIG. IV-19. ZOOM 2	96
FIG. IV-20. ERREUR DE LA VITESSE ESTIMEE	96
FIG. IV-21. INVERSE DE LA CONSTANTE ROTORIQUE ESTIMEE.....	96
FIG. IV-22. ERREUR DE L'INVERSE DE LA CONSTANTE ROTORIQUE ESTIMEE	97



Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Le moteur à induction, de par sa construction et sa robustesse, assure une large plage d'application au domaine de l'industrie. Son exploitation pour fournir de l'énergie mécanique est excellente, mais malheureusement sa commande est relativement complexe, à cause de non linéarité de son modèle dynamique et ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables (variables rotorique).

Plusieurs stratégies de commande ont été développées par les chercheurs pour surmonter le problème de la complexité de sa commande. La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique assure un découplage efficace entre les principales grandeurs de sorties du moteur à induction à savoir le flux et le couple. En outre, elle nécessite l'emplacement d'un capteur de vitesse afin de satisfaire le processus de découplage. Le capteur de vitesse entraîne une augmentation du coût de l'installation et une fragilisation du système d'entraînement. Par conséquent sa suppression et l'utilisation des techniques d'estimations pour améliorer la robustesse de la commande et diminuer son coût s'avéré nécessaire [01]. De cette constatation est née l'idée de la substitution du capteur physique par un autre du type algorithmique, estimateur ou observateur, où la vitesse et/ou la position du rotor ne sont plus directement mesurées mais calculées à partir des paramètres électriques du stator de la machine [2].

L'observateur MRAS est l'un des observateurs les plus utilisés pour l'estimation de la vitesse du moteur à induction mais présente un inconvénient majeur: ses faibles performances à basse vitesse et sa sensibilité à la variation de la résistance du rotor [3],[4],[5].

Plusieurs systèmes adaptatifs avec modèles de références (MRAS) basé sur le flux du rotor, la force électromotrice, la puissance réactive et le produit vectoriel entre la tension et le courant statorique [6],[7] ont été proposés. Schauder fut le premier qui utilisa la MRAS basée sur le flux du rotor cette, stratégie reste la plus citée dans la littérature [8],[9].

Cependant beaucoup d'efforts ont été axés sur l'amélioration des performances de cette méthode surtout pour la très faible vitesse ceci est dû à la sensibilité aux variations paramétriques [10],[11]. Dans ce contexte, les techniques de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue, pourront être utilisées à bon escient pour leur qualités à résorber certains problèmes liées aussi bien aux erreurs de modélisation qu'à la méconnaissance même du modèle du système à commander.

La commande est l'un des principaux domaines d'application de la logique floue. Une commande floue est caractérisée par :

- Son aptitude à appréhender des problèmes tels que non linéarités et retards
- Possibilité de prise en compte d'objectifs contradictoires
- L'utilisations du savoir d'un expert sur la façon de piloter le système et donc la suppression de la procédure de modélisation mathématique du processus à commander.

La logique floue classique appelée aujourd'hui logique floue type-1 a été généralisée vers une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2. Ces dernières années, Mendel et ses collègues ont beaucoup travaillé sur cette nouvelle logique, ils ont bâtis son fondement théorique, et ils ont démontré son efficacité et sa supériorité par rapport à la logique floue type-1.

Les régulateurs flous ont montrés leur efficacité dans la commande des systèmes non linéaires, et dans plusieurs cas ont démontré qu'ils sont robustes et que leurs performances sont moins sensibles aux variations paramétriques par rapport aux régulateurs conventionnels.

Notre contribution consiste à remplacer le PI du mécanisme d'adaptation par un contrôleur flou de type 2, ce qui augmente les performances et garantit la robustesse et la stabilité de l'observateur pour toute la plage de fonctionnement du moteur à induction. Le principe de la logique floue a été utilisé, avec une nouvelle forme de contrôleur adaptatif flou où les entrées de l'algorithme proposé sont les erreurs statiques et dynamiques du flux du rotor.

Le présent travail est structuré en quatre chapitres donnés comme suit :

Chapitre 1 : Commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone.

Dans ce chapitre, en premier lieu, nous présenterons une modélisation de la machine à induction à cage d'écureuil s'appuyant sur la transformation de Park puis une représentation d'état en vue de la commande et de l'observation ainsi que son système d'alimentation. Dans un deuxième temps, nous exposons le principe de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique (IFOC). A la fin une présentation de la technique de commande non linéaire "backstepping" a été également illustrée. Cette approche présente l'avantage d'une simplicité de conception et de mise en œuvre d'une loi de commande robuste vis à vis des variations paramétriques.

Chapitre 2 : Théorie des ensembles flous type-1 et type-2

Ce chapitre est consacré à la présentation du fondement théorique de la logique floue type-1 et type-2 et du concept des ensembles flous de type-1 et type 2 ainsi que les principales différences entre la logique floue type-2 et type-1 .

Chapitre 3 : Optimisation des performances énergétiques

Ce chapitre est dédié à la présentation des différentes techniques de l'Energy Saving appliquées au moteur à induction, tout en développant un algorithme afin d'améliorer l'efficacité du moteur à induction en utilisant la logique floue de type 2. Les régulateurs de type logique floue2 sont développés pour obtenir le flux de rotor optimal pour chaque charge de couple en minimisant les pertes de cuivre. A la fin nous comparons les performances de notre algorithme de type 2 flou avec le type flou 1 proposé dans la littérature.

Chapitre 4 : Commande Vectorielle Indirecte Sans Capteur de vitesse à base de logique

Floue type-2

Dans ce chapitre, on donne une présentation générale de la commande sans capteur mécanique basée sur la technique de MRAS (Model Référence Adaptive System). Par la suite les étapes conduisant à la conception d'un estimateur flou type2 de la vitesse et de l'inverse de la constante de temps du rotor basé sur la technique MRAS. Le mécanisme d'adaptation est remplacé par un contrôleur flou de type 2. Le principal avantage de cette approche est de prendre en compte les incertitudes linguistiques présentées dans les règles des modèles estimés, ce qui améliore les performances de l'estimateur et sa robustesse face aux variations de paramètres. Les résultats des simulations sont comparés entre MRAS à logique floue type-1 et MRAS à logique floue type-2 et ont prouvé l'efficacité de cette approche

Enfin, ce travail est clôturé par une conclusion générale et des perspectives.

Bibliographie

- [1] A.Khaldoun.,« Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté », Thèse, de doctorat Université de Boumerdès, 2007.
- [2] K.Katia.,« contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine a induction sans transducteur rotatif » , Thèse, de doctorat Université de Batna, 2008.
- [3] F. Zidani, M. Nait-Said, M. Benbouzid, D. Diallo, and R. Abdessemed, "A Fuzzy Rotor Resistance Updating Scheme for an IFOC Induction Motor Drive," *IEEE Power Engineering Review*, vol. 21, no. 11, pp. 47-50, November 2001.
- [4] Y. Miloud and A. Draou, "Fuzzy logic based rotor resistance estimator of an indirect vector controlled induction motor drive," in *Proc. IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, 2002, pp. 961 - 966.
- [5] B. Karanayil, M. Rahman, and C. Grantham, "Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, pp. 771-780, December 2005.
- [6] F. Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1234–1240, Sep./Oct. 1994.
- [7] V. Verma, C. Chakraborty, S. Maiti, Y. Hori , "Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive Using Single Current Sensor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28 , no. 4 , pp. 938 -950, 2013.
- [8] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification For Vector Control Of Induction Motors Without Rotational Transducers, " *C Conf. Rec. IEEE IAS Annual Meeting*, 1989, pp. 493-499, 1989.
- [9] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, Sep./Oct. 1992.
- [10] J. W. Finch and D. Giaouris, "Controlled AC electrical drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 481–491, Feb. 2008.
- [11] B. Karanayil, M. F. Rahman, and C. Grantham, "An implementation of a programmable cascaded low-pass filter for a rotor flux synthesizer for an induction motor drive," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 257–263, Mar. 2004.



Chapitre I

Commande à flux rotorique
orienté de
la machine asynchrone

CHAPITRE I

COMMANDE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE

DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Introduction

La machine à induction assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché dans le domaine de la vitesse variable grâce à sa simplicité structurelle, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle.

Les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles, pour cela, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction par l'utilisation de repères appropriés. Elles sont appelées commandes vectorielles, celles-ci assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu.

Ainsi, le développement rapide de l'électronique de puissance et des microprocesseurs a fourni un moyen économique pour la mise en œuvre de ces techniques de contrôle. Par conséquent, un modèle précis qui représente bien la machine à induction est nécessaire pour permettre une conception correcte du système de contrôle et d'observation.

Dans ce chapitre, nous présentons d'abord la commande standard dite commande vectorielle à flux rotorique orienté. Dans le cadre de cette étude, nous nous limitons à présenter sa version indirecte qui nous servira de base de comparaison avec la commande backstepping notamment au niveau des performances et de robustesse.

Ce chapitre est organisé de la manière suivante : Dans la première partie, nous présentons différentes modélisations de la machine asynchrone basées sur la transformation de Park. Par la suite, nous présentons le principe de la commande vectorielle indirecte, ainsi que sa structure générale et les différents éléments qui la composent. La troisième partie est consacrée à la présentation de la commande backstepping. Il s'agit d'en présenter le principe,

la méthode de mise en application. Enfin, la dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation des différents résultats de simulation.

I.1 Model de la machine asynchrone

Pour la mise en œuvre d'une commande performante pour un actionneur asynchrone, qui est un système dynamique non linéaire, il est nécessaire d'utiliser un model représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électriques, électromagnétiques et mécaniques. Ces modèles sont basés initialement sur les équations de Park qui permette le passage du référentiel triphasé au diphasé ainsi que des grandeurs alternatives aux grandeurs continues.

Ce modèle, non linéaire, admet plusieurs classes de représentation qui dépendent directement des hypothèses simplificatrices prises en considération, des stratégies de commande adoptés, de la nature de la source d'alimentation et du choix des composantes du vecteur d'état, [1],[2],[3],[4]:

I.1.1 Hypothèses simplificatrices

Le modèle dynamique de la machine asynchrone est établi en tenant compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- La machine est symétrique à entrefer d'épaisseur constante.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et a une perméabilité constante.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température tout en négligeant l'effet de peau et les pertes fer.
- Le bobinage triphasé et symétrique et la répartition de la force magnétomotrice dans l'entrefer est sinusoïdale.

La figure (I.1) représente la machine asynchrone dans le repère triphasé (a,b,c), dans le repère biphasé (α , β) ou (d, q):

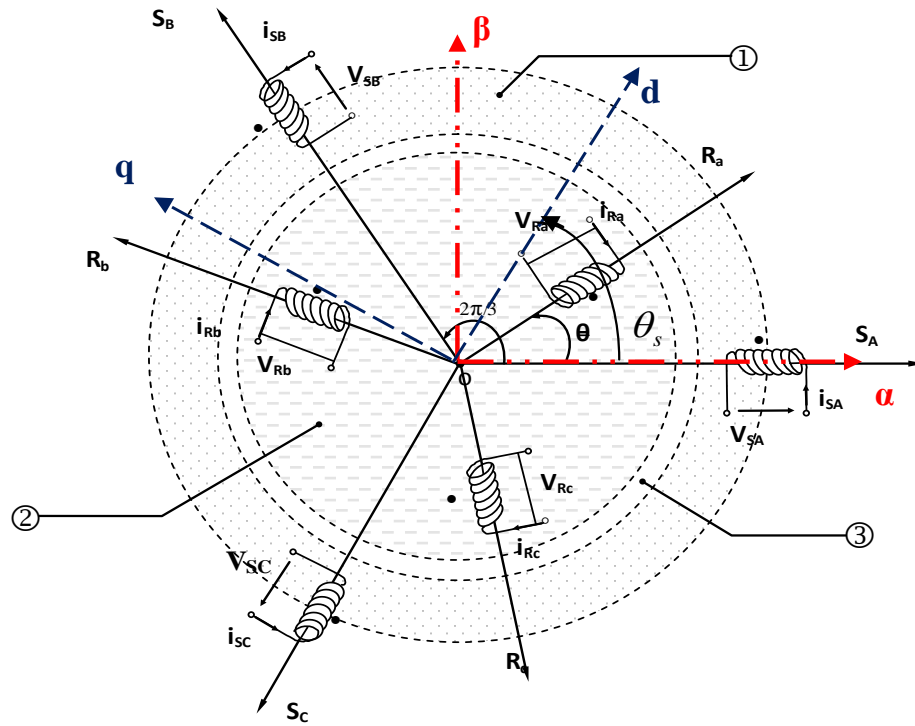


Fig.I.1: Référentiels : Triphasé (a,b,c)_Fixe (α,β)_Tournant (d,q)

I.1.2 Modélisation en régime transitoire : Modèle de Park

Par application de la transformation de Park (Annexe 1) aux équations électriques de la machine asynchrone triphasée (Annexe 2), on obtient les équations suivantes sous forme d'une représentation vectorielle, [5]:

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} + j\omega_s \overline{\Phi}_s \\ 0 = R_r \overline{i}_r + \frac{d\overline{\Phi}_r}{dt} + j(\omega_s - \omega) \overline{\Phi}_r \end{cases} \quad \text{I.1.}$$

Avec:

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_s = L_s \overline{i}_s + M \overline{i}_r \\ \overline{\Phi}_r = L_r \overline{i}_r + M \overline{i}_s \end{cases} \quad \text{I.2.}$$

Avec:

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - M_s \\ L_r &= l_r - M_r \\ M &= \frac{3}{2} M_0 \end{aligned}$$

L'équation mécanique est donnée comme suit:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) - C_r \quad \text{I.3.}$$

Ou:

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds})$$

Il suffit de mettre $\omega_s = 0$, et de remplacer les indices (d, q) par (α , β) pour permettre d'obtenir les mêmes équations de la machine asynchrone dans le référentiel (α , β).

I.2 Représentation d'état de Park de la MI en vue de sa commande

Les équations différentielles (I.1) et les relations (I.2) décrivent d'une façon générale le fonctionnement de la machine. Elles permettent de concevoir une représentation d'état sous la forme:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ y = CX \end{cases} \quad \text{I.4.}$$

Le choix des composants du vecteur d'état et de sorties dépend de la stratégie de commande et de l'observation adopté. Par conséquent, le choix du vecteur d'état est lié au pilotage et à l'observation de la machine asynchrone. Le choix du vecteur est lié directement aux objectifs de commande [6].

I.2.1 Modèle d'état dans le repère fixe (α , β) lié au stator

Il s'agit d'une transformation des grandeurs d'un référentiel triphasé (a,b,c) à un référentiel diphasé (α, β) fixe au stator. Ainsi, pour le vecteur d'état $X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{s\alpha} \ \Phi_{s\beta}]^T$ et le vecteur de commande $U = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$, on aura :

$$A = \begin{bmatrix} -R_r & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \\ 0 & -R_r & -\frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \quad , \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad , \quad T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad , \quad R_t = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}$$

I.2.2 Modèle d'état dans le repère synchrone (d,q)

Il s'agit d'une transformation des grandeurs alternatives d'un référentiel triphasé (a,b,c) à un référentiel diphasé (d,q) tournant avec le champ statorique. Cette transformation va nous permettre d'avoir des grandeurs continues. Ainsi le modèle de la machine dans le repère (d,q) et pour le même vecteur d'état et de commande, est :

$$A = \begin{bmatrix} -R_t & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -R_t & -\omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

I.3 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IFOC)

I.3.1 Principe

Dans un moteur à courant continu (MCC) le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Dans le cas où la machine est à excitation séparée, si l'on maintient le flux inducteur constant, le couple sera proportionnel au courant d'induit ce qui nous donne de bonnes performances. Cette caractéristique n'est pas valable dans le cas de la machine asynchrone, ce qui rend sa commande difficile. L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple [7].

Le principe de la commande vectorielle est basé sur le choix d'un repère de référence, lié au flux rotorique Φ_r , de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (d).

La composante i_{ds} du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et la composante i_{qs} joue le rôle du courant induit et permet le contrôle du couple.

L'expression du couple se voit alors simplifiée et n'est plus fonction que du flux et du courant en quadrature. Ainsi, en maintenant le flux à une valeur constante, le couple ne dépend plus que de la composante en quadrature du courant statorique (i_{qs}) et peut être contrôlé par celle-ci.

La figure (I.2) illustre le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

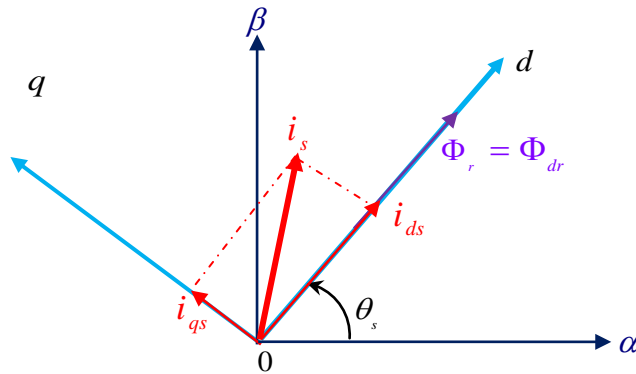


Fig.I.2: Orientation du flux rotorique sur l'axe (d).

Donc nous obtenons:

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad \text{I.5.}$$

L'angle d'orientation est donné comme suit:

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(p\Omega + \frac{M}{\hat{\Phi}_r} \cdot \frac{R_r}{L_r} \right) dt \quad \text{I.6.}$$

Le flux rotorique ne dépend que de i_{ds} :

$$\Phi_r = \frac{M}{(T_r p + 1)} i_{ds} \quad \text{I.7.}$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction de i_{qs} peut être écrite sous la forme :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{qs} \quad \text{I.8.}$$

Dans le cadre de notre travail, Nous allons nous limiter à étudier la version indirecte de la commande vectorielle. Cette version, basée sur les équations de la machine dans le

référentiel tournant, permet d'estimer la position du flux rotorique. Elle présente l'avantage de ne pas nécessiter la mesure ou la reconstitution du flux mais exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette position est calculée à partir de la vitesse de la machine et d'autres grandeurs accessibles comme les courants ou les tensions statoriques.

Le schéma synoptique de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée en tension est présenté dans la figure (I.3). Les composants de ce système sont détaillés dans les paragraphes suivants:

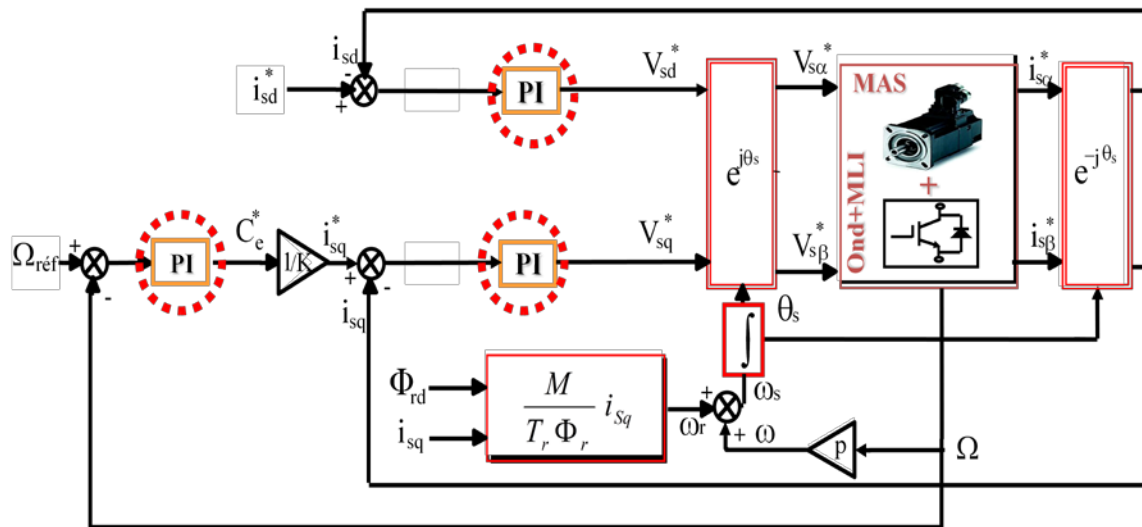


Fig.I.3: Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.

I.3.2 Description des composants du système de commande

I.3.2.1 Convertisseur

Le modèle du convertisseur est donné en Annexe 3.

I.3.2.2 Boucles de régulation des courants

Dans le cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension, les équations des tensions statoriques issues du modèle de la machine sont:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{cases} \quad \text{I.9.}$$

Le couplage qui existe entre les deux équations est éliminé en générale par une méthode de compensation classique. Celle ci consiste à faire la régulation des courants en

négligeant les termes de couplage, ces derniers seront rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur.

Les termes de couplage (tensions) dans l'équation (I.9) sont les termes que lorsqu'on les élimine, les tensions restantes deviennent en relation du premier ordre avec les deux composantes du courant statorique. Soient les indices: 'r' pour régulateur et 'c' pour couplage, nous avons alors:

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \text{ et } V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c \tag{I.10.}$$

$$\text{Avec: } \begin{cases} V_{ds}^c = -\sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{qs}^c = \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\ V_{ds}^r = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs}^r = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \end{cases} \tag{I.11.}$$

Les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds}^r et V_{qs}^r (figure I.4).

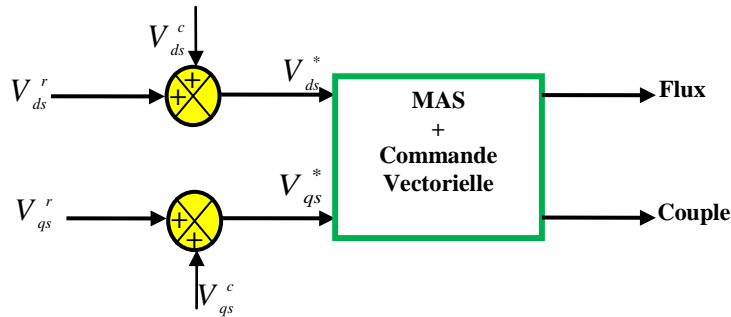


Fig.I.4: Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* .

Par introduction de l'opérateur de Laplace, les équations (I.9) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s\sigma L_s)i_{ds} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s\sigma L_s)i_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{cases} \tag{I.12.}$$

On peut donc, représenter le modèle de la machine par le schéma bloc de la figure (I.5) où

nous schématisons en clair les termes de couplage $\omega_s \sigma L_s i_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s i_{ds}$ et $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$

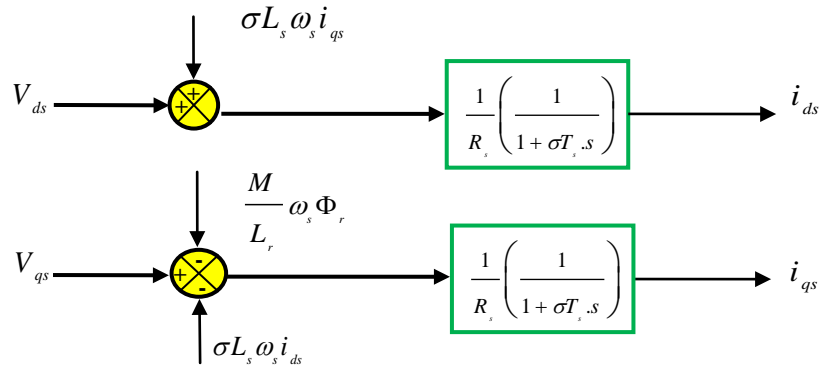


Fig.I.5: Représentation du Modèle de la machine.

L'ensemble modèle de la machine et sa régulation par découplage est représenté dans la figure (I.6).

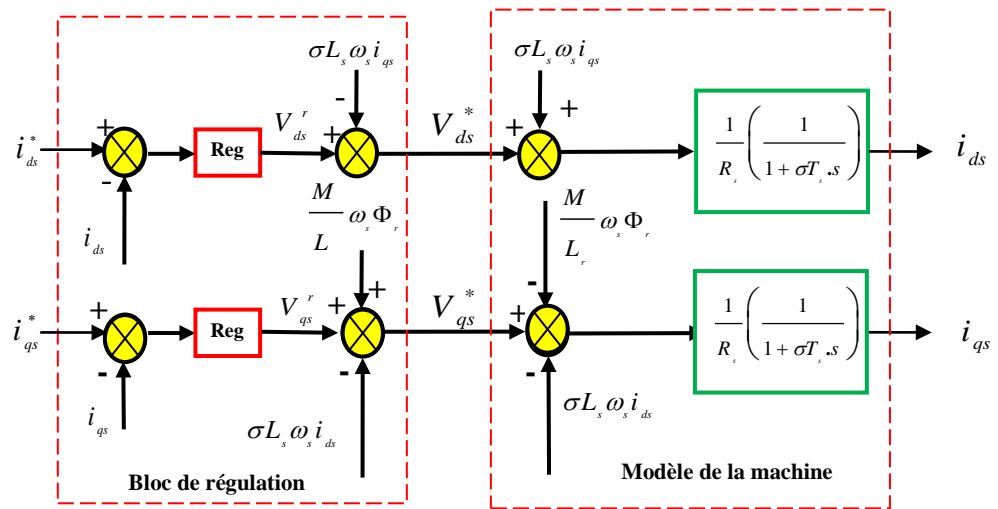


Fig.I.6: Découplage par addition des termes de couplage

I.3.2.3 Dimensionnement du régulateur PI

Le dimensionnement du régulateur est basé sur la dynamique de la machine en boucle fermée par compensation de pôles [8], [9] et [10].

- **Régulation du courant**

Du procédé du découplage utilisé à la figure (I.6), on abouti au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

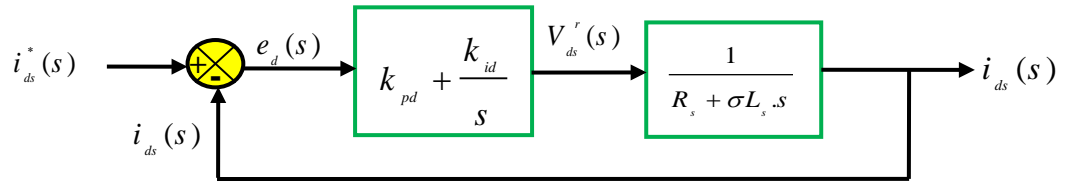


Fig.I.7: Schéma fonctionnel de régulation de courant [9].

On note que les gains des correcteurs PI sont identiques pour l'axe d et l'axe q.

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(s) = k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \tag{I.13.}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (I-7)

$$FTBO(s) = \frac{k_{id}}{s} (s \frac{k_{pd}}{k_{id}} + 1) \left(\frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \right) \tag{I.14.}$$

Par compensation de pôle qui se traduit par la condition :

$$\frac{k_{pd}}{k_{id}} = \sigma T_s \tag{I.15.}$$

Ou :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

Alors la FTBO s'écrit maintenant comme suit :

$$FTBO(s) = \frac{k_{id}}{R_s s} \tag{I.16.}$$

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

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \tag{I.17.}$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée de la figure (I-7) sera :

$$FTBF(s) = \frac{\frac{k_{id}}{R_s s}}{1 + \frac{k_{id}}{R_s s}} = \frac{1}{\frac{R_s}{k_{id}} s + 1} \tag{I.18.}$$

Par analogie de l'expression (I-18) et l'expression (I-17), on trouve :

$$\tau = \frac{R_s}{k_{id}} \tag{I.19.}$$

De l'expression (I-15) et (I-19) on a :

$$\begin{cases} k_{pd} = k_{id} \sigma T_s = \frac{R_s \sigma T_s}{\tau} \\ k_{id} = \frac{R_s}{\tau} \end{cases} \tag{I.20.}$$

Les valeurs du régulateurs k_{pd} et k_{id} sont déterminés pour un $\tau = 0.0074s$.

• **Régulation de la vitesse**

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante.

L'équation mécanique donne :

$$\Omega = \frac{I}{J_s + f} (C_e - C_r) \tag{I.21.}$$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient la structure donnée dans la figure (I.8) :

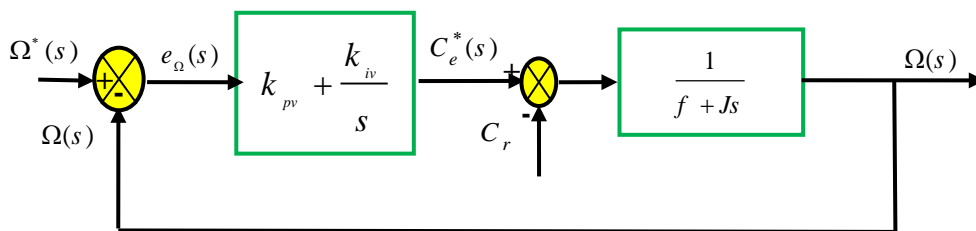


Fig.I.8: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

Nous obtenons alors :

$$\Omega = \frac{I}{Js + f} \left(\frac{k_{pv}s + k_{iv}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{I}{Js + f} C_r \quad \text{I.22.}$$

Soit :

$$\Omega = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{Js^2 + (k_{pv} + f)s + k_{iv}} \Omega^* - \frac{s}{Js^2 + (k_{pv} + f)s + k_{iv}} C_r \quad \text{I.23.}$$

La fonction de transfert (I.23) peut être identifiée à un système de second ordre sous la forme

$$F(s) = \frac{I}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, (C_r = 0) \quad \text{I.24.}$$

Avec :

ξ : Coefficient d'amortissement.

ω_n : Pulsation propre non amortie.

Ce qui implique les identités :

$$\begin{cases} \frac{k_{iv}}{J} = \omega_n^2 \\ \frac{k_{pv} + f}{J} = 2\xi\omega_n \end{cases}, (C_r = 0) \quad \text{I.25.}$$

A fin de faciliter les calculs, en prenant ($\xi = 1$), nous obtenons la relation liant (ω_n) au temps de réponse en vitesse (t_{rv}) voulu, ce qui nous permet de fixer la dynamique. Cette relation s'écrit : $\omega_n = 4.8/t_{rv}$. On choisit convenablement la valeur de l'amortissement et le temps de réponse et par la suite (ω_n), on peut calculer les coefficients du régulateur d'après l'équation (I.25), par simple identification.

I.4 Commande Backstepping

I.4.1 Principe

La plupart des systèmes physiques (procédés) qui nous entourent sont non linéaire. Bien souvent, ces non-linéarités sont faibles ou ne sont pas visibles sur la plage d'opération de ces procédés. Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises qui permettent de répondre sur une plus large plage d'opérations. C'est à ce moment que les non-linéarités se font sentir et rendent les

outils d'analyse et/ou de synthèse des lois de commande, utilisé dans le domaine linéaire, caduques et absolument incapable de rendre compte de certains phénomènes [11].

C'est pourquoi, depuis quelques années, beaucoup de recherches ont été effectuées dans le domaine des systèmes non-linéaires. La Technique du backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine, son appellation est particulièrement justifiée par le processus récursif intrinsèque à la loi de commande. Cette technique offre une méthode systématique de synthèse des lois de commande des systèmes non linéaires tout en gardant les non linéarités de ces derniers, elle permet, de construire, d'une façon récursive, la commande et la fonction de Lyapunov pour un système non-linéaire triangulaire [12].

I.4.2 Méthode de Lyapunov

La commande des systèmes non-linéaires s'appuie sur deux approches de Lyapunov :

- La première méthode vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques des modèles linéaires. Cette linéarisation est réalisée, moyennant des approximations ou des transformations géométriques dans l'espace de phase. Le système linéarisé est ensuite traité avec la théorie des systèmes linéaires. Si on trouve que le système linéarisé est instable, le système non linéaire le sera nécessairement aussi.
- La deuxième méthode consiste à trouver une fonction de commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. Cette méthode est basée sur le concept d'énergie du système. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. C'est là qu'on a introduit la technique du Backstepping qui permet de réduire cette complexité [5], [11], [13].

L'idée de base du Backstepping est de d'utiliser les méthodes Lyapunov qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans connaître explicitement les solutions des équations différentielles les décrivant.

I.4.3 Méthode récursive de conception de Backstepping

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation d'état (I-26) suivante :

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2, \\
\dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3, \\
&\vdots \\
\dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u,
\end{aligned} \tag{I.26}$$

Avec:

$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathfrak{R}^n (n \geq 1)$ est l'état et $u \in \mathfrak{R}$ l'entrée de commande.

Pour illustrer la procédure récursive de la méthode backstepping, on considère que la sortie du système $y = x_1$ désire suivre le signal de référence y_{ref} . Etant donné que le système est d'ordre n , la mise en œuvre s'effectue en n étapes.

1^{ère} étape : Calcul de la première commande virtuelle

On commence par la première équation du système (I.26), où x_2 sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. On définit la première référence désirée du sous système x_1 qui doit suivre la référence définit y_{ref} tel que :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_{ref} \tag{I.27}$$

La première variable d'erreur du sous système est définit par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \tag{I.28}$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\begin{aligned}
\dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\
&= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0
\end{aligned} \tag{I.29}$$

Pour un tel système, nous construisons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique :

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 \tag{I.30}$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &= e_1 \cdot \dot{e}_1 \\ &= e_1 \left[f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \right]\end{aligned}\tag{I.31}$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de (I.29). Pour cela, prenons : $x_2 = \alpha_1$ telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 \cdot e_1\tag{I.32}$$

Où $k_1 > 0$ est un paramètre de conception.

Ainsi, la loi de commande est donnée par l'équation suivante:

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} \left[-k_1 \cdot e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1) \right]\tag{I.33}$$

Ce qui implique :

$$\dot{V}_1 = -k_1 \cdot e_1^2 \leq 0\tag{I.34}$$

α_1 sera la nouvelle référence désirée x_{2ref}

2^{ème} étape : Calcul de la deuxième commande virtuelle.

On considère les deux équations du système définie en (I-26)

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2, \\ \dot{x}_2 &= f_1(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3,\end{aligned}$$

Où la nouvelle référence désirée α_1 sera la variable de commande pour le sous-système précédent :

$$(x_2)_d = \alpha_1\tag{I.35}$$

La nouvelle variable d'erreur de régulation :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1\tag{I.36}$$

$$\begin{aligned}\text{Sa dérivée est :} \quad \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 \\ &= f_1(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1\end{aligned}\tag{I.37}$$

Pour le système (I.37), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad \text{I.38.}$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 \\ &= -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 \cdot [f_1(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad \text{I.39.}$$

Le choix de x_3 qui stabilisera la dynamique du système (I.37), et rendra (\dot{V}_2) négative est : $x_3 = \alpha_2$ telle que :

$$f_1(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 = -k_2 \cdot e_2 \quad \text{I.40.}$$

Où $k_2 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (I.37) sera donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-k_2 \cdot e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_1(x_1, x_2)] \quad \text{I.41.}$$

Avec :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{g_0(x_1) [-k_1 \cdot \dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-k_1 \cdot e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \dot{g}_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad \text{I.42.}$$

Un tel choix implique que :

$$\dot{V}_2 = -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 \leq 0 \quad \text{I.43.}$$

La n^{ième} étape : Calcul de la loi de commande finale

De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad \text{I.44.}$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad \text{I.45.}$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_n &= \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} \\ \text{Sa dérivée est :} \quad &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \end{aligned} \quad \text{I.46.}$$

Pour le système (I.46), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned} V_n &= V_1 + V_2 + \dots + \frac{1}{2}e_n^2 \\ &= \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_n^2) \end{aligned} \quad \text{I.47.}$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= \dot{V}_1 + \dots + e_n \cdot \dot{e}_n \\ &= -k_1 \cdot e_1^2 + \dots + e_n \cdot [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \end{aligned} \quad \text{I.48.}$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la vraie loi de commande u qui permet d'atteindre les objectifs de conception pour le système global qui contrairement aux lois x_1 qui sont des lois virtuelles. Un bon choix de celles-ci doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n \cdot e_n \quad \text{I.49.}$$

Où $k_2 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$\alpha_n = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} [-k_n \cdot e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad \text{I.50.}$$

Ce qui garantit la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{V}_n = -k_1 \cdot e_1^2 - \dots - k_n \cdot e_n^2 \leq 0 \quad \text{I.51.}$$

Nous avons ainsi défini la méthodologie de la commande backstepping que nous allons mettre en application sur la machine asynchrone.

I.5 Application de la commande Backstepping à la MAS

Dans cette partie, nous présentons l'application de la commande backstepping à la machine asynchrone. Cette approche [15], [17] est conçue de telle façon à garder la même structure générale d'une commande vectorielle à flux orienté, comme le montre la figure (I.9) afin de garantir de bonnes performances tout en assurant une régulation et une limitation des courants.

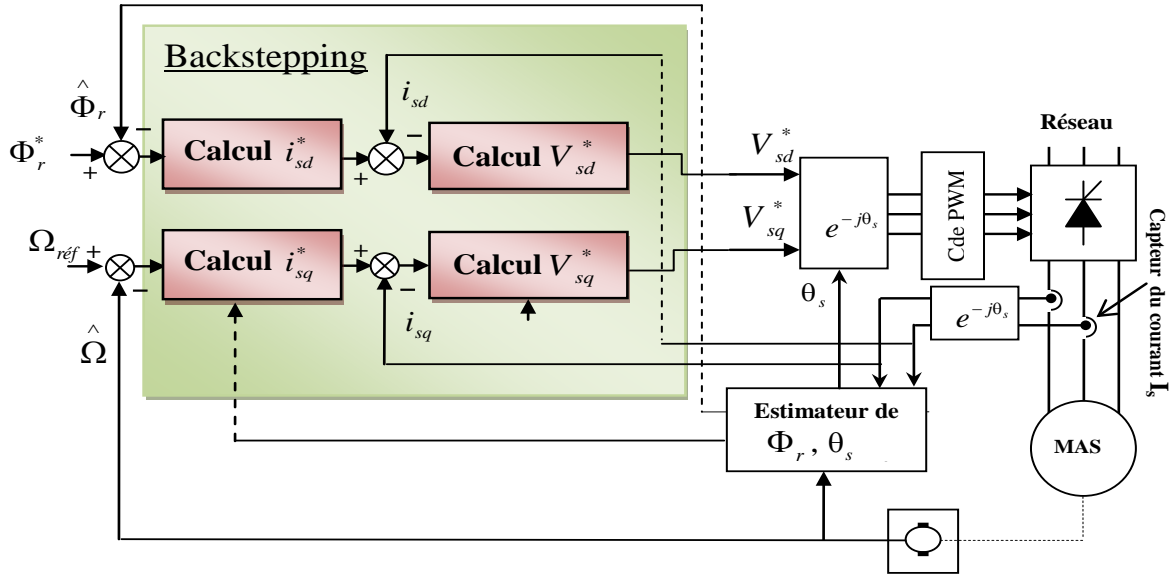


Fig.I.9: Schéma d'implantation générale de la commande Backstepping

Sous les hypothèses de la linéarité du circuit magnétique, et en négligeant les pertes fer, [18]. On réécrit le modèle du moteur à induction avec l'orientation du flux rotorique, comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{\lambda}{J} x_4 x_2 - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} x_1 \\ \dot{x}_2 = -\alpha x_2 + \alpha M x_3 \\ \dot{x}_3 = -\eta x_3 + \alpha \beta x_2 + p x_1 x_4 + \alpha M \frac{x_4^2}{x_2} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \dot{x}_4 = -\eta x_4 + \beta p x_1 x_2 - p x_1 x_4 - \alpha M \frac{x_4 x_3}{x_3} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \end{cases} \quad \text{I.52.}$$

Ou:

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^T = [\Omega \quad \varphi_r \quad i_{ds} \quad i_{qs}]^T,$$

$$\alpha = T_r^{-1} = \frac{R_r}{L_r}, \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \lambda = \frac{pM}{L_r} \quad \eta = \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}$$

Le modèle (II.50) est plus adapté à l'application de la commande Backstepping. Cette technique permet de calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction de Lyapunov soit définie positive et que sa dérivée soit toujours négative.

Cette méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. A chaque étape, du processus, une commande virtuelle est

ainsi générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. A la dernière étape, la loi de commande est trouvée, elle permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système.

1^{ère} étape : Calcul de la loi de commande virtuelle

L'objectif de cette étape est l'élimination des deux régulateurs de vitesse et de flux. On définit les erreurs e_1 et e_2 représentant respectivement l'erreur entre la vitesse réelle Ω et la vitesse de référence Ω^* et l'erreur entre le module de flux $\hat{\Phi}$ et son référence Φ^* .

$$\begin{cases} e_1 = x_1^* - x_1 \\ e_2 = x_2^* - x_2 \end{cases} \quad \text{I.53.}$$

A partir des équations (I-50) et (I-51), leurs équations dynamiques sont données par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{x}_1^* - \dot{x}_1 = \dot{x}_1^* - \frac{\lambda}{J} x_4 x_2 + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} x_1 \\ \dot{e}_2 = \dot{x}_2^* - \dot{x}_2 = \dot{x}_2^* + \alpha x_2 - \alpha M x_3 \end{cases} \quad \text{I.54.}$$

Du fait que nos objectifs exigent que les deux erreurs convergent vers zéro, et exigent aussi que le courant doit être régulé et limité, on peut satisfaire ces deux conditions en choisissant i_{qs} et i_{ds} comme commandes virtuelles dans les équations ci-dessus et les utiliser pour commander e_1, e_3 . Pour cela, la première fonction de Lyapunov V_1 qui représente en quelque sorte, l'énergie de l'erreur est choisie tel que :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) > 0 \quad \text{I.55.}$$

La dérivée de la fonction s'écrit à partir des équations (I-51) et (I-52) comme :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_1 \left[k_1 e_1 + \dot{x}_1^* - \frac{\lambda}{J} x_4 x_2 + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} x_1 \right] + e_2 \left[k_2 e_2 + \dot{x}_2^* + \alpha x_2 - \alpha M x_3 \right] \end{aligned} \quad \text{I.56.}$$

Où k_1, k_2 sont des constantes positives déterminées par la dynamique du système en boucle fermée. Si les commandes virtuelles sont choisies comme :

$$\begin{cases} x_3^* = \frac{I}{\alpha M} (\dot{x}_2^* + \alpha x_2 + k_2 e_2) \\ x_4^* = \frac{J}{\lambda x_2} \left(\dot{x}_1^* + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} x_1 + k_1 e_1 \right) \end{cases} \quad \text{I.57.}$$

On obtient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad \text{I.58.}$$

Par conséquence, les commandes virtuelles dans (I.57) sont choisies pour satisfaire les objectifs de régulation et aussi sont considérées comme des références pour l'étape suivante.

2^{ème} étape : Calcul de la loi de commande

Pour cette étape, nos nouveaux objectifs de régulation sont i_{qs} et i_{ds} . Pour cela, on définit les autres erreurs concernant les composantes du courant statorique et leurs références :

$$\begin{aligned} e_3 &= x_3^* - x_3 \\ &= \frac{I}{\alpha M} (\dot{x}_2^* + \alpha x_2 + k_2 e_2) - x_3 \\ e_4 &= x_4^* - x_4 \\ &= \frac{J}{\lambda x_2} \left(\dot{x}_1^* + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} x_1 + k_1 e_1 \right) - x_4 \end{aligned} \quad \text{I.59.}$$

Par conséquent, les équations d'erreurs (I.52) peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & 0 & \frac{\lambda x_2}{J} \\ 0 & -k_2 & \alpha M & 0 \end{bmatrix} [e] \quad \text{Ou bien :} \quad \begin{aligned} \dot{e}_1 &= -k_1 e_1 + \frac{\lambda x_2}{J} e_4 \\ \dot{e}_2 &= -k_2 e_2 + \alpha M e_3 \end{aligned} \quad \text{I.60.}$$

Avec :

$$[e]^T = [e_1 \quad e_2 \quad e_3 \quad e_4]$$

Aussi, les équations dynamiques pour les signaux d'erreur e_3, e_4 peuvent être calculées par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \dot{x}_3^* - \dot{x}_3 = \dot{x}_3^* - \xi_1 - \frac{I}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \dot{e}_4 = \dot{x}_4^* - \dot{x}_4 = \dot{x}_4^* - \xi_2 - \frac{I}{\sigma L_s} V_{sq} \end{cases} \quad \text{I.61.}$$

Où les grandeurs ξ_1 et ξ_2 sont exprimées par :

$$\begin{cases} \xi_1 = -\eta x_3 + \alpha \beta x_2 + p x_1 x_4 + \alpha M \frac{x_4^2}{x_2} \\ \xi_2 = -\eta x_4 + \beta p x_1 x_2 - p x_1 x_3 - \alpha M \frac{x_4 x_3}{x_2} \end{cases} \quad \text{I.62.}$$

A ce stade, on étend la fonction Lyapunov dans (I.61) pour inclure les variables d'état e_3, e_4 :

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_4^2 > 0 \quad \text{I.63.}$$

Enfin la loi de commande sera déduite à partir du calcul de la dérivée de V_2 , soit :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 \left(\dot{x}_3^* - \xi_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} + \alpha M e_2 \right) + e_4 \left(\dot{x}_4^* - \xi_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} + \frac{\lambda x_2}{J} e_1 \right) \quad \text{I.64.}$$

3^{ème} étape : Calcul de la loi de commande finale

Afin de rendre la dérivée de la fonction complète du Lyapunov (I.64) définie négative, les tensions d'entrées de contrôle de l'axe d et l'axe q sont choisis comme suit:

$$\begin{aligned} V_{sd}^* &= \sigma L_s \left(\dot{x}_3^* - \xi_1 + \alpha M e_2 + k_3 e_3 \right) \\ V_{sq}^* &= \sigma L_s \left(\dot{x}_4^* - \xi_2 + \frac{\lambda x_2}{J} e_1 + k_4 e_4 \right) \end{aligned} \quad \text{I.65.}$$

Où k_3, k_4 sont des constantes positives.

Après cela, (I.59) peut être exprimé ainsi:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_3 \\ \dot{e}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\alpha M & -k_3 & 0 \\ -\frac{\lambda x_2}{J} & 0 & 0 & -k_4 \end{bmatrix} [e] \quad \text{I.66.}$$

Nous pouvons réorganiser les équations dynamiques de (I.60) et (I.66):

$$[\dot{e}] = A[e] = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & 0 & \frac{\lambda x_2}{J} \\ 0 & -k_2 & \alpha M & 0 \\ 0 & -\alpha M & -k_3 & 0 \\ -\frac{\lambda x_2}{J} & 0 & 0 & -k_4 \end{bmatrix} [e] \quad \text{I.67.}$$

Ce qui correspond bien à :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 \leq 0 \quad \text{I.68.}$$

La stabilité de la commande est obtenue si et seulement si la matrice A est hurwitzienne (avec des racines à parties réelles négatives) ce qui est vérifié par un bon choix des gains k_1, k_2, k_3, k_4 .

Les variables de références V_{ds}^* et V_{qs}^* nécessaire à la commande de la machine asynchrone sont définie à partir de la commande par Backstepping, tout en exigeant une stabilité de sous systèmes en cascade afin d'assurer une stabilité asymptotique du système globale.

I.6 Résultats de simulation

Pour montrer les performances et la robustesse des deux commandes présentées précédemment vis-à-vis la variation du couple de charge, des tests de simulation numériques ont été appliqués à une machine asynchrone à cage d'écureuil (MAS, « voir annexes ») dans les mêmes conditions de fonctionnements pour différents profil de vitesse.

I.6.1 Commande vectorielle indirecte

Les simulations présentées dans cette partie vont nous permettre d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique pour un flux de référence de (1.1 Web). La figure (I.10) illustre le profile de référence de la vitesse et du couple. Après 6s du démarrage à vide, une charge de (5Nm) est appliquée pendant toute la durée de la simulation pour une vitesse de référence de (100 rad/s), à l'instant $t=9s$ on réduit la vitesse à (0 rad/s) et à $t=13s$ on inverse le sens de rotation à (-100rad/s).

Les seuls paramètres de réglage dans ce cas sont les gains proportionnel et intégral des régulateurs de courants et de vitesse.

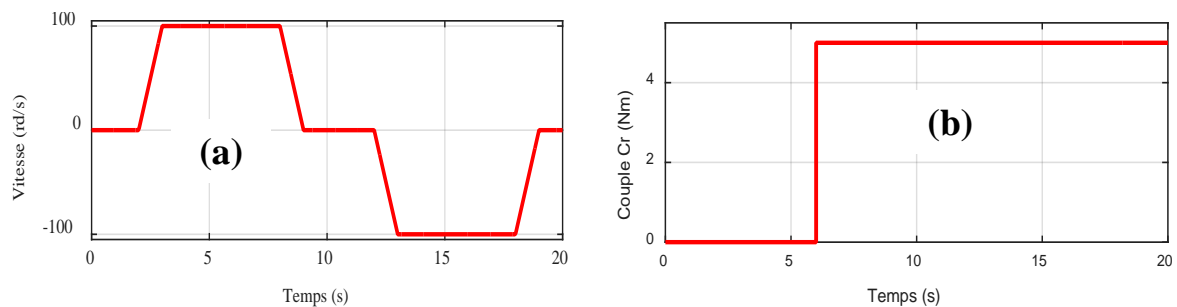


Fig.I.10: Profils de référence vitesse-Couple

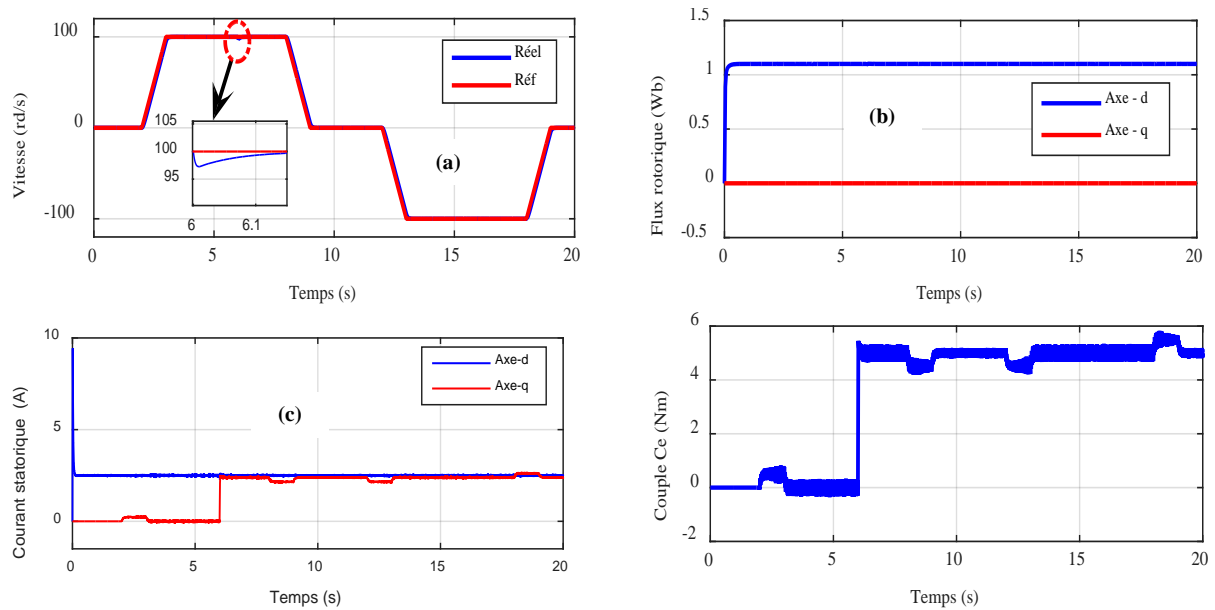


Fig.I.11: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande vectorielle indirecte (IFOC)

I.6.2 Interprétation des résultats

La figure (I-11a) montre que la vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action du régulateur, la figure (I-11b) montre que le découplage est bien assuré ou la composante le flux rotorique selon l'axe q est nulle alors que sa composante sur l'axe d est maintenue constante. Le découplage est bien assuré. La figure (I-11c) illustre le courant i_{ds} image du flux rotorique, qui est très peu perturbé pendant la phase d'inversion du sens de rotation, ce qui montre l'efficacité du découplage, alors que sa composante sur l'axe q est proportionnelle à la variation du couple de charge.

Sur la figure (I-11a), on remarque clairement un pic important dans la courbe de la vitesse suite à l'application d'un couple de charge égale à 5 N.m. Ce qui rend cette méthode peu robuste.

I.6.3 Commande Backstepping

Afin de tester le comportement et l'efficacité de la commande backstepping avec orientation du flux rotorique, on procède aux mêmes tests mentionnés dans la commande vectorielle indirecte avec les mêmes profils de vitesse et de couple. Les paramètres du contrôleur Backstepping sont : $k_1 = 150$, $k_2 = 5000$, $k_3 = k_4 = 522000$.

LA figure (I-12) montre les résultats de simulation de cette technique sous les mêmes conditions citées précédemment :

I.6.4 Interprétation des résultats

Les résultats obtenus ci-dessus (figure (I-12)) montrent que les performances de cet algorithme de commande sont satisfaisantes ou on constate que la vitesse et le flux convergent rapidement vers leurs références.

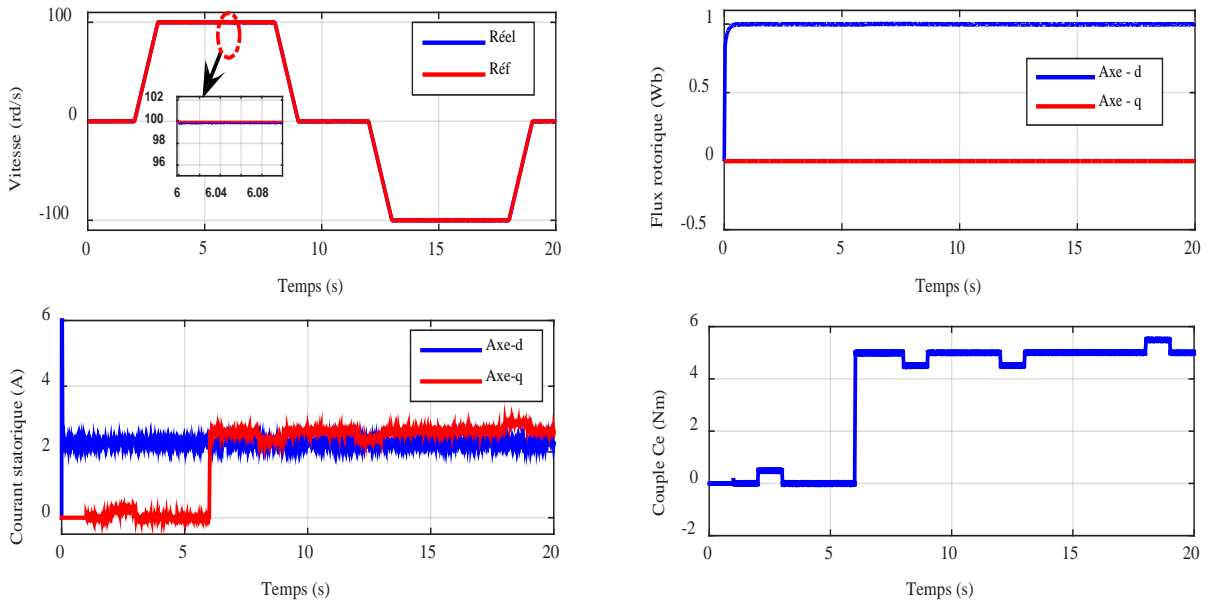


Fig.I.12: Résultats de simulation de la commande Backstepping

Conclusion

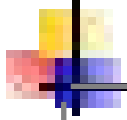
Dans ce chapitre on a présenté deux approches de commande à flux orienté, appliquées à la commande de machine asynchrone. Les résultats de simulation obtenus en fin du chapitre montrent les capacités des deux techniques en termes de régulation, poursuite, et rejet de perturbation. Les tests de simulations montrent que la commande Backstepping est plus performante de point de vue robustesse et stabilité globale.

Le chapitre suivant sera dédié à présenter la théorie des ensembles floue type-1 et type-2.

Bibliographies

- [1] J.P Caron, J.P Hautier, « Modélisation de la machine asynchrone, Commande vectorielle », éditions techniques Paris 1995.
- [2] M. Pinard, « Commande Électronique des moteurs électriques », éditions Dunos, Paris 2004.
- [3] J.P Lois, « Modélisation des machines électriques en vue de leur commande », Lavoisier, Paris 2004.
- [4] Georges Salloum, “ contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation ”, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse 2007.
- [5] Benlaloui Idriss “ commande, observation et diagnostic d’un système non-linéaire : application à la commande asynchrone en présence de défauts ”, Thèse de doctorat, Université Batna2 2016.
- [6] Mehhazem Fateh “contribution à la commande d’un moteur asynchrone destiné à la traction électrique ”, Thèse de doctorat, Université Paris-Est 2010.
- [7] G. Grellet and G. Clerc, « Actionneurs électriques-Principes Modèles Commande », Édition Eyrolles, Paris 1997
- [8] S.Chekroune, « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d’une machine asynchrone triphasée », Thèse de magister, ENSET d’Oran, 2009.
- [9] L .Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy, Janvier 1999.
- [10] Bekaka Youcef « Contribution à la commande robuste d’un aérogénératrice asynchrone à double alimentation ”, Thèse de doctorat, Université Batna2 2014..
- [11] Azoui Nawel “ Stratégies de commandes avancés pour le suivi de trajectoire ”, Thèse de doctorat, Université Batna2 2014.
- [12] Zeghlache Samir “ Commande non-linéaire d’un appareil de vol vertical ”, Thèse de doctorat, Université M’sila 2014.
- [13] Kendouci Khedidja “ Contribution à la commande sans capteur mécanique d’une machine synchrone à aimants permanents ”, Thèse de doctorat, Université Oran 2012.
- [14] Benaskeur Abderrezak, “ Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires ”, Thèse Ph.D, Université de Laval, 2000.

- [15] Hualin Tan and Jie Chang, “Field Orientation and Adaptative Backstepping for Induction Motor Control”, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, IEEE Industry Applications Conference, Vol. 4, pp. 2357 – 2363, Oct 3-7, 1999.
- [16] S. Chaouch, L. Cherifi, A. Makouf and M.S. Nait-Said “Backstepping Control based on Lyapunov Theory for Sensorless Induction Motor with Sliding Mode Observer”, ARISER Vol. 4 No.1 (2008) 19-27.
- [17] I. Benlaloui, S Drid, L Chrifi-Alaoui and D Benoudjit ” Sensorless Speed Backstepping Control of Induction Motor Based on Sliding Mode Observer: Experimental Results" 15th International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering, STA'2014, December 21-23, 2013 , Hammamet, – Tunisia.
- [18] P.C.Krauss, “Analysis of Electric machinery”, IEEE Press, 1995 Prescott.



Chapitre II

Théorie des ensembles flous
type-1 et type-2

CHAPITRE II**THEORIE DES ENSEMBLES FLOUS TYPE-1 ET TYPE-2****Introduction**

Le terme flou peut avoir différentes significations, qui varient selon le contexte d'intérêt, mais le concept de base de cet adjectif passe toujours par le vague, incertain. La logique floue a été introduite en 1930 par le philosophe Jan Lukasiewicz. Ce dernier a proposé l'utilisation de l'intervalle $[0, 1]$ pour indiquer le degré de véracité d'une proposition.

En 1937, le philosophe Max Black a défini le premier ensemble flou et a décrit quelques idées de base des opérations d'ensembles flous.

En 1965, Lotfi Zadeh publie l'article ensemble flou (Fuzzy Sets), connu comme l'origine de la théorie de l'ensemble flou. En réalité, Zadeh a redécouvert l'idée de fuzzification, identifié et exploité un tel concept, tout comme il s'est battu pour cela. Par conséquent, Zadeh est resté et est toujours connu comme le «maître» de la théorie des ensembles flous.

C'est ainsi que Zadeh (1965) a introduit le concept d'ensembles flous afin de capturer, représenter et traiter de manière formelle des informations vagues, imprécises ou ambiguës - généralement inhérente au langage humain et les convertir en un format numérique, pour le traitement informatique. Ainsi les vérités précédemment limitées dans la logique nébuleuse gagnent l'imprécision d'introduire d'autres marges de classification auparavant négligées, qui peuvent être exprimées linguistiquement comme "vérité", "plus de vérité", "fausse", et "très fausse" où chaque terme linguistique est interprété comme un sous-ensemble flou dans l'intervalle unitaire. Ainsi, la logique floue décrit une solution de façon beaucoup plus détaillée et graduelle, en réduisant la perte d'information et en fournissant un résultat aussi proche que possible de la réalité du problème.

Basé sur la théorie des ensembles flous, la logique floue a permis la classification des données, des informations vagues, imprécises ou ambiguës. Cette fonctionnalité permet l'application de cette logique dans les types des systèmes les plus variés, par exemple, pour obtenir des solutions dans des problèmes impliquant de nombreuses variables, pour l'acquisition de solutions de données indéfinies, permettant ainsi de rapporter beaucoup plus

d'informations que la logique classique et pour ne pas se limiter aux vraies valeurs du type "vrai" ou "faux" [1].

De plus, on sait que les systèmes réels sont par nature bruyants et non linéaires, et que tout élément du système peut contribuer avec des incertitudes. Donc, l'incertitude est une partie inhérente des systèmes d'inférence floue (SIF) utilisés dans des applications réelles. Les sources d'incertitude suivantes peuvent être présentes dans un (SIF) [2], [3] :

- **Imprécision linguistique (flou)**

L'imprécision linguistique est l'incertitude sur la signification des mots utilisés antécédents et conséquents des règles linguistiques.

- **Conflit**

Le conflit est un type d'incertitude qui se produit lorsque différents résultats peuvent être obtenus pour la même règle, cela se produit lorsque la connaissance est extraite d'un groupe d'experts qui ne sont pas entièrement d'accord.

- **Imprécision numérique**

L'imprécision numérique est l'incertitude causée par un manque d'information ou par bruits présents dans l'information qui active le système d'inférence flou (SIF) qui sont utilisés pour ajuster ses paramètres.

Ainsi toutes ces incertitudes relèvent de l'utilisation du système flou traditionnel, appelé par Zadeh à partir de 1975, système flou type-1, qui ne convient pas pour modéliser directement de telles incertitudes car leurs fonctions d'appartenance sont exactes, ou la valeur retournée par une fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-1 est un nombre réel.

Cette caractéristique a été une source de critique depuis le début des ensembles flous parce que les fonctions d'appartenance d'un ensemble flou type-1 ne présentent pas l'incertitude qui leurs sont associées, ce qui semble contredire le mot «flou», puisque le mot a connotation d'incertitude.

Afin de résoudre l'incertitude sur les valeurs d'entrée des ensembles flous, un type plus sophistiqué d'ensembles flous a été proposé par Zadeh (1975), appelé systèmes flou type-2.

II.1 Théorie des ensembles flous type 1

Un ensemble flou A sur un univers de discours U est caractérisé par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui prend ses valeurs sur l'intervalle $[0, 1]$. Un ensemble flou est une généralisation d'un sous ensemble ordinaire qui sa fonction d'appartenance prend que les deux valeurs 0 ou 1. La fonction d'appartenance fournit une mesure du degré qu'un élément de U soit un élément d'un sous ensemble flou [4].

En logique floue un élément peut résider dans plus qu'un ensemble à des degrés d'appartenances différents. Ceci ne peut se produire dans la théorie des ensembles ordinaires.

Un ensemble flou A dans U peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées de l'élément générique x et son niveau (degré) d'appartenance :

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

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

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

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

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

II.2 Les fonctions d'appartenance

Les formes les plus couramment utilisées pour les fonctions d'appartenance sont les formes triangulaires, trapézoïdales ou Gaussiennes [4].

- **Fonction d'appartenance trapézoïdale**

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

où a, b, c et d sont les coordonnées des apex du trapèze. Si $b = c$, nous obtenons une fonction d'appartenance triangulaire.

• **Fonction d'appartenance exponentielle par morceaux**

$$\mu(x; c_g, c_d, w_g, w_d) = \begin{cases} \exp\left(-\left(x - c_g / 2w_g\right)^2\right) & \text{si } x < c_g \\ \exp\left(-\left(x - c_d / 2w_d\right)^2\right) & \text{si } x > c_d \\ 1 & \text{autrement} \end{cases} \quad \text{II.5.}$$

Où c_g et c_d sont les limites gauche et droite, respectivement ; et w_g, w_d sont les largeurs gauche et droite, respectivement. Pour $c_g = c_d$ et $w_g = w_d$, la fonction d'appartenance gaussienne est obtenue.

• **Fonction d'appartenance gaussienne**

$$\mu(x; c, \sigma) = \exp\left(-\left(x - c / 2\sigma\right)^2\right) \quad \text{II.6.}$$

• **Fonction d'appartenance singleton**

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

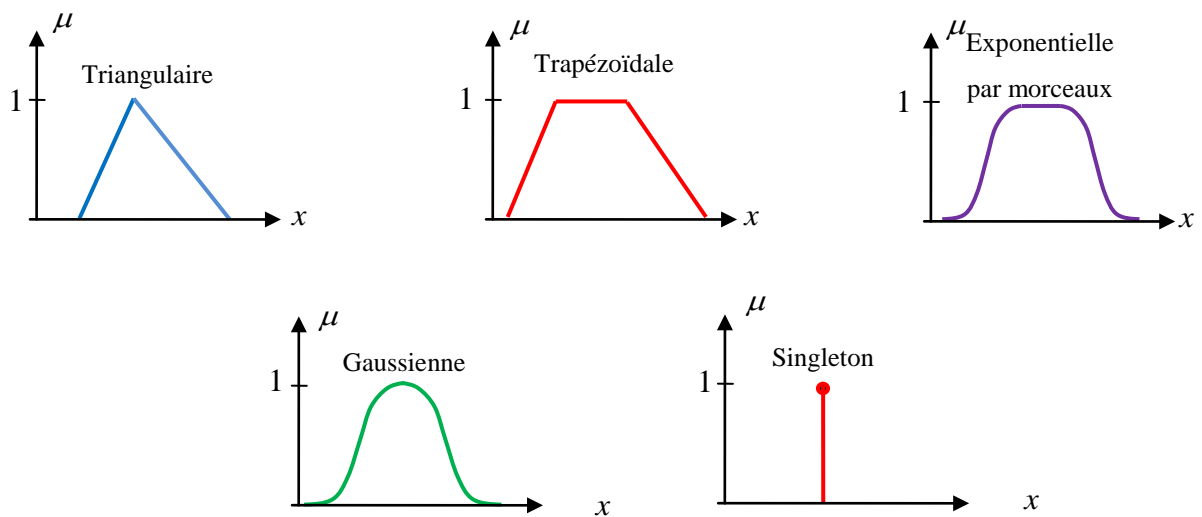


Fig.II.1: Différentes formes des fonctions d'appartenance [5].

où c est le centre de la gaussienne et σ sa largeur (variance).

Les fonctions d'appartenance doivent se chevaucher. Ceci nous permet d'avoir le fait que « un verre peut être partiellement plein et partiellement vide à la fois ».

II.3 Opérations sur les ensembles flous

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

Une définition de l'union floue mène à la fonction d'appartenance [4], [6].

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{II.8}$$

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

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{II.9}$$

Et pour la complémentation on a :

$$\mu_{\bar{B}}(x) = 1 - \mu_B(x) \tag{II.10}$$

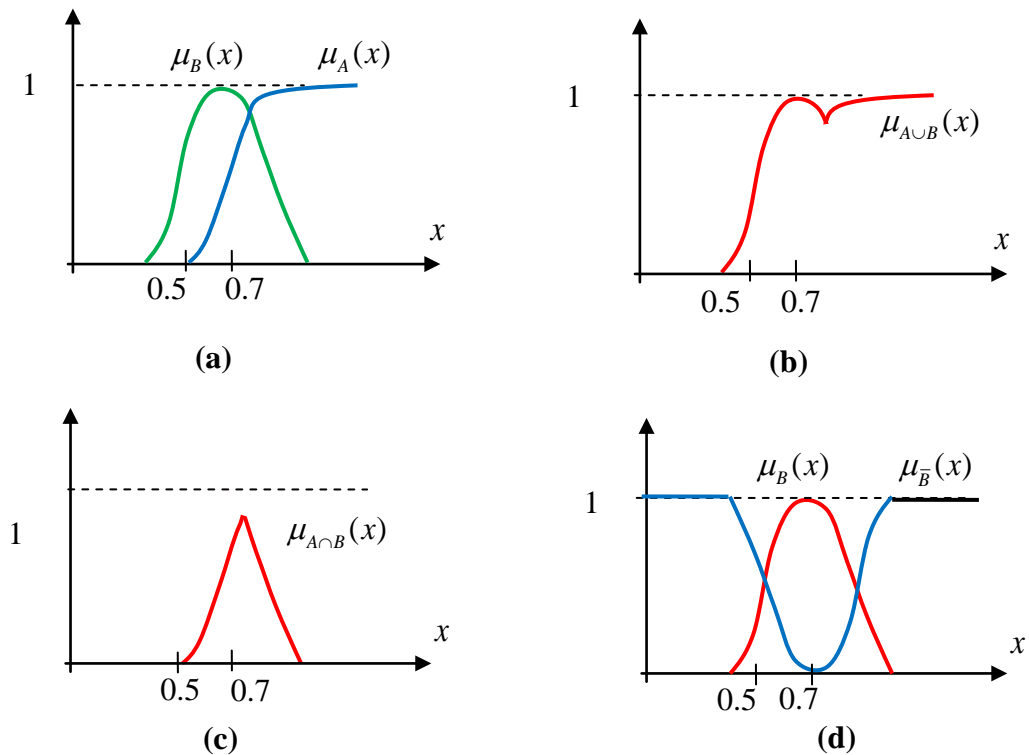


Fig.II.2: Fonctions d'appartenance associées à A et B.

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

II.4 Les règles floues

Afin de comprendre au mieux un procédé réel et prévoir son évolution au cours du temps, on le représente par un modèle mathématique qui décrit l'interaction entre les entrées, les sorties et les perturbations agissant sur le procédé. Ce modèle permettra la synthèse des structures de commande. Toutefois, lorsque la caractérisation mathématique d'un procédé est difficile, la manipulation des informations à la fois imprécises et entachées d'incertitudes sur ce procédé à l'aide d'un langage naturel est plus facile. La théorie des sous ensembles flous nous permet la manipulation de données de nature linguistique et facilite la formulation des règles pour décrire le comportement du procédé. Dans la littérature des ensembles flous, plusieurs approches peuvent être envisagées pour déterminer ces règles ; dans le cas d'un système simple, la méthode utilisée est l'extraction des connaissances de l'opérateur humain qui consiste à énoncer directement les règles par des experts dans la commande de processus ou bien à se servir d'un jeu de données entrées-sorties représentatif du comportement de l'opérateur humain [7].

La connaissance de l'expert sur le procédé est souvent traduite avec des règles sous la forme “ **Si** < Prémisse (antécédents) > **Alors** < Conclusion (conséquences) > ”.

L'apport le plus essentiel de la logique floue est le fait que ces règles sont susceptibles de représenter l'imprécis si les prémisses et les conclusions sont exprimées avec des mots du langage naturel. En logique floue, une règle simple se formalise de la façon suivante :

$$\underbrace{IF \ u \ is \ A}_{Prémisse} \quad \underbrace{THEN \ v \ is \ B}_{conclusion}$$

Avec A et B sont des termes linguistiques correspondants à des ensembles flous définis sur leurs univers de discours respectifs U et V. u et v sont deux variables linguistiques prenant leurs valeurs linguistiques sur U et V.

En fonction de la syntaxe des règles, deux classes de modèles flous peuvent être distinguées :

- Les modèles flous à conclusion fonctionnelle dits modèles de Takagi-Sugeno [8].
- Les modèles flous à conclusion symbolique dits modèles linguistiques ou modèles de Mamdani [9].

Ces deux modèles sont basés sur une collection de règles Si **prémisse** – Alors **conclusion** et leurs prémisses sont exprimées symboliquement.

II.5 Contrôleurs flous type-1

Les grandeurs de sortie d'un processus à commander et éventuellement d'autres mesures déterminantes pour saisir l'évolution dynamique du processus ainsi que les consignes définissent les variables d'entrée du contrôleur flou. Les variables de sortie de ce contrôleur sont les commandes à appliquer au processus.

Le contrôleur flou est constitué de 4 blocs principaux (figure II.3) : la base de connaissance, le système d'inférence, l'interface de fuzzification et l'interface de défuzzification. La base de connaissance est composée d'une base des données et d'une base de règles. La base des données contient des faits de la forme: x et A pour les variables linguistiques d'entrée et de sortie du contrôleur flou. La base des règles contient des propositions de la forme : *IF* x_1 *is* A_1 *and* x_2 *is* A_2 , *THEN* y *is* B . Le système d'inférence est capable de raisonner à partir des informations contenues dans la base de connaissance et de faire des déductions. Si B est une valeur linguistique, le contrôleur est dit de type Mamdani. Si B est une valeur numérique ou une équation mathématique, alors le contrôleur est dit de type Takagi-Sugeno. [7]

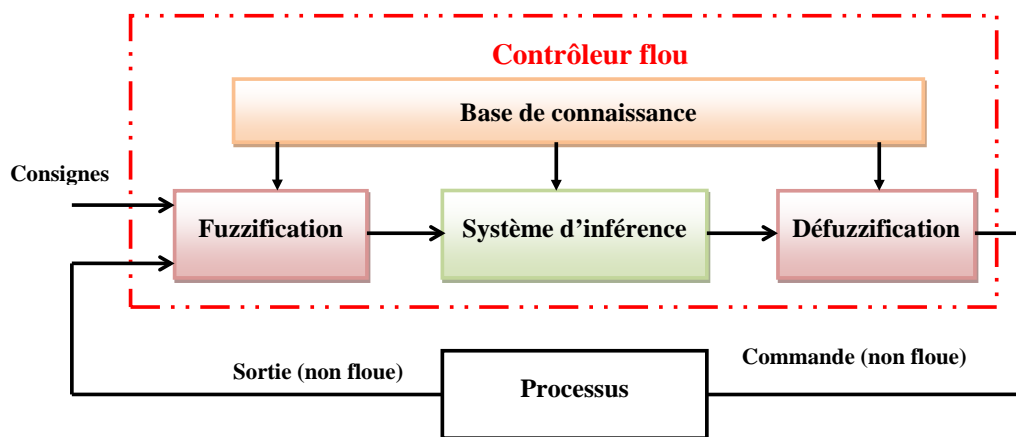


Fig.II.3: Schéma synoptique d'un contrôleur flou

Un contrôleur flou passe généralement par les étapes suivantes :

- Choix de la stratégie de fuzzification.
- Etablissement de la base de règles.
- Choix de la méthode d'inférence.
- Choix de la stratégie de défuzzification.

II.5.1 Base de données

Le choix approprié des variables d'état du processus et des variables de contrôle est essentiel pour caractériser un système flou. De plus, la sélection des variables linguistiques a un effet important sur les performances d'un système flou. Durant cette étape de sélection, l'expérience et la connaissance de l'ingénieur jouent un rôle important. En particulier, le choix des variables linguistiques et leurs fonctions d'appartenance a une grande influence sur la structure de système flou [10], [11].

Pratiquement la base de données contient les fonctions d'appartenances des variables linguistiques des prémisses et des conséquences.

II.5.2 Processeur d'entrée (Fuzzification)

Les variables d'entrée et de sortie choisies pour modéliser ou commander un système sont des grandeurs numériques. L'étape de fuzzification consiste à transformer ces grandeurs réelles en variables linguistiques en vue d'un traitement d'inférence. Ainsi, à chaque variable d'entrée et de sortie est associé des ensembles caractérisant les termes linguistiques pris par ces variables. Ces termes seront utilisés pour écrire les règles d'inférence.

Le choix des formes des fonctions d'appartenance est arbitraire. Des études comparatives ont montré qu'avec les différentes formes des fonctions d'appartenance, les résultats sont pratiquement similaires en boucle fermée. La forme la plus fréquemment utilisée en commande floue est la forme triangulaire. Le nombre de fonctions d'appartenance est généralement impair et se répartissent autour de zéro. En général, on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous. Le choix du nombre dépend de la précision souhaitée. Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes ou non équidistantes [7].

Donc, l'opération de fuzzification réalise une transformation d'un point ordinaire (classique) $\underline{x} = (x_1, \dots, x_n)^T \in U$ vers un ensemble flou A' dans U . Il existe deux choix possibles de fuzzification :

- **Fuzzification type singleton** : A' est un singleton flou dont le support est \underline{x} , c.-à-d., $\mu_{A'}(x') = 1$ pour $\underline{x}' = \underline{x}$ et $\mu_{A'}(x') = 0$ pour tout $\underline{x}' \neq \underline{x}$.
- **Fuzzification type non-singleton** : A' est lui-même un ensemble flou non singleton. Ce type de fuzzification est utilisé lorsque l'entrée est perturbée par un certain bruit.

II.5.3 Base de règles

Une base de règles floues est une collection de règles qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie. La description de la commande se fait par l'intermédiaire de ces règles qui ont la forme suivante

$$R^{(j)} : \text{IF } x_1 \text{ is } A_1^j \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } A_n^j, \text{ THEN } y \text{ is } B^j \quad \text{II.11.}$$

où A_i^j et B^j sont des ensembles flous dans $U_i \subset R^n$ et $V \subset R$, respectivement, et $\underline{x} = (x_1, \dots, x_n)^T \in U_1 \times \dots \times U_n$ et $y \in V$ sont des variables linguistiques. Soit M le nombre de règles floues IF-THEN dans la base de règles c.-à-d. $j = 1, 2, \dots, M$ dans l'équation (II.11). x et y sont l'entrée et la sortie du système flou, respectivement.

II.5.4 Méthode d'inférence floue

Elle permet de calculer l'ensemble flou associé à la commande et se fait par les opérations d'inférence floue et l'agrégation des règles. L'inférence floue repose sur l'utilisation d'un opérateur d'implication floue pour chaque règle à analyser. Cet opérateur quantifie la force de liaison entre la prémisse et la conclusion de la règle.

Soit la règle suivante : *IF* x *is* A *THEN* y *is* B , l'inférence peut être exprimée mathématiquement par l'expression suivante : $\mu_B'(x) = I(\mu_A(x_0), \mu_B(y))$ ou I désigne l'opérateur d'inférence.

Il existe d'autres possibilités pour exprimer les inférences, à savoir par description linguistique, par matrice d'inférence ou par tableau d'inférence. Deux approches d'inférence sont couramment utilisées :

- Implication de Mamdani : $\mu_B'(x) = \min(\mu_A(x_0), \mu_B(y))$.
- Implication de Larsen : $\mu_B'(x) = \mu_A(x_0) \cdot \mu_B(y)$.

Pour générer une conclusion à partir de l'ensemble des règles actives, on procède à une agrégation de ces règles par un opérateur disjonctif. Ce qui revient à lier les règles par un opérateur OU. Généralement l'opérateur max est utilisé pour agréger un ensemble de n règles : $\mu_B(y) = \max_{i=1, \dots, n} \mu_{B_i}(y)$

II.5.5 Processeur de sortie (Défuzzification)

Le traitement des règles d'inférence fournit une valeur floue. L'étape de défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation des règles en une grandeur de commande précise à appliquer au processus..

Donc, l'opération de défuzzification réalise une transformation d'un ensemble dans V vers une valeur ordinaire (non floue) $y \in V$. Dans la littérature, il existe plusieurs stratégies pour réaliser cette opération telle que la moyenne des maxima, le centre des aires, le centre des maxima. La méthode de défuzzification par le centre de gravité est la méthode la plus utilisée en commande floue du fait qu'elle fournit intuitivement la valeur la plus représentative de l'ensemble flou issu de l'agrégation des règles. Elle consiste à calculer le centre de gravité de la surface formée par la fonction d'appartenance résultante

Un système flou type Takagi-Sugeno est un système dont les règles sont comme suit:

$$\begin{aligned}
 R^{(j)} : & \text{IF } x_1 \text{ est } A_1^j \text{ et } x_2 \text{ est } A_2^j \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n^j \\
 \text{THEN } & y = b_{j,0} + b_{j,1} x_1 + b_{j,2} x_2 + \dots + b_{j,n} x_n \\
 & j = 1, 2, \dots, M
 \end{aligned}
 \tag{II.12}$$

$A_1^j, A_2^j, \dots, A_n^j$ sont les ensembles flous des prémisses, $b_{j,i}$ $i = 1, 2, \dots, n$ sont les coefficients de la j^{eme} conséquence linéaire, et y^i la sortie numérique de la j^{eme} règle flou où $j \in [1, M]$.

La valeur numérique de la sortie de ce modèle est donnée par [9]:

$$y = \frac{\sum_{j=1}^M \bar{y}^j \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i) \right)}{\sum_{j=1}^M \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i) \right)}
 \tag{II.13}$$

Tel que :

$$\omega_j = \mu_{A_1}(x_1) \cdot \mu_{A_2}(x_2) \cdot \dots \cdot \mu_{A_n}(x_n)
 \tag{II.14}$$

Ou bien:

$$\omega_j = \min \{ \mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n) \}
 \tag{II.15}$$

Où ω_j est le degré d'activation de la j^{eme} règle flou.

Lorsque $b_{j,i} = 0$ dans (II.12) pour $i = 1, 2, \dots, n$, le système est dit (Modèle flou TS d'ordre zéro) ou système flou à conséquence singleton. Donc la valeur numérique de la sortie sera donnée par [5]:

$$y = \frac{\sum_{j=1}^M \omega_j b_j}{\sum_{j=1}^M \omega_j} \quad \text{II.16.}$$

II.6 Ensembles flous Type 2

La théorie des ensembles de type-2 floue a été introduite par Lotfi Zadeh en 1975 comme une extension de l'ensemble flou traditionnel. Son émergence est liée à l'insuffisance de la théorie des ensembles flous traditionnels dans la modélisation des incertitudes inhérentes à la définition des fonctions d'appartenance des antécédents et des conséquents dans un système d'inférence floue.

Les fonctions d'appartenance à un ensemble flou type-1 sont bidimensionnelles, alors que les fonctions d'appartenance des ensembles flous type-2 sont tridimensionnelles. C'est cette troisième dimension des ensembles flou type-2 qui permet un degré de liberté supplémentaire qui permet de modéliser directement ces incertitudes, et dans cette troisième dimension le degré d'appartenance pour chaque élément de cet ensemble est un nombre flou dans l'intervalle $[0,1]$; en plus de ce degré de liberté supplémentaire, nous avons encore l'incertitude dans l'ensemble flou primaire, limitée par les fonctions d'appartenances supérieure et inférieure [13].

Donc, la théorie des ensembles flous de type 2, modélise l'incertitude découlant de la signification des mots. Bien que la fonction d'appartenance de type 2 soit aussi complètement précise, elle est composée d'un point d'incertitude (FOU) qui permet à l'incertitude d'être exploitée par le système en fonction des règles floues.

Il existe différents types d'ensembles flous type-2 :

- **Ensemble flou type-2 gaussien** : Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0,1]$.
- **Ensemble flou type-2 triangulaire** : Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 triangulaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0,1]$.

- **Ensemble flou type-2 intervalle** : Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[0,1]$. Dans ce cas, les appartenances secondaires sont égales à 1.

II.7 Histoire de la théorie des ensembles flous type 2.

En 1975, Zadeh a introduit le concept d'ensembles de flou type-2. En 1976, Mizumoto et Tanaka ont présenté des études sur les opérations des ensembles flous de type 2 et leurs fonctions. Et, en 1977, Niemien a présenté avec plus de détail la structure des ensembles flous type-2.

Les années suivantes, aucun travail pertinent n'a été trouvé sur des ensembles de type 2 flous, mais la communauté scientifique l'a de nouveau approchée à la fin des années 1990 avec les travaux de Karnik et Mendel.

En 2000, Liang et Mendel ont développé la théorie de l'intervalle et montré comment l'intervalle d'un système basée sur règles floues type 2 (SBRF2) peut être conçu. En outre, ils ont présenté plusieurs applications montrant la performance supérieure de l'intervalle (SBRF2) et sa capacité à travailler avec incertitude. Mais l'exécution du module de réduction d'intervalle (SBRF2) était le "goulot d'étranglement" du système, en raison de la charge de calcul importante requise pour l'exécuter. Cette complexité de calcul est principalement due aux calculs de réduction de type, qui peuvent être surmontés par la proposition d'ensembles flous de type 2 intervalles. Liang et Mendel ont étudié comment construire des fonctions d'appartenance pour les ensembles flou de type 2 intervalle, ainsi que les méthodes proposées pour calculer les opérations et la méthode d'inférence pour ces systèmes, ces recherches ont permis l'exécution rapide du SBRF2 et son application dans la zone de contrôle.

II.8 Terminologie de la logique floue type-2

- **Définition 1**

Un ensemble flou type-2, noté \tilde{A} est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle, $\mu_{\tilde{A}}(x,u)$, c-a-d:

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x,u)/(x,u) \quad J_x \subseteq [0,1] \quad \text{II.17.}$$

Où $\int \int$ dénote l'union de tous les éléments du produit cartésien sur x et u avec $0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x,u) \leq 1$.

À chaque point fixe x de X , J_x est l'appartenance primaire de x , et x est appelé variable primaire.

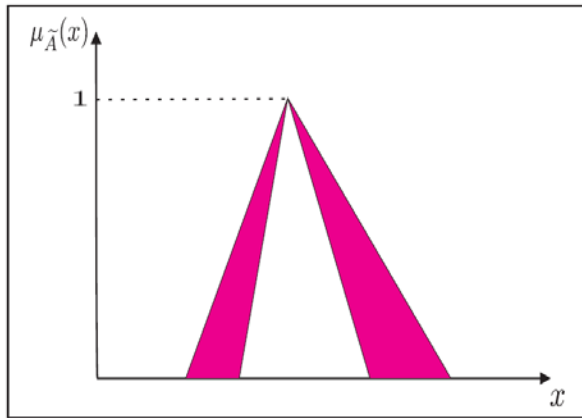


Fig.II.4: Fonction d'appartenance triangulaire d'un ensemble flou type 2, représentation bidimensionnelle

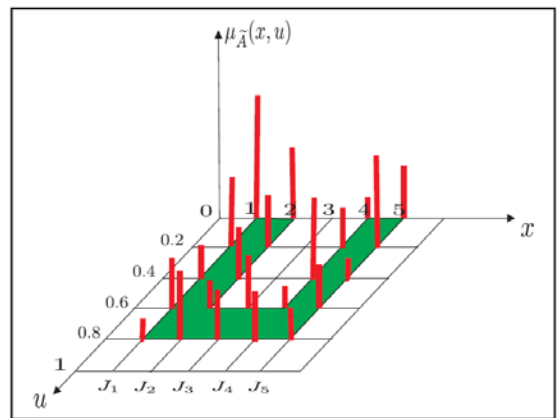


Fig.II.5: Fonction d'appartenance trapézoïdale d'un ensemble flou type 2, représentation tridimensionnelle [14]

• **Définition 2**

A chaque valeur de x , notée $x = x'$, le plan 2 dimensionnel dont les axes sont u et $\mu_{\tilde{A}}(x', u)$ est appelé tranche verticale (vertical slice) de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$, la figure (II.6) montre la tranche verticale pour $x' = 5$. Une fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$.

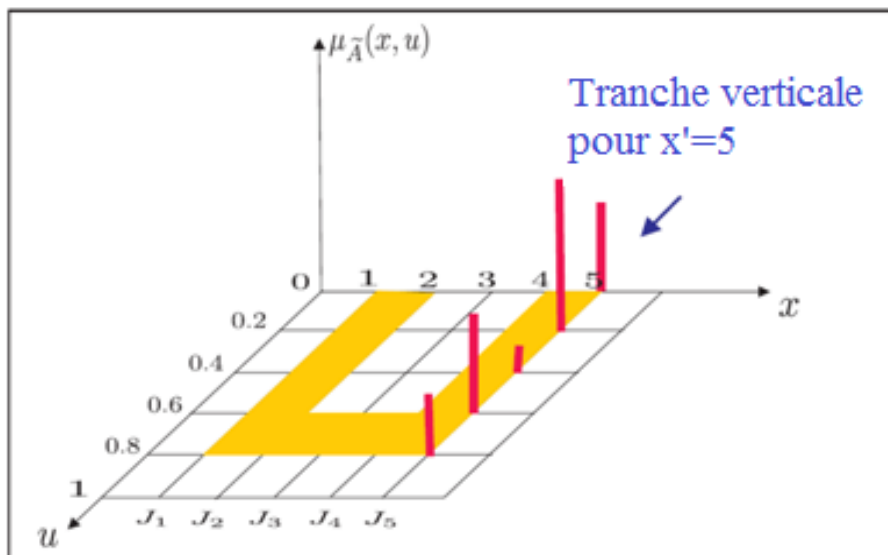


Fig.II.6: Tranche verticale pour $x'=5$ [14]

Donc pour $x' \in X$ et $\forall u \in J_{x'} \subseteq [0,1]$, on a:

$$\mu_{\tilde{A}}(x = x', u) \triangleq \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u \in J_{x'}} f_{x'}(u) / u \quad J_{x'} \subseteq [0,1] \quad \text{II.18.}$$

Où $0 \leq f_{x'}(u) \leq 1$. Puisque $\forall x'$, ce x' va appartenir à X , c-a-d $x' \in X$, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par $\mu_{\tilde{A}}(x)$ qui est un fonction d'appartenance flou type-1.

En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut réinterpréter un ensemble flou type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaire, c-a-d, en utilisant l'équation (II-18), on peut écrire \tilde{A} sous la forme suivante :

$$\tilde{A} = \{ (x, \mu_{\tilde{A}}(x)) / \forall x \in X \} \quad \text{II.19.}$$

Où sous la forme :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x) / x = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(u) / u \right] / x \quad J_x \subseteq [0,1] \quad \text{II.20.}$$

On représente sur la figure (II.7) les grandeurs floues déjà expliqués, voir, [13] [15] [16].

- **Définition 3**

Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé appartenance primaire de x noté J_x telle que $J_x \subseteq [0,1] \quad \forall x \in X$

- **Définition 4**

L'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire est appelée degré d'appartenance secondaire noté $f_x(u)$.

- **Définition 5**

Un ensemble flou type-2 intervalle est un ensemble flou type-2 dont tous les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles type-1 de formes intervalles, c-a-d $f_x(u) = 1, \quad \forall u \in J_x \subseteq [0,1], \quad \forall x \in X$.

Les ensembles flous type-2 intervalle reflètent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire, ce type de fonctions d'appartenance est le plus souvent utilisé dans les systèmes flous type-2. Notons que ce type de fonctions d'appartenance est représenté seulement par ses domaines (intervalles), qui peuvent être exprimés en terme des bornes de gauches et de droites $[l, r]$ ou par leurs centres et largeurs $[c-s, c+s]$ où $c = (l + r)/2$ et $s = (r - l)/2$.

• **Définition 6**

Supposons que chaque fonction d'appartenance secondaire d'un ensemble flou type-2 possède un seul degré d'appartenance unitaire. On définit alors une fonction d'appartenance principale comme l'union de tous ces points :

$$u_{\text{principale}}(x) = \int_{x \in X} u / x \quad \text{où } f_x(u) = 1 \tag{II.21.}$$

Pour un ensemble flou type-2 intervalle, nous définissons la fonction d'appartenance principale comme étant l'union de toutes les valeurs d'appartenance moyennes de la fonction d'appartenance primaire. Notons que lorsque l'incertitude des fonctions d'appartenance disparaît, la fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 se réduit à la fonction d'appartenance principale.

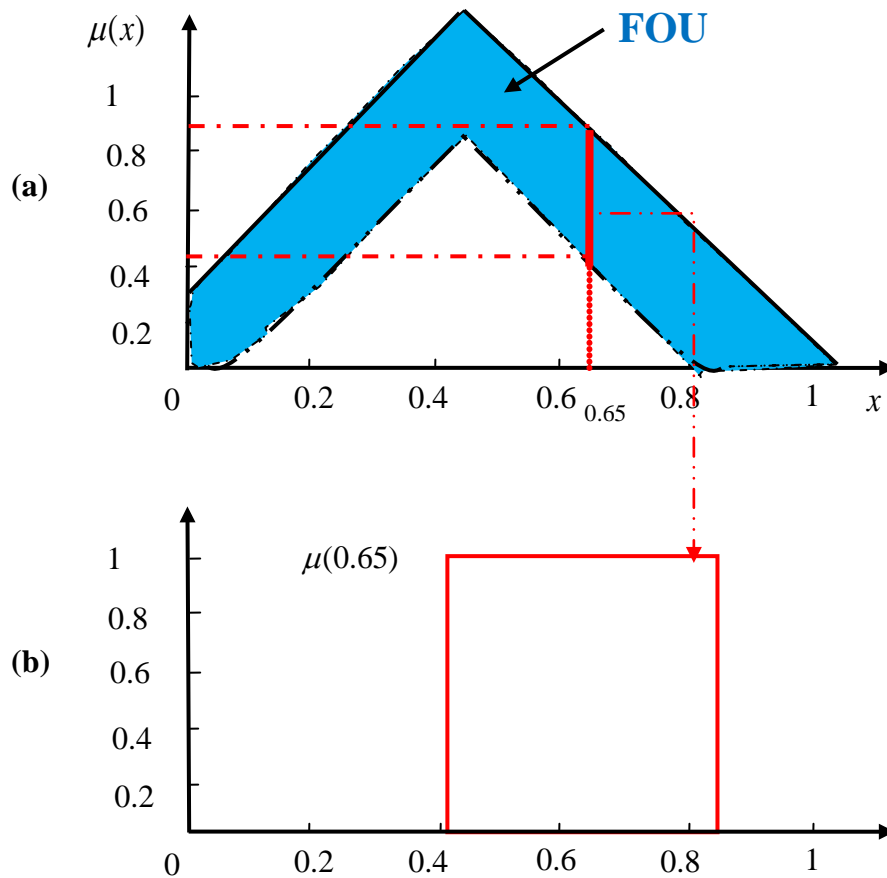


Fig.II.7: Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle.

- (a) Appartenance primaire.
- (b) Appartenance secondaire.

• **Définition 7**

L'incertitude dans un ensemble flou type-2 \tilde{A} est représentée par une région bornée appelée «Footprint Of Uncertainty» FOU . C'est l'union de toutes les appartenances primaires:

$$FOU(\tilde{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \tag{II.22.}$$

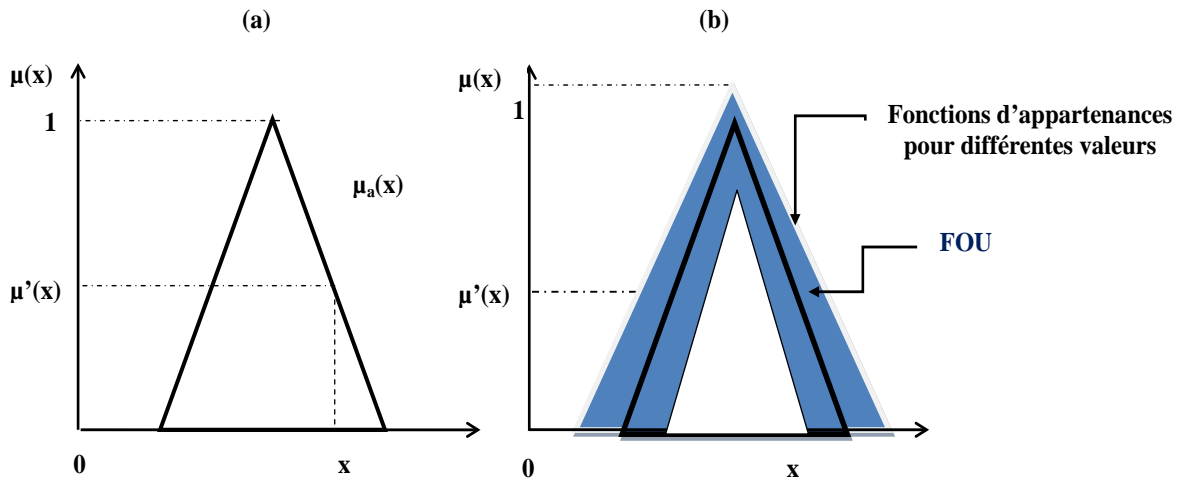


Fig.II.8: Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 de forme triangulaire.

- (a) Appartenance primaire.
- (b) Appartenance secondaire.

• **Définition 8**

Fonction d'appartenance supérieur et fonction d'appartenance inférieur sont des fonction d'appartenance de type-1 et sont les frontières du FOU d'un ensemble flou \tilde{A} type-2.

La fonction d'appartenance supérieure sera notée par $\bar{\mu}_{\tilde{A}}(x) \forall x \in X$, et la fonction d'appartenance inférieure sera notée par $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) \forall x \in X$, alors nous avons :

$$\bar{\mu}_{\tilde{A}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \quad \forall x \in X \tag{II.23.}$$

Et

$$\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = \underline{FOU}(\tilde{A}) \quad \forall x \in X \quad \text{II.24.}$$

II.9 Opérations sur les ensembles flous type-2

Les degrés d'appartenance des ensembles flous type-2 sont des ensembles type-1 ; par conséquent, pour effectuer des opérations telles que l'union et l'intersection sur les ensembles type-2, nous devons faire appel aux opérations t-conorm et t-norm sur des ensembles de type-1. Cela est réalisable en utilisant le principe d'extension de Zadeh [13][17][18][19].

Une opération "*" entre deux nombres ordinaires peut être étendue à deux ensembles type-1:

$$F = \int_v f(v)/v \quad \text{II.25.}$$

Et

$$G = \int_w g(w)/w \quad \text{II.26.}$$

De la façon suivante:

$$F * G = \int_v \int_w [f(v) \bullet g(w)] / (v * w) \quad \text{II.27.}$$

Où "•" est une t-norm, généralement c'est une opération produit ou opération min [10] ; par exemple, l'extension de la t-conorm aux ensembles de type-1 est donnée par:

$$F \cup G = \int_v \int_w [f(v) \bullet g(w)] / (v \vee w) \quad \text{II.28.}$$

Similairement, l'extension de la t-norm aux ensembles type-1 sera donnée par:

$$F \cap G = \int_v \int_w [f(v) \bullet g(v)] / (v \wedge w) \quad \text{II.29.}$$

Exemple 1

Soit F et G deux ensembles type-1 intervalle sur les domaines $[l_f, r_f]$ et $[l_g, r_g]$, respectivement.

En utilisant (II-29), l'intersection entre F et G est obtenue comme suite :

$$F \cap G = \int_{v \in F} \int_{w \in G} (1 \times 1) / (vw) \tag{II.30}$$

De cette équation nous observons:

- chaque terme de $F \cap G$ est égale au produit vw , avec le plus petit terme $l_f l_g$ et le plus grand $r_f r_g$
- puisque F et G possèdent des intervalles continus, alors $F \cap G$ possède aussi un domaine continu, par conséquent $F \cap G$ est un ensemble type-1 intervalle avec le domaine $[l_f l_g, r_f r_g]$, c-a-d :

$$F \cap G = \int_{u \in [l_f l_g, r_f r_g]} 1/u \tag{II.31}$$

D'une façon plus générale, l'intersection $\bigcap_{i=1}^n F_i$ de n ensembles type-1 intervalle F_1, \dots, F_n ayant les domaines $[l_1, r_1], \dots, [l_n, r_n]$, respectivement, est un ensemble intervalle sur le domaine $\left[\prod_{i=1}^n l_i, \prod_{i=1}^n r_i \right]$.

Des opérations algébriques entre les ensembles type-1 peuvent aussi être définies en utilisant l'équation (II.18), comme par exemple la somme de F et G :

$$F + G = \int_v \int_w [f(v) \bullet g(w)] / (v + w) \tag{II.32}$$

En utilisant le même raisonnement vu dans l'exemple précédent, on peut démontrer que lorsque F et G sont des ensembles type-1 intervalle, alors leur somme est aussi un ensemble type-1 intervalle sur le domaine $[l_f + l_g, r_f + r_g]$ [13][19].

En utilisant le principe d'extension [13], une opération sur n valeurs ordinaires $f(\theta_1, \dots, \theta_n)$ peut être étendue à une opération sur n ensembles flous type-1 F_1, \dots, F_n :

$$f(F_1, \dots, F_n) = \int_{\theta_1} \dots \int_{\theta_n} \mu_{F_1}(\theta_1) * \dots * \mu_{F_n}(\theta_n) / f(\theta_1, \dots, \theta_n) \tag{II.33}$$

Où tous les intégrales dénotes des unions logiques, et $\theta_i \in F_i$ pour $i = 1, \dots, n$.

Nous allons dans la suite définir le concept de centroïde d'un ensemble flou type-2 en utilisant la formule (II-33), cette notion est très importante dans les systèmes floue type-2.

Rappelons qu'un centroïde d'un ensemble flou A type-1, dont le domaine est discrétisé en N valeurs est donné par:

$$C_A = \frac{\sum_{i=1}^N x_i \mu_A(x_i)}{\sum_{i=1}^N \mu_A(x_i)} \quad \text{II.34.}$$

Similairement, le centroïde d'un ensemble flou \tilde{A} type-2 dont le domaine est discrétisé en N points, peut être défini en utilisant l'équation (II-33) comme suit. Si on pose $D_i = \mu_{\tilde{A}}(x_i)$, alors :

$$C_{\tilde{A}} = \int_{\theta_1} \cdots \int_{\theta_N} [\mu_{D_1}(\theta_1) * \cdots * \mu_{D_N}(\theta_N)] / \frac{\sum_{i=1}^N x_i \theta_i}{\sum_{i=1}^N \theta_i} \quad \text{II.35.}$$

Où : $\theta_i \in D_i$.

L'équation (II-35) veut dire : chaque point x_i de \tilde{A} possède un degré d'appartenance de type-1 (c-a-d son degré d'appartenance est une fonction d'appartenance de type-1) noté $D_i = \mu_{\tilde{A}}(x_i)$. Pour trouver le centroïde, nous considérons chaque combinaison possible $\{\theta_1, \dots, \theta_N\}$ tel que $\theta_i \in D_i$. Pour chaque telle combinaison, nous calculons un centroïde de type-1 en utilisant la formule (II-34) en remplaçant chaque $\mu_A(x_i)$ par θ_i , et à chaque point centroïde, nous allons associer un degré d'appartenance égale à la t-norm des degrés d'appartenances des θ_i aux D_i . Si plus d'une combinaison des θ_i nous donne le même point dans le centroïde, on garde le point possédant le plus grand degré d'appartenance. Chaque combinaison $\{\theta_1, \dots, \theta_N\}$, ($\theta_i \in D_i$), considérée lorsque nous calculons $C_{\tilde{A}}$, peut être vue comme une fonction d'appartenance d'un certain ensemble flou A' de type-1 possédant le même domaine que \tilde{A} . Nous appelons A' un ensemble flou type-1 encadré dans \tilde{A} (Figure.II.8) [13][16].

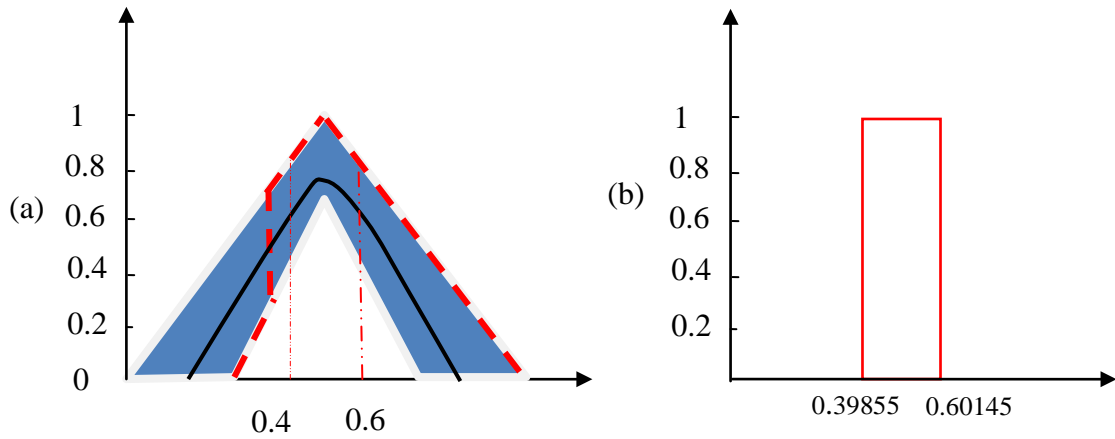


Fig.II.9: Vue approfondie d'un ensemble flou type-2 intervalle.

(a) Ensemble flou type-2 intervalle.

(b) Centroïde de l'ensemble flou type-2 représenté dans (a).

Chaque ensemble type-1 encastré possède aussi un point qui est calculé comme la t-norm des degrés d'appartenance secondaires correspondant à $\{\theta_1, \dots, \theta_N\}$.

Alors, un ensemble flou type-2 peut être vu comme une large collection d'ensembles type-1 encastrés, dont chacun possède son poids associé. Le centroïde de cet ensemble flou type-2, $C_{\tilde{A}}$ est par conséquent un ensemble type-1 dont les éléments sont les centroïdes de tous les ensembles encastrés de type-1 dans \tilde{A} , leurs degrés d'appartenance sont les poids associés aux ensembles encastrés correspondants. Le calcul du centroïde se simplifie beaucoup lorsque \tilde{A} est un ensemble type-2 intervalle.

Dans ce cas, si A est un ensemble type-2 intervalle, alors l'équation (II-35) sera simplifiée à:

$$C_{\tilde{A}} = \int_{\theta_1} \dots \int_{\theta_N} 1 / \frac{\sum_{i=1}^N x_i \theta_i}{\sum_{i=1}^N \theta_i} \quad \text{II.36.}$$

Où chaque θ_i appartient à un certain intervalle dans $[0,1]$.

Observons que si le domaine de \tilde{A} ou de $\mu_{\tilde{A}}(x)$ ($x \in \tilde{A}$) est continu, alors le domaine de $C_{\tilde{A}}$ est aussi continu. Le nombre de tous les ensembles type-1 encastrés dans \tilde{A} est infini, par conséquent, les domaines de \tilde{A} et chaque $\mu_{\tilde{A}}(x)$ ($x \in \tilde{A}$) doivent être discrétisés pour le

calcul de $C_{\bar{A}}$. Nous remarquons de l'équation (II-35) que si le domaine de chaque D_i est discrétisé en M points, le nombre des combinaisons $\{\theta_1, \dots, \theta_N\}$ possibles sera M^N , qui est un nombre très grand même pour M et N petits.

Si, par conséquent les fonctions des D_i ont une structure régulière (exp: ensemble type-1 intervalle, gaussiennes, triangulaires), on peut obtenir avec exactitude ou approximativement le centroïde sans réaliser tous les calculs.

L'ensemble type-1 réduit d'un ensemble flou type-2 est le centroïde de l'ensemble flou type-2 du FLS ; par conséquent, chaque élément de l'ensemble de type réduit est un centroïde d'un certain ensemble encadré type-1 [13][16].

II.10 Systèmes flous type-2

Les fonctions d'appartenance des ensembles flous type-1 sont précises, elles sont incapables de prendre en charge des incertitudes numériques ou linguistiques. Pour incorporer ces incertitudes dans les fonctions d'appartenance, l'idée consiste à faire une extension des ensembles flous type-1 [20].

La principale différence entre les systèmes flous de type flou 1 et de type 2 réside dans une partie du traitement de sortie, plus précisément dans le réducteur de type, présent dans le type-2.

Il existe plusieurs modèles de systèmes flous tels que Mamdani, Takagi-Sugeno-Kang (TSK), Larsen et Tsukamoto, mais les plus populaires sont Mamdani et TSK. De la même manière que dans l'approche de type-1, les deux sont caractérisés en utilisant des règles IF-THEN et parce qu'ils ont la même structure dans les antécédents. La différence entre eux est que, comme dans l'approche de type-1, le modèle de Mamdani a des ensembles flous conséquents (génétiqument de type-2), alors que dans le modèle TSK, les conséquents sont des modèles paramétriques en fonction des entrées dont les paramètres sont généralement représentés par des ensembles de type-1.

La figure (II.10) montre la structure de base d'un système flou de type-2. Elle est très similaire à la structure d'un système flou de type-1[21].

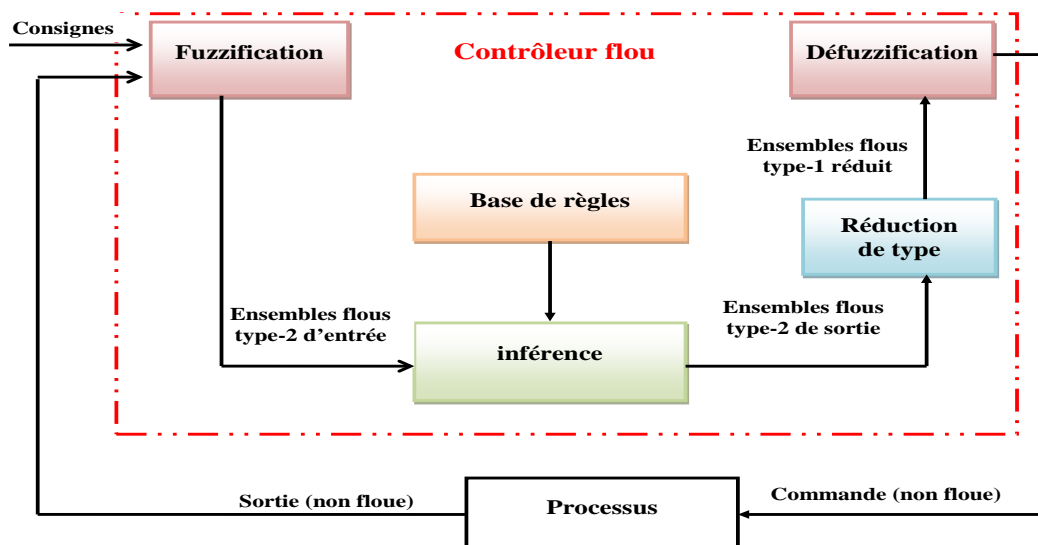


Fig.II.10: Structure d'un système flou type-2.

Pour un système FLS de type-1, le block traitement de sortie se réduit seulement à la défuzzification. Quand une entrée est appliquée à un FLS de type-1, le mécanisme d'inférence calcul un ensemble flou de sortie type-1 correspondant à chaque règle. La défuzzification calcul alors une sortie réelle à partir de ces ensembles flous délivrés par chaque règle [12]. Pour un système flou type-2, chaque ensemble de sortie d'une règle est de type-2 (Figure.II.11 (a)).

Dans ce contexte, on trouve des versions généralisées des méthodes de défuzzification qui peuvent nous fournir un ensemble de type-1 à partir des ensembles de sorties de type-2.

On appelle cette opération «Réduction de type» au lieu de défuzzification [13][16][22], et on appelle l'ensemble résultant de type-1 « Ensemble réduit » (Figure. II.11 (b)).

Le défuzzificateur dans un système flou type-2 peut alors défuzzifier l'ensemble réduit pour obtenir une sortie ordinaire non floue (figure.II.11 (c)) pour le système flou type-2.

Ce traitement de sortie est clairement illustré dans la figure (II.10).

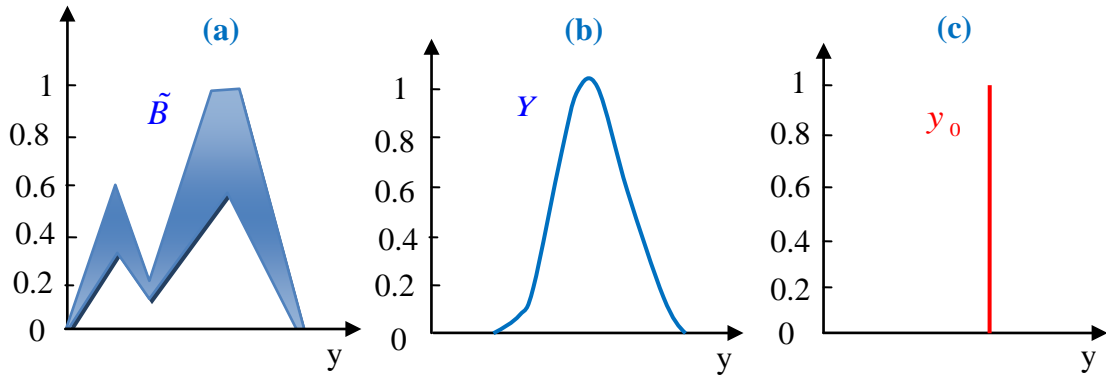


Fig.II.11: Opérations du traitement de sortie d'un système flou type-2

- (a) Ensemble flou type-2.
- (b) Ensemble flou type-1.
- (c) Singleton.

Un fuzzificateur projette une entrée ordinaire non floue en des ensembles flous. Ces ensembles flous peuvent en général être de type-2, par conséquent, nous allons considérer dans notre thèse une fuzzification de type singleton pour la quelle l'entrée floue à un seul point dont la valeur d'appartenance est non nulle.

Pour illustrer la différence entre un système flou de type-1 et un autre de type-2, nous allons d'abord rappeler quelques notations :

II.10.1 Système flou type-1

Soit un système flou type-1 à p-entrées et une seule sortie utilisant une fuzzification de type singleton et une défuzzification de type centre de masses [6] et des règles de type IF-THEN de la forme:

$$R^l : IF x_1 \text{ is } F_1^l \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^l \text{ and } \dots x_p \text{ is } F_p^l, \text{ THEN } y \text{ is } G^l \tag{II.37}$$

Quand une entrée singleton $x' = \{x'_1, x'_2, \dots, x'_p\}$ se présente, le degré d'activation correspondant à une règle l sera calculé comme suit:

$$\mu_{F_1^l}(x'_1) * \mu_{F_2^l}(x'_2) * \dots * \mu_{F_p^l}(x'_p) = \mathfrak{S}_{i=1}^p \mu_{F_i^l}(x'_i) \tag{II.38}$$

Où "*" et \mathfrak{S} indiquent la t-norm choisie. Dans la littérature il existe plusieurs types de défuzzifications. Dans cette thèse nous allons se contenter d'utiliser la défuzzification de type centre de gravité [12]. Elle concerne à calculer une sortie réelle en calculant d'abord le

centroïde C_{G^l} de chaque ensemble de sortie G^l , ensuite calculer la moyenne pondérée de ces centroïdes. Le poids correspondant à la $l^{ième}$ conséquence d'une règle est le degré d'activation associé avec cette règle, $\mathfrak{F}_{i=1}^p \mu_{F_i^l}(x'_i)$, donc :

$$y_{\text{cos}}(x') = \frac{\sum_{l=1}^M C_{G^l} \mathfrak{F}_{i=1}^p \mu_{F_i^l}(x'_i)}{\sum_{l=1}^M \mathfrak{F}_{i=1}^p \mu_{F_i^l}(x'_i)} \quad \text{II.39.}$$

Où M est le nombre de règle dans le système flou.

II.10.2 Système flou type-2

Considérons maintenant un système flou de type-2 utilisant une fuzzification de type singleton, une réduction de type centre de gravité [13][15] et des règles de la forme:

$$R^l : IF \ x_1 \text{ is } \tilde{F}_1^l \text{ and } x_2 \text{ is } \tilde{F}_2^l \text{ and } \dots x_p \text{ is } \tilde{F}_p^l, \quad THEN \ y \text{ is } \tilde{G}^l \quad \text{II.40.}$$

Notons que ce n'est pas nécessaire que tous les ensembles flous des antécédents et des conséquences de l'équation (II.40) soient de type-2, pour que le système flou soit de type-2.

Donc, il suffit qu'un seul ensemble de l'antécédent ou de la conséquence soit de type-2, alors tout le système flou soit de type-2. Quand une entrée $x' = \{x'_1, x'_2, \dots, x'_p\}$ se présente, le mécanisme d'inférence calcule le degré d'activation de chaque règle en utilisant l'opération d'intersection définie dans (II.29) entre les degrés d'appartenance de l'antécédent de chaque règle. Le degré d'activation correspondant à la $l^{ième}$ règle est alors :

$$\mu_{\tilde{F}_1^l}(x'_1) \cap \mu_{\tilde{F}_2^l}(x'_2) \cap \dots \cap \mu_{\tilde{F}_p^l}(x'_p) = \prod_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i^l}(x'_i) \quad \text{II.41.}$$

Le centre de gravité de type-réduit, a besoin du centroïde de la conséquence de chaque règle. Une fois tous les centroïdes des conséquences sont calculés, le centre de gravité de type réduit sera calculé en utilisant la version étendu de l'équation (II.39):

$$Y_{\text{cos}}(x') = \int_{y^1} \dots \int_{y^M} \int_{f_1} \dots \int_{f_M} \mathfrak{F}_{l=1}^M \mu_{C^l}(y^l) * \mathfrak{F}_{l=1}^M \mu_{F^l}(f_l) \left/ \frac{\sum_{l=1}^M y^l f_l}{\sum_{l=1}^M f_l} \right. \quad \text{II.42.}$$

Où \mathfrak{T} et $*$ indiquent la t-norm choisie ; $y^l \in C^l = C_{\tilde{C}^l}$ le centroïde du $l^{\text{ième}}$ ensemble conséquence ; et $f_l \in F^l = \prod_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i^l}(x_i^l)$ le degré d'activation associé au $l^{\text{ième}}$ ensemble conséquence, pour $l = 1, 2, \dots, M$.

Une valeur réelle de sortie est obtenue en calculant le centroïde de $Y_{\text{cos}}(x')$.

L'ensemble de type réduit d'un système flou type-2 montre la variation possible de la valeur réelle de sortie due à la nature incertaine des fonctions d'appartenance antécédentes ou conséquences. Il établit une bande de valeurs autour d'une valeur de sortie réelle. Un système flou de type-2 est très difficile à réaliser, mais les choses se simplifient beaucoup quand les fonctions d'appartenance secondaires sont de type intervalles [23][24][25].

Théorème

Dans un système flou type-2 intervalle, avec une t-norm min ou prod, l'intervalle d'activation $F^l \triangleq [\underline{f}^l, \bar{f}^l]$ de la $l^{\text{ième}}$ règle est:

$$\underline{f}^l = \underline{\mu}_{\tilde{F}_1^l}(x_1) * \underline{\mu}_{\tilde{F}_2^l}(x_2) * \dots * \underline{\mu}_{\tilde{F}_p^l}(x_p) \quad \text{II.43.}$$

Et

$$\bar{f}^l = \bar{\mu}_{\tilde{F}_1^l}(x_1) * \bar{\mu}_{\tilde{F}_2^l}(x_2) * \dots * \bar{\mu}_{\tilde{F}_p^l}(x_p) \quad \text{II.44.}$$

Ceci est clairement représenté sur la figure (II.12), où le nombre d'antécédents est $p=2$. Dans ce cas, le degré d'activation est un ensemble type-1 intervalle, $[\underline{f}^l, \bar{f}^l]$, où:

$$\underline{f}^l = \underline{f}_1^l * \underline{f}_2^l \quad \text{II.45.}$$

Et

$$\bar{f}^l = \bar{f}_1^l * \bar{f}_2^l \quad \text{II.46.}$$

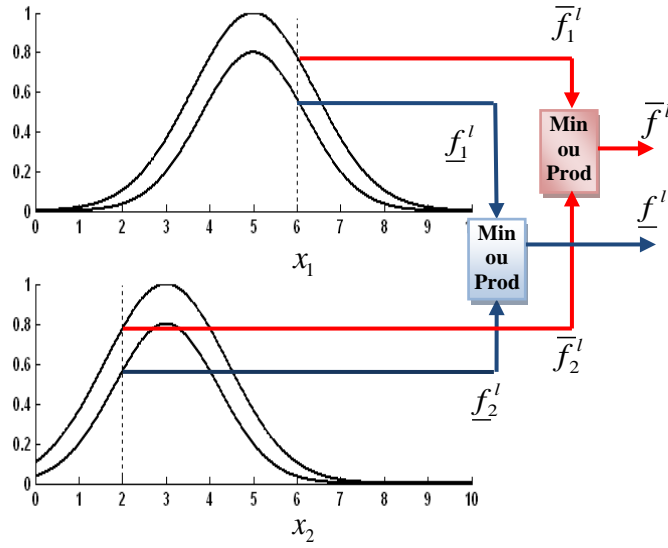


Fig.II.12: Opérations d’entrée d’un système flou type-2 avec fuzzification type singleton

II.11 Réduction de type et défuzzification

Un système flou type-2 est très compliqué à cause de la réduction de type. La formule générale du calcul de cet ensemble de type réduit est la suivante:

$$Y(Z_1, \dots, Z_M, W_1, \dots, W_M) = \int_{z_1} \dots \int_{z_M} \int_{w_1} \dots \int_{w_M} \mathfrak{S}_{l=1}^M \mu_{Z_l}(z_l) * \mathfrak{S}_{l=1}^M \mu_{W_l}(w_l) \Bigg/ \frac{\sum_{l=1}^M w_l z_l}{\sum_{l=1}^M w_l} \quad \text{II.47.}$$

où \mathfrak{S} et $*$ indiquent les t-norms utilisées (prod ou min), $w_l \in W_l$ et $z_l \in Z_l$ pour $l = 1, 2, \dots, M$

Les choses se simplifient beaucoup lorsque les fonctions d’appartenance secondaires sont de type intervalle [13][23]. Dans notre thèse nous allons s’intéresser à la réduction de type pour les systèmes flous type-2 intervalle, dans ce cas nous n’allons pas considérer toutes les combinaisons de z_l et de w_l .

Pour un système type-2 intervalle, chaque z_l et w_l ($l = 1, 2, \dots, M$) dans l’équation (II.47) est un ensemble type-1 intervalle, par conséquent nous avons $\mu_{Z_l}(z_l) = \mu_{W_l}(w_l) = 1$, donc l’équation (II.47) devient :

$$Y(Z_1, \dots, Z_M, W_1, \dots, W_M) = \int_{z^1} \dots \int_{z^M} \int_{w_1} \dots \int_{w_M} 1 / \frac{\sum_{l=1}^M w_l z_l}{\sum_{l=1}^M w_l} \quad \text{II.48.}$$

$$= [y_l, y_r]$$

Alors, dans ce cas il nous suffit de calculer seulement l'expression $\sum_{l=1}^M w_l z_l / \sum_{l=1}^M w_l$, puisque tous les degrés d'appartenance dans un ensemble type-1 intervalle sont ordinaires, alors nous allons dans la suite représenter un intervalle seulement par ses limites gauche et droite $[l, r]$ ou par son centre et largeur $c = \frac{l+r}{2}$ et $s = \frac{r-l}{2}$ respectivement.

Dans un système flou type-2, chaque z_l dans l'équation (II.48) est un ensemble type-1 intervalle de centre c_l et de largeur s_l ($s_l \geq 0$) et chaque W_l est un ensemble type-1 intervalle de centre h_l et de largeur Δ_l , ($\Delta_l \geq 0$) (on suppose que $h_l \geq \Delta_l$, par conséquence $w_l \geq 0$ pour $l=1,2,\dots,M$). Y est aussi un ensemble type-1 intervalle, donc nous avons seulement besoin de calculer les deux points extrêmes y_l et y_r . Comme il est montré dans [13], y_l dépend seulement de $c_l - s_l$ et de l'un des deux points extrêmes de W_l , y_r dépend seulement de $c_l + s_l$ et sur l'un des deux points extrêmes de W_l . Dans ce qui suit, nous allons citer une procédure itérative pour calculer y_l et y_r [13][16][23].

Posons :

$$S(W_1, \dots, W_M) \triangleq \sum_{l=1}^M z_l w_l / \sum_{l=1}^M w_l \quad \text{II.49.}$$

Où $w_l \in [h_l - \Delta_l, h_l + \Delta_l]$ et $h_l \geq \Delta_l$ pour $l=1,2,\dots,M$ et $z_l \in [c_l - s_l, c_l + s_l]$. Le maximum de S , y_r est obtenu comme suit. On pose $z_l = c_l + s_l$ ($l=1,2,\dots,M$) et en supposant que les z_l sont arrangés dans l'ordre croissant, c-a-d, $z_1 \leq z_2 \leq \dots \leq z_M$. Alors :

1. posons $w_l = h_l$ pour $l=1,2,\dots,M$ et calculons $S' = S(h_1, \dots, h_M)$ en utilisant l'équation (II.49).
2. trouver K ($1 \leq K \leq M - 1$) tel que $z_K \leq S' \leq z_{K+1}$

3. poser $w_l = h_l - \Delta_l$ pour $l \leq K$ et $w_l = h_l + \Delta_l$ pour $l \geq K+1$ et calculer $S'' = S(h_1 - \Delta_1, \dots, h_K - \Delta_K, h_{K+1} + \Delta_{K+1}, \dots, h_M + \Delta_M)$ en utilisant l'équation (II.33).
4. vérifier si $S'' = S'$; si oui, arrêter. S'' est la valeur maximale de $S(W_1, \dots, W_M)$; si non, aller à l'étape 5.
5. poser $S' = S''$; aller à l'étape 2.

Il a été démontré que cette procédure itérative converge dans M itérations au maximum, où une itération est le passage de l'étape 2 à l'étape 5.

Le minimum de $S(W_1, \dots, W_M)$ peut être obtenu en utilisant la même procédure juste citée. Seulement deux changements doivent être faits :

- ✓ nous devons mettre $z_l = c_l - s_l$ pour $l = 1, 2, \dots, M$.
- ✓ dans l'étape 3 nous devons poser $w_l = h_l + \Delta_l$ pour $l \leq K$ et $w_l = h_l - \Delta_l$ pour $l \geq K+1$ et calculer $S'' = S(h_1 + \Delta_1, \dots, h_K + \Delta_K, h_{K+1} - \Delta_{K+1}, \dots, h_M - \Delta_M)$.

Deux exemples seront présentés expliquant comment cet algorithme va être utilisé dans la réduction de type d'un centroïde de type-2 (centre de gravité type-2) et comment il va être utilisé dans un système flou type-2 (voir Annexe 5).

Conclusion

Ce chapitre a été divisé en deux parties principales. Dans la première partie les notions de base de la logique floue type-1 ont été présentées, dans la deuxième nous avons introduit la théorie de la logique floue type-2. Comme il a été présenté, cette nouvelle technique est une extension de la logique floue type-1. La nouveauté dans cette logique c'est que les fonctions d'appartenance ne sont pas définies d'une manière unique, mais d'une manière incertaine.

Concernant les systèmes flous type-2, nous avons vu qu'ils sont dotés d'un nouveau module appelé réducteur de type, permettant de réduire des ensembles flous de type-2 à des ensembles flous de type-1.

Bibliographies

- [1] SHAW, I. S.; SIMÕES, M. G. Model-based Fault Diagnosis in Dynamic Systems Using Identification Techniques. Sao Paulo : Editora Edgard Blucher Ltda in co-edition with FAPESP, 1999. 165 p.
- [2] MENDEL, J. M. Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New Directions, Ed. Prentice Hall, USA, 2000.
- [3] MENDEL, J. M. Type-2 Fuzzy Sets: Some Questions and Answers, IEEE Connections, Newsletter of The IEEE Neural Networks Society, Vol. 1, pp., 10-13, August 2003.
- [4] K.Chafaa, « Structure d'Identification et de Commande des Systèmes non Linéaires Basées sur les Techniques Floues», Thèse de doctorat, Université de Batna ,2006.
- [5] A .Zadah, « Fuzzy set », Information and control, vol.8,pp.338-354, 1965.
- [6] B.Kosko, « Neural network and fuzzy system, a dynamical systems approach to machine intelligence», prectice Hall, 1992.
- [7] A.ghani El Ougli, « Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs », Thèse de doctorat, Université Sidi Mohamed Ben Abdellah Fès- Maroc ,2009
- [8] T. Takagi and M. Sugeno, «Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modelling and Control », IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics vol. SMC-15 no. 1, pp. 116-130, 1985.
- [9] L.A. Zadeh, « The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning », Information Science, Part. I (8) pp. 199-249, Part II (8) pp. 301- 357, Part III (9) pp. 43-80, 1975.
- [10] K. Chafaa, M. Ghanai and K. Benmahammed, 'Fuzzy Modeling using Kalman Filter', IET(ex IEE) Control theory and applications, Vol. 1, N° 1, pp. 58-64, 2007.
- [11] B.B.Meunier, « La logique floue et ces applications », Addison, 1995.
- [12] HANSRUEDI.BUHLER, « Réglage par logique floue », presse polytechnique et universitaires romande, 1992.
- [13] Karnik, N. N. e Mendel, J.M., « Introduction to Type-2 Fuzzy Logic Systems. » Fuzzy Systems Proceedings, IEEE World Congress on Computational Intelligence, vol. 2, Anchorage, AK, pp. 915-920, 1998.
- [14] Mendel, J., John, R. e Liu, F.T., Interval Type-2 Fuzzy Logic Systems Made Simple, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 14, No. 6, pp. 808-821, 2006.

- [15] Liang, N. N. Karnik et J. M. Mendel, « Connection admission control in ATM networks using survey-based type-2 fuzzy logic systems », IEEE Trans. Syst., vol. 30, no. 3, pp. 329-339, Aug. 2000.
- [16] N. N. Karnik, J. M. Mendel et Q. Liang, « Type-2 fuzzy logic systems », IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 7, no. 6, pp. 643-658, Dec. 1999.
- [17] L. A. Zadeh, « Fuzzy sets, fuzzy logic and fuzzy systems », World Scientific Publishing 1996.
- [18] Q. Liang, N. N. Karnik et J. M. Mendel, « Connection admission control in ATM networks using survey-based type-2 fuzzy logic systems », IEEE Trans. Syst., vol. 30, no. 3, pp. 329-339, Aug. 2000.
- [19] N. N. Karnik, et J. M. Mendel, « Operation on type-2 fuzzy sets », Int. J. Fuzzy Sets Syst., vol. 122, pp. 327-348, 2001.
- [20] O. Castillo and P. Melin, "Type-2 Fuzzy Logic Theory and Applications," Springer Verlag, Berlin, 2008
- [21] J. M. Mendel, « Fuzzy logic systems for engineering: A tutorial », IEEE proceedings, vol. 83, no. 3, pp. 345-377, Mar. 1995.
- [22] N. N. Karnik, et J. M. Mendel, « Type-2 fuzzy logic systems: Type- reduction », Proc. IEEE conference on Systems, Man and Cybernetics, pp. 2046-2051, Oct. 1998.
- [23] B. Kosko, « Neural networks and fuzzy systems, a dynamical systems approach to machine intelligence », Prentice Hall, 1992.
- [24] Q. Liang, et J. M. Mendel, « Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design », IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 8, no. 5, pp. 535-550, Oct. 2000.
- [25] J. M. Mendel, « On the Importance of Interval Sets in Type-2 Fuzzy Logic Systems », IEEE, pp. 1647-1652, Mar. 2001.



Chapitre III

Optimisation
des performances
énergétiques

CHAPITRE III**OPTIMISATION DES PERFORMANCES ENERGETIQUES****Introduction**

La demande énergétique est sans cesse croissante ainsi que le coût de sa production et de son exploitation. Parmi les systèmes consommateurs d'énergie électrique les moteurs occupent une place importante de plus de 50% de la consommation totale. Les moteurs asynchrones ou à induction consomment quant à eux approximativement 80-90% de la consommation globale des moteurs électriques. L'amélioration du rendement de ce gros consommateur d'énergie conduira forcément à des économies importantes d'énergie et d'argent.

Dans le domaine des transports, la recherche sur l'efficacité énergétique a été menée depuis quelques décennies par l'industrie automobile, où l'une des principales exigences est la réduction des émissions nocives. Une solution pour résoudre ce problème est la mise en œuvre d'une source d'énergie alternative (électrique, solaire, hydrogène, carburant, etc.). Bien que la vocation soit très large, le domaine de la traction électrique est prioritaire. Les moteurs à induction sont de plus en plus utilisés dans les véhicules électriques en raison de leur coût inférieur, de leur robustesse, de la technologie de pointe, etc..., [1]. Le problème principal est de savoir comment utiliser l'énergie électrique pour maximiser l'efficacité énergétique, [2], [3]. Les constructeurs automobiles tentent de développer une manière innovante de gérer le flux d'énergie électrique à l'intérieur du véhicule, [4] afin de minimiser la consommation globale, [5], gagner 1% en rendement est très significatif, car cela dans le sens de l'augmentation de l'utilisation rationnelle de l'énergie embarquée et par la même l'augmentation de l'autonomie du véhicule. Par conséquent, depuis l'année 2000, les développements technologiques en matière de stockage électrique ont réalisés les densités massiques d'énergie et d'électricité qui sont suffisants pour satisfaire les besoins de l'automobile, [6].

Le principal inconvénient de ces solutions de stockage est le coût de production. Il fait en moyenne un tiers du prix final du véhicule [4]. Dans ce contexte nous proposons dans ce chapitre, un régulateur flou type-2 de flux optimisé pour un moteur à induction qui doit atteindre une consommation énergétique minimale avec minimisation des pertes par effet joule de la même manière que nous obtenons la relation entre les variables d'état à la fois dans des conditions stables et transitoires.

III.1 Différentes techniques de l'optimisation du rendement

Le point de fonctionnement d'un moteur à induction où il est à pleine charge est celui où il est le plus efficace. Le problème, cependant, est qu'il existe de nombreuses applications où le moteur doit être entraîné à différentes charges. Pour les entraînements à commande vectorielle, le moteur est toujours alimenté par le flux nominal. Cette condition, augmentée de charges légères, est hautement indésirable car c'est à ces points de fonctionnement que l'inefficacité des moteurs à induction commence à faire surface.

Il est donc important de savoir quels aspects d'un moteur entraînent des pertes, qui sont comme suit:

1. Pertes apportées par les harmoniques présentes dans le courant d'entrée issu de la grille.
2. Le redresseur et l'onduleur contribuent tous deux aux pertes dues à la commutation et à la conduction. En outre, les ondulations de courant sont introduites par le convertisseur de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui ajoute à la perte.
3. Les courants injectés dans la machine sont responsables de la perte de moteur, nommément perte de cuivre du stator, perte de noyau ou de fer et perte de cuivre du rotor.
4. Des pertes diverses, telles que des pertes de frottement et de dérive, affectent également le moteur à induction, bien que, pour des raisons pratiques, ces pertes peuvent être négligées par rapport aux pertes mentionnées précédemment.
5. La méthode de couplage de la charge avec l'arbre du moteur affecte également le rendement. Le système de courroie et de poulie sera généralement moins efficace que le couplage direct.

Pour faciliter la réduction des pertes et par conséquent améliorer le rendement du moteur à induction, beaucoup de recherche dans la littérature ont été réalisés, on citera [7] :

- Choisir différents matériaux dans la construction du moteur. Normalement, l'aluminium était le métal de choix pour fabriquer les rotors des moteurs à induction. Les rotors seraient fabriqués par moulage sous pression. Malheureusement, les moteurs à induction à rotor en aluminium ne pouvaient pas présenter l'efficacité attendue. Récemment, le cuivre a été choisi comme une alternative à l'aluminium en ce qui concerne la construction des rotors. Des études récentes ont montré que l'utilisation d'un moteur à induction à rotor de cuivre a augmenté l'efficacité de 2,1% [8]. L'utilisation de cuivre et d'acier laminé à faible hystérésis dans la construction de moteurs à induction s'est avérée utile pour rendre les moteurs moins sujets aux pertes de cuivre et de fer [9], [10].

- Un conditionnement approprié des formes d'onde d'entrée réduira les pertes harmoniques [11], [12].

- L'utilisation d'une méthode de contrôle optimal permettant la minimisation des pertes.

De nombreuses études ont dégagé plusieurs voies possibles permettant la minimisation des pertes de la machine asynchrone dont les principales selon Bastiani sont [13], [14]:

III.1.1 Optimisation en ligne

C'est une approche basée sur la mesure de la puissance, où les pertes sont minimisées par une méthode numérique en temps réel. Elle est effectuée en minimisant la puissance absorbée à l'entrée du convertisseur.

Cette approche a comme avantage :

- Pour déduire les consignes de courant optimales, elle ne nécessite pas la connaissance des paramètres ;

Par contre, elle a comme inconvénient :

- Elle nécessite un temps de convergence assez long pour l'implantation en temps réel ;

III.1.2 Optimisation avec les Cartographies

Les cartographies sont des zones de mémoire où les courants minimisant les pertes sont calculés hors ligne ou bien, ils sont déduits de l'expérience. Ensuite, les valeurs optimales des courants sont insérées dans des cartographies de mémoire;

Cette approche a comme avantage :

- D'être convergente en temps réel .

Elle a comme inconvénients :

- Lors de la prise en compte de facteurs supplémentaires (fréquence de découpage du convertisseur, température), la cartographie augmente ;
- Aucune modification en temps réel.

III.1.3 Optimisation par le calcul algébrique direct

C'est une méthode basée sur le modèle des pertes, les courants permettant d'optimiser le rendement sont calculés, soit en ligne, soit hors ligne.

Cette approche a comme avantages :

- Ne nécessite pas la connaissance au préalable de la trajectoire du couple ;
- Les lois des consignes de courant restent les mêmes ;

Elle a comme inconvénients :

- Elle nécessite la connaissance exacte du modèle de la machine ;
- Obtention difficile de la solution en régime de saturation et avec présence de l'onduleur.

III.1.4 L'approche heuristique

Elle est basée sur l'expérience personnelle des ingénieurs ou sur des règles intuitives.

Elle présente comme avantage :

- Elle peut atteindre l'optimum global en régime stationnaire ;

Et comme inconvénient :

- Elle ne peut pas garantir la convergence pour n'importe quelle condition de travail.

III.1.5 L'approche numérique

Cette approche utilise le modèle stationnaire de la machine, elle exige un temps de calcul assez long en plus de la connaissance à priori de la trajectoire du couple.

III.1.6 L'approche analytique

C'est une approche basée sur le modèle de la machine utilisant des hypothèses simplificatrices ce qui a tendance à la rendre peut robuste, mais elle présente l'avantage d'être directement utilisée en temps réel s'adaptant facilement à des applications à couple inconnu.

Dans cette optique, toutes ces approches peuvent être décomposées en deux catégories :

- Approches basées sur la mesure de la puissance et qui utilisent des algorithmes de recherche à flux optimal.
- Approches basées sur le modèle des pertes et qui consiste à minimiser une fonction pertes en générant le flux optimal.

III.2 Optimisation par le calcul algébrique direct

L'optimisation du rendement s'effectue en minimisant une fonction représentant les pertes de la machine asynchrone tout en satisfaisant le couple demandé. En régime permanent, la solution apparaît le plus souvent sous forme de flux optimal ou de courants optimaux [15], [16].

III.2.1 Technique de minimisation des pertes joules

Afin de minimiser les pertes de la machine, il est nécessaire d'appliquer une valeur optimale du flux de référence Φ_r^* . Par conséquent, le mécanisme d'optimisation est basé sur le calcul des pertes totales (pertes de fer, pertes mécaniques mais les pertes de l'onduleur sont négligées) en fonction du courant magnétisant I_m [17].

Les pertes joule dans toute machine se répartie en deux : les pertes joule statoriques P_{Js} et les pertes joule rotoriques P_{Jr} :

$$P_J = P_{Js} + P_{Jr} \quad (\text{III-1})$$

Avec :

$$P_{Js} = R_s |i_s|^2 = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \quad (\text{III-2})$$

$$P_{Jr} = R_r |i_r|^2 = R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (\text{III-3})$$

Donc, la somme des deux pertes joule nous donne:

$$P_J = P_{Js} + P_{Jr} = R_s |i_s|^2 + R_r |i_r|^2 = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (\text{III-4})$$

On a :

$$\Phi_r = M i_{sd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{\Phi_r}{M} \quad (\text{III-5})$$

Le courant rotorique est exprimé en fonction du courant statorique par la relation suivante :

$$i_{rd} = \frac{\Phi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \quad (\text{III-6})$$

Par la substitution de (III-5), (IV-6) dans (III-4), on obtient :

$$P_J = R_s \frac{\Phi_r^2}{M^2} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sq}^2 \quad (\text{III-7})$$

Selon l'équation (I-8), nous avons :

$$i_{sq} = \frac{C_e}{p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd}} \quad (\text{III-8})$$

En injectant (III-8) dans (III-7), on obtient :

$$P_J = R_s \frac{\Phi_r^2}{M^2} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) \frac{C_e^2}{p^2 \frac{M^2}{L_r^2} \Phi_{rd}^2} \quad (\text{III-9})$$

Après simplification de cette équation, on obtient :

$$P_J = R_s \frac{\Phi_r^2}{M^2} + \left(\frac{R_s L_r^2}{p^2 M^2} + \frac{R_r}{p^2} \right) \frac{C_e^2}{\Phi_{rd}^2} \quad (\text{III-10})$$

Exprimons le flux rotorique en définissant comme un courant magnétisant :

$$i_{mr} = \frac{\Phi_r}{M} \quad (\text{III-11})$$

A partir de la formulation d'état (équation (I-1)), l'expression de la dérivée du flux rotorique sur l'axe d s'exprime par :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = R_r \frac{M}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \Rightarrow \dot{i}_{mr} \cdot \frac{L_r}{R_r} = i_{sd} - i_{mr} \quad (\text{III-12})$$

Le courant magnétisant pourra être obtenue par un transfert du premier ordre :

$$i_{mr} = \frac{i_{sd}}{1 + T_r p} \quad (\text{III-13})$$

Par substitution de (III-11) dans (III-10) on obtient la somme des pertes joules:

$$P_J = R_s i_{mr}^2 + \left(\frac{R_s L_r^2}{p^2} + \frac{R_r M^2}{p^2} \right) \frac{C_e^2}{i_{mr}^2} \quad (\text{III-14})$$

Avec un changement de variable, l'équation (III-14) devient :

$$P_J = k_1 i_{mr}^2 + k_2 \frac{C_e^2}{i_{mr}^2} \quad (\text{III-15})$$

Où :

$$k_1 = R_s, \quad k_2 = \frac{R_s L_r^2}{p^2} + \frac{R_r M^2}{p^2} \quad (\text{III-16})$$

La résolution de l'équation (III-15) nous permet d'obtenir le courant magnétisant optimal. Pour résoudre cette équation on utilise l'action dérivée (dérivation partielle) [18]: qui assure le minimum des pertes.

$$\frac{\partial P_J}{\partial i_{mr}} = 0 \Rightarrow 2 k_1 i_{mr} - \frac{2 i_{mr} k_2 C_e^2}{i_{mr}^4} = 0 \quad (\text{III-17})$$

Où :

$$i_{mr}^4 = \frac{k_2}{k_1} C_e^2 \quad (\text{III-18})$$

Par conséquent, la minimisation des pertes de Joule du stator et du rotor est obtenue à partir du courant magnétisant optimal:

$$i_{mr_{opt}} = k_{opt} |C_e|^{1/2} \quad (\text{III-19})$$

Avec :

$$k_{opt} = \left(\frac{k_2}{k_1} \right)^{1/4} = \left(\frac{R_s L_r^2 + R_r M^2}{p^2 R_s} \right)^{1/4} \quad (\text{III-20})$$

Selon l'équation (III-19), le courant magnétisant optimal dépend du couple électromagnétique développé et des paramètres de la machine. Par conséquent, le flux optimal pour la minimisation des pertes est obtenu par le calcul de k_{opt} .

Donc, on peut donner la schématisation de l'optimisation du rendement comme suit :

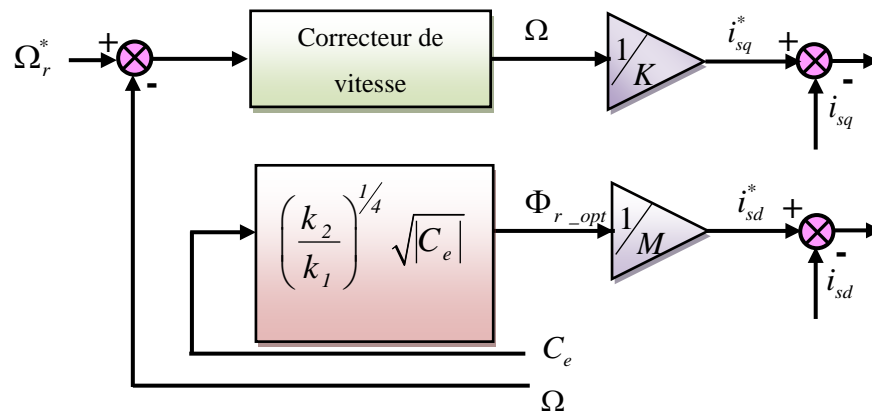


Fig.III.1 Schématisation du principe d'optimisation du flux

III.3 Stratégie de minimisation des pertes utilisant la logique floue type-2.

Un simple schéma bloc pour l'optimisation du flux est montré dans la figure (III-2)

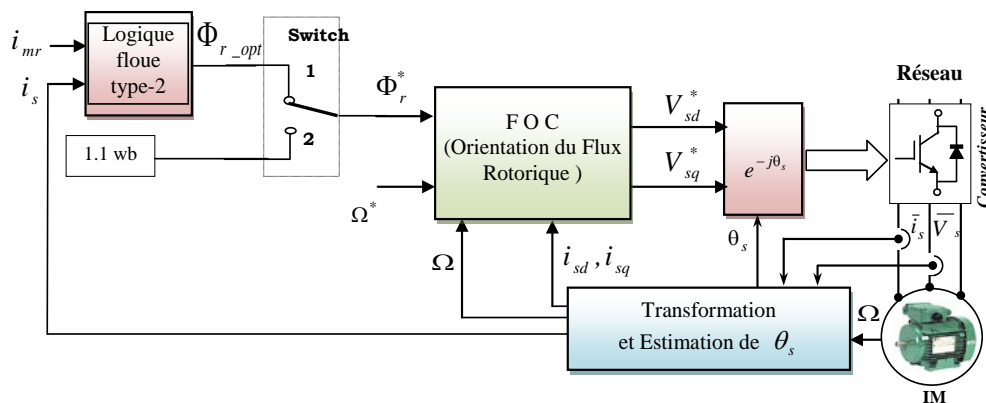


Fig.III.2 Schéma bloc de la (IFOC) avec optimisation des pertes.

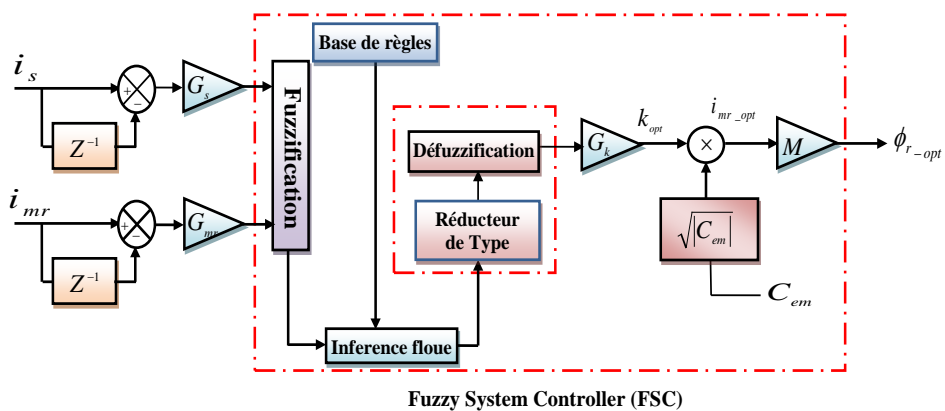


Fig.III.3 Contrôleur flou type-2 proposé.

Le contrôleur flou type-2 de la figure (VI-3), est composé :

- 2 blocs de calcul de la variation du courant statorique et du courant magnétisant au cours du temps.
- facteurs d'échelles (normalisation) associé à la variation du courant statorique (G_s) , à la variation du courant magnétisant (G_{mr}) et à la variation Δk_{opt} le gain (G_k)
- bloc de fuzzification floue type-2 de la variation des courants ΔI_s et ΔI_{mr}
- logique d'inférence type-2.
- bloc de réduction de type du type-2 vers le type-1.
- bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de k_{opt} floue type-2 en une valeur numérique.

Les deux entrées du flou sont l'erreur du courant statorique et du courant magnétisant [19] :

La variation de l'erreur des courants Δi_s et Δi_{mr} sont définies par :

$$\begin{cases} \Delta i_s = i_s(t + \Delta t) - i_s(t) = i_s(k + 1) - i_s(k) \\ \Delta i_{mr} = i_{mr}(t + \Delta t) - i_{mr}(t) = i_{mr}(k + 1) - i_{mr}(k) \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

La sortie du régulateur correspond à la variation du coefficient Δk_{opt} .

Les trois grandeurs, et sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} \Delta I_s = G_s \Delta i_s \\ \Delta I_{mr} = G_{mr} \Delta i_{mr} \\ K_{opt} = G_k \Delta k_{opt} \end{cases} \quad (\text{III-22})$$

Où G_s, G_{mr} et G_k sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

Les fonctions d'appartenance type-2 de la variation des courants i_s et i_{mr} sont choisies identiques de formes Gaussiennes ou Δi_s est définie sur l'intervalle $[0, 1]$ figure (III-4(a)) et Δi_{mr} est définie sur l'intervalle $[-1, 1]$ figure (III-4(b)). Les fonctions d'appartenance type-2 de la variation de Δk_{opt} est choisie de formes intervalles sur l'intervalle $[0, 1.2]$ figure (IV-4(c)).

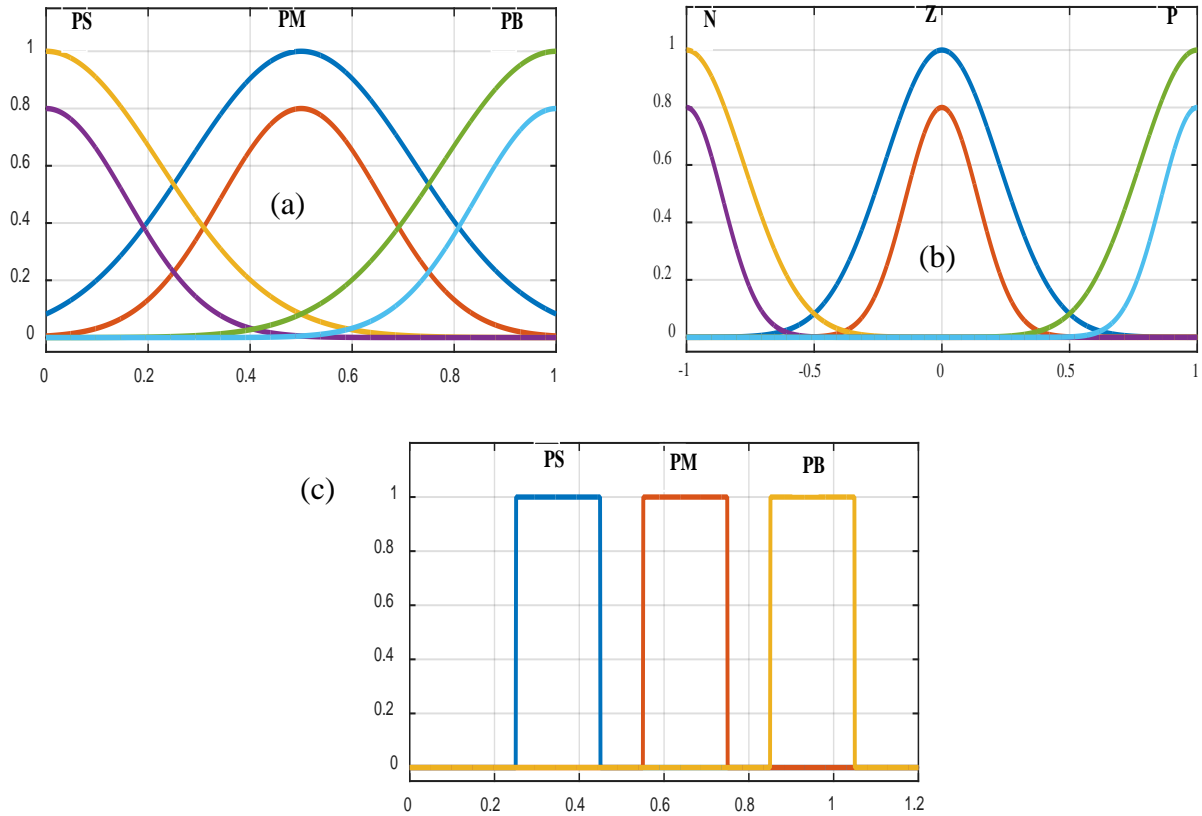


Fig.III.4 Fonctions d'appartenance floues type 2 de la variation de :
 (a) Courant I_s , (b) Courant I_{mr} et (c) Coefficient k_{opt}

III.4 Résultats de simulation

Le contrôleur flou type-2 proposé pour l'amélioration de l'efficacité du moteur à induction a été testé avec succès. Les paramètres de la machine sont donnés à l'annexe. La figure (III-5), figure (III-6) montrent comment les pertes de cuivre et le rendement du moteur changent pendant les variations du couple de charge. On peut voir sur la figure (III-7), figure (III-8) que les résultats obtenus pour le flux optimisé avec variation des paramètres sont meilleurs que ceux d'un contrôle vectoriel sans optimisation. Les résultats révèlent que les performances du système contrôlé sont en effet maintenues lors des variations de paramètres et confirment l'efficacité de notre proposition de flou type-2.

1. Sans variation paramétrique

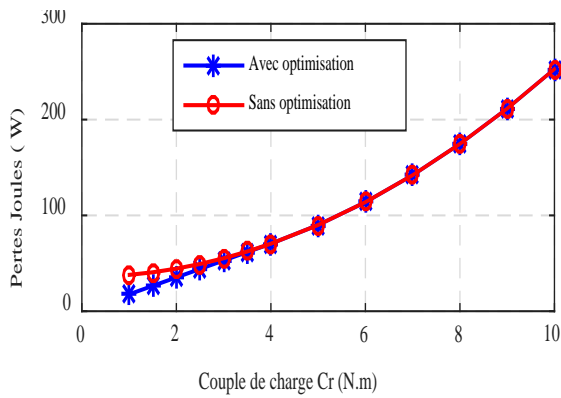


Fig.III.5 Variation $P_j = f(C_r)$

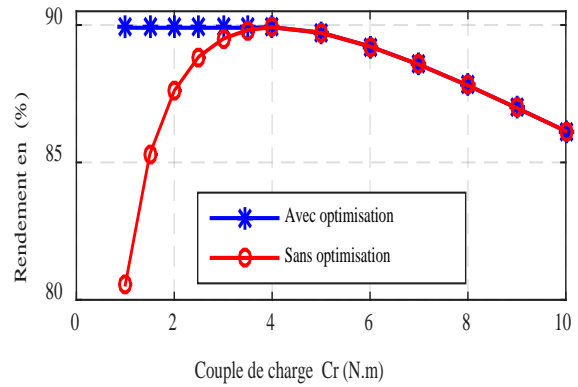


Fig.III.6 Variation $\eta = f(C_r)$

2. Avec variation paramétrique

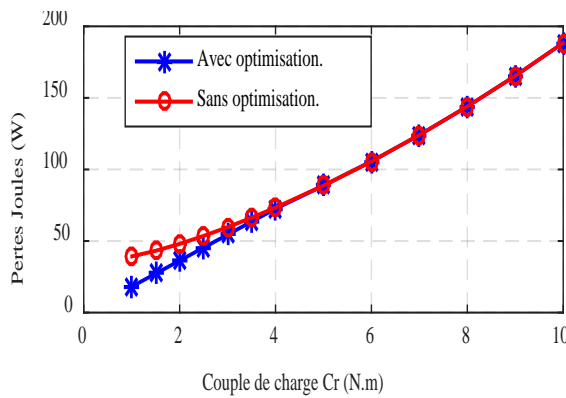


Fig.III.7 Variation $P_j = f(C_r)$

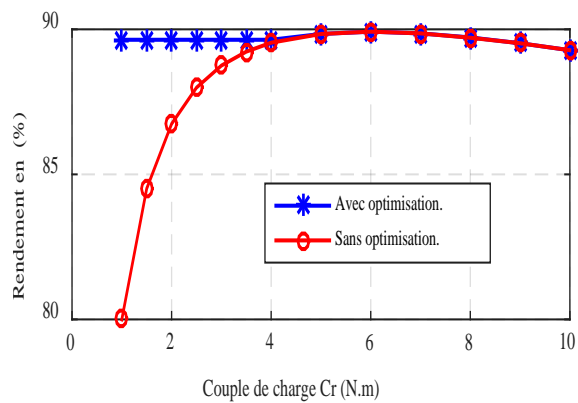


Fig.III.8 Variation $\eta = f(C_r)$

III.5 Étude comparative avec le floue type-1

Afin de valider notre approche, nous devons montrer l'avantage de notre algorithme par rapport aux études précédentes. Pour cela, nous comparerons les performances de notre régulateur flou type-2 avec un régulateur flou type-1 proposé dans la référence [19].

Les fonctions d'appartenance type-1 de la variation des courants i_s et i_{mr} sont choisies identiques de formes triangulaires ou Δi_s est définie sur l'intervalle $[-1, 1]$ figure (III-9(a)) et Δi_{mr} est définie sur l'intervalle $[-1, 1]$ figure (III-9(b)). Les fonctions

d'appartenance type-1 de la variation de Δk_{opt} est choisie de formes triangulaire sur l'intervalle $[-1, 1]$ figure (III-9(c)). La table des règles correspondante utilisée pour l'inférence floue est donnée dans la Table (III-1) :

$\Delta i_s \backslash \Delta i_{mr}$	N	Z	P
PS	PS	Z	NS
PM	PM	Z	NM
PB	PB	Z	NB

Tab.III.1. Table des règles du régulateur flou type-1

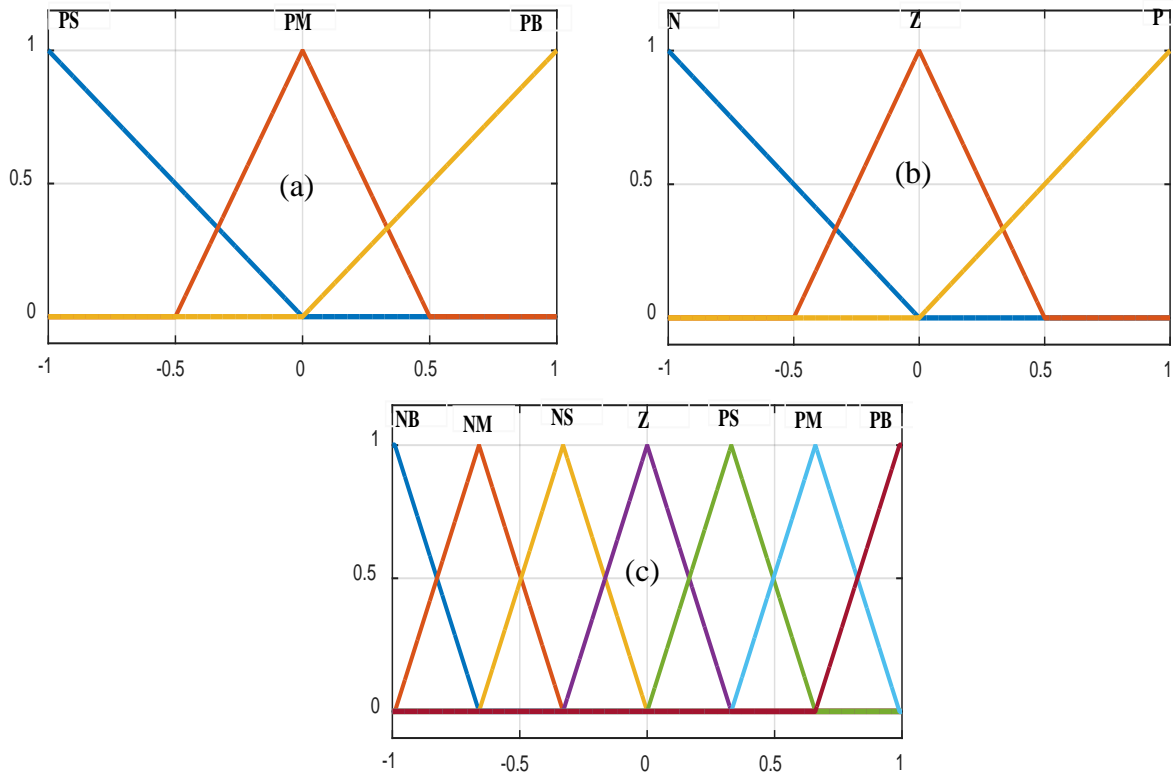


Fig.III.9 Fonctions d'appartenance floues type-1 de la variation de :
 (a) Courant i_s , (b) Courant i_{mr} et (c) Coefficient k_{opt}

III.6 Performances dynamiques:

Le moteur démarre à vide et à $t=2s$ le moteur est chargé avec 3Nm (c.-à-d. 30% du couple nominal). Les figures (III-10), (III-11) et (III-12) représentent respectivement le couple, la vitesse et les réponses du courant quadratique.

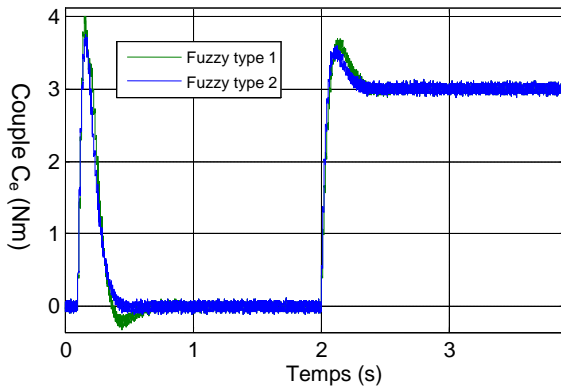


Fig.III.10 Réponse du couple (30% du couple de charge)

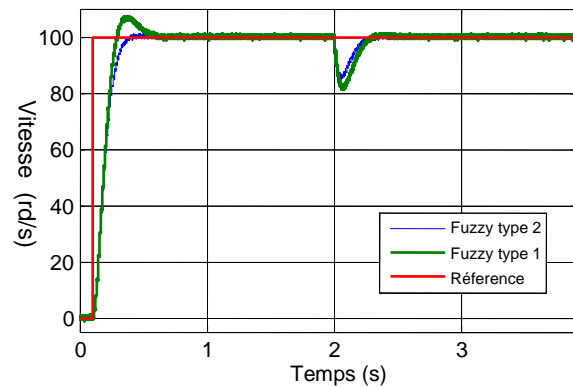


Fig.III.11 Réponse de la vitesse (30% du couple de charge)

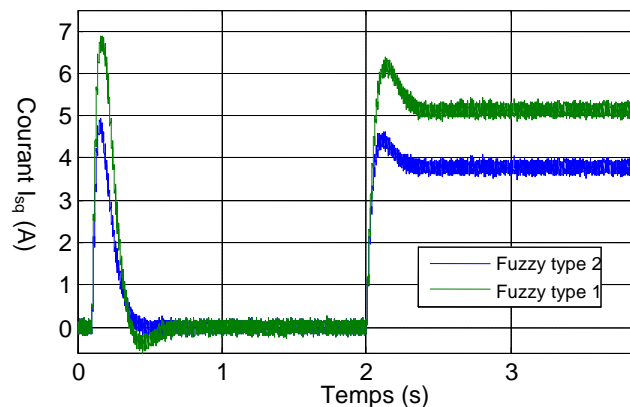


Fig.III.12 Réponse du courant quadratique I_{sq} (30% du couple de charge)

Les résultats obtenus avec le contrôleur flou type-2 sont meilleurs que ceux obtenus avec le contrôleur flou type-1. Parce que le moteur démarre avec un faible courant de surchauffe et un faible courant pendant le fonctionnement en régime permanent figure (III-12). Les résultats confirment l'efficacité de notre type flou-2 proposé.

La figure (III-13) montre la disposition des équations (I.8), (III.7) et (III.10) pour un couple constant et des pertes de cuivre. Ces courbes présentent respectivement les iso-Couple et les Courbes des iso-pertes. Cette figure montre que B est le point de fonctionnement optimal pour lequel les courants i_{sq} et i_{sd} sont minimales [12].

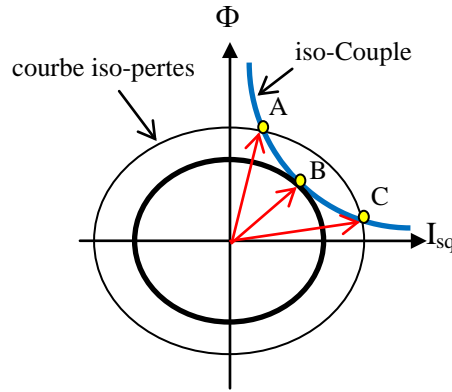


Fig.III.13 Iso-couple et courbe des iso-pertes.

III.7 Performances à l'état stable:

La figure (III-14) montre le rendement du moteur en fonction du couple de charge C_r utilisant la logique floue type-1 et floue type-2 en régime permanent sans variation paramétrique.

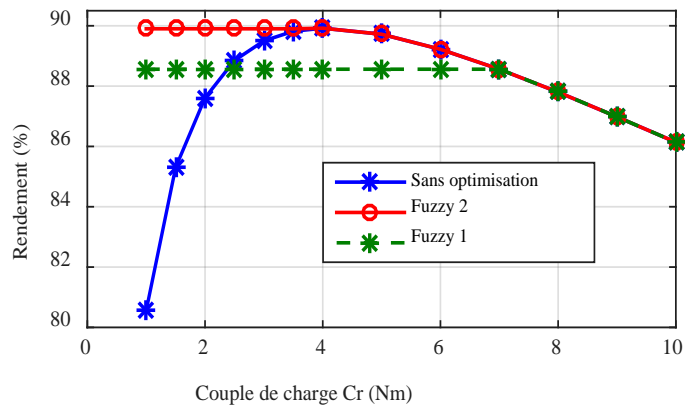


Fig.III.14 Variation $\eta = f(C_r)$

Les résultats obtenus confirment que les performances pour le contrôleur flou type-2 sont meilleures.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons démontré l'efficacité du contrôleur d'optimisation flou type-2 proposé. Le moteur à induction est contrôlé par un système de contrôle vectoriel indirect avec un calcul de flux optimal pour la minimisation des pertes joules. Cette stratégie adoptée consiste à réduire le flux du rotor en ajustant la composante du courant magnétisant en fonction de la charge appliquée. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de l'optimisation des performances énergétiques.

Bibliographies

- [1] Jin Weidong; Li Chongwei; Hu Fei; Jin Fan , A study on intelligent computation of methods of optimization operation for train; Autonomous Decentralized Systems, 2000. Proceedings. 2000 International Workshop on 21-23 Sept. 2000 pp.97 – 102F.
- [2] A. Sciarretta and L. Guzzella. Control of hybrid electric vehicles. IEEE Control Systems Magazine, 27[2]:60–70, 2007.
- [3] C. Bordons, M. A. Ridao, A. P´erez, A. Arce, and D. Marcos. Model Predictive Control for power management in hybrid fuel cell vehicles. In Vehicle Power and Propulsion IEEE Conference, 2010.
- [4] Vaez, S.; John, V.I.; Rahman, M.A., Energy saving vector control strategies for electric vehicle motor drives; Power Conversion Conference - Nagaoka 1997. Proceedings of the Volume 1, 3-6 Aug. 1997 Page(s):13 - 18 vol.1
- [5] K. Takeda, C. Takahashi, H. Arita, N. Kusumi, M. Amano, and A. Emori. Design of hybrid energy storage system using dual batteries for renewable applications. In PES General Meeting| Conference & Exposition, 2014 IEEE, pages 1–5. IEEE, 2014.
- [6] Muravleva, O.; Muravlev, O., Induction motor improvement for energy saving technologies; Science and Technology, 2003. Proceedings KORUS 2003. The 7th Korea-Russia International Symposium on Volume 2, 28 June-6 July 2003 Page(s):17 - 19 vol.2.
- [7] Biswas, Debarshi, "MINIMIZATION OF ELECTRICAL LOSSES IN A VECTOR CONTROLLED INDUCTION MACHINE DRIVE" (2013). Electronic Theses and Dissertations. Paper 4960.
- [8] Copper.org, CDA Press Releases, “Building a better electrical motor,” January 2005.
- [9] A. H. Bonnett, “Understanding the Changing Requirements and Opportunities for Improvement of Operating Efficiency of AC Motors”, IEEE Trans, on Industry Application, vol.29, pp.600-610, May/Jun.1993.
- [10] F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, P. Grabowski, P. Thogersen, E. J. Petersen, “On the Energy Optimized Control of Standard and High-Efficiency Induction Motors in CT and ITVAC Applications,” in Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, vol.1, pp.621-628,1997.
- [11] I. Takahashi, H. Mochikawa, “A New Control of PWM Inverter Waveform for Minimum Loss Operation of an Induction Motor Drive”, IEEE Trans, on Industry Applications, vol.21, pp.580-587, May/June.1985.

- [12] F. C. Zach, H. Ertl, "Efficiency Optimal Control for AC Drives with PWM Inverters," IEEE Trans, on Industry Applications, vol.21, pp.60-66, July/Aug.1985.
- [13] A.Kusko, D.Galler, « Control means for minimization of losses in AC and DC drives.», IEEE Trans.Ind.Applicat, vol.IA-19, pp.561-570, July/Aug, 1983.
- [14] D.S.Kirschen, D.W.Novotny and W.Suwan wisoot, c Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives. », IEEE Trans.Ind.Applicat, vol.IA.20, pp.1244-1250, Sept/Oct, 1984.
- [15] Flemming. Abrahamsen, Frede.Blaabjerg, John K.Pedersen, Pawel Z.Grabowski and Paul. Thogersen, « On the Energy Optimized Control of Standard and High – Efficiency Induction Motors in CT and HVAC Applications. », IEEE Transactions on Industry, Applications, vol.34, N°4, July/August 1998.
- [16] Alf.Kare.Adnanes, Roy.Nilsen, Rennveig.Loken and Lars.Norum, « Efficiency Analysis of Electric Vehicle, with Emphasis on Efficiency Optimized Excitation. », IEEE. Trans, pp.455-462.
- [17] S. Lim and K. Nam, "Loss-Minimizing Control Scheme for Induction Motor", IEE Proc. Electr. Power. Appl. Vol 151, N°4, July 2004, pp385-397.
- [18] Flemming. Abrahamsen, Frede.Blaabjerg, John K.Pedersen, Pawel Z.Grabowski and Paul. Thogersen, " On the Energy Optimized Control of Standard and High – Efficiency Induction Motors in CT and HVAC Applications", IEEE Transactions on Industry, Applications, vol.34, N°4, July/August 1998.
- [19] Z. Rouabah, "Fuzzy Efficiency Enhancement of Induction Motor Drive " 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives ; Istanbul, Turkey, 13-17 May 2013,
- [20] S. Drid et al, " Nonlinear Control of the Doubly Fed Induction Motor with Copper Losses Minimization for Electrical Vehicle", Intelligent Systems and Automation: 1st Mediterranean Conference on Intelligent Systems and Automation (CISA 08), AIP Conference Proceedings 1019, Annaba, Algeria, 30 June - 2 July 2008, p.339-345.



Chapitre IV

Commande Vectorielle
Indirecte Sans Capteur
de vitesse à base de
logique floue type-2

CHAPITRE IV**COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE SANS CAPTEUR
DE VITESSE A BASE DE LOGIQUE FLOUE TYPE-2****Introduction**

Les techniques de commande sans capteur pour les moteurs asynchrone ont été largement étudiées au cours des deux dernières décennies. Les grands avantages offerts par le contrôle sans capteur, y compris la compacité et la robustesse, le rendent attrayant pour de nombreuses applications industrielles, en particulier celles qui fonctionnent dans des environnements hostiles. Un tel contrôle réduit les coûts, la taille et les besoins de maintenance du variateur tout en augmentant la fiabilité, la robustesse et l'immunité au bruit du système [1] [2] .

Pour cela, les entraînements sans capteur ont été appliqués avec succès dans les régions à moyenne et grande vitesse, mais le fonctionnement à faible vitesse et zéro vitesse est toujours un problème critique spécialement pour les variateurs de vitesse des moteurs asynchrones [1]. En effet, certaines applications telles que les grues et les entraînements de traction sont nécessaires pour maintenir le couple désiré jusqu'à la vitesse nulle. De nombreux efforts de recherche récents visent à étendre les régions des entraînements sans capteur près de la fréquence zéro du stator [3], [4], [5].

Dans la littérature qui traite la commande sans capteur de vitesse de la machine à induction, plusieurs méthodes ont été proposées. En général, ces méthodes appartiennent à deux catégories principales : celles qui sont basées sur un modèle et celles qui sont basées sur un signal d'injection. Parmi les techniques utilisées dans la première catégorie nous citerons l'observateur de Luenberger adaptatif, le filtre de Kalman étendu et système adaptatif basé sur le modèle de référence. Les inconvénients majeurs de ces méthodes comme été déjà mentionné sont les mauvaises performances en basses vitesse, zéro vitesse et leur sensibilité vis à vis des variations paramétriques.

Pour surmonter ces problèmes, des méthodes basées sur l'injection d'un signal ont été développées [1][6]. Elles ont permis une estimation en basse vitesse mais au détriment d'une complexité de calcul et la nécessité d'un matériel extérieur pour l'injection du signal, ce qui peut provoquer la dégradation des performances de la machine. Par conséquent, en raison de

leur simplicité, les méthodes basées sur la technique de la MRAS (modèles de références avec systèmes adaptatifs) sont toujours d'actualité et ils sont les schémas les plus populaires employés en raison de leur implémentation simple et de leur moindre effort de calcul. Cependant, ces schémas ne parviennent généralement pas à fournir une réponse satisfaisante à une fréquence de stator faible, d'où de nombreux travaux de recherche ont été consacrés à l'amélioration de la performance des systèmes basés sur le MRAS dans cette région d'opération

Les schémas MRAS ont été couramment employés pour les applications de contrôle sans capteur. En fonction des états de sortie qui forment la fonction d'erreur, divers observateurs du MRAS ont été introduits dans la littérature en se basant sur le flux du rotor, la force électromotrice, la puissance réactive ou sur le produit vectoriel entre la tension et le courant statorique [7], [8],[9]. La MRAS basée sur le flux du rotor, développé principalement par Schauder, est la stratégie MRAS la plus établie et beaucoup d'efforts ont été axés sur l'amélioration de ses performances [1], [10], [11].

Ce chapitre sera consacré à la présentation de la méthode d'estimation de la vitesse à partir des estimateurs basés sur un système adaptatif à modèle de référence MRAS basé sur la logique floue type-2

IV.1 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS

Le contrôle adaptatif peut être défini comme un système de contrôle qui "peut modifier son comportement en réponse à des changements dans la dynamique du processus et le caractère des perturbations" [12]. La commande adaptatif peut être réalisé par différentes stratégies telles que: programmation du gain, commande adaptatif par modèle de référence, régulateurs d'autoréglage[12]. Le modèles de référence avec système adaptatif (MRAS) est l'une des techniques de contrôle adaptatif les plus attrayantes utilisées pour les applications de commande des moteur et d'estimation d'état.

À l'origine, le MRAS a été proposé pour résoudre des problèmes de commande où les spécifications de performance souhaitées sont données par un modèle de référence qui fournit la réponse idéale pour une commande donnée. L'erreur entre la sortie du modèle de référence et la sortie du système est mise à zéro par un mécanisme de modification approprié qui ajuste les paramètres du régulateur. Sur la base du même mécanisme, l'approche MRAS peut également être appliquée à l'estimation des paramètres et des états.

Les schémas MRAS ont été couramment employés pour les applications de commande sans capteur. En fonction des états de sortie qui forment la fonction d'erreur, divers observateurs MRAS ont été introduits dans la littérature sur la base du flux du rotor, de la force électromotrice et de la puissance réactive [12], [13], [14].

La méthode MRAS basée sur le flux du rotor, principalement développé par Schauder [13], est la stratégie MRAS la plus utilisée et beaucoup d'efforts ont visé à améliorer ses performances. Cependant les performances de cette stratégie sont médiocres surtout dans les régions de faible vitesse ceci est dû à la sensibilité aux variations paramétriques (résistance statorique) et les problèmes d'intégrations pures.

La première étude sur le système adaptatif de la vitesse par modèle de référence de la machine asynchrone proposée par Schauder [16] été basée sur les sorties deux estimateurs. Le premier ne dépend pas de la grandeur à estimer est considéré comme le modèle de référence (modèle en tension) et le deuxième modèle dépend de la grandeur à estimer est considéré comme le modèle adaptatif (ou le modèle ajustable) (modèle en courant). L'erreur entre les sorties de deux estimateurs pilotes un algorithme d'adaptation générant la quantité à estimer (vitesse de rotor dans notre cas). Le mécanisme d'adaptation doit être conçu pour assurer la stabilité du système asservi. La figure (IV.1) illustre la structure MRAS [17], [18], [19].

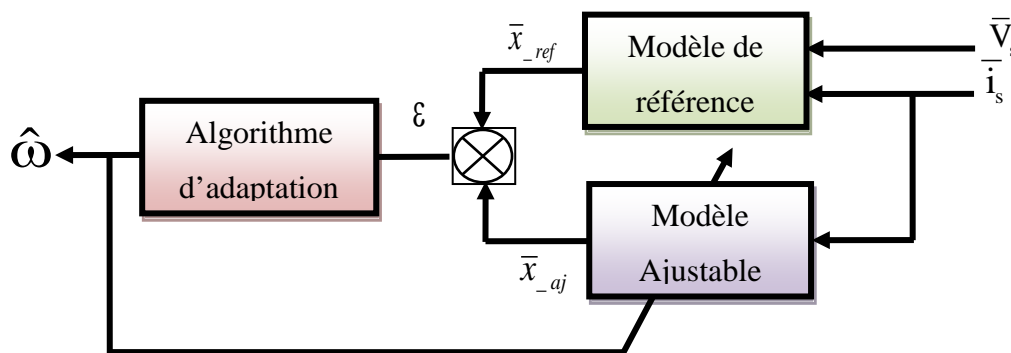


Fig. IV-1. Structure MRAS

Suivant le choix de la variable (\bar{x}), on peut distinguer plusieurs structures MRAS basées sur la même idée donnée par la Figure. (IV-1) :

$$\bar{x} = \bar{\varphi}_r \text{ (flux)}, \bar{e}_m \text{ (F.e.m)}, \bar{Q}_m \text{ (puissance réactive)},$$

IV.1.1 MRAS base sur l'estimation du flux rotorique

L'estimateur de vitesse MRAS est basé sur l'analyse de deux équations indépendantes pour dérivé le vecteur de flux du rotor par rapport au temps, exprimé dans le référentiel fixe (α, β) . Ils sont généralement désignés par le " modèle de tension " et le " modèle de courant ".

Soit $\hat{\bar{\Phi}}_r$ la valeur estimée de $\bar{\Phi}_r$ et $\hat{\omega}$ la valeur estimée ω .

Dans le référence du stator (α, β)

a- pour le stator

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (\text{IV-1})$$

b- pour le rotor

$$0 = \left(\frac{\mathbf{1}}{T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r - \frac{M}{T_r} \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (\text{IV-2})$$

Le modèle de référence (Tension) est comme suit :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} \right) \quad (\text{IV-3})$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_r}{M} \int (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt - \frac{L_r}{M} \sigma L_s \bar{i}_s \quad (\text{IV-4})$$

Le modèle ajustable (courant) est le suivant :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \left(-\frac{\mathbf{1}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{IV-5})$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \int \left[\left(-\frac{\mathbf{1}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \right] dt \quad (\text{IV-6})$$

Pour la détermination du mécanisme d'adaptation on suppose que le flux réel est estimé et donnée par l'équation du rotor :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r = \left(-\frac{\mathbf{I}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{IV-7})$$

Le flux estimé :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{\mathbf{I}}{T_r} + j\hat{\omega} \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{IV-8})$$

On peut définir une erreur vectorielle statique comme suit :

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r \quad (\text{IV-9})$$

Alors L'équation dynamique de l'erreur d'estimation est donné par :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{\mathbf{I}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon} + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\Phi}_r \quad (\text{IV-10})$$

Où :

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad \hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \varepsilon_\alpha &= \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \varepsilon_\beta &= \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{aligned} \quad (\text{IV-11})$$

L'erreur sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{\mathbf{I}}{T_r} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + \mathbf{J}\omega \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + \mathbf{J}(\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-12})$$

Avec :

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\mathbf{1} \\ \mathbf{1} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-13})$$

$$\Delta\omega = \omega - \hat{\omega} \quad (\text{IV-14})$$

Après simplification on trouve :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\mathbf{I}}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{\mathbf{I}}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-15})$$

On pose :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad W = (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-16})$$

Il vient :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = A\bar{\varepsilon} + W \quad (\text{IV-17})$$

Pour assurer une convergence asymptotique vers zéro de l'erreur d'observation sur les mesures, on analyse la tendance de l'énergie de l'erreur d'observation par le théorème de *Lyapunov*.

Celui-ci certifie qu'un système possède un état d'équilibre uniformément asymptotiquement stable $x=0$ s'il existe une fonction de *Lyapunov* $V(x)$ vérifiant les conditions ci-dessus [20] :

1. *Définit positive.*
2. *La dérivée par rapport au temps définit négative.*
3. $V(x) \rightarrow \infty$ Pour $\|x\| \rightarrow \infty$

On considère la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \left(\frac{\omega - \hat{\omega}}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{IV-18})$$

λ Constant positive.

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^T \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left(\frac{d}{dt} \varepsilon \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\omega)^2 \quad (\text{IV-19})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) + W^T \varepsilon + \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{IV-20})$$

Avec :

$$W^T \varepsilon + \varepsilon^T W = 2 \varepsilon^T W$$

Alors :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) + 2 \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{IV-21})$$

Où

$$\varepsilon^T W = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \Delta \omega \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (IV.21) doit être définie négative.

Or le premier terme de (IV.21) est négatif.

$$(A^T + A) = -\frac{2}{T_r} I < 0 \quad \forall \omega$$

Alors le deuxième terme de (IV.21) doit être nul :

$$2\varepsilon^T W - 2\Delta \omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = 0 ; \quad 2\varepsilon^T W = 2\Delta \omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{IV-22})$$

On aboutit à :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} = \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{IV-23})$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite comme suit :

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r} \quad (\text{IV-24})$$

$$\hat{\omega} = \lambda \int (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{IV-25})$$

La loi d'adaptation présente une intégration en boucle ouverte (problème d'offset) pour l'amélioration de la réponse d'estimation un filtre passe bas à été proposé par des nombreux auteurs [21] et [22].

Alors (IV.25) devient :

$$\hat{\omega} = K_p (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) + K_i \int (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \tag{IV-26}$$

Avec : K_p et K_i des constantes positive.

La figure (IV.2) montre le schéma de principe de la structure MRAS pour l'adaptation de la vitesse.

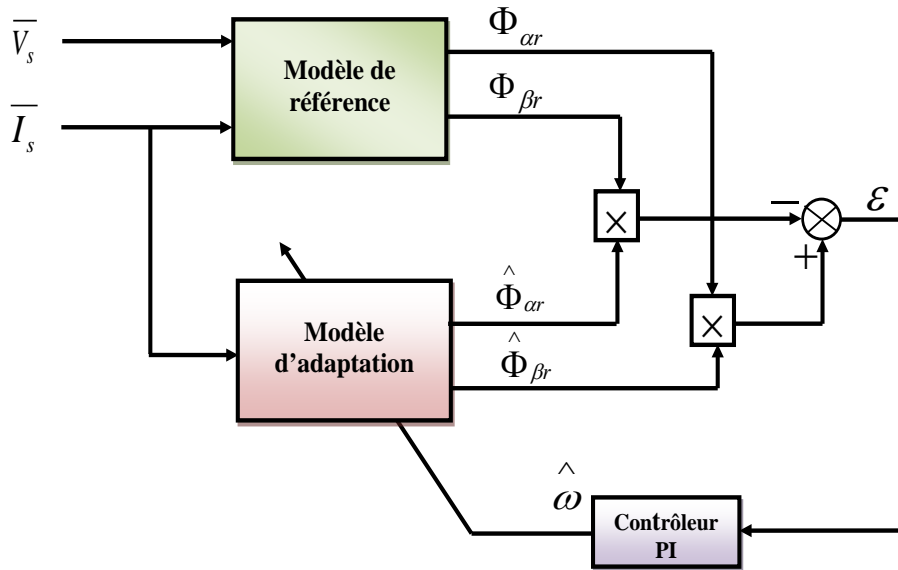


Fig. IV-2. Estimation de la vitesse par la méthode MRAS basée sur le flux rotorique

IV.2 Estimation en temps réel de l'inverse de la constante de temps rotorique par la technique MRAS

La même approche appliquée pour l'estimation de la vitesse sera utilisée pour estimer la constante de temps rotorique.

On considère que la vitesse est un paramètre constant alors que la constante de temps rotorique sera prise comme un paramètre variable.

Le flux réel est donné par :

$$\dot{\Phi} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \Phi_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \tag{IV-27}$$

Le flux estimé est alors :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{\hat{T}_r} \bar{I}_s \quad (\text{IV-28})$$

On définit l'erreur vectorielle comme suit :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r - \dot{\hat{\Phi}}_r = -\frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_r + \frac{1}{\hat{T}_r} \hat{\Phi}_r + j\omega (\bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r) + M \bar{i}_s \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \quad (\text{IV-29})$$

On pose :

$$\bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r = \bar{\varepsilon}$$

On remplace dans (IV-29) on trouve :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = -\frac{1}{T_r} (\bar{\varepsilon} + \hat{\Phi}_r) + \frac{1}{\hat{T}_r} \hat{\Phi}_r + j\omega \bar{\varepsilon} + M \bar{i}_s \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \quad (\text{IV-30})$$

La dynamique de l'erreur s'écrit :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) (M \bar{i}_s - \hat{\Phi}_r) \quad (\text{IV-31})$$

Sous forme matricielle :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = A \bar{\varepsilon} + W \quad (\text{IV-32})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \begin{bmatrix} M I_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ M I_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-33})$$

Où

W : Terme non linéaire.

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad \hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{ar} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \varepsilon_\alpha &= \Phi_{ar} - \hat{\Phi}_{ar} \\ \varepsilon_\beta &= \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{aligned}$$

L'expression (IV-31) possède un terme non linéaire. La stabilité de l'erreur sera étudiée, en utilisant la théorie de *Lyapunov*.

On considère la fonction de *Lyapunov* candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \left(\frac{1/T_r - 1/\hat{T}_r}{\lambda} \right)^2 \quad (IV-34)$$

Avec :

$$\frac{\Delta}{T_r} = \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \quad (IV-35)$$

La dérive par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^T \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left(\frac{d}{dt} \varepsilon \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta}{T_r} \right)^2 \quad (IV-36)$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + W^T \varepsilon + \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d1/\hat{T}_r}{dt} \quad (IV-37)$$

Avec :

$$W^T \varepsilon + \varepsilon^T W = 2\varepsilon^T W$$

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + 2\varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d1/\hat{T}_r}{dt} \quad (IV-38)$$

Où

$$\varepsilon^T W = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \frac{\Delta}{T_r} \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (IV-38) doit être définie négative.

Le premier terme de (IV-38) est négatif.

$$(A^T + A) = -\frac{2}{T_r} I < 0 \quad \forall \omega$$

Alors le reste de l'expression (IV-38) doit être nul pour assurer la négativité.

$$2\varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d1/\hat{T}_r}{dt} = 0$$

$$2\varepsilon^T W = \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} \quad (IV-39)$$

On a :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\lambda} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} \quad (IV-40)$$

La loi d'adaptation est déduite comme suit:

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} = \varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta}) \quad (IV-41)$$

On obtient la valeur estimée $1/\hat{T}_r$, donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\frac{1}{\hat{T}_r} = K_p (\varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})) + K_i \int (\varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})) dt \quad (IV-42)$$

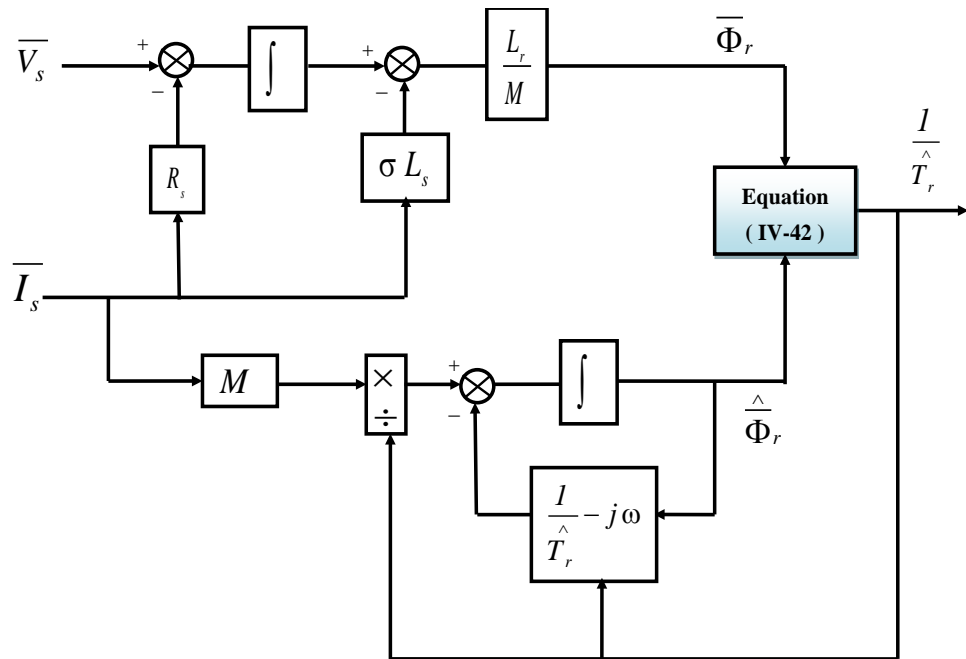


Fig. IV-3. Estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basée sur MRAS.

IV.3 MRAS floue type-2 de la vitesse et de l'inverse de la constante de temps rotorique.

L'observateur MRAS est l'un des observateurs les plus utilisés pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone mais il présente un inconvénient majeur: ses faibles

performances à basse vitesse et sa sensibilité à la variation de la résistance du rotor [23], [24], [25].

Plusieurs solutions sont proposées dans la littérature pour résoudre ces problèmes [26], [27].

Notre approche consiste à remplacer le PI conventionnel du mécanisme d'adaptation par un contrôleur flou type-2, ce qui augmente les performances, garantit la robustesse et la stabilité de l'observateur pour toute la plage de fonctionnement du moteur à induction. Le principe de la logique floue a été utilisé, avec une nouvelle forme de contrôleur adaptatif flou où les entrées de l'algorithme proposé sont les erreurs statiques et dynamiques du flux du rotor. Les résultats des simulations obtenues sont comparés avec la MRAS floue type-1.

Le contrôleur flou type-2 que nous allons développer maintenant utilise le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure (IV.4).

D'après le schéma de la figure (IV.4), le régulateur flou type-2 est composé :

- d'un bloc de calcul de la variation de l'erreur Δe au cours du temps.
- des facteurs d'échelles (normalisation) associés à l'erreur (G_e), à sa variation ($G_{\Delta e}$), et à la variation de la sortie estimée ($G_{\Delta\omega, \Delta\frac{1}{T_r}}$).
- d'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- de la logique utilisée pour l'évaluation des règles du régulateur flou (inférence).
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en une valeur numérique.
- d'un bloc sommateur qui calcul la valeur intégrale de la commande.

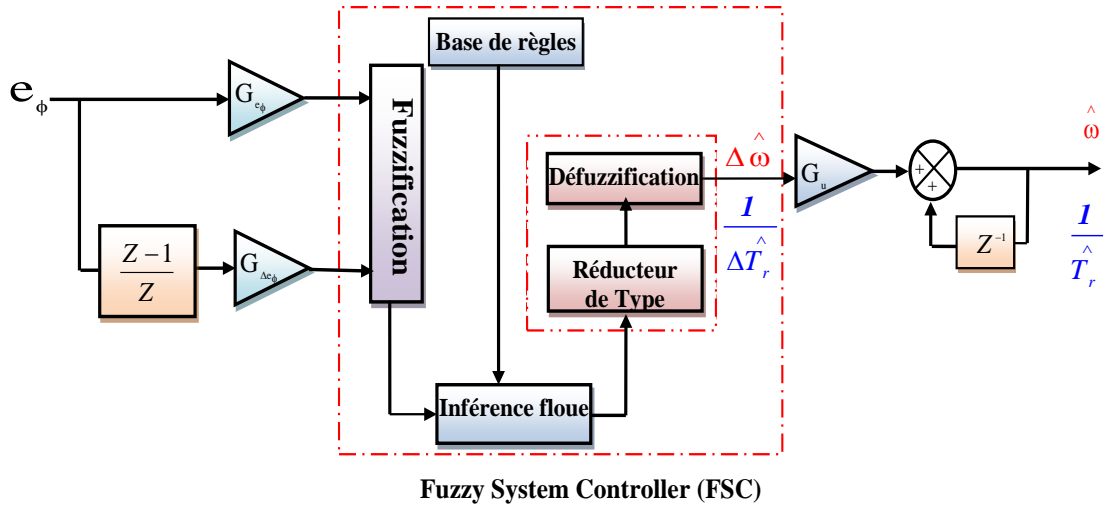


Fig. IV-4. Structure du régulateur floue type-2 proposé.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur du flux citée en (IV-9) et sa variation exprimée comme suit :

$$\Delta e_\phi(k) = e_\phi(k) - e_\phi(k-1) \tag{IV-43}$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la vitesse et de la constante de temps rotorique estimées notées $\Delta(\hat{\omega}, \frac{\hat{I}}{\hat{T}_r})$. Les trois grandeurs $e_\phi, \Delta e_\phi$ (inputs) et

$\Delta(\hat{\omega}, \frac{\hat{I}}{\hat{T}_r})$ (output) sont normalisés comme suit :

$$\begin{cases} e_\phi = (G_{e_\phi}) e_\phi \\ \Delta e_\phi = (G_{\Delta e_\phi}) \Delta e_\phi \\ \Delta \omega = (G_{\Delta \omega}) \Delta \omega \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} e_\phi = (G_{e_\phi}) e_\phi \\ \Delta e_\phi = (G_{\Delta e_\phi}) \Delta e_\phi \\ \frac{\Delta}{\hat{T}_r} = (G_{\Delta \frac{I}{T_r}}) \frac{\Delta}{\hat{T}_r} \end{cases} \tag{IV-44}$$

Où $(G_{e_\phi}), (G_{\Delta e_\phi})$ et $(G_{\Delta \omega, \Delta \frac{I}{T_r}})$ sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques du contrôle. La technique d'essai et d'erreur est généralement utilisée pour optimiser ces gains afin d'assurer des performances optimales du contrôleur [28].

Les valeurs des facteurs d'échelle choisies sont données dans le tableau 1.

Facteur d'échelle	Estimation de la vitesse	Estimation de (1/Tr)
G_{e_φ}	100	185
$G_{\Delta e_\varphi}$	1000	200
$(G_{\Delta\omega, \Delta \frac{1}{T_r}})$	0.9	0.9

Tab. IV-1. Facteurs d'échelle

. L'expression de la vitesse estimée et de la constante de temps rotorique s'écrit comme suit :

$$\hat{\omega}(k) = \hat{\omega}(k-1) + (G_{\Delta\omega}) \Delta \hat{\omega}(k) \quad (\text{IV-45})$$

Et l'expression pour la constante de temps rotorique peut être écrite comme:

$$\frac{1}{\hat{T}_r}(k) = \frac{1}{T_r}(k-1) + (G_{\Delta \frac{1}{T_r}}) \Delta \frac{1}{\hat{T}_r}(k) \quad (\text{IV-46})$$

Les fonctions d'appartenance type-2 de l'erreur du flux et de sa variation sont choisies identiques de formes Gaussiennes et sont définies sur l'intervalle $[-1, 1]$ figure (IV-5(a)). La fonction d'appartenance type-2 de la variation de la vitesse ($\Delta \hat{\omega}$) est choisie de formes intervalles sur l'intervalle $[-1.5, 1.5]$ figure (IV-5(b)) et la fonction d'appartenance type-2 de la variation de l'inverse de la constante de temps rotorique $\Delta(1/\hat{T}_r)$ est choisie aussi de formes intervalles sur l'intervalle $[-1, 1]$ figure (IV-5(c)).

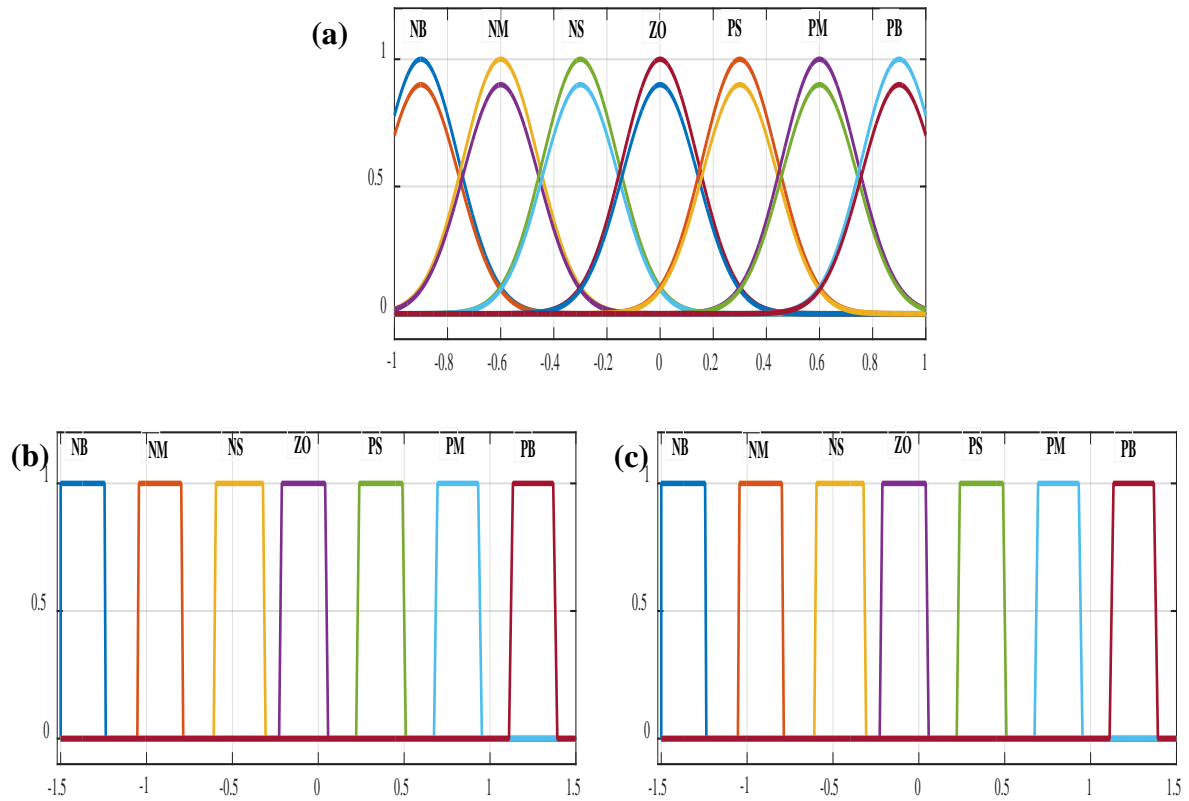


Fig. IV-5. Fonctions d'appartenances type-2:
 (a) erreur et variation d'erreur du flux ; (b) vitesse estimée ;
 (c) inverse de la constante de temps rotorique estimée

La figure (IV-6) présente un schéma de principe d'un observateur MRAS avec des contrôleurs flous (FLC) pour la vitesse du rotor et l'adaptation de l'inverse de la constante de temps rotorique et la figure (IV-7) présente le schéma général du contrôleur flou type-2 proposé .

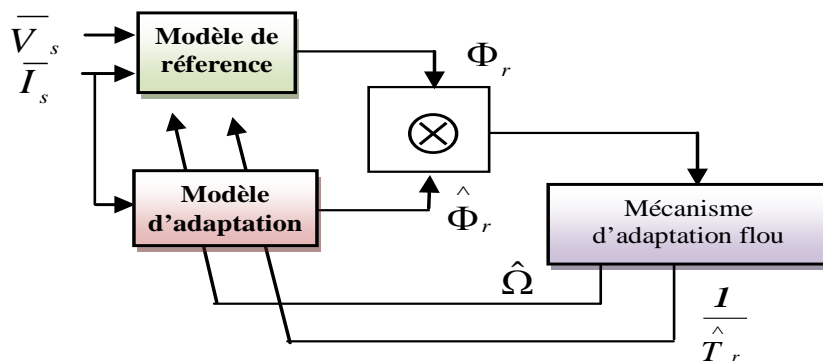


Fig. IV-6. Schéma block de l'observateur MRAS avec adaptation de la vitesse et de l'inverse de la a constante de temps rotorique.

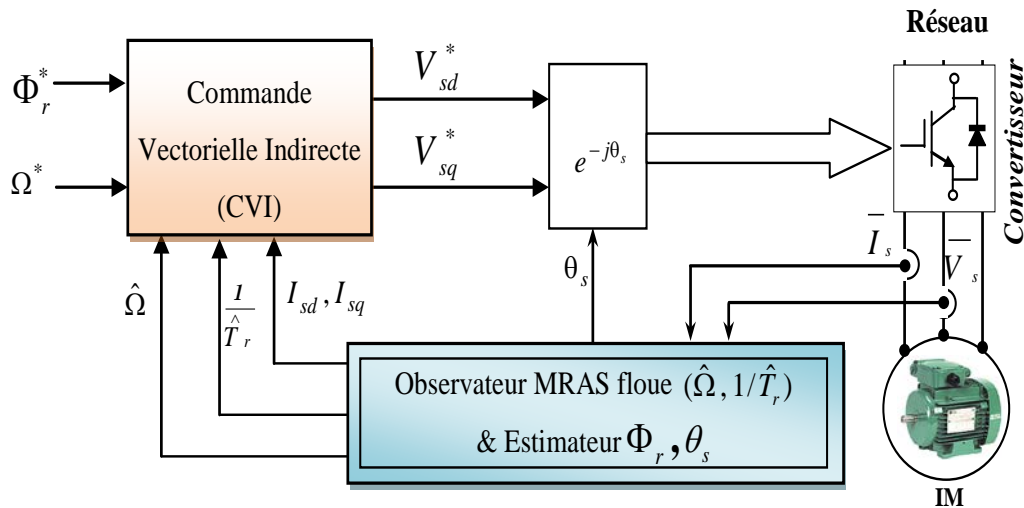


Fig. IV-7. Schéma général du contrôleur flou type-2 proposé

IV.4 Résultats de simulation

Afin de tester l'efficacité de l'observateur par MRAS flou type-2 proposé avec l'adaptation de la constante de temps rotorique on procède à la simulation suivante :

La condition initiale de vitesse du rotor a été mise à zéro tandis que les conditions initiales de flux du rotor ont été réglées sur $\Phi_{rq}(0) = 0$; $\Phi_{rd}(0) = I$. La référence pour la vitesse ainsi que le couple de charge appliqués sont indiqués sur les figures (IV-8) et (IV-9).

La figure (IV -9) montre la référence, la vitesse réelle et estimée. Nous pouvons voir dans la figure (IV-10) et (IV-11) que l'erreur d'estimation de la vitesse (erreur entre la vitesse réelle et estimée) et l'erreur de vitesse de suivi de trajectoire (d'erreur entre la référence et la vitesse estimée) sont petites, même dans les régions proche de zéro, l'erreur converge rapidement vers zéro. Pour tester la robustesse face aux variations du couple de charge à une référence de vitesse constante, une variation de 10 Nm (voir la figure (IV-10)) de la charge est appliquée à $t = 5$ s. Comme nous pouvons le voir, après de petites variations, les erreurs d'estimation et de suivi de trajectoire convergent vers zéro. Tous ces résultats confirment l'efficacité de notre observateur flou type-2 et du contrôle de la vitesse. Aussi, afin de confirmer l'orientation du flux, l'axe d et q sont présentés séparément dans la figure (IV-12). Nous pouvons voir que sur l'axe q le flux est maintenu à une valeur nulle.

Une variation de la résistance du rotor qui augmente jusqu'à $2R_n$ ((IV-8)). Les figures (IV-12) et (IV-13) montrent les historiques temporels du courant de stator et du module de flux. Dans les figures (IV-14) et (IV-15) la constante de temps du rotor suit ses références jusqu'à 7s où l'on peut voir une erreur de pic et qui montre que la technique d'estimation reste stable et permettent d'estimer $1/T_r$ avec précision. Les variations de la vitesse n'ont aucune effet sur l'estimation de $1/T_r$.

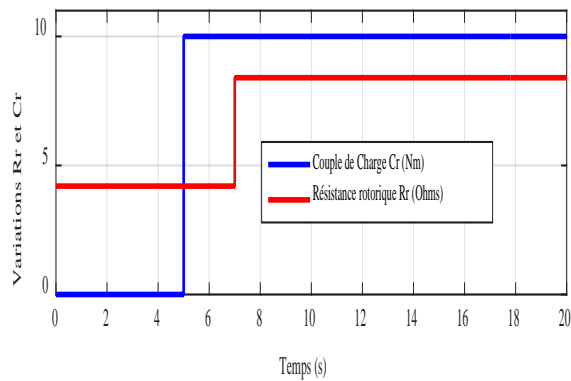


Fig. IV-8. Variation de Cr et de Rr

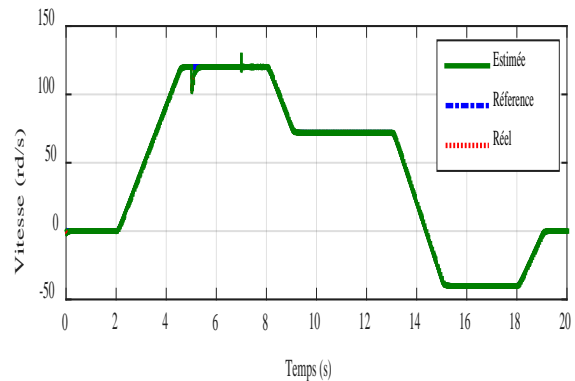


Fig. IV-9. Vitesse rotorique

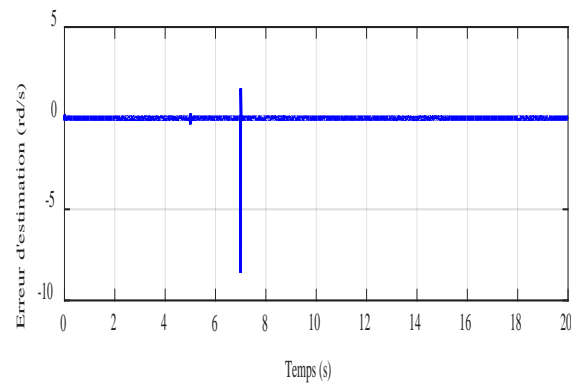


Fig. IV-10. Erreur d'estimation de la vitesse

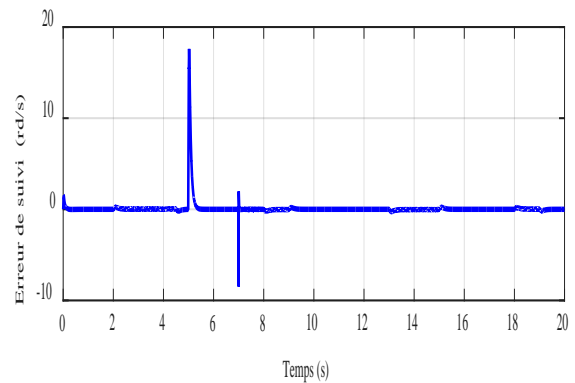


Fig. IV-11. Erreur de vitesse de poursuite de la trajectoire

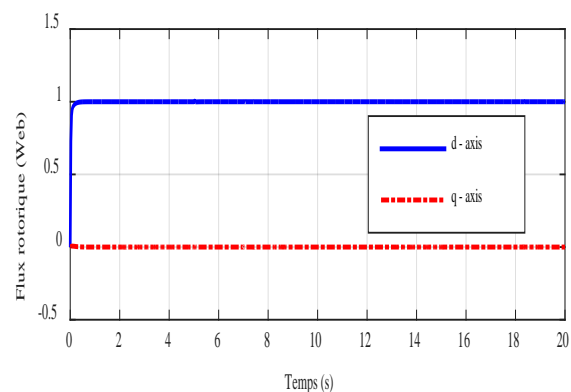


Fig. IV-12. Flux rotorique

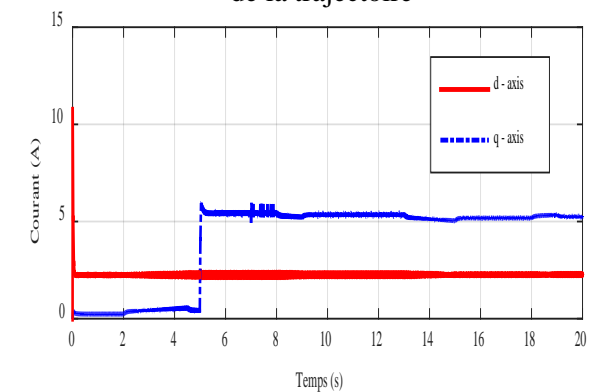


Fig. IV-13. Courant Statorique Isd et Isq

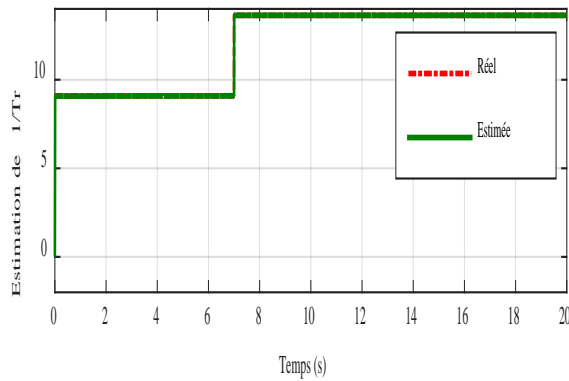


Fig. IV-14. Inverse de la constante de temps rotorique

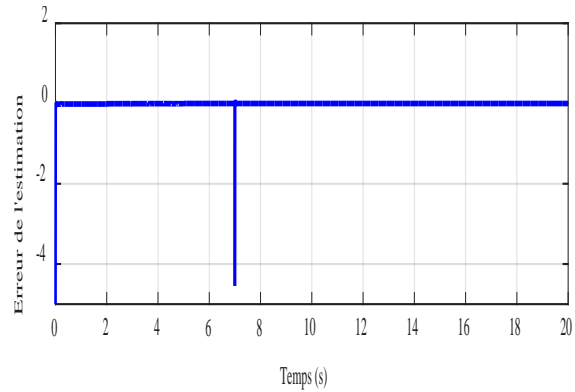


Fig. IV-15. Erreur de l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique .

IV.4.1 Étude comparative entre les deux types de logique floue 1 et 2

Afin de montrer l'avantage de l'observateur MRAS flou type-2 proposé par rapport à la MRAS classique et MRAS flou type-1, une comparaison entre les différents types de MRAS a été réalisée.

Pour le MRAS flou type-1, les fonctions d'appartenance type-1 de l'erreur du flux et de sa variation sont choisies identiques de formes triangulaire est sont définies sur l'intervalle $[-1, 1]$ Figure (IV-16(a)). La fonction d'appartenance type-1 de la variation de la vitesse ($\Delta\hat{\omega}$) est choisie de formes singleton sur l'intervalle $[-2.5, 2.5]$ figure (IV-16(b)) et la fonction d'appartenance type-1 de la variation de l'inverse de la constante de temps rotorique $\Delta(\hat{1}/T_r)$ est choisie aussi de formes singleton sur l'intervalle $[-2.5, 2.5]$ figure (IV-16(c)).

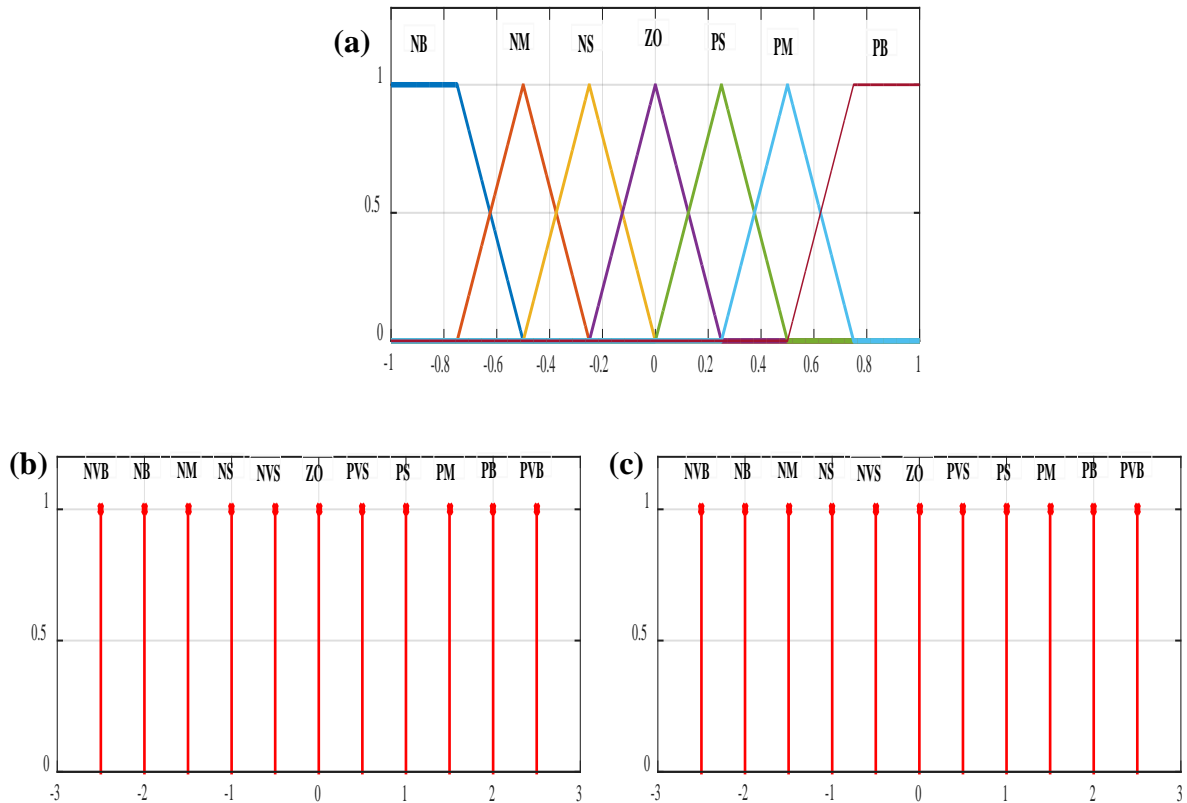


Fig. IV-16. Fonctions d'appartenances type-1:

(a) erreur et variation d'erreur du flux ; (b) vitesse estimée ;

(c) inverse de la constante de temps rotorique estimée

La table des règles correspondante utilisée pour l'inférence floue est donnée dans la Table 2 :

		Variation de l'erreur du flux						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
Erreur du flux	NB	NVB	NVB	NB	NM	NVS	ZO	PVS
	NM	NVB	NB	NM	NS	NVS	PVS	PS
	NS	NB	NM	NS	NVS	ZO	PS	PM
	ZO	NB	NS	NVS	ZO	PVS	PS	PB
	PS	NM	NS	ZO	PVS	PS	PM	PB
	PM	NS	NVS	PVS	PS	PM	PB	PVB
	PB	NVS	ZO	PVS	PM	PB	PVB	PVB

Tab. IV-2. Table des règles du régulateur flou type-1

Les résultats obtenus montrent clairement que la vitesse estimée sur la base du MRAS floue -2 converge plus rapidement et présente un pic de l'erreur avec une amplitude plus faible que celle obtenue par le MRAS floue type-1 comme cela est représenté sur les figures (IV-17, IV-18, IV-19 et IV-20). Le résultat d'estimation de la constante de temps rotorique a été

comparé à celle estimée par la logique floue type-1 où la figure (IV-21, IV-22) où tous les paramètres du modèle de moteur sont égaux à leurs valeurs nominales.

On peut voir que le contrôleur à base de logique floue type-2 fonctionne mieux que celui à base de logique floue type-1. A 0s et 7s, on constate qu'il y a des oscillations dans l'estimation de la constante de temps du rotor avec la MRAS floue type-1.

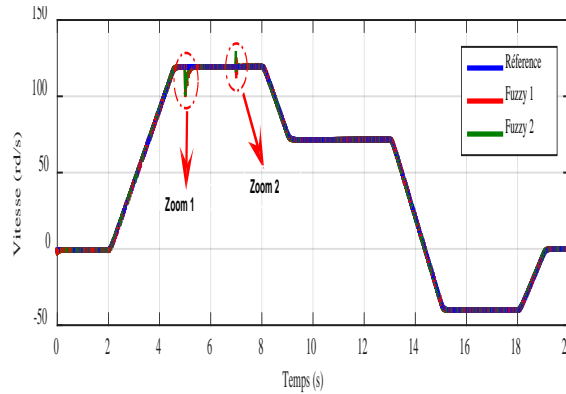


Fig. IV-17. MRAS floue: Type 1, Type 2 référence, actuel et vitesse estimée.

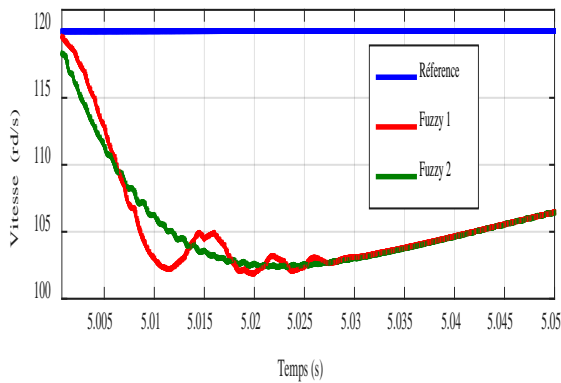


Fig. IV-18. Zoom 1

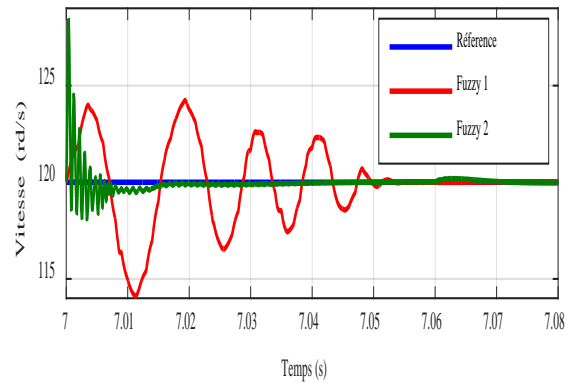


Fig. IV-19. Zoom 2

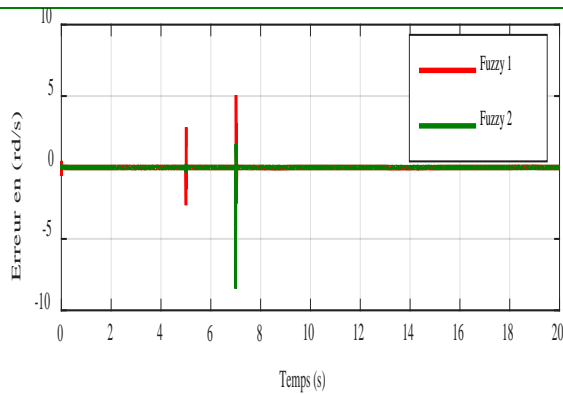


Fig. IV-20. Erreur de la vitesse estimée

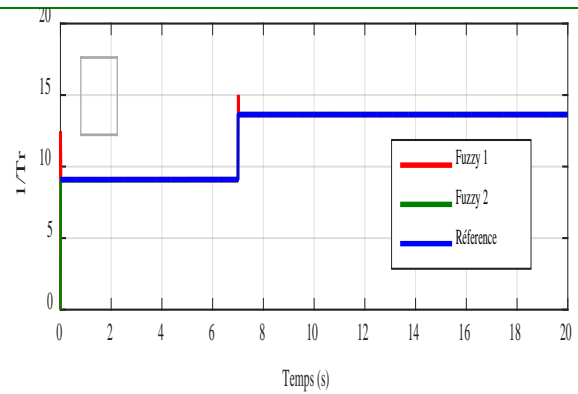


Fig. IV-21. Inverse de la constante rotorique estimée

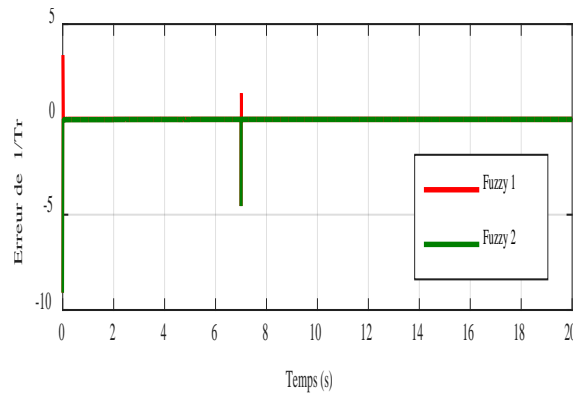


Fig. IV-22. Erreur de l'inverse de la constante rotorique estimée

IV.4.2 Comparaison de l'indice de performance

Dans le but d'évaluer les performances de chaque MRAS floue et afin d'apprécier la supériorité de la MRAS floue type-2, une brève étude comparative sera présentée dans ce qui suit.

Parmi les critères les plus utilisés dans le domaine de la théorie de commande on trouve ce qu'on appelle en Anglais : Integral of absolute error (IAE), Integral of time multiplied by absolute error (ITAE) et Integral of time multiplied by squared error (ITSE) ou l'erreur absolue intégrale (IAE), l'erreur absolue pondérée dans le temps (ITAE) et l'erreur intégrale carrée pondérée dans le temps (ITSE) en français. Mathématiquement ces critères sont définis par :

$$\mathbf{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| . dt \quad (\text{IV-47})$$

$$\mathbf{ITAE} = \int_0^{\infty} t . |e(t)| . dt . \quad (\text{IV-48})$$

$$\mathbf{ITSE} = \int_0^{\infty} t . \{e(t)\}^2 . dt \quad (\text{IV-49})$$

où e est l'évaluation de l'erreur entre x^* valeur de référence et x valeur réelle à l'instant t .

Notant que si l'erreur est grande l'**IAE**, l'**ITAE** et l'**ITSE** seront grands et si l'erreur est petite l'**IAE**, l'**ITAE** et l'**ITSE** seront faibles. Alors, plus l'**IAE**, l'**ITAE** et l'**ITSE** sont petits, plus l'approche est bonne.

Les résultats décrits dans le tableau (IV-3) confirment la supériorité de la MRAS floue type-2 par rapport à la MRAS floue type-1 du point de vue estimation de la vitesse ainsi que l'estimation de $(1/Tr)$.

	Vitesse rotorique estimée (rad/s)		Estimation de $(1/Tr)$	
	Floue type-1	Floue type-2	Floue type-1	Floue type-2
IAE	0.3155	0.05393	0.1403	0.08273
ITSE	1.491	0.1176	0.4519	0.124
ITAE	10.35	0.8214	1.571	0.3399

Tab. IV-3. Comparaison de l'indice de performance

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons proposé un nouveau observateur MRAS de vitesse du rotor a basé de logique floue type-2, afin d'améliorer les performances de la commande vectorielle sans capteur de la machine à induction, sa stabilité est démontrée en utilisant la fonction de Lyapunov. Les résultats de simulation pour différents profils de vitesse ont montré, d'une part, que le nouveau observateur MRAS floue type-2 a été en mesure d'estimer avec précision la vitesse réelle même dans les régions proche de zéro ce qui n'est pas le cas pour l'observateur classique avec un suivi plus rapide des valeurs de référence avec moins de dépassement. D'une autre part, nous avons prouvé la robustesse de l'observateur proposé face aux variations du couple de charge et celle de la résistance du rotor ou il induit moins d'oscillation dans la constante de temps du rotor et la vitesse mécanique estimées, ce qui montre que l'observateur proposé est bien meilleur que l'observateur classique et l'observateur floue type-1.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. W. Finch and D. Giaouris, "Controlled AC Electrical Drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 1-11, February 2008.
- [2] J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," Proc. of the IEEE, vol. 90, no. 8, pp. 1359-1394, August 2002.
- [3] J. Holtz and J. Quan, " Drift and parameter compensated flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 4, pp. 1052- 1 060, July/August 2003.
- [4] K. D. Hurst, T. G. Habetler, G. Griva, and F. Profumo, " Zero-speed tacholeless 1M torque control: simply a matter of stator voltage integration," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 4, pp. 790-795, July/August 1998.
- [5] M. Rashed and A. F. Stronach, "A stable back-EMF MRAS-based sensorless low speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation," IEE Proceedings Electric Power Applications, vol. 151, no. 6, pp. 685-693, November 2004.
- [6] C. Caruana, G.M. Asher, M. Sumner, " Performance of high frequency signal injection techniques for zero-low-frequency vector control induction machines under sensorless conditions, " IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 53, no. 1, pp. 225–238, 2006.
- [7] F. Peng and T. Fukao, " Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors, " IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no. 5, pp. 1234–1240, Sep./Oct. 1994.
- [8] P. Vas, " Sensorless Vector and Direct Torque Control. " in New York: Oxford Univ. Press, 1998.
- [9] V. Verma, C. Chakraborty, S. Maiti, Y. Hori , " Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive Using Single Current Sensor ", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 28 , no. 4 , pp. 938 -950, 2013
- [10] C. Schauder, " Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, " IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, Sep./Oct. 1992.
- [11] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, " IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, Sep./Oct. 1992.

- [12] K. J. Astrom and B. Wittenmark, Adaptive control. Second ed., Reading, Mass.: Addison-Wesley, 1995.
- [13] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, September/October 1992..
- [14] F. Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 5, pp. 1234-1240, September/October 1994..
- [15] R. Blasco-Gimenez, G. M. Asher, M. Sumner, and K. J. Bradley, "Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 1: Stability analysis for the closed loop drive," IEE Proceedings Electric P Applications, vol. 143, no. 2, pp. 113-122, March 1996.
- [16] Shauder, C., " Adaptive speed identification for control of induction motors without rotational transducers. " in Proc.IEEE IAS Ann.Mtg., 1989, pp. 493-499.
- [17] Shoudao Huang, Yaonan Wang, Jian Gao, Jiantao Lu and Sihai Qiu "The Vector Control Based on MRAS Speed Sensorless induction Motor Drive" Intelligent Control & Automation WCICA 2004 vol. 5 pp.4550-4553.
- [18] Zhefeng Li Zhigang Liu Liiun Diao Wenli Lin Gang Zhang "A Sensorless Vector Control of Induction Machines Based on Hybrid Model" Industrial Electronics & Application ICIEA, 2007, pp.1188-1192.
- [19] Marcello Montanari, Sergei Peresada, Andre Tilli, Alberto Tonielli "Speed Sensorless Control of Induction Motor based on Indirect Field-Orientation" Industry Application Conference, 2000 vol.3 pp. 1858-1865.
- [20] G.Garcia soto, " Etude et mise en oeuvre d'estimations et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine a induction a cage commandée vectoriellement. " Thèse de doctorat université. paris XI, France, 05 Oct 1998.
- [21] J.Holtz, "sensorless position control of induction motors –an emerging technology. " in Proc.IECON'98, August31-sptember 4 1998, Aachen,Germany, pp. 11-112.
- [22] C.Ilas,A.Bettini,L.Ferraris,G.Griva,F.Profumo, "Comparision of differents schemes without shaft sensors for field oriented control drives. " in Proc.IECON'94, pp.1579-1588.

- [23] F. Zidani, M. Nait-Said, M. Benbouzid, D. Diallo, and R. Abdessemed, "A Fuzzy Rotor Resistance Updating Scheme for an IFOC Induction Motor Drive," *IEEE Power Engineering Review*, vol. 21, no. 11, pp. 47-50, November 2001.
- [24] Y. Miloud and A. Draou, "Fuzzy logic based rotor resistance estimator of an indirect vector controlled induction motor drive," in *Proc. IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, 2002, pp. 961 - 966.
- [25] B. Karanayil, M. Rahman, and C. Grantham, "Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, pp. 771-780, December 2005.
- [26] Idriss benlaloui, and al, "implementation of a new mras speed sensorless vector control for induction machine" *IEEE Transactions on Energy conversion*, Vol.30, No.2, pp. 588-595, 2015.
- [27] M. S. ZAKY, and all , "wide speed-range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives, " *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, volume 56, N°. 5, pp. 1699–1707, 2009 .
- [28] Y. Miloud and A. Draou, "Fuzzy logic based rotor resistance estimator of an indirect vector controlled induction motor drive," in *Proc. IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, 2002, pp. 961 - 966.



Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Une bonne maîtrise d'un processus passe généralement par des informations fiables sur ce processus. Ensuite, la connaissance des états à chaque instant est indispensable, par exemple, la synthèse de contrôle, le diagnostic et la détection de défauts de processus industriels. Cependant, la plupart des processus industriels ont des comportements non linéaires, ce qui a incité les chercheurs à développer des observateurs non linéaires. Jusqu'à présent, il n'y a pas de méthode générale qui caractérise la syntaxe des observateurs non linéaires, plusieurs techniques d'estimation sans capteur de vitesse sont présentées dans la littérature. L'observateur MRAS est l'un des observateurs les plus utilisés pour l'estimation de la vitesse du moteur à induction mais présente un inconvénient majeur: ses faibles performances à basse vitesse et sa sensibilité à la variation de la résistance rotorique.

Avec nos travaux de recherche présentés dans ce travail, nous avons voulu donner :

- Une introduction détaillée de la nouvelle logique floue appelée logique floue type-2.
- Nous avons développés un algorithme afin d'améliorer l'efficacité du moteur à induction en utilisant la logique floue type-2, ce qui permet d'économiser beaucoup d'énergie. Un régulateur floue type-2 est développé pour obtenir le flux de rotor optimal pour chaque couple de charge en minimisant les pertes de cuivre. L'application de l'algorithme proposé conduit à une série de performances de simulation du moteur à induction avec une charge variable.

Une comparaison entre deux algorithmes à base de logique floue type-1 et type-2 révèle que les résultats obtenus sont d'un grand intérêt. En effet, la commande floue type-2 contribue beaucoup à l'amélioration de l'efficacité pour toutes les vitesses de fonctionnement, en particulier dans la région de charge légère ce qui montre l'efficacité du contrôleur d'optimisation de logique floue type-2 proposé .

- La deuxième partie de notre travail est dédiée à l'application de la logique floue type-2 à la commande adaptative de la machine à induction.

Dans ce contexte, nous avons proposé une méthode de commande adaptative basée sur la logique floue type-2. Pour cela, nous avons remplacé le PI du mécanisme d'adaptation par un contrôleur flou de type-2, ce qui a permis d'augmenter les performances et de garantir la robustesse, la stabilité de l'observateur pour toute la plage de fonctionnement du moteur à induction.

A travers les résultats obtenus, nous avons montré l'efficacité de la logique floue type-2 dans la commande adaptative des machines à induction. Ainsi, que la supériorité des régulateurs flous type-2 par rapport aux régulateurs flous type-1 surtout en présence des incertitudes (variation paramétrique et basse vitesse).

Comme perspectives, nous proposons les directions de recherches suivantes :

- Ajuster les fonctions d'appartenance floues type-2 des prémisses. Dans ce cas nous proposons d'adapter les paramètres suivants : centres, largeurs, amplitudes des fonctions d'appartenances inférieures par des algorithmes évolutifs (algorithme génétique, PSO,...).
- Commande robuste sans capteur de vitesse en présence de défauts statorique à base de logique floue type2.
- Généraliser la stratégie de l'adaptation floue proposée pour les autres types de moteurs, du moment que le modèle de la machine est peu importe.



Annexes

Annexe 1

Transformation de Concordia et de Park

1. TRANSFORMATIONS – REFERENTIELS

a) Transformation de Concordia – référentiel (α, β)

Cette transformations permet de remplacer les équations électriques d'un référentiel triphasé (a, b, c) par ceux d'un référentiel diphasé équivalent (α, β) fixe au stator. L'avantage de ce modèle équivalent par phase est avant tout une simplification de la représentation électrique de la machine. On obtient alors :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = K_T \cdot [C_3] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A1.1})$$

Si l'alimentation est triphasée équilibrée alors $\sum i = 0$ et l'équation (A1.1) permet de vérifier facilement que : $i_0 = (1/\sqrt{3})(i_a + i_b + i_c) = 0$. Le courant donc et le flux s'annulent sur l'axe homopolaire. Dans la suite, nous ne tenons plus compte de cet axe, la transformation triphasée en biphasé devient :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = K_T \cdot [C_{32}] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A1.2})$$

$$\text{Avec : } K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}, \quad C_3 = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

x_0 : Composante homopolaire nulle (système triphasé équilibré).

$[C_3]$: Matrice de Concordia avec la composante homopolaire.

L'introduction de K_T mène à $[C_3]^{-1} = [C_3]^T$, ce qui garantit la conservation de la puissance instantanée.

Remarque : le choix d'utiliser la transformation de Concordia plutôt que celle de Clarke revient au fait que la première assure la conservation de la puissance instantanée tant dis que la deuxième assure la conservation des modules (les amplitudes) ce qui n'est pas approprié pour la commande.

b) Transformation de Park – référentiel (d,q)

Il s'agit d'une transformation des grandeurs alternatives d'un référentiel triphasé (a,b,c) à un référentiel diphasé (d,q) tournant avec le champ statorique. Cette transformation va nous permettre d'avoir des grandeurs continues. D'où :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A1.3})$$

$$\text{Avec : } [P(\theta_s)] = [R(\theta_s)] [C_3] \quad [R(\theta_s)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Annexe 2

Modèle de la machine dans le repère triphasé

a) Equations électriques dans le référentiel (a,b,c)

Au stator :

Sous la forme complexe compact, on aboutit à :

$$u_{(a,b,c)}^s = [R_s] i_{(a,b,c)}^s + \dot{\Phi}_{(a,b,c)}^s \quad (\text{A2.1})$$

Au rotor :

$$u_{(a,b,c)}^r = [R_r] i_{(a,b,c)}^r + \dot{\Phi}_{(a,b,c)}^r \quad (\text{A2.2})$$

Avec :

$$[R_{s(r)}] = \begin{bmatrix} R_{s(r)} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s(r)} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s(r)} \end{bmatrix}, u_{(a,b,c)}^{s(r)} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, \Phi_{(a,b,c)}^{s(r)} = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}$$

b. Equations magnétiques dans le référentiel (a,b,c)

Au stator :

$$\Phi_{(a,b,c)}^s = [L_s] i_{(a,b,c)}^s + [M_{sr}] i_{(a,b,c)}^r \quad (\text{A2.3})$$

Au rotor :

$$\Phi_{(a,b,c)}^r = [L_r] i_{(a,b,c)}^r + [M_{rs}] i_{(a,b,c)}^s \quad (\text{A2.4})$$

Avec :

$$[L_{s(r)}] = \begin{bmatrix} L_{s(r)} & M_{s(r)} & M_{s(r)} \\ M_{s(r)} & L_{s(r)} & M_{s(r)} \\ M_{s(r)} & M_{s(r)} & L_{s(r)} \end{bmatrix}, [M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta \pm \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta \pm \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta \pm \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta \pm \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta \pm \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta \pm \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$(s), (r)$: indices exposants indiquant le référentiel de mesure propre à chaque armature

s → stator ; r → rotor.

(+) Ou (−) selon le sens de rotation conventionné des phases.

c. Equations mécanique dans le référentiel (a, b, c)

Afin de concevoir le modèle complet il faut ajouter nécessairement l'équation mécanique caractérisant le mode lent de la machine. Le couple électrique, fourni par la machine et l'équation mécanique de mouvement s'expriment comme suit

$$\begin{cases} C_e = n_p \frac{M}{L_r} (\Phi_{(a,b,c)}^r \times i_{(a,b,c)}^s) = -n_p M (i_{(a,b,c)}^r \times i_{(a,b,c)}^s) \\ J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \end{cases} \quad (\text{A2.5})$$

Annexe 3

Modélisation de l'onduleur

a. Convertisseur

Pour élaborer la tension triphasée du moteur, on fait appel au convertisseur statique délivrant ainsi des tensions à amplitude et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380v-50Hz. Ce convertisseur est composé d'un redresseur triphasé à diode (éventuellement à thyristors contrôlés), d'un filtre et d'un onduleur de tension constitué de transistors de type IGBT comportant trois bras indépendants (Fig. (A3.1)). Chaque bras est composé de deux interrupteurs pilotés de façon complémentaires.

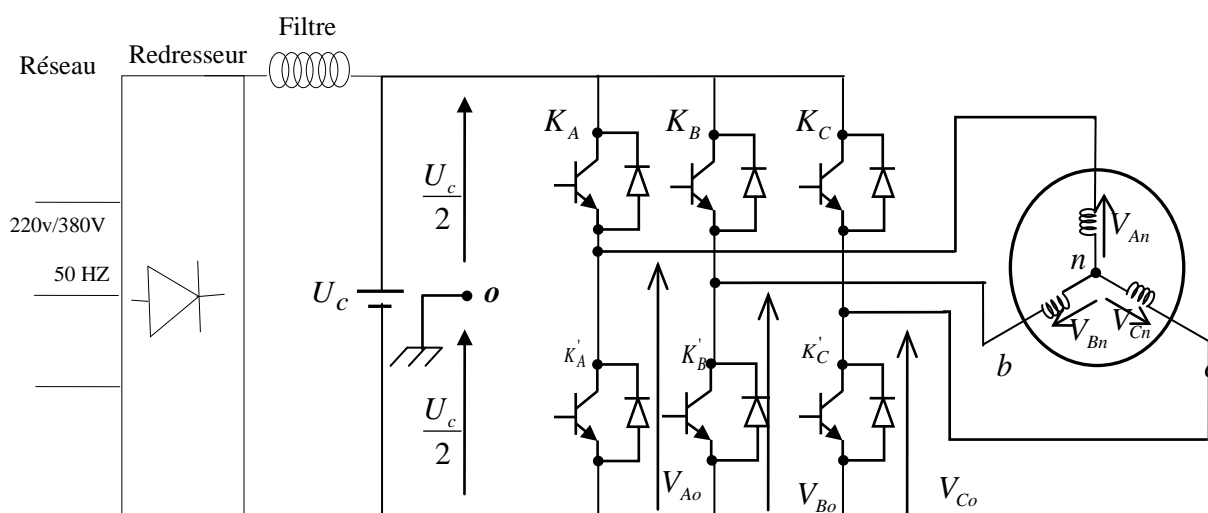


Fig.(A3.1). Alimentation de la machine asynchrone.

Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande C_1, C_2, C_3 . La convention adoptée pour le fonctionnement du bras i est la suivante :

Si $C_i = 1$, alors l'interrupteur de haut K_i est fermée et l'interrupteur de bas K'_i est ouvert,

Si $C_i = 0$, alors l'interrupteur de haut K_i est ouvert et l'interrupteur de bas K'_i est fermée.

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée $(V_{An}, V_{Bn}, V_{Cn}) = 0$, les tensions phase-neutre s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_A \\ C_B \\ C_C \end{bmatrix} \quad (\text{A3.1})$$

Les commandes C_i de l'onduleur de tension triphasé sont généralement générées par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), dont le principe consiste à comparer un signal de référence généralement sinusoïdale $V_{ref}(t)$ (modulante), à un signal triangulaire (porteuse) $V_p(t)$ de fréquence supérieure. Le signal de commande C_i est égal à 1 lorsque la modulante est supérieure à la porteuse, et égal à 0 lorsque la modulante est inférieure à la porteuse. La fonction MLI joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système. La figure (A3.1) illustre ce principe de commande.

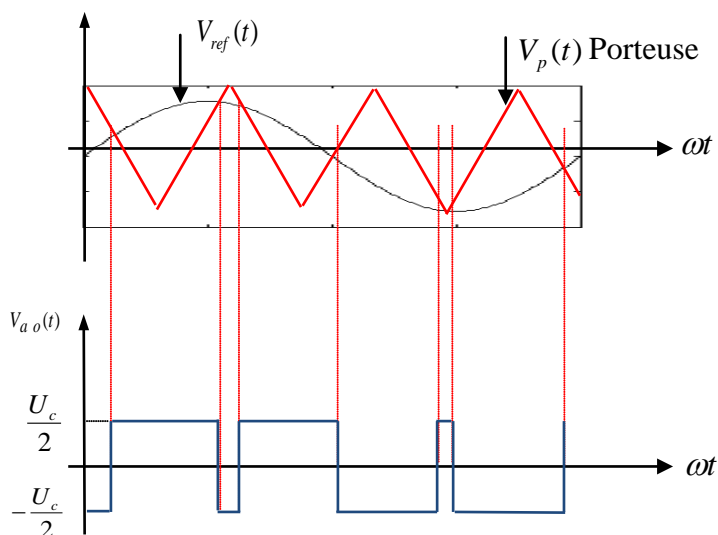


Fig. (A3.2): Principe de la commande MLI

Deux paramètres caractérisent cette stratégie de commande :

- Le coefficient de modulation m : rapport entre la fréquence de porteuse f_p et celle du signal de référence.
- Le coefficient de réglage de la tension r : rapport de l'amplitude de référence avec celle de la porteuse.

Annexe 4

Paramètres du moteur à induction (mas)

(Laboratoire LTI- Cuffies France)

A4.1 Valeurs nominales :

1.5kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.5 A; Cosφ : 0.82 ; 1430 tr/min ; 10 N.m .

A4.2 Paramètres électrique :

- Puissance électrique : $P = 1.5$ KW ;
- Résistance du stator : $R_s = 5.72$ Ω ;
- Résistance du rotor : $R_r = 4.2$ Ω ;
- Inductance du stator : $L_s = 0.462$ H ;
- Inductance du rotor : $L_r = 0.462$ H ;
- Inductance mutuelle : $M = 0.4402$ H ;

A4.3 Paramètres mécaniques:

- Moment d'inertie : $J = 0.0049$ kg.m² ;
- Coefficient de frottement : $f = 0.003$ SI .

A4.4 Paramètres électromagnétiques :

- $C_e = 10$ Nm Couple électromagnétique

Annexe 5

Principe d'extension

1. Ensemble flou unidimensionnel

Un ensemble flou unidimensionnel A sur un univers de discours U est défini par sa fonction d'appartenance $\mu_A(u)$, où u est un élément de U , c-a-d :

$$A = \int_U \mu_A(u) / u \quad \text{Cas continu} \quad (\text{A5.1})$$

$$A = \sum_i \mu_A(u_i) / u_i \quad \text{Cas discret} \quad (\text{A5.2})$$

où $\mu_A(u)$ désigne le degré d'appartenance d'un élément u à l'ensemble flou A .

2. Ensemble flou multidimensionnel

Si A_1, A_2, \dots, A_n sont des ensembles flous sur U_1, U_2, \dots, U_n respectivement, le produit cartésien de A_1, A_2, \dots, A_n noté par $A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n$ est défini comme un sous ensemble flou possédant la fonction d'appartenance multidimensionnelle suivante:

$$\mu_{A_1 \times \dots \times A_n}(u_1, \dots, u_n) = \mu_{A_1}(u_1) \wedge \dots \wedge \mu_{A_n}(u_n) \quad (\text{B.3})$$

ce qui est équivalent à:

$$A_1 \times \dots \times A_n = \int_{U_1} \dots \int_{U_n} \mu_{A_1}(u_1) \wedge \dots \wedge \mu_{A_n}(u_n) / (u_1, \dots, u_n) \quad (\text{A5.4})$$

le terme $\mu_{A_1}(u_1) \wedge \dots \wedge \mu_{A_n}(u_n)$ représente une fonction d'appartenance multidimensionnelle représentant une relation \mathfrak{R} .

3. Principe d'extension monodimensionnel

Le principe d'extension des ensembles flous est essentiellement une identité de base qui permet à un domaine de définition d'une relation à être étendu de quelque points de U à des sous ensembles flous de U . Particulièrement, supposons que f est une relation de U vers V et A un ensemble flou défini par:

$$A = \int_U \mu_A(u) / u \quad \text{Cas continu} \quad (\text{A5.5})$$

$$A = \sum_i \mu_A(u_i) / u_i \quad \text{Cas discret} \quad (\text{A5.6})$$

Alors, le principe d'extension assure que l'image de A sous la relation f est un ensemble flou, $f(A)$ de W défini par:

$$f(A) = f \left[\int_U \mu_A(u) / u \right] = \int_W \mu_A(u) / f(u) \quad \text{Cas continu} \quad (\text{A5.7})$$

$$f(A) = f \left[\sum_i \mu_A(u_i) / u_i \right] = \sum_i \mu_A(u_i) / f(u_i) \quad \text{Cas discret} \quad (\text{A5.8})$$

Par conséquent, l'image de A sous f peut être déduite en connaissant les images de u_i sous f .

3.1. Exemple 1

Soit $U = 1+2+\dots+10$, et soit f l'opération « carré ». Soit *petit* un sous ensemble flou sur U défini par:

$$\text{petit} = 1/1 + 1/2 + 0.8/3 + 0.6/4 + 0.4/5 \quad (\text{A5.9})$$

Par conséquent

$$\text{petit}^2 = f(\text{petit}) = 1/1 + 1/4 + 0.8/9 + 0.6/16 + 0.4/25 \quad (\text{A5.10})$$

4. Principe d'extension multidimensionnel

Soit A est un ensemble flou multidimensionnel sur $U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n$ défini par sa fonction d'appartenance multidimensionnelle $\mu_{A_1 \times \dots \times A_n}(u_1, \dots, u_n)$, et soit f une relation sur produit cartésien $U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n$ vers l'espace W .

L'application directe du principe d'extension nous donne:

$$\begin{aligned} f(A) &= f \left[\int_{U_1} \dots \int_{U_n} \mu_A(u_1, \dots, u_n) / (u_1, \dots, u_n) \right] \\ &= \int_{U_1} \dots \int_{U_n} \mu_A(u_1, \dots, u_n) / f(u_1, \dots, u_n) \\ &= \int_{U_1 \times \dots \times U_n} \mu_A(u_1, \dots, u_n) / f(u_1, \dots, u_n) \\ &= \int_{U_1} \dots \int_{U_n} \mu_{A_1}(u_1) \wedge \dots \wedge \mu_{A_n}(u_n) / f(u_1, \dots, u_n) \\ &= \int_W \mu_{A_1}(u_1) \wedge \dots \wedge \mu_{A_n}(u_n) / f(u_1, \dots, u_n) \end{aligned} \quad (\text{A5.11})$$

Les μ_{A_i} sont les projections de A sur les U_i , parce que généralement, on ne connaît pas A mais ses projections A_1, A_2, \dots, A_n .

4.1. Exemple2

Soit $U_1 = U_2 = 1 + 2 + \dots + 10$ et soit :

$$A_1 = \underline{2} \triangleq \text{approximativement } 2 = 1/2 + 0.6/1 + 0.8/3 \quad (A5.12)$$

$$A_2 = \underline{6} \triangleq \text{approximativement } 6 = 1/6 + 0.8/5 + 0.7/7 \quad (A5.13)$$

et soit $f(u_1, u_2) = u_1 \times u_2$, le produit arithmétique de u_1 et u_2 . En appliquant le principe d'extension à ce cas, on obtient :

$$\begin{aligned} \underline{2} \times \underline{6} &= (1/2 + 0.6/1 + 0.8/3) \times (1/6 + 0.8/5 + 0.7/7) \\ &= 0.6/5 + 0.06/6 + 0.06/7 + 0.8/10 + 1/12 + 0.7/14 + 0.8/15 + 0.8/18 + 0.7/21 \end{aligned} \quad (A5.14)$$

4.2. Exemple

Soit $*$ une relation du produit cartésien $U \times V$ vers W . Donc nous avons:

$$w = u * v \quad u \in U, v \in V \text{ et } w \in W \quad (A5.15)$$

où w est l'image de u et de v sous $*$.

Soient A et B deux ensembles flous sur U et V respectivement:

$$A = \int_U \mu_A(u) / u \quad \text{où} \quad A = \sum_i \mu_A(u_i) / u_i \quad (A5.16)$$

$$B = \int_V \mu_B(v) / v \quad \text{où} \quad B = \sum_i \mu_B(v_i) / v_i \quad (A5.17)$$

Alors, l'image de $A \times B$ sous $*$ est un sous ensemble flou $A * B$ sur W défini par

$$f(A, B) = A * B = \int_U \int_V \mu_A(u) \wedge \mu_B(v) / (u * v) \quad (A5.18)$$

où

$$f(A, B) = A * B = \sum_i \sum_j \mu_A(u_i) \wedge \mu_B(v_j) / (u_i * v_j) \quad i = 1, \dots, m \quad j = 1, \dots, n \quad (A5.19)$$

Annexe 6

Exemples sur les ensembles flous type-2 interval

Exemple 1

Dans cet exemple, nous allons calculer la réduction de type pour les trois ensembles flous type-2 intervalle, notés par \tilde{A}_1, \tilde{A}_2 et \tilde{A}_3 , représentés dans la figure.(II-12) et donnés par :

$$\begin{aligned} \underline{A}_1 &= 0.75 \exp\left(-0.5\left(\frac{x-2}{1.2}\right)^2\right) & ; & \quad \bar{A}_1 = \exp\left(-0.5\left(\frac{x-2}{1.2}\right)^2\right) \\ \underline{A}_2 &= 0.75 \exp\left(-0.5(x-6)^2\right) & ; & \quad \bar{A}_2 = \exp\left(-0.5(x-6)^2\right) \\ \underline{A}_3 &= 0.75 \exp\left(-0.5(x-9)^2\right) & ; & \quad \bar{A}_3 = \exp\left(-0.5(x-9)^2\right) \end{aligned}$$

Les résultats sont présentés dans le tableau 1 où chaque ensemble intervalle de type réduit est représenté par son centre et sa largeur [16].

	Centre	Largeur
Ensemble \tilde{A}_1	2.1356	[2.0099 2.2612]
Ensemble \tilde{A}_2	6.0000	[5.8853 6.1147]
Ensemble \tilde{A}_3	9	[8.8853 9.1147]

Tab :(A6.1) Résultats de réduction de type de l'exemple 2

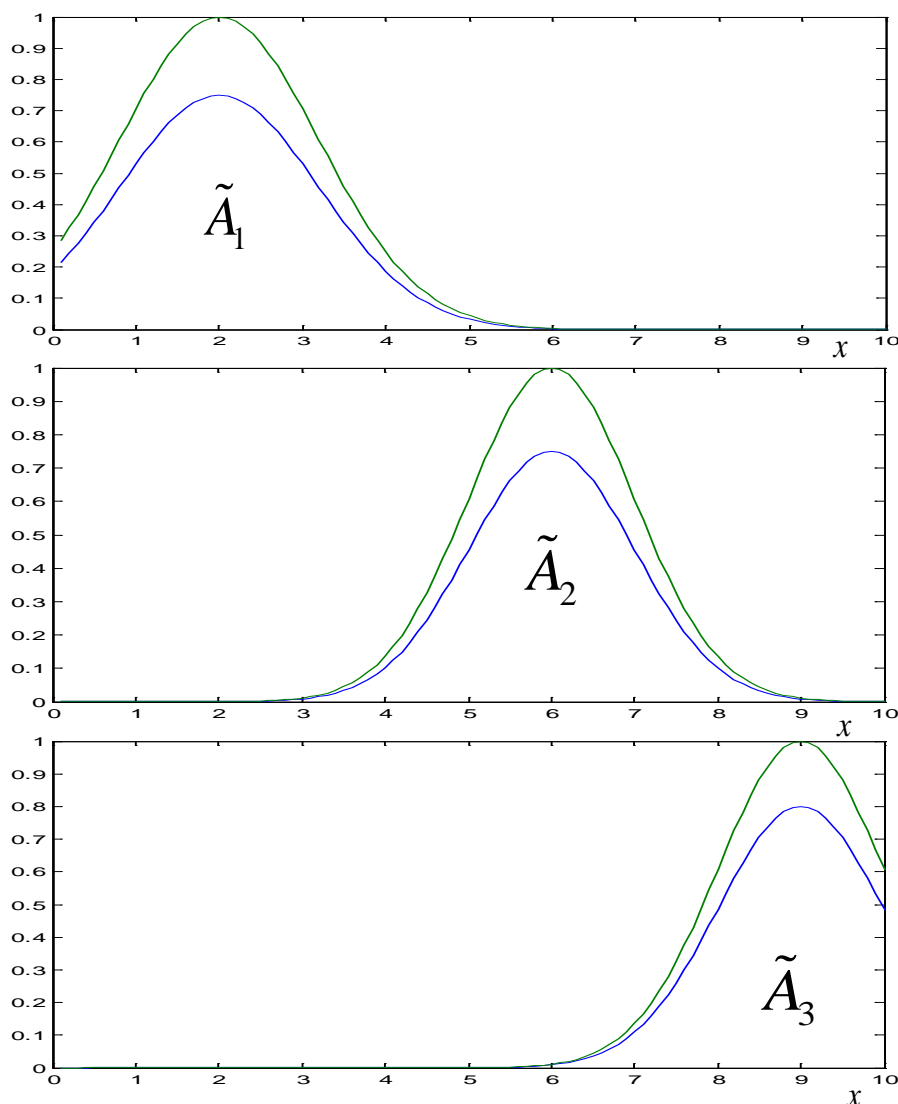


Fig.(A6.1).Fonctions d'appartenance floue type-2 définies dans l'exemple 2

Exemple 2

Dans cet exemple nous allons présenter l'utilisation de la méthode de réduction de type pour un système flou type-2 intervalle. Nous considérons un système flou type-2 mono variable dont les règles ont la forme suivante : $R^{(l)} : IF x \text{ is } \tilde{F}^{(l)}, THEN y \text{ is } \tilde{G}^{(l)}$ où x et $y \in [0, 10]$. On représente dans la figure (II.11.a et b) les ensembles flous antécédents et conséquences. Le FOU est uniformément hachuré ce qui veut dire que ces ensembles flous sont de type-2 intervalle. Chacun de ces ensembles peut être décrit par deux gaussiens possédant la même valeur moyenne et le même écart, par contre ils ont des amplitudes différentes. La valeur maximale atteinte par la gaussienne la plus élevée est l'unité, tandis que la valeur minimale atteinte par les gaussiennes est s . Si la valeur minimale et l'écart d'une

gaussienne sont m et σ , respectivement, alors la valeur d'appartenance correspondante à une entrée x' est un intervalle $\left[s \cdot \exp\left(-0.5\left(\frac{x'-m}{\sigma}\right)^2\right) \exp\left(-0.5\left(\frac{x'-m}{\sigma}\right)^2\right) \right]$. Les valeurs m pour chaque ensemble flou antécédent \tilde{F}^1, \tilde{F}^2 et \tilde{F}^3 sont 2, 5 et 8, respectivement. Les valeurs σ sont 1, 1, et 1, respectivement. Les valeurs s sont 0.8, 0.6 et 0.9, respectivement. Pour les trois ensembles flous des conséquences \tilde{G}^1, \tilde{G}^2 et \tilde{G}^3 les valeurs m sont 6, 2 et 9, respectivement. Les valeurs σ sont 1, 1.2, et 1, respectivement. Les valeurs s sont 0.75, 0.75 et 0.8, respectivement.

L'entrée $x = 4$ appliquée est représentée sur la figure. (II.13). Elle a des appartenances non nulles dans les deux antécédents \tilde{F}^1 et \tilde{F}^2 , par conséquent, deux règles sont activées. Le résultat de réduction de type de cet exemple est donné par les deux bornes de l'intervalle type-1 suivant : $[2.5996 \quad 3.3097]$ dont la valeur moyenne est 2.9546.

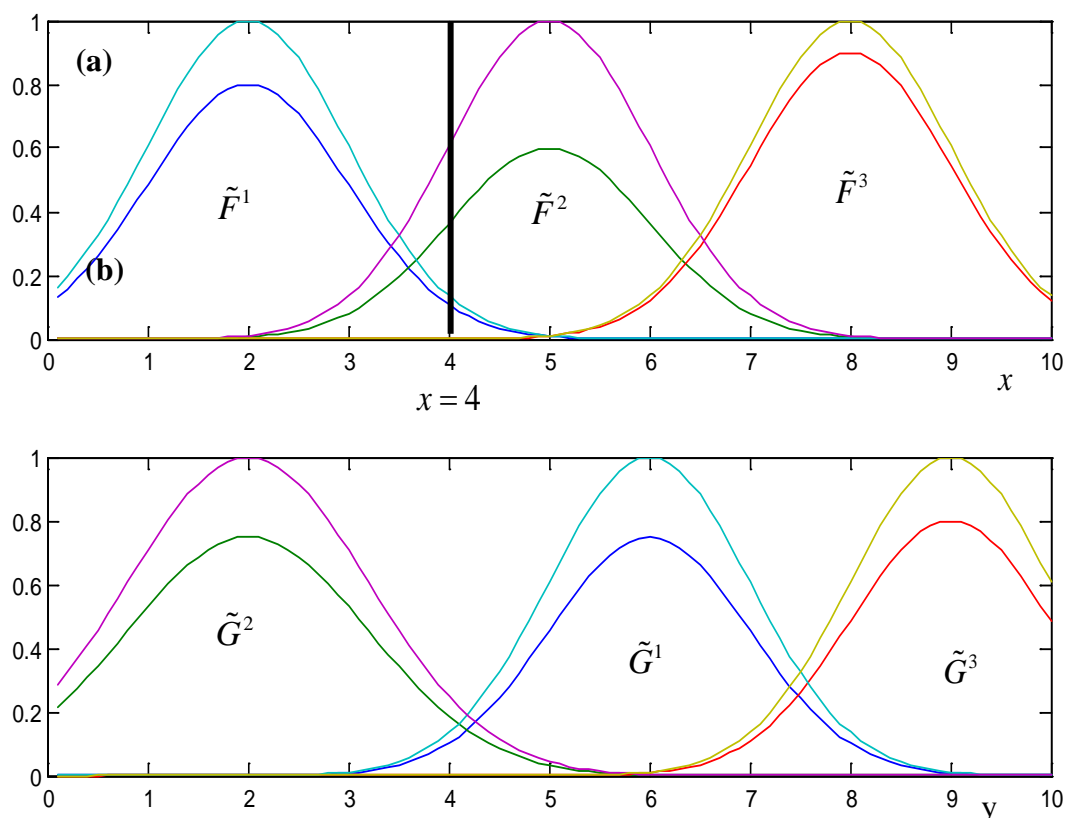


Fig.(A6.2). Fonctions d'appartenance floue type-2 définies dans l'exemple 3.

- (a) Fonctions antécédentes.
- (b) Fonctions conséquences.