

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE M'HAMED BOUGUERRA
FACULTE DES HYDROCARBURES ET
DE LA CHIMIE



PRESENTE PAR : *Mr. LAROUSI KOUIDER*

EN VUE DE L'OBTENTION DU TITRE DE MAGISTER EN GENI ELECTRIQUE
OPTION : *Equipements Electriques Industriels*

THEME

COMMANDE HYBRIDE APPLIQUE À UN MOTEUR À
INDUCTION

Soutenu publiquement le 20/07/2003

Devant le jury composé de :

Président :	<i>Mr Refoufi L.</i>	Professeur	FSI-Université de Boumerdès
Rapporteur :	<i>Mr Zelmat M.</i>	Maître de conférences	FHC-Université Boumerdès
Examineurs :	<i>Mr Diaf M.</i>	Maître de conférences	Université de Tizi Ouzou
	<i>Mr Laouad F.</i>	Maître de conférences	FHC-Université Boumerdès
	<i>Mr Oouahdi I.</i>	Maître de conférences	FHC-Université Boumerdès

BOUMERDES 2003

LRAA	COMMANDE HYBRIDE (PI ET FLOU) APPLIQUEE A UN MOTEUR A INDUCTION
Thème	

Avant-propos

Les travaux présentés dans ce manuscrit sont le fruit de trois années d'études menées au laboratoire de recherche sur l'automatique appliquée (L.R.A.A) à Boumerdes.

Tout d'abord, je remercie tous les membres du groupe de recherche, pour m'avoir accueilli.

J'exprime toute ma reconnaissance à tous les enseignants du département d'électrification pour m'avoir soutenu et conseillé constamment.

Je remercie le président et tous les membres de jury pour l'honneur qu'ils me font en participant à l'évaluation de ce travail.

↳ *Mr Refoufi. L.,*

↳ *Mr Diaf. M.*

↳ *Mr Laaoud .F.*

↳ *Mr ouahdi. I.*

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à mon directeur de mémoire Mr : Mimoun Zelmat

Pour ses qualités humaines, ses judicieux conseils, ainsi que la confiance qu'il ma témoignée durant ces trois années d'études.

Enfin, j'adresse une pensée particulière à mes parents, mes frères, mes sœurs et à ma petite Rokaia, qui m'ont soutenu durant trois années qu'ils trouvent ici l'expression de mes remerciement

Abstract

The majority of studies using the fuzzy logic affirm that the classic regulators possess advantages even the fuzzy regulators will never transport them: very short treatment time and a mathematical precision. However, the classic regulators possess certain limitation, in the case where important enough variations of factors occur in the regulation; the classic regulator doesn't always react optimally. Capacities of adaptation and hardness of this regulator type are therefore limited. So in the present work one is going to try to take advantage of their mutual advantage. To do that, we propose:

• A hybrid mechanism integrating the PI and the fuzzy at a time, the goal of this structure is to root the fuzzy and to take advantage of its advantages, one limiting its working in phases that present a non linearity (in transient regime and at the time of the disruption). The structure proposes a fuzzy ponderation, of the two controls of regulators, this ponderation allows the working of the fuzzy there it is indispensable. Therefore, the ponderation has objective to minimize the time of working of this regulator. As it also requires a time of treatment and an important memory space, in limiting the number of the fuzzy set, one can limit the time and the space of memory. The obtained results by this structure are promising.

• A mechanism (supervisor) of adaptation of gains of the PI, permitting to root the classic regulator, one tried to incorporate a certain degree of intelligence in the strategy of regulation. Such a combination of the regulating PI and the supervisor composed of the fuzzy rules permits therefore to associate the mathematical precision of the algorithm of the PI with the adaptability, suppleness and the simplicity of the fuzzy linguistic formalism.

Key words: fuzzy logic, induction motor, field oriented, regulation, regulator PI, fuzzy regulator, fuzzification, defuzzification.

إن معظم الدراسات حول المحركات الغامضة و التي أجريت بغرض مقارنتها بالمحركات التقليدية أكدت بان المحركات التقليدية تتميز بمحاسن لا تتوفر حتى في المحرك الغامض و أهمها السرعة الفائقة في المعالجة والإرتياب الشبه المنعدم و هذا في الطور الدائم و لكن يعاب عليه محدوديته في حالة تغيير هام لعامل ينتج عند التحكم. إذا قدرات هذا المحرك في التأقلم Robustesse محدودة و هذه النقاط قوة المحرك الغامض و إنطلاقا من هذا نقترح:

أولا: آليات هجينة تحتوي في أن و احد المحركات التقليدية و الغامضة و هذا بغرض الاستفادة من محاسنها
ثانيا: تطوير المحركات التقليدية بوضع آليات ذكية السماح لمحركات بالتأقلم لكل تغيير يطرأ على سلسلة التحكم و هذه الآليات الذكية تعتمد أساسا على ابجديات المنطق الغامض.
و بهذا نكون قد استفدنا من خصائص كليهما (التأقلم, الليونة, الدقة. Robustesse) و هذا لجمع دقة خوارزمي الرياضي لمحرك التقليدي و التأقلم, ليونة و سهولة منهج اللساني الغامض.

Sommaire

Introduction générale	4
-----------------------------	---

Chapitre I Analyse des méthodes de commande et position de problème à résoudre

1. Introduction.....	7
2. Description et principe de fonctionnement du moteur à induction.....	7
3. Historique du contrôle de la vitesse.....	8
3.1. Préambule.....	8
3.2. Démarrage et démarreur.....	9
3.3. Commande scalaire.....	9
3.4. Commande vectorielle.....	10
3.4.1. Méthode directe.....	10
3.4.2. Méthode indirecte.....	10
3.5. Commande directe de couple (directe torque control).....	11
4. Modélisation de la machine.....	11
4.1. La modélisation de Park.....	11
4.2. La modélisation par réseaux de perméances.....	12
4.3. La modélisation par les éléments finis.....	12
4.4. La modélisation par les bond-graphs.....	12
4.5. La modélisation par logique floue.....	12
5. Commande rapprochée.....	13
5.1. Pleine onde.....	13
5.2. Intersective.....	13
5.3. Vectorielle.....	13
5.4. Stochastique.....	14
5.5. Sigma-delta.....	14
6. Problème de régulation de la vitesse.....	14
6.1. Un peu d'histoire.....	15
7. Conclusion.....	16

Chapitre II Modélisation de l'association convertisseur - machine à induction

1. Introduction.....	18
2. Hypothèses simplificatrices.....	18
3. Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.....	19
3.1. Les équations de la machine dans le repère d'axes abc.....	19
3.2. Les équations de la machine dans le repère $\alpha \beta$ (Clarke).....	20
3.3. Modèle de la machine dans le repère d q (Park).....	21
3.3.1. Référentiel lié au rotor.....	25
3.3.2. Référentiel immobile par rapport au champ tournant.....	25
3.3.3. Référentiel immobile par rapport au stator.....	25
4. Modèle de la machine associé à l'onduleur de tension.....	26
4.1. Modèle de la machine alimentée en courant.....	26
4.2. Modélisation du convertisseur de fréquence.....	27
4.2.1. Modélisation du pont redresseur – filtre.....	27
4.2.2. Equations de l'onduleur de tension.....	28
4.2.3. Equations du contrôle en courant.....	29
5. Simulation de l'association de l'onduleur machine à induction.....	30
6. Conclusion.....	31


Chapitre III Commande par orientation de flux d'une machine à induction

1.	Introduction.....	32
2.	Principe de la commande vectorielle.....	32
2.1.	Principe de l'orientation de flux rotorique.....	33
2.2.	Principe de l'orientation de flux statorique.....	34
2.3.	Principe de l'orientation de flux d'entrefer.....	36
3.	Application de l'orientation de flux.....	37
4.	Résultat de simulation.....	38
5.	Conclusion.....	39
6.	Méthodes classiques de régulation de vitesse.....	42
6.1.	Etude du comportement de la vitesse de rotation vis-à-vis des régulateur PI et IP.....	42
6.1.1.	Cas de régulateur PI.....	42
6.1.2.	Cas de régulateur IP.....	43
7.	Méthode de commande par orientation de flux.....	44
7.1.	Méthode indirecte.....	44
7.1.1.	Structure de la commande.....	44
7.1.2.	Simulation numérique.....	45
8.	Conclusion.....	56


Chapitre IV la commande en logique floue

1.	Introduction.....	57
2.	La théorie des ensembles flous.....	57
2.1.	Différence entre ensemble flou et ensemble booléen.....	58
2.2.	Variables linguistiques.....	58
2.3.	Définitions.....	59
2.3.1.	Caractéristique d'un ensemble flou :.....	59
2.3.2.	Coupe de niveau α ou α -coupe :.....	59
2.3.3.	Singleton flou $\{x\}$ de X :.....	60
2.3.4.	Ensembles flous convexes :.....	60
2.3.5.	Partition floue :.....	60
2.4.	Opération sur les ensembles flous.....	61
2.4.1.	Intersection et union :.....	61
2.4.2.	Complémentation :.....	61
2.5.	Le principe d'extension.....	61
3.	Relation floues.....	62
3.1.	produit cartésien.....	62
4.	Acquisition de la connaissance et écriture de la base de règles.....	63
5.	Propriétés de la base des règles.....	64
5.1.	continuité.....	64
5.2.	Consistance.....	65
5.3.	Complétude.....	65
6.	Les différentes étapes de la commande floue.....	66
6.1.	Mis en forme des entrées.....	67
6.2.	Fuzzification.....	67
6.3.	traitement des prémisses composées.....	69
6.4.	Inférence floue.....	69
6.5.	Agrégation des règles.....	69
6.6.	Défuzzification.....	70
6.6.1.	La méthode de la hauteur.....	71
6.6.2.	Le centre de gravité.....	71

6.7.	Dénormalisation.....	72
7.	Structure de base d'un contrôleur flou : analogie structurelle avec un PI.....	72
8.	Réglage, stabilité et robustesse d'un contrôleur flou.....	72
8.1.	Réglage.....	72
8.2.	Stabilité.....	73
8.3.	Robustesse.....	73
9.	Conclusion.....	73

 **Chapitre V Application de la logique floue à la commande d'un moteur à induction**

1.	Introduction.....	76
2.	Structure général du régulateur flou.....	76
2.1.	L'interface de fuzzification.....	77
2.2.	La base de connaissances.....	77
2.3.	Le moteur d'inférence.....	80
3.	Réglage des paramètres du régulateur.....	80
4.	Différents régulateurs flous.....	80
4.1.	Régulateur flou à trois ensembles.....	80
4.2.	Régulateur flou à cinq ensembles.....	82
4.3.	Régulateur flou à sept ensembles.....	83
5.	Simulation.....	84
6.	Conclusion.....	91

 **Chapitre VI Une combinaison hybride appliquée à la commande d'un moteur à induction**

1.	Introduction.....	91
2.	Méthode proposée par la combinaison.....	91
2.1.	Description de la méthode.....	92
2.2.	Synthèse du mécanisme flou.....	92
2.3.	Développement de la table de décision.....	93
2.4.	Simulation et interprétation.....	96
2.5.	Conclusion.....	97
3.	Objectif du superviseur.....	102
3.1.	Fonctionnement du superviseur.....	102
3.2.	Base des règles.....	102
3.3.	Structure générale du superviseur flou.....	103
3.3.1.	La fuzzification.....	103
3.3.2.	Mécanisme de décision ou inférence.....	104
3.4.	Simulation et interprétation des résultats.....	104
3.5.	Conclusion.....	105
	Conclusion générale.....	109
	Références bibliographiques.....	112
	Nomenclature.....	115
	Annexe I.....	A
	Annexe II.....	B
	Annexe III.B.....	C

Introduction générale

Depuis l'aube des temps l'homme a cherché de se faire remplacer pour tous les pénibles travaux primordial à sa vie. Il a d'abord trouvé les autres hommes, les esclaves, les animaux de toutes sorte qu'il a su familiariser à ces fins, puis les machines, ont été d'abord purement mécanique, à base des leviers et des roues [19], puis hydrauliques et enfin électriques, de plus en plus puissantes, plus en plus rapides. Bien que la plus ancienne des machines électriques tournantes industrielles (machine à courant continu) reste très utilisée et particulièrement comme variateur de vitesse, ceci tient au fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, mais surtout que ses performances statique et dynamique restent exceptionnelles. En effet, le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteur, courant induit). Cependant, cette machine sensible nécessite un entretien relativement lourd et possède une puissance massique inférieure et un prix supérieur aux autres technologies de moteurs [13, 19].

L'homme a donc cherché à la remplacer par la machine asynchrone, plus robuste et de faible coût de fabrication et d'entretien. Mais la variation de vitesse des moteurs à induction dans le domaine de la basse vitesse est un problème difficile pour différentes raisons : Le variateur du moteur à induction possède des imperfections dans cette zone de fonctionnement (faible tension), le moteur à induction possède des propriétés intrinsèques qui rend sa commande difficile du fait du fort couplage entre les deux grandeurs flux et le couple [13, 19, 29].

Cependant, ces dernières années ont favorisés le développement des nouvelles technologies de semi-conducteur et de convertisseurs, permettant une meilleure maîtrise de la conversion de l'énergie. Parallèlement, les moyens de calcul ont considérablement évolué, permettant l'application des nouveaux algorithmes de plus en plus performant assurant un découplage de flux et de couple, en régime transitoire et permanent [3, 4, 25].

La commande découplée est rendue possible grâce à la technique par l'orientation du champ. Il est connu que l'orientation champ rotorique de la M.A.S est surtout sensible à la variation de ses paramètres. De ce fait, de nombreux travaux ont été consacrés à l'amélioration de robustesse de la commande face aux variations paramétriques, l'orientation du champ rotorique permet bien de maîtriser le découplage entre les grandeurs de commande [3, 4, 13, 19]. Cette maîtrise indépendante du couple et du flux rend possible l'utilisation de ces machines sur des marchés traditionnellement occupés par les moteurs à courant continu.

Mais, la satisfaction de l'homme de conquérir son imagination est loin d'être achevée, car il cherche toujours de se faire remplacer. Il a inventé des machines, de plus en plus intelligentes, en les dotant de mémoire et de capacité d'apprentissage. Parmi les récents

développements des techniques pour l'automatique, l'introduction de nouveaux formalismes tels que la logique floue, cette dernière a suscité un intérêt sans cesse croissant depuis les années soixante-dix. Il suffit de voir les nombreuses publications industrielles qui découlent et de consulter l'abondante littérature sur le sujet pour s'en convaincre.

L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter des informations imprécises, incertaines et vagues. Elle est issue de la capacité de l'homme, à décider et agir de façon pertinente, malgré le flou de connaissances disponibles, elle a été introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. Aussi, le succès de la commande de la logique floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en un ensemble des règles linguistiques "si ... alors..." facilement interprétable [7, 11].

De ce fait les objectifs que nous sommes fixés dans cette narration sont donc : d'une part, la comparaison entre les techniques de la commande par logique floue et conventionnelle, d'autre part, la conception d'un contrôleur hybride intégrant les deux contrôleurs à la fois.

Ce mémoire est constitué de six chapitres articulés comme suit :

Dans *le premier chapitre*, nous présentons une description sur le principe de fonctionnement du moteur à induction, avec un bref historique sur les différentes commandes et un rappel sur les principaux types de commande existants pour aboutir à la définition de la problématique de thème traité.

Dans *le second chapitre*, est consacré aux différents modèles du moteur à induction dans des différents repères en passant du modèle standard du moteur à induction au modèle détaillé de l'ensemble machine-convertisseur. Cette étude est suivie d'une simulation et analyse du comportement de l'ensemble machine-convertisseur.

Le troisième chapitre porte sur l'étude de la commande indirecte par orientation du flux rotorique en utilisant différentes stratégies d'orientation de flux, en vérifiant le découplage par simulation entre les grandeurs de commande (flux, couple). Une évaluation de l'ensemble des performances des correcteurs de vitesse de type PI et IP est donnée.

Le modèle de l'ensemble machine-convertisseur est utilisé pour contrôler les régimes de fonctionnement au démarrage et lors de l'inversion de sens de rotation à vide et en charge, et étudier la robustesse du système sous l'influence de la charge et la variation de la résistance rotorique.

Le quatrième chapitre est consacré à la théorie des ensembles flous, il traite également des relations floues. Ces quelques notions de base sont suffisantes pour aborder l'utilisation de la logique floue en commande. Dans ce chapitre, le problème délicat de l'acquisition des règles de connaissances et de l'écriture des règles de commande floue est abordée. Les différentes étapes dans le traitement des règles floues sont détaillées. Ces

connaissances sont suffisantes pour aborder la commande par logique floue d'un moteur à induction.

Le cinquième chapitre est consacré à la conception d'un contrôleur flou, tous d'abord, les différents éléments de régulateur sont présentés et ses paramètres sont mis en évidence. Le choix de la structure du régulateur est également justifié. Enfin, dans ce chapitre une comparative entre les différents contrôleurs qui se distinguent par le nombre des ensembles flous (de trois, cinq, sept) est donnée.

Le sixième chapitre est consacré à la conception d'un contrôleur hybride intégrant à la fois le PI classique et PI flou, en essayant de profiter de leurs avantages mutuels. Dans ce chapitre on montre l'avantage du régulateur flou qui se caractérise, en régime transitoire, par un temps de montée rapide et une robustesse acceptable sous l'action de perturbation. En revanche, le régulateur classique PI présente, en régime permanent, avec des erreurs de statisme négligeable et un temps de traitement réduit. Pour cela deux approches sont présentées :

- un mécanisme hybride intégrant à la fois le PI et le flou, le but de cette structure est d'enraciner le flou et de profiter de ces avantages, en limitant son fonctionnement que dans les phases qui présentent une non-linéarité (en régime transitoire et lors de la perturbation). La structure proposée tient compte d'une pondération floue et de deux commandes des régulateurs. Cette pondération autorise le fonctionnement du flou là où il est indispensable. Donc, elle a pour objectif de minimiser le temps de fonctionnement de ce régulateur (flou). La pondération floue exige aussi un temps de traitement et un espace de mémoire important, en limitant le nombre d'ensembles flous afin de limiter le temps et l'espace de mémoire.

- un mécanisme (superviseur) d'adaptation des gains du PI, permettant d'enraciner le régulateur classique, en essayant d'incorporer un certain degré d'intelligence dans la stratégie de régulation. Avec une telle combinaison du régulateur PI et du superviseur composé des règles floues permettent donc d'associer la précision mathématique de l'algorithme du PI avec l'adaptabilité, la souplesse et la simplicité du formalisme linguistique flou.

Enfin nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de notre étude, où nous avons présenté les différentes perspectives dans ce domaine.

Chapitre I

1. Introduction

L'utilisation des machines électriques est en pleine expansion grâce aux performances qu'elles offrent cette évolution est liée aux progrès réalisés dans des nombreux domaines. Les matériaux ont donné naissance à des composantes de plus en plus performants (Aimant permanent, semi-conducteur, de puissance, circuits intégré, supraconducteur...). Ces composants ont permis à leur tour de créer d'ensembles convertisseur-machines de plus en plus évolués (précision et rapidité de fonctionnement via les convertisseurs et les calculateurs de la dernière génération). Aujourd'hui, de nombreux systèmes utilisent des machines électriques pour assurer une conversion électromagnétique réglable (position, vitesse ou couple variable via la modélisation de source électrique) les gammes de puissance sont très variées (de mW au MW) et les applications sont très diverses (électroménager, robotique, traction...). Afin de répondre à des critères et des performances toujours croissants, des algorithmes de commande, de plus en plus complexes, ont été développés. La commande découpler est rendue possible grâce à la technique de l'orientation des champs. Il est connu que l'orientation de champ direct de champ rotorique de la M.A.S est surtout sensible à la variation de ses paramètres. De ce fait, de nombreux travaux sont consacrés à la robustesse de la commande face aux variations paramétriques [35, 38, 47, 49]. La commande par logique floue est une commande non-linéaire ayant des propriétés de robustesse, il sera très intéressant d'explorer ces potentialités pour la commande de la M.A.S. La logique floue a la capacité de prendre en charge le traitement des variables imprécises et de déduire des décisions objectives par une connaissance approximative. Ainsi, dans le présent chapitre, il est très intéressant de faire une description sur le principe de fonctionnement du moteur à induction, et de faire un bref historique sur les différentes commandes.

2. Description et principe de fonctionnement du moteur à induction.

Un moteur à induction est un transformateur électrique dont les circuits magnétiques sont séparés en deux parties (primaire et secondaire) peuvent se mouvoir l'une par rapport à l'autre (figure I.1). La structure classique [13, 19] d'un moteur à induction consiste en un stator de forme cylindrique portant sur sa partie périphérique interne les enroulements du primaire, et du rotor qui peut prendre plusieurs aspects :

- Rotor bobiné, un bloc de forme cylindrique portant les enroulements du secondaire identique à ceux du primaire à sa périphérie,
- Rotor à cage d'écureuil, des barres métalliques (cuivre ou aluminium) formant un cylindre reliés entre elles par leurs extrémités à l'aide des couronnes conductrices.

La superposition des trois champs magnétiques tournant créer par leurs enroulements de trois phases du stator, produisent un champ résultant sinusoïdal tournant en synchronisation qui crée une f.e.m. induite dans les enroulements du rotor qui sont en

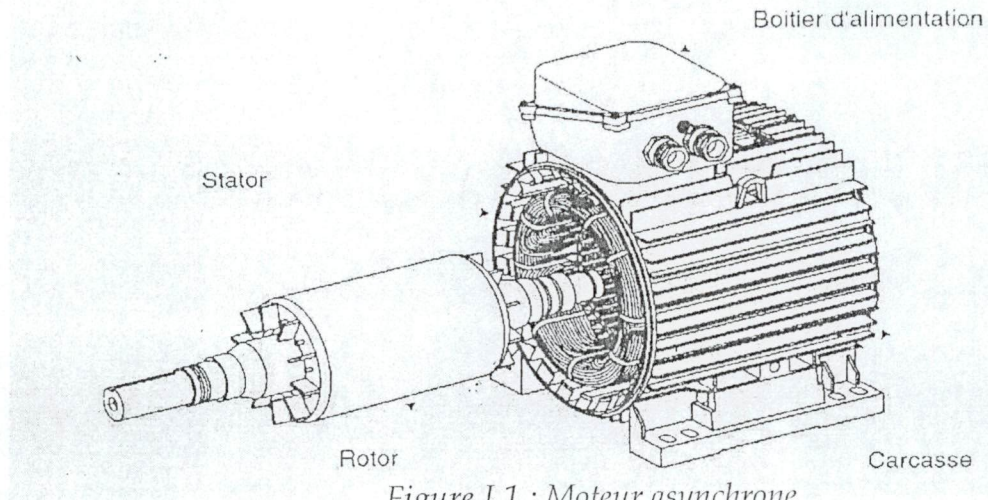


Figure I.1 : Moteur asynchrone

court-circuit qui provoquent une circulation d'un courant électrique. L'interaction du champ résultant du stator et les courants induits du rotor provoquent une force électromotrice selon LAPLACE, qui entraînent le rotor dans une rotation. Le mouvement relatif entre le primaire et le secondaire résulte de la force électromotrice produite par l'interaction des deux circuits. C'est le point essentiel du moteur à induction : les courants créés dans le rotor sont uniquement issus de l'induction.

Sans couple de charge, le moteur à induction tourne à la vitesse de synchronisme (le rapport entre la pulsation électrique et le nombre de paires de pôles). En présence d'un couple de charge, le moteur à induction voit sa vitesse différer de la vitesse de synchronisme ; c'est pour cette raison que le moteur à induction est quelque fois appelé par abus de langage moteur asynchrone [3, 19].

3. Historique du contrôle de la vitesse.

3.1. Préambule

Le but de cette partie n'est pas de donner des outils complets et précis pour l'utilisation des diverses commandes, mais plutôt de décrire quelques architectures du contrôle-commande des machines électriques.

Le moteur à induction a un intérêt majeur par rapport aux autres types de moteur (courant continu, synchrone,...), c'est-à-dire sa robustesse et son faible coût de fabrication et d'entretien. Pour que l'intérêt principal du moteur à induction reste une force, il a fallu développer des outils permettant de contrôler la vitesse aussi bien qu'il était possible de la faire avec d'autres types de moteur, et notamment des moteurs synchrones.

Les moteurs à induction étant largement utilisés dans l'industrie (pompe, machine à outil, ventilateur, levage,...) de nombreux industriels proposent des variateurs pour le moteur à induction. Citons par exemple Schneider Electric, Toshiba, Mitsubishi, Yaskawa, ABB, Siemens,... le variateur de vitesse apporte des solutions dans les différents domaines : la consommation de l'énergie, la durée de vie des moteurs, les performances,...

La commande des machines à courant alternatif représente un axe important de la recherche. La commande vectorielle avec orientation de flux rotorique introduite par Blaschke en 1972 est devenue une référence dans le milieu industriel et universitaire [5]. Ce type de commande n'a plus à faire ses preuves en termes de robustesse et de fiabilité.

Dans la littérature, nous trouvons principalement 3 grandes familles de commandes :

- commande scalaire
- commande vectorielle
- commande directe de couple

3.2. Démarrage et démarreur

Le démarrage direct sur le réseau introduit un fort courant (jusqu'à 6 ou 7 fois le courant nominal) dans le moteur pendant les premiers temps de la mise sous tension. De plus, si le moteur est connecté à une charge trop importante, celui-ci ne peut pas démarrer et risque de subir une forte élévation de température.

En effet, dans ce cas de fonctionnement, le moteur est entraîné par la charge (ou bloqué par un frein) et le courant à l'intérieure est calé à sa valeur de démarrage. A ce niveau de courant, le moteur s'échauffe très rapidement ; il ne faut pas plus d'une dizaine de secondes pour faire fondre les enroulements et le détruire [4, 5, 13, 19].

Des modes de démarrages moins brutaux ont été développés. Le but principal est d'éviter le pic du courant. Le principe est de mettre deux thyristors par phase du moteur, montés en tête-bêche en parallèle, et de commander leurs ouvertures en alternance. Lorsque les trois phases sont passantes en même temps, la tension du réseau est directement envoyée sur le moteur. Initialement, une seule phase est passante à la fois. Puis, le rythme d'ouverture des thyristors augmente, deux, puis trois phases, étant passantes en même temps. Si on choisit judicieusement le temps de commutation des thyristors, il est possible de limiter le niveau de courant dans le moteur. Pour ces types de démarrage, le courant maximal est généralement inférieur à celui obtenu avec un démarrage direct. Toutefois, il n'est pas possible d'assurer que le niveau de courant reste faible (environ 2 fois le courant nominal).

3.3. Commande scalaire

Ce mode de fonctionnement est fondé sur la modélisation en régime permanent du moteur à induction. Effectivement, la relation entre d'une part, l'amplitude \mathcal{U} et la fréquence f de la tension statorique et d'autre part, l'amplitude \mathcal{P} du flux peut être approchée par la relation $\mathcal{P} = \mathcal{U}/f$ (formule valable qu'en régime permanent). Il est clair qu'en choisissant de travailler à flux constant, il faut imposer à la tension statorique de respecter le rapport $\mathcal{U}/f = \text{constant}$. Par construction cette technique est sensible dans les phases transitoires. Le courant peut être limité de manière hardware ou logicielle. Le principe mis en place pour ce type de commande ne contrôle pas les valeurs instantanées des grandeurs électriques. Par conséquent, la dynamique du couple n'est pas complètement maîtrisée. Toutefois, sa simplicité conduit à des nombreuses applications en vitesse variable [3, 13, 19].

3.4. Commande vectorielle

Par analogie au moteur à aimantation permanente, cette technique aspire à découpler les commandes de manière à contrôler le flux et le couple électromagnétique indépendamment [4, 5, 12]. Cela permet d'obtenir des performances dynamiques intéressantes et un contrôle précis du couple jusqu'à vitesse nulle, elle est largement répandue chez les fabricants de variateurs de vitesses.

Le niveau de courant maximum dans la machine est imposé des limitations hardware ou logicielle. Cette limite est aux alentours de 1.8 fois le courant nominal. Selon l'orientation de flux on distingue plusieurs stratégies de commandes vectorielles, dans lesquels on distingue deux méthodes de contrôle de flux direct et indirect [5, 14, 19].

3.4.1. Méthode directe

Cette méthode a été proposée par Blaschke (Feed-back), elle consiste à déterminer la position et le module de flux direct. Pour cela, deux procédés sont utilisés [3, 4, 5, 19] :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide des capteurs intégré au stator, la fragilité des sondes de mesures du flux, le surcoût du moteur à la production du moteur et la perte de robustesse de celui-ci rendent cette méthode peu attrayante [14, 19].

- L'estimation de flux à l'aide de modèle mathématique à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (vitesse, courants, tensions) et d'un modèle de la machine. Plusieurs modèles du flux peuvent être obtenus, aussi bien pour le flux rotorique que pour le flux statorique et magnétisant. L'estimation du module de flux rotorique et sa position sont obtenues par les équations suivantes déduites du modèle de P.Vas [48].

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{ds} \quad (1.1)$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega_r + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_r}$$

D'autres modèles peuvent être obtenus par mesure des tensions statorique ; L'estimation de flux par les modèles dynamique dépend fortement des paramètres internes de la machine (constante de temps rotorique, conductance ...), ce qui entraînera, en cas de mauvaise identification, des erreurs sur l'orientation de flux et le découplage dans ce cas n'est jamais total [2, 3, 12, 14].

3.4.2. Méthode indirecte

Le contrôle indirect est proposé par Hausse ; La connaissance du module de flux rotorique n'est pas nécessaire, car le flux n'est pas réglé par contre réaction, il est fixe en boucle ouverte, dans ce cas là, le découplage est assuré par les tensions ou les courants. Mais on a besoin de connaître la position du flux pour le changement du repère de Park qui est évalué par la loi d'autopilotage suivante :

$$\theta_c = \int \omega_c dt = \int (p\Omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (1.2)$$

Du point de vue simplicité cette méthode est la plus utilisée [4, 14, 19].

3.5. Commande directe de couple (directe torque control)

La commande directe du couple a été introduite par Depenbrock en 1987 sous la terminologie suivante : Directe Self Contrôle (DSC) [14]. L'idée directrice de ce type de commande est de rechercher à tous les instants une combinaison des interrupteurs assurant des objectifs de flux et de couple [14, 19]. Certains auteurs proposent l'utilisation de plusieurs convertisseurs offrant ainsi un plus grand nombre de combinaisons [14, 19]. En comparaison avec la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique, nous constatons que la modulation de largeur d'impulsion (MLI) constitue le noyau de cette commande. Par conséquent, cela permet d'obtenir de grande dynamique sur le couple car il n'y aura plus la contrainte de moyennage des tensions de commande à chaque période d'échantillonnage. De plus, cette stratégie de commande présente une instabilité aux variations des paramètres rotorique. De ce fait on s'intéresse dans ce projet à la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, mais cette dernière nécessite une modélisation mathématique.

4. Modélisation de la machine

La modélisation de la machine électrique est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Au niveau de la conception, l'utilisateur aura recours aux équations de Maxwell afin d'analyser finement le comportement de la machine électrique. Sur un aspect commande, un modèle basé sur les équations de circuit et en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courte. En outre, la précision de la modélisation est acceptable.

Dans la littérature, nous discernons principalement cinq approches concernant la modélisation des machines électrique

- la modélisation de Park
- La modélisation par réseaux de perméances.
- La modélisation par logique floue.
- La modélisation par les bond-graphs.
- La modélisation par les éléments finis.

4.1. La modélisation de Park

La modélisation de Park est construite à partir des équations de la machine [3, 14, 19]. Ce modèle fait un certain nombre des hypothèses simplificatrices. L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale, la saturation du circuit magnétique, les pertes fer, les harmoniques d'encoches et d'espace ne sont pas prises en compte dans la modélisation. En raison de la simplicité de la formulation algébrique, ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithme de commande.

4.2. La modélisation par les éléments finis.

Ce type de modélisation est le plus précis. Hélas, les temps de calculs offerts par cette approche sont rédhibitoires dans un contexte de commande de machine électrique. Néanmoins, lors d'un dimensionnement ou lors d'une estimation de paramètre de la machine, sa précision justifie son utilisation. Des logiciels tels que Flux2D permettent la modélisation par élément finis des dispositifs électromagnétiques [19]. Ce type d'approche est également utilisé lors d'un dimensionnement de machine électrique [14].

4.3. La modélisation par réseaux de perméances

La modélisation par réseaux de perméances permet d'obtenir une meilleure précision avec un coût de calcul inférieure aux modèles basés sur la méthode par éléments finis. Cela consiste à modéliser le circuit magnétique de la machine par un schéma électrique équivalent [2]. La principale difficulté de la modélisation par réseaux de perméances se situe au niveau de la représentation de l'entrefer de la machine. L'erreur de la modélisation est très sensible au modèle utilisé pour la perméance de l'entrefer. Cette méthode constitue un intermédiaire entre la modélisation de Park et la modélisation par éléments finis.

4.4. La modélisation par les bond-graphs

Elle consiste à modéliser le circuit magnétique de la machine par un schéma électrique équivalent et de symboliser chaque élément constituant le circuit électrique par une représentation graphique. La principale difficulté de la modélisation par les bond-graphs se situe au niveau de la représentation de l'entrefer de la machine.

4.5. La modélisation par logique floue

Elle consiste à linéariser le comportement du système dans tout l'espace d'état, par un jeu des règles qui couvrent tout le domaine de fonctionnement et une identification du système réel ou référence par l'approche du boîtier noir. L'objectif de la procédure de l'identification est l'approximation par un modèle flou de la fonction symbolisant un processus non linéaire (1.3) [11, 18].

$$\frac{dX}{dt} = s(X, U) \quad (1.3)$$

Un modèle flou est directement développé à partir de données numériques issues du système à modéliser. L'objectif des entrées appliquées au système est de parcourir l'ensemble de l'espace d'état où l'on recherche un modèle d'état. Le modèle flou obtenu offre une faible capacité d'extrapolation en dehors de cet espace.

On souhaite obtenir des règles de la forme suivante.

$$\text{si } ((x_1 \text{ est } A_1^i) \text{ et } ((x_2 \text{ est } A_2^j) \dots \text{ et si } ((x_i \text{ est } A_i^k))) \text{ alors } \frac{dX}{dt} = s'(x_1, x_2, \dots, x_i)$$

Où $s'(x_1, x_2, \dots, x_i)$ est une combinaison linéaire des entrées du modèle (x_1, x_2, \dots, x_i) , mais cette méthode nécessite un temps de calcul et espace de mémoire très important.

5. Commande rapprochée

Sur le schéma sou-cité, nous situons la partie commande rapprochée :

L'unité de calcul fournit des tensions en temps discrets à appliquer au moteur électrique qu'il s'agit de transformer en séquences de commutation de l'onduleur. Le choix d'une stratégie de Modélisation peut s'effectuer en fonction des objectifs souhaités par l'utilisateur. Certaines stratégies sont plus adaptées à une diminution des ondulations de couple ou une diminution des pertes [10, 14]. Les paragraphes suivants représentent brièvement les principaux types de commandes rapprochées.

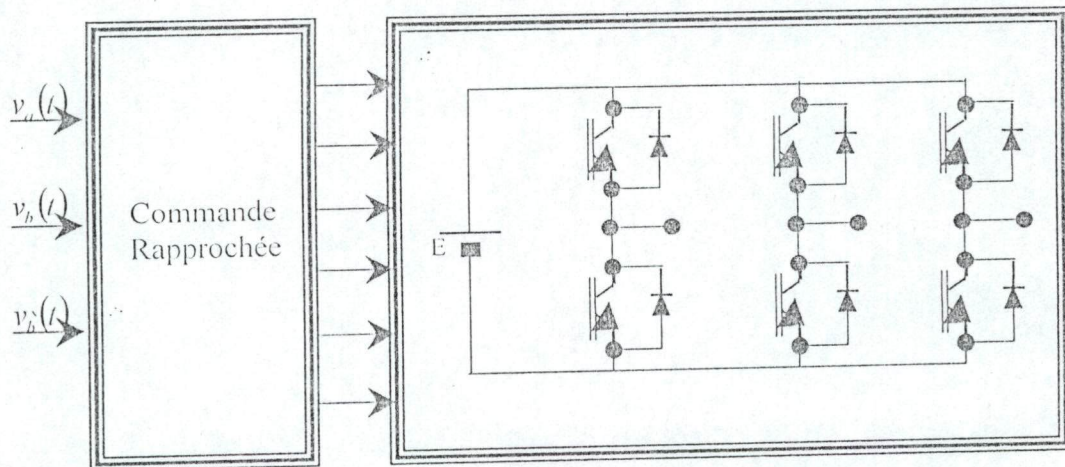


Figure.1.2 : Contexte de la commande rapprochée

5.1. Pleine onde

C'est une commande simple : les bras de l'onduleur sont commandés tous les tiers de période. L'inconvénient majeur est la forme de la tension qui génère beaucoup d'harmoniques perturbant la qualité du couple. De plus, il n'existe aucun degré de liberté sur la tension [10, 16, 37].

5.2. Intersective

La modélisation se fait par comparaison des références à une fonction triangulaire. Elle consiste à déterminer les largeurs d'impulsion de façon à obtenir la valeur moyenne de référence sur une période de commutation. Commande rapprochée un peu plus évoluée, elle permet d'obtenir des meilleurs signaux, mais le module du vecteur tension est limité [10, 15, 21].

5.3. Vectorielle

La MLI vectorielle est une stratégie de référence. Son principe est la poursuite du vecteur tension. A chaque période de modulation, l'algorithme de commande fournit les tensions triphasées, qu'il faut appliquer à un moteur ou à une charge triphasée quelconque.

Ces tensions peuvent s'exprimer dans un repère diphasé orthogonal fixe par rapport au stator de la machine. Il existe une combinaison de deux vecteurs adjacents correspondants à deux états de commutation de l'onduleur permettant d'obtenir le vecteur de tension de commande [10, 14, 19]. Ce type de stratégie permet une bonne maîtrise du vecteur tension et une diminution des harmoniques.

5.4. Stochastique

Cette méthode est intéressante, car elle permet une réduction des harmoniques. Elle engendre une diminution des pertes fer dans les machines électriques. Néanmoins, ceci s'accompagne d'une augmentation des pertes de l'onduleur en raison de l'augmentation du nombre de commutation du convertisseur [14]. Cette stratégie de modulation pourra être utilisée dans la gamme des petites puissances.

5.5. Sigma-delta

Si l'on veut diminuer les sous-harmoniques ou harmoniques indésirables lors de la commande d'une machine alternative, il est nécessaire d'augmenter la fréquence de commutation de l'onduleur. Néanmoins, ceci introduit inévitablement des pertes en commutation plus importantes. Du fait d'une faible fréquence de commutation, la stratégie sigma-delta permet une amélioration au niveau de la réduction des harmoniques. Principalement utilisée en monophasé, cette technique a été étendue aux convertisseurs triphasés à l'aide d'une approche vectorielle [7, 10, 22].

Le principe de cette méthode est le suivant :

- Minimiser l'écart moyen existant entre la tension de sortie et la tension de consigne.

6. Problème de régulation de la vitesse

Le handicap du régulateur PI de répondre à l'exigence du milieu industriel à une large gamme de variation de vitesse avec un temps de réponse très rapide et, un rejet de perturbation hâtif. Pour satisfaire le monde industriel et de réaliser une poursuite adéquate deux démarches permettent l'amélioration de la robustesse face à la perturbation et la variation paramétriques [35] :

- Faire évaluer les paramètres lorsque l'environnement change, plusieurs algorithmes ont été développés dans cette approche, nous citons par exemple les régulateurs auto-ajustable, adaptatif, stochastique.
- Recherche le correcteur assurant le meilleur compromis performance robustesse dans cette approche le contrôleur flou a été développé.

La commande par logique floue est une commande non linéaire ayant des propriétés de robustesse, il sera très intéressant d'explorer ses potentialités pour la commande de la machine à induction. Bien que la naissance de la logique floue est très récente, mais elle possède un champ d'application vaste dans le milieu industriel, donc il est très intéressant de présenter l'historique de cette commande pour se convaincre de l'importance de cette technique.

6.1. Un peu d'histoire [20]

- 1965 L.A.Zadeh publie "Fuzzy Set" [ZAD65].
- 1968 "Fuzzy Algorithms" [ZAD68]
- 1971 Premières investigations de L.A.Zadeh dans l'utilisation d'ensembles flous pour la représentation du langage naturel.
- 1973 Zadeh donne une première formalisation de règles floues "si...alors" et suggère une approche système expert de la commande : les lois de la commande sont remplacées par des règles floues [ZAD73].
- 1974 Mamdani et Assilian publient les premiers résultats en commande floue. [MA75]
- 1975-1980 Intense activité en commande floue en Europe. Application à des processus industriels, au contrôle de trafic, ...
- 1980-1987 Les Japonais s'intéressent à la logique floue.
- 1984 Sugeno publie l'application au pilotage d'une voiture en modèle réduit [SN85]. Première conférence internationale IFSA (International Fuzzy Systems Association).
- 1985 Conférence mondiale du flou à Tokyo au Japon. Découverte des travaux japonais lors d'une visite au métro flou de Sendai.
- 1988 Poursuites des efforts japonaises. De nombreuses applications de la commande floue, notamment en électroménager.
- 1992 Première conférence IEEE (Institut of Electrical and Electronic Engineers) sur le Flou à San-Diego aux Etats-Unis.
- 1992-1995 Projet européen "FLCON- Fuzzy Algorithms for Control".
- 1993 E.U.F.I.T.: "First European Congress on Fuzzy and Intelligent Techniques" à Aachen en Allemagne. Commande floue d'un hélicoptère sans pilote à l'Institut Technologique de Tokyo [SGB93].
- 1994 L'observatoire français des Techniques Avancées publie un rapport de Synthèse sur la logique floue [OFT94].
- 1996-1998 projet européen "FAMIMO-Fuzzy Set Algorithms for the control of Multi-Input Multi-Output processes".

7. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons rappelé quelques généralités sur la commande des machines électriques où nous avons présenté de manière succincte les différentes architectures de cette discipline. Dans le but de déterminer les éléments constitutifs de la chaîne d'entraînement, et le choix de la stratégie de la commande, pour répondre aux exigences du cahier des charges, qui sont données par des contraintes, dans lesquelles nous les classons comme suit :

- Contraintes statiques qui sont liées au régime permanent avec des erreurs de statisme nulle.
- Contraintes dynamiques, elles sont liées aux régimes transitoires et aux valeurs maximales à ne pas dépasser (accélération maximale, temps de réponse, dépassement, poursuite de la vitesse).

Le choix de l'actionneur est dicté par une contrainte économique, le faible coût de fabrication, d'entretien et la durée de vie illimitée de la machine asynchrone par rapport aux autres actionneurs, rend cette dernière la plus utilisée en milieu industriel et fait l'objet de notre système à étudier.

Le choix d'alimentation et de la commande rapprochée est dicté par la qualité de l'énergie transmise à la machine, il faut que cette dernière nous délivre une alimentation moins polluante. La stratégie sigma-delta permet une amélioration au niveau de la réduction des harmoniques. C'est pour cette raison que nous allons l'introduire dans la chaîne d'entraînement.

Le choix de la stratégie de la commande, la structure de l'actionneur et son alimentation, les performances désirées (qualité du couple, fonctionnement à basse vitesse et en survitesse) sont les principaux critères de choix des commandes des actionneurs, le tableau 1, résume les critères de choix des commandes des actionneurs [19].

	Comportement à base vitesse	Adapté aux survitesse	Sensibilité aux V.D.P	Contrôle en R.PER	Contrôle en R.TR
Commande Scalair	médiocre	Avec des performances médiocre	pour certain algorithme	Oui	Non
Commande Vectorielle	bon	Trop complexe	Beaucoup	Oui	Oui
Contrôle C.D.C	médiocre	Avec des bonnes performances	moyen	Oui	Oui

Tab 1.1 : Critères de choix des commandes des actionneurs

Notre choix se porté sur la commande vectorielle, qui présente à notre avis un choix rationnel. Mais cette dernière dépend fortement des paramètres de la machine. De fait que le vecteur (amplitude et position) flux rotorique est calculé en fonction de ces paramètres, si nous choisissons d'estimer uniquement la position de flux sur laquelle en faisant l'orientation, nous diminuons l'erreur en cas d'une mauvaise d'identification des

paramètres. Cette stratégie de commande est connue sous le vocable orientation indirecte de flux.

Pour répondre aux exigences du cahier de charge, à une poursuite adéquate avec un temps de montée rapide, une robustesse face à la variation paramétriques et lors de l'application d'une perturbation. Nous introduirons les techniques de la logique floue dans la commande de la machine à induction.

Afin d'assurer un développement des stratégies de commande permettant de faire une amélioration aux temps de démarrage, nous avons besoin de modéliser les éléments constitutifs de la chaîne de régulation. Ainsi, le chapitre suivant propose de développer un modèle de la machine à induction et convertisseur statique.

Chapitre II

1. Introduction

La connaissance du comportement des machines électriques en régime dynamique et permanent est nécessaire en vue, d'une part de prévoir les contraintes auxquelles elles sont soumises lors de certains fonctionnements pour pouvoir les dimensionner et, d'autre part, de connaître leur fonction de transfert en vue de la conception et l'adaptation des dispositifs de réglage et de commande. A cet aspect est liée l'étude des problèmes posés par l'association des machines électriques tournantes et des convertisseurs de fréquence (redresseur contrôlé, onduleur, etc.) [3, 13, 25].

Ainsi dans le cadre de ce travail, le système à modéliser est constitué d'une machine à induction à cage d'écureuil et d'un convertisseur de fréquence (figure. (II.1)).

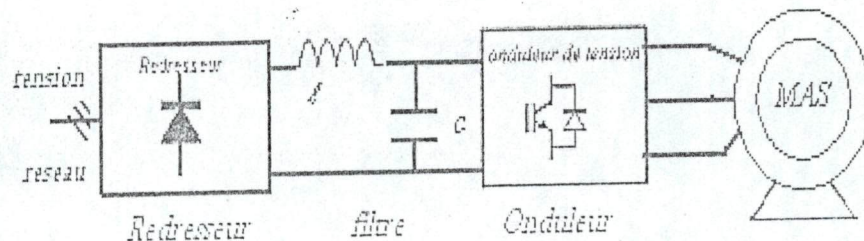


Figure. II.1 : L'ensemble machine convertisseur de fréquence

2. hypothèses simplificatrices

Les mesures à prendre pour garantir un fonctionnement normal du système ne nécessitent pas de connaître la fonction de transfert avec une très grande précision et les contraintes sont toujours prises avec une certaine marge de sécurité [25, 14]. En conséquence, nous adopterons ici, en vue de l'étude du régime transitoire, les hypothèses simplificatrices suivantes.

- **Absence de saturation.**

On suppose que le circuit magnétique est non saturé, ce qui permet d'établir des relations linéaires entre flux et courants.

- **Distribution sinusoïdale.**

Les enroulements disposés sur les armatures des machines tournantes créent des distributions de force magnétiques périodiques en fonction de l'angle. On suppose que cette loi périodique est purement sinusoïdale, ce qui revient à ne considérer que le premier harmonique des distributions spatiales.

- **Circuit à constantes localisées.**

On suppose que les conducteurs élémentaires des enroulements ont des sections suffisamment faibles pour que la densité de courant puisse y être considérée comme

uniforme. On suppose, en outre, que le fer du circuit magnétique est parfaitement feuilleté ce qui permet de négliger les courants de Foucault et l'effet de peau. Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

3. Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

La prise en compte de ces hypothèses conduites à un système multivariable fortement couplé et d'ordre élevé non linéaire [13, 14, 19].

3.1. Equations de la machine dans le repère d'axes abc

La machine asynchrone possède 6 enroulements identiques (3 au stator et 3 au rotor) couplés magnétiquement [3, 13, 19]. Pour chacun d'eux, on peut écrire une équation tirée de la figure II.3a du type :

$$v = Ri - e = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (II.1)$$

Où φ représente le flux total à travers l'enroulement.

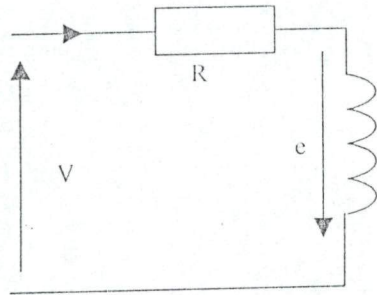


Figure. II.3a : Représentation d'un enroulement

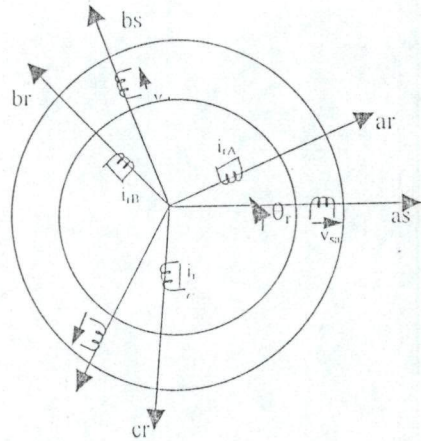


Figure. II.3b : Représentation des enroulements d'une machine à induction

Pour l'ensemble des enroulements statorique et rotorique, on peut écrire en notation matricielle les équations statorique et rotorique comme suites :

$$V_s = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{d\varphi_s}{dt} + R_s i_s = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

$$V_r = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \frac{d\varphi_r}{dt} + R_r i_r = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

Compte tenu du schéma de la figure II.3b, l'expression du flux total à travers le bobinage statorique (as) sera :

$$\varphi_{sa} = l_s i_{sa} + m_s (i_{sa} + i_{sb}) + m_1 i_{ra} + m_2 i_{rb} + m_3 i_{rc} \quad (II.4)$$

Avec

$$\begin{aligned} m_1 &= M \cos(\theta_r) \\ m_2 &= M \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ m_3 &= M \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (II.5)$$

L'écriture matricielle ci-dessous résume les trois équations de flux statorique et rotorique

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} + M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 4\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 4\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} + M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 4\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 4\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix}$$

on pose

$$l_{ss} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad l_{rr} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$m_{sr} = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 4\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 4\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

Avec $m_{rs} = (m_{sr})^T$ les équations des flux deviennent :

$$\begin{aligned} \varphi_s &= l_{ss} i_s + m_{sr} i_r \\ \varphi_r &= l_{rr} i_r + m_{rs} i_s \end{aligned} \quad (II.6)$$

La modélisation de la machine dans ce repère nous permet d'écrire 6 équations de tension et 6 de flux. Pour réduire le nombre des équations de la machine il est préférable d'utiliser la transformation de Clarke [3, 14, 23].

3.2. les équations de la machine dans le repère $\alpha \beta$ (Clarke)

L'idée de Clarke repose sur le fait qu'un champ tournant crée par un système triphasé peut l'être aussi, à l'identique, par un système biphasé de deux bobines décalées à $\pi/2$ dans l'espace, alimentés par des courants déphasés à $\pi/2$ dans le temps (figure II.4), à condition

que le champ ou les forces électromotrices et les puissances instantanée soient conservées [3, 13, 19, 23].

Donc on peut remplacer le système triphasé de tension qui alimente N spires par un système biphasé $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ parcourant N .

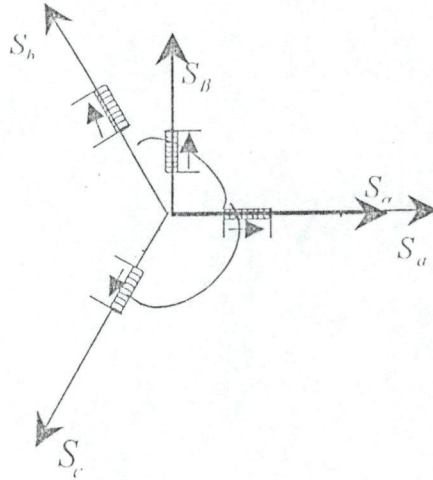


Figure. II.4 : les enroulements de la machine dans le repère de Clarke

Ce qui nous permet de écrire les matrices de changement de base.

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{Avec :}$$

Le modèle de Clarke nous permet de réduire l'ordre du système de six à quatre équations. Pour plus de détails, il est possible de se référer à [3, 4, 14, 19].

Mais, la matrice d'inductances mutuelles entre stator et rotor est une fonction de la vitesse de rotation, voir les références [12, 13, 14, 19]. Par conséquent, il est préférable d'utiliser la transformation de Park.

3.3. Modèle de la machine dans le repère d q (Park).

La transformation de Park est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel [3, 14, 19].

Pour éliminer la dépendance de la matrice d'inductance mutuelle entre stator et rotor de la vitesse de rotation, Park a imaginé de remplacer le rotor tournant de Clarke par un rotor

fictif équivalent fixe, c'est-à-dire par deux enroulements repérés dans les axes d_s et q_s fixes par rapport au stator (figure II.5). Pour passer des coordonnées de Clarke fixe par rapport au rotor, aux nouvelles coordonnées de Park il suffit de conserver les force magnétomotrices et la puissance instantanée. En projetant les tensions du repère de Clarke sur d_s et q_s on obtient les nouvelles coordonnées.

$$\begin{pmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \end{pmatrix}$$

Pour passer directement du repère a b c au repère de d q de Park on peut utiliser la transformation suivante :

$$v_{dqr} = C_2 v_{\alpha\beta r} = C_2 C_{23} V_{abcr} = T(\theta_r) V_{abcr}$$

$$T(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

Cette dernière, est nécessaire pour réduire l'ordre du système et éliminer la dépendance des éléments de la matrice des inductances mutuelles de la vitesse rotorique par coïncidence des deux repères statorique et rotorique (figure II.5).

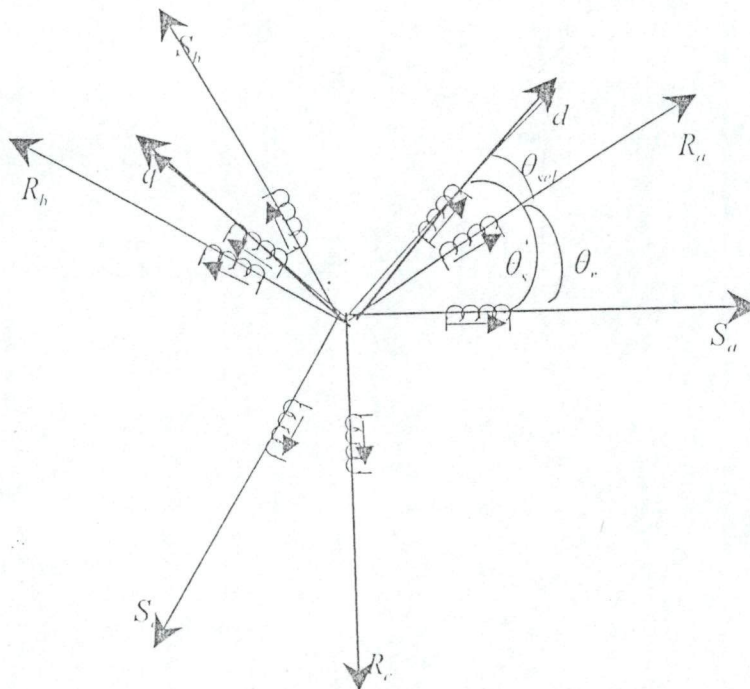


Figure. II.5 : les enroulements de la machine dans le repère de Park

Ceci se fait en liant les angles θ_e et θ_r par la relation (II.8).

$$\theta = \theta_r + \theta_s = p \cdot \Omega_r + \theta_s \quad (II.8)$$

Par ailleurs, le système d'équations obtenu dans le repère de Park (d q), tournant à la vitesse de rotation $\omega = \frac{\partial \theta}{\partial t}$ décrit le comportement de la machine asynchrone en régime dynamique et statique [4, 7, 23], s'écrit comme suit :

▪ Equations électriques :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_c \cdot \varphi_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_c \cdot \varphi_{ds} \\ v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_c - \omega_r) \cdot \varphi_{qr} \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_c - \omega_r) \cdot \varphi_{dr} \end{aligned} \quad (II.9)$$

▪ Equations magnétiques :

$$\begin{aligned} \varphi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \varphi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \varphi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \varphi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{aligned} \quad (II.10)$$

▪ Equation de mouvement :

$$j \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = p \cdot (T_e - \frac{J}{p} \cdot \omega_r - Tch) \quad (II.11)$$

Avec :

$$T_e = \frac{3}{2} p (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (II.12)$$

En posant (II.8) et (II.10) dans (II.9) et en tenant compte que le rotor de la machine asynchrone est court-circuité ($v_{dr} = v_{qr} = 0$), on peut présenter le modèle de la machine avec comme variables d'état les courants statorique et rotorique, sous forme suivant :

$$\begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \left(R_s + l_s \frac{d}{dt} \right) & -L_m \omega_c & l_m \frac{d}{dt} & -l_m \omega_c \\ L_s \omega_s & \left(R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) & l_m \omega_s & l_m \frac{d}{dt} \\ l_m \frac{d}{dt} & -l_m \omega_r & \left(R_r + L_r \frac{d}{dt} \right) & -L_r \omega_r \\ l_m \omega_r & l_m \frac{d}{dt} & L_r \omega_r & \left(R_r + L_r \frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

Dans la mesure où les courants rotorique sont difficilement mesurables (surtout dans le cas d'un moteur à cage) il est intéressant de concevoir le modèle on utilisant comme variables que les flux.

$$\begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{R_s}{\sigma l_s} + \frac{d}{dt} \right) & -\omega_c & -R_s \frac{(1-\sigma)}{\sigma l_m} & 0 \\ \omega_c & \left(R_s \frac{1}{\sigma l_s} + \frac{d}{dt} \right) & 0 & R_s \frac{(1-\sigma)}{\sigma l_s} \\ -R_r \frac{(1-\sigma)}{\sigma l_s} & 0 & \left(R_r \frac{1}{\sigma l_r} + \frac{d}{dt} \right) & -\omega_r \\ 0 & -R_r \frac{(1-\sigma)}{\sigma l_s} & \omega_r & \left(R_r \frac{1}{\sigma l_m} + \frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (II.14)$$

Les nouveaux paramètres du modèle, en fonction des paramètres utilisés dans le repère abc, s'écrivent [3, 14] :

$$\begin{aligned} L_m &= \frac{3}{2} M \\ L_s &= l_s - M_s = L_m + l_{js} \\ L_r &= l_r - M_r = L_m + l_{jr} \\ \sigma &= 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r} \end{aligned} \quad (II.15)$$

Les équations matricielles (II.14) décrivent d'une manière générale le fonctionnement de la machine, elles permettent de concevoir une représentation d'état du système à contrôler de la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} X = AX + Bu \quad (II.16)$$

Avec

$$X = \begin{bmatrix} \phi_{ds} & \phi_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^T, \quad U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad T_e = p \frac{l_m}{\sigma l_r} (\phi_{qs} \phi_{dr} - \phi_{ds} \phi_{qr})$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & \omega_c & \frac{l_m}{\sigma l_r T_s} & 0 \\ -\omega_c & -\frac{1}{\sigma l_s} & 0 & \frac{l_m}{\sigma l_r T_s} \\ \frac{l_m}{\sigma l_r T_s} & 0 & -\frac{1}{\sigma l_s} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{l_m}{\sigma l_r T_s} & \omega_{sl} & -\frac{1}{\sigma l_s} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les équations du système (II.16) sont générales. Il n'est pas nécessaire que le référentiel (O d, O q) soit lié au mouvement du rotor. Trois types de référentiel sont intéressants en pratique le choix se faisant en fonction du problème étudié.

3.3.1. Référentiel lié au rotor

Dans les équations (II.16), il faut remplacer $\frac{\partial \theta_c}{\partial t} = \omega_r$ et $\frac{\partial \theta_{sl}}{\partial t} = 0$.
Ce référentiel peut être intéressant dans le cas où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit [3].

3.3.2. Référentiel immobile par rapport au champ tournant.

Dans les équations (II.16), il faut remplacer $\frac{\partial \theta_c}{\partial t} = \omega_c = \omega_s$ et $\frac{\partial \theta_{sl}}{\partial t} = \omega_c - \omega_r = \omega_s - p\Omega_r$.
Dans ce cas, on peut écrire :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega_r) \phi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega_r) \phi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

L'avantage lié à l'utilisation de ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation [3, 23].

3.3.3. Référentiel immobile par rapport au stator.

Dans les équations (II.16), il faut remplacer $\frac{\partial \theta_c}{\partial t} = 0$ et $\frac{\partial \theta_{sl}}{\partial t} = -\omega_r = -p\Omega$.
Ce référentiel est choisi lorsque l'on désire étudier des variations simultanées de la fréquence d'alimentation et de la vitesse de rotation. Ainsi nous pouvons écrire les équations (II.16) par :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (III.18)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{L_m T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{L_m} w_r \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{L_m} w_r & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{L_m T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -w_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & w_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

Le modèle obtenu (II.18) associé avec l'équation de mouvement (II.11) permet de réduire le nombre des grandeurs dont on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, seules les valeurs instantanées de tension statorique et du couple de charge doivent être déterminées pour les imposer à la machine. Donc on n'a pas besoin de connaître la pulsation statorique et le glissement (w_{sl}) comme dans le cas du modèle dont les équations sont écrites dans le repère tournant [2].

4. Modèle de la machine associée à l'onduleur de tension

Pour évaluer les performances statiques et dynamiques de l'ensemble moteur-onduleur il est nécessaire d'élaborer un modèle mathématique suivi d'une simulation.

Ainsi dans le présent travail, nous sommes intéressés par le contrôle de la machine commandée par l'onduleur de tension ; Celui-ci contrôlé en courant, d'où la nécessité de modéliser la machine alimentée en courant, et l'établissement de la fonction de transfert pour calculer les paramètres du régulateur, dans un repère lié aux champs tournants.

4.1. Modèle de la machine alimentée en courant

Dans un repère lié au champ tournant, et si on suppose que la machine est alimentée par un système de courants triphasés équilibrés et sinusoïdaux, donc les courants des phases sont connus, et les courants i_{ds} et i_{qs} sont également [5, 6, 7] le modèle (II.17) se ramène à deux équations de flux (II.19) et à l'équation de mouvement (II.20), par conséquent :

$$X = \begin{bmatrix} \varphi_{dr} & \varphi_{qr} \end{bmatrix}^T$$

$$\frac{dX}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_r} & w_{sl} \\ -w_{sl} & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} X - \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$$

$$w_{sl} = w_s - w_r \tag{III.19}$$

Et

$$Te = \frac{3}{2} \frac{pL_m}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds})$$

$$j \cdot \frac{dw_r}{dt} = p \cdot (Te - \frac{ff}{p} \cdot w_r - Tch) \tag{III.20}$$

Le schéma fonctionnel correspondant aux systèmes d'équations (II.19) et (II.20) est présenté sur la figure II.6. Dans ce cas, la grandeur de sortie est la vitesse rotorique angulaire de la machine, les flux rotorique sont des variables d'état, tandis que le couple de charge représente la perturbation.

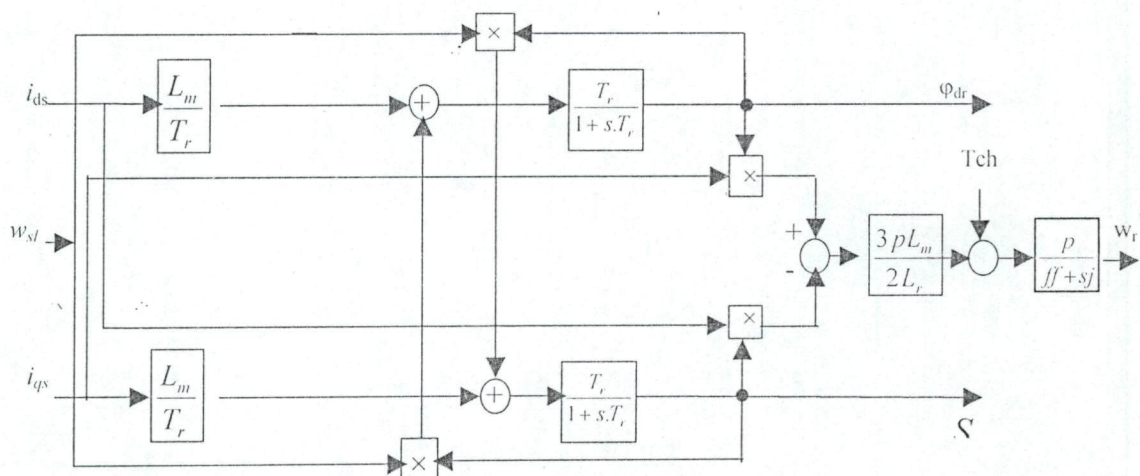


Figure.II.6 : Schéma fonctionnel de la machine asynchrone alimentée en courant

4.2. Modélisation du convertisseur de fréquence

Pour améliorer la qualité de l'énergie transformée, et éliminer les maximaux des harmoniques qui sont gênants pour le fonctionnement de la machine, on a associé à l'onduleur un redresseur et un filtre LC comme est illustré par la figure III.7.

4.2.1. Modélisation du pont redresseur – filtre

Cette association (redresseur et filtre) est décrite par un modèle non linéaire assez simple [13]

$$V_{max} = \max.(v_j) \quad j=1, 2, 3$$

$$V_{min} = \min(v_j) \quad j=1,2,3$$

$$U_{red} = V_{max} - V_{min}$$

$$I_f \frac{di_{red}}{dt} = U_{red} - U_f$$

$$C_f \frac{dU_f}{dt} = i_{red} - i_f$$

(III.21)

$$I_f = f_1 \cdot i_{as} + f_2 \cdot i_{bs} + f_3 \cdot i_{cs}$$

Les paramètres du filtre LC (passe bas) sont choisis de façon à éliminer le maximum d'harmoniques de tensions à l'entrée de l'onduleur [10].

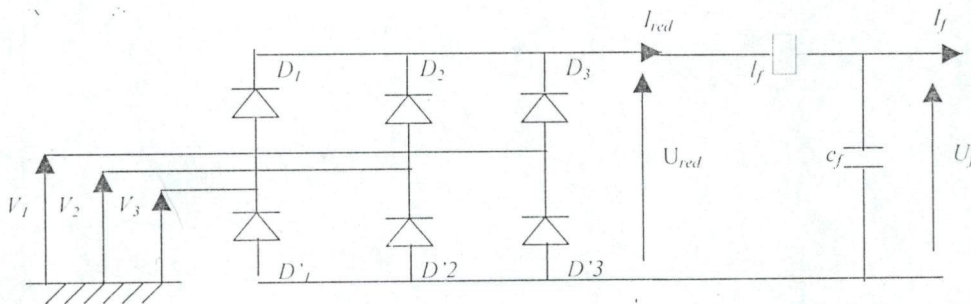


Figure. (III.7) : Bloc redresseur tout diodes et filtre

4.2.2. Equations de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est constitué de trois bras, chacun est constitué de deux cellules de commutation montées en série généralement à transistor IGBT ou MOSFET pour les petites et moyennes puissances, et des thyristors GTO pour les grandes puissances, dont la commande est complémentaire. Chaque transistor est shunté par une diode de récupération [9, 10, 12]. Dans ce cas chaque cellule est assimilée à interrupteur contrôlable en fermeture et en ouverture (voir figure III.8).

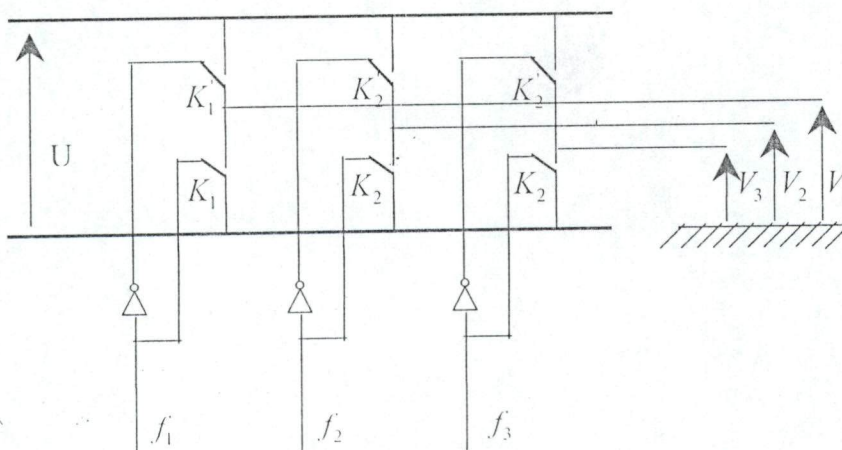


Figure. (III.8) : Bloc onduleur de tension

Pour la modélisation de l'onduleur on suppose que l'interrupteur est parfait (les phénomènes dus aux commutations et les chutes de tensions aux bornes des interrupteurs actifs sont négligés. Les interrupteurs $K_i, K_i', i \in \{1, 2, 3\}$ sont complémentaires et introduisent une fonction logique de connexion f_i décrivant leurs états de fonctionnement. Les équations (III.22) expriment les tensions simples à la sortie de l'onduleur [7, 10, 12, 13].

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_f \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 22})$$

4.2.3. Equations du contrôle en courant

Comme nous avons évoqué dans le chapitre I, la technique pour laquelle nous avons adopté pour la détermination des instants d'ouvertures et de fermetures des interrupteurs électriques est dite la technique DELTA (correcteurs à hystérésis) [8, 12, 13].

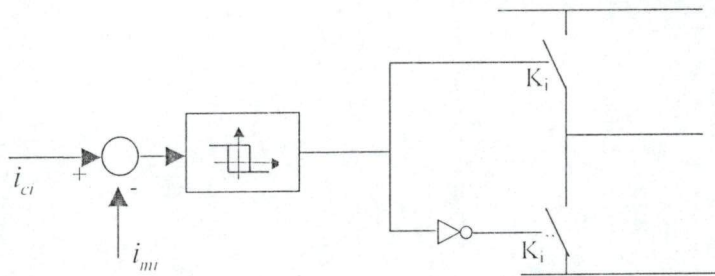


Figure.III.9 : Principe de la technique de contrôle DELTA

Pour l'enclenchement et déclenchement des branches de l'onduleur, il faut produire des signaux digitaux, pour ce faire, on utilise un régulateur à deux positions, la différence entre la valeur de consigne du courant i_{ci} et la valeur mesurée i_{mi} , est appliquée à l'entrée du régulateur, et la sortie du régulateur délivre une tension (u_f ou 0) qui prend l'une ou l'autre valeur en fonction de l'écart qui existe entre la référence et la valeur mesurée. Elle passe de u_f à 0 dès que l'écart dépasse un seuil (H), et passe de 0 à u_f lorsque l'écart devient inférieur à (H).

A partir de ce principe, on déduit les équations suivantes de la commande DELTA [12, 13] :

$$f_i^{k+1} = \begin{cases} 1 & \text{si } i_{si} \leq (i_{si}^* - H) \\ 0 & \text{si } i_{si} \geq (i_{si}^* + H) \\ f_i^k & \text{si } (i_{si}^* - H) \leq i_{si} \leq (i_{si}^* + H) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Avec :

- H : la longueur de la bande de l'hystérésis ;
- f_i^{k+1} : l'état de l'interrupteur i à l'instant $(k+1) \Delta t$;
- f_i^k : l'état de l'interrupteur i à l'instant $k \Delta t$;

- i_{si}^* : le courant de référence de la phase i ;
- i_{si} : le courant réel de la phase i ;
- $i = 1, 2, 3$: le rang de la phase ;

5. Simulation de l'association de l'onduleur machine à induction

Pour l'évaluation des performances du système onduleur machine à induction, nous réalisons une simulation de l'ensemble global machine-onduleur (figure II.10). La simulation est effectuée en utilisant MATLAB-SIMULIK [1, 16]. Le modèle de la machine alimentée en tension est exprimé sur un référentiel lié au stator, l'onduleur est alimenté en tension et piloté par la technique DELTA de régulateur à hystérésis.

Les résultats de la simulation montrent le comportement statique et dynamique du système, et sa réaction lors de l'application brusque d'une charge à (2.5s) de fonctionnement.

La figure II.11a, présente l'évolution de la vitesse, le temps de réponse est de l'ordre de (1.3s) et, une chute de vitesse est constatée lors de l'application de la charge nominale qui dure quelques millisecondes pour revenir à la vitesse nominale.

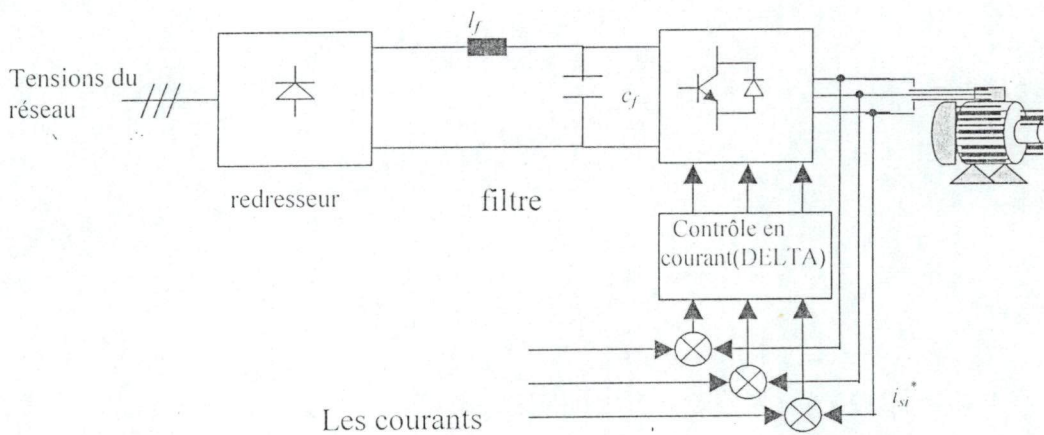


Figure. II.10 : Schéma synoptique de l'association convertisseur de fréquence - MAS

Et pour le flux (figure II.11c), l'évolution de flux on constate un pic suivi par une oscillation au démarrage et il se stabilise au même instant que la vitesse ; L'aussi on remarque qu'une chute de flux dès que l'application de la charge, on constate aussi pour le courant statorique (figure II.11d), qui il garde leur forme sinusoïdale ce qui justifie bien la rapidité des régulateurs à hystérésis, et qu'il n'augmente pas lors de l'application de la charge ce qui n'est pas cohérent avec le fonctionnement réel de la machine. Pour l'évolution du couple (figure II.11b) un pic est constaté lors du démarrage c'est le couple de démarrage qui est égale 4 fois le couple nominal, on constate aussi une augmentation de l'application de la charge pour contrer le couple résistant afin de maintenir la vitesse de la machine constante. On constate aussi que les courants au démarrage sont bien limités car leurs valeurs valent à l'instant du démarrage 2 fois le courant nominal.

6. Conclusion

Le bon fonctionnement du modèle machine ainsi que l'onduleur, grâce à la rapidité des régulateurs à hystérésis qui permettent de délivrer une tension sinusoïdale moins polluante. Cette étude a mis en évidence l'existence d'une forte interaction entre le couple et le flux, ainsi toute variation de couple par variation de charge se traduit aussi par une évolution de flux rotorique. Ainsi dans le chapitre suivant nous développons une technique de découplage, qui permet de découpler le flux et le couple, cette technique est connue sous le vocable l'orientation de flux.

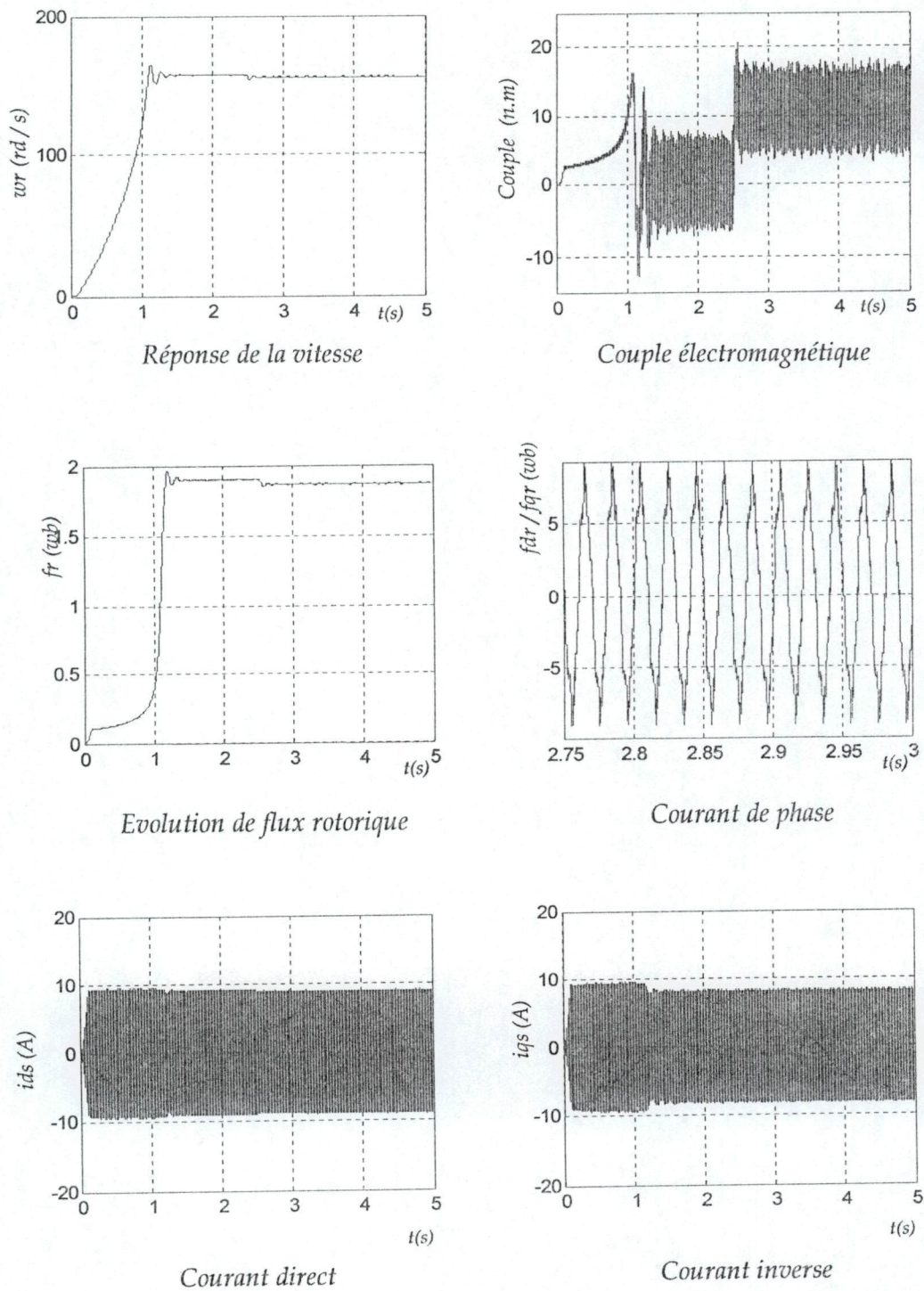


Figure. II.11 : Résultat de simulation du fonctionnement de l'association Machine à induction et onduleur de tension

Chapitre III

1. Introduction

Dans la machine asynchrone, le couple électromagnétique est le résultat d'une interaction entre les courants imposés dans les enroulements du stator et les courants induits dans le rotor en court-circuit. Ainsi toute variation de couple par une variation des courants statorique se traduit aussi par une évolution du flux induit dans le rotor, les résultats obtenus dans le chapitre (II.) mettent bien en évidence Ce couplage, donc pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il faut par un système de commande extérieure à la machine, réaliser un découplage entre le couple et le flux.

Actuellement, la méthode la plus utilisée et la plus efficace est donnée par la théorie de commande par flux orienté (commande vectorielle). Cette dernière a été proposée en 1971 par " BALSCHKE " [2, 4], elle consiste à séparer la commande de flux de celle du couple par orientation d'un flux selon axe d du repère choisi, cette méthode permet d'obtenir une structure de commande découplée, le découplage peut être réaliser par orientation du flux statorique, du flux de l'entrefer ou du flux rotorique, donc plusieurs stratégies sont envisageables [14].

2. Principe de la commande vectorielle.

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu à excitation séparée on découplant la commande de couple de celui de flux. En effet dans une machine à courant continue à excitation séparée, la production du couple et la création de flux sont indépendantes (figure III. 1).

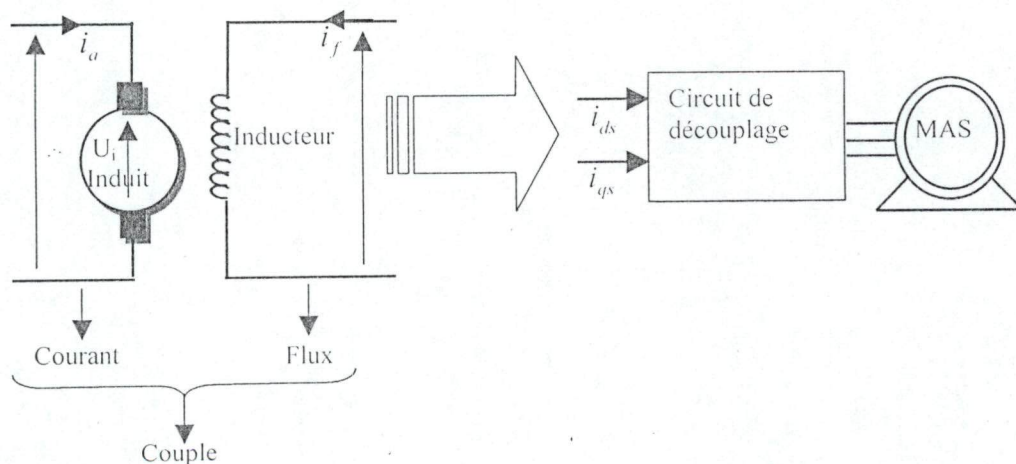


Figure III. 1 : Principe de la commande vectorielle

Et pour la machine asynchrone la commande par orientation de flux consiste à régler le flux par une composante de courant et le couple par l'autre composante, pour cela, il faut

choisir un système d'axe d, q et une loi de commande assurant le découplage flux et couple, or le Couple est donné par :

$$T_e = \frac{3}{2} p (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (III. 1)$$

Donc, avoir comme objectif d'orienter le flux, signifie qu'en souhait qu'il n'a qu'une composante de flux sur l'axe d, d'après l'expression de couple (III. 1) plusieurs stratégies sont envisagées d'orientation de flux pour l'annulation de l'une de ces composantes [8, 14, 15, 25].

2.1. Principe de l'orientation de flux rotorique

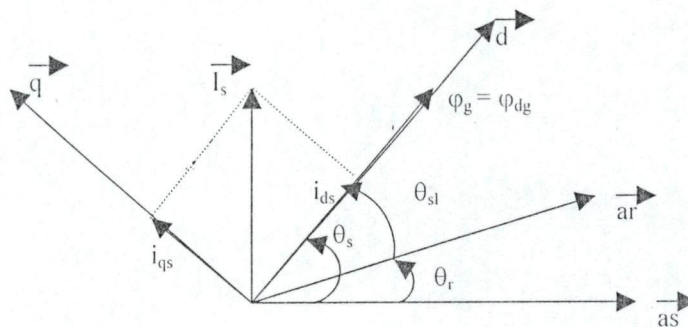


Figure III.2 : Principe de l'orientation du flux

Donc si le flux rotorique est orienté sur l'axe d ($\varphi_{dr} = \varphi_r$ et $\varphi_{qr} = 0$) d'un repère lié au champ tournant ($\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_e$) alors le couple devient :

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_r \cdot i_{qs}) \quad (III.2)$$

Le modelé de la machine en courant décrit par les équations (II.19) devient :

$$T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = L_m \cdot i_{ds}$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}}{\varphi_r} = \omega_s - p \cdot \Omega_r$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \varphi_r \cdot i_{qs}$$

$$j \frac{d\Omega_r}{dt} + ff \Omega_r = T_e - T_c \quad (III.3)$$

Le courant i_{ds} fixe le flux et le courant i_{qs} , le couple, ainsi ces deux grandeurs sont parfaitement découplées, et on trouvera le comportement de la machine à courant continu.

☞ **Structure de la commande de l'orientation rotorique :**

Si en considérant le couple T_e^* et le flux Φ_r^* comme références de commande, et nous inversons le système des équations (III.3), nous obtenons les équations de commande suivantes :

$$\begin{aligned} i_{qs}^* &= \left(\frac{2}{3} \frac{L_r}{p.L_m} \right) \left(\frac{T_e^*}{\Phi_r^*} \right) \\ i_{ds}^* &= \left(\frac{1+s.T_r}{L_m} \right) \Phi_r^* \\ \omega_{sl}^* &= \left(\frac{L_m}{T_r} \right) \left(\frac{i_{qs}^*}{\Phi_r^*} \right) \end{aligned} \quad (III.4)$$

Ce qui nous permettons de réaliser le schéma bloc de découplage suivant :

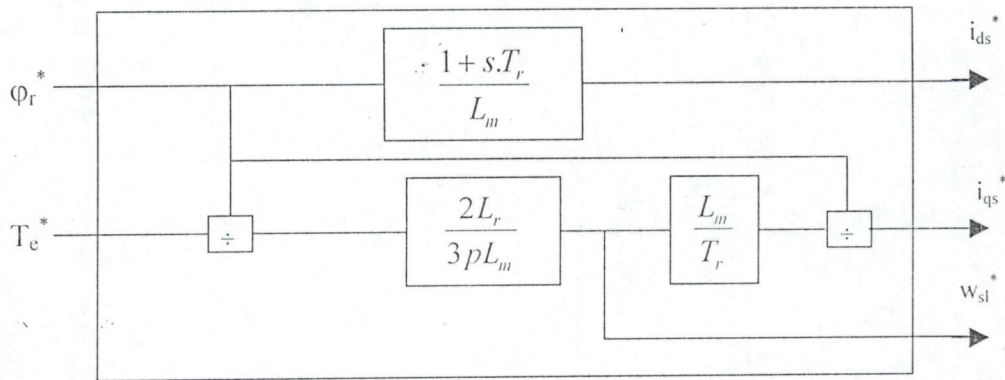


Figure. III.3 : Schéma bloc de découplage (Field Oriented Control) à flux rotorique orienté

2.2. Principe de l'orientation de flux statorique

En utilisant le même raisonnement que précédemment et imposant $\varphi_{qs} = 0$ et $\varphi_{ds} = \varphi_s$ dans le modèle (II.19), ainsi nous obtenant le modèle en courant de la machine :

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{l_m}{l_r} (\varphi_r i_{qs})$$

$$\begin{aligned}
T_r \frac{d\varphi_s}{dt} + \varphi_s &= L_s \left(\sigma T_r \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} \right) - \sigma L_s T_r \omega_{sl} i_{qs} \\
\omega_{sl} &= \frac{L_s \left(\sigma T_r \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs} \right)}{T_r (\varphi_s - \sigma L_s i_{ds})} \\
j \frac{d\Omega_r}{dt} + ff \cdot \Omega_r &= T_e - Tch
\end{aligned} \tag{III.5}$$

Nous remarquons que le couple électromagnétique est toujours commandé par la composante i_{ds} du courant statique, alors que le flux statorique est commandé par les deux courants i_{ds} et i_{qs} donc, le découplage n'est pas parfait, il est recommandé de faire un découplage, il existe plusieurs méthodes de découplage :

* par retour d'état qui consiste à trouver un vecteur de retour d'état qui découple le système [3, 14]

* découplage par compensation qui consiste à définir deux nouvelles grandeurs [12, 13, 25] qui assurent le découplage.

☞ Structure de la commande de l'orientation de flux statorique :

Considérons le couple (T_c^*) et le flux statorique (φ_s^*), comme référence de commande ; et en inversant le modèle (III.5), nous aurons le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
i_{qs}^* &= \left(\frac{2}{p.3} \right) \left(\frac{T_e^*}{\varphi_s^*} \right) \\
\left(i_{ds}^* + \sigma T_r \frac{di_{ds}^*}{dt} \right) L_s &= T_r \frac{d\varphi_s^*}{dt} + \varphi_s^* + \sigma L_s T_r i_{qs}^* \\
\omega_{sl}^* &= \frac{\frac{L_s}{T_r} i_{qs}^* + \sigma L_s \frac{di_{qs}^*}{dt}}{\frac{\varphi_s^* T_r}{L_s} - \sigma T_r i_{ds}^*}
\end{aligned} \tag{III.6}$$

Ainsi nous pouvons réaliser le schéma de découplage suivant :

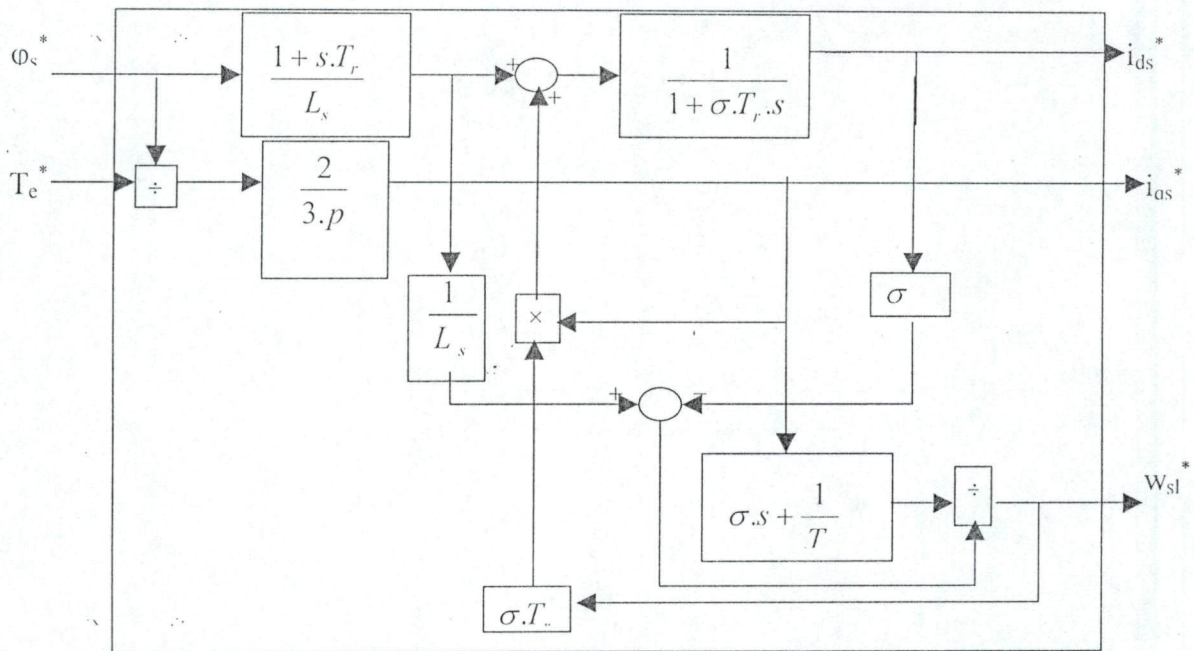


Figure.III.4 : Schéma bloc de découplage (FOC) à flux statorique orienté

2.3. Principe de l'orientation de flux d'entrefer

La procédure d'obtention de ce modèle est le même que le précédent. Il suffit d'orienter l'axe direct du repère tournant sur l'axe du flux d'entrefer φ_m .

$$T_e = \frac{3}{2} p \varphi_m i_{qs} \tag{III.7}$$

$$j \frac{d\Omega_r}{dt} + ff \cdot \Omega_r = T_e - Tch$$

$$T_r \frac{d\varphi_m}{dt} + \varphi_m = L_m \left((T_r - \frac{L_m}{R_r}) \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} \right) - L_m (T_r - \frac{L_m}{R_r}) \omega_{sl} i_{qs}$$

$$\omega_{sl} = \frac{(T_r - \frac{L_m}{R_r}) \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs}}{\varphi_m \frac{T_r}{L_m} - (T_r - \frac{L_m}{R_r}) i_{ds}} \tag{III.8}$$

Nous remarquons que là aussi, le couplage n'est pas parfait, car le flux φ_m dépend à la fois de i_{ds} et i_{qs} ; une action de flux sur i_{ds} influe sur le couple (T_e).

☞ Structure de la commande par orientation de flux d'entrefer

Les références de commande, dans ce cas, le couple (T_e^*) et le flux d'entrefer (φ_{sl}^*). En inversant le système d'équations (III.7) et (III.8), les équations de commande s'écrivent :

$$i_{qs}^* = \left(\frac{2}{p \cdot 3} \right) \left(\frac{T_e^*}{\varphi_m^*} \right)$$

$$\left(i_{ds}^* + L_m \left(T_r - \frac{L_m}{R_r} \right) \cdot \frac{di_{ds}^*}{dt} \right) \cdot L_m = T_r \frac{d\varphi_m^*}{dt} + \varphi_m^* + L_m \left(T_r - \frac{L_m}{R_r} \right) \cdot \omega_{sl}^* i_{qs}^*$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{\left(T_r - \frac{L_m}{R_r} \right) \frac{di_{qs}^*}{dt} + i_{qs}^*}{\frac{\varphi_m^* \cdot T_r}{L_m} - \left(T_r - \frac{L_m}{R_r} \right) i_{ds}^*}$$

(III.9)

À partir de ces équations en déduit le schéma de découplage FOC (Field Oriented Control) Suivant :

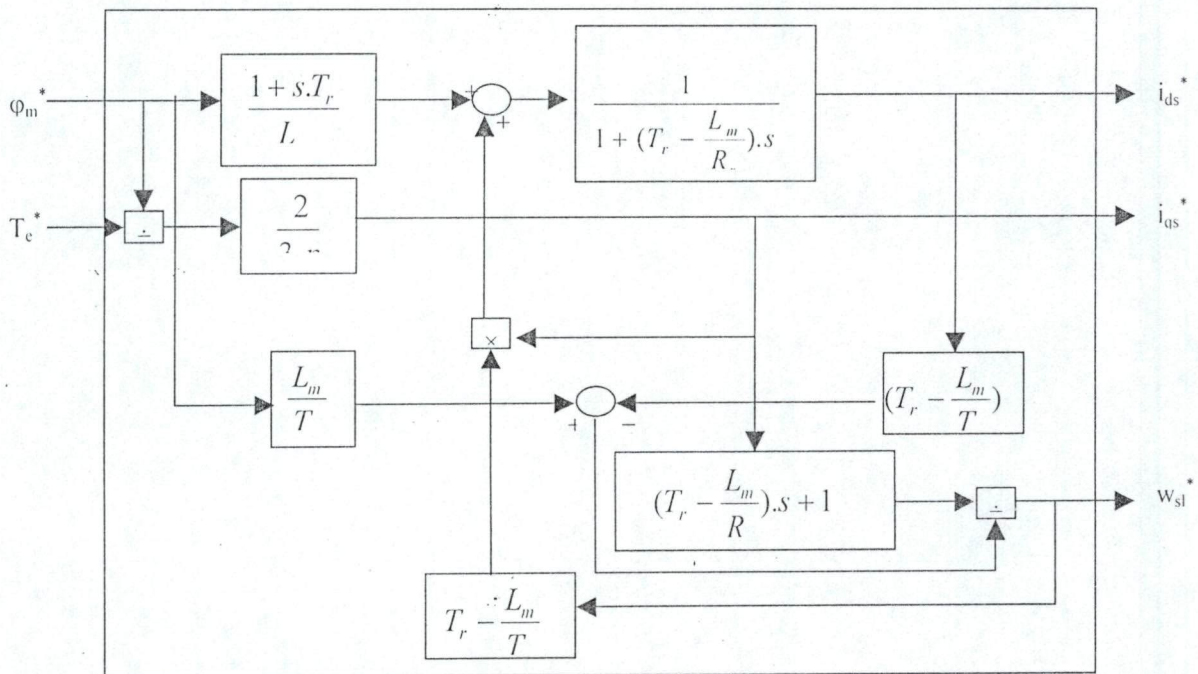


Figure. III.5 : Schéma bloc de découplage (FOC) à flux d'entrefer orienté

3. Application de l'orientation de flux

Dans cette section nous allons appliquer les différentes stratégies possibles d'orientation de flux ainsi que le découplage obtenu entre le flux et le couple suivant le schéma général présenter sur la figure III.6.

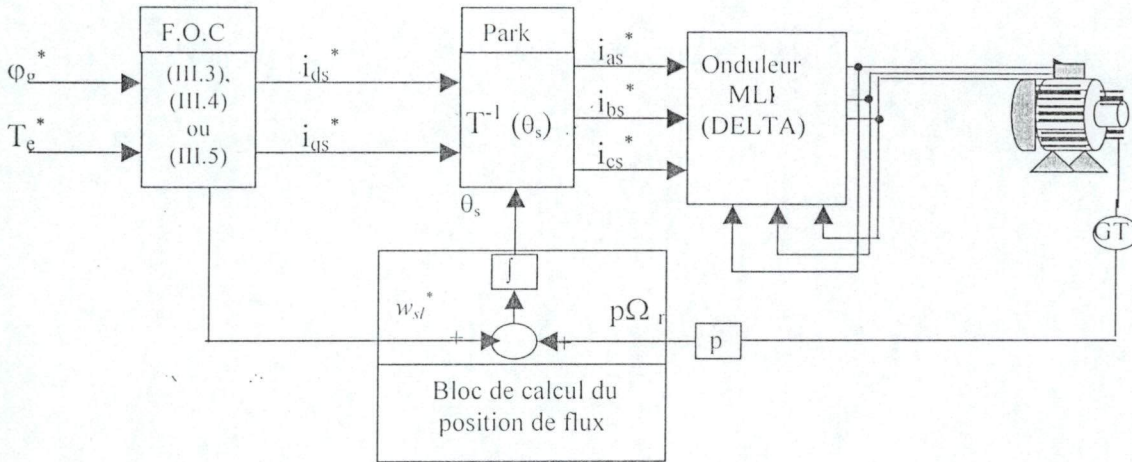


Figure. III.6 : schéma bloc d'orientation indirecte du flux φ_g ($g = r, s$ ou m)

La structure présentée sur la figure III.6 correspond à un schéma de bloc d'orientation de flux selon le différent repère. Les principaux éléments de cette structure sont le bloc F.O.C qui correspond au modèle de la machine dans un repère lié au champ tournant, dont on peut bien justifier l'intérêt de l'utilisation de ce modèle dans le chapitre (II), dans ce modèle on considère que le flux est orienté vers l'axe d. Le bloc d'estimation de la position de flux c'est pour calculer l'angle qui est utilisé par le bloc de Park pour le changement du repère lié au champ tournant au repère réel de la machine (lié au stator).

La simulation numérique de cette structure a été faite selon les différentes orientations de flux et des différentes structures de couplage entre les deux grandeurs de commande, pour étudier le comportement de la machine vis-à-vis de ces circuits et le découplage entre les grandeurs de commande, pour ce faire, on impose au système les grandeurs de commande suivantes :

*Un flux $\varphi_r = 1 \text{ Wb}$ qui est égale à la valeur nominale.

*Un couple variable en fonction du temps de -10 à 10 Nm selon la fonction suivante :

$$T_e^* = \begin{cases} T_e^* = 10 \text{ Nm} & \text{si } 2.5 \geq t \geq 0 \\ T_e^* = -10 \text{ Nm} & \text{si } 6 \geq t \geq 2.5 \end{cases}$$

4. Résultat de simulation

Les graphes de la figure III.7 représentent les résultats de l'orientation de flux rotorique. La figure III.7c montre clairement une période d'initialisation de flux rotorique (φ_r) qui atteint sa valeur de référence après 0.35 secondes. A partir de cet instant, le couple électromagnétique de la machine suit la référence imposée. Notons aussi que la variation brusque du couple n'affecte pas le flux rotorique, représenté par ces composantes ($\varphi_{dr} \cdot \varphi_{qr}$). Cette constatation permet de conclure sur le découplage entre le flux et le couple, ce qui revient de commande, le couple par une composante de courant (i_{qs}), et le flux par l'autre composante (i_{ds}) qui permet la commande par orientation de flux. Pour l'orientation de flux les graphes (III.7c) et (III.7d) montrent que les flux rotorique sont parfaitement

orientés vers l'axe d ($\varphi_{dr} = \varphi_r$, $\varphi_{qr} = 0$), et ça c'est grâce à la bonne estimation de sa position.

Dans les mêmes conditions de simulation de l'orientation du flux rotorique, on a exécuté l'orientation de flux statorique, les résultats de simulation de cette structure sont représentés dans la figure III.8. Il est clair que l'orientation de flux statorique est parfaite excepté l'instant de la variation du couple, on constate qu'il n'est pas réalisé à cause d'une mauvaise estimation de l'angle de changement de Park, par conséquent le découplage n'est pas parfait.

Les mêmes remarques sont faites lors de l'orientation du flux magnétisant.

5. Conclusion.

Dans cette partie on a essayé de justifier l'intérêt de l'orientation de flux rotorique dans la commande. L'intérêt principal de cette structure, se résume dans la bonne estimation de l'angle de changement du repère, en plus, le découplage entre le couple, le flux et les différentes composantes du courant (i_{ds} , i_{qs}). En analysant les résultats de la simulation de l'orientation du flux rotorique on constate que le temps d'établissement de régime est important. Pour réaliser une poursuite adéquate et diminuer le temps d'action, il faut donc, introduire des régulateurs. Ainsi dans la partie suivante, on va traiter le problème de la régulation.

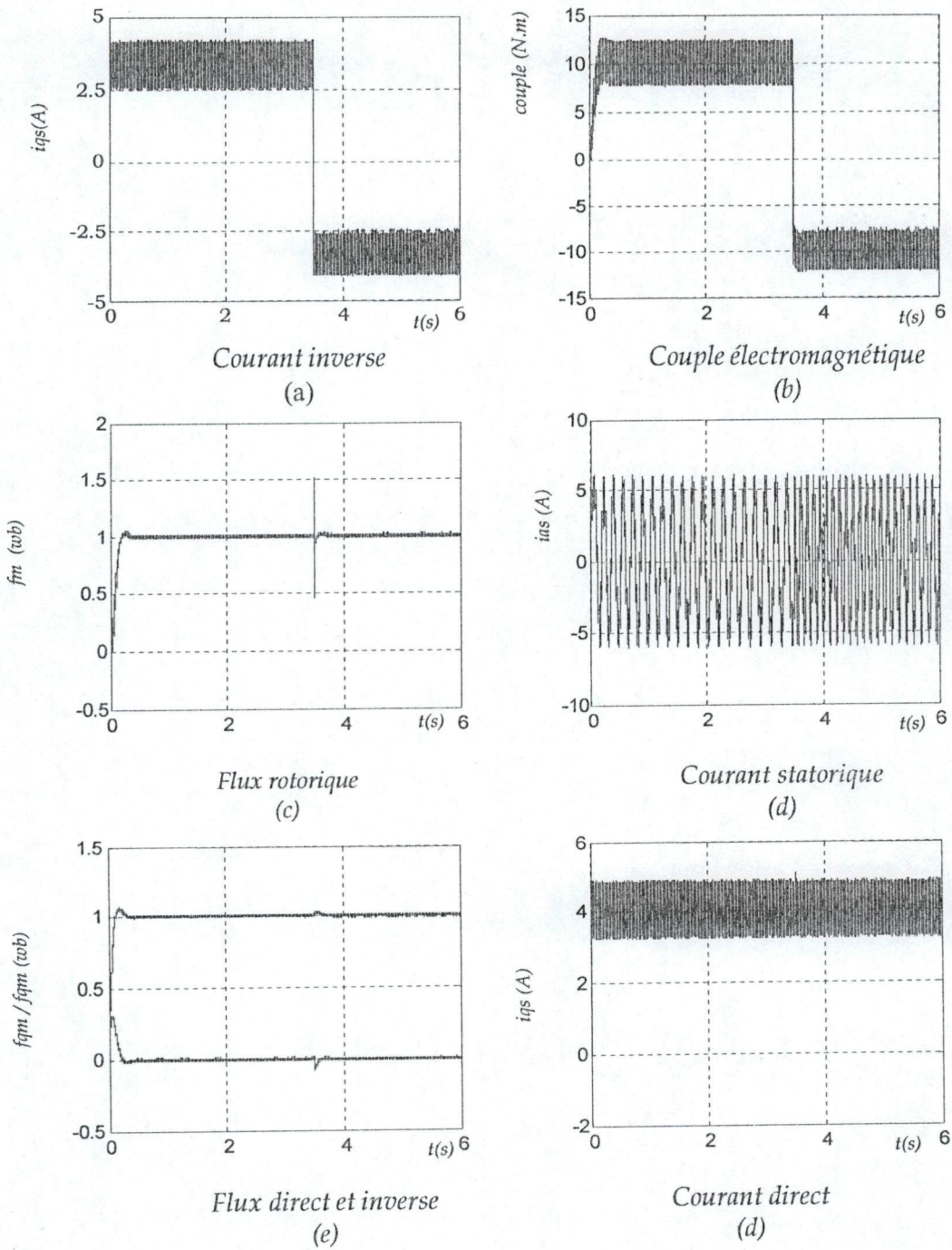


Figure.III.7 : Résultat de simulation de fonctionnement du bloc FOC
Cas d'orientation rotorique

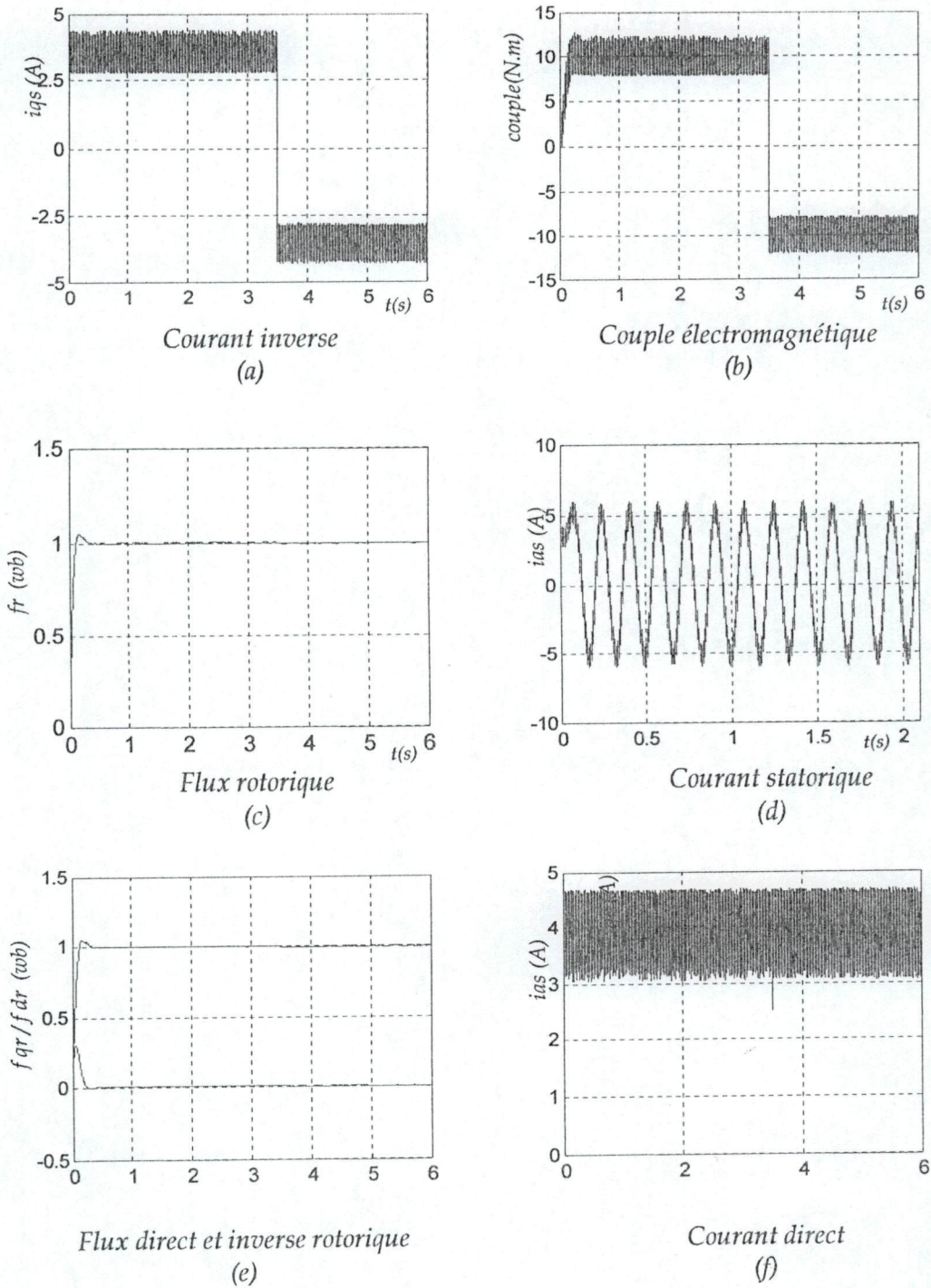


Figure. III.8 : Résultat de simulation de fonctionnement du bloc FOC
Cas d'orientation de champ glissant

6. Méthodes classiques de régulation de vitesse

Pour répondre aux exigences de l'industrie, et de réaliser une poursuite adéquate. Il est nécessaire d'introduire des régulateurs de vitesse, pour cela nous proposons de commander la machine en utilisant deux types de régulateurs séparément, le régulateur PI où les actions proportionnelle et intégrale sont mises en parallèle (figure III.9a) et le régulateur IP où les actions sont plutôt mises en série (figure III.9b) [6, 17, 31].

Nous entamons ce travail dans un premier temps par une étude comparative, mettent en évidence l'intérêt de l'utilisation du régulateur IP, ensuite les paramètres de chacun des régulateurs seront déterminés (voire annexe B).

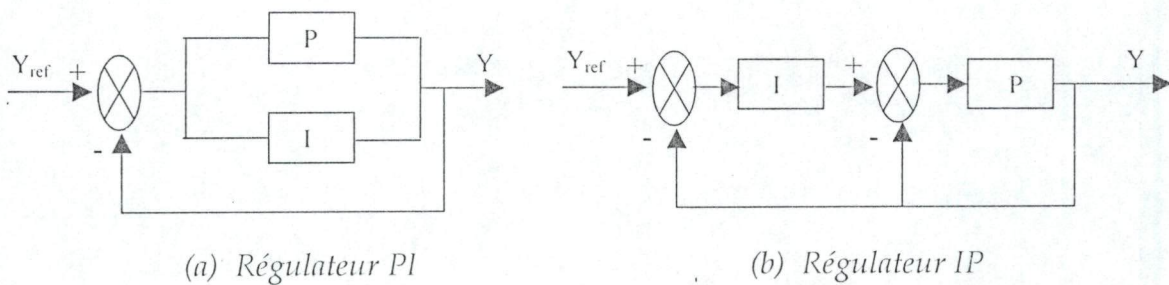


Figure. III.9 : différentes structures des régulateurs PI

6.1. Etude du comportement de la vitesse de rotation vis-à-vis des régulateurs PI et IP

Nous s'intéressons à l'étude de la boucle de régulation de la vitesse. Sachant que nous supposons l'orientation de flux est établi, c'est-à-dire, que le couple est commandé à partir de la composante en quadrature du courant statorique (i_{qs}) et que le flux rotorique (φ_r) est constant, l'expression du couple s'écrit comme suit :

$$T_e = \frac{3pl_m}{2l_r} \varphi_r i_{qs}^* = k_e i_{qs} \quad (\text{III.10})$$

Avec

$$k_e = \frac{3pl_m}{l_r} \varphi_r$$

6.1.1. Cas de régulateur PI

Le schéma fonctionnel de régulateur de vitesse, déduit à partir des équations (III.7) et (III.8), est donné par la figure III.10.

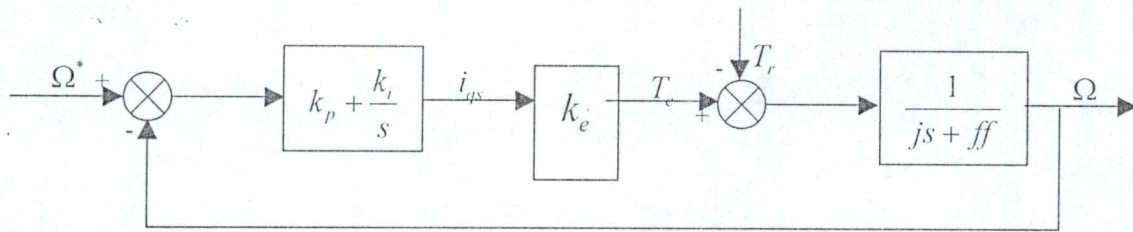


Figure. III.10 : boucle de régulation de vitesse avec régulateur PI

Après compensation du pôle dominant j/ff , la sortie Ω_r en fonction des paramètres du régulateur est donnée par :

$$\Omega_r = \frac{k_e k_p}{js + k_e k_p} \Omega_r^* - \frac{s}{(js + ff)(js + k_e k_p)} T_l \quad (III.11)$$

En régime permanent ($\Omega_r = \Omega_r^*$), la poursuite se fait à une dynamique dépendant des paramètres du régulateur ($j/k_p k_e$) et le rejet de perturbation se fera à la dynamique du

système car $\frac{j}{k_p k_e} \ll \frac{j}{ff}$. La perturbation s'annule avec la dynamique de la boucle ouverte, c'est-à-dire que le rejet de la perturbation s'effectue avec un temps de réponse qui est en fonction de j/ff dépend des paramètres de la machine, le régulateur n'intervient pas à ce niveau [6, 7, 12, 31].

6.1.2. Cas de régulateur IP

Soit le circuit de régulation représenté par le schéma fonctionnel de la figure III.11

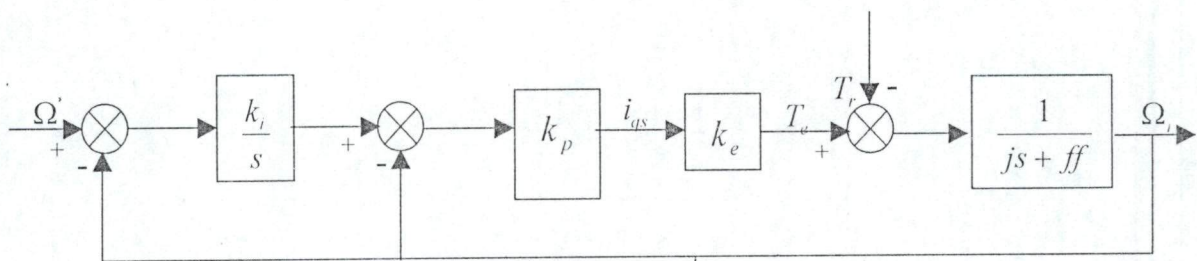


Figure III.11 : Boucle de régulation de vitesse avec un régulateur IP

déduit à partir équations (III.7) et (III.8).

Comme précédemment, l'expression de la sortie Ω_r sera :

$$\Omega_r = \frac{k_c k_p k_r \Omega_r^* - s T_r}{j s^2 + (ff + k_p k_c) s + k_c k_p k_r} \quad (\text{III.12})$$

En régime permanent ($\Omega_r = \Omega_r^*$), la perturbation s'annule, mais cette fois-ci le rejet se fait à la même dynamique que la poursuite (réponse de second ordre dépendant de k_p et k_i), étant donné que T_r et Ω_r^* sont multipliés par des fonctions ayant le même dénominateur. Pour un régulateur IP, la dynamique de poursuite égale à la dynamique de régulation, elle dépend à la fois des coefficients des régulateurs et des paramètres de la machine. De ce fait il rejette rapidement la perturbation [9, 14, 31].

7. Méthode de commande par orientation de flux :

Une bonne orientation du flux a pour résultat une simplification des équations (modèle III.15) car une sortie imposée nulle (par exemple : φ_{qr}) rend l'expression du couple

proportionnelle au produit de deux grandeurs contrôlable. (Exemple : $T_c = \frac{3}{2} p \frac{l_m}{l_r} \varphi_{dr} i_{qs}$). Ces deux grandeurs doivent toujours être mesurées ou définies à partir d'informations accessibles : Tension et courant statorique, vitesse ou position du rotor. Selon le calcul ou l'estimation de flux et sa position (l'angle d'orientation de repère d q), nous distinguons deux méthodes d'orientations de flux ; directe et indirecte [14] (dans le chapitre (I) nous avons justifié l'intérêt de la commande indirecte).

7.1. Méthode indirecte

La méthode consiste indirectement à ne pas utiliser l'amplitude de flux mais seulement sa position. Dans ce cas le flux n'est pas contrôlé directement, c'est une variable intermédiaire, liée au flux par un modèle de référence, qui est contrôlée [2, 5, 14, 19], plusieurs structures de commande peuvent être obtenues, aussi bien pour le flux rotorique que pour le flux statorique et magnétisant. Dans ce type de commande l'angle θ_s utilisé pour la transformation directe et inverse de Park est donné par l'expression (III.13).

$$\theta_s = \int (\omega_r + \dot{\omega}_s) dt \quad (\text{III.13})$$

Ou autrement :

$$\theta_s = \int \left(p \cdot \Omega_r + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \right) dt$$

7.1.1. Structure de la commande

La structure présentée sur la figure III.12 correspond à un schéma de bloc d'une régulation de la vitesse du moteur asynchrone commandé par orientation de flux rotorique. Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de la vitesse, le bloc de découplage (FOC), le bloc de calcul de θ_s l'angle de changement du

repère (position de flux), les transformations directe et inverse de Park et le bloc de défluxage qui a pour rôle de réduire le flux en cas de fonctionnement avec une vitesse supérieure à la vitesse nominale [7, 12] selon la fonction suivante :

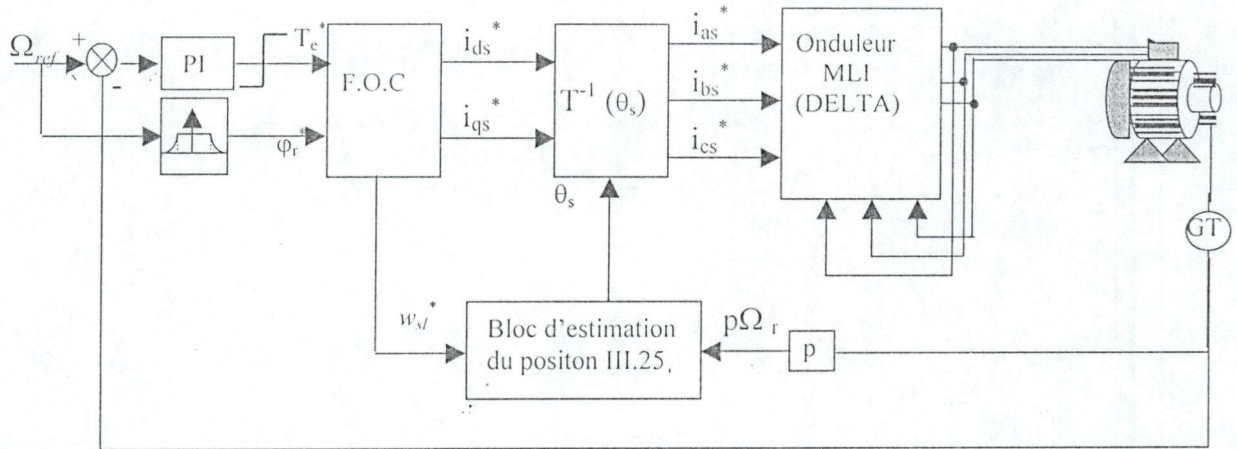


Figure III.12 : schéma bloc de régulation de la vitesse par l'orientation de flux

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_m & \dots \dots \dots \text{si } |\Omega_r^*| \leq \Omega_m \\ \varphi_m \cdot \frac{\Omega_m}{\Omega_r^*} & \dots \dots \dots \text{si } |\Omega_r^*| > \Omega_m \end{cases} \quad (III.14)$$

La figure IV.13 représente la variation de flux.

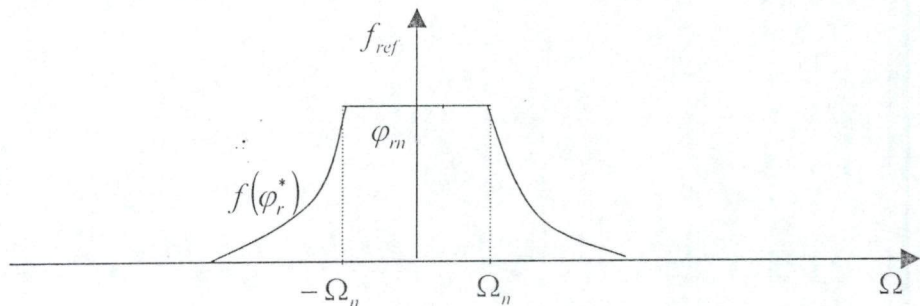


Figure. III.13 : Caractéristique de bloc de défluxage

7.1.2. Simulation numérique

Après synthèse des correcteurs (voire annexe II), nous évoluons les performances de cette commande par simulation, le logiciel utilisé est le « MATLAB/SIMULINK » [7]. Le schéma bloqué de l'ensemble de cette structure multivariée et non-linéaire est présenté sur la figure III.14.

Pour pouvoir effectuer une étude comparative de ces régulateurs dans les deux régimes transitoire et permanent et dans le but de faciliter la comparaison des performances entre ces deux régulateurs. Les gains de réglage sont fixes tels que les réponses soient asymptotiques avec un dépassement autour de 1%, dans lequel, en analysant l'influence de la variation de la charge et inversion de sens de rotation, nous avons choisi le flux de référence de 1 Wb, une application du couple résistant de 10N à $t = 1.5$ s, une variation de sens de rotation de 100rd/s à -100rd/s

Cas de PI

Les graphes de la figure III.15 représentent les réponses dynamiques de démarrage à vide. Les résultats obtenus (figure III.15a) montrent que la vitesse suit fidèlement la valeur désirée avec un temps de montée de l'ordre 0.23s (figure III.20b). Ainsi qu'une diminution de 7.5% de la vitesse est constatée lors de l'application de couple résistant avec un temps de rejet de perturbation qui est de l'ordre 0.3s (figure III.20c), nous constatons aussi que l'erreur statique est proche de zéro (figure III.20g et table III.1) et que le dépassement est négligeable grâce au filtre qui est inséré en série avec le régulateur PI (figure III.20b). Et pour la réponse du couple un pic d'environ 37Nm est constaté (figure III.15b) et il suit la valeur désirée dès que la vitesse atteint la référence, une augmentation est constatée aussi dès l'application du couple résistant pour maintenir la vitesse du moteur constante.

Cas de IP

De la même manière et dans les mêmes conditions qu'avec un régulateur PI nous effectuons la simulation avec le nouveau correcteur.

La figure III.18a montre aussi que la vitesse suit parfaitement la référence. On constate la diminution du temps de montée qui est de l'ordre de 0.2s (figure III.20b), et lors de l'application de la charge la diminution de la vitesse est de l'ordre de 6.3 % et le temps nécessaire pour que la vitesse revienne à la consigne est de l'ordre de 0.25s ceci est dû au fait que le rejet de perturbation se fait à la même dynamique que la poursuite, la figure III.23c montre bien cette analyse.

Les graphes de la figure III.21 représentent l'évolution du couple, la figure III.21b montre que le couple atteint sa valeur maximale au démarrage de 37Nm puis il décroît après le démarrage au fur et mesure que la vitesse s'approche de la valeur désirée, on constate aussi une augmentation de couple au moment de l'application de la charge pour convaincre le couple résistant (figure III.21b). Et pour le régulateur IP, la figure 9 montre l'évolution du couple, on constate que le couple atteint une valeur maximale de l'ordre de 43 Nm au démarrage et temps nécessaire pour l'établissement est de l'ordre de 0.15s figure 7b.

Pour montrer le bon fonctionnement du circuit de défluxage, une simulation a été faite avec une vitesse supérieure à la vitesse nominale qui est égale à 170 rad/s la figure III.22 montre la réponse de la vitesse, l'évolution du flux et du couple. On constate qu'une oscillation du flux au démarrage et un pic lors de l'inversion de sens de rotation, la valeur du flux direct est égale 0.865Web dans le cas où la vitesse est égale à 170 rad/s et il est égal 1Web dans le cas où elle est égale à 100 rad/sec, ce qui prouve le bon fonctionnement du circuit de défluxage.

Un autre résultat mérite d'être mentionné c'est que le découplage de la machine entre le flux et couple et effectivement réalise ; en effet les composantes de flux rotorique

$\phi_{dr} = \phi^*$ et $\phi_{qr} = 0$ Indépendant de la variation de couple et que le couple varie uniquement avec le courant i_{qs} . (Figure III.18c, d, e, f), les graphes de la figure III.18c, d montrent qu'un pic des flux au moment de démarrage.

Ce type de commande est très sensible aux variations des paramètres qui peuvent être dû soit à une mauvaise identification soit au changement au cours du fonctionnement (figure III.22).



Figure. III.15a : Réponse de la vitesse

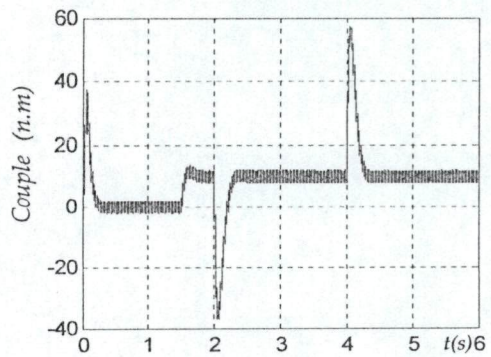


Figure.III.15b : l'évolution de couple

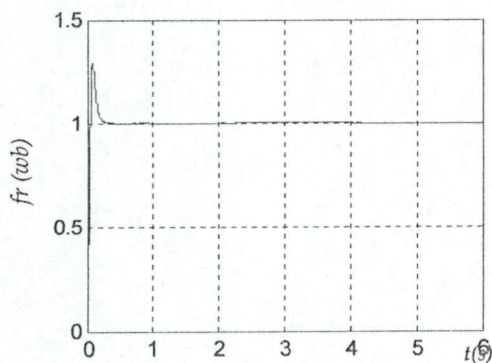


Figure. III.15c : l'évolution du flux rotorique

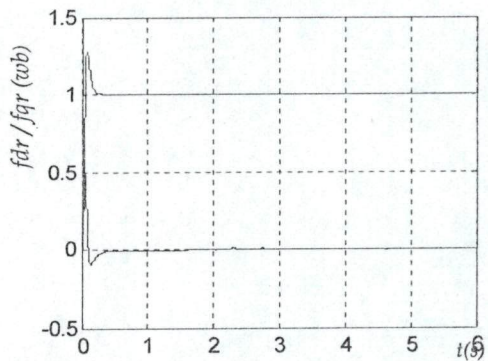


Figure.III.15d : l'évolution de flux direct et inverse

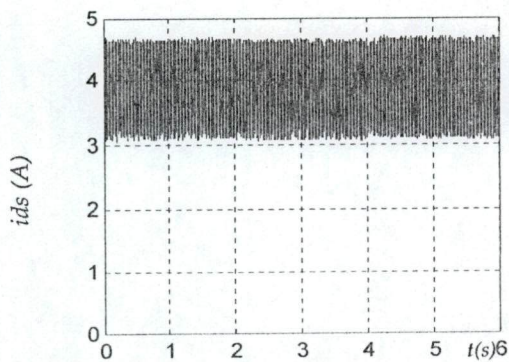


Figure.III.15e : l'évolution du Courant Direct

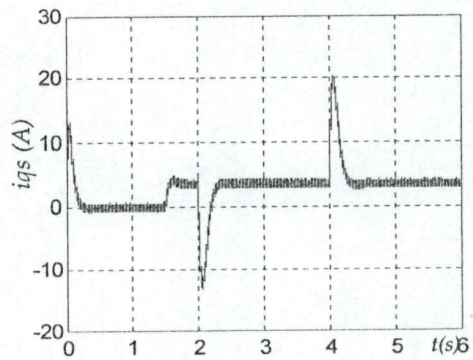


Figure.III.15f : l'évolution du Courant Inverse

Figure. III.15 : Résultat de simulation démarrage à vide avec un régulateur PI

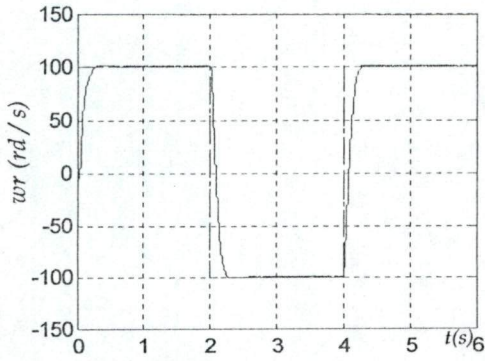


Figure. III.16a : Réponse de la vitesse

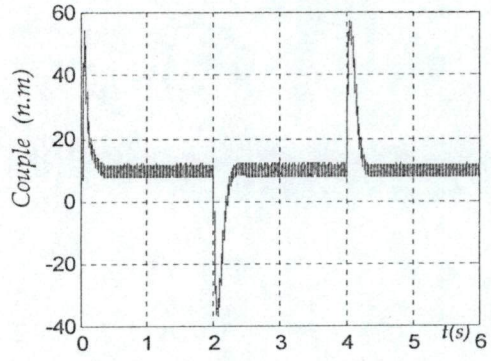


Figure.III.16b : L'évolution de couple

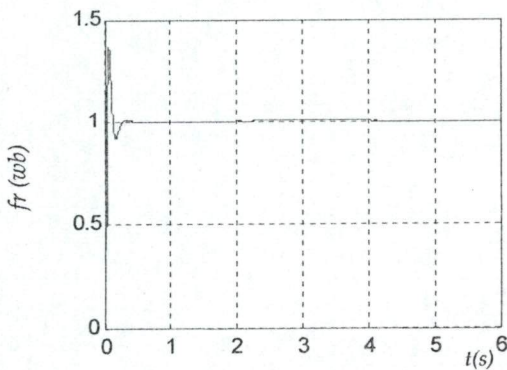


Figure. III.16c : l'évolution du flux Rotorique

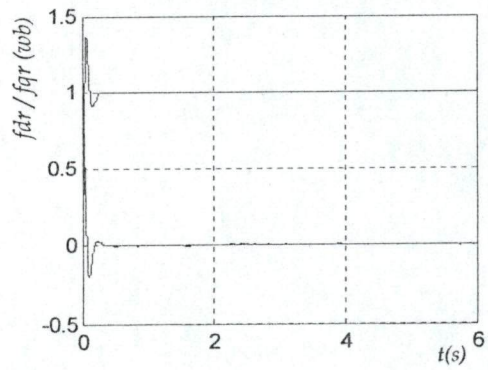


Figure.III.16d : l'évolution de flux Direct et inverse

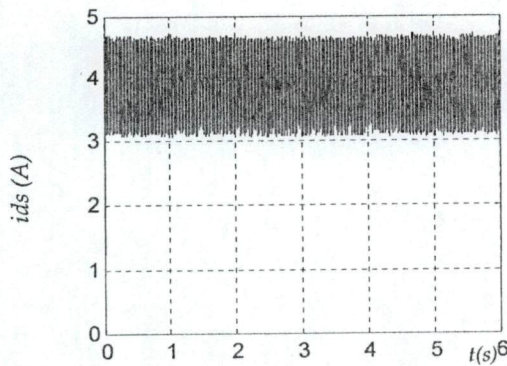


Figure.III.16e : l'évolution du Courant Direct

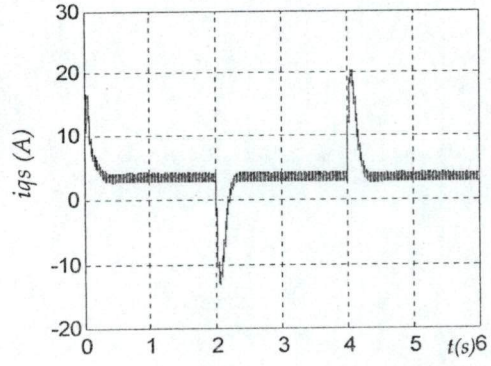


Figure.III.16f : l'évolution du Courant Inverse

Figure.III.16: Résultat de simulation démarrage en charge avec un régulateur PI

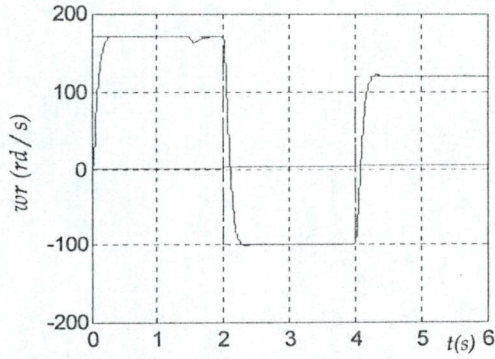


Figure. III.17a : Réponse de la Vitesse

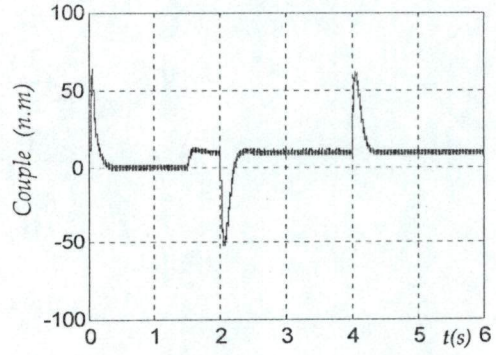


Figure.III.17b : L'évolution de Couple

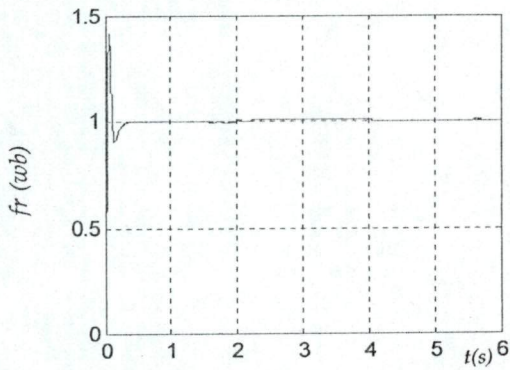


Figure. III.17c : l'évolution du flux Rotorique

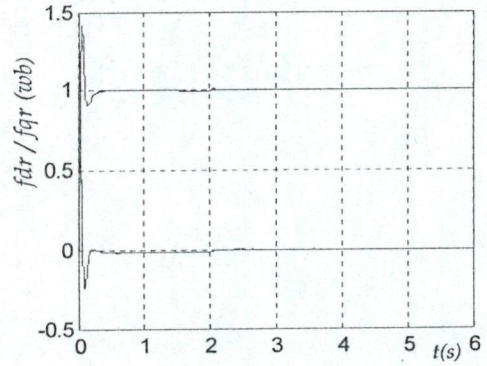


Figure.III.17d : l'évolution de flux Direct et inverse

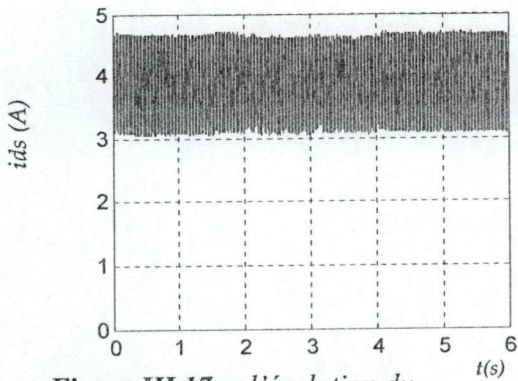


Figure.III.17e : l'évolution du Courant Direct

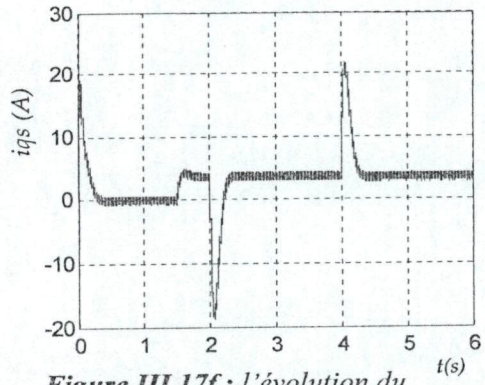


Figure.III.17f : l'évolution du Courant Inverse

Figure. III.17 : Résultat de simulation démarrage à vide avec un régulateur IP
Consigne au de la vitesse nominale

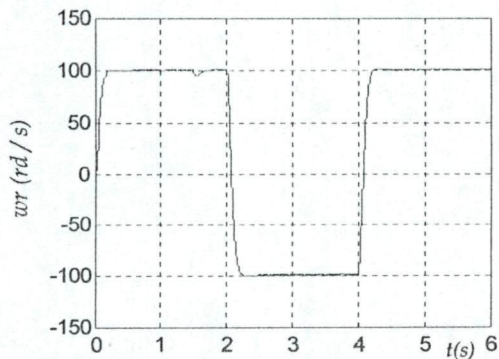


Figure. III.18a : Réponse de la Vitesse

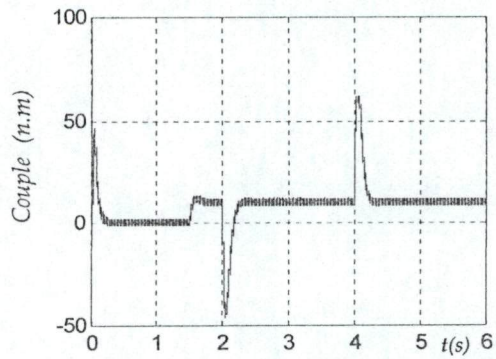


Figure. III.18b : l'évolution de Couple

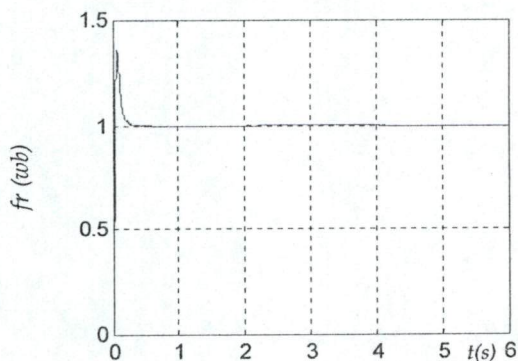


Figure. III.18c : l'évolution du flux Rotorique

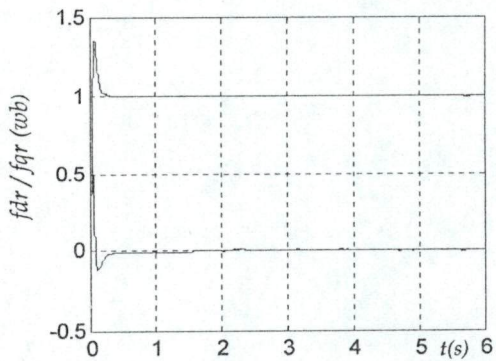


Figure. III.18d : l'évolution de flux Direct et inverse

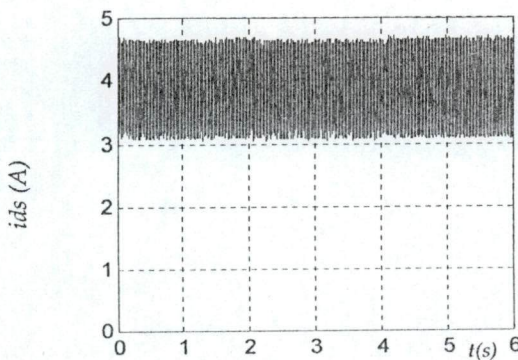


Figure. III.18e : l'évolution du Courant Direct

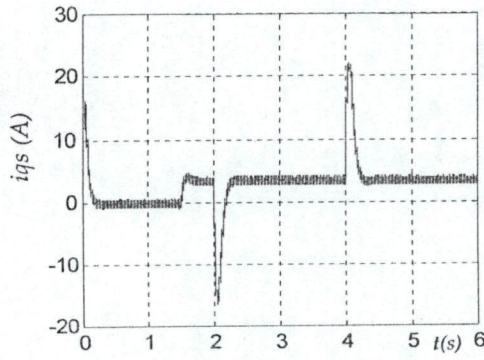


Figure. III.18f : l'évolution du Courant Inverse

Figure. III.18 : Résultat de simulation démarrage à vide avec un régulateur IP

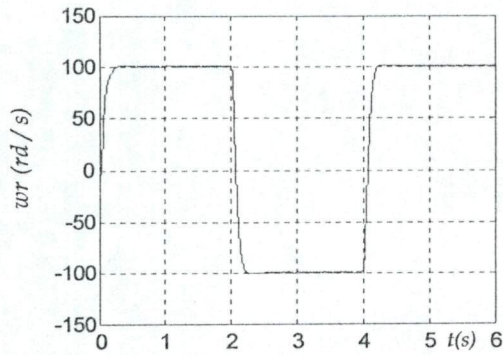


Figure. III.19a : Réponse de la Vitesse

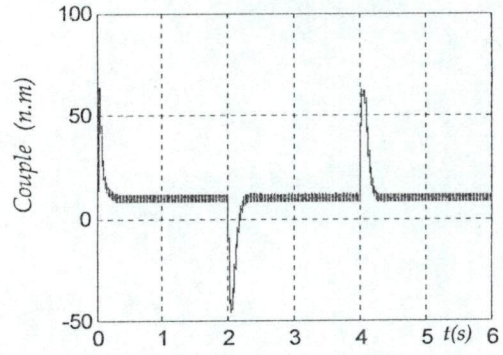


Figure.III.19b : L'évolution de Couple

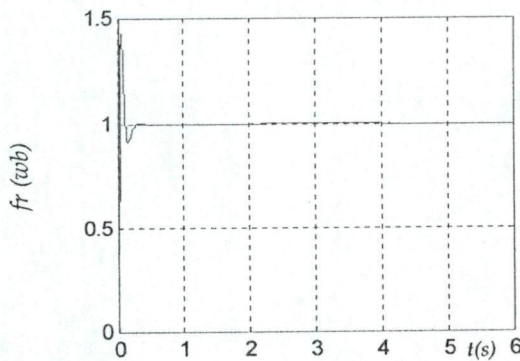


Figure. III.19c : l'évolution du flux Rotorique

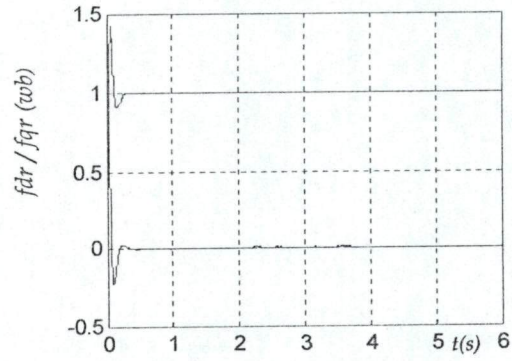


Figure.III.19d : l'évolution de flux Direct et inverse

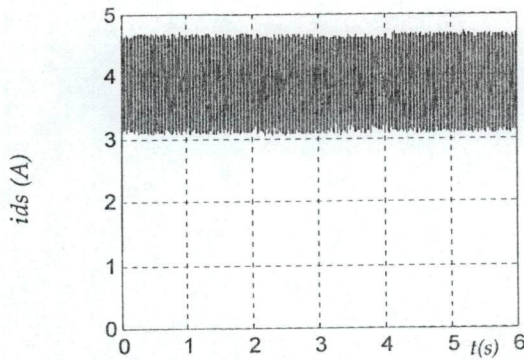


Figure.III.19e : l'évolution du Courant Direct

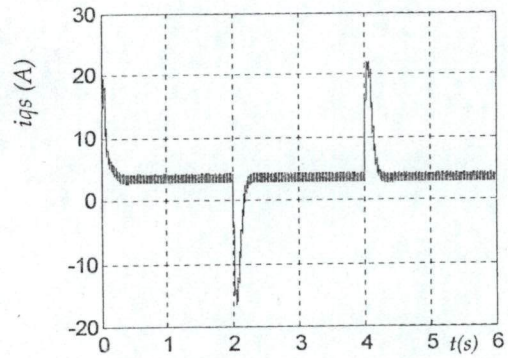


Figure.III.19f : l'évolution du Courant Inverse

Figure.III.19 : Résultat de simulation démarrage en charge avec un Régulateur IP

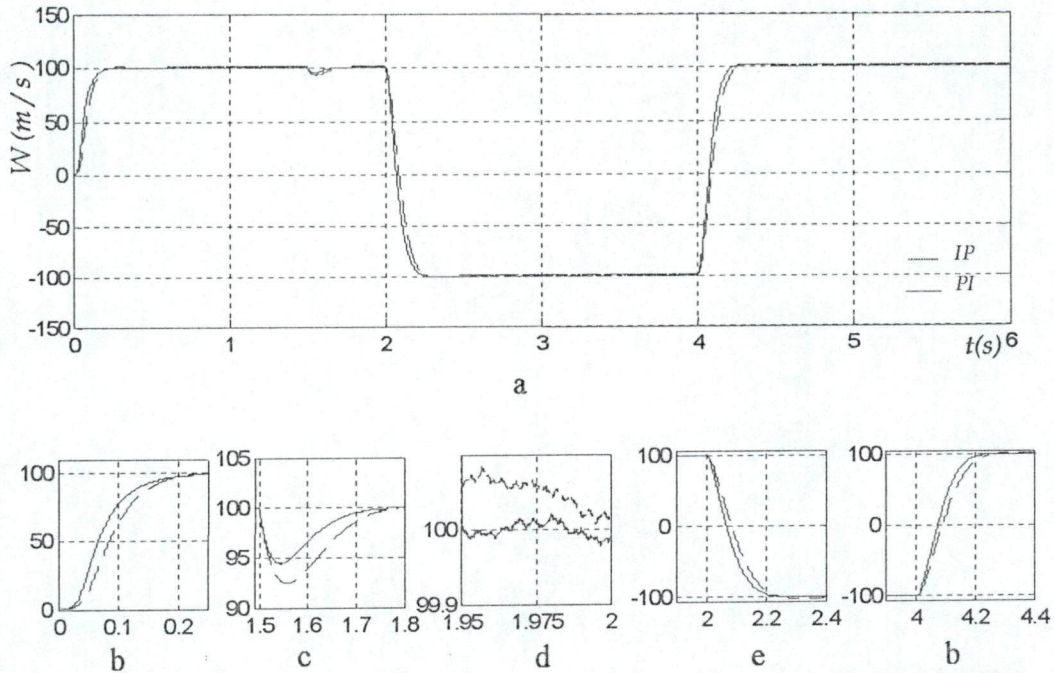


Figure. III.20 : Réponse de la vitesse à une consigne et inversion de sens de rotation Cas de deux régulateurs PI et IP

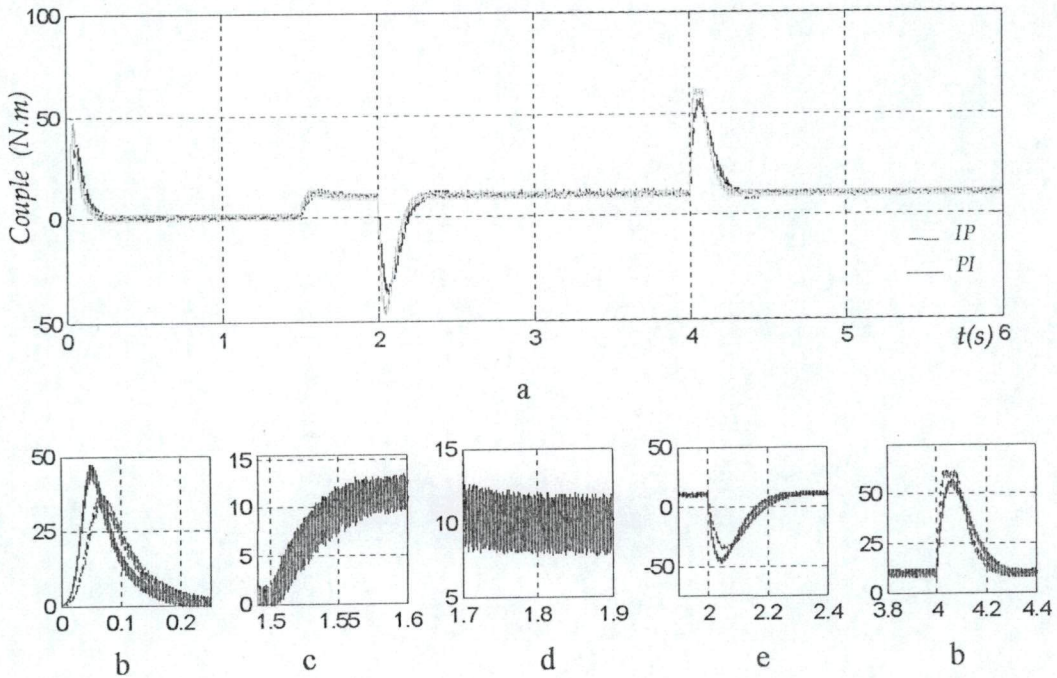


Figure. III.21 : l'évolution du couple rotation cas de deux régulateurs PI et IP

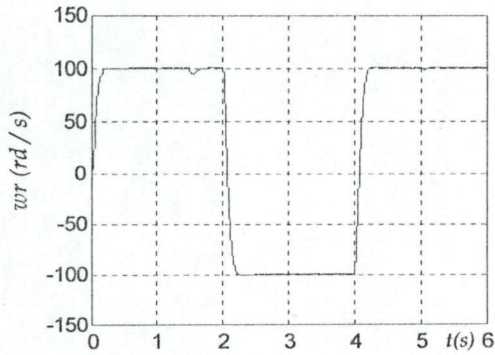


Figure. III.22a : Réponse de la Vitesse

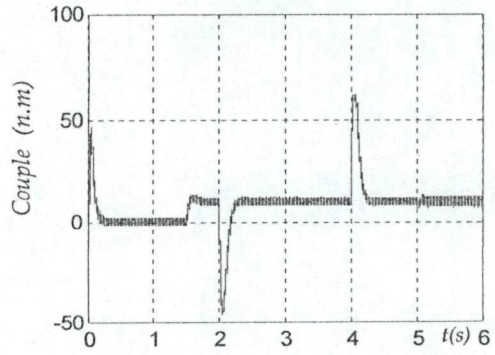


Figure. III.22b : l'évolution de Couple

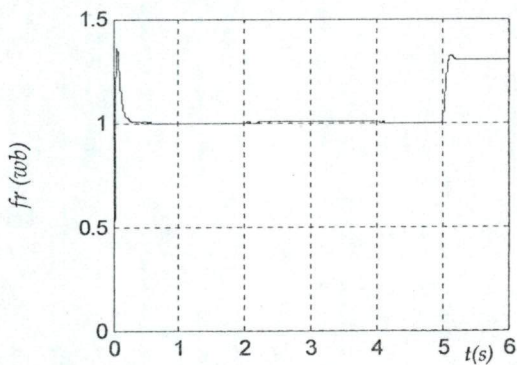


Figure. III.22c : l'évolution du flux Rotorique

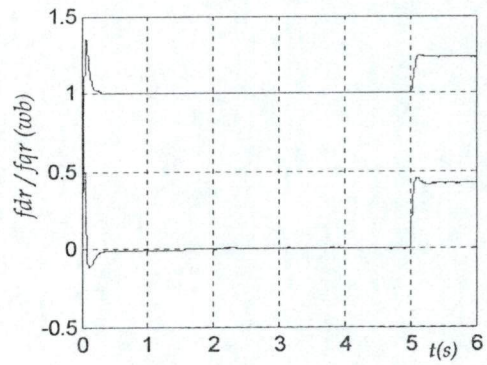


Figure. III.22d : l'évolution de flux Direct et inverse

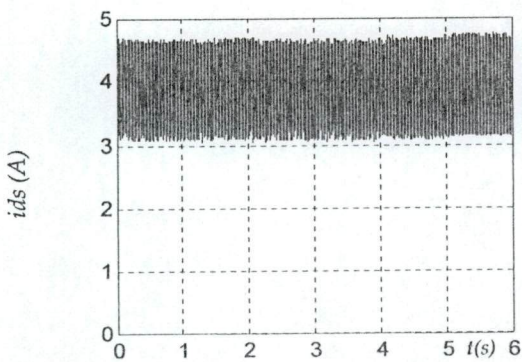


Figure. III.22e : l'évolution du Courant Direct

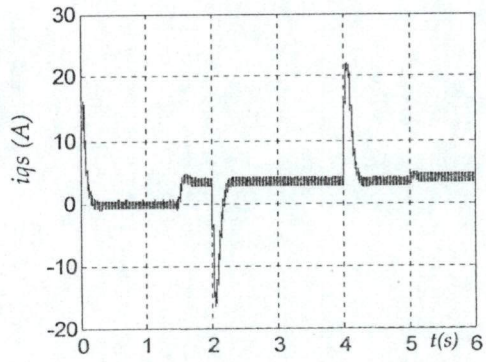


Figure. III.22f : l'évolution du Courant Inverse

Figure. III.22 : Résultat de simulation démarrage à vide avec un régulateur IP Influence de la variation de la résistance rotorique

8. Conclusion

Cette étude a mis en évidence les caractéristiques des régulateurs proportionnels (IP) qui sont introduits dans le souci de compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation.

Les résultats obtenus en boucle fermée (figure III.20) mettent bien en évidence l'apport des régulateurs IP dans le domaine de régulation voir le tableau 1.

	IP	PI
$\Delta\omega$	0.4	0.55
$\Delta t(s)$	0.22	0.25
e	2.309	2.582

Tab 1 : Performance des régulateurs (PI)

Ce résultat peut s'expliquer par la structure même du régulateur. L'action proportionnelle, qui intervient en régime transitoire, est utilisée en boucle interne et l'action intégrale, qui intervient plutôt en régime permanent, est utilisée en boucle externe. L'action d'une boucle interne étant plus rapide que celle d'une boucle externe, l'action proportionnelle intervient plus rapidement, donc plus efficacement qu'avec la structure PI.

Cependant, que se soit le régulateur PI ou IP, ces deux types de régulateurs dépendent fortement des paramètres de la machine, et une erreur d'identification de paramètres ou d'estimation des grandeurs à contrôler conduira obligatoirement à une détérioration des performances de la commande. Ainsi, dans le chapitre suivant, on va introduire les techniques de l'intelligence artificielle dans la commande, pour pallier le problème de robustesse et le temps de réponse.

Chapitre IV

1. Introduction

L'intelligence artificielle est apparue en 1965 dans la conférence de Dartmouth Collège, où elle a été définie comme étant le processus informatique permettant d'imiter la pensée humaine caractérisée par la mémoire et l'intelligence [55]. Le développement de cette stratégie a fait apparaître plusieurs techniques, voire, le système expert, les réseaux de neurones, la logique floue, ainsi que des méthodes probabilistes [2].

La recherche dans l'intelligence artificielle est très fascinante et incitante, où un très grand nombre de la communauté scientifique ont investi leurs efforts dans ce domaine. Les neurologistes ont essayé de comprendre la microstructure du cerveau permettant une modélisation du système nerveux. D'autre part les psychologues et les psychiatres ont essayé d'analyser notre système de pensée permettant le développement de la logique floue. La logique floue est de grande actualité, elle permet d'exploiter l'expérience humaine dans le domaine de la commande avec la capacité de prendre en charge le traitement des variables incertaines et imprécises. C'est pourquoi les spécialistes recherchent les meilleures stratégies de commande, permettant des réglages avec les meilleures performances possibles. Le principe du réglage par logique floue part du constat suivante : dans les problèmes de régulation auxquels il est confronté, l'homme ne suit pas, l'image de ces inventions, un modèle mathématique fait de valeurs numériques et des équations. Au contraire il utilise des termes tel que « un peu chaud, aller beaucoup plus vite, freiner à fond, etc.,... », Ainsi que ces propres connaissances qu'il a dans le domaine. Ces connaissances sont, le plus souvent, acquises de façon empirique. Le principe du réglage par la logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proche de langage humain de tous les jours. De plus ces variables linguistiques sont traités à l'aide des règles qui font intervenir qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système à régler. Sur la base de ce principe des différentes réalisations ont vu le jour [55].

Bien que la logique floue possède un champ d'application extrêmement vaste (commande, classification, aide à la décision,...) nous nous intéressons ici qu'à son utilisation dans le cadre de la commande. Tout d'abord nous présentons les notions de base de la logique floue, et ces connaissances sont suffisantes pour aborder l'utilisation de la logique floue en commande.

2. La théorie des ensembles flous

Ce n'est qu'à partir de 1965 que L.A.Zadeh, professeur à l'université de Berkeley, jeta les bases de ce qu'il dénomma " fuzzy set " (ensemble flou) [55], prenant ainsi en considération le problème posé par les connaissances imprécises ou vagues. La notion d'ensembles flous permet alors des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire autorisé un élément à appartenir plus au moins fortement à cette classe.

2.1. Différence entre ensemble flou et ensemble booléen

Alors qu'un ensemble booléen est défini par sa fonction caractéristique f à valeurs 0 ou 1, un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance μ à valeur dans l'intervalle $[0,1]$. Considérons l'exemple de la figure IV.1.

L'ensemble des tailles possible d'individu représente l'univers de discours de la variable "Taille". "Grands" est une valeur linguistique de cette variable [11, 20].

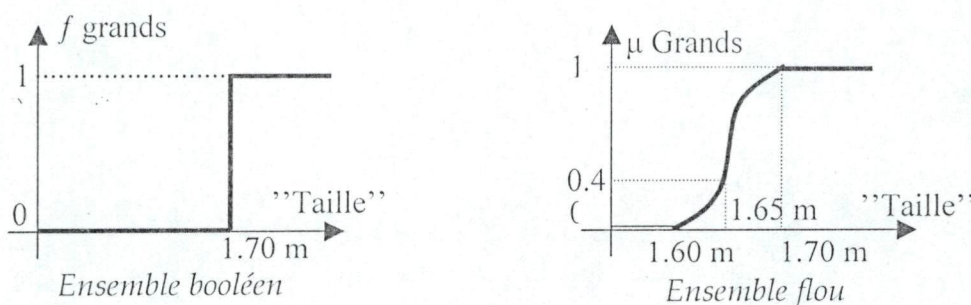


Figure IV.1 : Représentation de "Grands" dans le cas booléen et flou

Soit 1.65m la taille de x . dans le cas de l'ensemble booléen x n'appartient pas à la classe des "Grands". Dans le cas de l'ensemble flou x appartient à la classe des "Grands" avec un degré d'appartenance 0.4.

La notion d'ensemble flou évite l'utilisation arbitraire de limites rigides d'appartenance à des classes ; il serait aberrant de considérer qu'un individu de 1.70m est grand, mais qu'un individu de 1.65m ne l'est pas.

2.2. Variables linguistiques

Une variable linguistique est représentée par un triplet (V, X, T_v) où V est la variable elle-même, X l'univers de discours et T_v l'ensemble des caractérisations floues de la variable V . Considérons par exemple la variable taille définie sur l'ensemble des entiers positifs et caractérisée par les ensembles flous petit, moyen et grand. La variable taille est alors représentée par le triplet suivant $\{taille, R^+, (petit, moyen, grand)\}$ [18].

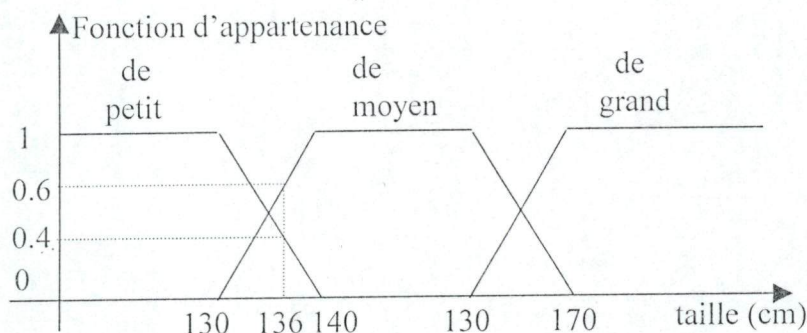


Figure IV.2 : Une personne mesurant 136 m est de taille petite avec un degré d'appartenance 0.4 et de taille moyenne avec un degré d'appartenance 0.6.

2.3. Définitions

Un ensemble flou A défini sur l'univers de discours X est noté :

$$A = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_A(x_i)}{x_i} = \frac{\mu_A(x_1)}{x_1} + \dots + \frac{\mu_A(x_n)}{x_n} \quad \text{Dans le cas discret,} \quad (\text{IV.1})$$

$$A = \int \mu_A(x)/X \quad \text{Dans le cas continu,} \quad (\text{IV.2})$$

2.3.1. Caractéristiques d'un ensemble flou

Ce sont essentiellement celles qui montrent dans quelle mesure l'ensemble flou diffère de l'ensemble booléen voire figure IV.3.

-Support : $\text{supp}(A) = \{x \in X \mid \mu_A(x) > 0\}$, c'est l'ensemble booléen des éléments de X qui appartiennent au moins un peu à l'ensemble flou.

-Hauteur : $h(A) = \sup_{x \in A} \{\mu_A(x)\}$, c'est le plus fort degré d'appartenance avec lequel un élément de X appartient à l'ensemble flou, ce dernier est dit normalisé si sa hauteur est 1.

-Noyau : $\text{noy}(A) = \{x \in X \mid \mu_A(x) = 1\}$, c'est l'ensemble booléen de tous les éléments appartenant de façon absolue à l'ensemble flou.

- Le plus souvent, pour définir les ensembles flous, les fonctions d'appartenance suivantes sont les plus souvent utilisées [11, 58] :

- 1 La fonction triangulaire : L'allure est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$

$$\mu(x) = \text{Max} \left(\text{Min} \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \quad (\text{IV.3})$$

Avec a, b et c sont les projections des trois sommets du triangle.

- 2 La fonction trapézoïdale : Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$

$$\mu(x) = \text{Max} \left(\text{Min} \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{b-x}{d-c} \right), 0 \right) \quad (\text{IV.4})$$

Avec a, b, c et d sont les projections des sommets du trapèze

- 3 La fonction gaussienne : elle est définie par deux paramètres $\{m, q\}$

$$\mu(x) = \exp \left(- \frac{(x-m)^2}{2q} \right) \quad (\text{IV.5})$$

- 4 La fonction trigonométrique : elle est définie par deux paramètres $\{x_0, a\}$

$$\mu(x) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi(x-x_0)}{2a} \right) \right) \quad (\text{IV.6})$$

2.3.2. Coupe de niveau α ou α -coupe :

α -coupe $(A) = A_\alpha = \{x \in X \mid \mu_A(x) > \alpha\}$, c'est l'ensemble booléen des éléments de X qui appartiennent à A avec un degré d'appartenance au moins égal à α [11].

2.3.3. Singleton flou {x} de X :

$$\mu_{\{x\}}(x) = 1 \text{ et } \mu_{\{x\}}(y) = 0 \text{ pour tout } y \neq x \text{ (figure. IV.4.)}$$

2.3.4. Ensembles flous convexes :

Un ensemble flou convexe si

$$\forall x_1, x_2 \in X, \forall \lambda \in [0, 1], \mu_A(\lambda x_1 + (1 - \lambda)x_2) \leq \min(\mu_A(x_1), \mu_A(x_2))$$

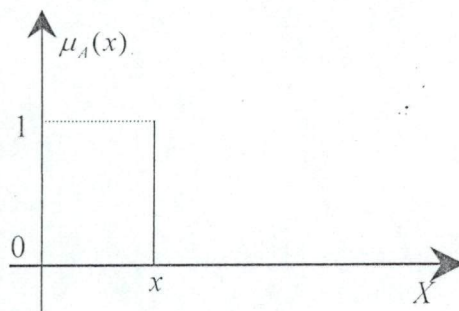


Figure. IV.4: Singleton flou

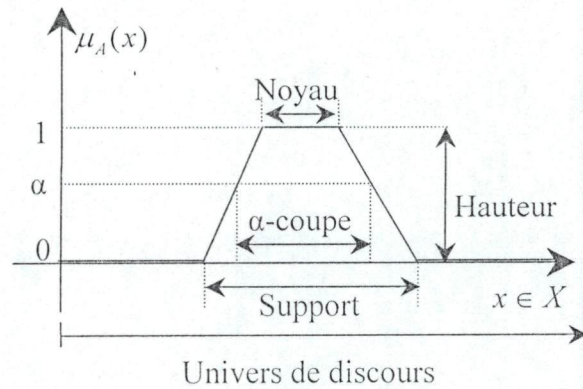


Figure. IV.3 : support, hauteur, noyau, et alpha-coupe d'un ensemble flou

2.3.5. Partition floue :

N ensembles flous (A₁, A₂... A_N) définis sur l'univers de discours X forment une partition floue si [11] :

$$\forall x \in X, \sum_{i=1}^N \mu_{A_i}(x) = 1$$

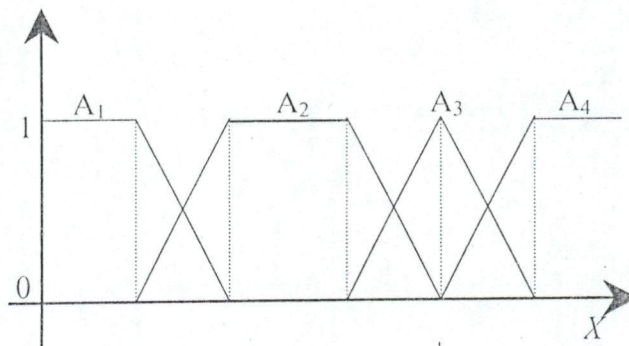


Figure. IV.5 : Exemple de partition floue

Une partition floue composée d'ensembles flous convexes normaux implique que pas plus de deux fonctions d'appartenance se recouvrent [43].

2.4. Opération sur les ensembles flous

Nous définissons, ci-dessous, les notions d'intersection, d'union et de complémentation d'ensembles flous.

Soient A et B deux ensembles flous μ_A et μ_B leur fonction d'appartenance respective et X leur univers de discours.

2.4.1. Intersection et union :

La généralisation des opérations booléennes aux ensembles flous n'est pas unique. Zadeh propose les opérations suivantes [56] :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{Intersection})$$

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{Union})$$

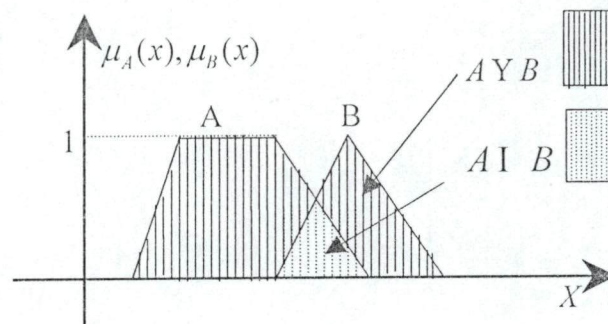


Figure. IV.6 : Exemple d'intersection et d'union d'ensembles flous (Zadeh)

Il existe d'autres opérations qui sont les normes triangulaires (t-normes) pour l'intersection et les conormes triangulaires (t-conormes) pour l'union voir la table IV.1.

2.4.2. Complémentation :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad \text{Avec } A \cup \bar{A} = X \text{ et } A \cap \bar{A} = \emptyset.$$

2.5. Le principe d'extension

Le principe d'extension a été introduit par L.A.Zadeh en 1975 [57] et constitue l'un des concepts les plus importants de la théorie d'ensembles flous. Il permet l'extension d'une application f d'un premier ensemble de référence X vers un second ensemble de référence Y , éventuellement identique au premier. Il est alors possible de définir un ensemble flou A de X :

$$\forall y \in Y, \quad \mu_B(y) = \sup_{\{x \in X | y = f(x)\}} \mu_A(x) \quad \text{si } \{x \in X | y = f(x)\} \neq \emptyset$$

$$= 0 \quad \text{sinon.}$$

	t-normes	t-conormes
Zadeh (1973)	$\text{Min}(x, y)$	$\text{Max}(x, y)$
Bandler et Kohout (1980)	$x*y$	$x+y-(x*y)$
Lukasiewicz, Giles (1976)	$\text{Max}(x+y-1,0)$	$\text{Min}(x+y*y)$
Weber (1983) $\begin{cases} x, & \text{si } y=0 \\ y, & \text{si } x=0 \\ 0, & \text{sinon} \end{cases}$	$\left\{ \right.$	$\left. \right\}$
Hamacher (1978) $\lambda, 0$	$\frac{x.y}{\lambda + (1-\lambda)(x+y-xy)}$	$\frac{x+y-(2-\lambda)x.y}{1-(1-\lambda)x.y}$
Dubois et Prade (1986) $\alpha \in [0 \ 1]$	$\frac{x.y}{\max(x,y,\alpha)}$	$\frac{x+y-x.y-\min(x,y,1-\alpha)}{\max(1-x,1-y,\alpha)}$

Table IV.1 : Principe t-normes et t-conormes [18]

3. Relation floues

Jusqu'à présent nous avons considéré d'ensembles flous monodimensionnels. Lorsque ceux-ci sont multidimensionnels, leur fonction d'appartenance est aussi communément appelée relation floue.

Une relation floue R définie sur le produit cartésien $X_1 \times \dots \times X_n$ est un ensemble flou (dimensionnel) et noté [11] :

$$R = \sum_{x_1 \times \dots \times x_n} \frac{\mu_R(x_1, \dots, x_n)}{(x_1, \dots, x_n)} \quad \text{Dans le cas discret} \quad (IV.7)$$

$$R = \int_{x_1 \times \dots \times x_n} \frac{\mu_R(x_1, \dots, x_n)}{(x_1, \dots, x_n)} \quad \text{Dans le cas continu} \quad (IV.8)$$

3.1 Produit cartésien

Considérons différents ensembles flous A_1, A_2, \dots, A_n , respectivement définis sur X_1, X_2, \dots, X_n

On peut définir, à partir de ces ensembles flous, un ensemble flou global multidimensionnel $A = A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n$, considéré comme leur produit cartésien, de fonction d'appartenance :

$$\forall x = (x_1, \dots, x_n) \in X, \quad \mu_A(x) = \min(\mu_{A_1}(x_1), \dots, \mu_{A_n}(x_n))$$

4. Acquisition de la connaissance et écriture de la base de règle

L'algorithme de commande consiste en une collection des règles floues appelée base de règles. Plusieurs solutions peuvent, être envisagées pour obtenir ces règles [15].

- L'extraction des connaissances d'opérateurs humains est certainement la méthode la plus utilisée pour la commande des systèmes complexes (cimenterie, four verrier,...). Elle peut être obtenue directement sous forme de règles énoncées par des experts dans la commande du processus ou bien à partir d'un jeu de commande du processus ou bien à partir d'un jeu de données entrées-sorties représentative du comportement de l'opérateur humain. Dans le second cas, il s'agit de construire un modèle flou des actions de commande prises par l'opérateur [11, 15].

- A l'image de la démarche usuelle en automatique, le contrôleur flou peut être obtenu à partir d'un modèle flou du processus (règles à conclusion polynomiale pour [18], modèle d'état flou pour [34] ou [20]). L'inversion de ce modèle conduit directement à un contrôleur flou. Cependant, l'utilisation de ce modèle inverse en tant que contrôleur n'est envisageable que lorsque le système à commander est à minimum de phase. Dans le cas contraire, cela conduirait à une instabilité du système en boucle fermée. L'utilisation directe et inverse à la fois [11] (après inversion) du modèle flou du processus conduit à des lois de commande floue par modèle interne ou prédictif [38].

- Les connaissances des automaticiens sur le comportement des processus vis-à-vis de certaines classes d'entrées (par exemple, les réponses temporelles) peuvent aussi être utilisées pour la réalisation du contrôleur flou [11, 15]. Il existe également des règles d'équivalence entre les contrôleurs classiques de type P.I.D. et les contrôleurs flous [28]. Une table de règles très connue en régulation est celle de Mac Vicar-Whelan [49]. Ces contrôleurs flous sont des versions floues de contrôleurs usuels.

En commande, les règles floues utilisées sont généralement de la forme :

$$\underbrace{\text{Si } (X_1 \text{ est } A_1) \text{ et } (X_2 \text{ est } A_2)}_{\text{Prémisse}} \quad \text{ALORS} \quad \underbrace{(Y \text{ et } B)}_{\text{Conclusion}} \quad (\text{IV.9})$$

Lorsque les règles floues sont de sémantiques plus complexes, elles peuvent facilement s'écrire sous une forme plus simple du même type que précédemment (IV.9). Ainsi, en pratique, des règles de la forme :

- " si X_1 est A_1 Alors $(Y \text{ est } B_1 \text{ Sinon } Y \text{ est } B_2)$ " se décomposent en :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{" Si } X_1 \text{ est } A_1 \text{ Alors } Y \text{ est } B_1 \text{"} \\ \text{OU} \\ \text{" Si } X_1 \text{ est } \bar{A}_1 \text{ Alors } Y \text{ est } B_2 \text{"} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{'' Si } X_1 \text{ est } A_1 \text{ Alors } Y \text{ est } B_1 \text{''} \\ \text{OU} \\ \text{'' Si } X_1 \text{ est } \overline{A_2} \text{ Alors } Y \text{ est } B_2 \text{''} \end{array} \right.$$

- '' si X_1 est A_1 Alors (Y est B_1 à moins que X_1 Soit A_2) '' se décomposent en :

- '' si X_1 est A_1 Alors (Y est B_1 Sinon ($\text{Si } X_1 \text{ est } A_2 \text{ Alors } Y \text{ est } B_2$)) '' se Décomposent en :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{'' Si } X_1 \text{ est } A_1 \text{ Alors } Y \text{ est } B_1 \text{''} \\ \text{OU} \\ \text{'' Si } X_1 \text{ est } \overline{A_1} \text{ et } X_1 \text{ est } A_2 \text{ Alors } Y \text{ est } B_2 \text{''} \end{array} \right.$$

- '' si X_1 est A_1 Alors ($\text{Si } X_1 \text{ est } A_2 \text{ Alors } Y \text{ est } B_1$) '' s'écrivent aussi :

'' si X_1 est A_1 et X_1 est A_2 Alors Y est B_1 ''

5. Propriétés de la base des règles

Une base de règles floues doit posséder certaines caractéristiques importantes afin d'assurer une commande correcte du système. La continuité, la consistance, et la complétude d'un ensemble de règles floues sont successivement définies [11].

5.1. Continuité

Définition 2.1 *Un ensemble de règles floues ''Si-Alors'' est continu si toutes les règles de prémisses ''adjacentes'' ont des conclusions ''adjacentes'' [11].*

La notation d'ensemble flous ''adjacents'' consiste à ordonner les ensembles flous sur leur univers de discours :

$$A_1 < A_2 < \dots < A_{i-1} < A_i < A_{i+1} < \dots$$

Où A_{i-1} et A_i sont adjacents au même titre que A_i et A_{i+1} . Dans le cas d'une partition floue, les ensembles flous adjacents sont ceux qui se recouvrent (leur intersection est non nulle).

Les parties prémisses des règles sont dites ''adjacents'' si elles contiennent les mêmes ensembles flous pour chacune des variables en entrée sauf pour l'une d'entre elles où les ensembles flous sont adjacents. Considérons, par exemple, l'ensemble suivant de règles :

$$R_k : \text{Si } x_1 \text{ est } A_1^k \text{ et } x_2 \text{ est } A_2^k \text{ Alors } y \text{ est } B_k \quad (k=1, \dots, r).$$

Les prémisses des règles R_k et R_k , $k \neq k'$, sont adjacentes si l'une des deux conditions suivantes est vérifiée :

1. $A_1^k = A_1^{k'}$ et A_2^k et $A_2^{k'}$ sont adjacents.
2. $A_2^k = A_2^{k'}$ et A_1^k et $A_1^{k'}$ sont adjacents.

La base de règles est dite continu si, pour chacune des règles de prémisses adjacentes, les ensembles flous en sortie B_k et $B_{k'}$ le sont aussi [11, 36].

5.2. Consistance

Un ensemble flou de règles floues “*Si-Alors*” est consistant s’il ne contient pas des contradictions [11].

Définition 2.2 *Un ensemble de règle floue “Si-Alors” est inconsistant s’il existe au moins deux règles des permises identiques mais des conclusions différentes [11].*

Un exemple très célèbre de base de règles inconsistantes est celle utilisée pour la commande d’un robot devant éviter un obstacle, dans laquelle deux règles contradictoires coexistent :

Si obstacle en face Alors aller à gauche.

Si obstacle en face Alors aller à droite.

En commande, si la partie prémisses des règles floues contient le connecteur “Et”, il est très rare de trouver deux règles de permises identiques. Cependant, ce problème de consistance de la base de règles peut apparaître lorsque les connecteurs utilisés en partie prémisses sont “OU” ou des opérateurs de complémentation [20].

5.3. Complétude

Définition 2.3 *Un ensemble de règles floue “Si-Alors” est complet si, quelque soit la combinaison dans l’espace d’entrée, il existe une valeur de commande.*

Une base de règles est incomplète s’il existe une situation de l’espace d’entrée pour laquelle aucune règle n’est activable. L’incomplétude de la base de règles peut conduire à une discontinuité indésirable dans la loi de commande. Une solution à ce problème est l’interpolation entre les règles floues [18].

Soit la base des règles suivantes :

$$R_k : \text{Si } x_1 \text{ est } A_1^k \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n^k \text{ Alors } y \text{ est } B_k \quad (k=1, \dots, r).$$

Une mesure de complétude (C) de la base des règles est donnée par [36] :

$$C(x) = \sum_{i=1}^n \left\{ \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^k}(x_i) \right\}$$

- Si $C(x) = 0$, la base de règles est incomplète.
- Si $0 < C(x) < 1$, la base de règles est sous-complète.
- Si $C(x) = 1$, la base de règles est strictement complète.
- Si $C(x) > 1$, la base de règles est sur-complète (redondante).

La sous-complétude, la complétude stricte et la sur-complétude sont divers degrés de complétude de la base de règles.

La complétude d’une base de règles est stricte si :

1. Pour chacune des variables d'entrée en partie prémisse, les ensembles flous correspondants forment une partions floue.
2. La base de règles énumère toutes les combinaisons possibles en partie prémisse.

6. les différentes étapes de la commande floue

Un contrôleur est un système à base de connaissances particulier, utilisant un raisonnement en profondeur limité, dans une procédure de chaînage avant des règles (activation des règles par les prémisses). Toutes les règles activables (prémisse caractérisée par un degré d'appartenance non nul) sont activées. On considère ensuite une "moyenne" sur le résultat de ces règles pour engendrer une décision finale.

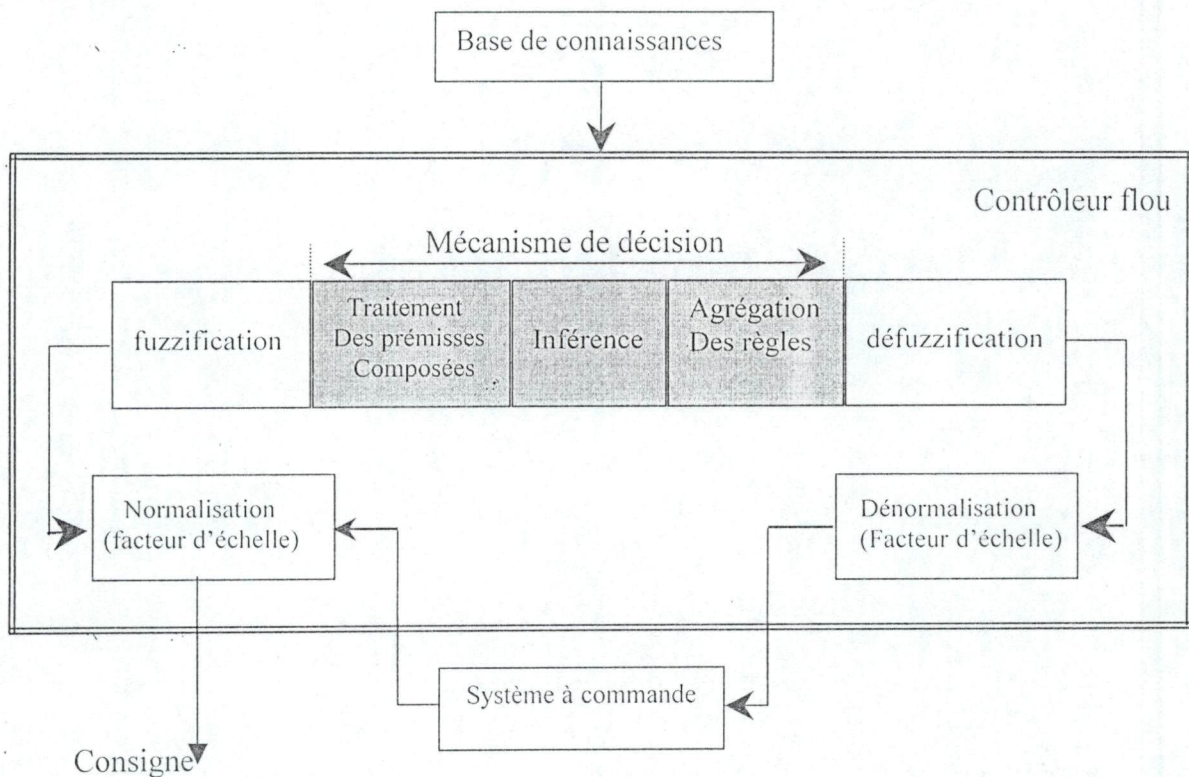


Figure. I.V.7 : Structure de base d'un contrôleur flou

On peut distinguer plusieurs étapes dans le traitement des règles voir figure IV.7 [11 ,18]. Les variables caractéristiques du système à commander et les consignes définissent les variables d'entrée du contrôleur flou. Les variables caractéristiques sont, en général, les grandeurs de sortie du processus et, le cas échéant, d'autres mesures déterminantes pour saisir l'évolution dynamique de processus. Les variables de sortie du contrôleur flou sont les commandes a appliqué au processus.

La base de connaissances est composée d'une base de données et d'une base de règles.

La base de données regroupe :

- Les ensembles flous associés aux variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou.
- Les facteurs d'échelle (gains) en entrée (normalisation) et en sortie (dénormalisation).

La base de règles contient des règles de la forme :

$$\underbrace{\text{Si } (X_1 \text{ est } A_1) \text{ et } (X_2 \text{ est } A_2)}_{\text{Prémisse}} \quad \text{ALORS} \quad \underbrace{(Y \text{ est } B)}_{\text{Conclusion}} \quad (\text{IV.10})$$

X_1, X_2 et Y sont des grandeurs physiques caractéristiques du système et du problème de commande. A_1 et A_2 sont des labels linguistiques.

Suivant la nature de B , on parlera de :

- Règles à conclusion symbolique (contrôleur de type Mamdani) [33] : B est une valeur linguistique. Exemple : *Si l'erreur est "Négatif Moyen" et la variation de l'erreur est "Positif Petit" alors la commande est "Négatif Petit"*.
- Règles à conclusion algébrique (contrôleur de type Sugeno) [46] : B est une valeur numérique (singleton) ou une équation mathématique bien précise (non flou).

Exemple : *Si l'erreur est "Négatif Moyen" et la variation de l'erreur est "Positif Petit" alors la commande est -0.3.* lorsque B est une valeur numérique on parle de règles de Takagi-Sugeno "d'ordre zéro", sinon, de règles à conclusion polynomiale [46].

On distingue classiquement trois parties dans la structure d'un contrôleur flou [11] :

La fuzzification, le mécanisme de décision et la défuzzification.

- La fuzzification est l'étape qui permet de transformer une grandeur mesurée sur le processus en un ensemble flou.
- Le mécanisme de décision qui permet de calculer l'ensemble flou associé à la commande.
- La défuzzification est l'étape qui permet de transformer l'ensemble flou, obtenu par le calcul précédent, en une grandeur de commande appliquée au processus.

Les opérations de normalisation et de dénormalisation sont des étapes optionnelles.

Nous allons maintenant revenir en détail sur les différentes étapes dans le traitement des règles.

6.1. Mis en forme des entrées

Cette première étape permet le traitement des variables d'entrée du contrôleur flou, par exemple, calcul des erreurs (différences entre grandeurs mesurées et consignes) et de variation d'erreur. L'utilisation des domaines normalisés (univers de discours compris entre -1 et 1) nécessite une transformation d'échelle. Celle-ci est réalisée par l'intermédiaire de facteur d'échelle transformant les grandeurs physiques des entrées en des grandeurs normalisées appartenant à l'intervalle $[-1, 1]$.

6.2. Fuzzification.

C'est l'opération de projection de variables physiques réelles sur d'ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables. Deux cas peuvent se présenter selon que la mesure d'une variable physique réelle est précise (valeur numérique) ou pas (issue par exemple d'un capteur flou) voire figure IV.8. [18] :

Le choix de la forme des fonctions d'appartenance (triangulaires, trapézoïdals, exponentielles, gaussiennes,...) est arbitraire. Des études comparatives ont montré, selon différentes formes de fonctions d'appartenance, des résultats pratiquement similaires en boucle fermée mais les formes triangulaires facilitent la programmation ce qui explique qu'elles soient le plus fréquemment utilisées. Quant au nombre de fonctions d'appartenance, il est généralement impaire car elles se répartissent autour de zéro (3.5 et 7 sont des valeurs courantes). Un exemple de fonction d'appartenance triangulaires est donné dans la figure V.9.

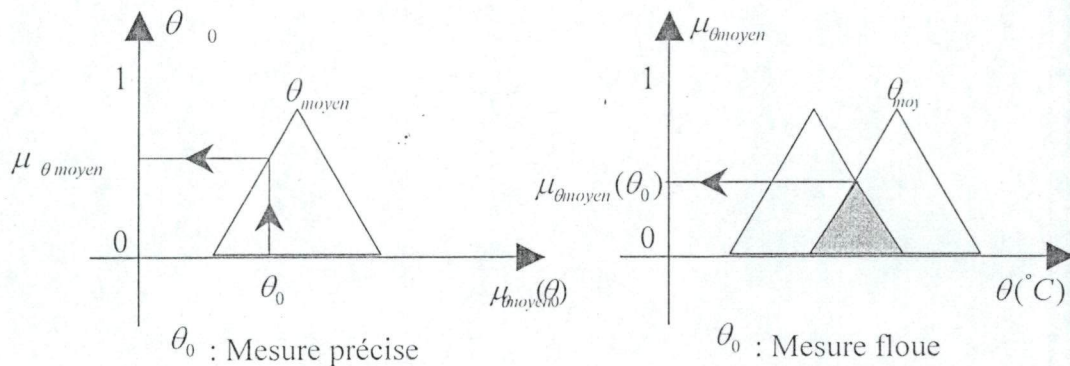


Figure .IV.8 : conversion numérique symbolique

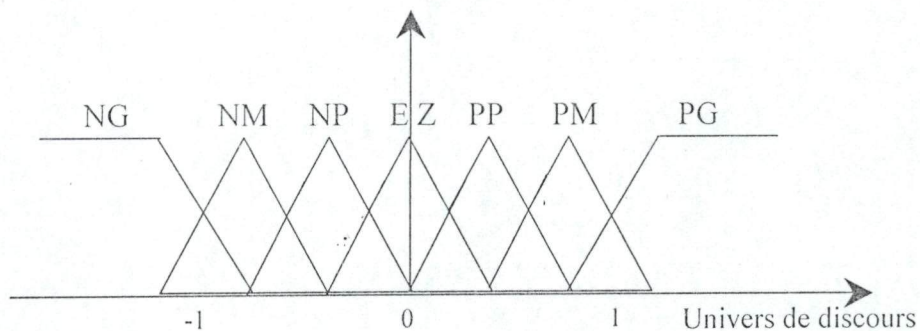


Figure.IV.9 : Exemple de fonction d'appartenance triangulaire

NG, NM, NP; ... PG sont des valeurs linguistiques, avec :

- NG : "Négatif Grand"
- NM : "Négatif Moyen"
- NP : "Négatif Petit"
- EZ : "Environ de Zéro"
- PP : "Positif Petit"
- PM : "Positif Moyen"
- PG : "Positif Grand"

6.3. traitement des prémisses composées

En général, les prémisses des règles vont comporter plusieurs clauses liées par des connecteurs “ET”, “OU”, et “NON”. Dans la pratique, pour les opérations de conjonction, et de disjonction, on a souvent recours, parmi les normes et conormes triangulaires, aux opérateurs min et max. Quant à la négation d'un ensemble flou elle est caractérisée par :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x). \quad (\text{V.11})$$

Des modifications linguistiques peuvent aussi être utilisées dans l'écriture de ces règles, la figure IV.10 éclaire un exemple des modifications linguistiques [11, 18].

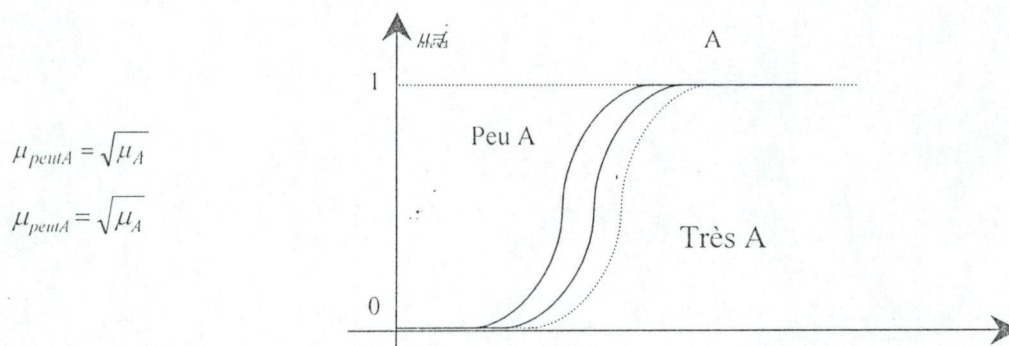


Figure IV.10 : Exemple de modificateurs linguistiques

6.4. Inférence floue

Elle repose sur l'utilisation d'un opérateur d'implication, lequel permet d'évaluer un degré de vérité d'une règle R de la forme “Si X est A alors Y est B”. En d'autres termes, cet opérateur quantifie la force de la liaison entre la prémisse et la conclusion de la règle.

Il existe de nombreux et différents opérateurs d'implication selon l'interprétation logique que l'on donne à l'implication “A implique B”

On distingue ainsi l'implication classique “A implique B” est définie par “Non A ou Non B” ($A \rightarrow B$) de l'implication dite conjonctive où “A implique B” est définie par “A et B” ($A \wedge B$).

Les opérateurs les plus courants en commande sont de type conjonctif [39, 43, 46] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{L'implication de Mamdani (1974) : } \mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)), \\ \text{L'implication de Larsen (1980) } \mu_R(x, y) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(y) \end{array} \right. \quad (\text{IV.12})$$

6.5. Agrégation des règles.

Selon le type de l'implication, classique ou conjonctive, l'opérateur utilisé pour agréger les règles sont respectivement, de type conjonctif ou disjonctif. Ainsi, en commande,

l'implication étant généralement de type conjonctif, cela revient à considérer que les règles sont liées par un opérateur OU. En pratique, on utilise l'opérateur max [43]:

$$\mu_B(y) = \max_{i=1 \text{ à } n} \mu_{B_i}(y) \quad (\text{IV.13})$$

Avant de décrire la prochaine étape qui consiste à transformer le résultat de l'agrégation des réglés en une valeur précise de commande, considérons un exemple classique illustrant le raisonnement de Mamdani [33].

L'exemple illustré par la figure IV.11, considère deux règles suivantes :

R_1 : Si (x_1 est EZ et x_2 est EZ) alors y est EZ

R_2 : Si (x_1 est PP et x_2 est PP) alors y est PP

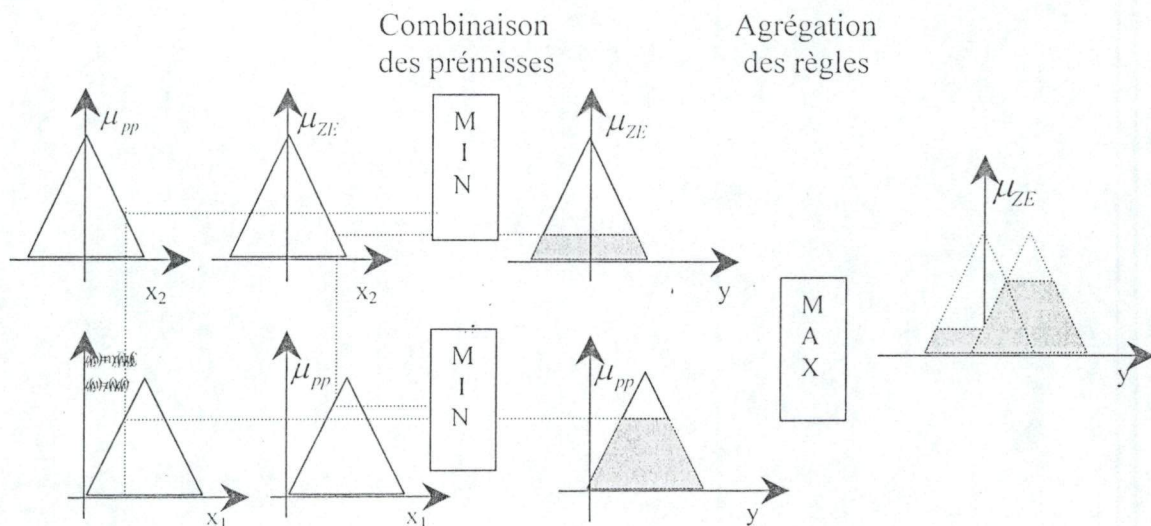


Figure IV.11 : Illustration de la méthode de Mamdani.

La méthode de Mamdani repose sur l'utilisation de l'opérateur min pour la combinaison des prémisses et pour l'implication. Chaque règle est activée séparément et les conclusions sont agrégées pour définir l'ensemble flou associé à la variable de sortie y . l'agrégation des règles est réalisée par l'opérateur max.

6.6. Défuzzification

La défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation en une grandeur de commande précise. Là aussi il existe plusieurs méthodes [11, 36], parmi lesquelles :

- ☞ La méthode de la hauteur,
- ☞ Le premier de maxima,
- ☞ Le dernier de maxima,
- ☞ La moyenne de maxima,
- ☞ Le centre de gravité,
- ☞ Le centre des aires,

- ☞ Le centre de la plus grande surface,
- ☞ Le centre de maxima.

Les méthodes de défuzzification les plus utilisées en commande floue sont le centre de gravité, le centre des aires et le centre des maxima. Pour simplifier les calculs on a utilisé dans la parité commande flou de ce projet la méthode du centre de gravité.

6.6.1. La méthode de la hauteur

La méthode de la hauteur consiste à choisir comme grandeur de la commande la valeur du maximum. Dans le cas où la fonction d'appartenance $\mu_B(y)$ a plus d'un maximum, on a le choix entre le premier, le dernier ou la moyenne des maxima. La moyenne des maxima est similaire à la méthode du premier ou du dernier des maxima et consiste tout simplement de faire la moyenne. Cette méthode nécessite peu de calcul mais peuvent introduire des discontinuités dans la loi de commande, ce qui explique pourquoi elle est si peu utilisée.

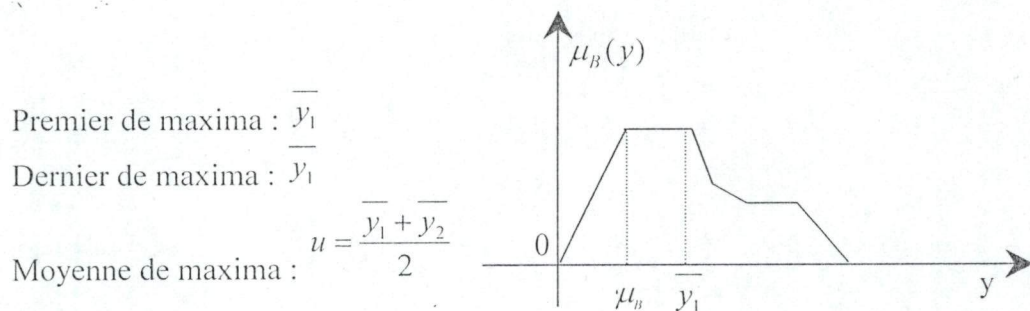


Figure IV.12 : variantes de la méthode de la hauteur

6.6.2. Le centre de gravité

C'est la méthode de défuzzification la plus connue en commande floue. Cette méthode fournit intuitivement la valeur la plus représentative de l'ensemble flou issu de l'agrégation des règles. C'est aussi la méthode la plus coûteuse en temps de calcul [11].

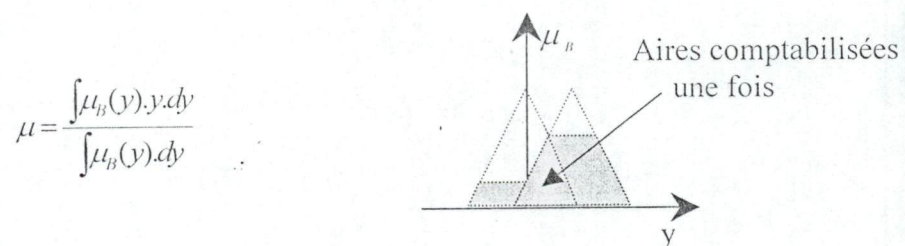


Figure IV.13 : Défuzzification par un centre de gravité

6.7. Dénormalisation

Cette dernière étape transforme les valeurs normalisées des variables de commande en des valeurs appartenant à leur domaine physique respectif.

7. Structure de base d'un contrôleur flou : analogie structurelle avec un PI.

Pour des problèmes de régulation monovariante simple, les entrées du contrôleur flou généralement l'erreur ε (différence entre consigne et sortie du processus) et la variation de l'erreur $\Delta\varepsilon$ (traduire la dynamique du système). GA, GB, et GC sont des gains ou facteur d'échelle [18].

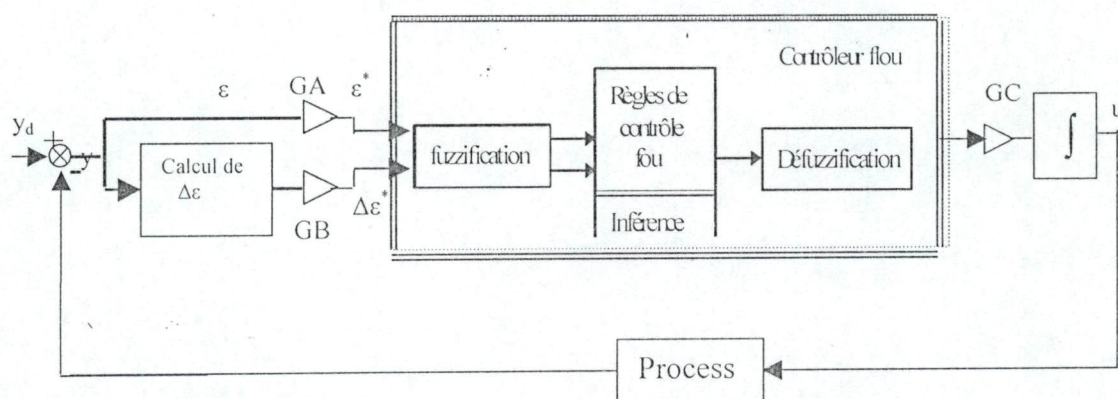


Figure IV.14 : Structure de base d'un contrôleur flou

8. réglage, stabilité et robustesse d'un contrôleur flou

8.1. Réglage

Un contrôleur flou possède de nombreux paramètres de réglage, ce qui peut, à priori, effrayer ses utilisateurs. En effet, contrairement aux contrôleur classique (notamment de type PI : deux constantes à régler), le contrôleur flou possède un nombre bien plus conséquent de paramètre, et offre, par la même, davantage de règles de liberté [26, 28].

On peut citer parmi les choix et les règles à faire.

- ☞ l'expression des règles.
- ☞ La définition des variables et des valeurs linguistiques (sous-ensemble flou pour chaque variable), avec leurs fonctions d'appartenance associées,
- ☞ La méthode d'implication,
- ☞ La méthode d'inférence,
- ☞ la méthode de défuzzification,
- ☞ les facteurs d'échelles (gain) sur les entrées et les sorties du contrôleur,

Cependant, on constate une certaine insensibilité du résultat au choix des méthodes d'implication, d'inférence et défuzzification. Pour les autres paramètres, un réglage séquentiel est possible [3] :

- ☞ Facteurs d'échelles (effet global sur le comportement du système).
- ☞ Fonctions d'appartenance,
- ☞ Règles (effet local sur le comportement du système).

8.2. Stabilité

L'analyse de la stabilité est a priori difficile dans une approche de type "système à base de connaissance" dont l'objectif est d'éviter l'utilisation de modèles mathématiques du procédé. Une modélisation floue du système bouclé est alors nécessaire pour l'analyse de la stabilité. Toutefois, si une caractérisation mathématique du processus à commander existe, comme dans notre cas de la commande de la machine à induction, le contrôleur flou étant en général, un contrôleur non-linéaire, certains résultats de la théorie des systèmes non-linéaire peuvent être utilisés. Selon notre objectif, nous choisissons ici de distinguer les différentes méthodes où le modèle mathématique du processus existe. La liste des méthodes citée ici est non exhaustive et le lecteur peut se référer à [11, 33] pour avoir un aperçu plus complet.

- Si le contrôleur flou peut facilement se mettre sous forme analytique [18] l'on est ramené à l'étude de la stabilité asymptotique d'un système en boucle fermée non-linéaire et on peut alors utiliser la méthode directe de Lyapunov.
- Pour des contrôleurs flous plus complexes, l'expression mathématique est inexploitable, on doit alors se contenter d'une propriété de secteur géométrique [11, 17, 44]

8.3. Robustesse

La robustesse, bien que maintes fois soit constatée, ne possède aucune démonstration rigoureuse. Son explication est à chercher dans l'aspect non-linéaire de cette commande qui peut apparaître comme contrôleur de type P.I. à gain variable ou préprogrammés, selon le point de fonctionnement [17].

9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressées à l'utilisation de la logique floue en commande. L'accent a particulièrement été mis sur les différentes étapes dans le traitement des règles d'un contrôleur flou.

Retenons, que l'intérêt majeur de la logique floue en commande réside dans sa capacité de traduire une stratégie de contrôle d'opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques facilement interprétables.

Les contrôleurs flous se distinguent selon la conclusion de leurs règles :

- Symbolique (contrôleur de type Mamdani) [33].
- Algébrique (contrôleur de type Sugeno) [46].

Dans le cadre de notre étude, pour faciliter l'étude et limiter le temps du calcul, le contrôleur flou utilisé est de type Mamdani.

Nous disposons maintenant des notions élémentaires relatives à la commande en logique floue. Dans le chapitre suivant nous analysons les différentes possibilités de commande par logique floue d'un moteur à induction, et de les comparer avec les techniques classiques.

📄 Chapitre V

1. Introduction

Les résultats obtenus dans le chapitre (III) montrent clairement le handicap du régulateur PI pour la compensation rapide des perturbations, le manque de robustesse lors de la variation des paramètres du moteur et avec un temps de montée un peu important. Plusieurs travaux sont consacrés à cette approche pour pallier ce problème et répondre à l'exigence du milieu industriel, à une large gamme de variation de la vitesse de rotation (de mW au MW) avec un temps de réponse minimal [35]. La commande par logique floue est une commande non linéaire ayant des propriétés de robustesse, il serait très intéressant d'explorer ses potentialités pour la commande de la MAS. La logique floue a la capacité de prendre en charge le traitement des variables imprécises et de déduire des décisions objectives par une connaissance approximative. En effet, par une connaissance approximative des sorties et du comportement du système, le régulateur par logique floue (RLF) est apte à fournir une commande efficace. Ainsi dans le présent travail nous allons introduire les techniques de la commande par logique floue, en essayant de dévoiler l'influence de l'augmentation d'ensembles flous du régulateur sur les propriétés du régulateur. Tout d'abord, les différents éléments du régulateur sont présentés et ses paramètres sont mis en évidence. Le choix de la structure du régulateur flou est également justifié. En fin une application pour la commande d'une machine à induction est abordée.

2. Structure général du régulateur flou

Afin de répondre à la première spécification du cahier des charges (d'améliorer les résultats de la régulation par PI classique déjà étudié), nous allons remplacer le régulateur PI classique par son successeur flou, le choix de la structure du régulateur flou est de type proportionnel intégral, ce choix correspond à l'ajout d'une action intégrale afin d'obtenir des erreurs de statisme nulles en régime permanent [27].

Les entrées-sorties de régulateur floues considérées sont :

E, ΔE : vecteur d'entrée du régulateur flou ; Il est composé de variables linguistiques, qui apparaîtront dans la partie antécédente des règles de régulation. Ces composantes sont les variables d'état du système à réguler. Dans notre cas ce sont l'erreur sur la vitesse de la machine à induction (entre la consigne et la réponse) et la variation de l'erreur.

$$\begin{aligned} E_1(k) &= G_1(w_r^*(k) - w_r(k)) = G_1 \cdot E(k) \\ \Delta E(k) &= G_2 \cdot \frac{(E_1(k) - E_1(k-1))}{T} \end{aligned} \quad (V.1)$$

U : variable de sortie du régulateur flou ; C'est également une variable linguistique, qui apparaîtra dans la partie conséquente des règles de régulation. Elle est dans notre cas la commande.

$$U_c^*(k) = U_c^*(k-1) + G_3 \cdot \Delta U_c^*(k) \quad (V.2)$$

Le principe de conception d'un régulateur flou consiste à exprimer la stratégie de régulation à partir d'objectifs de régulation et d'observations sur les entrées-sorties du processus, ceci sans analyser en détail la dynamique sous-jacente du système. Le régulateur flou utilise des règles linguistiques qu'il est capable d'interpréter numériquement afin d'établir une stratégie de régulation [20, 28, 38].

Les problèmes principaux de conception sont :

- La définition du formalisme linguistique,
- Le choix d'opérateur mathématique pour manipuler les variables floues

Le schéma global décrivant les différents modules d'un contrôleur flou est donné par la figure V.8 [11, 18, 28].

Les points à étudier lors de la conception des différents modules d'un régulateur flou, ainsi que des informations sur les différents choix possibles sont décrit dans les paragraphes suivants [11, 18].

2.1. L'interface de fuzzification

Le problème principal qui doit être considéré quand il s'agit de concevoir une interface de fuzzification est le choix de la stratégie de fuzzification destinée à convertir les données en entrée en valeurs linguistiques. La stratégie de fuzzification la plus communément utilisée c'est la méthode du centre de gravité (COG), dont les performances sont prouvées par rapport aux autres méthodes [38]. Mais cette méthode exige un temps de calcul très important. En choisissant, des fonctions d'appartenance triangulaires et équidistantes sur l'univers de discours de la variable de sortie le calcul peut être simplifié considérablement. En effet, la méthode du centre de gravité devient la méthode des hauteurs pondérées, et l'incrément de la commande est calculé comme suit :

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^M c_i \mu_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (\text{V.3})$$

avec :

- f_i : Le degré d'activation de la règle i ;
- c_i : Le centre de gravité de l'ensemble flou i ;
- M : le nombre total des règles d'inférence ;

2.2. La base de connaissances

La mise en place d'une base de règles implique la résolution du problème principal suivant :

Obtention de la connaissance pour exprimer les objectifs de la régulation. L'extraction de la connaissance peut se faire selon l'un des modes suivants :

- Interrogation d'expert,
- Examen des actions effectuées par opérateur spécialisé,
- Raisonnement dans l'espace de phase linguistique ou dans l'espace temporel afin de trouver les règles permettant de réguler autour d'une valeur de référence, (Mamdani,

King), (Brae, Rutherford, ces derniers ayant introduit la notion de plan de phase linguistique) [52].

- Construction des connaissances : les règles sont construites par identification floue et peuvent être modifiées en ligne. Ceci correspond aux systèmes à auto-apprentissage, (par exemple : la voiture floue de Sugeno, le régulateur à auto-organisation de Procky et Mamdani) [33].

Notre objectif c'est la conception théorique du régulateur flou donc nous avons qu'un seul choix pour l'extraction des règles c'est par raisonnement dans le plan de phase. Les règles adoptées sont les règles responsables du dépassement. Leurs parties conclusions sont modulées jusqu'à obtenir un compromis optimal au sens d'un critère à définir.

Les schémas (VI.1) présentent la décomposition du plan de phase linguistique en zones présentée ci-dessous :

- Loin de la référence, régime transitoire (zone1)
- Autour de la référence, en phase de convergence (zone2)
- Autour de la référence, en phase de divergence (zone3)
- Instabilité et divergence de la sortie de la machine (zone4),

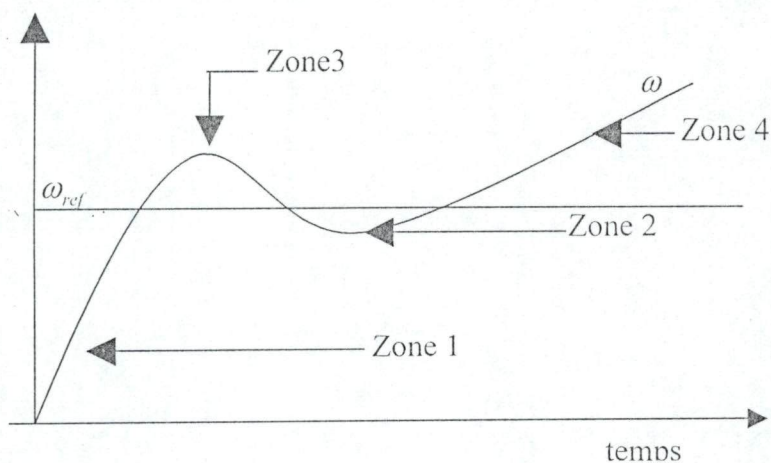


Figure. V.1 : Illustration dans le domaine temporel des zones équivalentes dans le plan de phase linguistique

Si nous choisissons les différents termes linguistiques des vecteurs d'entrées et de sorties par :

NG (négatif grand), NM (négatif moyen), NP (négatif petit), EZ (environ de zéro), PP (positif petit), PM (positif moyen), PG (positif grand), il est possible de définir les règles en assurant les critères suivants :

- Pour la zone 1 diminuer le temps de réponse du régulateur,
- Pour la zone 2 de minimiser le dépassement,
- Pour la zone 3 minimiser l'erreur statique en régime permanent et éliminer l'oscillation
- Pour la zone 4 de stabiliser la réponse et d'assurer une poursuite adéquate,

Ainsi nous obtenons les règles définissant les différentes phases de régulation :

ΔE E	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Table.V.1 : règles définissant le régime transitoire dans le plan de phase linguistique (zone1)

ΔE E	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Table.V.2 : règles définissant le régime permanent en phase de convergence de la sortie (zone 2)

ΔE E	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Table.V.3 : règles définissant le régime permanent en phase de divergence de la sortie (zone 3)

ΔE	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
E	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NM	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
NP	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
ZE	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PP	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PM	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Table.V.4: règles définissant les actions à mener en cas de divergence de la sortie

2.3. Le moteur d'inférence

Les différents opérateurs à définir pour la conception du moteur d'inférence sont :
Le **ET**, l'**implication floue**, et l'**union**.
Pour simplifier notre étude, les paramètres du moteur d'inférence ont été choisis comme suit :

ET : opérateur Minimum

INFERENCE : opérateur Sup-Min (Zadeh)

IMPLICATION : opérateur Maximum

DEFUZZIFICATION : la méthode de centre de gravité

3. Réglage des paramètres du régulateur

En raison de l'inexistence des procédures systématiques permettant le calcul des paramètres du régulateur flou, d'après la loi de la commande du régulateur flou (figure VI.8) [27], nous remarquons pour les points correspondant aux noyaux d'ensembles flous de l'erreur et sa variation que la loi du régulateur est rigoureusement de type proportionnelle intégrals linéaire. On peut en premier temps approximer le régulateur flou à un régulateur proportionnel intégral, et par tâtonnement (essai-et-erreur) on optimise la réponse à la référence [11].

4. Différents régulateurs flous

Selon le nombre d'ensembles flous constituant la variable linguistique d'entrée ou de sortie on distingue plusieurs régulateurs flous.

4.1. Régulateur flou à trois ensembles

Le régulateur admet pour chaque variable les trois ensembles flous N (Négatif), Z (Zéro) et P (Positif), comme il est montré sur la figure V.2.

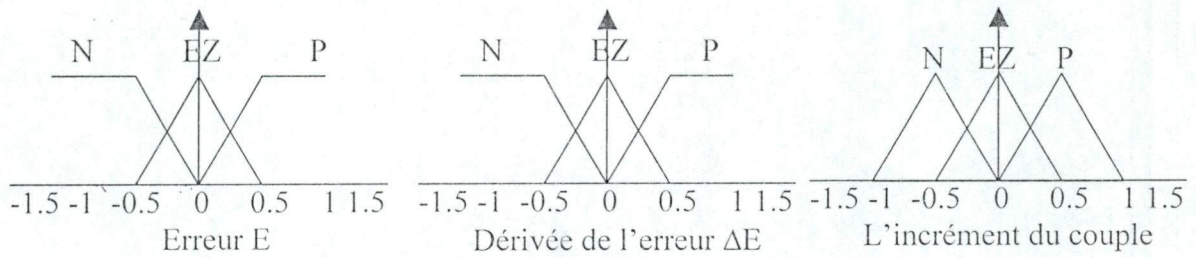


Figure.V.2 : Forme des fonctions d'appartenances

Les règles floues, qui permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrées, sont déduites à partir de la table de Mac-Vicar [49]. Ainsi en obtient la table d'inférence de commande table V.5.

E	ΔE	N	EZ	P
N	N	N	N	EZ
EZ	N	N	EZ	P
P	EZ	EZ	P	P

Table V.5 : La table d'inférence du régulateur à trois sous-ensembles flous (FLC3)

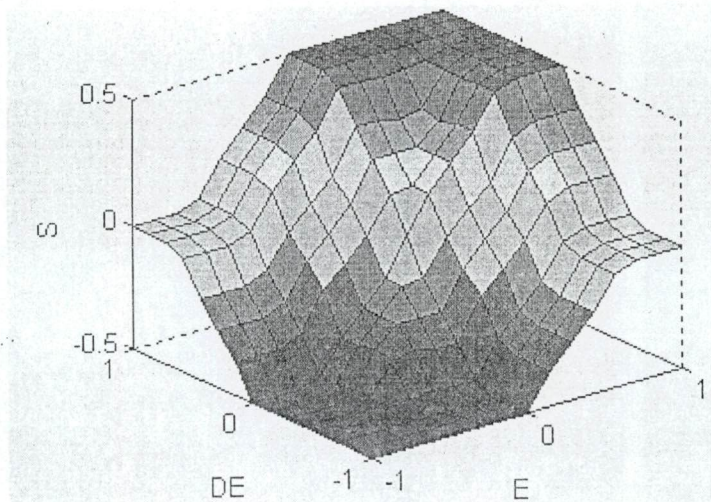


Figure.V.3 : surface engendrée par la sortie du régulateur RLF3

4.2. Régulateur flou à cinq ensembles

Ce régulateur admet cinq ensembles flous distribués sur l'univers de discours de chaque variable d'entrée et de sortie (NG, NP, EZ, PP, PG) voir la figure V.4, par conséquent le nombre de règles augmente à 25. En se basant toujours sur l'analyse dans le plan de phase faite par Mac-Vicar la matrice d'inférence de contrôle est déduite (Table VI.6) :

E \ ΔE	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NP	EZ
NP	NG	NP	NP	EZ	PP
EZ	NP	NP	EZ	PP	PG
PP	NP	EZ	PP	PS	PG
PG	EZ	PP	PG	PG	PG

Table VI.6 : La table d'inférence du régulateur à cinq sous-ensembles flous (FLC5)

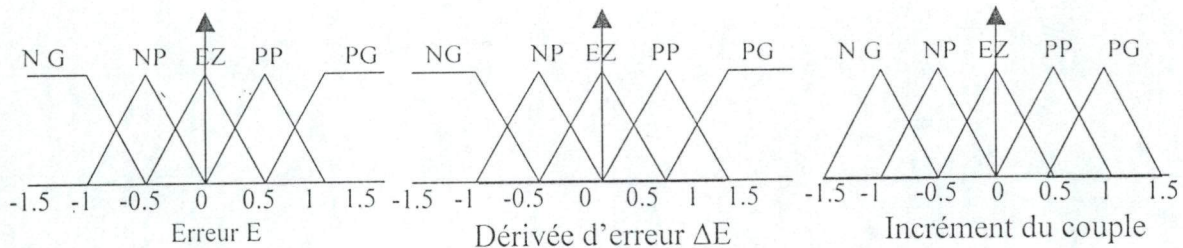


Figure.VI.4 : Formes des fonctions d'appartenances et leur distribution

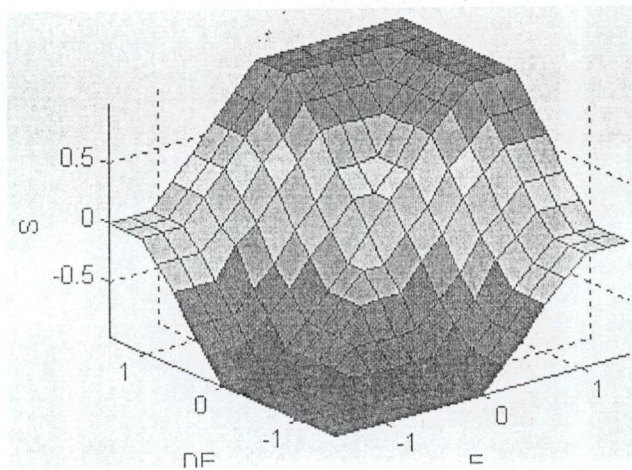


Figure. V.5 : surface engendrée par la sortie du régulateur RLF5

4.3. Régulateur flou à sept ensembles

L'augmentation du nombre d'ensembles flous à sept (NG, NM, NP, EZ, PP, PM, PG) nécessite le traitement de 49 règles, ce qui fait que la répartition de ces ensembles sur l'univers de discours de chaque variable devient un choix judicieux, pour cela nous avons choisi la répartition montrée sur la figure V.6. En ce qui concerne la matrice d'inférence, les ensembles de la variable de sortie (l'incrément) sont tirés toujours de la matrice de Mac-Vicar [49] (Table VI.7).

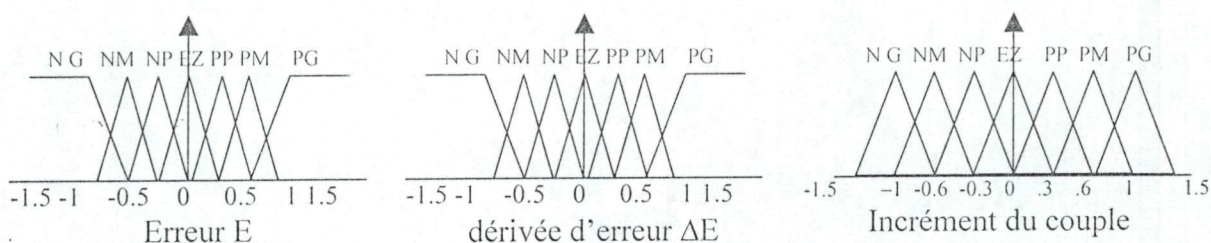


Figure V.6 : Formes des fonctions d'appartenances et leurs distributions

ΔE	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NM	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NM	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NM	NM	NP	EZ	PP	PM	PM
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PM	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PM	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Table V.7 : La table d'inférence du régulateur à sept sous-ensembles flous (FLC7)

Si on compare les surfaces engendrées par les sorties des trois régulateurs voire figure VI.3, VI.5 et VI.7 on constate, que le nombre d'ensembles flous augmente la surface linéaire qui se trouve à l'extrémité haute et base de ces figures. Ces zones représentent les actions délivrées par le régulateur, dans le cas si on est loin de la référence ou on est à la référence, l'augmentation de cette zone qui est identifier par la sortie PG (à l'extrémité en haut) rend le régulateur rapide, EZ (à l'extrémité en bas) rend le régulateur plus efficace. Pour la surface qui se trouve au milieu de ces figures sa diminution rend le régulateur plus souple, ce qui nous permet de conclure que l'augmentation d'ensembles dans le même

l'univers de discours joue un rôle très important dans les caractéristiques (souplesse et la rapidité de réponse) du régulateur flou.

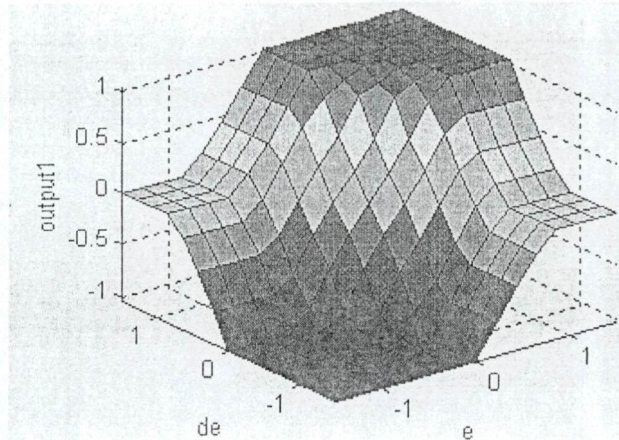


Figure. V.7 : surface engendrée par la sortie du régulateur RIF7

5. Simulation

Dans le but de faciliter la comparaison des performances entre ces trois régulateurs, les gains de réglage sont fixés tels que les réponses soient asymptotiques avec un dépassement autour de 1%. Pour ce faire nous reprenons le schéma synoptique de la commande classique (figure III.14), et nous remplaçant le régulateur classique par un régulateur flou. Pour répondre aux spécificités du cahier des charges, une dynamique en boucle fermée rapide et légèrement oscillatoire, et une augmentation de robustesse vis-à-vis la variation de la charge et du moment d'inertie par rapport aux régulateurs classique.

Les différentes simulations menées pour les trois régulateurs flous (Flc3, Flc5, Flc7) ont été réalisées avec les mêmes conditions que les régulateurs classiques (PI et IP), afin d'évaluer globalement la comparaison en présence des perturbations et de la variation de consigne.

en analysant les trois réponses des régulateurs flous on constate :

La bonne poursuite des régulateurs flous à des variations des consignes, les figures V.9, V.12 et V.15 montrent l'évolution du flux rotorique, on constate qu'il est bien orienté et qu'il se stabilise à la référence. Les figures V.17.a, b, c, d représentent la réponse de la vitesse à une consigne, inversion de sens de rotation et lors de l'application du couple résistant à $t=1.5s$.

Du tableau V.8, il apparaît que la chute de vitesse lors de l'application du couple résistant et le temps de montée diminue avec l'augmentation d'ensembles flous sur l'univers de discours. L'amélioration apportée par l'augmentation d'ensembles flous s'explique par la sollicitation d'ensembles qui sont plus proches de l'ensemble ((EZ)) lorsque la vitesse se rapproche de la référence ce qui donne une réponse plus rapide est douce.

	RLF3	RLF5	RLF7
$\Delta\omega$	4.3	4	1.25
$\Delta t(s)$	0.23	0.2	0.1
t_m	0.14	0.09	0.07
e	5.741	5.059	1.448

Table V.8 : performance des régulateurs

Avec

$\Delta\omega$: chute de vitesse lors de l'application de la charge,

$\Delta t(s)$: temps mis par le régulateur pour l'élimination de cette chute,

e : l'erreur en quadrature.

Mais l'augmentation d'ensembles flous augmente les règles linguistiques et par conséquent le temps de calcul. De ce fait, le régulateur flou à cinq ensembles représente à notre avis un choix qui satisfait le compromis entre le temps de calcul et l'exigence du cahier de charge. Pour le reste du travail, on va utiliser le régulateur flou à cinq ensembles flous (RLF5).

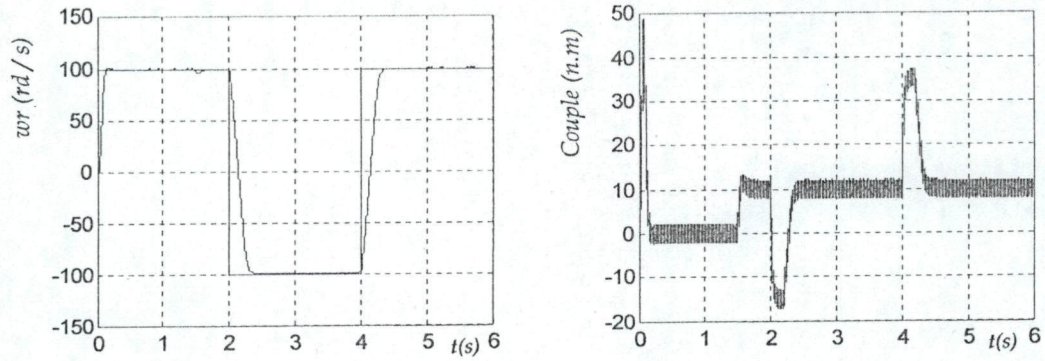


Figure.V.8 : la réponse de la vitesse et l'évolution du couple cas du régulateur flou de trois ensembles

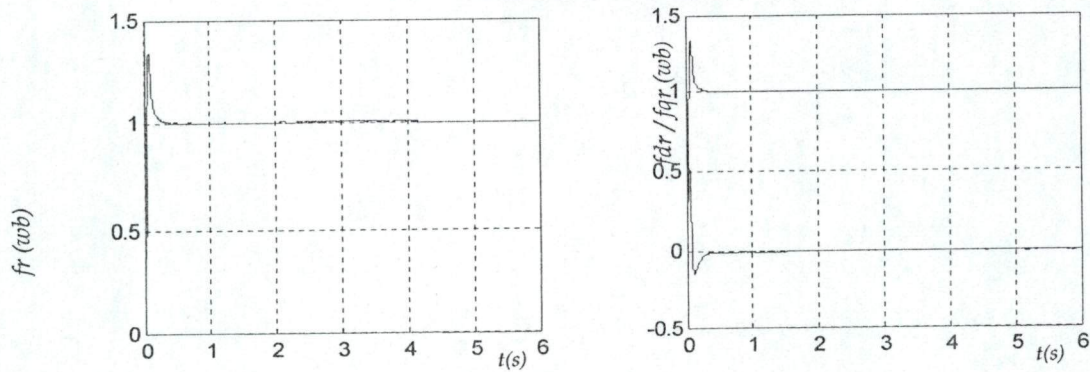


Figure.V.9 : l'évolution du flux rotorique direct et inverse cas du régulateur flou de trois ensembles

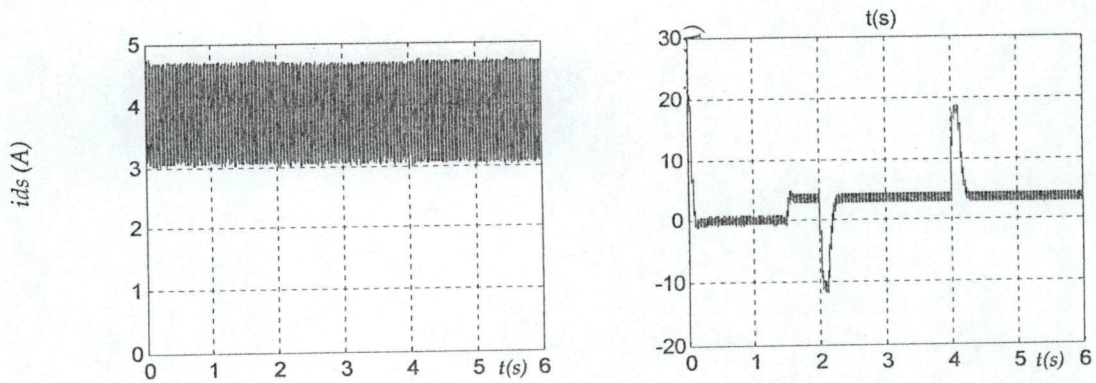


Figure.V.10 : l'évolution du courant direct et inverse cas du régulateur flou de trois ensembles

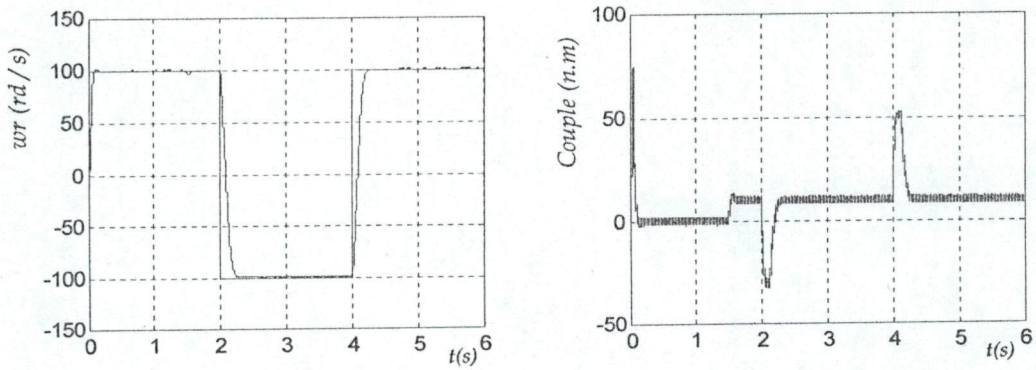


Figure.V.11 : la réponse de la vitesse et l'évolution du couple cas du régulateur flou de cinq ensembles

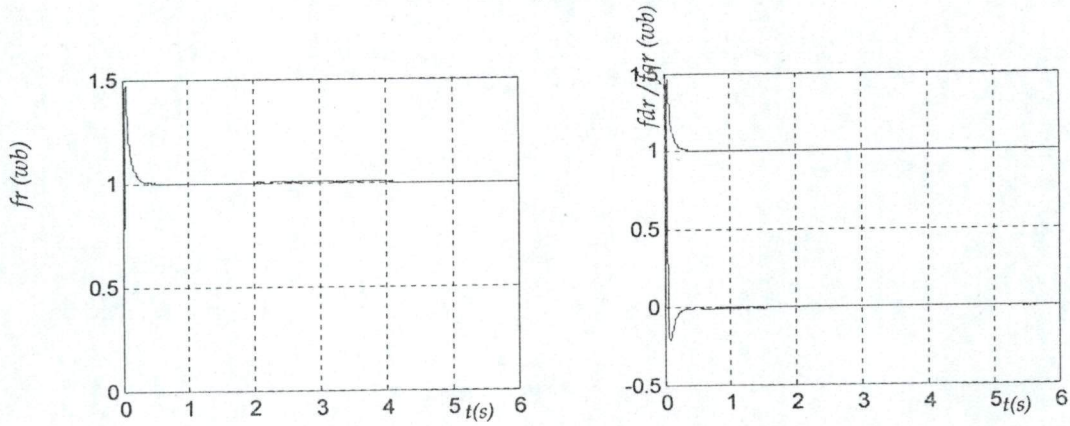


Figure.V.12 : l'évolution du flux rotorique direct et inverse cas du régulateur flou de cinq ensembles

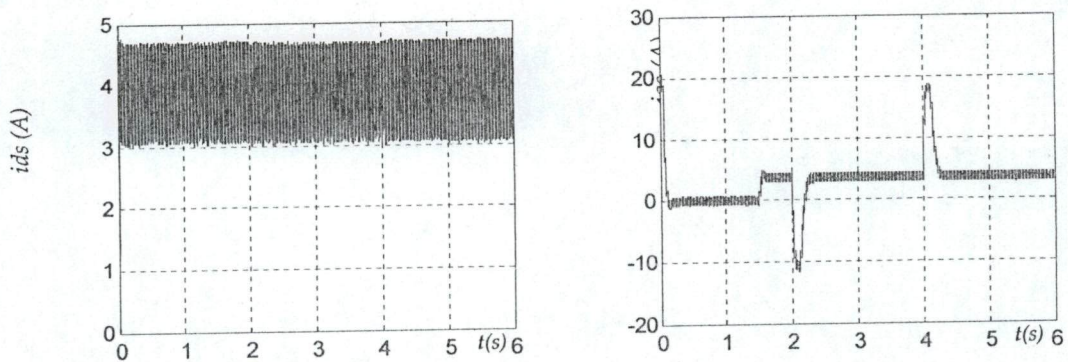


Figure V.13 : l'évolution du courant direct et inverse cas du régulateur flou de cinq ensembles

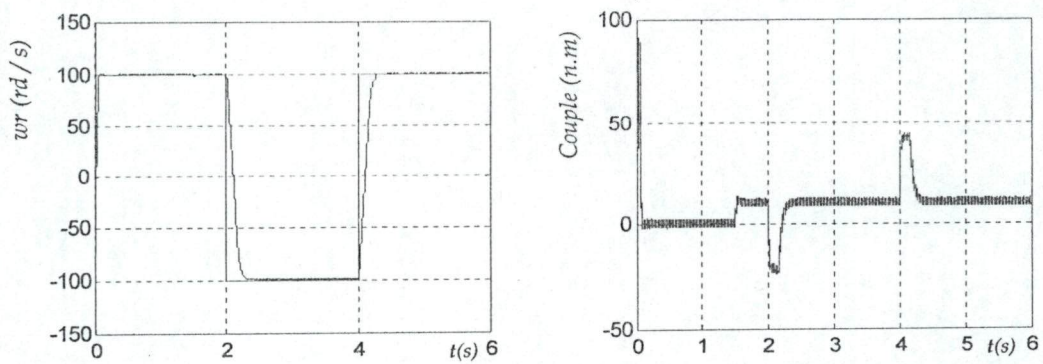


Figure.V.14 : la réponse de la vitesse et l'évolution du couple cas du régulateur flou de sept ensembles

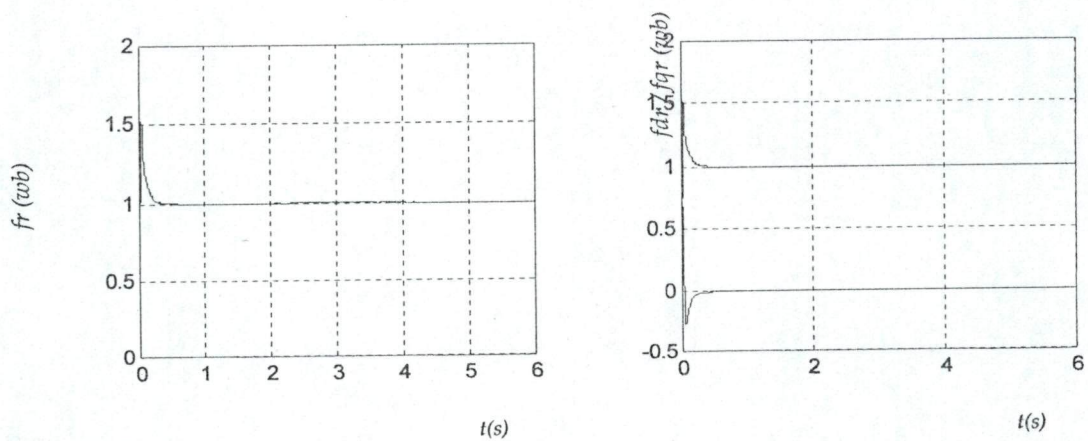


Figure.V.15 : l'évolution du flux rotorique direct et inverse cas du régulateur flou de sept ensembles

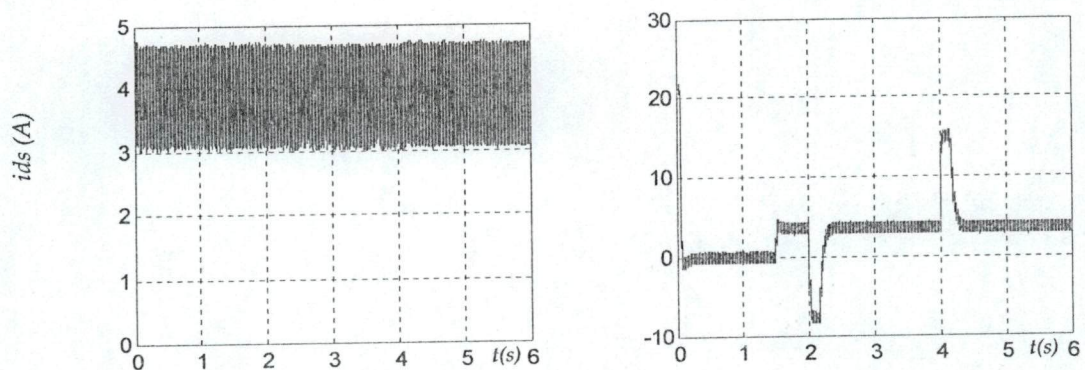


Figure.V.16 : l'évolution du courant direct et inverse cas du régulateur flou de sept ensemble

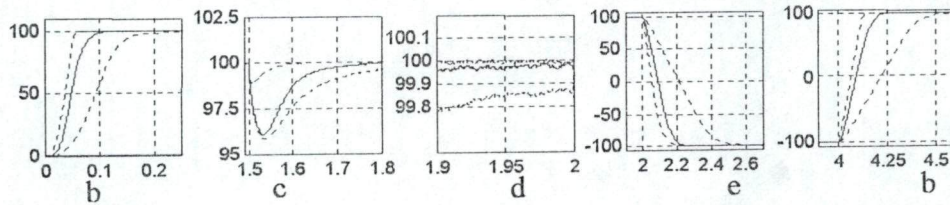
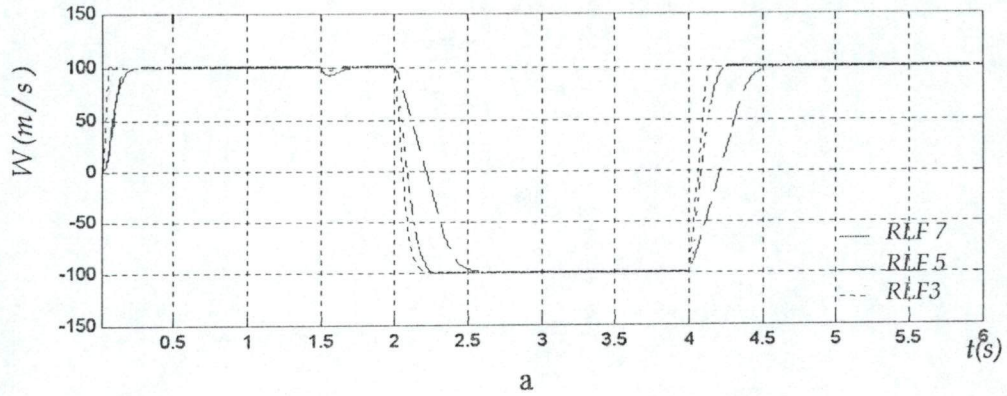


Figure.V.17 : Réponse de la vitesse des différents régulateurs flous lors du démarrage et Influence de la perturbation et variation de sens de rotation

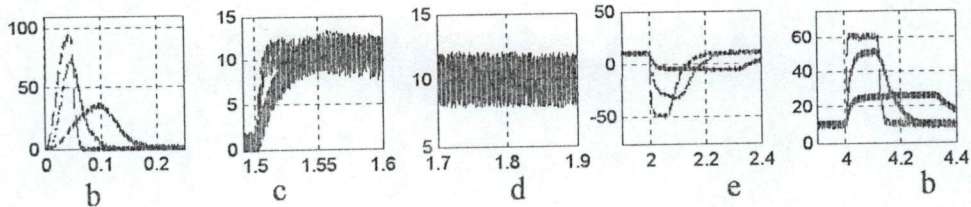
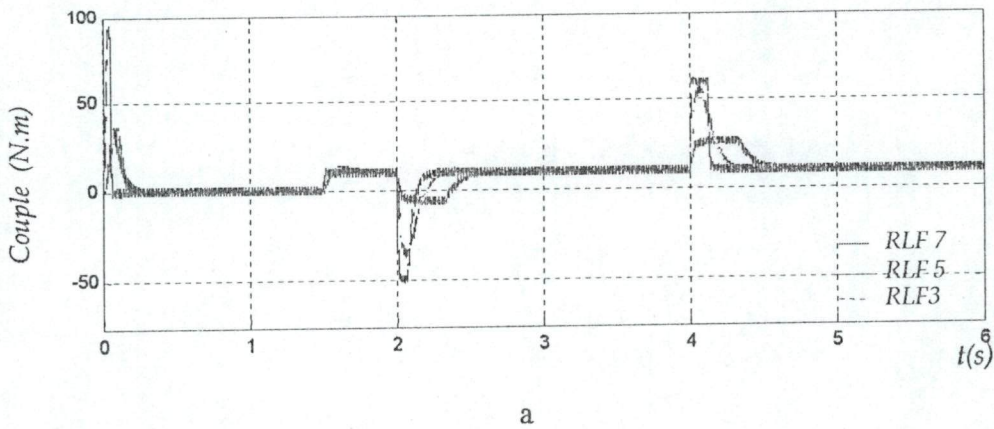


Figure.V.18 : l'évolution de couple de différents régulateurs flous lors du démarrage, de perturbation et inversion de sens de rotation

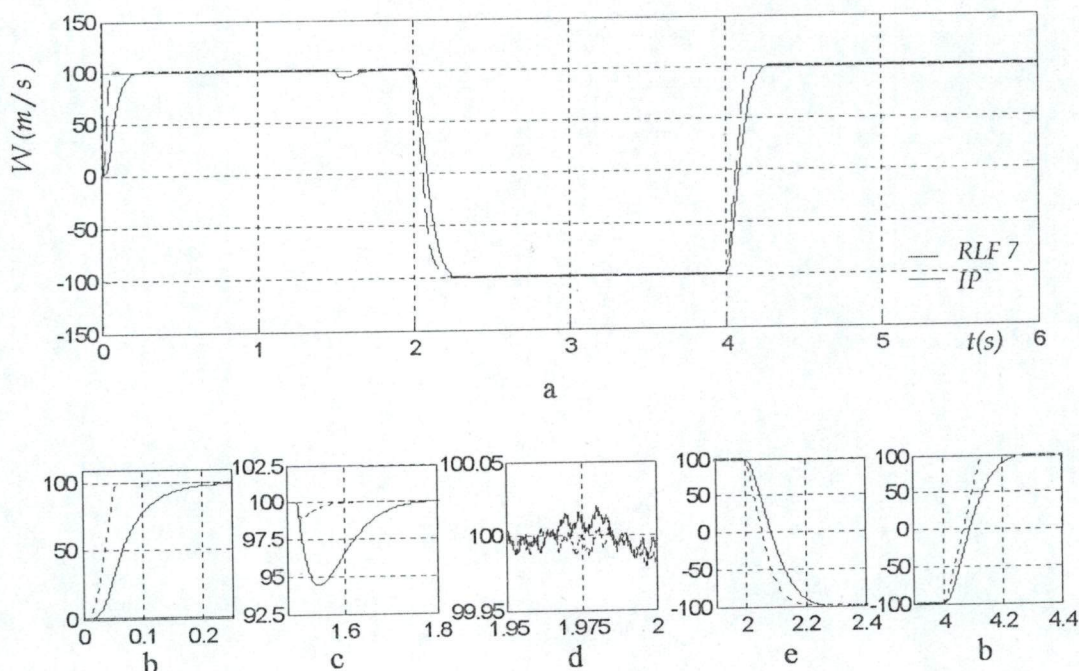


Figure.V.19 : Réponse de la vitesse des différents régulateurs IP et flou lors du démarrage et Influence de la perturbation et variation de sens de rotation

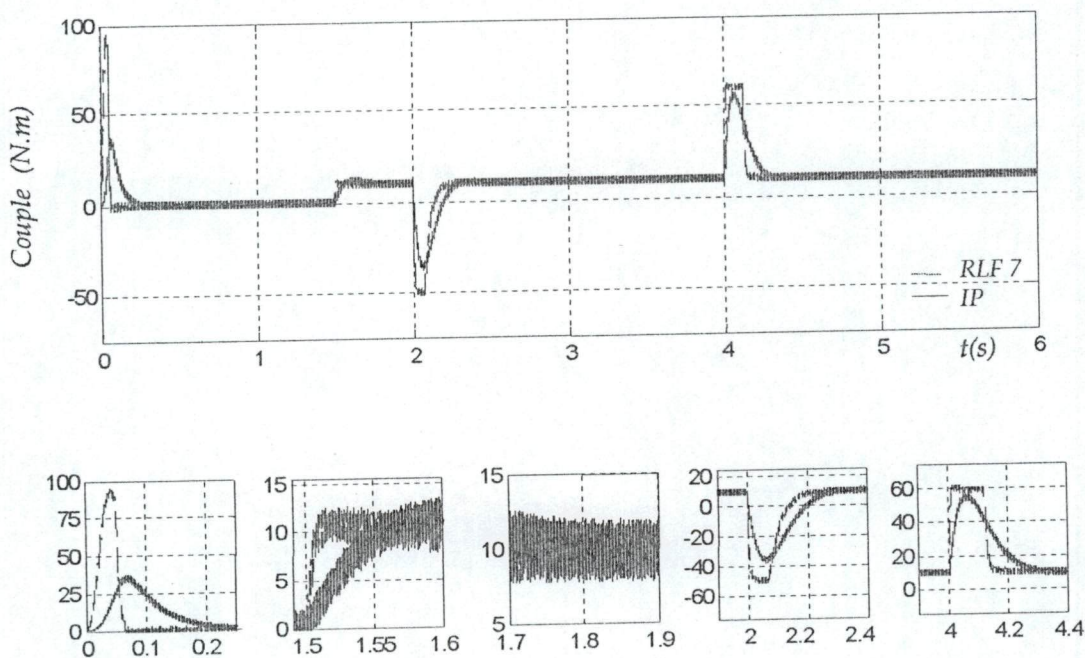


Figure.V.20 : l'évolution de couple de différents régulateurs IP et flous lors du démarrage, de perturbation et inversion de sens de rotation

6. Conclusion

L'objectif de l'étude présentée dans ce chapitre était donc de mettre en place un régulateur flou qui permet de contrer l'effet de perturbation et d'augmenter le temps de réponse de la vitesse par rapport aux régulateurs classiques les performances attendues sont :

1. en régime permanent :

Des erreurs de statisme d'autant proches de zéro si on augmente le nombre d'ensembles flous. L'amélioration apportée par l'augmentation d'ensembles flous s'explique par la diminution des intervalles de l'univers de discours d'ensembles qui sont proches de l'ensemble ((EZ)) lorsque la vitesse se rapproche de la référence ce qui donne une réponse plus douce. Si en effectuant une comparaison avec un régulateur classique (figure V.17b). On peut conclure que le régulateur classique rend les erreurs de statisme nulles, car il est décrit par des expressions mathématiques ce qui donne une précision plus exacte.

2. en régime transitoire :

Un bon suivi de la réponse de la vitesse avec un temps de montée et un rejet de perturbation plus rapide et un dépassement minimal si on augmente le nombre d'ensembles flous, et ceci s'explique par la diminution de l'intervalle de l'univers de discours d'ensembles (PG, NG, PM, NM).

Il est clair que l'avantage du flou c'est en régime transitoire avec un risque d'oscillation de faible amplitude en régime permanent. Ce qui n'existe pas pour le PI classique. Ainsi dans le chapitre suivant, on va tenter de profiter de leur avantage mutuel.

Chapitre VI

1. Introduction

Les résultats obtenus dans le chapitre (V) montrent l'avantage du flou en régime transitoire avec un risque d'oscillation à faible amplitude en régime permanent [27], ce qui n'existe pas pour le PI classique. Mais les régulateurs classiques possèdent certaines limitations, dans le cas où des variations assez importantes de facteurs se produiraient dans la régulation, le régulateur classique ne réagit pas toujours optimalement. Les capacités d'adaptation et de robustesse de ce type de régulateur sont donc limitées [35]. Ainsi dans le présent chapitre, on va tenter de profiter des avantages mutuelles de ces deux régulateurs (PI, flou) pour ce faire, on propose :

1. De les combiner et de les laisser activer en permanence. La commande globale est égale à la somme des commandes PI et flou ainsi obtenues, pondérées par deux coefficients dont la somme est égale à un, le problème posé par cette combinaison, est le choix de ces coefficients à fin d'éviter la commutation brusque de ces deux régulateurs, pour cela on utilise des règles floues pour la détermination de ces coefficients. Avec une telle combinaison, on obtient un système hybride intégrant à la fois précision mathématique et la simplicité du PI, la souplesse et la robustesse floue.

2. Un mécanisme (superviseur) d'adaptation des gains du PI, permettant d'enraciner le régulateur classique, on essaye d'incorporer un certain degré d'intelligence dans la stratégie de régulation. Avec une telle combinaison du régulateur PI et du superviseur composé de règles floues permet donc d'associer la précision mathématique de l'algorithme du PI avec l'adaptabilité, la souplesse et la simplicité du formalisme linguistique flou.

2. Méthode proposée par la combinaison

Le schéma synoptique général de cette combinaison est représenté sur la figure VI.1. Sur ce schéma on voit apparaître :

1. Les deux blocs régulateurs,
2. Les coefficients de pondération C_x ($x=p$ pour PI, $x=f$ pour flou).

Le problème posé par cette combinaison est le choix de ses coefficients de pondération qui fixent le taux d'effet de chaque régulateur sur la sortie globale. Du fait que le flou ne domine qu'en régime transitoire et le PI en régime permanent, donc les coefficients de pondérations sont déterminés de telle manière que leur somme soit égal à un. Pour cela, on propose une méthode non-linéaire basée sur l'erreur et sa variation.

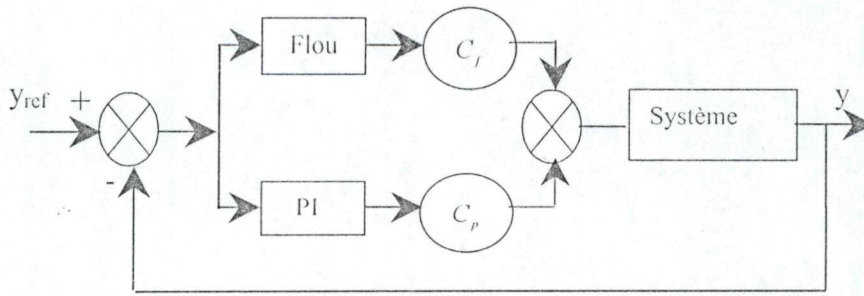


Figure.VI.1 : schéma synoptique général de la combinaison

2.1. Description de la méthode

On suppose que les coefficients de pondération sont des variables floues déduites d'un ensemble des règles dont les antécédents sont l'erreur et sa variation. Ces règles sont de la forme suivante.

Si e est x et Δe est y , alors C_f est z et C_p est $1-z$

Avec :

- ❖ e erreur
- ❖ Δe variation de l'erreur
- ❖ C_x coefficient de pondération associé à l'un des régulateurs.

Avec ces règles, on essaye de traduire sous forme discrète une loi linéaire qui est la forme de la variation des coefficients de pondération (figure VI.2).

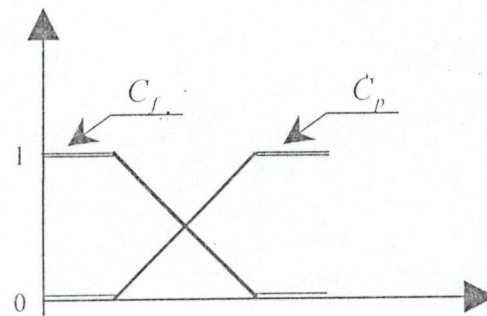


Figure. VI.2 : forme linéaire des coefficients de pondération

2.2. Synthèse du mécanisme flou.

Le mécanisme flou qui détermine le taux d'effet de chaque régulateur, possède deux entrées l'erreur et sa variation et une sortie c'est l'un de ses deux coefficients, l'incrément du coefficient de pondération se calcule par :

$$C_f = \frac{\sum_i (c_i \times \mu(c_i))}{\sum_i \mu(c_i)} \quad (\text{VI.1})$$

Avec

i caractérise l'ensemble flou inféré,

α_i représente le centre de l'ensemble flou inféré d'indice i ,

$\mu(c_i)$ Correspond au degré d'appartenance déduit de l'ensemble flou d'indice i .

Donc on peut facilement déduire l'autre par :

$$C_p + C_r = 1$$

Pour simplifier les calculs, on a choisi des fonctions d'appartenance triangulaires équidistantes (figure VI.3) sur l'univers de discours qui est :

1. pour l'erreur, l'univers de discours = [-seuil-sup +seuil-sup]
2. pour la variation de l'erreur, l'univers de discours = [-seuil-sup +seuil-sup]
3. pour les coefficients de pondération, l'univers de discours = [0,1]

Avec seuil-sup c'est l'erreur admissible qui s'obtient par la relation suivante

$$\text{seuil-sup} = w_r - w$$

Quant aux variables linguistiques utilisées sont les variables les plus utilisées par l'être humain : PG, PM, PP, EZ, NG, NM, NP.

Les opérateurs mathématiques utilisés pour déduire des faits sont respectivement :

- la fonction d'implication de Mamdani (MINIMUM)
- la règle compositionnelle d'inférence de Zadeh (MAX-MIN) le MINIMUM pour le "ET" et le MAXIMUM pour le "OU", voir le chapitre (IV) pour plus de précision à ce sujet.

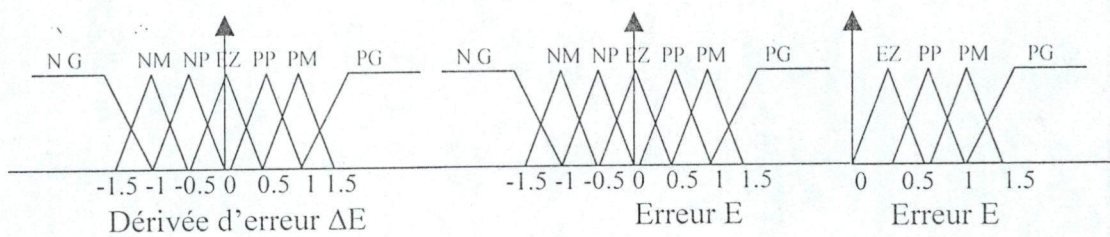


Figure.VI.3 : forme de la fonction d'appartenance du contrôleur

2.3. Développement de la table de décision

Pour l'acquisition des règles de décision on va essayer de raisonner sur la réponse temporelle du système. Du fait que le flou ne domine qu'en régime transitoire, les limites des zones de fonctionnement (coefficient=1) vont être fixées en fonction des seuils sur l'erreur choisie à l'avance et adaptés au système à commander en fonction de sa dynamique. Pour déterminer ces zones, on peut utiliser le domaine temporel (figure VI.4) Sur ce plan, on voit bien l'apparition des seuils et des zones de fonctionnement des deux régulateurs. Ils sont déterminés comme suit :

1. Si $|e| \geq e_1$ zone 1 régime transitoire c'est le flou qui va intervenir seul donc $C_p=0$ et $C_r=1$. avec e c'est l'erreur sur la sortie et e_1 c'est le seuil supérieur qui détermine le régime transitoire. il est possible de définir les règles en assurant le critère suivant : Maintenir C_r à la valeur maximale, pour que le régulateur flou réagit seul,

2. Si $e \leq |e| \leq e_1$ zone 2 les deux régulateurs fonctionnent en même temps et le taux d'effet de l'un du régulateur sur l'autre se détermine en fonction du seuil de l'erreur e_1 . De telle sorte que le flou va dominer en premier temps et cette domination va être transmise linéairement au PI, au fur à mesure que le seuil de l'erreur décroît. Pour la détermination des règles il faut assurer le critère suivant :

De faire varier C_f selon la figure VI.6, pour écarter le régulateur flou dans la chaîne de régulation.

3. Si $|e| \geq e_1$ zone 3 régimes permanents c'est le PI qui va intervenir seul, donc $C_p=1$ et $C_f=0$. Donc avoir comme objectif de minimiser l'erreur statique en régime permanent et éliminer l'oscillation. Pour la détermination des règles il faut assurer le critère suivant : Maintenir C_f à la valeur minimale (zéro), pour que le PI prenne la relève.

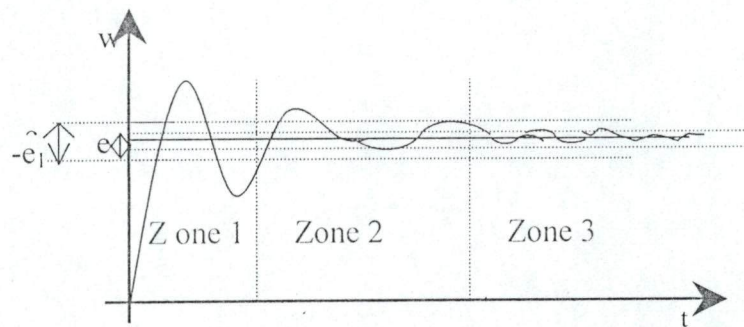


Figure. VI.4 : les zones de fonctionnement des régulateurs dans le domaine temporel

Pour établir les règles de décision, il faut faire une transformation en variables linguistiques du domaine temporel et de la forme des coefficients de pondération, et cette transformation se fait comme il est indiqué dans les figures VI5, VI6.

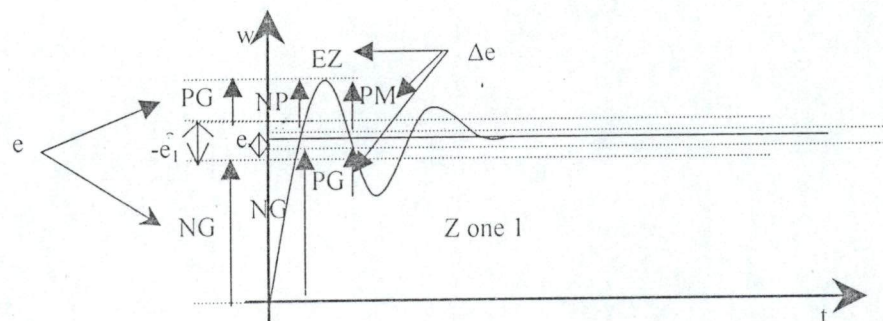


Figure. VI.5 : les zones de fonctionnement des régulateurs dans le domaine temporel

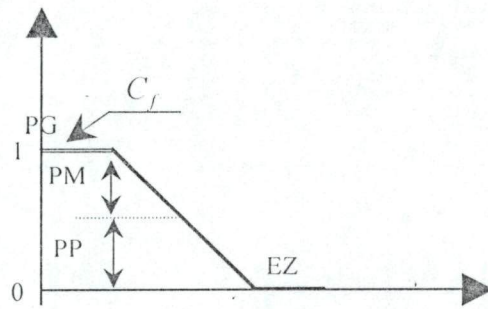


Figure VI.6 : forme linéaire des coefficients de pondération

D'où on tire Les couples des variables linguistiques qui désignent le régime transitoire :
 (e, Δe) = (NG, NG), (NG, NM), (NG, NP), (NG, EZ), (PG, ∀Δe), (NM, NG), (NM, PM)
 (PM, PG), (PM, NG), (EZ, PG), (EZ, NG), (PP, PG), (PP, NG).

Les décisions sont déduites en projetant la forme des coefficients de pondération sur le domaine temporel. Il est clair que si on est en régime transitoire, c'est la domination du flou, donc la décision doit être PG dans cette zone (coefficient de pondération $C_f=1$). Ceci permet d'obtenir la table de la décision représentée sur la table. VI.1.

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

Table VI.1 : les règles de décision

Sur cette table, chaque maille est caractérisée par une paire de poids (C_f, C_p) avec la condition $C_p+C_f=1$.

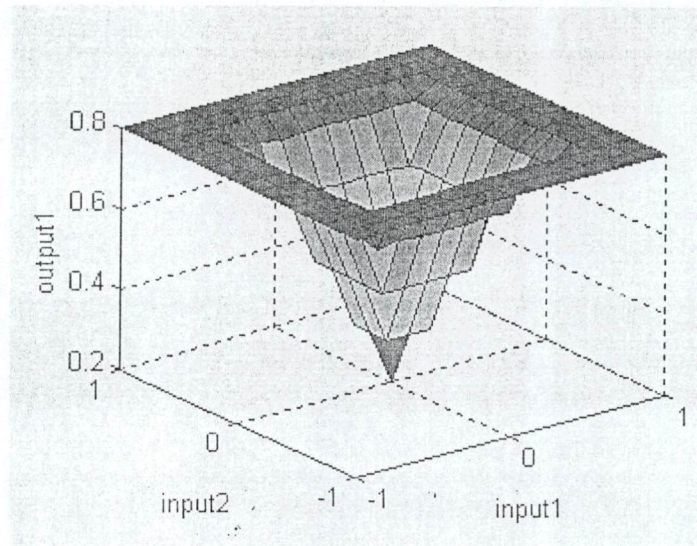


Figure VI.7 : Les règles en trois dimensions

2.4. Simulation et interprétation

Dans cette partie nous allons détailler les résultats obtenus en simulation, le modèle utilisé est celui de la machine à induction par orientation de flux rotorique décrit par la figure III.14, où le régulateur PI est remplacé par la combinaison proposée.

Pour valider la méthode proposée, on a rencontré de nombreux problèmes au niveau du tâtonnement des paramètres des différents blocs de la combinaison (PI classique, mécanisme flou, PI flou) ; Ceci nous a fait perdre beaucoup de temps.

Pour pouvoir effectuer une étude comparative de ces régulateurs dans les deux régimes transitoire et permanent, dans lequel en analysant l'influence de la variation de la charge et inversion de sens de rotation, nous avons choisi le flux de référence de 1 Wb, une application du couple résistant de 10N à $t = 1.5$ s, une variation de sens de rotation de 100rd/s à -100rd/s, les figures VI.8.a...f montrent les résultats de simulation du démarrage à vide d'un moteur à induction, on a constaté pendant plusieurs jours de tâtonnement des différents paramètres du bloc de la combinaison, pour la réalisation d'une poursuite adéquate des réponses de flux et de vitesse, il faut faire une correction des gains des paramètres du régulateur PI lors de la variation de la charge et inversion de sens de rotation.

Les figures VI.9.a...f montrent les résultats de simulation du démarrage à vide d'un moteur à induction avec correction des paramètres du régulateur PI.

La figure VI.9a montre que la réponse de la vitesse, est effectivement se stabilise à la valeur de référence, elle est mieux (rapide) avec la combinaison des deux régulateurs, on constate aussi lors des perturbations une diminution légère de la vitesse, il apparaît que le temps de réaction nécessaire à l'élimination l'effet de perturbation est plus petit avec cette combinaison. Lors d'une inversion du sens de rotation de -100 rad/s à 100 rad/s on constate également que l'effet du moment d'inertie (le dépassement de vitesse) diminue considérablement avec cette combinaison voir la table VI.2.

	RLF5	hybride
$\Delta\omega$	4	2
$\Delta t(s)$	0.1	0.05
t_m	0.9	0.07
e	5.059	1.236

Table VI.2 : performance des régulateurs

La figure VI.9c montre la forme de la variation des coefficients de pondération et la détection du régime, cette figure montre clairement le bon choix de la forme des coefficients et que le régime est bien détecté, et en fin le couplage est parfait (VI.9d).

La figure VI.10 montre une comparaison entre les différents régulateurs (PI, FL7, Hybe) on constate la supériorité de la combinaison dans les différents régimes (transitoire et permanent).

2.5. Conclusion

Dans cette partie nous avons tenté de valider par simulation la combinaison proposée, il est clair qu'avec cette combinaison les résultats obtenus apportent des améliorations dans :

- La robustesse de la chaîne de régulation vis-à-vis de la variation de la charge et lors de l'inversion du sens de rotation.
- Le bon fonctionnement des lois de combinaison proposées ; on le constate surtout pour la variation de la charge.
- L'importance des seuils sur l'erreur. Il faut bien entendu, les choisir en fonction du système à commander. L'intérêt du choix des seuils sur l'erreur permet au maximum de profiter des avantages des régulateurs surtout pour une consigne variable.

Avec une telle combinaison on a bien exploité le flou et le PI classique.

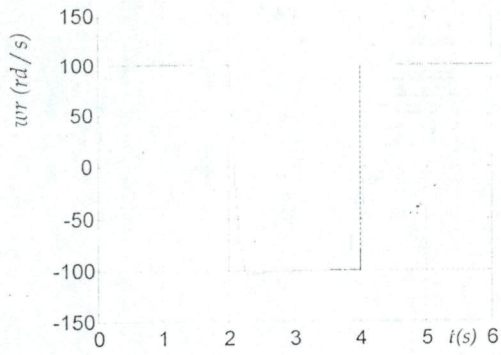


Figure. VI.8a : Réponse de la vitesse

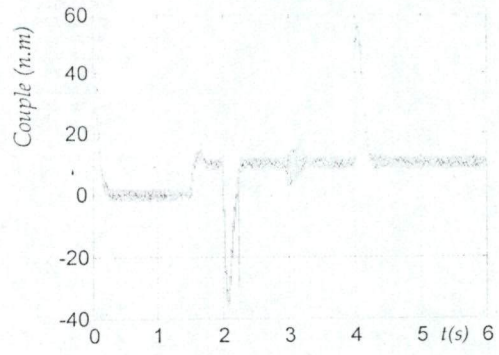


Figure. VI.8b : évolution de couple

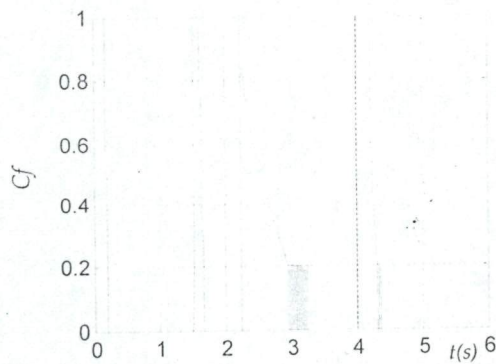


Figure. VI.8c : détection de régime et détermination du coefficient C_f

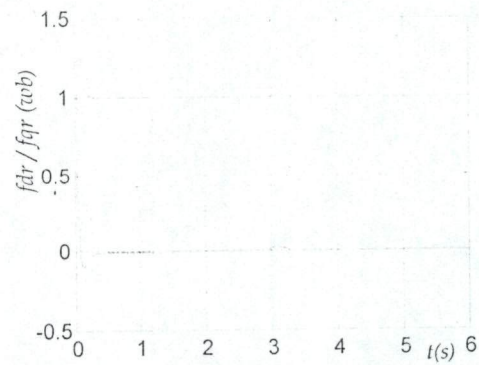


Figure. VI.8d : évolution de flux direct et inverse

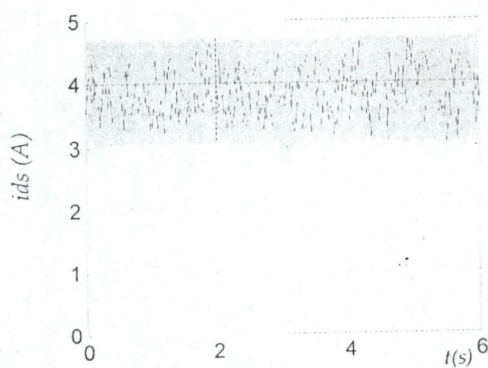


Figure VI.8e : évolution du courant Direct

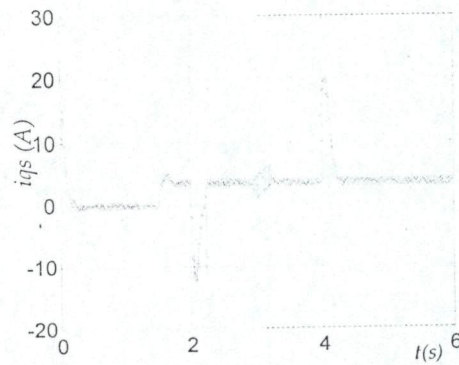


Figure VI.8f : évolution du courant Inverse

Figure VI.8 : Résultat de simulation démarrage à vide avec un régulateur hybride (PI et flou) sans correction

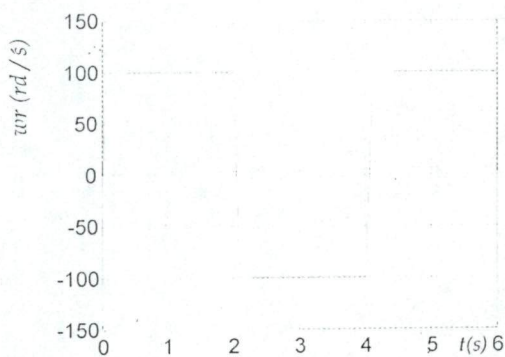


Figure. VI.9a : Réponse de la vitesse

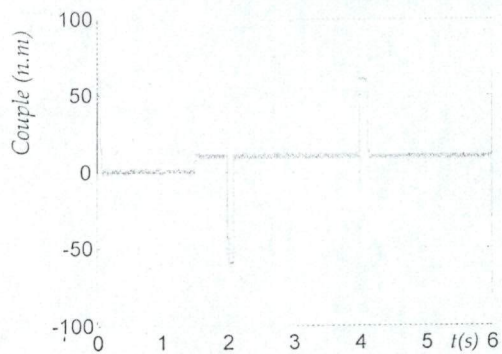


Figure. VI.9b : évolution de couple

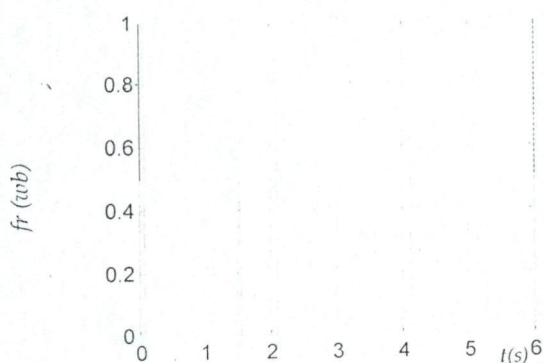


Figure. VI.9c : détection de régime et détermination du coefficient C_f

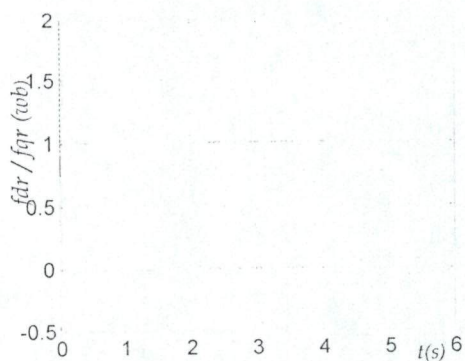


Figure. VI.9d : évolution de flux direct et inverse

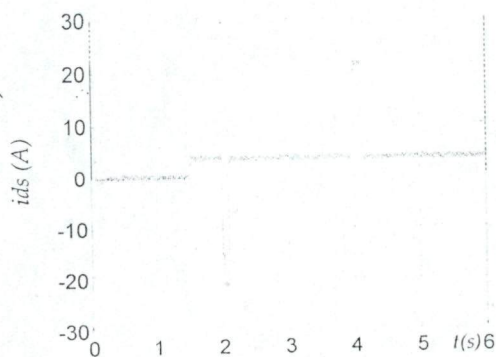


Figure VI.9e : évolution du courant Direct

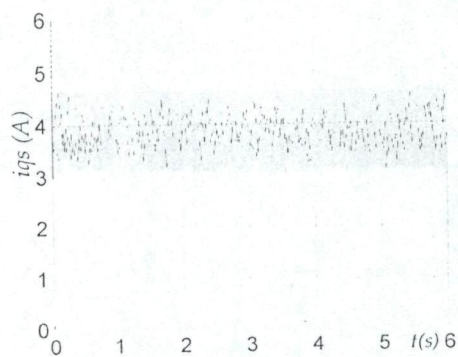


Figure VI.9f : évolution du courant Inverse

Figure VI.9 : Résultat de simulation démarrage à vide avec un régulateur hybride (PI et flou) avec correction

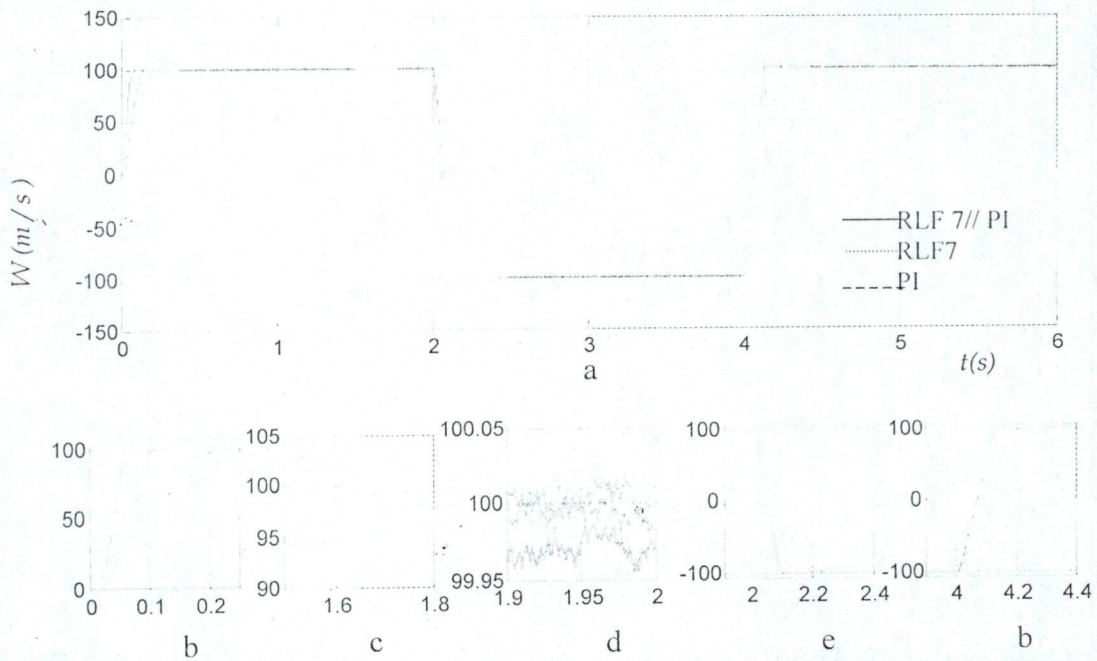


Figure VI.10 : Réponse de la vitesse des différents régulateurs IP et flou lors du démarrage et Influence de la perturbation et variation de sens de rotation

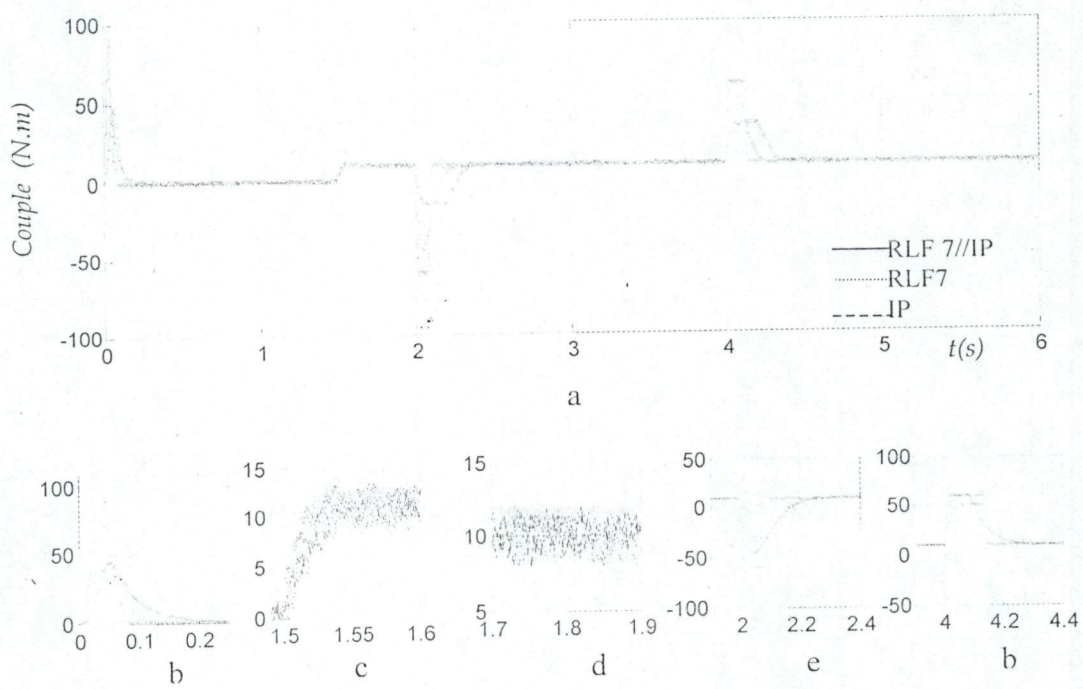
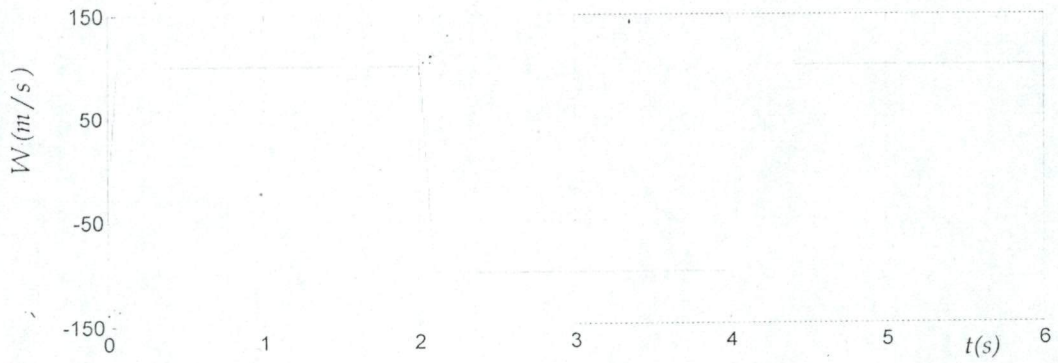


Figure VI.11 : l'évolution de couple de différents régulateurs IP et flou lors du démarrage, de perturbation et inversion de sens de rotation



a

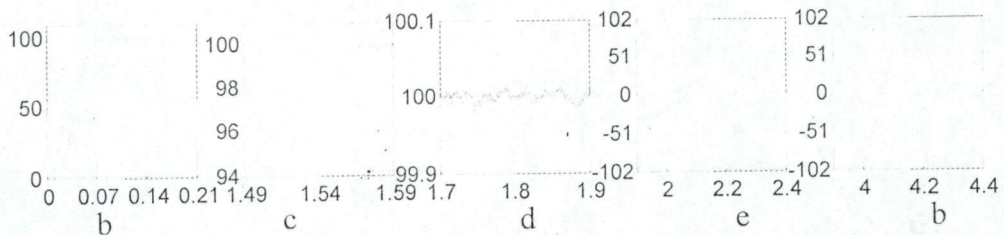
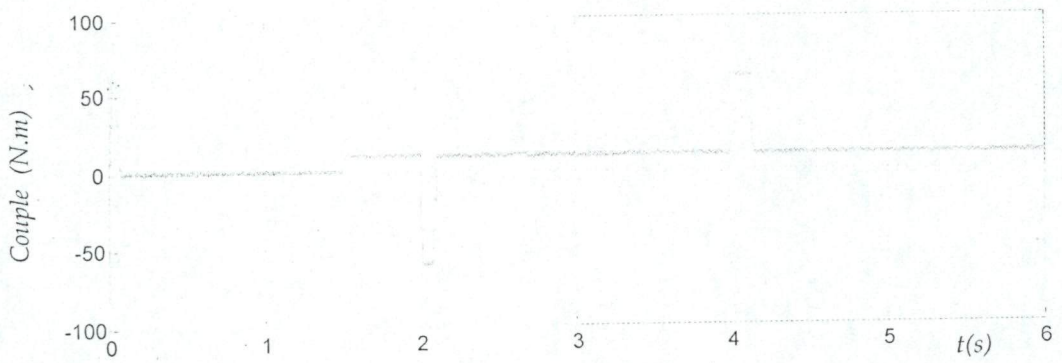


Figure VI.12 :: Réponse de la vitesse des différents régulateurs IP et flou lors du démarrage et Influence de la perturbation et variation de sens de rotation



a

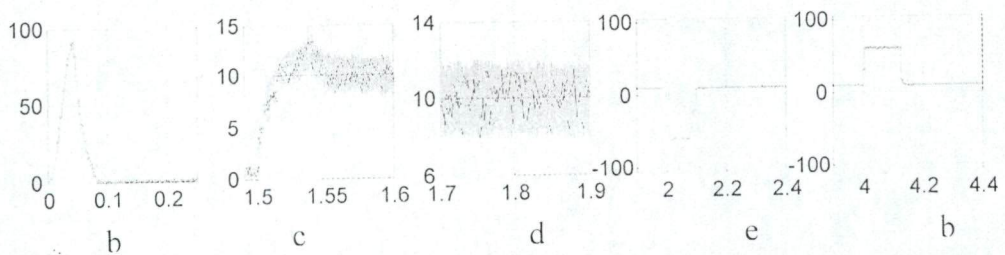


Figure VI.13 : l'évolution de couple de différents régulateurs IP et flou lors du démarrage, de perturbation et inversion de sens de rotation

3. Objectif du superviseur

Le superviseur nécessaire doit remplir le cahier des charges suivant :

- D'améliorer le temps de réponse du système.
- Optimiser les performances de la régulation en boucle fermée dans le cas où diverses perturbations s'immisceraient dans la boucle de régulation.
- Adapter les paramètres du régulateur à des changements du niveau de la référence.

Pour atteindre ces objectifs, nous allons introduire un formalisme flou au mécanisme, qui apporte une plus grande flexibilité à la base de règles codant les actions de réglage des paramètres du régulateur PI. En effet, les ensembles flous permettent de modéliser des concepts subjectifs, vagues, imprécis et incertains comme cela se fait dans le langage humain [2], la logique floue apporte donc principalement une facilité de codage et d'utilisation d'information vague.

L'incorporation d'informations possibilistes est bien plus difficile avec des techniques classiques [2].

La combinaison du régulateur PI et du superviseur composé des règles floues permet donc d'associer la précision mathématique de l'algorithme du PI avec la supervision floue des ces paramètres (adaptation et souplesse) [17].

3.1. Fonctionnement du superviseur

Les entrées du superviseur sont l'erreur de sortie et sa variation. Les adaptations faites sur les gains du PI visent à corriger au fur et à mesure l'évolution du système la loi de régulation ; l'erreur à un instant sert à agir sur le réglage du régulateur à l'instant d'échantillonnage suivant et cela se fait comme suit :

Lors du fonctionnement en ligne du régulateur une matrice floue permet d'adapter les gains de façon à optimiser les caractéristiques de la réponse temporelle. Une base de règles sert à établir une unique table de décision en fonction des valeurs e et Δe . Les changements sur les deux paramètres du PI sont calculés en multipliant un élément de la table par les paramètres du régulateur qui sont déterminés par une méthode analytique voir chapitre III.

3.2. Base des règles

Pour pouvoir déterminer le contenu de la base des règles il est nécessaire de s'appuyer sur des considérations concernant les liens entre l'évolution des paramètres du PI et les performances désirées par exemple :

- Le gain intégral K_i est augmenté, pour améliorer le temps de montée pendant le régime transitoire ; K_i est diminué dès que la consigne est dépassée afin de minimiser le dépassement [53].
- Le gain proportionnel K_p est augmenté, pour réduire le temps de montée, mais cette action augmente les oscillations [9, 53].

Les variations sur les gains proportionnels et intégraux ont des influences sur la dynamique du système qui varient dans le même sens. En fonction de la position dans le plan de phase de e et Δe , il s'agit de reconnaître le positionnement sur la courbe temporelle, puis de mener une action se base sur les tendances citées précédemment et sur les souhaits de l'utilisateur en terme de performances. Ainsi nous obtenons la table de décision VI.3.

$\frac{\Delta e}{e}$ \	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	MN	NP	EZ
NM	NG	NG	NM	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NM	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NM	NM	NP	EZ	PP	PM	PM
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PM	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PM	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau VI.3 : matrice d'inférence

3.3. Structure générale du superviseur flou

La figure VI.14 montre la structure générale du superviseur flou dont les entrées sont normalisées par un facteur d'échelle [15]. On distingue trois parties :

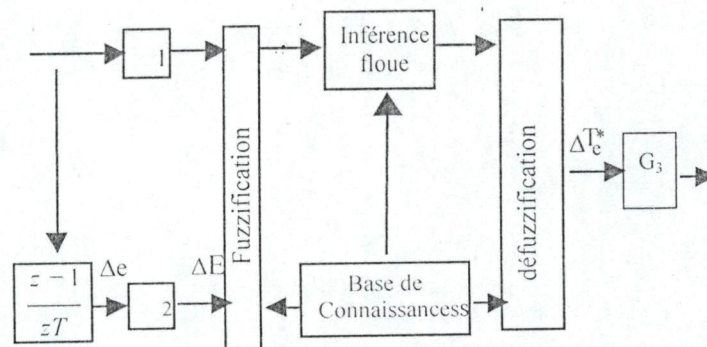


Figure. VI.14 : Architecture interne du superviseur flou

3.3.1. La fuzzification

C'est l'étape qui permet de transformer une grandeur mesurée sur le processus en ensemble flou. Pour pouvoir réaliser cette étape, il est nécessaire de définir le nombre, la forme et la répartition d'ensembles flous sur les différents univers de discours. Les choix faits et leurs justifications sont exposés ci-dessous :

- Le nombre d'ensemble flous a été fixé à 7 c'est pour respecter la contrainte du temps de traitement, et impaire car il recouvre le zéro.
- La forme a été choisie triangulaire, pour simplifier les traitements informatiques, sachant que la forme a peu d'influence sur les résultats des traitements flous ;
- Une répartition linéaire (figure VI.15).

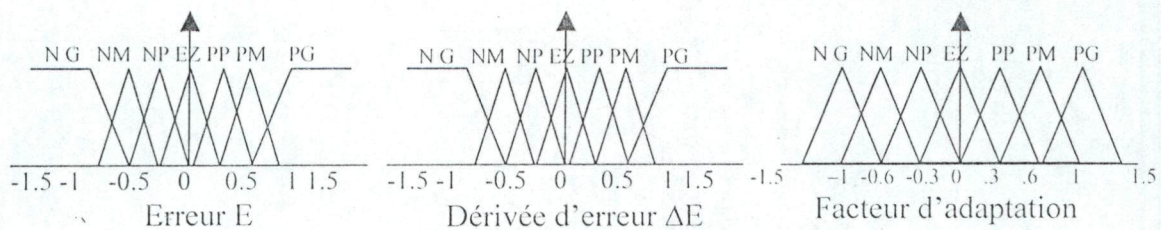


Figure VI.15 : Formes des fonctions d'appartenance et leur distribution

3.3.2. Mécanisme de décision ou inférence

La connaissance traduisant les actions de superviseur à appliquer au régulateur PI est regroupée dans une table de règle de type Macvicar-Whelan [49] reproduite sur la table VI. 3 le choix de cette stratégie de superviseur repose sur les considérations suivantes :

- Réduire le temps de rejet du perturbation et de minimiser son effet.
- Réduire le temps de montée et éliminé l'oscillation au régime permanent.
- Compenser les gains du régulateur lors de la variation du consigne.

Les opérateurs mathématiques pour déduire des faits sont respectivement : la fonction d'implication de Mamdani (MINIMUM), la règle de compositionnelle d'inférence de Zadeh (MAX-MIN), pour le MINIMUM "ET" et le MAXIMUM pour le "OU" [57].

3.4. Simulation et interprétation des résultats.

Dans cette partie nous allons détailler les résultats en simulation, le modèle utilisé est celui de la machine à induction commandée par l'orientation de flux rotorique décrit par la figure III.14, où le régulateur PI est remplacé par son successeur PI adapté. Les graphes de les figures VI.14, a, b, c ;d, montrent les réponses de la vitesse à une variation de consigne et lors de l'application de la charge on constate que le temps de montée et de rejet de perturbation est diminué. La figure VI.17 montre clairement la supériorité du PI adapté par rapport au régulateur flou et hybride avec un temps de montée très rapide un excellent rejet de perturbation et face aux variations de consigne, et s'explique par la bonne supervision des gains du régulateur PI la table VI.3 résume les caractéristiques de ces deux régulateurs. La figure VI.15a montre que le couple atteint 100 N/m au démarrage et dépasse 60N/m lors de l'inversion de sens de rotation donc il faut à tout prix le limiter en limitant le courant inverse i_{qs} . Un autre résultat mérité bien être éveillé, la forme de la variation du coefficient d'adaptation et la détection des non-linéarité du système (figure VI.16, c, d, e). Le superviseur repère bien les zones où il faut adapter les gains et l'adaptation se fait bien comme prévue d'augmenté le K_i si on est loins de la référence pour augmenter le temps de réponse et de le diminuer si on est près de la référence pour minimiser l'erreur statique, d'augmenter le K_p si on est loin de la référence pour augmenter le temps de réponse et de le diminuer si on est près de la référence pour diminuer l'oscillation.

	t_m	Δw	Δt	e
Reg hybride	0.07	2	0.05	1.236
Reg superviseur	0.069	1.6	0.04	1.25

Table VI.3 : les caractéristiques des deux régulateurs

3.5. Conclusion

L'objet de l'étude présentée dans cette partie est donc de mettre en place un superviseur flou qui permettra de contrer l'effet de perturbation et d'adapter les gains du régulateur PI lors de variation de consigne, il est clair qu'avec cette combinaison les résultats obtenus apportent des améliorations dans :

- La robustesse de la chaîne de régulation vis-à-vis de la variation de la charge et lors de l'inversion de sens de rotation.
- Le bon fonctionnement du superviseur. Il détecte bien les zones où on doit adapter les gains et il règle bien les gains du régulateur PI suivant les performances désirées.

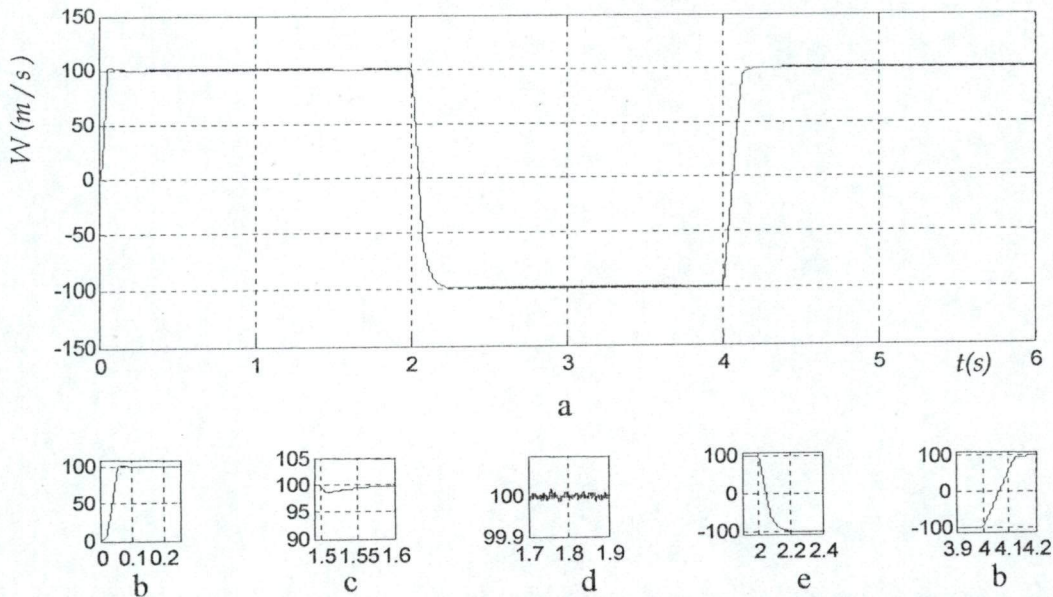


Figure VI.14 : Réponse de la vitesse avec superviseur lors du démarrage et Influence de la perturbation et variation de sens de rotation

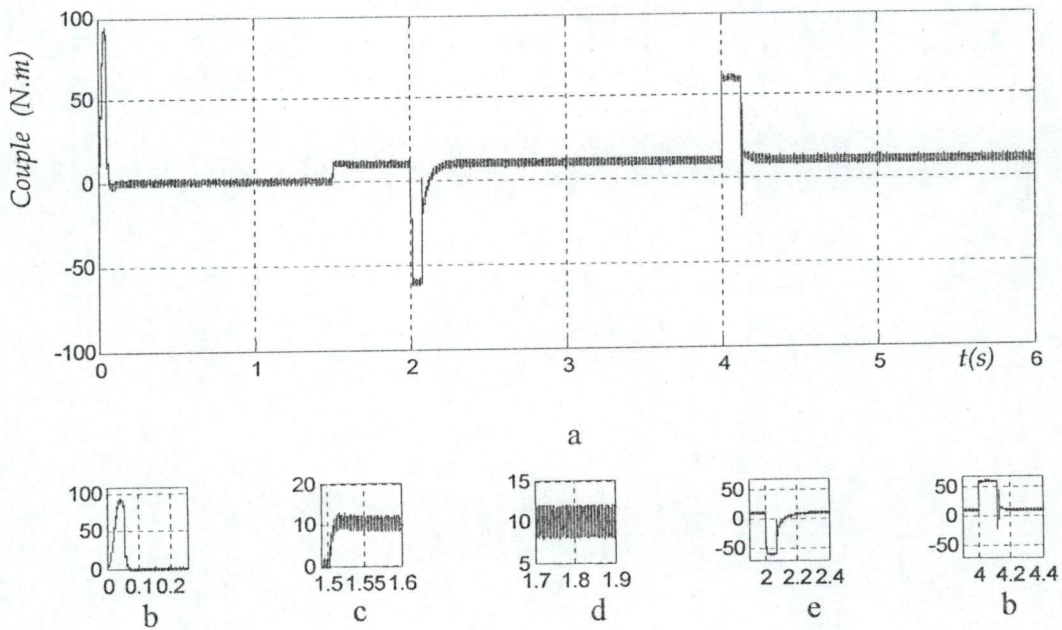


Figure. VI.15 : l'évolution de couple superviseur régulateur superviseur et hybride lors du démarrage, de perturbation et inversion de sens de rotation

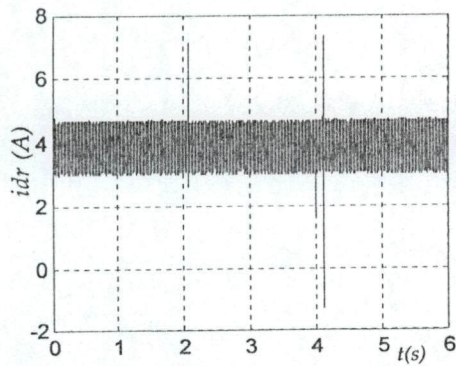


Figure.VI.16a : l'évolution du Courant Direct

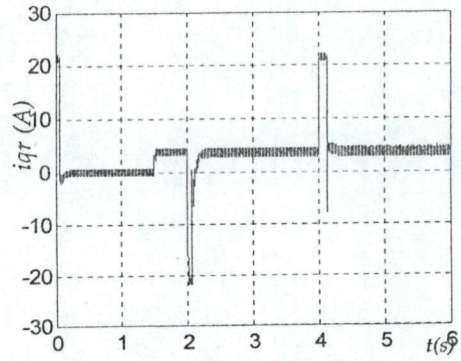


Figure.VI.16b : l'évolution du Courant Inverse

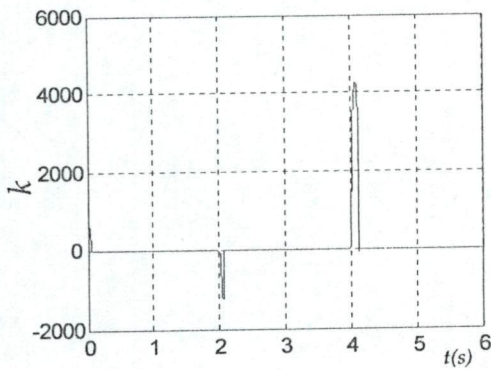


Figure.VI.16c : la forme d'adaptation de gain K .

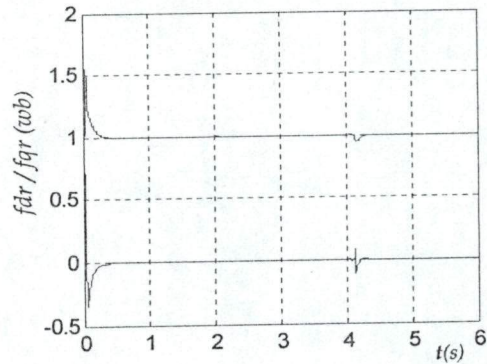


Figure.VI.16d : évolution de flux Direct et inverse

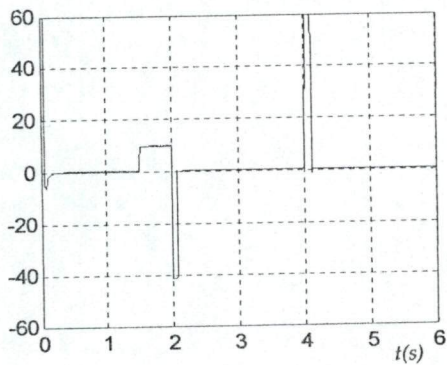


Figure.VI.16e : la forme d'adaptation De gain K_p

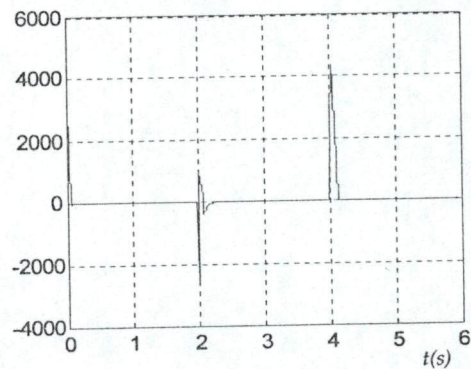


Figure.VI.16f : détection zones no linéaire

Figure. VI.16 : Résultat de simulation démarrage à vide du superviseur

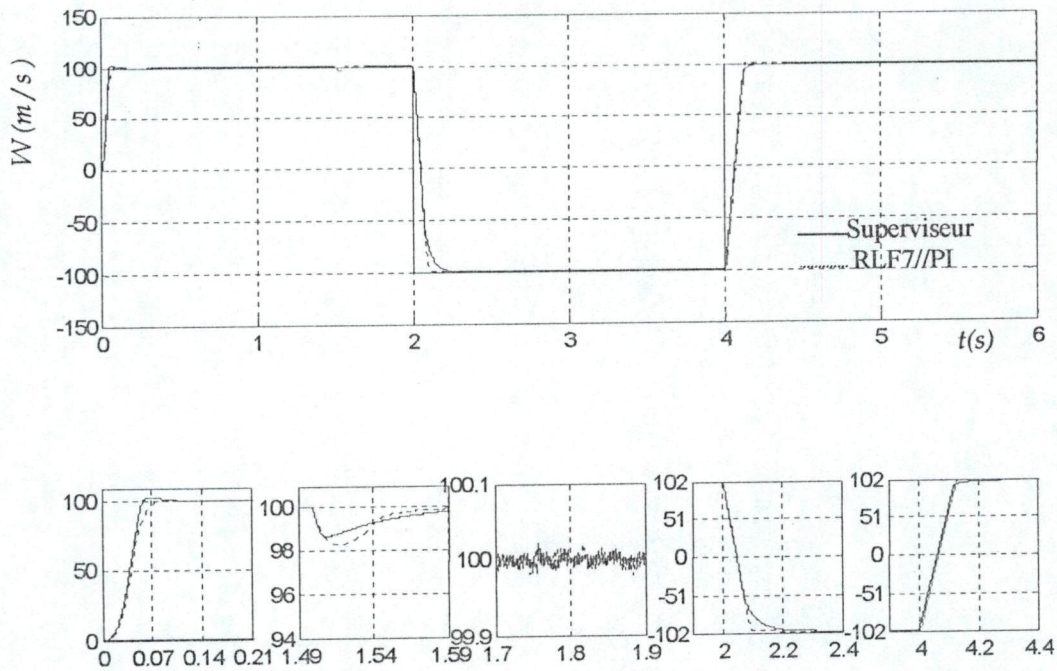


Figure VI.17 : Réponse de la vitesse des différents régulateurs superviseur et Hybride lors du démarrage et Influence de la perturbation et variation de sens de rotation

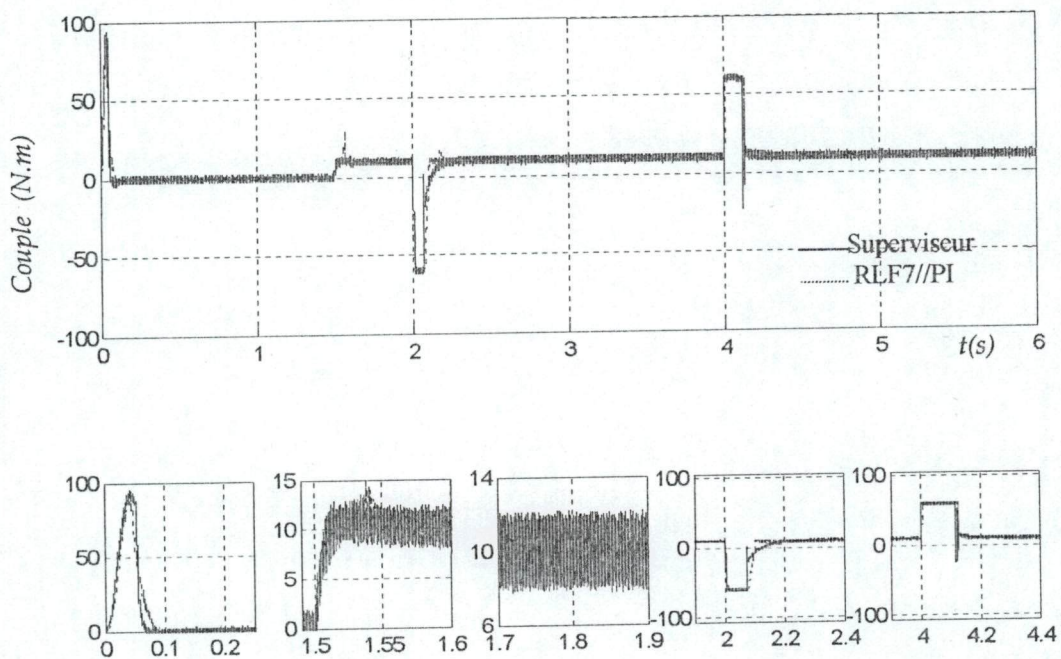


Figure. VI.18 : l'évolution de couple de différents régulateurs superviseur et hybride lors du démarrage, de perturbation et inversion de sens de rotation

Conclusion générale

Ce présent travail porte l'étude du problème d'amélioration de la robustesse et du temps de réponse de la vitesse du variateur moteur à induction, par l'introduction des techniques de l'intelligence artificielle. Cette étude est axée principalement sur l'utilisation de la commande par logique floue de faite qu'elle présente des solutions étonnantes au problème de régulation de la vitesse et particulièrement si, nous augmentons le nombre des ensembles flous. Mais, il s'est avéré que l'augmentation du nombre d'ensembles est très pénalisante pour l'application de la logique floue. Cette exploitation ne facilite pas la synthèse de contrôleur flou et, une fois ce dernier est défini, des problèmes liés peuvent apparaître : le temps de calcul peut être exagéré et l'espace mémoire requis important. Ce mémoire propose une solution visant à optimiser le temps de fonctionnement de ce contrôleur afin de mieux profiter de ces avantages, donc il faut, qu'il fonctionne là où il est indispensable.

Dans le domaine de la commande globale et de la commande rapprochée de la machine à induction, on a introduit la problématique et les objectifs de ce mémoire, à savoir le démarrage direct du moteur à induction sur le réseau introduit un fort courant (jusqu'à 7 fois le courant nominal) dans le moteur pendant les premiers temps de la mise sous tension. A ce niveau de courant, le moteur s'échauffe très rapidement en diminuant la durée de vie du moteur et de faire augmenter la facture de consommation de l'énergie, donc il faut à tout prix limité ces courants et le temps de démarrage. La connaissance du comportement des machines électriques en régimes dynamique et permanent est nécessaire en vue, d'une part de prévoir les contraintes auxquelles elles sont soumises lors de certaines fonctionnements pour pouvoir les dimensionner et, d'autre part, de connaître leur fonction de transfert en vue de la conception et l'adaptation des dispositifs de réglage et de commande. A cet aspect est lié l'étude des problèmes posés par l'association des machines électriques tournantes et des convertisseurs de fréquence (redresseur contrôlé, onduleurs, etc.). Dans ce contexte, il a été démontré la simplicité et l'efficacité de la modélisation de Park. Pour les besoins de la commande, un modèle détaillé de l'ensemble machine-onduleur a été obtenu. Il a été utilisé pour la simulation et l'analyse du comportement de l'ensemble machine-onduleur afin de mettre en évidence le couplage existant entre les différentes grandeurs de commande. L'étude du comportement de la machine vis-à-vis les circuits de découplage par la méthode d'orientation de flux et les performances des deux régulateurs qui sont mis en œuvre pour la régulation de la vitesse ont permis de retenir les principaux résultats suivants :

- mise en évidence l'apport des régulateurs IP dans le domaine de régulation et particulièrement lors du perturbation ;

- les régulateurs PI et IP dépendent fortement des paramètres de la machine ;
- l'erreur d'identification des paramètres ou d'estimation des grandeurs à contrôler conduira obligatoirement à une détérioration de performances de la commande.

En ce qui concerne l'utilisation de la commande par logique floue, une introduction des notions de base de la logique floue et de la commande floue a été présentée. Cela a été jugé indispensable à la compréhension de l'étude ultérieure. Dans ce contexte, une méthode permettant de définir les règles qui définissent le formalisme linguistique a été présentée ainsi que les différents éléments du régulateur avec la justification du choix de la structure du régulateur. De même, on a montré l'intérêt de l'augmentation des ensembles flous, pour la commande de la machine par des différents régulateurs flous qui ont des différents nombres d'ensembles flous sur le même univers de discours. Une comparaison entre ces régulateurs (flous) et le IP classique a été faite, pour justifier d'une part l'intérêt de l'augmentation des ensembles flous et d'autre part de déterminer les avantages de flou et les avantages de IP. Pour bénéficier des avantages simultanés de ces deux régulateurs, sachant que le IP, bien connu, apporte des performances très satisfaisantes en régime linéaire par des erreurs de statisme très proche de zéro avec un temps de calcul très limité, le régulateur flou apporte des performances étonnantes dans des phases de fonctionnement non-linéaire. Ces performances se distinguent par un temps de montée et de rejet de perturbation très petit. Pour implémenter le régulateur flou, deux approches sont présentées :

- Un mécanisme hybride intégrant à la fois le PI et le flou, le but de cette structure est d'enraciner le flou et de profiter de ces avantages, en limitant son fonctionnement que dans les phases qui présentent une non-linéarité (en régime transitoire et lors de la perturbation). La structure proposée porte sur une pondération floue, des deux commandes des régulateurs. Cette pondération autorise le fonctionnement du flou là où il est indispensable. Donc la pondération a pour objectif de minimiser le temps de fonctionnement de ces régulateurs. Elle exige également un temps de traitement et un espace de mémoire important. Pour cet inconvénient, il est recommandé de limiter le nombre d'ensemble flous pour réduire le temps de calcul et l'espace de mémoire. Les résultats obtenus par cette structure sont prometteurs et se résument comme suit :

- ✓ La robustesse de la chaîne de régulation vis-à-vis la variation de la charge et lors de l'inversion de sens de rotation.
- ✓ Le bon fonctionnement de la combinaison proposée par rapport aux régulateur flou et PI ; on le constate surtout pour la variation de la charge.
- ✓ L'importance des seuils sur l'erreur. Il faut bien entendu les choisir en fonction du système à commander. L'intérêt du choix des seuils sur l'erreur permet au maximum de profiter des avantages des régulateurs surtout pour une consigne variable. Avec une telle combinaison on a bien exploité le flou et le PI classique.

- Un mécanisme (superviseur) d'adaptation des gains du PI, permet d'implémenter le régulateur classique en incorporant un certain degré d'intelligence dans la stratégie de régulation. Une telle combinaison du régulateur PI et du superviseur, composé des règles floues, a permis donc d'associer la précision mathématique de l'algorithme du PI avec l'adaptabilité, la souplesse et la simplicité du formalisme linguistique flou. Les résultats obtenus par cette structure sont encourageantes.

Des améliorations pourraient cependant être encore introduites, avec un coût réduit.

- Une optimisation complète de la forme des fonctions d'appartenances dans le régulateur flou pourrait être proposée,
- Une réduction de la complexité du régulateur et le mécanisme de détection de régime pourraient être envisagés,
- Un choix rationnel de la forme des coefficients de pondération des régulateurs.
- Une adaptation du régulateur PI classique lors de l'introduction de la charge et inversion de sens de rotation, pour que la différence entre les commandes des différents contrôleurs ne soit pas grande dans la zone de commutation.
- Une optimisation des gains d'adaptations du superviseur en interrogeant l'expert sur le système et dans ce cas là on peut changer le régulateur de type Sygino ou lieu de Mamdani.

Références bibliographies

- [1] . S. Aksas, « Outils de conception et mise au point d'applications dans le domaine de l'automatique sur architecture PC » *REE*, n°.09, PP.76-81, October.1999.
- [2] . 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. 1999, Nancy, France / Sous la Direction de M^r J. Faucher.*
- [3] . P.Barret, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques », Edition Eyrolles, Paris, 1982.
- [4] . F.Blaschcke, «A new method for the structure decoupling of an A.C. induction machines». Proc 2nd IFAC symp multivariable technic control system; part 3, oct 1971, pp11-13.
- [5] . F.Blaschcke, « The Principal of Field Orientation on Applied to the Transvector Closed Loop Control System for Rotating Field Machines » *Siemens, Review, Vol. 34, May. 1972, PP. 217-220.*
- [6] . P.Borne, G.Dauphin-Tanguy, JP.Richar, «commande et optimisation de processus» Eyrolles, Paris 1990
- [7] . B.K.Bose, « Technology trends in microcomputer control of electrical machines » *IEEE Trans. On Industry. Electronics. Vol.35, N.°1, Feb.1988.*
- [8] . B.K.Bose, «Powers electronics and A.C. drives » tom I Prentice-Hall New Jersey 90.
- [9] . H.Büler, « Conception des systèmes automatiques », Presse polytechnique et universitaire romandes, Lausanne 1988H.Büler, « Convertisseurs statiques », Presse Polytechnique et Universitaire Romandes, Lausanne 1991.
- [10] . H.Büler, « Convertisseurs statiques », Presse Polytechnique et Universitaire Romandes, Lausanne 1991.
- [11] . H.Büler, « Réglage par logique floue », Presse Polytechnique et Universitaire Romandes, Lausanne, 1994.
- [12] . G.A Capolino, Y.Y.FU, «Commande des machines asynchrones par flux orienté : Principe, méthode et simulation. » Journées S.E.E. actionneurs Electriques, novembre 1989, Valance.
- [13] . J.Châtelain, « Machines électriques », Traité d'électricité, Presse polytechnique et Universitaire, Romandes, 1983.
- [14] . C.Canudas.De WIT, «Modélisation contrôle vectorielle DTC Commande des moteurs asynchrones. » Hermes 2000.
- [15] . D. Drăncov, H.Hellendoorn, M.R.Frank, « An introduction to fuzzy control », Springer-Verlag, 1996.
- [16] . D.Fink & J.Carroll – Standard handbook for electrical engineers, *McGraw-Hill, (1979).*
- [17] . J.M.Flaus, « La régulation industrielle, régulateur PID, prédictif et flou », Hermès, 1994.
- [18] . L.Foulloy. «Réduction de la Complexité des contrôleurs Flous : Application à la Commande Mulivaraibles», Thèse de Doctorat. CNRS 1997.
- [19] . G.Grellet, G.Clerc, « Actionneurs Electriques : Principes, Modèles, Commande » Edition Eyrolles 1996.
- [20] . B.Guillard, E .Dupre, « Le flou, qu'est ce que c'est », *REE*, N° 1, janvier 1998.
- [21] . S.Hasmukh et G.Richard, «Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters–harmonic elimination», *IEEE transaction on industry application*, Vol. IA-9, no3, May-June 1973.

- [22] . S.Hasmukh et G.Richard , «Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters –harmonic elimination» *IEEE transaction on industry application*, Vol. IA-10,n°5, September-October 1974.
- [23] . J.P.Hautier, P.Caron, « Modélisation et commande de la machine asynchrone » Edition Technique et documentation, Paris, 1995.
- [24] . B.Heber, L.Xu, Y.Tang, « Fuzzy logic enhanced speed control of an indirect field oriented induction machine drive » *IEEE Trans. on Power Electronics. Vol. 12, N°5, september.1997, PP.772- 778.*
- [25] . E.Y.Y.Ho, P.C.Sen, « Decoupling Control of Induction Motor Drives » » *IEEE Tran.on Industry Elctronics. Vol.35 n°02, May 1988, PP.253-262.*
- [26] . M. Jamshidi, N. Vadiée, T.Ross. « Fuzzy logic and control, hardware and software applications » , Prentice- Hall, 1993.
- [27] . K. Laroussi, M. Zelmat. «Commande par logique floue d'un moteur asynchrone», Conférence nationale sur génie électrique, 2001.
- [28] . C.C.Lee, « Fuzzy logic in control system : Fuzzy logic controller » *Part I,II IEEE Trans. Syst. Man. Vol 20, Mars 1990, PP 404 – 435.*
- [29] . W.Leonard, « Control of Electrical Drives » Springer, 1997.
- [30] . W.Leonard «30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years single signal processing with controlled AC drives, a review», *EPE Journal*, vol 1,N° .1,pp 89-102,jul 91.
- [31] . N.Madani, M.O.Mahmoud, M.Bnkhoris, S.Siala, «comparaison des régulateurs PI et IP pour la commande vectorielle d'une machine asynchrone», International conference, IEEA '97,Vol.1, pp.307-312, décembre 1997.
- [32] . M.O.Mahmoud, «Sur la commande de la machine asynchrone alimentée en tension», Thèse de doctorat, ENP,1999.
- [33] . M.H.Mamdani, S.Assilian. «An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller ». *International Journal of Man-Machine Studies, Vol.7. PP.1-13. 1975.*
- [34] . S.A.Mir, D.S.Zinger, M.E.Elbuluk, « Fuzzy controller for inverter fed induction machines » *IEEE. Tran. on Inductr.Applications. Vol.30, N°1, Janu/Febru 1994.*
- [35] . M.Pietrzak David, «Contrainte spécifiques du contrôle vectoriel : description, effet de dégradation des performances », Actes du GDR sur la conception de dispositifs et système électromécanique, Toulouse, France juin 1993
- [36] .OFTA. «Logique Floue». Rapport de l'Observatoire Français des Techniques Avancées,Argo 14, Masson, Paris, 1994.
- [37] . X.Roboam «variateur de vitesse pour machine asynchrone, contrôle de vitesse sans capteur mécanique», Thèse de doctorat de l'INPT., Toulouse,France,juin 1991
- [38] .S.Saetieo, D.A.Torrey, « Fuzzy Logic control of a space vector PWM current regulator for three phase power converters », *IEEE Trans. On Power Electronics, Vol.13 , N°3, PP.419-426, May.1998.*
- [39] . G.Segier, L.Francis , «les convertisseurs de l'électronique de puissances», Techniques et documentation Lavoisier, 1995
- [40] .H.Sugimoto, S.Tamai, « Secondary resistance identification of an induction motor applied model reference adaptive system and its characteristics. », *IEEE IAS annu. meeting (1985), PP.613-620.*
- [41] . G. Segulier, F.Labrique, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance » Tome 4, conversion continue – alternative, Edition Technique et Documentation, Paris, 1989.

- [42] . B.N.Singh, B.Singh, B.P. Singh, « Fuzzy Control of Integrated Current Controlled Converter Inverter Fed Cage Induction Motor Drive » *IEEE Trans. Indus. Appl. Vol.35, n°2, March/April 1999, PP.405-412.*
- [43] . G.C.D.Sousa, B.K.Bose, « A fuzzy set theory based control of a phase-controlled converter DC machine drive » *IEEE Trans. Indus. Appl. Vol 30 , N°1, January/February 1994, PP.854-861.*
- [44] . G.C.D.Sousa , B.K.Bose, « Fuzzy logic based on-line MRAC tuning of slip gain for an indirect vector controlled induction motor drive », *IEEE conference record IAS, 1993, PP.1003-1008.*
- [45] . G.C.D.Sousa , B.K.Bose, « Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector controlled induction motor drive », *IEEE conference record IAS, 1993, PP.1168-1174.*
- [46] . M.Sugeno, M.Nishida, « Fuzzy Control of Model Car ». *Fuzzy Set and Systems, VOL.16. PP103-113. 1985.*
- [47] .H.A.Tolyat, M.S.Arefee, K.M.Rahman, D.Figoli. «Rotor time constant updating for rotor flux oriented induction motor drive », *IEEE Trans. Power. Electr. Vol 14, N°5, September 1999, PP.850-857.*
- [48] . P.Vas «Vector control of A.C. machines »Clarendon Press OXFORD 1990.
- [49] .M.Vicar-Whelan. « Fuzzy Sets for Man-Machine Interaction » *International Journal of Man- Machines Studies,vol.8 PP.687-697. 1976*
- [50] .Wade, M.W.Dunnigan, B.W.Williams, « Modeling and simulation of induction machine vector control with rotor resistance identification », *IEEE Trans.on Power Electronics. Vol.12, n°03, May 1997.PP.495-506.*
- [51] .S.Wade, M.W.Dunnigan, B.W.Williams, « Improving the accuracy of the rotor resistance estimate for vector controlled induction machines ». *IEE Proc-Elctro. Power Appli. Vol.144 n°05, September 1997, PP.1187-1192.*
- [52] .J.B.Wang, C.M.Liaw « Indirect field oriented induction drive with fuzzy detuning correction and efficiency optimisation controls », *IEE Proc. Electr. Power. appl, Vol.144 n°.1, January 1997,PP.37-45*
- [53] .M.Zelmat. «Commande classique et commande modale et adaptative tome 1 et 2»,O.P.U.
- [54] .R.R. Yager, D. P. Filev « Essentials of fuzzy Modeling and control » by Jjohn Wiley & Sons, Inc, Canada, 1994
- [55] . L.A.Zadeh, «Fuzzy Set», *Information and control, Vol.8 PP.131-138 April 1965.*
- [56] . L.A.Zadeh, «Fuzzy Algorithms ». *Information and control, Vol.12 PP.94-112. 1968.*
- [57] .L.A.Zadeh, «Outline of new Approach to the Analysis of Aomplex Systems and Decision Processes ». *IEEE Trans on Systems. Man .and C ybernetics, SMC Vol.3PP.28-44. 1973.*
- [58] .L.A.Zadeh, «Knowlebg representation in fuzzy logic», *IEEE. Trans. Know. And. Data. Eng, Vol. 13, N°.1, PP.134-141, January 1998.*
- [59] .L.Zhen, L.Xu, « On line fuzzy tuning of indirect field oriented induction machine drives » *IEEE Trans. On Power electronics. Vol.13 , N°1, January 1998, PP. 134-141.*

Nomenclature

<i>Symbole</i>	<i>Signification</i>	<i>Unité</i>
σ	Coefficient total de dispersion	
θ_s, θ_e	Position du champ statorique	rd
θ_r	Position du rotor	rd
Ω_r	Vitesse rotorique	rd/s
η	Coefficient de température caractérisant le matériau	
λ_r	Argument de l'impédance rotorique	rd
φ	Flux	Wb
Δx	Variation de la grandeur x	
A_s	Axe statorique du repère naturel	
A_r	Axe rotorique du repère naturel	
C	La matrice de transformation de Clarke	
ΔE	Variation d'erreur	
c_f	Capacité du filtre LC	μF
D_q	Le repère de Park tournant	
DE	Dérivée de l'erreur	
D_i	Diode i	
E	Erreur	
e_1	Erreur normalisée	
$f_{1,2,3}$	Etats d'interrupteurs	
F_f	Coefficient de frottement visqueux	Nm s/rd
G	Glissement	
H	Bande d'hysteresis	

I, i	Courant	A
J	Moment d'inertie	Kg.m^2
K_i	Interrupteurs de l'onduleur	
K_{iv}, K_{if}	Coefficients d'intégral des régulateurs de vitesse et de flux	
K_m	Coefficient du couple moteur	
K_i, K_p	Coefficients d'adaptation des gains	
K_{iv}, K_{if}	Coefficients proportionnels des régulateurs de vitesse	
C_f, C_p	Coefficients de pondération du régulateur flou et PI	
K_r	Facteur de variation de la résistance rotorique	
l_f	Inductance du filtre LC	H
l_{fr}	Inductance de fuite rotorique	H
l_{fs}	Inductance de fuite statorique	H
L_m	Inductance mutuelle cyclique	H
L_r	Inductance rotorique cyclique	H
L_s	Inductance statorique cyclique	H
M	Nombre de règles floues	
P	Nombre de paires de pôles	
R_r, R_r^*	Résistance rotorique (actuelle, initiale)	Ω
R_s	Résistance statorique	Ω
S	Opérateur de Laplace ($=d/dt$)	
T	Température	$^{\circ}\text{C}$
$T(\theta_s)$	Matrice de transformation de Park	
T_e, T_e^*	Couple électromagnétique de sortie et de référence	N.m
T_{fr}	Constante de temps rotorique de fuite	s

T_r, T_r^*	Constante de temps rotorique actuelle et initiale	s
T_s	Constante de temps statorique	s
U	Grandeur de commande	
V	Tension	V
ω_s, ω_e	Pulsation statorique	rd/s
ω_r	Pulsation rotorique	rd/s
ω_{sl}	Fréquence de glissement	rd/s
$x_{\alpha s}, x_{\beta s}$	Grandeurs statoriques liées au repère fixe (au stator)	
x_{dr}, x_{qr}	Grandeurs rotoriques liées au repère tournant dq	
x_{ds}, x_{qs}	Grandeurs statoriques liées au repère tournant dq	

Annexe I

- Paramètres de l'association Convertisseur de fréquence – Machine à induction [54, 71]

Puissance nominale	1.5 Kw
Rendement nominal	0.78
Tension nominale	220/380 V
Facteur de puissance nominal	0.8
Vitesse nominale	1420 tr/min
Fréquence nominale	50 Hz
Courant nominal	3.64/ 6.31 A
Résistance d'une phase statorique	4.85 Ω
Résistance équivalente des pertes fer	500 Ω
Résistance d'une phase rotorique	3.805 Ω
Inductance cyclique d'une phase statorique	0.274 H
Inductance cyclique d'une phase rotorique	0.274 H
Inductance mutuelle stator/rotor	0.258 H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	0.031 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	0.008 Nm.s/rd
Inductance du filtre	0.02 H
Capacité du filtre	600 μ F

Annexe II

1. Calcul des paramètres du régulateur

La machine étant découplée selon deux axes d et q la régulation sur chacun de deux axes est faite par une boucle. La composante du courant (i_{ds}) sur l'axe d contrôle le flux rotorique et celle sur l'axe q (i_{qs}) contrôlera le couple. Pour le calcul des paramètres de différents régulateurs (PI) mis en œuvre dans la commande par orientation de flux, nous utilisons une méthode analytique [4, 6,17].

1.1. Cas de régulateur IP

Nous considérons le modèle III-3 décrit par les équations suivantes :

$$X = [\varphi_{dr} \quad \varphi_{qr}]^T$$

$$\frac{dX}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} X + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$$

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \tag{A.1}$$

$$Te = \frac{3}{2} \frac{pL_m}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds})$$

$$j \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = p \cdot (Te - \frac{ff}{p} \cdot \omega_r - Tch)$$

Dans le cas de la machine asynchrone alimentée en courant, les courants (i_{ds}, i_{qs}) et le glissement de vitesse (ω_{sl}) sont considérés comme variables de commande la composante directe du courant (i_{ds}) est maintenue constante, alors que celle en quadrature (i_{qs}) est un signal en échelon.

$$i_{ds}^* = \frac{\varphi_r^*}{l_m} \quad (\text{constante})$$

$$i_{qs}^* = u \quad (\text{échelon})$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{l_m}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}^*}{\varphi_r^*} = \frac{l_m}{T_r \varphi_r^*} u \quad (\text{échelon}) \tag{A.2}$$

Après arrangement des systèmes d'équations (A.1) et (A.1) nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 T_r \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \varphi_{dr} &= \varphi_r^* + \frac{l_m}{\varphi_r^*} u \varphi_{qr} \\
 T_r \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{qr} &= l_m u - \frac{l_m}{\varphi_r^*} u \varphi_{dr} \\
 j \frac{d\Omega_r}{dt} + ff\Omega_r &= T_c - T_{ch}
 \end{aligned} \tag{A.3}$$

En combinant les deux premières équations de (A.3) (la dérivée de i_{qs}^* est nulle en régime permanent) et après arrangement on obtient :

$$\begin{aligned}
 T_r^2 \frac{d^2\varphi_{dr}}{dt^2} + 2T_r \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \left[1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right] \varphi_{dr} &= \left[1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right] \varphi_r^* \\
 T_r^2 \frac{d^2\varphi_{qr}}{dt^2} + 2T_r \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \left[1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right] \varphi_{qr} &= 0 \\
 j \frac{d\Omega_r}{dt} + ff\Omega_r &= T_c - T_{ch}
 \end{aligned} \tag{A.4}$$

$$\begin{aligned}
 T_c &= \frac{3pl_m}{2l_r} \left(u \varphi_{dr} - \frac{\varphi_r^*}{l_m} \varphi_{qr} \right) \\
 \omega_{sl}^* &= \frac{l_m u}{T_r \varphi_r^*}
 \end{aligned} \tag{A.5}$$

Soit :

$$\Omega_r(s) = \left[\frac{3pl_m}{2l_r} \frac{\left(1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right) \varphi_r^*}{T_r^2 s^2 + 2T_r s + 1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2} u(s) - T_{ch}(s) \right] \cdot \frac{1}{js + ff} \tag{A.6}$$

Le schéma bloc correspondant est le suivant :

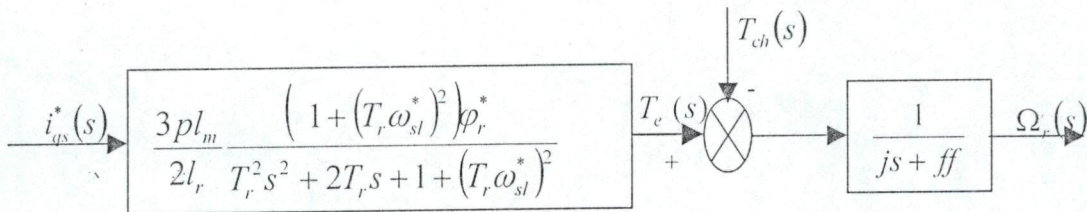


Figure.A.1 : Schéma-bloc du système à réguler

L'adjonction d'un régulateur PI pour la régulation de la vitesse, transforme le schéma-bloc de la boucle ouverte comme suite avec la relation :

$$i_{qs}^* = \frac{2l_r}{3pl_m} \frac{T_c^*}{\varphi_r^*} \tag{A.7}$$

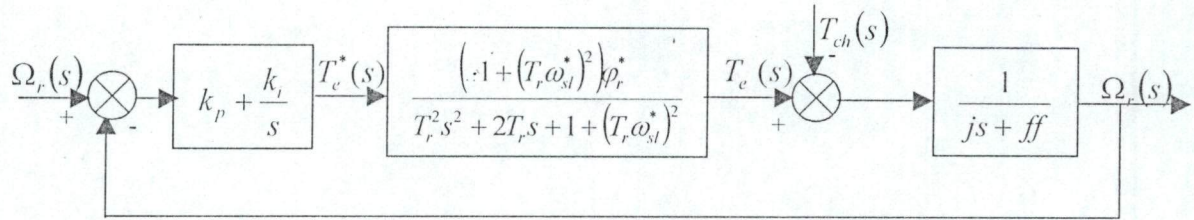


Figure.A.2 : Schéma -bloc de la régulation de vitesse

L'équation caractéristique du système ainsi obtenu est la suivante :

$$P(s) = \left[\begin{array}{l} \frac{1}{jT_r^2} \left(s^4 + \left(\frac{ff}{j} + \frac{2}{T_r} \right) s^3 + \left(\frac{2ff}{jT_r} + \frac{1}{T_r^2} + \omega_{sl}^{*2} \right) s^2 + \frac{(ff + k_p) \left[1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right]}{jT_r^2} s + A \right) \\ \text{avec} \\ A = \frac{k_i}{jT_r^2} \left[1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right] \end{array} \right]$$

Pour que ce système ait une réponse optimale [10,17], il faut que la condition suivante soit réalisée.

$$\left\{ \begin{array}{l} (ff + k_p) \left[\frac{1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2}{jT_r^2} \right] = \left(\frac{ff}{j} + \frac{2}{T_r} \right) \omega_0^2 \\ \frac{k_i \left[1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right]}{jT_r^2} = \omega_0^4 \end{array} \right. \quad (\text{A.8})$$

D'où :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{sl}^{*2} + \frac{1}{T_r^2}} = \sqrt{\left[\frac{l_m i_{qs}^*(\max)}{T_r \varphi_r^*} \right]^2 + \frac{1}{T_r^2}} \quad (\text{A.9})$$

Les paramètres du régulateur de vitesse seront donc :

$$\begin{cases} k_p = \frac{2j}{T_r} \\ k_i = j\omega_0^2 = \frac{j}{T_r^2} \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^*(\max)}{i_{ds}^*} \right)^2 \right] \end{cases} \quad (A.10)$$

L'obtention des coefficients (k_p et k_i) se fait approcher successives. La méthode consiste à modifier les actions (P et I) et observé, par simulation, les effets sur la vitesse (flux et couple) estimée jusqu'à obtenir la réponse optimale.

1.2. Cas de régulateur PI

Comme pour le régulateur PI le schéma de régulation est donné par :

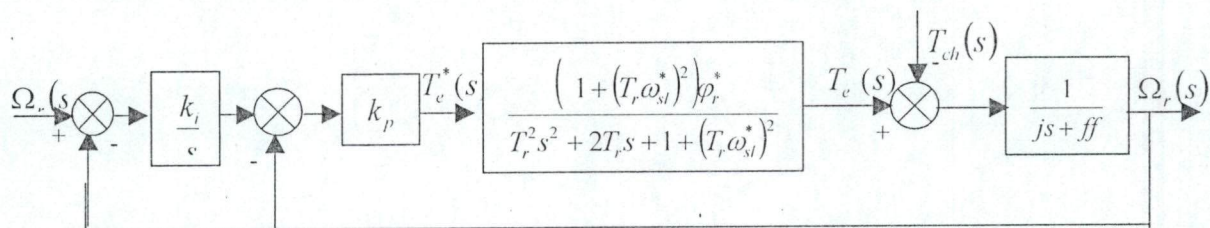


Figure. A.3 : Schéma -bloc de la régulation de vitesse IP

L'équation caractéristique du système ainsi obtenue est la suivante :

$$P(s) = \left[\begin{array}{l} \frac{1}{jT_r^2} \left(s^4 + \left(\frac{ff}{j} + \frac{2}{T_r} \right) s^3 + \left(\frac{2ff}{jT_r} + \frac{1}{T_r^2} + w_{sl}^{*2} \right) s^2 + \frac{(ff + k_p) \left[1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right]}{jT_r^2} s + A \right) \\ \text{avec} \\ A = \frac{k_i k_p}{jT_r^2} \left[1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right] \end{array} \right]$$

Pour que ce système ait une réponse optimale, il faut que la condition suivante soit réalisée

$$\left\{ \begin{array}{l} (ff + k_p) \left[\frac{1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2}{jT_r^2} \right] = \left(\frac{ff}{j} + \frac{2}{T_r} \right) \omega_0^2 \\ \frac{k_p k_i \left[1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right]}{jT_r^2} = \omega_0^4 \end{array} \right. \quad (A.11)$$

En posant :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{sl}^{*2} + \frac{1}{T_r^2}} = \sqrt{\left[\frac{l_m i_{qs}^* (\max)}{T_r \varphi_r^*} \right]^2 + \frac{1}{T_r^2}} \quad (\text{A.13})$$

Les paramètres du régulateur de vitesse seront donc :

$$\begin{cases} k_p = \frac{2j}{T_r} \\ k_i = \frac{2\omega_0^2}{T_r} = \frac{2}{T_r^3} \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^* (\max)}{i_{ds}^*} \right)^2 \right] \end{cases} \quad (\text{A.14})$$

Annexe II

Les paramètres des régulateurs utiliser

- Les paramètres des régulateurs utiliser lors de la régulation classique

Régulateur PI	$K_i=10$	$K_p=0.9$
Régulateur IP	$K_i=12.6$	$K_p=1.28$

- Les régulateurs flous

RLF 3	$K_i=8.26*10^{-3}$	$K_p=8.26*10^{-3}$
RLF 5	$K_i=13.6*10^{-3}$	$K_p=0.766*10^{-3}$
RLF 7	$K_i=9*10^{-3}$	$K_p=0.4*10^{-3}$

- Les paramètres des différents éléments constituant la combinaison

Régulateur PI	$K_i=23.779$	-3.9	-5.16	$K_p=6$
RLF 5	$K_i=6.66*10^{-3}$			$K_p=0.289*10^{-3}$
Mécanisme de calcul des coeff	$K_i=0.2886$			$K_p=0.485*10^{-3}$

- Les paramètres des différents éléments constituant le superviseur

Régulateur PI	$K_i=9.5$	$K_p=0.26$
Mécanisme de supervision	$K_i=9*10^{-3}$	$K_p=0.4*10^{-3}$