

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES



Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie

Thèse de Doctorat

Présentée par

Laroussi Kouider

Filière : Génie Electrique

Option : Automatique Appliquée et Traitement du Signal

Développement d'un superviseur flou appliqué à la commande d'un moteur à induction

Devant le jury :

BENTARZI	Hamid	Prof	UMBB	Président
BOUMEDIENE	Larbi	M.C(A)	UMTS	Examineur
SEBAA	Karim	M.C(A)	UYFM	Examineur
ZELMAT	Mimoun	Prof	UMBB	Encadreur

Année Universitaire : 2013/2014



ملخص

شهدت السنوات الاخيرة تقدما في تقنيات الالكترونيات والالة الكهربائية ، استخدمت في عمل اشكال مختلفة تلائم طبيعة العمل المكلف به ، وتتكون صناعة الالة الكهربائية في العصر الحديث من اللات المبرمجة التي تستطيع ان تنفذ عدة عمليات بواسطة تعديل طفيف في مخزون المعطيات، وهي معقدة الاستعمالات وقادرة على التكيف الذاتي بناء على الظروف المحيطة. وأدى الى استخدام الالة الكهربائية الى تقدم في جميع التطبيقات ، سواء منها المدنية او العسكرية. وظهرت منه اجيال ذكية تستطيع التعامل مع المواقف المتغيرة، باستشعار تلك المواقف المتغيرة، واعادة برمجة معطياتها وفقا لنتائج تلك الاستشعار. في هذا المجال يسجل عملنا العلمي الذي نعرضه خلال رسالة الدكتوراه هذه استعمال المنطق الغامض الذي يمكننا توظيفه في ايجاد تمثيل لفظي لتصميم نظام مراقبة وتحكم لتشخيص خاص بنظام صناعي محل الدراسة ، والذي يتمثل في نظام المحرك الكهربائي المستعمل في ميدان صناعة الالة الكهربائية. المحرك الكهربائي الى تحول الطاقة الكهربائية الى قدرة ميكانيكية لانجاز عمل. وتستخدم لمحركات الكهربائية لتشغيل عدة الات ومعدات ميكانيكية مثل غسالات الملابس واجهزة التكيف والمكانس الكهربائية ومجففات الشعر والات الخياطة والمثاقب الكهربائية والمناشير. وتشغل انواع شتى من المحركات الادوات الميكانيكية والروبوتات وايضا المعدات التي تسهل العمل داخل المصانع لابرار جدوى هذا الطرح نستعرض تطبيقا قمنا بانجازه في مختبر التحكم الي التطبيقي بجامعة بومرداس تلقائيا والمتعلق بتصميم نظام مراقبة و تحكم خاص بنظام المحرك الكهربائي مما يؤدي الى رفع مميزات هذا النظام واستدراك نقائص المراقبة التقليدية للانظمة الصناعية

كلمات البحث:

محرك غير متزامن ، مشرف التحكم بمنطق الضباب، التحكم في اتجاه التدفق، منطق الضباب .

Résumé

La simplicité de la structure des contrôleurs classiques lui permet de posséder un champ d'application dans le milieu l'industrie moderne. Toutefois, ces contrôleurs ont des limitations et ne peuvent réagir d'une façon optimale face à la dynamique non linéaire et de la variation des paramètres du système. Dans la littérature, plusieurs stratégies d'adaptation ont été développées pour éliminer ces limitations.

Dans cette thèse, nous décrivons une architecture générale des superviseurs des paramètres des contrôleurs classiques l'adaptation de paramètre PI. Nous appliquons cette structure obtenue à la commande de la vitesse de la machine à induction

Mots clés:

Moteur à induction, commande floue, commande hybride, l'orientation du champ, superviseur



Abstract

The simplicity of traditional controllers makes them popular and most used solution in modern industry. However those regulations suffer from some limitation and cannot deal with nonlinear dynamics and system parameter variation. In the literature, several strategies of adaptation were Ben to remove these limitations.

In this thesis, we describe a general architecture of supervisors and a control of induction machine speed; we propose a combination of two strategies for PIparameter's supervision and adaptation. We apply the obtained structure to the control of induction machine

Key words:

Induction motor, fuzzy control, hybrid control, field orientation, supervisor



Remerciement

À Ramona
À mes parents
À mes frères et sœurs
À tous ceux que j'aime

*“ Pour faire de grandes choses, il ne faut pas être
un si grand génie, il ne faut pas être au-dessus des
hommes, il faut être avec eux”*

Montesquieu



Remerciement

Ecrire les remerciements peut paraître une tâche facile, car à ce moment, l'essentiel du travail d'écriture est déjà passé. La tâche la plus pénible c'est de faire un retour en arrière sur l'époque dont l'auteur est fourvoyé devant les publications des autres chercheurs et de faire remémorer tous qui m'ont posé sur les rails.

Ce mémoire présente les travaux de recherche que j'ai effectué depuis octobre 2001 au sein de l'équipe commande et diagnostic des systèmes (CDS) du laboratoire d'automatique appliquée de Boumerdes.

Je ne serais jamais assez éloquent pour exprimer ma profonde gratitude et ma sincère reconnaissance envers les personnes et les organismes dont la collaboration était efficace, le dévouement et le soutien matériel, technique ou psychologique ont notamment permis la réalisation du projet de recherche et la finalisation de ce mémoire de doctorat en sciences.

Que soit donc remercié Monsieur Zelmat Mimoun, Professeur au Département d'automatique de Boumerdes pour la confiance qu'il m'a accordée en ayant accepté de diriger mes travaux de recherche. Son enseignement a su susciter mon intérêt pour l'étude de la Logique floue et des Systèmes d'inférences floues (SIF). La patience et l'estime dont il a su faire preuve tout au long de la période de recherche, ont été une aide précieuse lors de l'élaboration du Mémoire.

Une pensée toute particulière et au fond du cœur au défunt Marc Roff Monsieur, Professeur titulaire à l'université de Versailles et Président du Conseil scientifique du département d'automatique qui a bien voulu être le co-encadreur du présent mémoire et de m'avoir accueilli au sein du laboratoire IRIS, LUSAC.

Ses suggestions et ses recommandations ont été utiles et indispensables pour l'amélioration de la qualité du travail de recherche.

Mes remerciements s'adressent également, au membre du conseil scientifique du département et de la faculté d'avoir accepté d'examiner ce modeste travail.

Je suis très reconnaissant à :

Monsieur le doyen de la faculté des hydrocarbures et de la chimie, au président et, au membre du conseil scientifique de la faculté, au chef et au vice-président chargé de poste graduation du département d'automatisation de leurs soutiens et encouragements ont été une aide très précieuse.



Remerciement

Mes remerciements s'adressent également à Monsieur, Boumediene Larbi, Sebaa Karim de l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger ce travail de recherche et d'être les rapporteurs et examinateurs de cette thèse. Leurs remarques ont pleinement contribué à l'amélioration de ce travail.

Enfin je tiens également à remercier :

Monsieur Bentarzi Hamid Professeur à l'Université de Boumerdes, qui m'a fait l'honneur de présider le jury,

Avant-propos

Contexte global du mémoire

Le présent mémoire est un document de synthèse concernant les travaux de recherche que j'ai effectué au sein de l'équipe commande et diagnostic des systèmes (CDS) du laboratoire d'automatique appliquée de Boumerdes en collaboration avec le professeur feu Marc Roff du laboratoire de IRIS de l'université de Versailles à l'issue de trois stages de recherche successifs réalisés en 2003-2004 et 2005-2006. Ce mémoire peut être considéré comme le fruit de la collaboration universitaire entre l'Université de Boumerdes qui est mon établissement d'origine et l'Université de Versailles qui est l'organisme d'accueil.

Ce mémoire a été élaboré en vue de l'obtention du titre doctorat en sciences. C'est une continuité de document que j'ai soutenu en juin 2000 en thèse de magistère intitulé « **commande hybride appliquée à un moteur électrique** » à l'université de Boumerdes, dont les travaux nous ont permis de définir la problématique de ce présent travail intitulé « développement d'un superviseur flou appliqué à la commande d'un actionnaire électrique ».

A l'issu de ces travaux deux projets de recherche nationale dans le cadre CNPRU à l'université de Djelfa ont été menés, de même que la participation à des conférences nationales internationales avec des publications dans des revues indexées ont accompagné ce projet.

Il est à rappeler que le thème du mémoire porte sur la logique floue et les systèmes d'inférence floue « SIF ». Le travail a porté en particulier sur l'auto adaptation des systèmes de commande des procédés industriels dans le domaine des sciences et des techniques, avec comme spécialité : génie électrique dans l'option : automatique.

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire constituent donc le résultat et le fruit des efforts de recherche au cours des trois séjours scientifique au laboratoire IRIS à Versailles et cinq années au laboratoire d'automatique de Boumerdes. Le document de synthèse ainsi que les travaux de recherche ont été menés sous la



direction scientifique du Professeur Mimoun Zelmat, et entre dans le champ d'intérêt et de compétence scientifique de l'encadreur. Le sujet du mémoire est ainsi intitulé **« développement d'un superviseur flou appliqué à la commande d'un actionnaire électrique »**.

En effet la supervision par logique floue est un domaine de recherche d'actualité permettant de résoudre les problèmes d'adaptation des paramètres du régulateur classique, tout en assurant la robustesse du système.

Introduction générale

*L*es actionneurs électriques sont de plus en plus présents tant dans notre quotidien en matière d'utilisation domestique que dans un très grand nombre de procédés industriels touchant la fabrication mais également la manutention, les services ... De la traction électrique (trains, tramways, véhicules électrique aujourd'hui encore hybrides, navires), générateur d'énergie (les éoliennes), à tous les domaines de l'industrie et à la vie courante (les robots de cuisine, mais aussi les jouets). Les machines électriques sont très utilisées pour leurs caractéristiques de la souplesse et de confort. Le coût, la faible maintenance, la flexibilité de la commande et leur capacité d'évolution sont les atouts incontestables des actionneurs électriques.

Les avancées technologiques de l'électronique de puissance et de la microélectronique (microprocesseur en particulier) ont rendu les machines électriques faciles à commander et faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple et ont élargi leur champ d'utilisation. [1].

Du point de vue de commande, la difficulté de la commande de la machine asynchrone réside dans le fait, qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée et de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse [2]. L'application de la commande vectorielle introduite par Blaschk en 1972 constitue une révolution pour le contrôle de la machine asynchrone. Cette technique consiste à ramener le comportement de la machine semblable à celui d'un moteur à courant continu en effectuant un découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

La robustesse représente la capacité d'une commande à garder ses performances malgré les aléas et les perturbations qui l'affectent. À cela, on doit ajouter les imperfections des modèles simplifiés et leur évolution temporelle. Ces dernières années ont vu l'apparition de nombreux algorithmes et des techniques développées dans l'objectif de rendre robuste une commande. Dans le domaine de l'électrotechnique, parmi les algorithmes les plus utilisés, on peut citer : l'observation et l'identification en ligne [68], la commande à modèle [84] et la commande par modes glissant [18], la commande multi-algorithmique [34].

Au sein du laboratoire d'automatique appliquée de Boumerdes, une méthode alternative, appelée la supervision par logique floue des paramètres du correcteur et cette dernière faite l'objet du présent travail.

Les régulateurs les plus utilisés dans les applications industrielles, sont les correcteurs du type PID, car il possède une structure simple et de bonnes performances dans certaines conditions [3]. Dans la littérature les correcteurs PID peuvent être divisés en deux parties :

La première partie, les paramètres du contrôleur sont fixés durant l'opération du contrôle. Ces paramètres sont choisis d'une façon optimale par des méthodes connues telles que l'imposition des pôles, et l'approche de Zeigler et Nichols.... Ces correcteurs sont simples, mais leur inconvénient est : qu'ils sont linéaires et ne peuvent pas contrôler les systèmes ayant des changements de paramètres et une grande non linéarité.

La seconde partie, les contrôleurs ont une structure identique aux correcteurs PID, avec une adaptation en temps réel de leurs paramètres, Néanmoins, la loi d'adaptation n'est pas "assez" rapide pour détecter des changements brusques des paramètres du procédé, les performances transitoires ne sont pas assez satisfaisantes. Ces régulateurs sont dits régulateurs PID adaptatifs [4].

Aujourd'hui, le réglage par la logique floue avec sa structure non linéaire a présenté de bonnes performances et de robustesse dans le contrôle de la MAS. Il s'agit d'une nouvelle technique traitant la commande numérique des processus et de prise de décision. La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développés par Lotfi Zadah. L'intérêt de la commande par logique floue provient du fait que, la théorie des ensembles flous permet de traiter et de raisonner à l'aide de variables qui intègrent la notion d'imprécision, d'incertitude des appréciations subjectives ou encore des quantifications linguistiques. Ce qui permet au contrôleur flou d'être conçu pour remplacer un opérateur humain expérimenté [6]. Les régulateurs flous peuvent être considérés comme des PID non- linéaires et leurs paramètres sont déterminés en temps réel en se basant sur l'erreur et sa dérivée. L'inconvénient des contrôleurs FLC réside dans le fait, qu'ils ont besoin beaucoup d'informations pour compenser la non-linéarité, lorsque les paramètres changent, de plus si le nombre des entrées du FLC augmente la dimension de la base des règles augmentent et par conséquent une augmentation dans le temps de traitement [7].

Les problèmes de l'amélioration des capacités du correcteur PID classique ou flou à régler au mieux un système perturbé dans un univers perturbé, associer à un réglage très fin des paramètres du régulateur afin d'atteindre des objectifs optimaux sont donc posés.

Pour assurer une régulation optimale, qui répond aux exigences de l'utilisateur, même dans un environnement difficile et variable, il est nécessaire de développer un mécanisme d'adaptation des gains du PI permettant d'incorporer un certain degré d'intelligence dans la stratégie de régulation [7].

Donc le problème du choix d'un type de superviseur des gains du PI se pose maintenant.

De ce fait, les objectifs que nous nous sommes fixés dans cette narration sont donc : d'une part, la comparaison entre les différentes techniques existante dans la littérature de la supervision des gains des régulateurs classiques, et d'autre part, la conception d'une nouvelle approche de la supervision.

Ce mémoire est constitué de quatre chapitres articulés comme suit :

Le premier chapitre, nous avons présenté un bref historique sur les différentes commandes existant dans la littérature, ensuite nous avons dévoilé le problème de la régulation de la vitesse d'une machine asynchrone, et pour aboutir à la définition de la problématique du thème traité, nous avons suscité les solutions existant dans la littérature

Le second chapitre porte sur l'étude de la commande indirecte par orientation du flux rotorique, en utilisant différentes stratégies d'orientation du flux, et en vérifiant le découplage par simulation entre les grandeurs de commande (flux, couple). Une évaluation de l'ensemble des performances des correcteurs de vitesse du type PI classique et PI flou est donnée. Le modèle de l'ensemble machine-convertisseur est utilisé pour contrôler d'une part, les régimes de fonctionnement au démarrage et lors de l'inversion de sens de rotation à vide et en charge, et évalué d'autre part, la robustesse du système sous l'influence de la charge et la variation de la résistance rotorique.

Le troisième chapitre, est consacré à la théorie des ensembles flous. Il traite également les relations floues. Ces quelques notions de base sont suffisantes pour aborder l'utilisation de la logique floue en supervision. Dans ce chapitre, le problème délicat de l'acquisition des règles de connaissances et de l'écriture des règles de commande floue est abordé. Les différentes étapes dans le traitement des règles floues sont détaillées. Ces connaissances sont suffisantes pour aborder la supervision des gains du PI par logique floue d'un moteur à induction.

Le quatrième chapitre est consacré à la comparaison entre les différentes techniques existant dans la littérature de la supervision des gains des régulateurs classiques. Tout d'abord, les différents éléments de la supervision sont présentés et ses paramètres sont mis en évidence. Le choix de la structure du superviseur est également justifié. Enfin, dans ce chapitre des résultats par simulations sont présentés et pour valider l'approche proposée un test d'expérimentation est également réalisé en collaboration avec le défunt Professeur Marc Roff à l'issue de deux stages effectués au sein du laboratoire de l'IRIS à Versailles.

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

Chapitre 1

L'objectif de ce chapitre est de présenter les techniques utilisées dans la commande de la machine asynchrone afin de justifier l'approche employée dans le présent travail.

Chapitre I

1. Introduction

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

L'utilisation des machines électriques est en pleine expansion, grâce aux performances qu'elles offrent cette évolution est liée aux progrès réalisés dans de nombreux domaines. Les matériaux ont donné naissance à des composantes de plus en plus performantes (Aimant permanent, semi-conducteur, de puissance, circuits intégré, supraconducteur...). Ces composants ont permis à leur tour de créer d'ensembles convertisseurs-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 rendent ces machines de plus en plus employées pour assurer la variation de vitesse des processus industriels. L'objectif de ces algorithmes de commande en général et de la machine asynchrone en particulier est d'obtenir un système de haute performance. Plusieurs critères de performance peuvent être définis [13, 35,36, 49],

À savoir:

- 1 - précision en poursuite;
- 2 - précisions en régulation :
 - temps de montée;
 - temps de réponse;
 - dépassement;
 - stabilité;
- 3 - robustesses vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie);
- 4 - sensibilité a la variation de paramètres.

À partir de ce point de vue, nous pouvons rapporter les travaux déjà effectués dans la littérature, qui reflètent les différentes techniques de la commande vectorielle et l'utilisation de principes avancés de la théorie de commande.

Afin de justifier l'approche employée dans le présent travail, un bref historique sur l'évolution des méthodes de commande sera alors fait, où nous allons détailler la méthode de commande vectorielle.

Les principes de commande conventionnelle seront brièvement résumés. Les principes avancés de commande de la machine asynchrone seront discutés en comparant leurs avantages et leurs inconvénients.

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 [20,28] 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 son périphérique,
- Rotor à cage d'écureuil, des barres métalliques (cuivre ou aluminium) formant un cylindre relié entre elles par leurs extrémités à l'aide des couronnes conductrices.

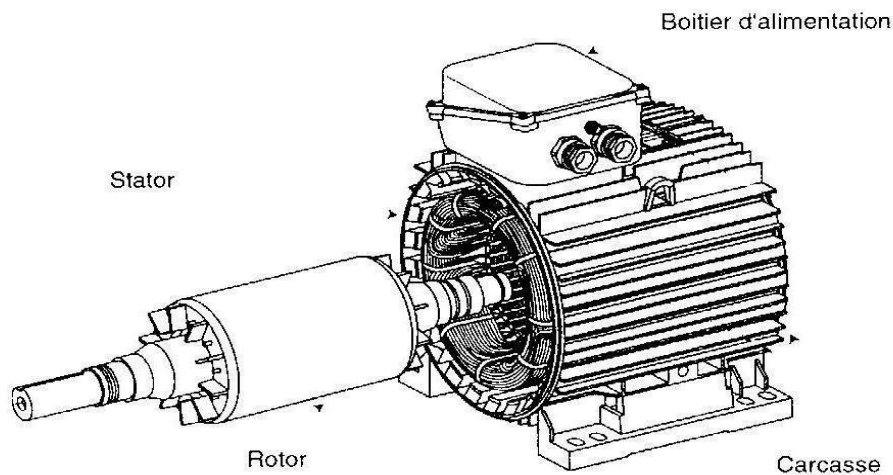


Figure I.1 : Moteur asynchrone

La superposition des trois champs magnétiques tournant créés par leurs enroulements de trois phases du stator, produisent un champ résultant sinusoïdal tournant en synchronisation créée une f.e.m. induite dans les enroulements du rotor qui sont en court-circuit qui provoquent une circulation d'un courant électrique, l'interaction du champ résultant du stator et les courants induits du rotor provoque 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 quelquefois appelé par abus de langage moteur asynchrone [21, 28].

3. Historique du contrôle de la vitesse.

3.1. Préambule

Le moteur à induction a 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 [18]. Ce type de commande n'a plus à faire ses preuves en matière de robustesse et de fiabilité.

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

- ➡ commande scalaire
- ➡ commande vectorielle
- ➡ commande directe de couple
- ➡ commande non linéaire

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 bloquer par un frein) et le courant à l'intérieur est calé à sa valeur de démarrage. À 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 [17, 18, 20, 28].

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 U et la fréquence f de la tension statorique et d'autre part, l'amplitude φ du flux peut-être approchée par la relation $\varphi = U/f$ (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 $U/f = \text{constant}$. Par construction cette technique est sensible dans les phases transitoires. Le courant peut être limité de manière hardware ou logiciel. 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 de nombreuses applications en vitesse variable [14, 20, 28].

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 [17, 18, 19]. Cela permet d'obtenir des performances dynamiques intéressantes et un contrôle précis du couple jusqu'à une vitesse nulle, elle est largement répandue chez les fabricants de variateurs de vitesses.

Le niveau de courant maximum dans la machine est imposé par des limitations hardware ou logiciel. 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 [18, 21, 28].

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 [14, 17, 18, 28] :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide des capteurs intégrés 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 [21, 28].

- L'estimation de flux à l'aide de modèle mathématique à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (vitesses, 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 [80].

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_r}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \varphi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{ds} \\ \frac{d\theta_s}{dt} &= \omega_s = \omega_r + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\varphi_r} \end{aligned} \quad (I.1)$$

D'autres modèles peuvent être obtenus par mesure des tensions statorique ; L'estimation de flux par les modèles dynamiques 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 [5, 14, 19, 21].

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 suivant :

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (p\Omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (I.2)$$

Du point de vue simplicité cette méthode est la plus utilisée [17, 21, 28].

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) [21]. L'idée directrice de ce type de commande est de rechercher à tous les instants une combinaison des interrupteurs assurant des objectifs du flux et de couple [21, 28]. Certains auteurs proposent l'utilisation de plusieurs convertisseurs offrant ainsi un plus grand nombre de combinaisons [21, 28]. En comparaison avec la commande vectorielle avec orientation du 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 courts. 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 bonds-graphes.

➤ 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 [14, 21, 28]. 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'algorithmes de commande.

4.2. La modélisation par les éléments finis.

Ce type de modélisation est le plus précis. Hélas, le temps de calcul offert par cette approche est rédhibitoire 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 fini des dispositifs électromagnétiques [28]. Ce type d'approche est également utilisé lors d'un dimensionnement de machine électrique [21].

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 élément fini. Cela consiste à modéliser le circuit magnétique de la machine par un schéma électrique équivalent [18]. 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 élément fini.

4.4. La modélisation par les bond-graphes

Elle consiste à modéliser le circuit magnétique de la machine par un schéma électrique équivalent et de symboliser chaque élément constitue le circuit électrique par une représentation graphique. La principale difficulté de la modélisation par les bonds-graphes 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 de la boîte noire. L'objectif de la procédure de l'identification est l'approximation par un modèle flou de la fonction symbolisant un processus non linéaire (I.3) [18, 27].

$$\frac{dX}{dt} = s(X, U) \quad (I.3)$$

Un modèle flou est directement développé à partir de données numériques issus 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.

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

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 discret 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 objectives souhaitées par l'utilisateur. Certaines stratégies sont plus adaptées à une diminution des ondulations de couple ou une diminution des pertes [17, 21]. Les paragraphes suivants représentent brièvement les principaux types de commandes rapprochées.

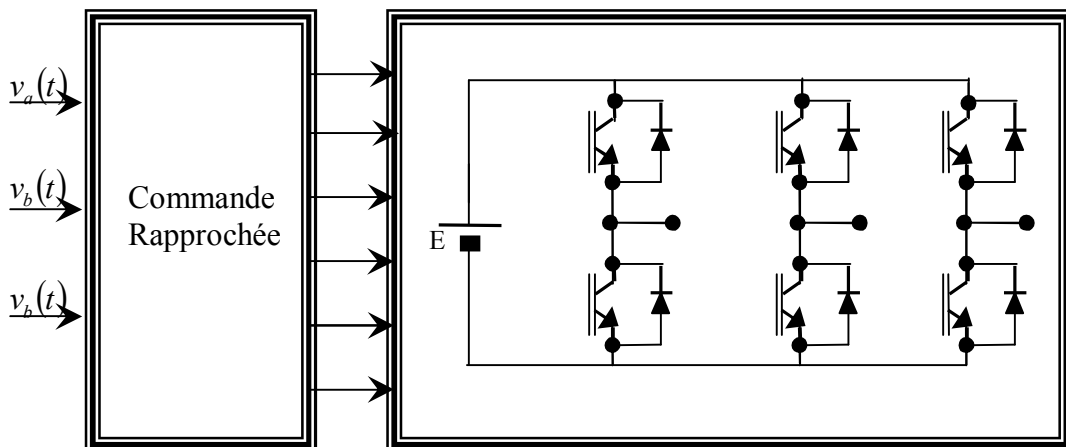


Figure.I.2 : Contexte de la commande rapprochée

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 [17, 26, 63].

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 de la vectrice tension est limité [17, 24, 35].

5.3. Vectorielle

La MLI vectorielle est une stratégie de référence. Son principe est la poursuite de la vectrice tension. À 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 [17, 21, 28]. 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 [21]. 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 [14, 17, 36].

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

Dès son apparition (régulateur classique) les automaticiens se sont vite aperçus son handicap, en effet un contrôleur avec des paramètres fixes n'était pas toujours capable d'assurer les performances voulues et particulièrement dans le cas où les paramètres du système variaient avec le temps. Plusieurs techniques en vue le jour pour remanier à le handicap de ce type de régulateur. Pour satisfaire le monde industriel et de réaliser une poursuite adéquate trois démarches permettent l'amélioration de la robustesse face à la perturbation et la variation paramétriques [58] :

- 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.
- Rechercher le correcteur assurant le meilleur compromis performance robustesse dans cette approche le contrôleur flou a été développé.
- Faire associer les deux approches et surtout quand chacune une d'elles mise en avant ses propres points forts, cette philosophie exhorte un très grand nombre de la communauté scientifique de faire combiner la commande adaptative avec d'autres commandes telles que la commande par logique floue.

6.1. Commande adaptative

Le défi des automaticiens de faire remanier à le handicaper des régulateurs classiques a fait l'objet de l'apparition de plusieurs travaux de recherche parmi ces travaux, nous citons la commande adaptative.

Bien que la naissance de la commande adaptative remonte aux années 1950, elle redevient à l'ordre du jour où un très grand nombre de la communauté scientifique ont investi leurs efforts dans ce domaine ce qui à lui permet de posséder un champ d'application très vaste dans le milieu industriel, donc il est très intéressant de présenter l'historique de cette commande pour se convaincre de l'importance de ce développement.

Un peu d'histoire

- En 1958, Whittaker, Yamron et Kezer ont été les premiers à l'origine du schéma de base des systèmes de commande adaptative à modèle de référence. L'idée principale de cette technique est adapté en continu les paramètres dans le but d'améliorer les performances du procédé. Depuis, plusieurs recherches ont été développées pour aboutir à diverses structures de systèmes adaptatifs à modèle de référence (abréviation anglaise très utilisée MRAC modèle de référence adaptative contrôle).

- Dans les années 1970, Aström et Wittenmark introduisirent l'auto-régleur, la conception de ces systèmes est basée sur le principe de séparer les problèmes d'identification et de commande.

- Narendra et Luders en 1973 ainsi que Carroll et Lindorff proposèrent l'observateur stable adaptatif.

- En 1978, Narendra et Valavani élaborèrent un contrôleur adaptatif pour des systèmes d'ordre relatif $n^* = 1$ et 2.

- En 1979 Feuer et Morse donna la première solution pour le cas où $n^* > 2$; néanmoins, cette méthode était relativement complexe et il fallut attendre Monopoli qui introduisit l'erreur augmentée afin de régler les paramètres du contrôleur : les anciens algorithmes étaient basés sur l'erreur de poursuite de trajectoire. Finalement, d'autres chercheurs (Narendra et Lin, Valavani, Morse, Landau...) utilisent cette idée pour montrer la validité de la commande adaptative.

- En 1979 Landau élabore un contrôleur adaptatif. Qui s'appelle la *commande adaptative par modèle de référence* ou MRAC [28],

Un MRAC est représenté par la Figure 1 :

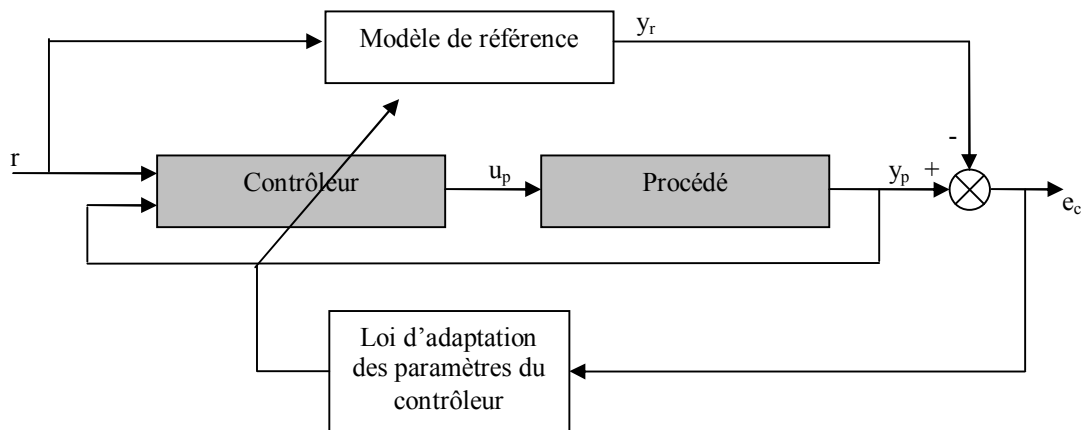


Figure 1: Schéma de principe de la commande adaptative par modèle de référence

Le modèle de référence va imposer, en boucle fermée, les dynamiques à la partie modélisable du système. L'objectif de la loi d'adaptation est d'ajuster les paramètres du contrôleur afin de faire tendre l'erreur de comportement ou l'erreur de poursuite de trajectoire $e_c(t)$ vers zéro. Des théories classiques comme celle de Lyapunov peuvent être employées pour atteindre ce but. La structure de la loi de commande est telle que le comportement du système bouclé soit stable et équivalent au modèle de référence, malgré la présence des dynamiques non-modélisées et d'incertitudes paramétriques. Ce type de commande est également nommé commande directe ou à identification implicite.

- En 1991 Slotine et Li ont répertorié les algorithmes d'adaptation les plus connus dans la commande adaptative en montrant les avantages et les inconvénients de ces algorithmes.

- En 1995 Astrom élabore un auto-régleur (Self Tuning Contrôler) [2] représenté par la Figure (2). Dans ce type de schéma, la boucle d'adaptation comporte un bloc d'identification des paramètres inaccessibles du système fournissant des valeurs estimées utilisées par la loi de commande comme s'ils étaient les vrais paramètres (basé sur le principe d'équivalence certaine). L'hypothèse de base consiste à supposer que le bloc d'identification est capable de fournir une bonne estimation de l'état du système à chaque instant précédant le calcul proprement dit de la loi de commande. L'avantage de la séparation entre identification et commande est de pouvoir estimer les paramètres d'un système tout en satisfaisant les objectifs de commande. Néanmoins, la garantie de stabilité d'une loi de commande indirecte dépendra fortement de la compatibilité des modèles utilisés pour les tâches d'identification et de calcul de la commande. Dans le cas de systèmes linéaires, de nombreuses techniques sont mises à notre disposition pour estimer les paramètres du modèle dont l'une des plus connues est l'algorithme des moindres carrés récursif. Celles utilisées pour le contrôleur sont en général : LQG, PID, H^∞ , placement de pôles. En mélangeant les lois de commande avec les lois d'estimation, il est possible d'obtenir une large variété d'auto-régleurs. Notons que la méthode d'auto-réglage peut s'appliquer à certains systèmes non linéaires.

Cette seconde approche est également nommée commande indirecte ou à identification explicite.

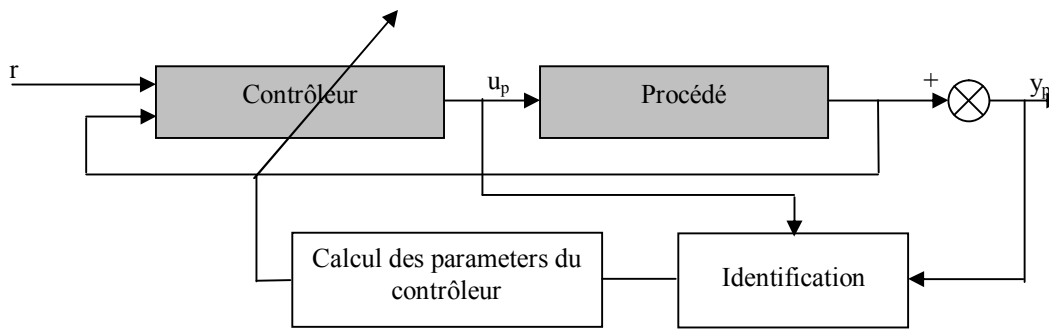


Figure 2: Schéma de principe d'un auto-régulateur

- En 1996 Des travaux de recherche portant sur la commande adaptative apparus, l'attention a été portée sur le "relâchement de certaines hypothèses" concernant les procédés linéaires mais également sur la notion d'excitation permanente et suffisante des signaux : cette dernière influence la vitesse de convergence paramétrique et conditionne l'unicité d'identification des paramètres.

Les algorithmes précités prennent en compte ce délicat problème. Où il a été traité avec succès et nous citerons pour référence [58] et [13] qui ont traité en détail tous les relâchements des hypothèses.

- Récemment, en 1997 Landau et Karimi ont développé un nouvel algorithme d'identification en boucle fermée : CLOE Algorithme (Closed Loop Output Error Adaptation Algorithm) [44]. L'avantage principal de l'algorithme CLOE est qu'il rend la commande adaptative plus robuste, car premièrement, grâce à son insensibilité au bruit, il donne un modèle avec moins d'incertitude ; deuxièmement, grâce à son filtrage implicite, le modèle identifié est plus précis dans la zone critique pour la commande robuste et l'algorithme d'adaptation est moins sensible aux incertitudes en hautes fréquences. Une autre propriété intéressante de cet algorithme est le gel automatique des paramètres en absence d'excitation, ce qui assure la stabilité du système face aux perturbations.

- En 1998 Arent dans ces travaux a traité la commande adaptative indirecte dans le but d'éviter le problème de l'annulation pôle-zéro [2].

- En 1999 Bartolini a proposé un schéma de commande adaptative indirecte pour des procédés linéaires dont le degré relatif est inconnu [8]. L'auteur propose une loi d'adaptation baser sur l'erreur de prédiction qui est obtenue en forçant le système à présenter un comportement mode de glissement. Outre la bornétude de l'erreur de poursuite, les performances transitoires sont améliorées en cas de perturbations.

- En 2000 Miyasato a proposé un MRAC avec un degré relatif inconnu $n^* = r$ ou $r+1$ ou $r+2$ (r est connu) et le signe du gain statique inconnu [54]. L'auteur a étendu les travaux de Morse pour $n^* = 1$ ou 2 et il a en plus utilisé une procédure de backstepping. Il garantit la stabilité asymptotique de la structure adaptative. Enfin, nous citerons les travaux de Makoudi et al. qui ont proposé un MRAC indirect dans le cas de systèmes discrets à non-minimum de phase et en présence d'un retard inconnu ou variant dans le temps [52]. L'idée est de filtrer les entrées sorties avant l'étape d'identification. Les zéros du procédé sont ainsi replacés à l'intérieur du disque unité.

Avec tous ces efforts le PI adapté reste en difficulté face à des perturbations où variations paramétriques du système, le PI ne réagit pas assez rapidement et le problème d'amélioration des gains du régulateur se posés à nouveau.

6.2. La commande adaptative et floue

Bien que l'évolution et l'intense d'investissement des efforts de la communauté scientifique dans la commande adaptative pour régler au mieux un système perturbé dans un univers perturbé, tel que la machine asynchrone, est loin d'être achevée. En effet, en cas de changements brusques des paramètres du procédé, la loi d'adaptation n'est pas "assez" rapide pour détecter ces changements. Les performances transitoires ne sont pas assez satisfaisantes.

Le lecteur pourra se référer aux travaux de Johansen qui rappelle dans son introduction les limitations des différentes approches utilisées [33].

De ce fait et dès l'apparition de l'intelligence artificielle dans la conférence de Dartmouth Collège en 1965, où elle a été définie comme étant le processus informatique permettant d'imiter la pensée humaine caractérisée par la mémoire et l'intelligence [55]. Cette dernière a suscité un intérêt sans cesse croissant en automatique et notamment dans la commande des procédés industriels. 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. Et ces efforts ont abouti à la conception à des systèmes flous qui ont été classés en trois groupes :

- ➡ les systèmes flous linguistiques ou systèmes de Mamdani,
- ➡ les systèmes flous relationnels
- ➡ les systèmes à conséquence fonctionnelle ou encore connue sous le nom de systèmes flous de type Takagi-Sugeno-Kang (TSK).

Les contrôleurs flous du type TSK sont quasiment omniprésents dans la littérature relative à la commande floue, mais nous retrouvons aussi les systèmes flous de Mamdani avec l'introduction des régulateurs flous à structure PID. Dans la référence [61], Procyk et Mamdani introduisent le SOC : Self-Organized Controller, capable de contrôler une large variété de systèmes non linéaires. Le SOC, avec des règles linguistiques, observe l'environnement tout en fournissant les lois de commande appropriées ; il utilise les résultats de ces commandes afin de les améliorer par la suite. De nombreux travaux portent sur ces deux types de contrôleurs nous citons les ouvrages de référence de R. Palm et al, D. Driankov et al [23], [60].

Cependant, l'obtention de ces contrôleurs n'est pas forcément triviale : le choix judicieux des conclusions des contrôleurs flous du type TSK n'est pas toujours évident. De plus, des problèmes liés à la stabilité sont vite apparus et des méthodes qualitatives et géométriques ont été développées. Le lecteur pourra se référer aux travaux de A. Kandel et al qui analysent en détail les différentes approches de la stabilité des systèmes flous [42], et aux travaux de M. Sugeno qui traite la stabilité des systèmes flous avec des conclusions de type singleton dans le cas continu et le cas discret [77].

De ce fait l'obtention de ces contrôleurs n'était pas toujours évidente.

C'est pourquoi les problèmes de l'amélioration des capacités du régulateur classique à régler au mieux un système perturbé dans un univers perturbé et d'un réglage très fin des paramètres du régulateur classique afin d'atteindre des objectifs optimaux, sont donc posés à nouveau

6.3. Vers un superviseur flou

Le régulateur « PID flou », est souvent présenté comme exemple didactique pour ce faire, une idée sur la logique floue, présente comme intérêt principal de réaliser un PID non linéaire, ce qui justifie rarement de l'utiliser à la place d'un PID classique et en plus si l'expertise qualitative est mathématique, l'automatique classique est à favoriser pour plus de détails le lecteur pourra se référer aux travaux de Laroussi et al [50].

La formulation de la problématique des régulateurs classiques à nouveau et l'apparition de la logique floue, exhorte un très grand nombre de la communauté scientifique de faire combiner la commande adaptative avec d'autres commandes telles que la commande par logique floue. Ces associations sont heureuses quand chaque approche met en avant ses propres points forts, et cette association a porté ses fruits et elle a été source de nombreux travaux et parmi ces travaux nous citons les algorithmes de la supervision des régulateurs PID.

Les premières utilisations de systèmes superviseur des régulateurs PID remontent au début des années 1980. Dans [71] les paramètres du PID sont ajustés de façon à obtenir une réponse plus rapide, tant que le dépassement et le facteur d'amortissement maximum ne sont pas dépassés et Astrom en 1985 dans [2] a proposé un superviseur son but est de choisir le meilleur algorithme numérique de régulation en fonction des spécificités de l'utilisation, l'idée de Karus a été reprise par Porter et al en 1987 dans [87]. Le superviseur proposé détermine la classe du système considéré à partir d'analyse en boucle ouverte, et utilise des règles manipulant des spécifications sur le dépassement et le facteur d'amortissement, en 1988 Devanathan et al ont proposé un superviseur qui calcule durant chaque régime transitoire les paramètres du système et l'erreur sur les performances atteintes afin de pouvoir régler optimalement les paramètres du PID. Tzafestas et Papanikolopoulos en 1990 utilisent un système expert flou pour la détermination des paramètres du régulateur. Dans [85] et [86], Wang a proposé un contrôleur flou adaptatif du type Takagi-Sugeno avec adaptation en-ligne des conclusions (méthode directe) : la loi d'adaptation agit sur les conclusions numériques et Wang s'appuie sur la théorie de Lyapunov pour démontrer la stabilité globale. Le terme de Barbalat montre la convergence de l'erreur de poursuite de trajectoire. Wang reprend l'opérateur de projection couramment employé dans l'adaptatif classique. Il introduit en outre un superviseur son rôle est de contraindre les états du système à rester dans une région définie. Cette idée a été reprise par Muskinja dans le cas discret [57].

Wang propose un contrôleur flou adaptatif indirect où les fonctions f et g sont d'abord estimés (système non linéaire de la forme : $\dot{x}_n = f(x) + g(x)u_p$ où x est le vecteur d'état) [86]. Les lois d'adaptation agissent non seulement sur les conclusions numériques, mais aussi sur les paramètres des fonctions d'appartenance gaussiennes des antécédents : écarts-types et moyennes. Wang ne parle pas du problème de la convergence des paramètres. Une application au pendule inversé [86] avec une consigne de faible amplitude et à la robotique mobile montre le succès de la méthode [87]. En 1999, Wang propose à partir de ses

algorithmes une nouvelle voie : les contrôleurs flous adaptatifs sont appris avec des conditions initiales différentes [89]. La base de règles finale est déduite de ces ensembles de paramètres mémorisés. Dans tous ces travaux de recherche, deux classes en adaptatif flou sont définies : la commande directe (synthèse immédiate de la loi de commande) et la commande indirecte.

Dans la première catégorie, citons les travaux de Kong et al. [43], ceux de He et al. dans [30], ceux de Moudgal et al. dans [56] dans le cadre de la commande d'un robot à deux axes. Citons l'application de Fischle et Schröder à un système électrique de conduite dans le cadre d'une commande adaptative floue directe [26]. Nous citerons entre autre [100] qui synthétise un contrôleur adaptatif direct avec des réseaux de neurones, mais il est possible de faire une équivalence entre les systèmes flous de type TSK et les réseaux de neurones. Dans [92], Yin et Lee proposent la commande par modèle de référence floue adaptatif. Les fonctions d'appartenance sont gaussiennes (les écarts-types et les moyennes sont réglés hors-ligne avec un algorithme du gradient) mais les conclusions numériques sont adaptées en-ligne. Notons d'une part que le schéma d'adaptation prend en compte l'erreur de prédiction et l'erreur de poursuite de trajectoire (adaptation composite proposée par Slotine [71]). La stabilité globale est montrée via la théorie de Lyapunov. Yin et Lee y ont introduit la matrice de gain avec facteur d'oubli à gain borné [71]. La commande par modèle de référence a été traitée dans le cas d'un système flou de Mamdani dans [49] ; de plus, un gain adaptatif est situé à la sortie du contrôleur flou. Dans [75], Su propose dans sa structure un contrôleur flou adaptatif classique afin d'annuler les non-linéarités et un terme mode de glissement; chacune de ses commandes est pondérée. Son choix est basé en effet sur le fait que le schéma adaptatif est stable si l'erreur d'approximation introduite par le flou est bornée dans un domaine de l'espace d'état. En dehors de ce domaine, Su propose de stopper l'adaptation et d'appliquer un mode de glissement qui ramène l'état dans le domaine prévu. Dans [31], Jin propose un contrôleur composé d'un feedforward qui compense les non-linéarités du robot basé sur les algorithmes génétiques et d'un proportionnel dérivé flou adaptatif pour faire face aux incertitudes du robot. Les deux paramètres du correcteur flou adaptatif sont réglés en-ligne via un algorithme du gradient.

Dans le cas indirect, nous citerons Azam qui propose l'adaptation des conclusions et des antécédents du prédicateur flou et du contrôleur flou via l'erreur de prédiction [4].

Dans [25], Fischle et al. sont partis de la commande linéarisante et ont remplacé ce dernier par un contrôleur adaptatif flou classique. Ils ont considéré la consigne comme entrée du système flou outre le vecteur d'état. Une seconde méthode de commande adaptative floue indirecte peut être employée par une plus grande classe de systèmes non linéaires. L'idée est reprise dans [80] mais avec l'introduction d'un observateur grand-gain afin d'avoir accès à l'état et la robustesse est étudiée puisque la performance H^∞ est assurée. Dans [22], Chin et al. ont voulu se servir à la fois de la commande floue adaptative directe et indirecte. L'emploi du mot hybride peut porter à une confusion, mais ce dernier signifie dans ce papier que les deux types de commandes sont utilisés et pondérés par un facteur compris entre 0 et 1. Cette notion de pondération sera expliquée en détail dans le prochain paragraphe car elle se rapproche d'approche proposée. Une étude sur la commande floue adaptative est proposée

dans [63]. La commande adaptative floue a été traitée également pour des systèmes multi-variables dans [100].

Pour les systèmes discrets, nous citerons Jagannathan et al. qui font la synthèse d'un contrôleur constitué d'une part d'un système flou adaptatif pour annuler les non-linéarités et d'autre part d'un terme robuste de type mode de glissement basée sur un filtre de l'erreur de poursuite de trajectoire [32]. La théorie de Lyapunov montre la stabilité UUB (bornitude uniforme) du schéma global. De plus, la loi d'adaptation choisie garantit la passivité de la boucle fermée. Enfin, cette approche peut s'appliquer aux systèmes MIMO (multi-entrées multi-sorties). Nous citons aussi les travaux de Boukkezoula, son idée est de traduire en flou la commande linéarisante adaptative [12], les transformations linéarisantes inconnues sont remplacées par un système flou que l'on apprend en ligne. L'approximation floue de la transformation linéarisante est traitée selon deux approches distinctes donnant lieu à deux méthodes d'apprentissage différentes. La méthode directe consiste à approximer directement le contrôleur linéarisant alors que dans la méthode indirecte, on apprend un modèle flou du procédé qui est ensuite inversé pour obtenir le contrôleur linéarisant. Le but de cette méthode est de faire l'apprentissage de lois de commande.

La robustesse a fait également l'objet de nombreux travaux dans [78, 23] où Chen et al. garantissent la performance H^∞ vis-à-vis des erreurs introduites par le contrôleur flou adaptatif. Des travaux de recherche ont porté sur la commande floue par mode de glissement : citons les travaux de Palm [60], Yoo et Ham [93] : les auteurs s'intéressent à la commande d'un système non linéaire de la forme : $\dot{x}_n = f(x,t) + b(x,t)u_p$. Connaissant f et b , ils proposent une commande par mode de glissement. Ensuite, ils supposent ne pas connaître f puis f et b . Ils proposent alors une structure adaptative de leur commande par mode de glissement : f puis f et b sont approximés par un modèle de type Takagi-Sugeno à conclusions constantes adaptées (Méthode indirecte). Ils appliquent leur méthode au pendule inversé. Citons dans le même domaine les travaux de Shaocheng et al. [66], ceux de Jiwei [35], et Chen dans (Commande adaptative indirecte par modes de glissement) [22]. Nous citons aussi les travaux de Kim et Lee utilisent un système flou de Mamdani où l'entrée est la distance entre la surface de glissement et le point représentatif du système [46]. Dans [89] où là aussi l'auteur a su combiner la commande par mode de glissement et la commande floue en jouant sur les propriétés du système flou, la surface de glissement (généralement spécifiée à l'avance) est vue comme un ensemble de surfaces élémentaires par morceaux. Ha et al. proposent une commande par mode de glissement : l'hyper-surface de glissement est en mesure d'évoluer et cette dernière pourra subir une translation ou une rotation. Les paramètres de ces déplacements sont calculés via un système flou. Ainsi, la durée pour atteindre la surface de glissement est considérablement diminuée [26].

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 statismes nuls.
- 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 au 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 basse vitesse	Adapté aux survitesse	Sensibilité aux V.D.P	Contrôle en R.PER	Contrôle en R.TR
Commande Scalaire	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 I.1 : Critères de choix des commandes des actionneurs

Notre choix se porte sur la commande vectorielle, qui présente à notre avis un choix rationnel. Mais cette dernière dépend fortement des paramètres de la machine. Du 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 diminuerons l'erreur en cas d'une mauvaise identification des paramètres. Cette stratégie de commande est connue sous le vocable orientation indirecte du flux.

Pour répondre aux exigences du cahier des charges, à une poursuite adéquate avec un temps de montée rapide, une robustesse face à la variation paramétrique et lors de

l'application d'une perturbation. Nous introduirons les techniques de la logique floue pour l'adaptation des gains du régulateur dans la commande de la machine à induction.

Après avoir fait l'exposé des principales méthodes relatives à la commande et la modélisation de la machine électrique, et de justifier les approches que nous avons utilisées dans ce travail, l'objectif du prochain chapitre est de modéliser et vérifier le modèle du système (machine électrique, convertisseur et filtre) aussi dans ce chapitre une étude comparative entre les régulateurs classiques et flous qui nous ont permis d'exposer dans le quatrième chapitre nos approches sur la supervision. Des notions de base sur la logique floue seront apportées dans le troisième chapitre, qui seront aussi utiles pour aborder dans le quatrième chapitre l'approche proposée.

Chapitre **2**

L'objectif de cette partie : c'est la mise en évidence de l'apport des régulateurs PI dans le domaine de la régulation ; la simplicité de sa structure, des erreurs proches de zéro en régime permanent en susciter le succès de ce type de régulateur néanmoins il possède une déficience en régime transitoire.

📄 *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. À 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.) [14, 20, 39].

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

Les mesures à prendre pour garantir un fonctionnement normal du système ne

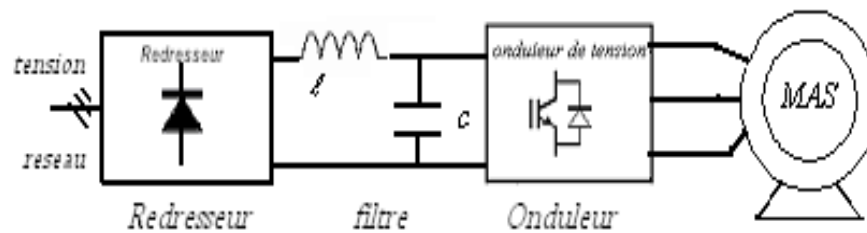


Figure. II.1 : L'ensemble machine convertisseur de fréquence

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 [9, 21].

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 des forces magnétiques périodiques en fonction de l'angle. On suppose que cette loi périodique est purement sinusoïdale, ce qui revient à ne considérer que la première 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.

La prise en compte de ces hypothèses conduites à un système multivariable fortement couplé et d'ordre élevé non linéaire [20, 21, 28]. Pour plus de détails voir annexe (A).

2. Modélisation de la machine

La machine utilisée est supposée à distribution sinusoïdale, symétrique et non saturée. Elle est alimentée en tension à travers un onduleur MLI et commandée en courant. Dans un repère lié au stator, on peut écrire les équations de la machine sous forme d'état voir annexe (A) :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (\text{II.1})$$

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

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

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} : \text{le coefficient de dispersion de la machine}$$

3. 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 du transfert pour calculer les paramètres du régulateur, dans un repère lié aux champs tournants.

3.1. 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 équilibré et sinusoïdal, donc les courants des phases sont connus, et les courants i_{ds} et i_{qs} sont également [5, 6, 7] le modèle (II.1) se ramènent à deux équations du flux (II.2) et à l'équation de mouvement (II.3), par conséquent :

$$X = [\varphi_{dr} \quad \varphi_{qr}]^T \tag{II.2}$$

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

$$w_{sl} = w_s - w_r$$

Et (II.3)

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

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

Le schéma fonctionnel correspondant aux systèmes d'équations (II.2) et (II.3) est présenté sur la figure II.1. 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.

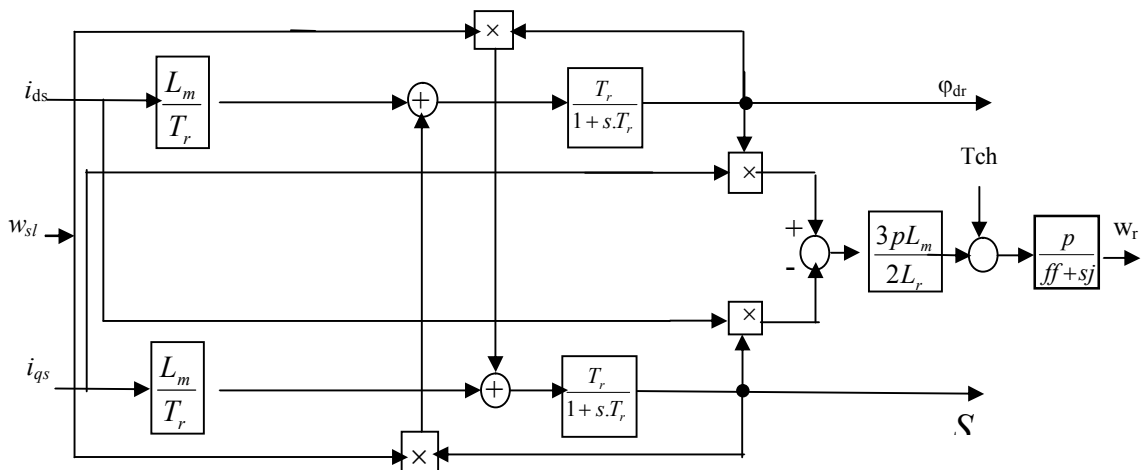


Figure.II.1 : Schéma fonctionnel de la machine asynchrone alimentée en courant

3.2. Modélisation du convertisseur de fréquence

Pour améliorer la qualité de l'énergie transformée, et éliminer les maximaux des harmoniques qui sont gênantes pour le fonctionnement de la machine, on a associé à l'onduleur un redresseur et un filtre LC comme est illustré par la figure II.2.

3.1.1. Modélisation du pont redresseur – filtre

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

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

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

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

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

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

(II.3)

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

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].

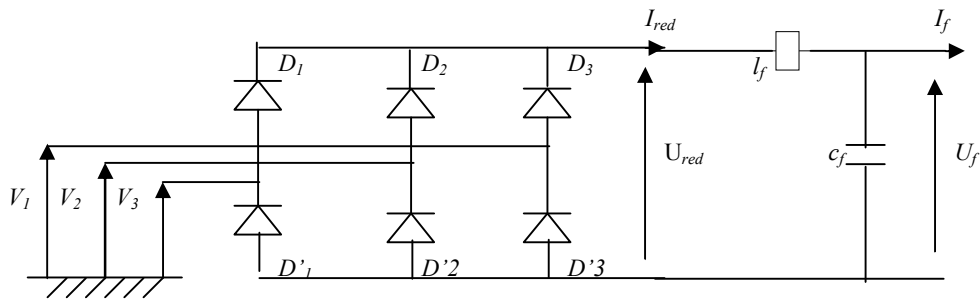


Figure. (II.2) : Bloc redresseur tout diodes et filtre

3.2.1. 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 transistors 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 II.4).

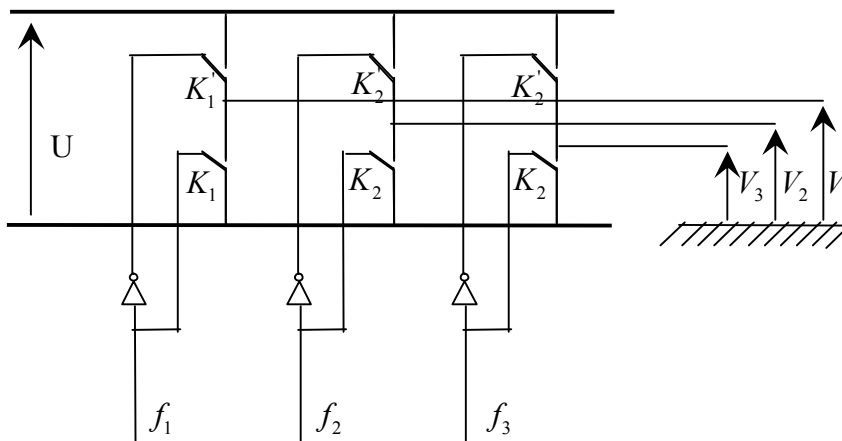


Figure. (II.3) : Bloc onduleur de tension

Pour la modélisation de l'onduleur on suppose que l'interrupteur est parfait (les phénomènes dus aux commutations et les chutes de tension aux bornes des interrupteurs actifs sont négligées). Les interrupteurs K_i, K_i' $i \in \{1, 2, 3\}$ sont complémentaires et introduisent une fonction logique de connexion f_i décrivant leur état de fonctionnement. Les équations (II.4) expriment les tensions simples à la sortie de l'onduleur [7, 10, 12, 13].

$$\begin{bmatrix} v_a' \\ v_b' \\ v_c' \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_f \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 4})$$

3.2.2. 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].

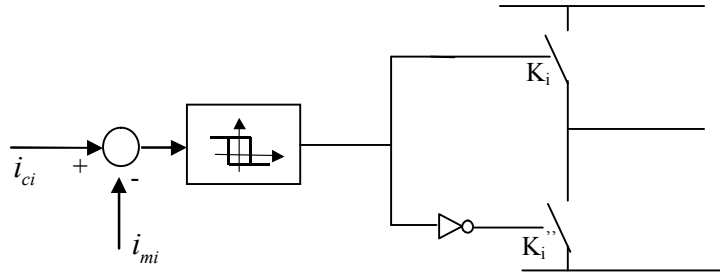


Figure. II.4: Principe de la technique de contrôle DELTA

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).

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

$$f_i^{k+1} = \begin{cases} 1 & \text{si } i_{si} \leq (i_{si}^* - H) \\ 0 & \text{si } i_{si} \geq (i_{si}^* + H) \\ f_i^k & \text{si } (i_{si}^* - H) \leq i_{si} \leq (i_{si}^* + H) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

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 ;

4. 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.5).

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.6 a, 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.

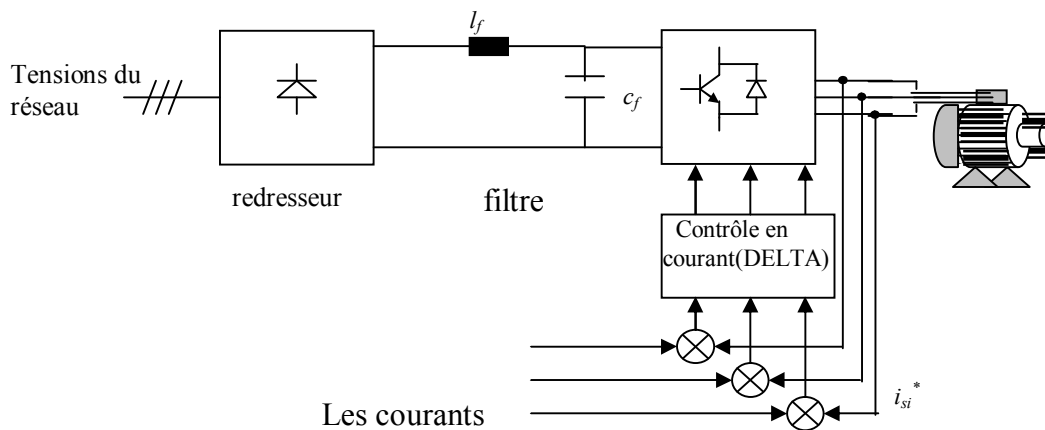


Figure. II.5 : Schéma synoptique de l'association convertisseur de fréquence - MAS

Et pour le flux (figure II.6c), 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 l'application de la charge, on constate aussi pour le courant statorique (figure II.6d), qu'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.6b) un pic est constaté lors du démarrage c'est le couple de démarrage qui est égal 4 fois le couple nominal, on constate aussi une augmentation dès 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.

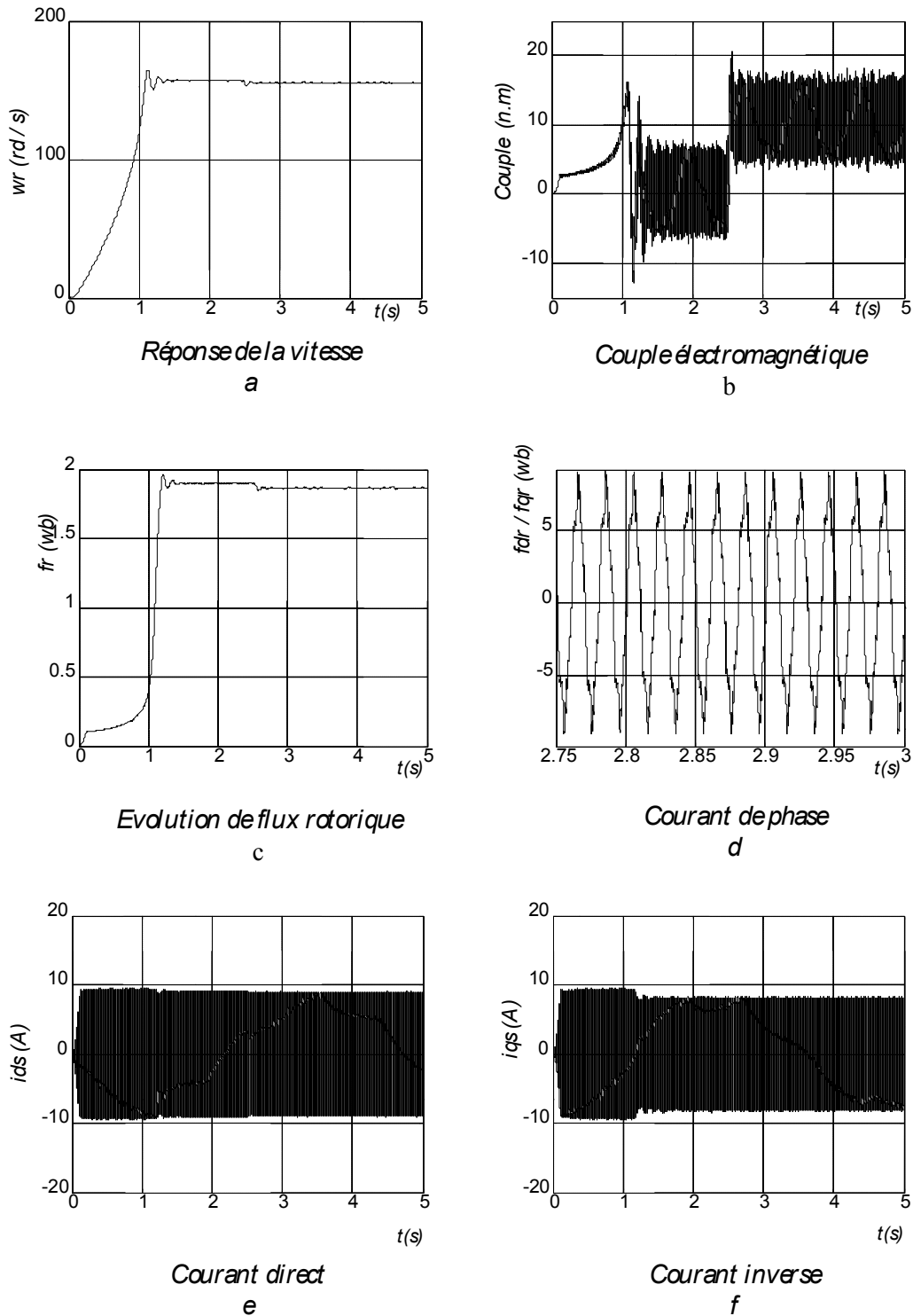


Figure II.6: Résultat de simulation du fonctionnement de l'association Machine à induction et onduleur de tension

5. Commande par orientation de flux

5.1. Préambule

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 paragraphe dessus (II.4) mettent bien en évidence ce couplage, donc pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il est nécessaire de réaliser un système de commande extérieure à la machine, permettant 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 " [5, 17], elle consiste à séparer la commande de flux de celle du couple par orientation du flux selon l'axe d du repère choisi, cette méthode permet d'obtenir une structure de commande découplée, le découplage peut être réalisé par orientation du flux statorique, du flux de l'entrefer ou du flux rotorique, donc plusieurs stratégies sont envisageables [21].

5.2. 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 en découplant la commande de couple de celui de flux. En effet dans une machine à courant continu à excitation séparée, la production du couple et la création du flux sont indépendantes (figure II. 7).

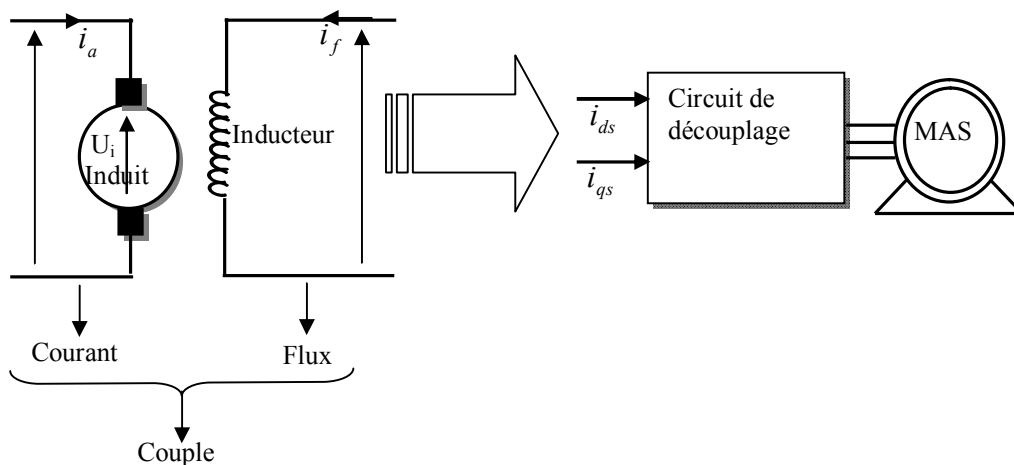


Figure II. 7 : Principe de la commande vectorielle

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 :

$$Te = \frac{3}{2} p \cdot (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) = \frac{3}{2} p \frac{l_m}{l_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{II.6})$$

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 (II.7) plusieurs stratégies sont envisagées d'orientation de flux pour l'annulation de l'une de ses composantes [15, 21, 24, 39].

5.3. Principe de l'orientation de flux rotorique

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 $\left(\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_e\right)$ alors le couple devient :

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_r i_{qs}) \quad (\text{II.7})$$

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

$$\begin{aligned} T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r &= L_m i_{ds} \\ w_{sl} &= \frac{L_m}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}}{\varphi_r} = w_s - p \cdot \Omega_r \\ T_e &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \varphi_r i_{qs} \\ j \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r &= T_e - T_c \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

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

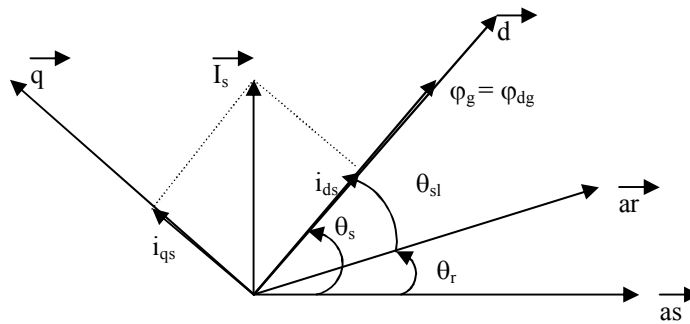


Figure II.8: Principe de l'orientation du flux

➔ Structure de la commande de l'orientation du flux rotorique :

Si en considérant le couple T_e^* et le flux φ_r^* comme références de commande, et nous inversons le système des équations (II.8), nous obtenons les équations de commande suivantes :

$$\begin{aligned}
i_{qs}^* &= \left(\frac{2}{3} \frac{L_r}{p.L_m} \right) \left(\frac{T_e^*}{\varphi_r^*} \right) \\
i_{ds}^* &= \left(\frac{1+s.T_r}{L_m} \right) \varphi_r^* \\
\omega_{sl}^* &= \left(\frac{L_m}{T_r} \right) \left(\frac{i_{qs}^*}{\varphi_r^*} \right)
\end{aligned} \tag{II.9}$$

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

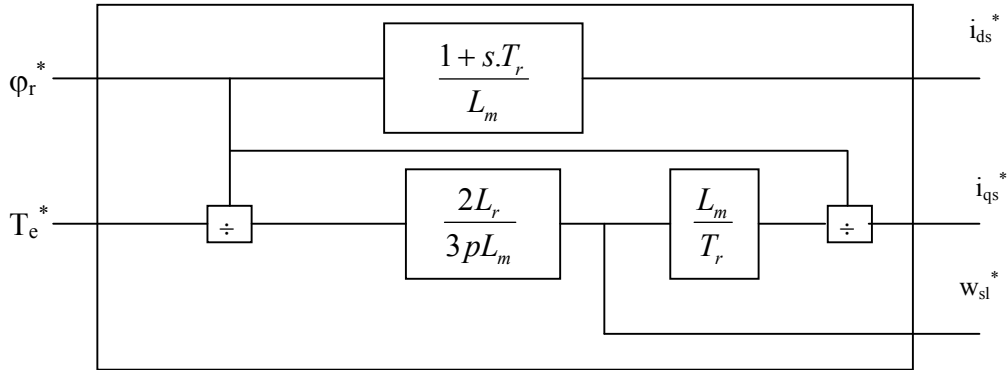


Figure. II.9: Schéma bloc de découplage (Field Oriented Control) à flux rotorique orienté

5.4. Principe de l'orientation du flux statorique

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

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{l_m}{l_r} (\varphi_r i_{qs}) \tag{II.10}$$

$$T_r \frac{d\varphi_s}{dt} + \varphi_s = L_s \left(\sigma T_r \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} \right) - \sigma . L_s T_r \omega_{sl} i_{qs}$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_s \left(\sigma T_r \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs} \right)}{T_r (\varphi_s - \sigma . L_s . i_{ds})}$$

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

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 [14, 21]

- découplage par compensation qui consiste à définir deux nouvelles grandeurs [19, 20, 39] qui assurent le découplage.

➤ **Structure de la commande de l'orientation de flux statorique :**

Considérons le couple (T_e^*) et le flux statorique (ϕ_s^*), comme référence de commande ; et en inversant le modèle (II.10), nous aurons le système d'équations suivant :

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

$$\left(i_{ds}^* + \sigma T_r \cdot \frac{di_{ds}^*}{dt} \right) L_s = T_r \frac{d\phi_s^*}{dt} + \phi_s^* + \sigma L_s T_r i_{qs}^* \tag{II.11}$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{\frac{L_s}{T_r} i_{qs}^* + \sigma L_s \cdot \frac{di_{qs}^*}{dt}}{\frac{\phi_s^* T_r}{L_s} - \sigma T_r i_{ds}^*}$$

Ainsi nous pouvons réaliser le schéma de découplage suivant :

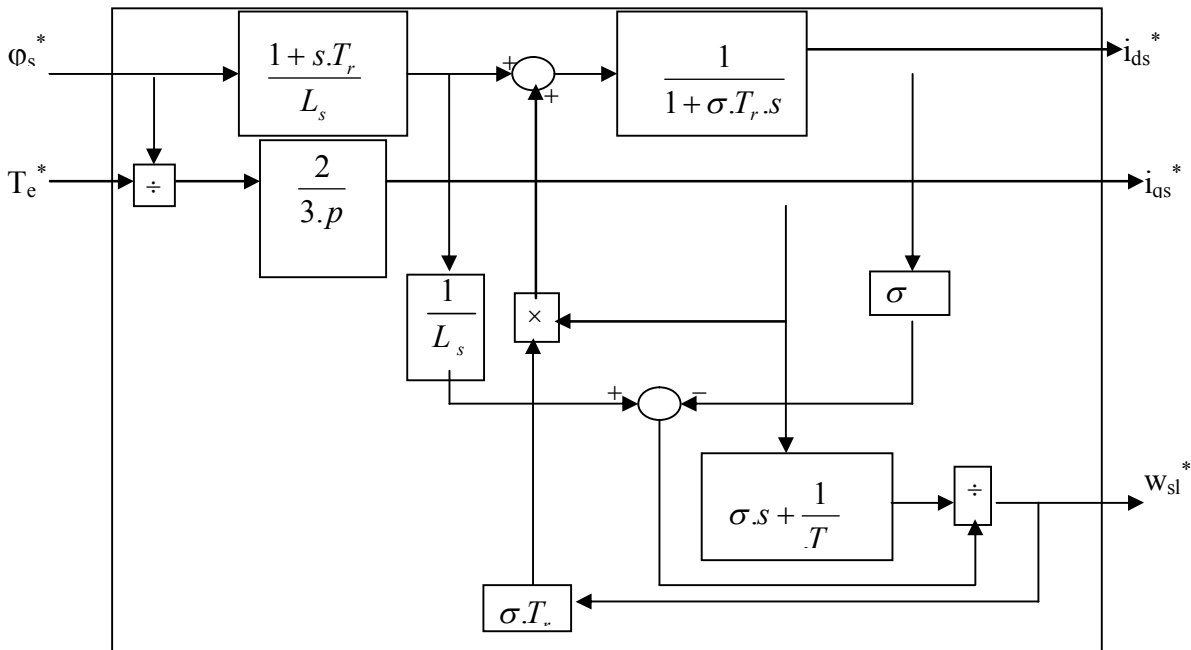


Figure.II.10: Schéma bloc de découplage (FOC) à flux statorique orienté

5.5. 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 .

$$T_e = \frac{3}{2} p \phi_m i_{qs}$$

$$j \frac{d\Omega_r}{dt} + ff . \Omega_r = T_e - Tch \tag{II.12}$$

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

$$\omega_{sl} = \frac{(T_r - \frac{L_m}{R_r}) \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs}}{\varphi_m \frac{T_r}{L_m} - (T_r - \frac{L_m}{R_r}) i_{ds}}$$
(II.13)

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_m^*). En inversant le système d'équations (II.12) et (II.13), les équations de commande s'écrivent :

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

$$\left(i_{ds}^* + L_m (T_r - \frac{L_m}{R_r}) \frac{di_{ds}^*}{dt} \right) L_m = T_r \frac{d\varphi_m^*}{dt} + \varphi_m^* + L_m (T_r - \frac{L_m}{R_r}) \omega_{sl}^* i_{qs}^*$$
(II.14)

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

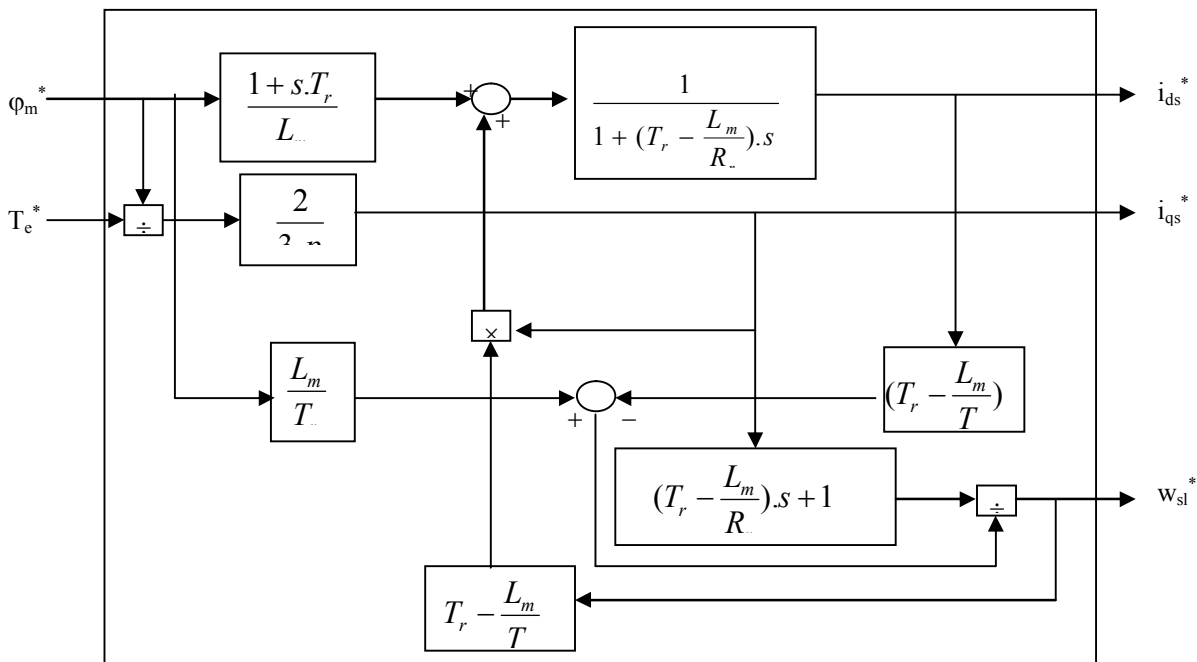


Figure. II.11 : Schéma bloc de découplage (FOC) à flux d'entrefer orienté

À partir de ces équations en déduit le schéma de découplage FOC (Field Oriented Control) figure II.11.

6. 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 II.12.

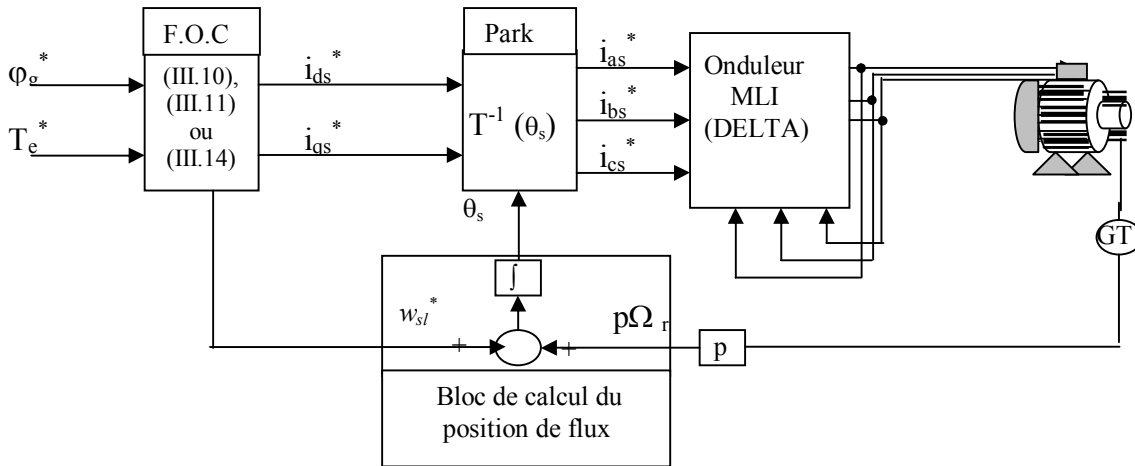


Figure. II.12: schéma bloc d'orientation indirecte du flux φ_g ($g = r, s$ ou m)

La structure présentée sur la figure III.12 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 en bien justifier l'intérêt de l'utilisation de ce modèle dans le chapitre (I), 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 égal à la valeur nominale.

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

$$T_e^* = \begin{cases} T_e^* = 10 \text{ Nm} & \text{si } 2.5 \geq t \geq 0 \\ T_e^* = -10 \text{ Nm} & \text{si } 6 \geq t \geq 2.5 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

7. Résultat de simulation

Les graphes de la figure II.13 représentent les résultats de l'orientation de flux rotorique. La figure II.14c montre clairement une période d'initialisation de flux rotorique (φ_r) qui atteint sa valeur de référence après 0.35 secondes. À 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 ses composantes ($\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$). Cette constatation permet de conclure sur le découplage entre le flux et le couple, ce qui revient de commander, 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 (II.13c) et (II.13c) 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 II.14. 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.

8. Conclusion.

Dans cette parité 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'établissements de régime est important. Pour réaliser une poursuite adéquate et diminué le temps d'action, il faut donc, introduire des régulateurs. Ainsi dans la parité suivante, on va traiter le problème de la régulation.

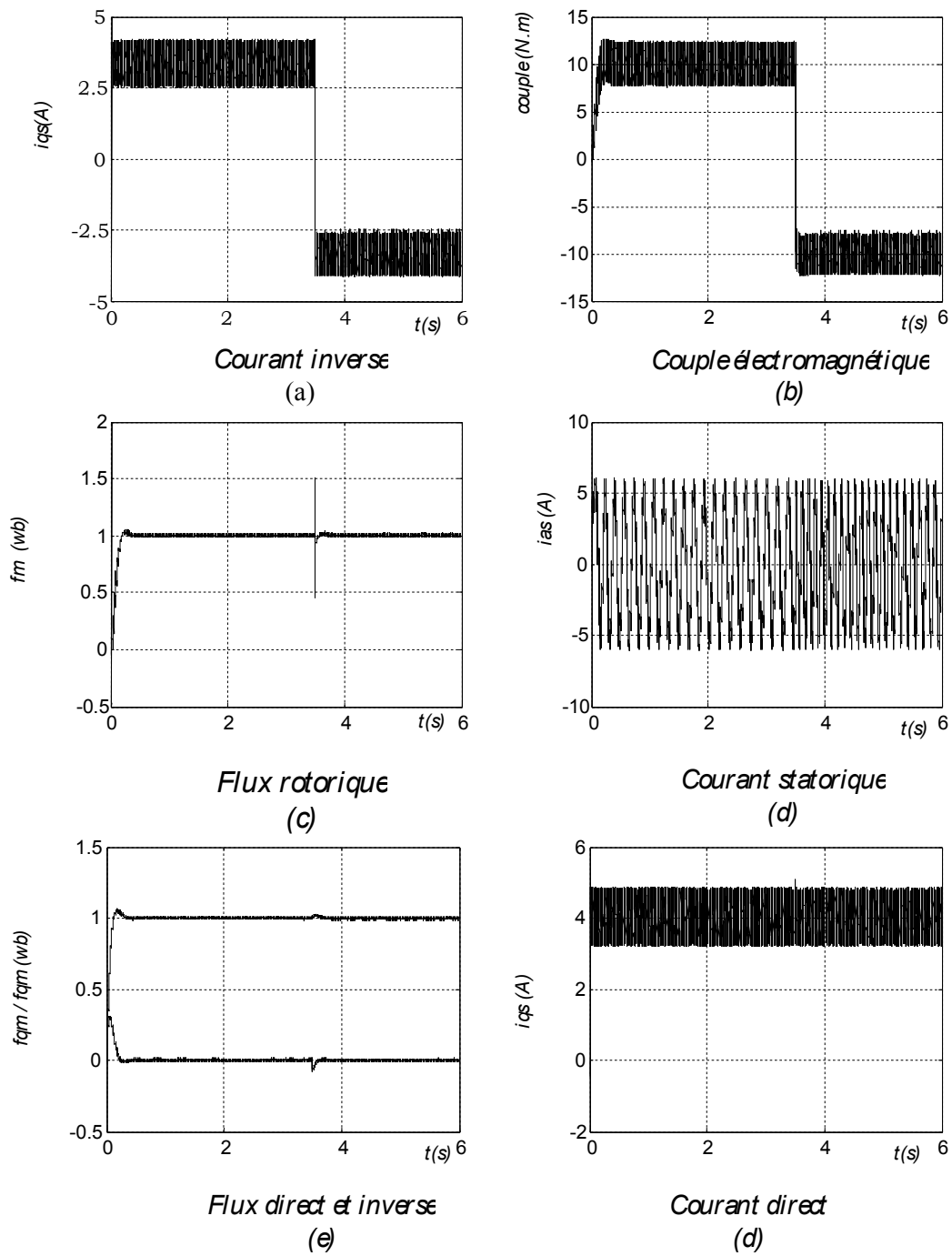


Figure II.13 : Résultat de simulation de fonctionnement du bloc FOC
Cas d'orientation rotorique

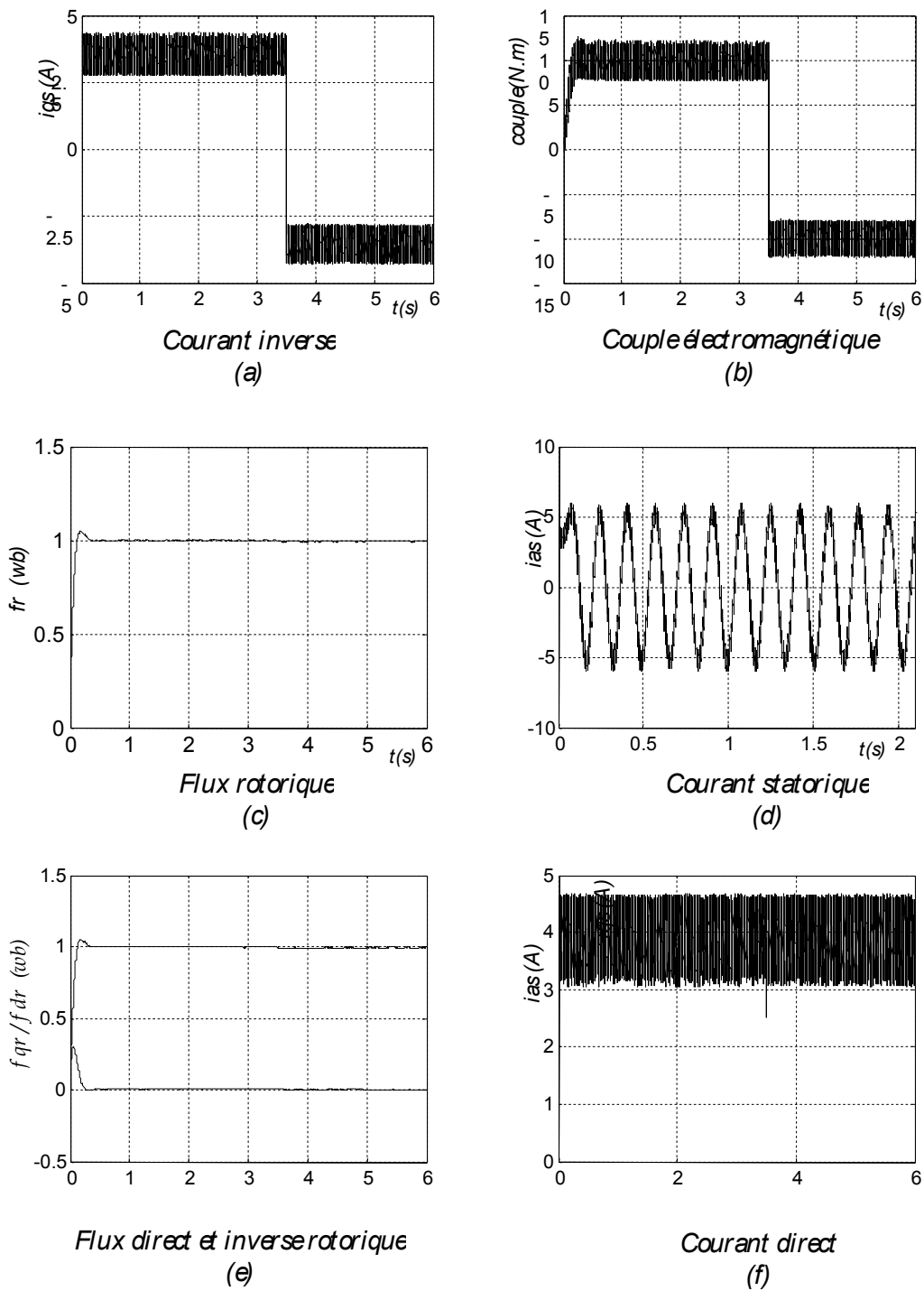


Figure II.14 : Résultat de simulation de fonctionnement du bloc FOC
Cas d'orientation de champ glissant

9. 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 II.17) et le régulateur PI flou [13, 24, 49].

Nous entamons ce travail dans un premier temps par une étude comparative, mettant en évidence l'intérêt de l'utilisation du régulateur PI classique en régime permanent avec un déficit en régime transitoire surtout lors du rejet de perturbation, ensuite les paramètres de chacun des régulateurs seront déterminés (voir annexe B). Nous présentons aussi dans cette partie les différents éléments du régulateur flou RLF, le choix de la structure du régulateur flou est également justifié.

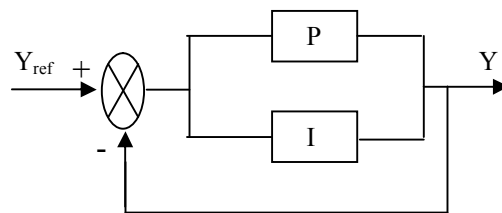


Figure. II.17: structure du régulateur PI

8.1. Etude du comportement de la vitesse de rotation vis-à-vis du régulateur

Nous s'intéressons à l'étude de la boucle de régulation de la vitesse. Sachant que nous supposons l'orientation de flux est assurée, 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 :

$$T_e = \frac{3pl_m}{2l_r} \varphi_r^* i_{qs} = k_e i_{qs} \quad (\text{II.17})$$

Avec

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

Le schéma fonctionnel de régulateur de vitesse, déduit à partir des équations (II.13) et (II.14), est donné par la figure II.18.

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

$$\Omega_r = \frac{k_e k_p}{js + k_e k_p} \Omega_r^* - \frac{s}{(js + ff)(js + k_e k_p)} T_l \quad (\text{II.18})$$

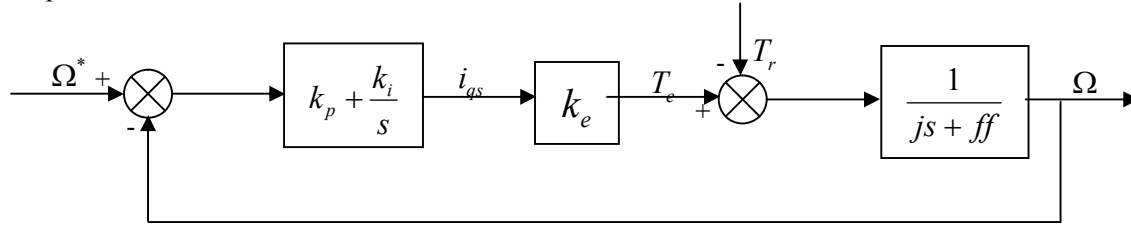


Figure. III.18: boucle de régulation de vitesse avec régulateur PI

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 [20, 14, 19, 49].

10. Méthode de commande par orientation de flux

Une bonne orientation du flux a pour résultat une simplification des équations (modèle II.14) car une sortie imposée nulle (par exemple : φ_{qr}) rend l'expression du couple proportionnelle au produit de deux grandeurs contrôlables.

$$\text{(Exemple : } T_e = \frac{3}{2} p \frac{l_m}{l_r} \varphi_{dr} i_{qs} \text{).}$$

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'orientation de flux ; directe et indirecte [21] (dans la première partie du chapitre (II) nous avons justifié l'intérêt de la commande indirecte).

9.1. 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 [5, 18, 21, 28], 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 (II.18).

$$\theta_s = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad \text{(II.18)}$$

Ou autrement :

$$\theta_s = \int \left(p \Omega_r + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \right) dt \quad \text{(II.19)}$$

9.1.1. Structure de la commande

La structure présentée sur la figure II.14 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 [14, 19] selon la fonction suivante :

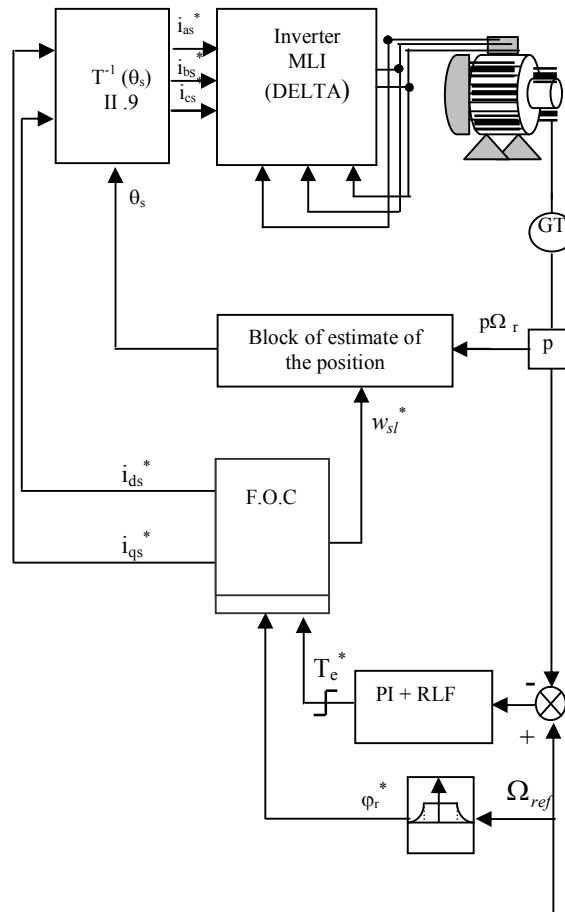


Figure. II.15. schéma de bloc de la régulation de la vitesse de la M.A.S

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_m \dots\dots\dots si \dots |\Omega_r^*| \leq \Omega_m \\ \varphi_m \cdot \frac{\Omega_m}{\Omega_r^*} \dots\dots\dots si \dots |\Omega_r^*| > \Omega_m \end{cases} \tag{II.20}$$

La figure II.20 représente la variation de flux.

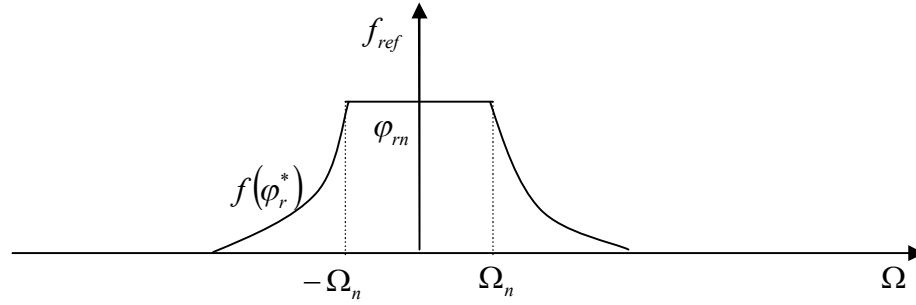


Figure. II.20 : Caractéristique de bloc de défluxage

11. 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 [44].

Les entrées-sorties de régulateur flou considéré sont :

$E, \Delta E$: 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.

$$E_1(k) = G_1(w_r^*(k) - w_r(k)) = G_1.E(k)$$

$$\Delta E(k) = G_2 \cdot \frac{(E_1(k) - E_1(k-1))}{T} \quad (\text{II.21})$$

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

$$U_e^*(k) = U_e^*(k-1) + G_3 \cdot \Delta U_e^*(k) \quad (\text{II.22})$$

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 [29, 45, 64].

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 [18, 27, 45].

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 décrits dans les paragraphes suivants [18, 27] :

10.1. 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

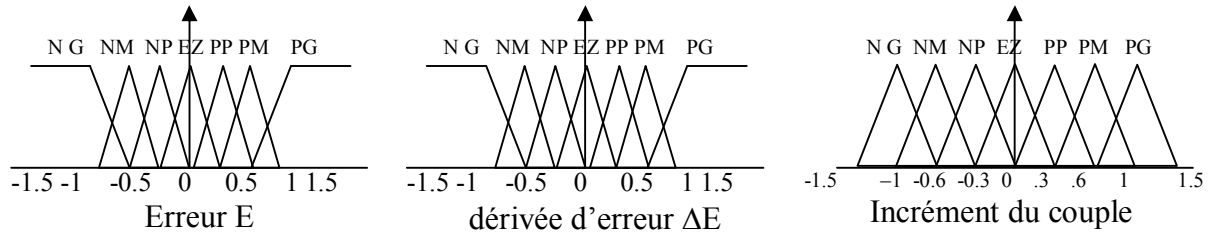


Figure II.21 : Formes des fonctions d'appartenance et leurs distributions

communément utilisée c'est la méthode du centre de gravité (COG), dont les performances sont prouvées par rapport aux autres méthodes [64]. 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 voire figure (II.21).

En effet, la méthode du centre de gravité devient la méthode des hauteurs pondérées, et l'incrément de la commande est calculé comme suit :

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^M c_i \mu_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (\text{II.23})$$

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 ;

10.2. 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) [86].

- 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) [50].

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 la réponse temporelle. 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 (II.22) 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),

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

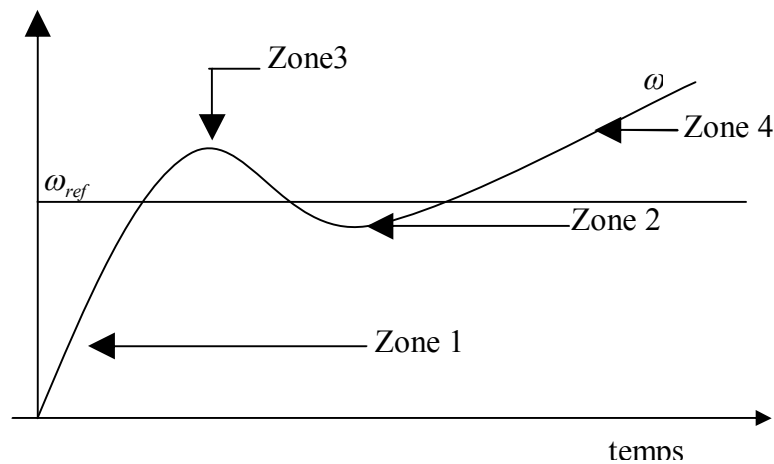


Figure. II.22 : Illustration dans le domaine temporel des zones

(positif petit), PM (positif moyen), PG (positif grand), il est possible de définir les règles en assurant les critères suivants :

- Pour la zone 1 démunie 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 voire tableau (II.1)

ΔE E	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

Tab II.1 : les règles définissant les différentes phases de régulation

12. Simulation numérique

Après synthèse des correcteurs (voir annexe C), nous évoluons les performances de cette commande par simulation, le logiciel utilisé est le « MATLAB/SIMULINK » [14]. Le schéma bloque de l'ensemble de cette structure multivariable et non-linéaire et présenté sur la figure II.23.

Pour pouvoir effectuer une étude comparative de ces deux 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 classique

Les graphes de la figure II.24 représentent les réponses dynamiques de démarrage à vide. Les résultats obtenus (figure II.26a) montrent que la vitesse suit fidèlement la valeur désirée avec un temps de montée de l'ordre 0.23s (figure II.26b). 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 II.26c), nous constatons aussi que l'erreur statique est proche de zéro (figure II.26d et table II.2) et que le dépassement est négligeable grâce au filtre qui est inséré en série avec le régulateur PI (figure II.26b). Et pour la réponse du couple un pic d'environ 37Nm est constaté (figure II.26b) 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 PI flou

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

La bonne poursuite des régulateurs flous a des variations des consignes, les figures II.23 , II.24 et II.25 montrent l'évolution du flux rotorique, on constate qu'il est bien orienté et qu'il se stabilise à la référence. Les figures II.26. 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 II.2, 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 des 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.

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 II.30 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 $0.865W_{eb}$ dans le cas où la vitesse est égale à 170 rad/s et il est égal $1W_{eb}$ 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 II.23c, d, e, f), les graphes de la figure II.23c, d montrent qu'un pic des flux au moment du 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 II.29).

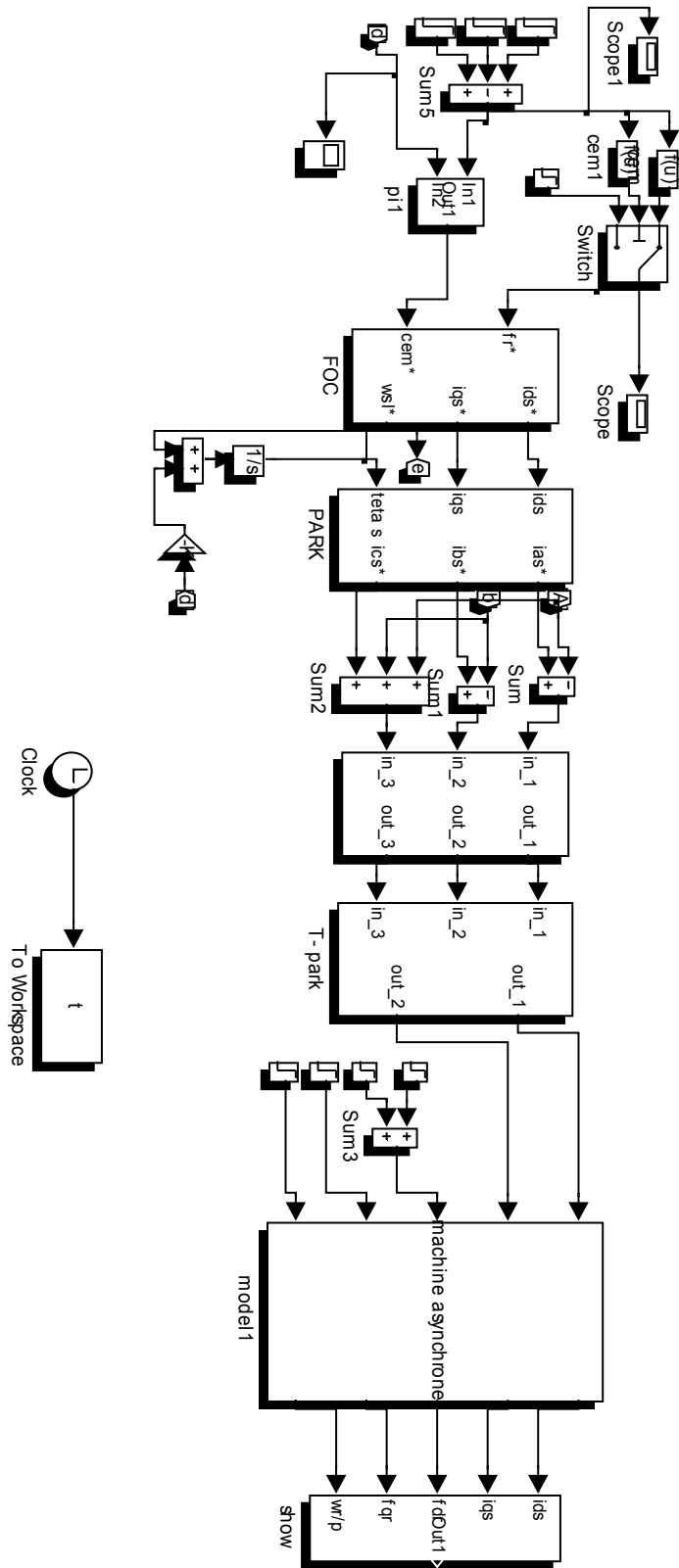


Figure III.23. Structure de la commande indirecte par orientation de flux rotorique

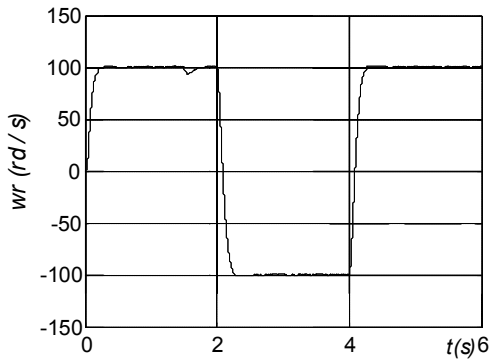


Figure. II.24a : Réponse de la vitesse

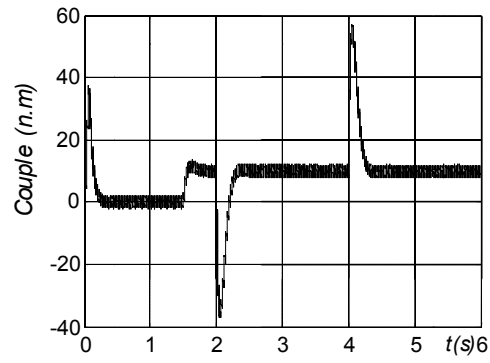


Figure.II.24b : l'évolution de couple

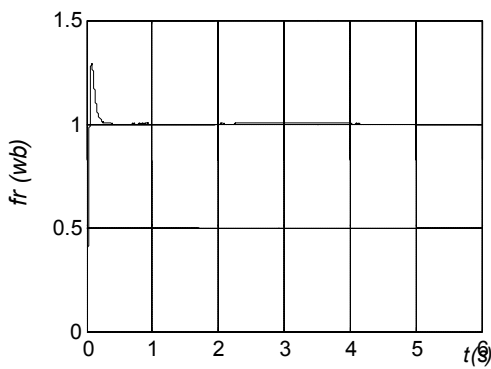


Figure. II. 24c : l'évolution du flux rotorique

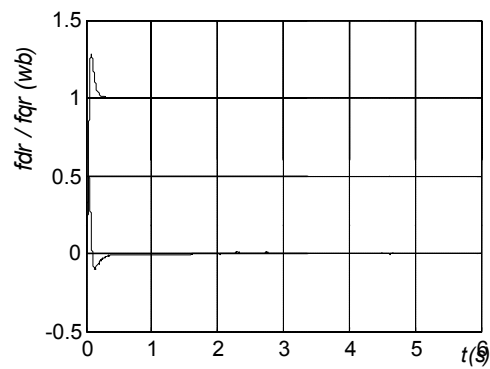


Figure.II.24d : l'évolution de flux direct et inverse

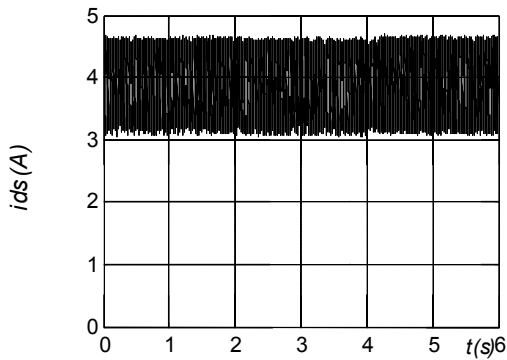


Figure.II.24e : l'évolution du Courant Direct

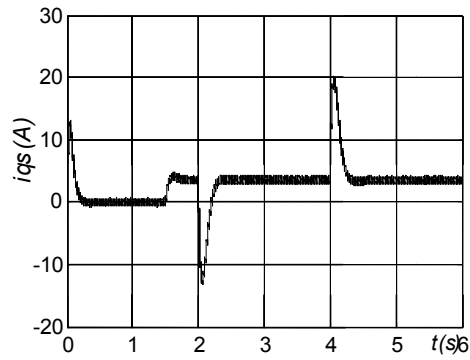


Figure.II.24f : l'évolution du Courant Inverse

Figure II. 24: Résultat de simulation démarrage à vide avec un régulateur PI

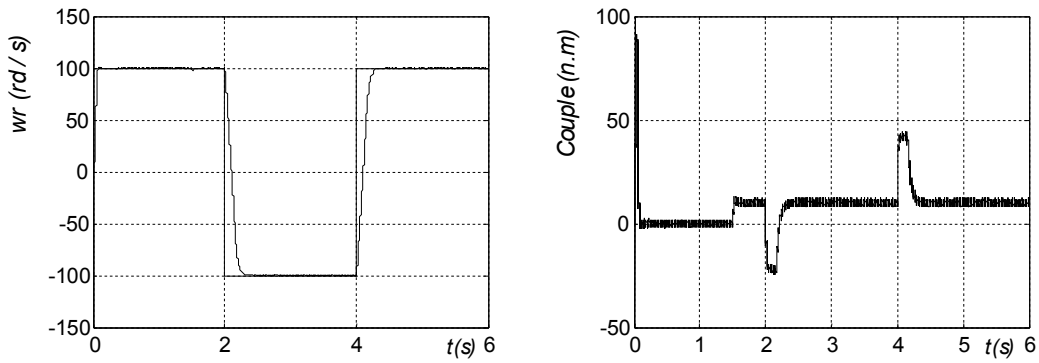


Figure II.25 : la réponse de la vitesse et l'évolution du couple cas du régulateur flou de sept ensembles

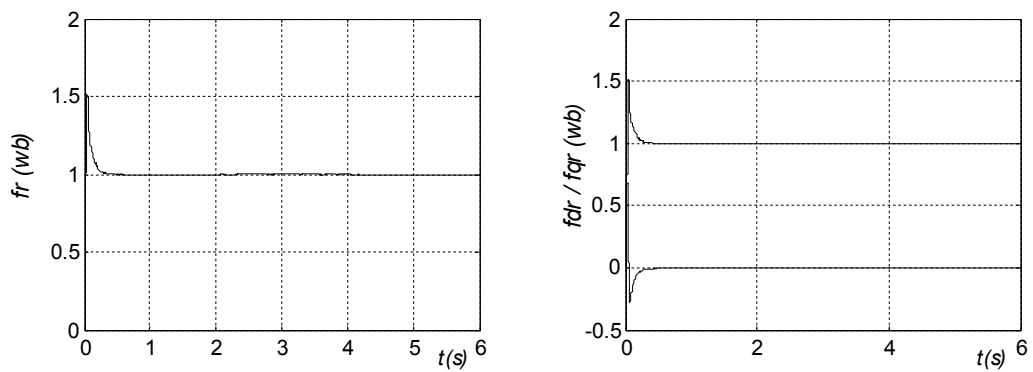


Figure II.26: l'évolution du flux rotorique direct et inverse cas du régulateur flou de sept ensembles

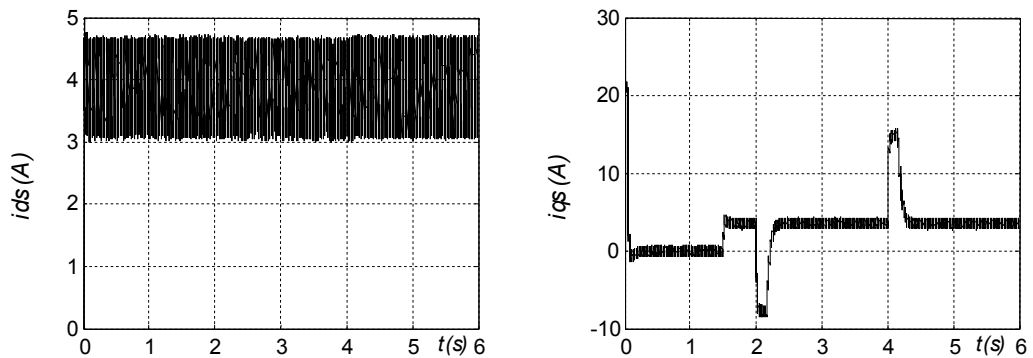


Figure II.27: l'évolution du courant direct et inverse cas du régulateur flou de sept ensemble

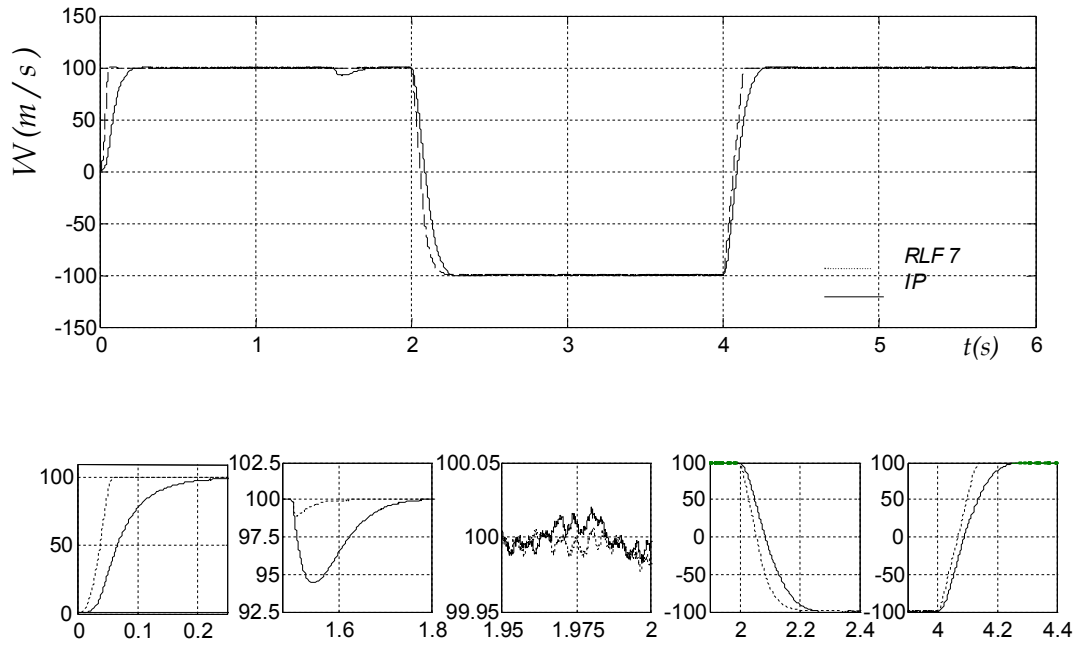


Figure II.28 : Réponse de la vitesse des différents régulateurs PI et flou lors du démarrage et Influence de la perturbation et variation de sens de rotation

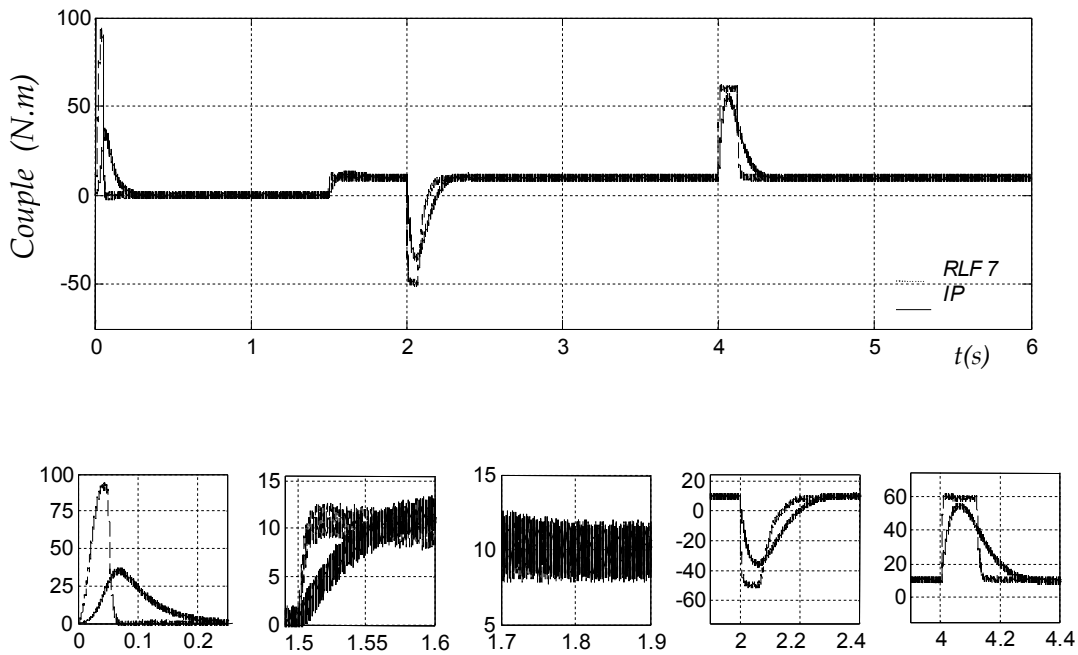


Figure II.29 : l'évolution de couple de différents régulateurs PI et flous lors du démarrage, de perturbation et inversion de sens de rotation

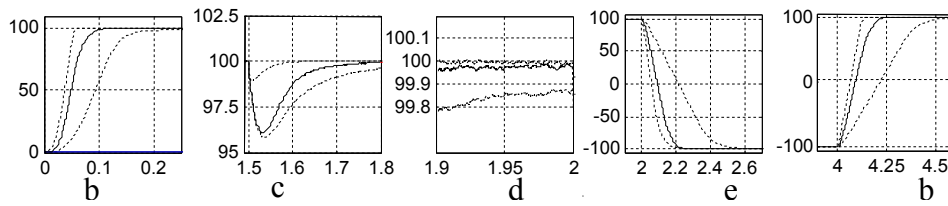
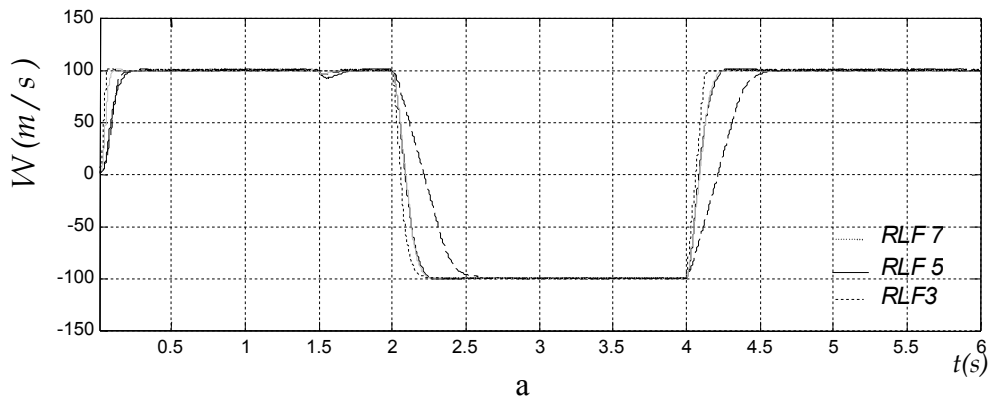


Figure II.30 a : Réponse de la vitesse des différents régulateurs flous lors du démarrage et influence de la perturbation et variation de sens de rotation

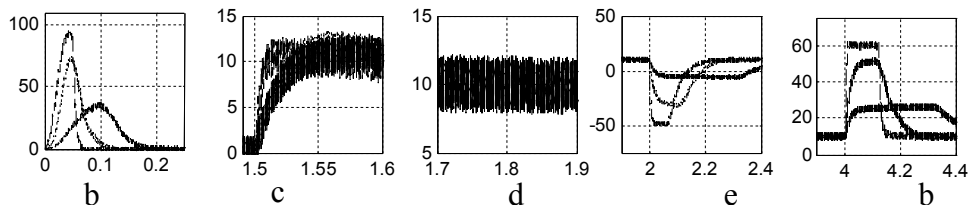
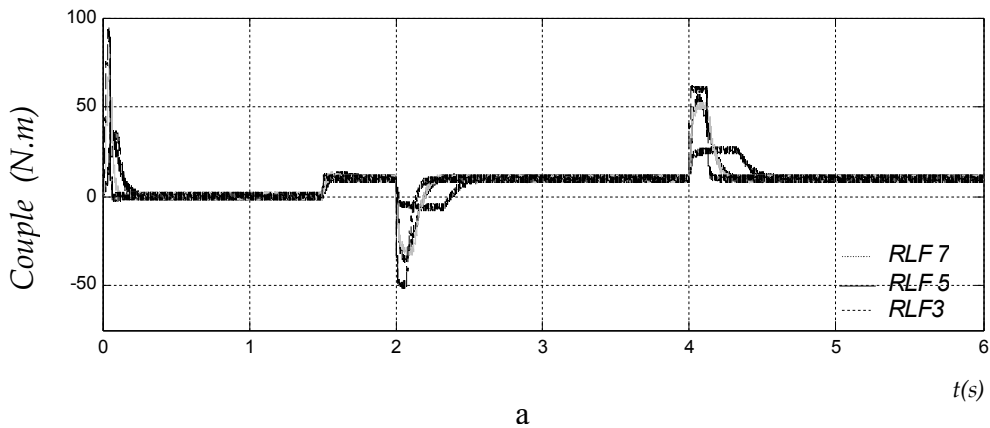


Figure II.30 b : l'évolution de couple de différents régulateurs flous lors du démarrage, de perturbation et inversion de sens de rotation

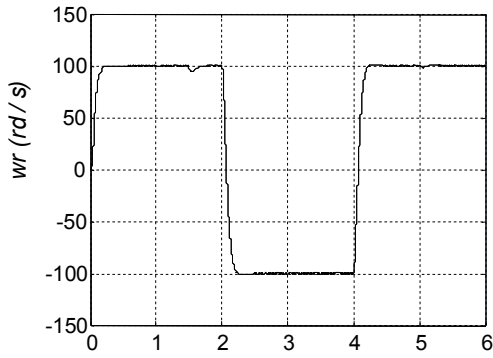


Figure. II.31a : Réponse de la Vitesse

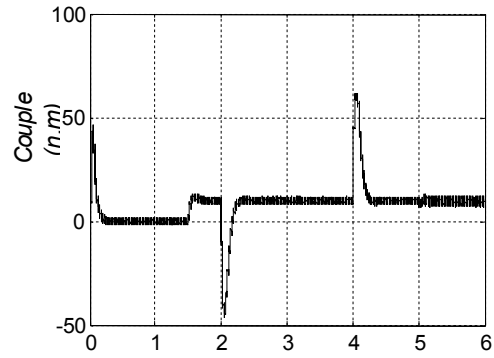


Figure.II.30b : l'évolution de Couple

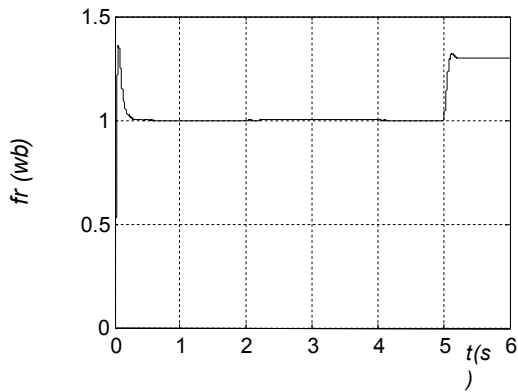


Figure. II.30c : l'évolution du flux Rotorique

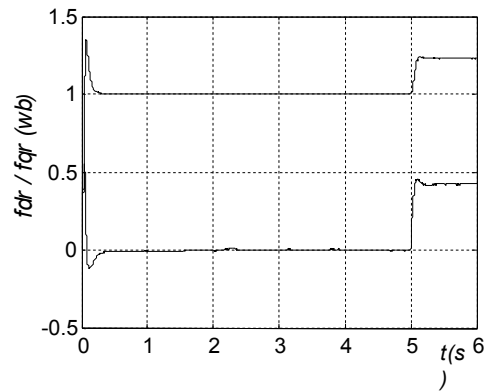


Figure.II.30d : l'évolution de flux Direct et inverse

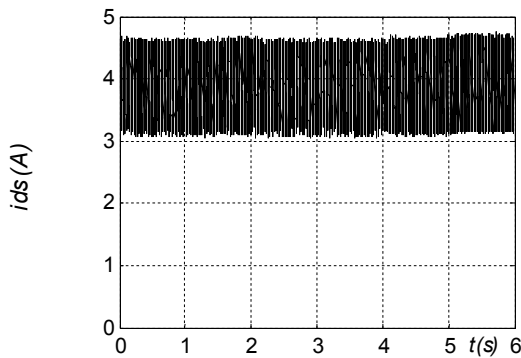


Figure.II.30e : l'évolution du Courant Direct

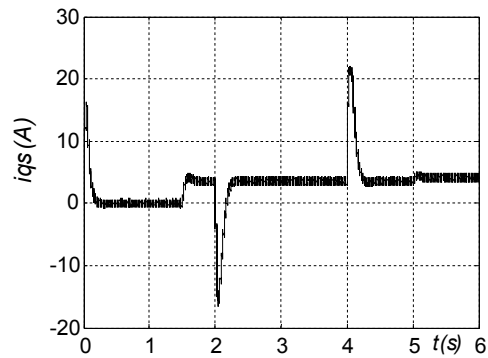


Figure.II.30f : l'évolution du Courant Inverse

Figure II.30 : Résultat de simulation démarrage à vide avec un régulateur PI Influence de la variation de la résistance rotorique

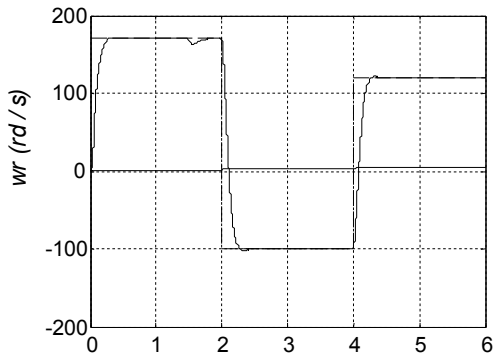


Figure. II.31a : Réponse de la Vitesse

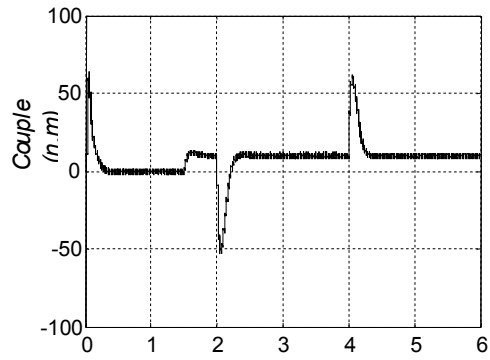


Figure.II.31b : L'évolution de Couple

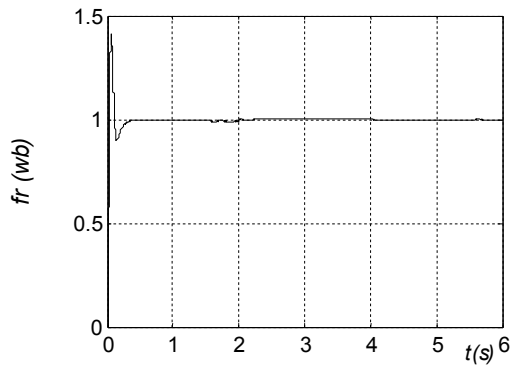


Figure. II.31c : l'évolution du flux Rotorique

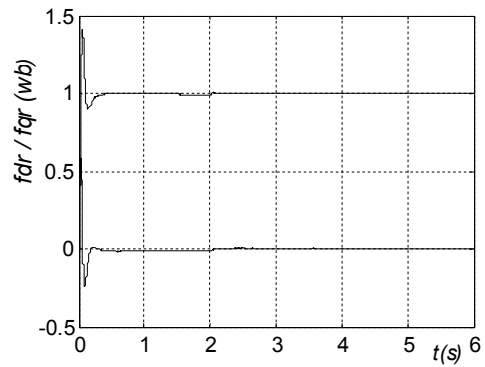


Figure.II.31d : l'évolution de flux Direct et inverse

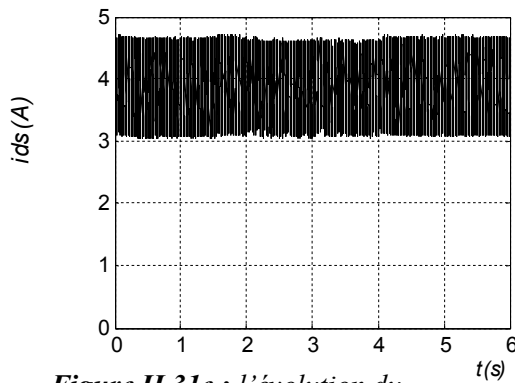


Figure.II.31e : l'évolution du Courant Direct

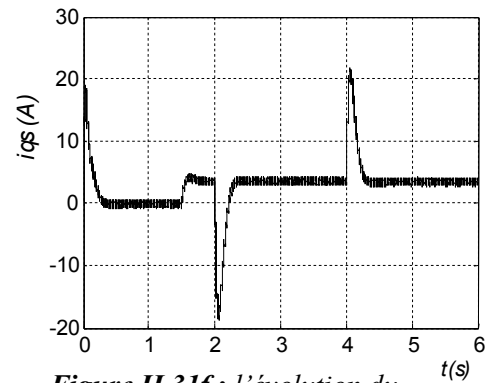


Figure.II.31f : l'évolution du Courant Inverse

Figure II.31 : Résultat de simulation démarrage à vide avec un régulateur IP
Consigne au de la vitesse nominale

13. Conclusion

Cette étude a mis en évidence les caractéristiques des régulateurs proportionnels classiques (PI) et flous (RLF) 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 II.22) mettent bien en évidence l'apport des régulateurs PI en régime permanent et le PI flou en régime transitoire (temps de réponse ; dans le domaine de régulation voir le tableau 2.

	RLF3	RLF5	RLF7	PI
$\Delta\omega$	4.3	4	1.25	0.55
$\Delta t(s)$	0.23	0.2	0.1	0.25
t_m	0.14	0.09	0.07	
e	5.741	5.059	1.448	2.582

Tab 2 : Performance des régulateurs (PI)

Les performances attendues sont :

✓ en régime permanent :

Des erreurs de statisme d'autant proches de zéro si on augmente le nombre d'ensembles flous (figure II.23). 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 II.22b). 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.

✓ 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'oscillations 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 **3**

Ce chapitre est destiné à présenter les notions de base de la logique floue. Ces quelques notions sont suffisantes pour aborder l'utilisation de la logique floue en supervision.

Chapitre III

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 [18].

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 suivant : 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 tels que « un peu chaud, allé beaucoup plus vite, freiner à fond, etc.,... », Ainsi que ses 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 traitées 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 [95].

Bien que la logique floue possède un champ d'application extrêmement vaste (commande, classification, aide à la décision,...) 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) [95], 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 III.1.

L'ensemble des tailles possibles d'individu représente l'univers de discours de la variable "Taille". "Grands" est une valeur linguistique de cette variable [18, 29].

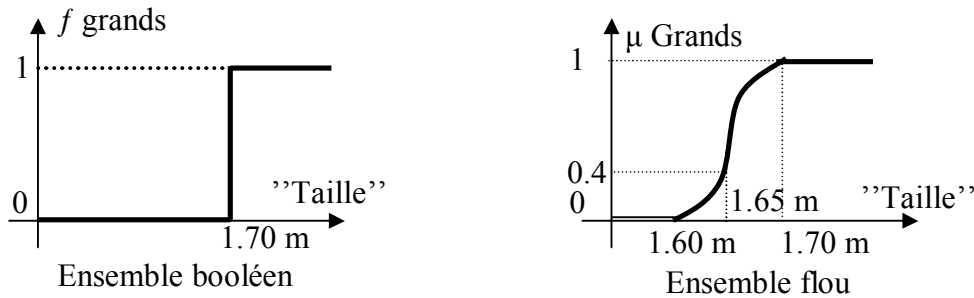


Figure III.1 : Représentation de "Grands" dans le cas booléen et flou

Soit 1.65 m 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 triplé (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].

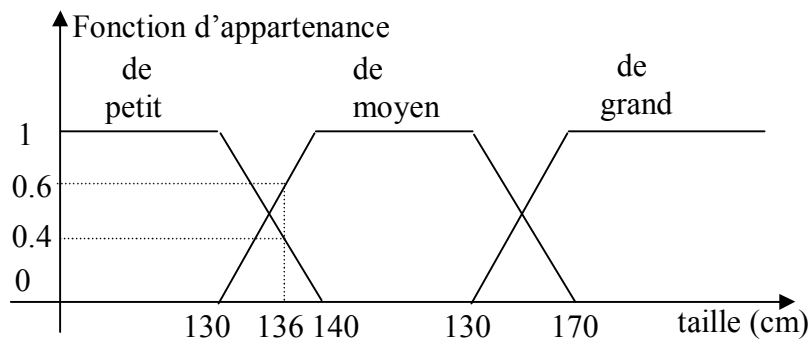


Figure III.2 : Une personne mesurant 136 m est de taille petite avec un degré d'appartenance 0.4 et de taille moyenne avec un degré d'appartenance 0.6.

2.3. Définitions

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

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

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

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 III.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 [18, 98] :

✓ La fonction triangulaire : L'allure est définie par trois paramètres {a, b, c}

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

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

✓ La fonction trapézoïdale : Elle est définie par quatre paramètres {a, b, a, d}

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

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

✓ La fonction gaussienne : elle est définie par deux paramètres {m, q}

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

✓ La fonction trigonométrique : elle est définie par deux paramètres {x₀, a}

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

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 [18].

2.3.3 Singleton flou {x} de X :

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

2.3.4 Ensembles flous convexes :

Un ensemble flou convexe si

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

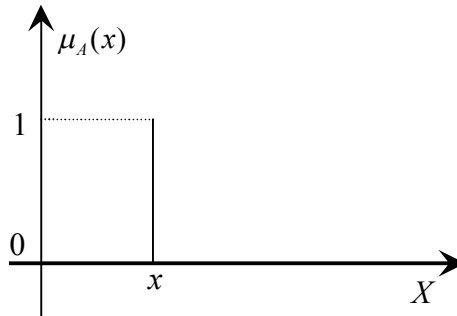


Figure. III.4: Singleton flou

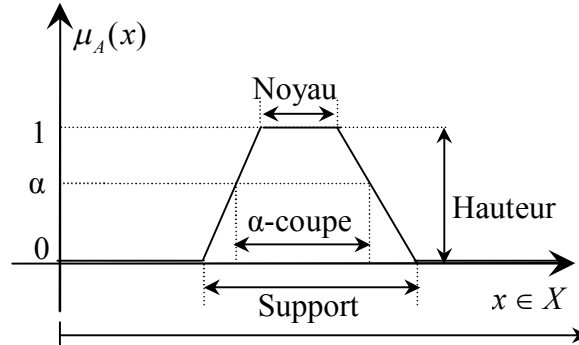


Figure. III.3 : support, hauteur, noyau, et alpha-coupe d'un ensemble flou

2.3.5 Partition floue :

N ensembles flous (A1, A2... AN) définis sur l'univers de discours X forment une partition floue si [18] :

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

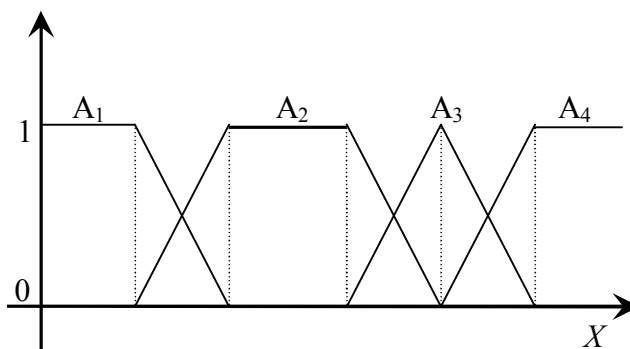


Figure.III.5 : Exemple de partition floue

Une partition floue composée d'ensembles flous convexes normaux implique que pas plus de deux fonctions d'appartenance se recouvrent [71].

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 [96] :

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

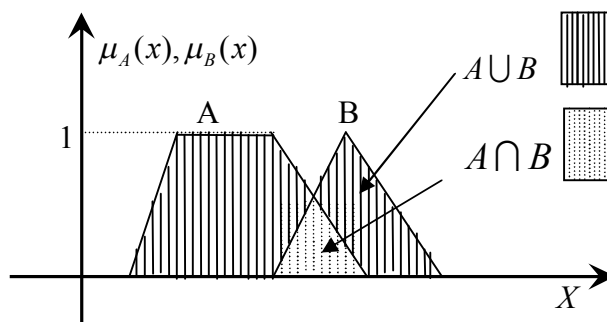


Figure. III.6 : Exemple d'intersection et d'union d'ensembles flous (Zadeh)

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

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 III.1.

2.4.2. Complémentation :

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

2.5. Le principe d'extension

Le principe d'extension a été introduit par L.A.Zadeh en 1975 [96] 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 :

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

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

	t-normes	t-conormes
Zadeh (1973)	Min(x, y)	Max(x, y)
Bandler et Kohout (1980)	x*y	x+y-(x*y)
Lukasiewicz, Giles (1976)	Max(x+y-1,0)	Min(x+y*y)
Weber (1983)	$ \begin{cases} x, & \text{si } y=0 \\ y, & \text{si } x=0 \\ 1, & \text{sinon} \end{cases} $	$ \begin{cases} x, & \text{si } y=1 \\ y, & \text{si } x=1 \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} $
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)} $

Tab III.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 [18] :

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

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

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 [24].

- 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 [18, 24].
- 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 [46], modèle d'état flou pour [34] ou [29]). 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 [18] (après inversion) du modèle flou du processus conduit à des lois de commande floues par modèle interne ou prédictif [65].
- 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 [18, 24]. Il existe également des règles d'équivalence entre les contrôleurs classiques de type P.I.D. et les contrôleurs flous [46]. Une table de règles très connue en régulation est celle de Mac Vicar-Whelan [68]. Ces contrôleurs flous sont des versions floues de contrôleurs usuels.
- En commande, les règles floues utilisées sont généralement de la forme :

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

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 X1 est A1 Alors (Y est B1 Sinon Y est B2) " se décomposent en :

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

- " si X1 est A1 Alors (Y est B1 à moins que X1 Soit A2) " se décomposent en :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{“ Si } X_1 \text{ est } A_1 \text{ Alors } Y \text{ est } B_1 \text{”} \\ \text{OU} \\ \text{“ Si } X_1 \text{ est } \bar{A}_1 \text{ et } X_1 \text{ est } A_2 \text{ Alors } Y \text{ est } B_2 \text{”} \end{array} \right.$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{“ Si } X_1 \text{ est } A_1 \text{ Alors } Y \text{ est } B_1 \text{”} \\ \text{OU} \\ \text{“ Si } X_1 \text{ est } \bar{A}_2 \text{ Alors } Y \text{ est } B_2 \text{”} \end{array} \right.$$

- ” si X_1 est A_1 Alors ($\text{Si } X_1$ est A_2 Alors Y 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 [18].

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" [18].*

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 [18, 62].

5.2. Consistance

Un ensemble flou de règles floues "Si-Alors" est consistant s'il ne contient pas des contradictions [18].

Définition 2.2 *Un ensemble de règle floue "Si-Alors" est inconsistant s'il existe au moins deux règles des prémisses identiques mais des conclusions différentes [18].*

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 prémisses 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 complémentarité [29].

5.3. Complétude

Définition 2.3 Un ensemble de règles floues “Si-Alors” est complet si, quel que 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 [27].

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] :

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

- Si $C(\underline{x}) = 0$, la base de règles est incomplète.
- Si $0 < C(\underline{x}) < 1$, la base de règles est sous-complète.
- Si $C(\underline{x}) = 1$, la base de règles est strictement complète.
- Si $C(\underline{x}) > 1$, 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 prémisses, les ensembles flous correspondants forment une partition floue.
2. La base de règles énumère toutes les combinaisons possibles en partie prémisses.

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.

On peut distinguer plusieurs étapes dans le traitement des règles voir figure III.7 [18, 27]. 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 appliquées 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).

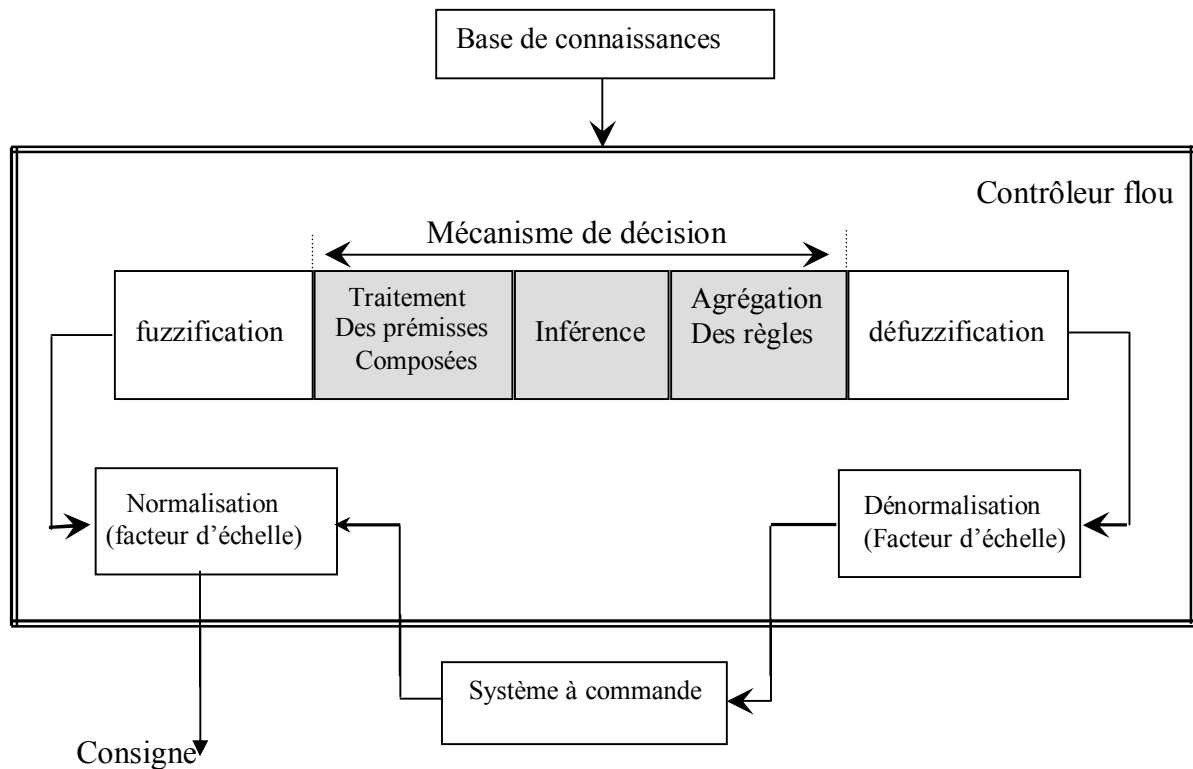


Figure. III.7 : Structure de base d'un contrôleur flou

La base de règles contient des règles de la forme :

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

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 à 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. [27] :

Le choix de la forme des fonctions d'appartenance (triangulaires, trapézoïdaux, 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 triangulaire est donné dans la figure. III.8

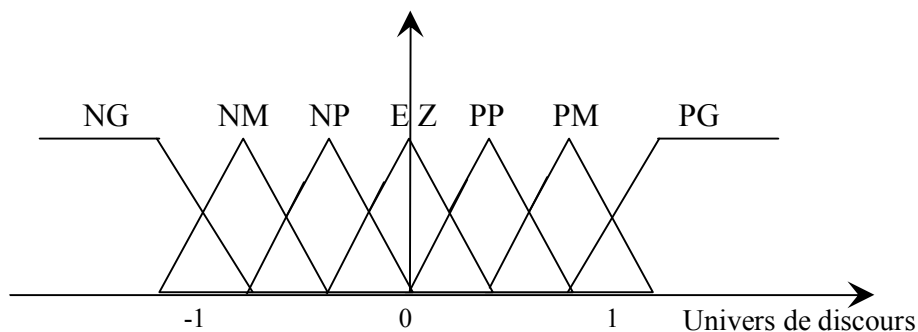


Figure.III.8 : Exemple de fonction d'appartenance triangulaire

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 :

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

Des modifications linguistiques peuvent aussi être utilisées dans l’écriture de ces règles, la figure III.9 éclaire un exemple des modifications linguistiques [11, 18].

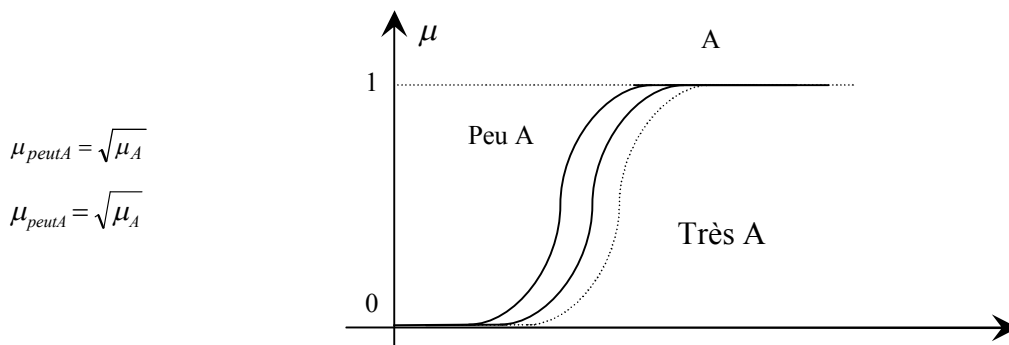


Figure III.9 : Exemple de modificateurs linguistiques

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” ($\bar{A} \cup \bar{B}$) de l’implication dite conjonctive où “A implique B” est définie par “A et B” ($A \cap B$).

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

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

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]:

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

Avant de décrire la prochaine étape qui consiste à transformer le résultat de l'agrégation des règles en une valeur précise de commande, considérons un exemple classique illustrant le

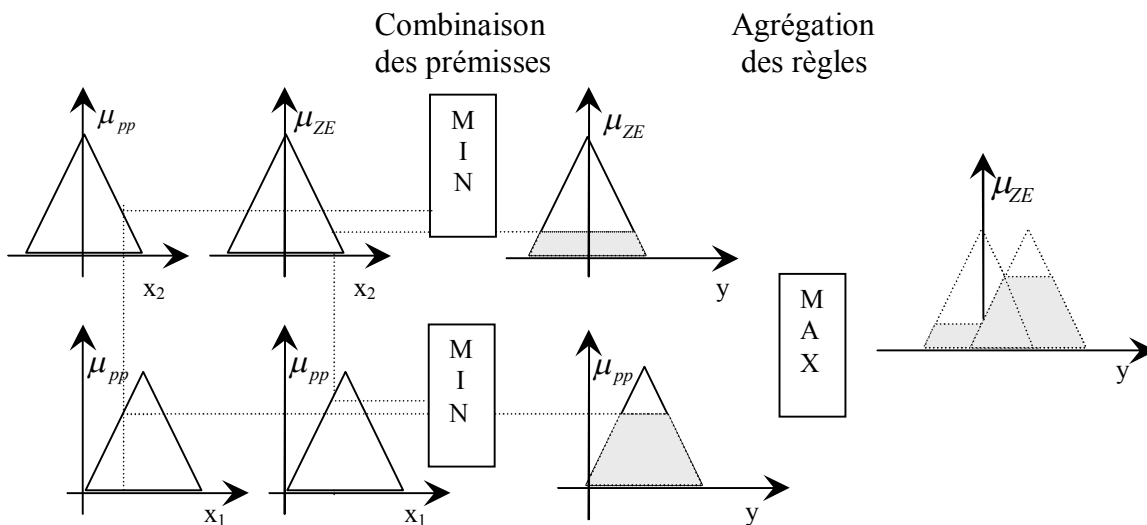


Figure III.10 : Illustration de la méthode de Mamdani.

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

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 réalisées 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.

6.1.1. 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.

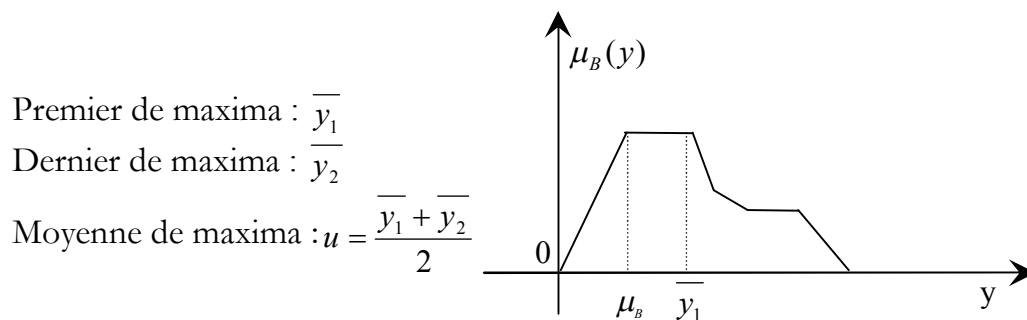


Figure III.11 : variantes de la méthode de la hauteur

6.1.2. 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].

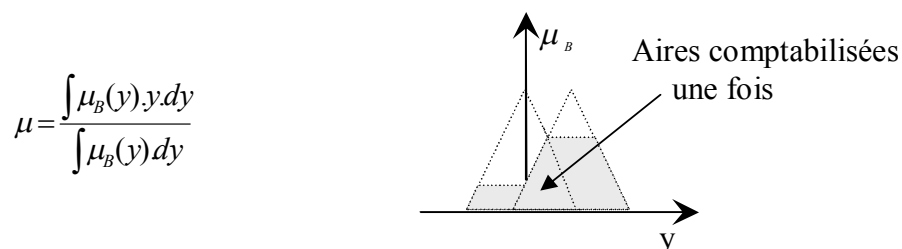


Figure III.12 : Défuzzification par un centre de graviter

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 structurale 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].

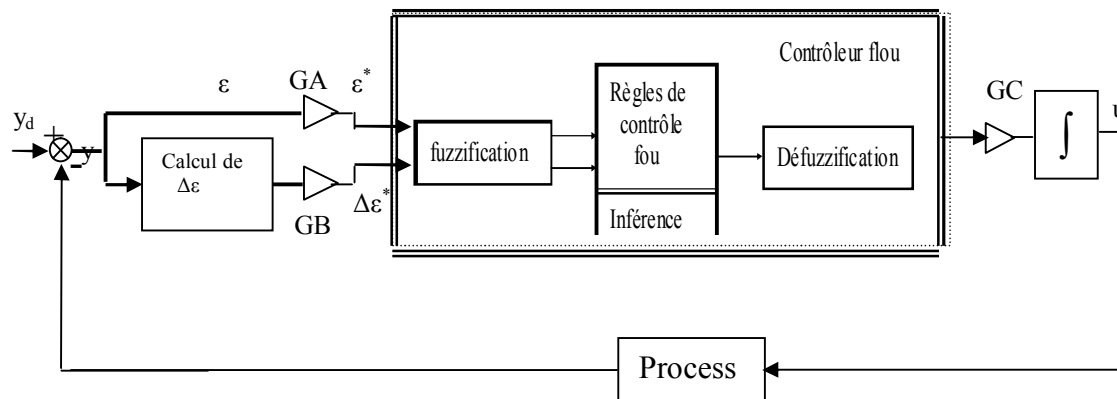


Figure III.13 : Structure de base d'un contrôleur flou

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 au contrôleur classique (notamment de type PI : deux constantes à régler), le contrôleur flou possède un nombre bien plus conséquent de paramètres, 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 intéressés 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 du type Mamdani) [33].
- Algébrique (contrôleur du type Sugeno) [46].

Dans le cadre de notre étude, pour faciliter l'étude et limiter le temps du calcul, le contrôleur flou utilisé est du 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 **4**

Ce chapitre est destiné à présenter le fonctionnement de la combinaison proposée. Tout d'abord un bref historique et des justifications sur la supervision sont présentées ensuite ; le choix de la stratégie du superviseur est également justifié enfin les différents éléments constituant la combinaison seront détaillés ; des tests de simulation sont réalisés pour valider l'approche proposée.

Chapitre V

1. Introduction

Les résultats obtenus dans le chapitre (II) 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.

Les problèmes de l'amélioration des capacités du PI à régler un système perturbé dans un univers perturbé, et d'un réglage très fin des paramètres du régulateur afin d'atteindre des objectifs optimaux, sont donc posés.

Pour assurer une régulation optimale, répondant au mieux aux exigences de l'utilisateur, et ceci même en environnement difficile et variable, il est nécessaire de développer un mécanisme d'adaptation des gains du PI permettant d'incorporer un certain degré d'intelligence dans la stratégie de régulation.

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, les travaux menés au sein du laboratoire de Boumerdes montrent clairement que le régulateur par logique floue (RLF) est apte à fournir une commande efficace en augmentant le nombre des ensembles flous mais l'augmentation des ensembles flous augmente le temps de traitement ; pour plus de détails le lecteur pourra se référer aux travaux de [50].

Ainsi dans le présent travail nous allons introduire les techniques de la supervision floue, en essayant de dévoiler la stratégie de chaque technique. Tout d'abord, un bref historique de cette technique est aperçu et son principe de fonctionnement est mis en évidence. Le choix du superviseur également justifié. Enfin une comparaison entre deux différentes stratégies existante dans la littérature qui aboutira à la combinaison proposée et nous terminons cette étude par des tests de simulation pour valider l'approche proposée.

2. Historique du superviseur

Les premières utilisations de systèmes superviseur des régulateurs PID remontent au début des années 1980. Nous présentons une liste succincte de différentes utilisations de superviseur flou du PID

- 1984 Kraus et Myron : proposent d'ajuster les paramètres du PID de façon à obtenir une réponse plus rapide, tant que le dépassement et le facteur d'amortissement maximum ne sont pas dépassés
- 1985 Astrom : propose un superviseur pour choisir le meilleur algorithme numérique de régulation en fonction des spécificités de l'utilisation

- 1987 Porter et al : proposent un superviseur qui détermine la classe du système considéré à partir d'analyse en boucle ouverte, et utilise des règles manipulant des spécifications sur le dépassement et le facteur d'amortissement.
- 1988 Devanathan et al : proposent un superviseur qui calcule durant chaque régime transitoire les paramètres du système et l'erreur sur les performances atteintes afin de pouvoir régler optimalement les paramètres du PID
- 1990 Tzafestas et Papanikolopoulos : leur stratégie de la supervision repose sur : lors du fonctionnement en ligne une unique matrice floue permet d'adapter les gains de façon à optimiser les caractéristiques de la réponse temporelle.
- 1991 P. Oliveira et al propose un superviseur dont les entrées sont les performances du système (le temps de montée et le dépassement) deux matrices floues permettent de générer qui seront à appliquer à chaque gain du PI.
- 1993-1994 Wang a proposé un contrôleur flou adaptatif du type Takagi-Sugeno avec adaptation en-ligne des conclusions (méthode directe et indirecte).
- 1998 Jin propose un superviseur qui compense les non-linéarités du robot basé sur les algorithmes génétiques.

3. Justification et objectifs d'une approche floue

Bien qu'étant un régulateur classique est intéressant pour beaucoup d'applications industrielles, le PI classique possède certaines limitations, dont nous les récapitulons dans ces paragraphes :

1. les méthodes de réglage optimal des paramètres du régulateur classique fournissent des réglages qui sont parfois inacceptables en pratique. La méthode de Ziegler et Nicolas peut produire un régime transitoire trop oscillatoire. C'est pourquoi, dans l'industrie, les manipulateurs des régulations mènent en boucle ouverte et en mode manuel les gains du régulateur classique, car ils sont insatisfaits des performances atteintes après l'application de procédure de réglage automatique des paramètres du régulateur classique [53].
2. dans le cas où des variations assez importantes des paramètres du système se produisent dans la boucle de régulation produisant des variations des paramètres du régulateur, le régulateur classique ne réagit pas toujours optimalement. Les capacités d'adaptation et de robustesse de ce type de régulateur sont donc limitées [85]. Ce fait explique que les performances atteintes sont souvent satisfaisantes sans être optimales, et que des ajustements supplémentaires sont nécessaires [53]. Les principaux cas où le régulateur classique se trouve face à des complications sont les suivants :
 - Présence de grandes dynamiques non-linéaires dans le système, le régulateur PI seul est alors insuffisant pour compenser les non-linéarités du système.
 - Variation des paramètres du système ; apparition de dynamique non modélisée et très influentes ; grandes incertitudes sur le modèle du système [7, 82].

- Changement du domaine de régulation, une réadaptation des gains du PI est nécessaire [53]
- Variation du bruit au niveau des capteurs lors d'une régulation [76, 82].

De ce fait l'amélioration des capacités du régulateur PI à régler adéquatement un système perturbé devient vigoureusement indispensable; l'approche de la supervision floue des paramètres du régulateur PI est solution adéquate et se justifie par les arguments suivants:

D'une part, il est très intéressant de garder les régulateurs PI qui sont déjà implantés sur la plupart des processus industriels, d'autre part les régulateurs adaptatifs permettant de s'adapter à la plupart des cas de figure qui laissent le PI en difficulté, nécessitent des méthodes de conception spécialisées et un choix de structure de modèle a priori. Une méthode de supervision d'un régulateur PI peut-être plus simple à implanter pour une vaste classe de modèles car elle ne nécessite pas forcément beaucoup de connaissances a priori sur le système considéré. Enfin, l'association d'un superviseur et d'un régulateur PI linéaire engendre un système de commande qui peut être fortement non-linéaire, et donc très flexible. Ainsi, la loi de commande générée pourra suffisamment fine répondre à des compromis difficiles sur les performances à atteindre et pour compenser des non-linéarités importantes. L'adaptation en ligne des paramètres du régulateur permet donc d'améliorer la robustesse de la commande [36,92].

Ces remarques permettent de justifier l'utilisation d'une technique qui permettrait de garder et de compléter la structure PI comme régulateur de basse, donc d'une approche supervision.

Le superviseur nécessaire doit donc remplir le cahier des charges suivantes :

- Optimiser les performances de la régulation en boucle fermée dans le cas où les dynamiques internes du système varient ou dans le cas où diverses perturbations s'immiscent dans la boucle de régulation;
- Adapter les paramètres du régulateur à des changements du niveau de la référence ;
- Fournir une meilleure interface à l'utilisateur pour qu'il puisse exprimer ses souhaits précis quant aux performances en boucle fermée;

4. Des exemples de superviseur floue

Dans la littérature de la supervision plusieurs travaux sont développés dans le but de l'adaptation et l'optimisation des gains des paramètres du régulateur PID, parmi ses travaux nous citons à titre d'exemple les stratégies suivantes :

- H.R van Nauta Lemke, J.P. Sicking and al ont constaté que les paramètres du PID sont adaptés séparément à partir d'un réglage initial et off ligne avec la méthode de Ziegler et Nicols et lors de la mise en marche du système et à partir de l'erreur et sa variation, trois bases de règles floues qui déterminent le degré de variation qu'il faut appliquer à chaque paramètre du régulateur PID et l'adaptation se fait à tout instant. la qualité de la régulation effectuée est mesurée par un bloc d'évaluation des performances qui est aussi une base de règles floues.

- R. Babuska et al aussi ont constaté dans cette stratégie trois bases de règles floues permettent de générer les poids qui seront appliqués à chaque gain du PID à partir des valeurs de l'erreur sur la sortie et sa variation.
- S. Tzafestas et al dans cette stratégie les paramètres du PID sont réglés initialement hors ligne ; lors du fonctionnement en ligne une unique matrice floue permet d'adapter les gains de façon à optimiser les caractéristiques de la réponse temporelle ; les changements sur les gains des paramètres du régulateur PID sont calculés en multipliant un élément de la matrice floue par un des trois coefficients k_1 , k_2 , k_3
- P. Oliveira et al les entrées du superviseur sont le temps de montée et le dépassement deux bases de règles floues servent à calculer les changements nécessaires sur les valeurs des gains du régulateur PI non régler initialement, en fonction des performances atteintes lors de la convergence vers un niveau de référence.

En étudiant ses stratégies, il est possible de classer les superviseurs flous du régulateur PI en deux concepts :

- Les entrées du superviseur sont l'erreur de sortie et sa variation. Les adaptations faites sur les gains du PID visent à corriger au fur et à mesure de 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.
- Les entrées du superviseur sont les performances réalisées par le système en boucle fermée au cours d'un régime transitoire. la mesure de la qualité de la régulation en cours d'un certain intervalle temporel décide le changement sur la loi de commande de façon à obtenir de meilleures performances lors du prochain intervalle de temps où aura lieu un nouveau régime transitoire.

5. Développement de la stratégie du superviseur proposé

Plusieurs travaux ont vu le jour pour le développement de l'adaptation et de la supervision des paramètres des régulateurs classiques, citons à titre d'exemple la stratégie développée par R. Babuska et al, et de J. litt.

En étudiant ces deux stratégies, il est possible de conclure que :

- ces stratégies reposent sur le réglage des paramètres des régulateurs classique séparément et en même temps.
- la stratégie développée par R. Babuska est plus avantageuse en régime permanent et la stratégie de J. litt est plus intéressante en régime transitoire

Ainsi dans le présent travail et dans le but de profiter des avantages mutuels de ces deux stratégies ; nous proposons une nouvelle technique de la supervision des paramètres du régulateur classique, cette technique repose sur la fusion de ces deux méthodes.

Le jumelage de ces deux stratégies R. Babuska et J. litt repose sur :

La première est basée sur l'erreur et sa variation et la deuxième est basée sur les performances réalisées par le système en boucle fermée, c'est-à-dire d'utiliser la stratégie de R. Babuska en régime transitoire et celle de J. litt en régime permanent et pour assurer une

bonne commutation on utilise un mécanisme flou qui a aussi pour but la sélection de la stratégie la plus avantageuse au cours d'un fonctionnement en ligne (figure V.1)

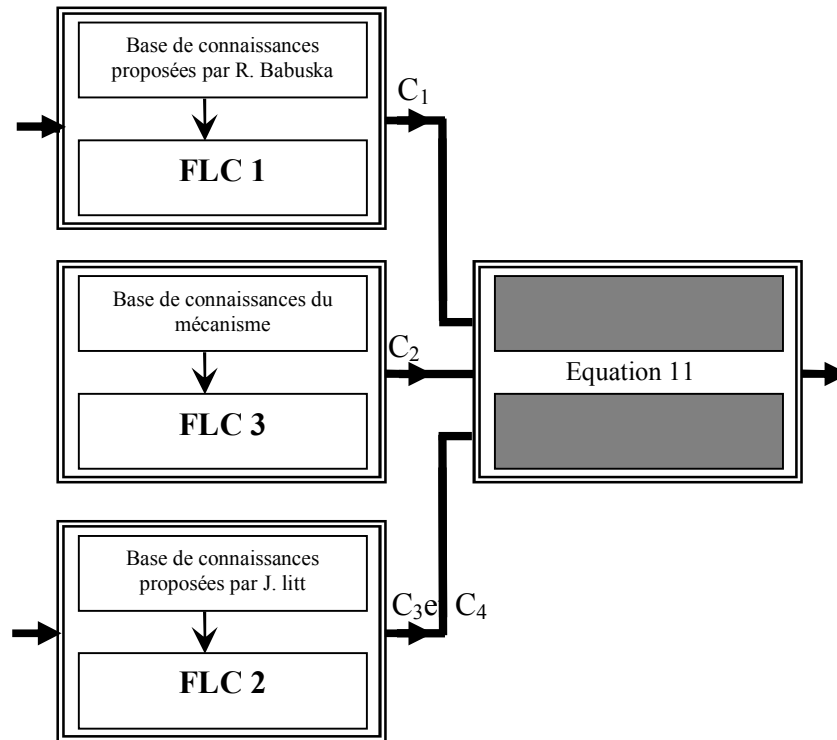


Figure V.1 : structure générale de la combinaison proposée

5.1. Mécanisme commutation (FLC 3)

L'idée de la commutation a été proposée par Martensson en 1986 dans [55] puis reprise par Fu et Barmish [31] et cette commutation a été proposée pour une approche de commande qui s'appelle commande multi-contrôleurs.

Dans ce contexte plusieurs travaux en vue le jour citons :

- ✓ Commutation cyclique qui a été proposé par Pait et Morse en 1994 [60]
- ✓ Commutation périodique qui a été proposé par Wicks et al [49]
- ✓ Wicks et al ont proposé un deuxième mode de commutation en traduisant une hypersurface de commutation
- ✓ Nous pouvons citer enfin les travaux de Kosmatopoulos et Petros dans [49] qui présentent une commutation avec hystérésis entre deux contrôleurs par l'intermédiaire d'un nouveau contrôleur adaptatif. Les auteurs veulent ainsi éviter les instants où le système devient incontrôlable.

Ainsi dans le présent travail nous proposons un système flou symbolique dont les entrées sont des informations données par un capteur, les sorties des deux superviseurs, ce

Le système flou est utilisé en tant que commutateur de deux stratégies de la supervision. Son but est de mélanger les facteurs des gains d'adaptation calculés par les deux stratégies de la supervision pour donner les facteurs de gains réellement appliqués au régulateur du procédé et cette commutation s'effectue selon une séquence prédéfinie. Le moment où la commutation doit avoir lieu est déterminé par un indice de performance basé sur la sortie du procédé.

Donc l'objectif du commutateur est de prendre en compte les deux sorties des superviseurs afin de faire la synthèse de signal du facteur des gains final du régulateur PI. Et pour ce faire on laisse les deux superviseurs activer en permanence et les gains d'adaptation du régulateur PI sont égaux à la somme des deux gains obtenus par les deux stratégies pondérées par deux coefficients calculés par le commutateur flou de façon à éviter la commutation brusque entre les deux stratégies, le problème posé par le commutateur est le choix des coefficients de pondération. De fait que la stratégie développée par R. Babuska est plus avantageuse en régime transitoire et que la stratégie de J. Litt est plus intéressante en régime permanent ce qui nous permet de choisir les coefficients de pondération de telle manière que leurs sommes soient égales à un.

$$C_{rb} + C_{jl} = 1 \quad \text{V.1}$$

Avec C_{rb} c'est le coefficient de pondération des gains du superviseur de R. Babuska FLC1 C_{jl} c'est le coefficient de pondération des gains du superviseur de J. Litt FLC2 qui sont calculés par le mécanisme de la commutation en se basant sur la réponse temporelle du système.

Et ça nous permet aussi de simplifier la structure du commutateur flou, le commutateur aura ainsi qu'une seule sortie c'est le coefficient de pondération des gains du superviseur de R. Babuska et l'autre coefficient se calcule par la formule V.1.

Pour cela, on propose une méthode non-linéaire basée sur l'erreur et sa variation.

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_{rb} est C_2 et C_{jl} est $1 - C_2$

Avec :

- e erreur
- Δe variation de l'erreur

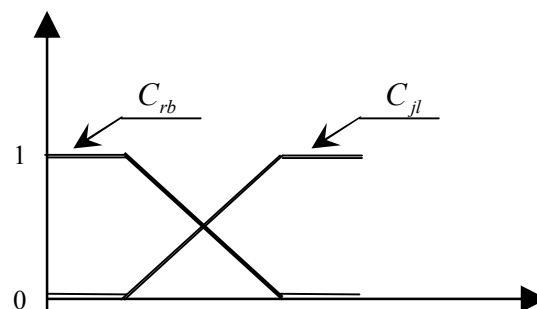


Figure. V.2 : forme linéaire des coefficients de pondération

➤ C_x coefficient de pondération associé à l'un des gains d'adaptation du régulateur. 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 V.2).

5.1.1. Synthèse du mécanisme flou.

Le mécanisme flou qui détermine le taux d'effet de chaque stratégie de la supervision, 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 [59, 72] :

$$C_{br} = \frac{\sum_i (c_i \times \mu(c_i))}{\sum_i \mu(c_i)} \quad (V.2)$$

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 .

Pour simplifier les calculs, on a choisi des fonctions d'appartenance triangulaires équidistantes (figure V.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 (I) pour plus de précision à ce sujet.

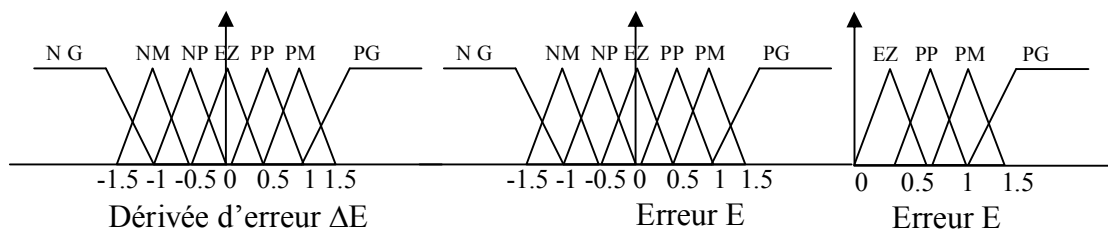


Figure.V.3 : forme de la fonction d'appartenance du Contrôleur

5.1.2. Développement de la table de décision du mécanisme

Pour l'acquisition des règles de décision on va essayer de raisonner sur la réponse temporelle du système. Du fait que la stratégie développée par J. litt 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 adaptée au système à commander en fonction de sa dynamique. Pour déterminer ces zones, on peut utiliser le domaine temporel (figure V.4)

Sur ce plan, on voit bien l'apparition des seuils et des zones de fonctionnement des deux stratégies de la supervision. Ils sont déterminés comme suit :

1. Si $|e| \geq e_1$ zone 1 régime transitoire c'est la stratégie développer par J. litt qui va intervenir seul donc $C_{jl}=0$ et $C_{br}=1$. 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_{rb} à la valeur maximale, pour que la stratégie développée par J. litt réagisse seule,

2. Si $e \leq |e| \leq e_1$ zone 2 les deux stratégies fonctionnent en même temps et le taux d'effet de l'un des deux stratégies sur l'autre se détermine en fonction du seuil de l'erreur e_1 . De telle sorte que la stratégie développée par J. litt va dominer en premier temps et cette domination va être transmise linéairement par le superviseur de R. Babuska, 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_{rb} selon la figure V.6, pour écarter le superviseur de J. litt dans la chaîne de régulation.

3. Si $|e| \geq e$ zone 3 régime permanent c'est le superviseur de R. Babuska qui va intervenir seul, donc $C_{jl}=1$ et $C_{rb}=0$.

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_{rb} à la valeur minimale (zéro), pour que le superviseur de R. Babuska prenne la relève.

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 V5, V6.

D'où on tire les couples des variables linguistiques qui désignent le régime transitoire :
 $(e, \Delta e) = (NG, NG), (NG, NM), (NG, NP), (NG, EZ), (PG, \forall \Delta e), (NM, NG), (NM, PM)$
 $(PM, PG), (PM, NG), (EZ, PG), (EZ, NG), (PP, PG), (PP, NG).$

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 superviseur de J. litt, donc la décision doit être PG dans cette zone (coefficient de pondération $C_{br} = 1$).

Ceci permet d'obtenir la table de la décision représentée sur la table. V.1.

Sur cette table, chaque maille est caractérisée par une paire de poids (C_{br} , C_{jl}) avec la condition $C_{br}+C_{jl}=1$.

		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	PM	PG	
	PP	PG	PM	PP	PP	PP	PM	PG	
	PM	PG	PM	PM	PM	PM	PM	PG	
	PG	PG	PG	PG	PG	PG	PG	PG	

Tab V.1 : les règles de décision

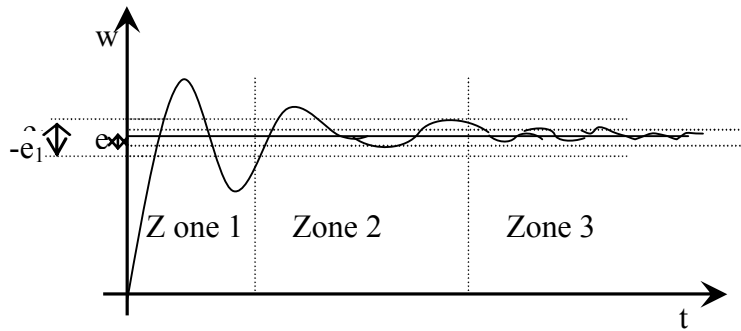


Figure V.4 : les zones de fonctionnement des régulateurs dans le domaine temporel

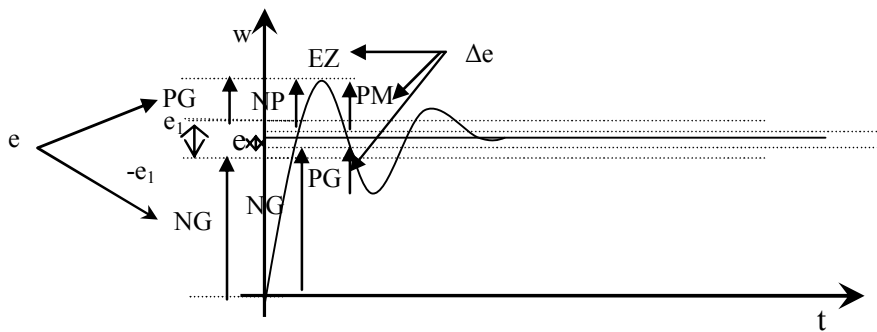


Figure V.5 : les zones de fonctionnement des régulateurs dans le domaine temporel

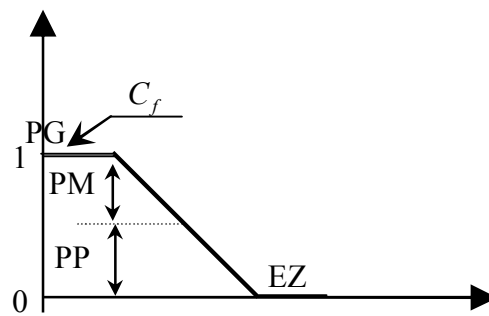


Figure V.6 : forme linéaire des coefficients de pondération

5.2. Description de la stratégie de R. Babuska

D'opter pour un choix de supervision une tâche pénible, les objectifs, les avantages et la simplicité de la structure du superviseur flou sont les critères du choix d'une méthode de supervision floue de R.Babuska dont nous les résumons par :

- Les paramètres du régulateur PI sont initialement réglés hors ligne
- La méthode de R.Babuska n'utilise qu'une seule table de règles, ce qui peut-être intéressant pour minimiser le temps de traitement lors de l'inférence en ligne et de simplifier la structure du superviseur.
- Les paramètres de pondération permettent d'avoir plus de degré de liberté pour le réglage et de prendre en considération les spécifications de l'utilisateur en termes de dynamique en boucle fermée.
- De faire une adaptation des paramètres du régulateur PI à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'erreur de sortie du système et sa variation, cette approche permet d'ajuster les paramètres du régulateur en permanence durant le régime transitoire de façon à les faire converger vers leurs valeurs optimales, ce qui permet d'améliorer chaque portion de la réponse temporelle du système.

5.2.1. Fonctionnement du superviseur

La philosophie de cette stratégie repose sur : les adaptations faites sur les gains du PI visent à corriger au fur et à mesure la loi d'adaptation des gains de la régulation selon l'évolution du sortie du système ; l'erreur à un instant sert à agir sur le réglage des paramètres du régulateur à l'instant d'échantillonnage suivant, lors du fonctionnement en ligne 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 de l'erreur sur la sortie et sa variation (e et Δe). Les changements sur les paramètres des gains du régulateur PI sont calculés en multipliant un élément de la table de décision du superviseur par un des deux coefficients k_1 et k_2 . Ces facteurs sont liés aux domaines de variation des gains du régulateur PI ; ils sont déterminés par des choix caractéristiques en boucle fermée (par exemple: préférence donnée à la rapidité de la réponse temporelle et au détriment de l'erreur statique) [39], [82].

5.2.1.1. Détermination des gains d'adaptations du régulateur PI

Les gains des paramètres du régulateur sont réglés à l'avance et ils sont déterminés par une méthode analytique voire chapitre II. En conséquence nous pouvons écrire les équations utilisées pour définir les nouvelles valeurs des gains du PI par :

$$\begin{aligned} k_{p'} &= k_{p\text{int}} + k_1 C_1 \\ k_{i'} &= k_{i\text{int}} - k_2 C_1 \end{aligned} \tag{V.3}$$

Pour illustrer ces formules d'adaptation des gains en régime transitoire nous pouvons prendre l'exemple suivant :

Lorsqu'une action positive grande de supervision est recommandée par la table de règles, le problème posé est de fournir une commande forte par le régulateur PI. Cette conséquence peut-être obtenue en augmentant k_p , d'où le signe d'addition de la formule de réglage de gain proportionnel et en réduisant également la constante de temps intégrale, d'où le signe de soustraction dans l'équation (V.3). De même nous pouvons prendre l'exemple suivant pour illustrer les formules d'adaptation des gains en régime permanent : Lorsqu'une action négative plutôt grande de supervision est recommandée par la table de règles, le problème posé est de diminuer fortement la commande de façon à anticiper sur les oscillations à venir. La réduction du comportement oscillatoire de la réponse peut-être obtenue en diminuant K_p , en augmentant également la constante de temps intégral. [4, 98].

5.2.1.2. Détermination des paramètres des gains d'adaptations du régulateur PI

Les domaines de variations des gains du régulateur PI, qui sont liés au choix des paramètres k_1 et k_2 sont déterminés de façon à garantir la stabilité en boucle fermée du système et à permettre d'exprimer au mieux les spécifications de l'utilisateur concernant la dynamique du système à régulé. Par exemple, si le comportement en boucle fermée désiré est une réponse rapide sans condition très restrictive sur le dépassement, le paramètre k_2 pourra être choisi grand devant k_1 . Les deux paramètres k_2 et k_1 ont été réglés de façon à ce que l'ensemble des modèles simulés aient des réponses globalement optimales. Les formules V.3 ont été déduites des simulations [51, 78].

$$k_1 = \frac{k_{p_{initial}}}{12} \quad \text{V.4}$$

$$k_2 = \frac{k_{i_{initial}}}{2}$$

5.2.2. 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].

Pour illustrer la stratégie de la supervision nous allons traiter deux situations :

Soit la situation A de la figure V.7., la sortie du système est loin de la consigne (erreur grande et positive PG), et en phase de convergence vers la référence, (variation de l'erreur est négative) ; deux cas de figure se présenter pour une vitesse de convergence effective du signal de sortie plus petite, (cas 1), et plus grand, (cas 2), en valeur absolue de Δe_{max} . Dans le cas (1), une action importante, (PM), est exercée car la sortie du système ne converge

pas assez vite vers la référence, voir la table de règles sur la même figure. Dans le cas (2), aucune action n'exerce, car la convergence se fait selon la pente désirée.

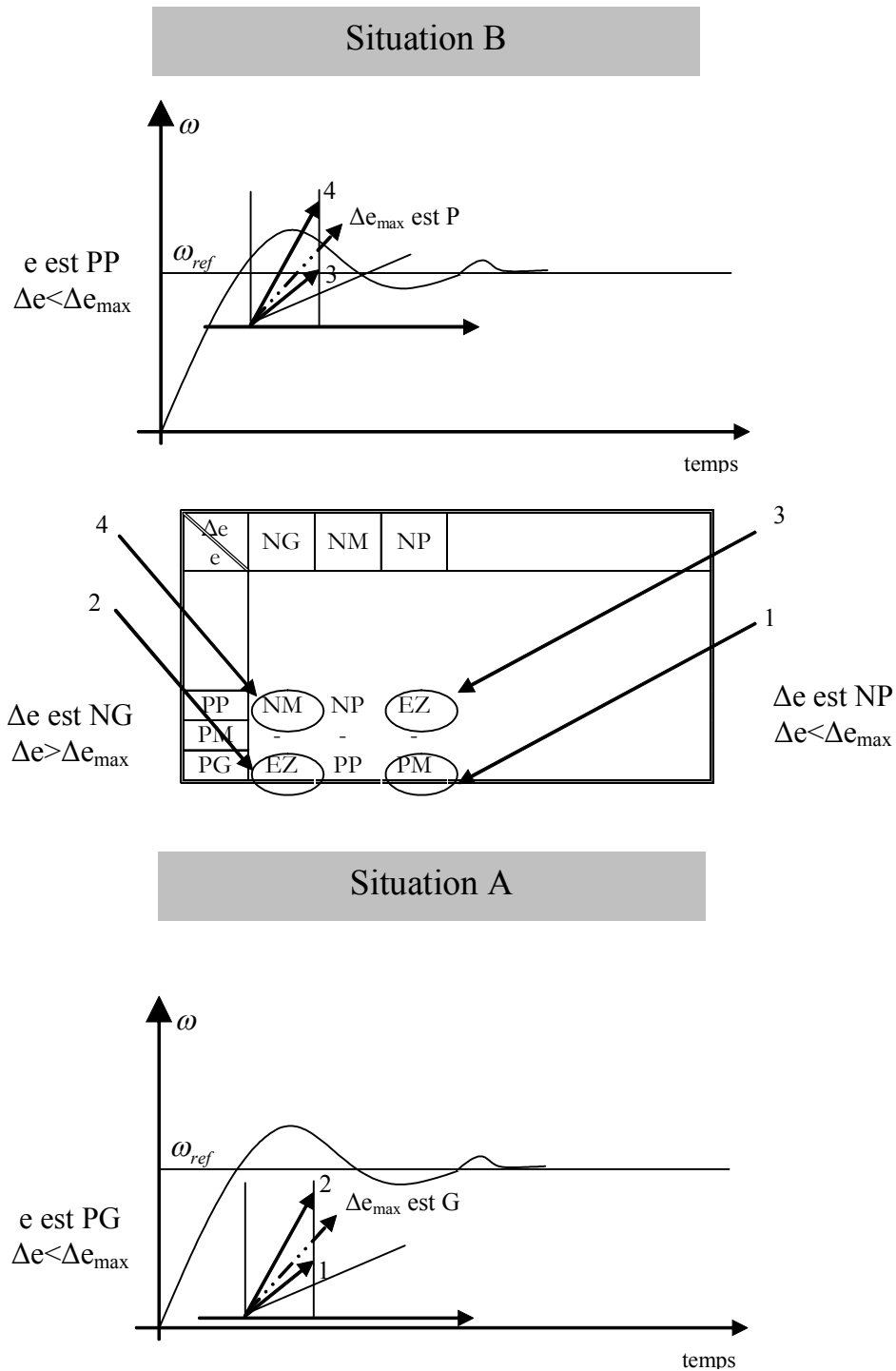


Figure V.7 : action inférées en fonction des valeurs relatives de Δe et Δe_{max}

Soit la situation B de la figure V.7., la sortie du système est proche de la consigne (erreur petite et positive PP), et en phase de la convergence vers la consigne ; là aussi deux

cas de figure sont présentés pour une vitesse de convergence effective du signal de sortie plus petite, (cas 3), et plus grand, (cas 4), en valeur absolue de Δe_{\max} . Dans le cas (3), une action nulle n'est exercée car la sortie du système converge à la même vitesse désirée vers la référence, voir la table de règles sur la même figure. Dans le cas (4), une action anticipatrice importante, (NM), est imposée, pour minimiser les dépassements à venir.

La contrainte principale lors du régime transitoire est un bon suivi de la référence, donc un comportement peu oscillatoire autour de la consigne. La qualité du suivi de la référence est fixée en choisissant un ordre de grandeur de la vitesse de convergence de la réponse autour de la référence. Le critère choisi est que la vitesse considérée doit être égale à 10% de la variation de la consigne entre deux instants d'échantillonnage. L'idée de fixer approximativement la vitesse de convergence autour de la consigne de façon à définir la qualité du suivi c'est pour minimiser le comportement oscillatoire autour de la référence.

Les variations sur le gain proportionnel et intégral 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 V.2.

$\Delta e \backslash e$	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 V.2. : Matrice d'inférence du superviseur R. Babuska

5.3. Description de la stratégie de J. Litt

De donner un degré de liberté en plus pour adapter les paramètres du régulateur PI classique et de faire converger les performances de la réponse vers des valeurs désirées sont les bases de cette stratégie [43,102].

5.3.1. Fonctionnement du superviseur de J. Litt

Pour pouvoir faire converger les performances de la réponse vers des valeurs désirées J. Litt à choisir les entrées du superviseur le temps de montée et le dépassement et pour donner un degré de liberté en plus au réglage des paramètres du régulateur PI deux bases de règles floues servent à calculer les changements nécessaires sur les valeurs des deux gains d'un régulateur PI, non réglé initialement, en fonction de performances atteintes lors de convergence vers un niveaux de référence. L'objectif du superviseur est d'obtenir un temps de montée t_m et un dépassement, D acceptables en début de leur évolution [37, 57].

5.3.2. Base des règles du superviseur de J. Litt

Une base des règles traduites les liens entre les paramètres du régulateur PI et les caractéristiques dynamiques de la réponse qui sont de la forme [53, 78]:

- ✓ Si K_p augmente alors t_m diminué
- ✓ Si K_p augmente alors D diminué
- ✓ Si K_i augmente alors t_m diminué
- ✓ Si K_i augmente alors D diminue

Le compromis recherché s'exprime par le désir d'obtenir une courbe référence caractérisée par un dépassement et un temps de montée tous les deux acceptables deux types de courbe de régimes transitoire sont tracées pour mettre les règles au point

- Le premier type de courbe est obtenu pour un gain K_p constant et pour différentes valeurs du K_i ce qui nous permettons de définir l'action à mener sur K_i pour atteindre la courbe modèle est le dépassement

D moyen : la courbe obtenue est celle du modèle donc gardé K_i constante

D grand : la courbe obtenue possède un temps de montée très rapide et un dépassement trop grand, donc diminué K_i pour réduire l'importance du comportement oscillatoire

D petit : la réponse temporelle est très amortie, donc augmenter K_i pour tendre vers la courbe modèle.

Ainsi nous pouvons déterminer l'intervalle de la variation du gain K_i pour les deux extrémités du dépassement K_{imax} et K_{imin}

- Le second type de courbe est obtenu pour un gain K_i constant et pour différentes valeurs du K_p ce qui nous permettons de définir l'action à mener sur K_p pour atteindre la courbe modèle est le temps de montée

t moyen : la courbe obtenue est celle du modèle donc gardé K_p constante

t grand : la courbe obtenu possède un temps de montée très grand, donc augmenter K_p pour diminuer le temps de montée

t petit : la réponse temporelle est très rapide, donc diminuer K_p pour tendre vers la courbe modèle.

Et nous pouvons conclure les deux bornes du gain K_p pour les deux valeurs du temps de montée t_{grand} et t_{petit} K_{imax} et K_{imin}

Ainsi nous pouvons grouper les connaissances traduisant les actions du superviseur à appliquer au régulateur PI dans une table du type Macvilar Whelan la table V. 3.

5.3.3. Détermination des gains d'adaptations du régulateur PI

Une fois les valeurs C_3 et C_4 obtenues par le superviseur de J. Litt les nouveaux paramètres du contrôleur sont calculés par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} k_{p'} &= [(k_{p_{max}} - k_{p_{min}})C_3 + k_{p_{min}}] \\ k_{i'} &= [(k_{i_{max}} - k_{i_{min}})C_4 + k_{i_{min}}] \end{aligned} \quad \text{V.5}$$

Avec K_{imax} , K_{imin} et K_{imax} , K_{imin} sont les bornes des variations des gains obtenus par simulation.

Δe e	NG		NM		NP		ZE		PP		PM		PG	
NG	G	G	G	G	G	G	G	G	G	G	G	G	G	G
NM	G	P	P	G	P	G	P	G	P	G	P	G	G	P
NP	G	P	G	P	P	G	P	G	P	G	G	P	G	P
EZ	G	P	G	P	G	P	P	G	G	P	G	P	G	P
PP	G	P	G	P	P	G	P	G	P	G	G	P	G	P
PM	G	P	P	G	P	G	P	G	P	G	P	G	G	P
PG	G	P	G	G	G	G	G	G	G	G	G	G	G	G

la table V. 3. Matrice d'inférence du superviseur J. Litt

5.4. Les gains d'adaptation finale du contrôleur PI

Le but essentiel de cette combinaison est de jumeler les deux types de supervision et chaque superviseur détient sa propre équation d'adaptation des paramètres du contrôleur donc nous allons affaire de combiner deux équations ; pour chaque régime de fonctionnement on admet qu'une équation. Pour ce faire on propose de les combiner de la manière suivante [53, 76]:

$$\begin{aligned}
 k_{p'} &= [(k_{p_{\max}} - k_{p_{\min}})C_3 + k_{\min}](1 - C_2) + (k_{p_{\text{int}}} + k_1 C_1)C_2 \\
 k_{i'} &= [(k_{i_{\max}} - k_{i_{\min}})C_4 + k_{i_{\min}}](1 - C_2) + (k_{i_{\text{int}}} + k_2 C_1)C_2
 \end{aligned}
 \tag{V.6}$$

Avec C_3 et C_4 sont les paramètres calculés par le superviseur de J. Litt

C_1 c'est le paramètre calculé par le superviseur de R. Babuska

C_2 c'est le paramètre de sélection de régime calculé par le mécanisme de commutation

6. Structure générale du superviseur flou

La figure V.10 montre la structure générale du superviseur flou dont les entrées sont normalisées par un facteur d'échelle [15]. On distingue trois parties :

6.1. 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'ensembles 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 V.8), (figure V.9).

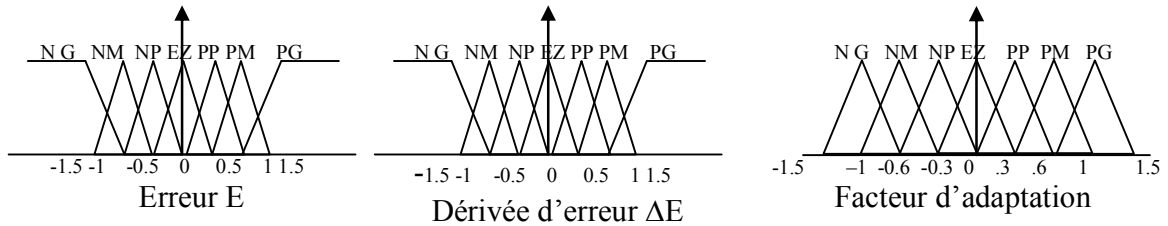


Figure V.8 : Formes des fonctions d'appartenance et leur distribution du superviseur R. Babuska

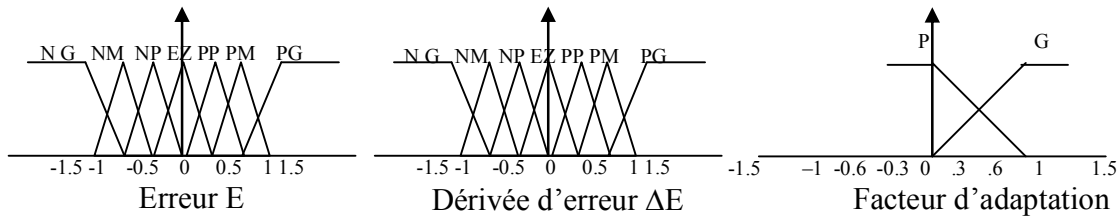


Figure V.9 : Formes des fonctions d'appartenance et leur distribution du superviseur de J. Litt

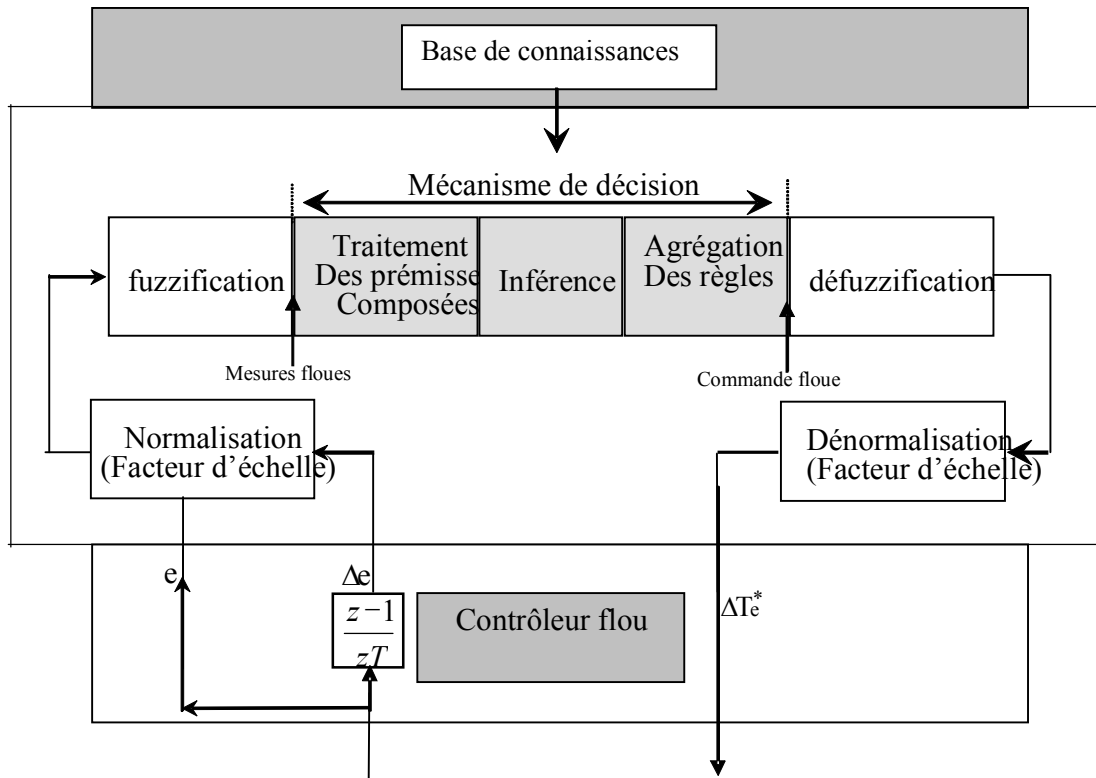


Figure V.10 Structure de base d'un contrôleur flou

6.2. Mécanisme de décision ou inférence

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

Réduire le temps de rejet de la 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 de la 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].

6.3. 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

7. Simulation

Dans le but de faciliter la comparaison des performances entre ces trois approches, 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 V.12), et nous remplaçant le régulateur classique par un régulateur classique adapté par le superviseur flou (figure V.11)

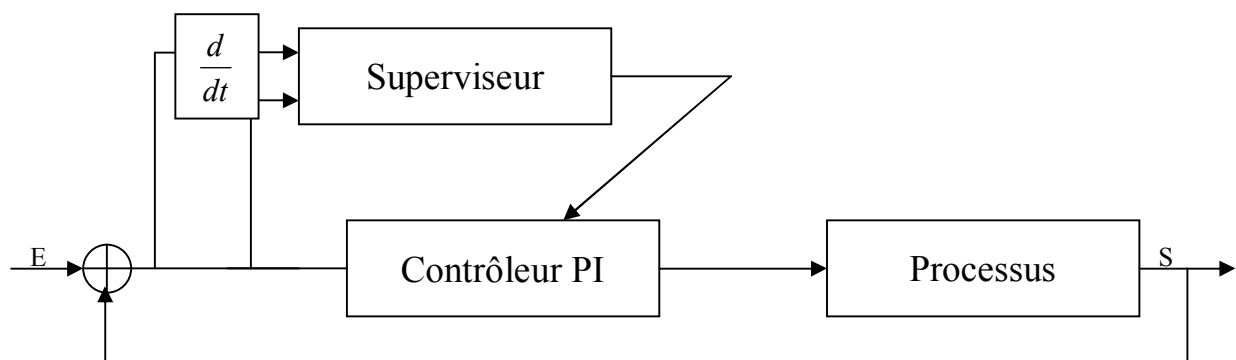


Figure V11. Principe d'adaptation du PI par la logique floue

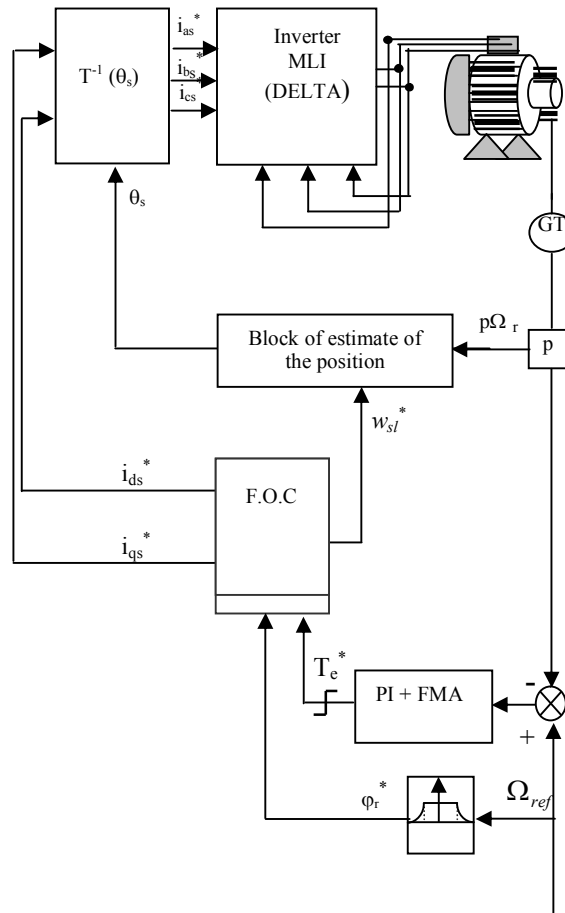


Figure. V12. diagramme de la commande

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 de la variation de la charge et du moment d'inertie par rapport aux régulateurs classiques.

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

En analysant les trois réponses des régulateurs équipés par le superviseur on constate :

La bonne poursuite des régulateurs adaptés à des variations des consignes figures V.13, et V.17 la figure V 15 d montre l'évolution du flux rotorique, on constate qu'il est bien orienté et qu'il se stabilise à la référence. Les figures V.13.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 $t=1.5s$ on constate un excellent temps de réponse figure V.13.a, ce qui réduit le temps du régime transitoire et nous permet de faire des économies d'énergie et d'augmenter la durée de vie de la machine asynchrone, la figure V.13.c nous montre le comportement du système dès l'application d'une perturbation on constate que le temps du rejet de perturbation est quasiment acceptable, aussi on constate que les erreurs de statisme sont quasiment nulle figure V.13.d et avec un excellent suivi lors de l'inversion de sens de rotation figure V.13.e.

La figure V.16c, V.16a, V.16b, montrent 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 enfin le couplage est parfait (V.15d).

La figure V.17 montre clairement la supériorité du PI adapté par la combinaison proposée par rapport aux autres régulateurs adaptés par la stratégie J. Litt ou R. Babuska, 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 V.4 résume les caractéristiques de ces trois régulateurs.

	Sup B	Sup J	Sup com
$\Delta\omega$	4	2	1.6
$\Delta t(s)$	0.1	0.05	0.04
t_m	0.9	0.07	0.069
e	5.059	1.236	1.25

Un autre résultat mérité bien être éveillé, la forme de la variation du coefficient d'adaptation et la détection des non-linéarités du système (figure V.15, c, f, e). Le superviseur repère bien les zones où il faut adapter les gains et l'adaptation se fait bien comme prévu d'augmenter le K_i 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 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.

TEST DE ROBUSTESSE

L'objectif de ces tests est de comparer les performances du contrôleur PI adaptatif lors de variations des paramètres dus à la dérive de ses grandeurs ou encore à une mauvaise identification.

Différents tests ont été réalisés avec application d'une variation paramétrique de la machine et ceci allant jusqu'à 50 % pour la résistance R_r , et 50 % pour le moment d'inertie J et concernant l'essai de poursuite nous avons effectué un démarrage à vide avec un échelon de 100 rad/s à $t=0$ puis changement de consigne de 100 rad/s à 0 rad/s aux instants $t=1s$, $t=2s$ respectivement.

L'observation des résultats obtenus, nous autorise à faire les constatations suivantes :

Les changements les plus notables sont ceux observés lors des variations de la résistance rotorique. Ceci est conforme au fait que la commande vectorielle par orientation du flux est surtout sensible aux variations de cette résistance.

L'observation des changements de comportement du contrôleur PI adaptatif montre que ceux-ci ne sont pas importants et que malgré les variations, son comportement en régulation et en poursuite reste très remarquable. En effet l'erreur de poursuite reste très faible et les perturbations sont rejetées très rapidement. On peut donc affirmer que le contrôleur PI adaptatif est robuste.

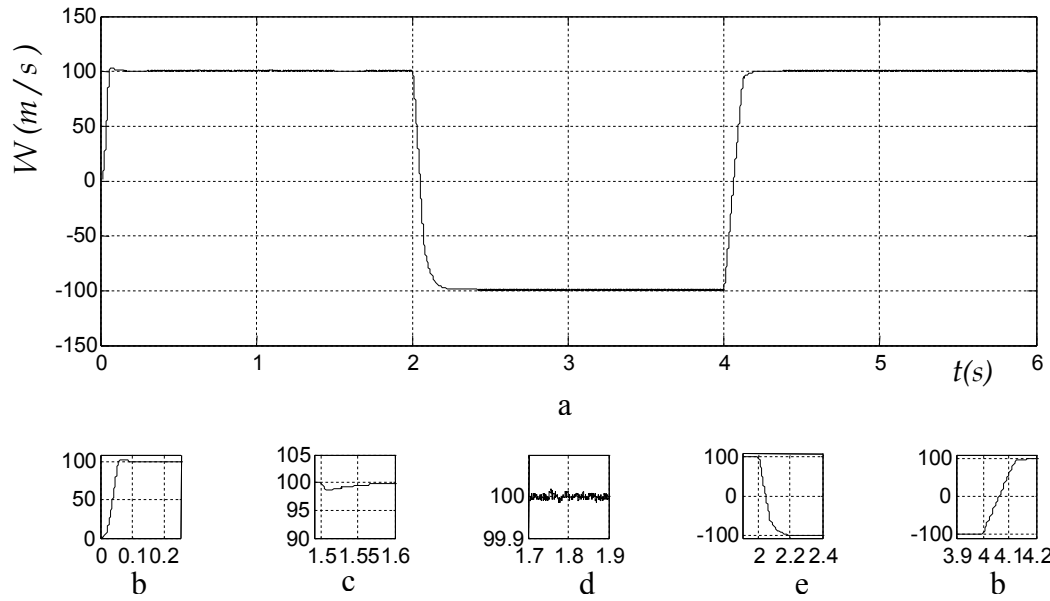


Figure V.13 : Réponse de la vitesse avec superviseur lors du démarrage et Influence de la perturbation et variation de sens de rotation

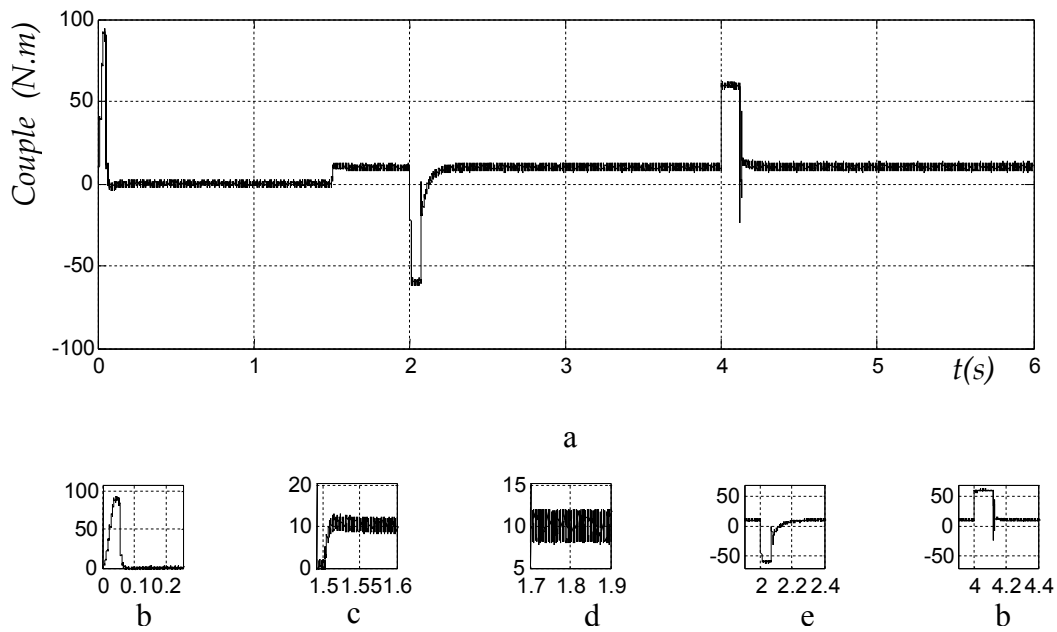


Figure V.14 : l'évolution de couple superviseur régulateur superviseur et hybride lors du démarrage, de perturbation et inversion de sens de rotation

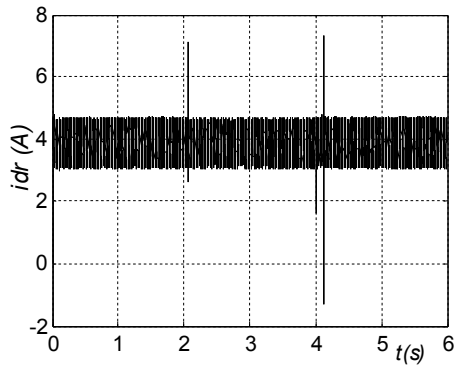


Figure V.15a : l'évolution du Courant Direct

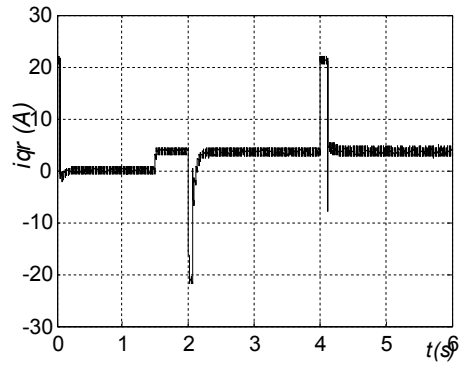


Figure V.15b : l'évolution du Courant Inverse

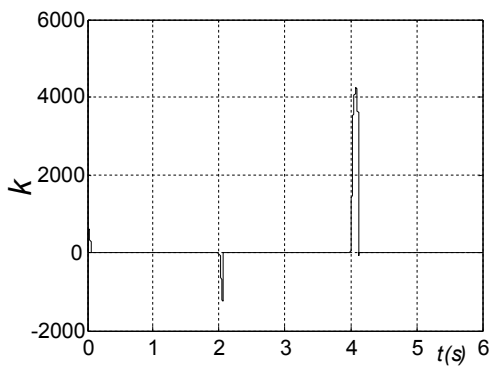


Figure V.15c : la forme d'adaptation de gain K_i

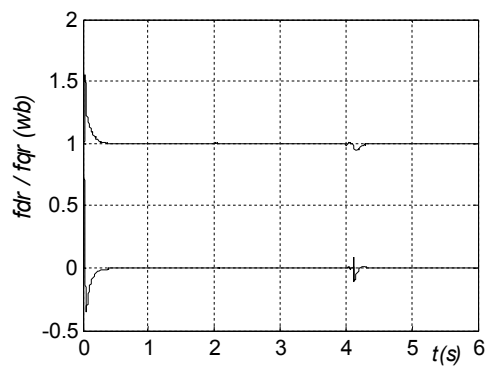


Figure V.15d : évolution de flux Direct et inverse

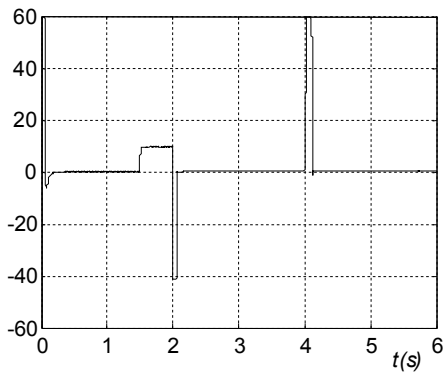


Figure V.15e : la forme d'adaptation Degain K_p

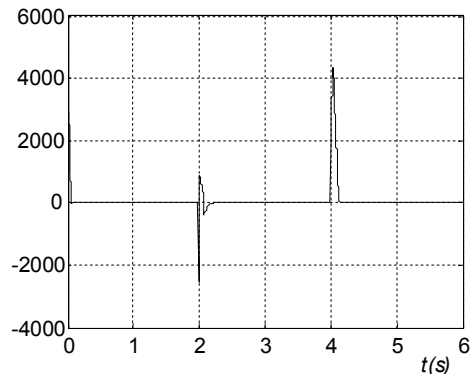


Figure V.15f : détection zones non linéaire

Figure V.15 : Résultat de simulation démarrage à vide du superviseur

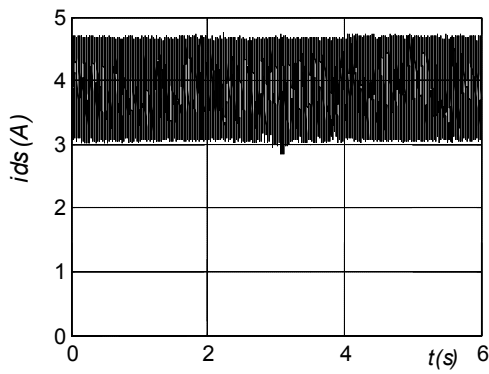


Figure 16a : courant Inverse

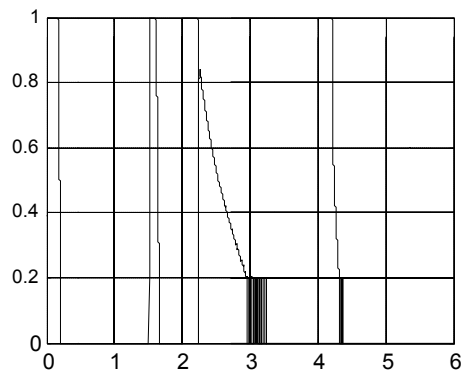


Figure .16b: détection de régime et détermination du coefficient C_2

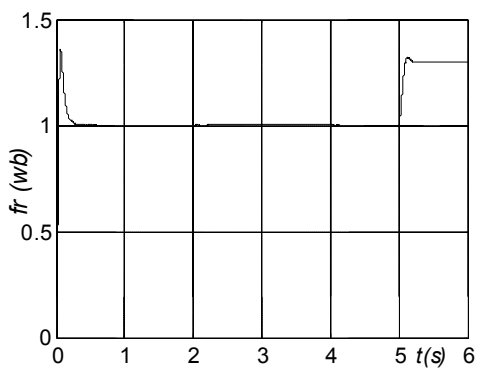


Figure 16c : l'évolution du flux Rotorique

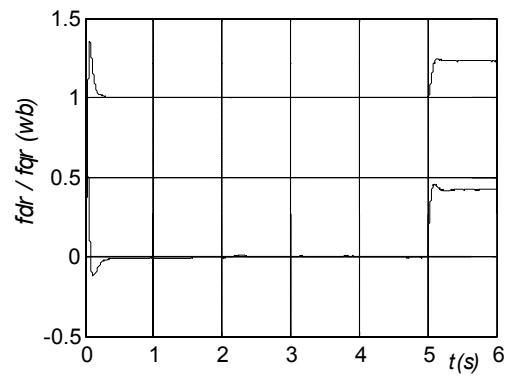


Figure 16d : l'évolution de flux Direct et inverse

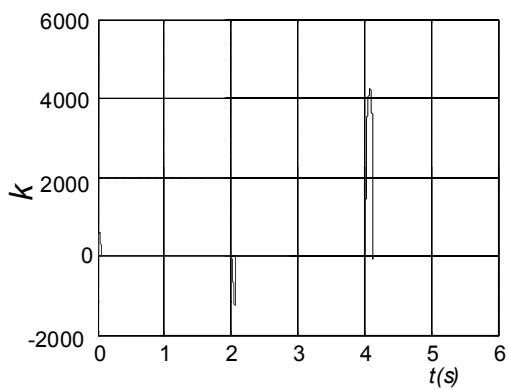


Figure16e: adaptation de K_i

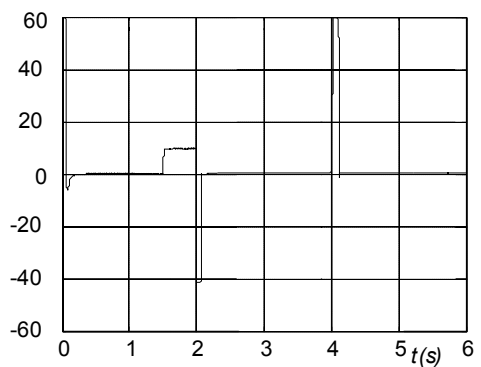


Figure 16f: adaptation de K_p

Figure. V.16 : Résultat de simulation du superviseur avec variation de la résistance rotorique

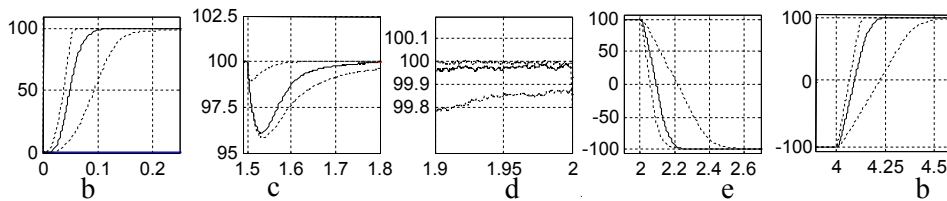
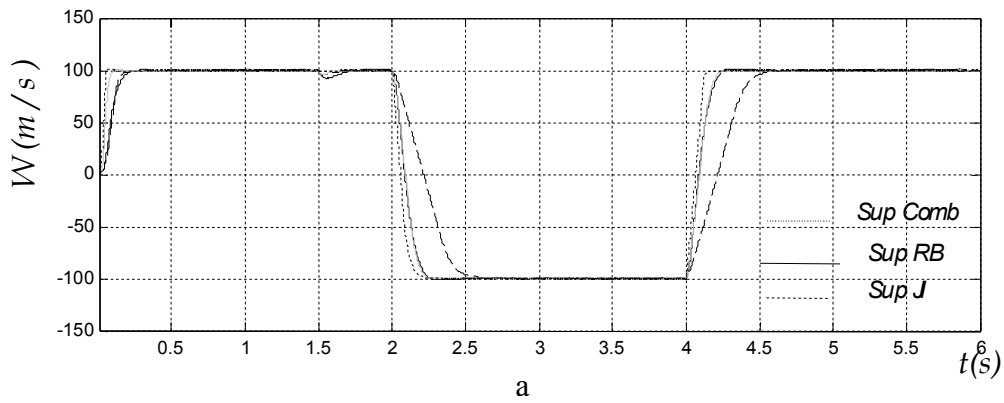


Figure V.17 : Réponse de la vitesse des différents régulateurs flous lors du démarrage et Influence de la perturbation et variation de sens de rotation

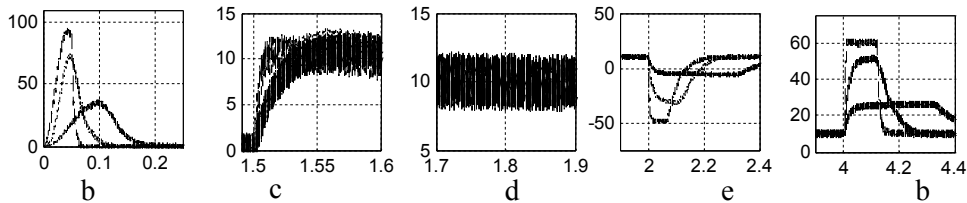
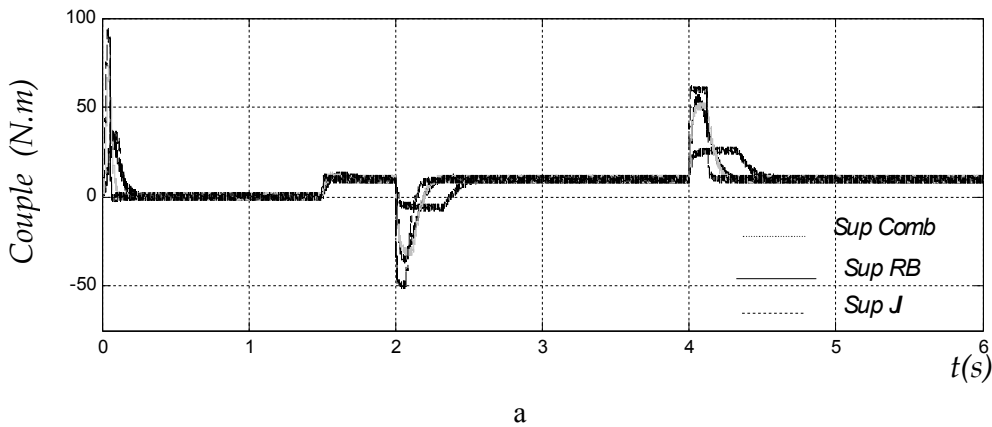


Figure V.18 : l'évolution de couple de différents régulateurs flous lors du démarrage, de perturbation et inversion de sens de rotation

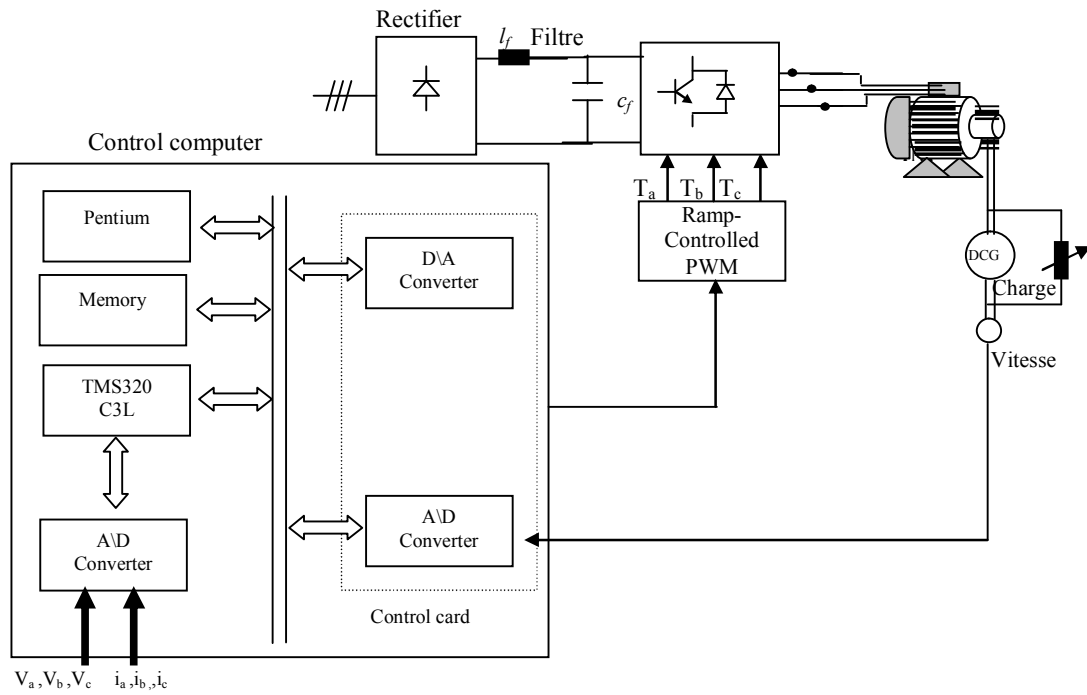


Figure 19 Diagramme bloqué du co-processeur système contrôle du IFOC IM

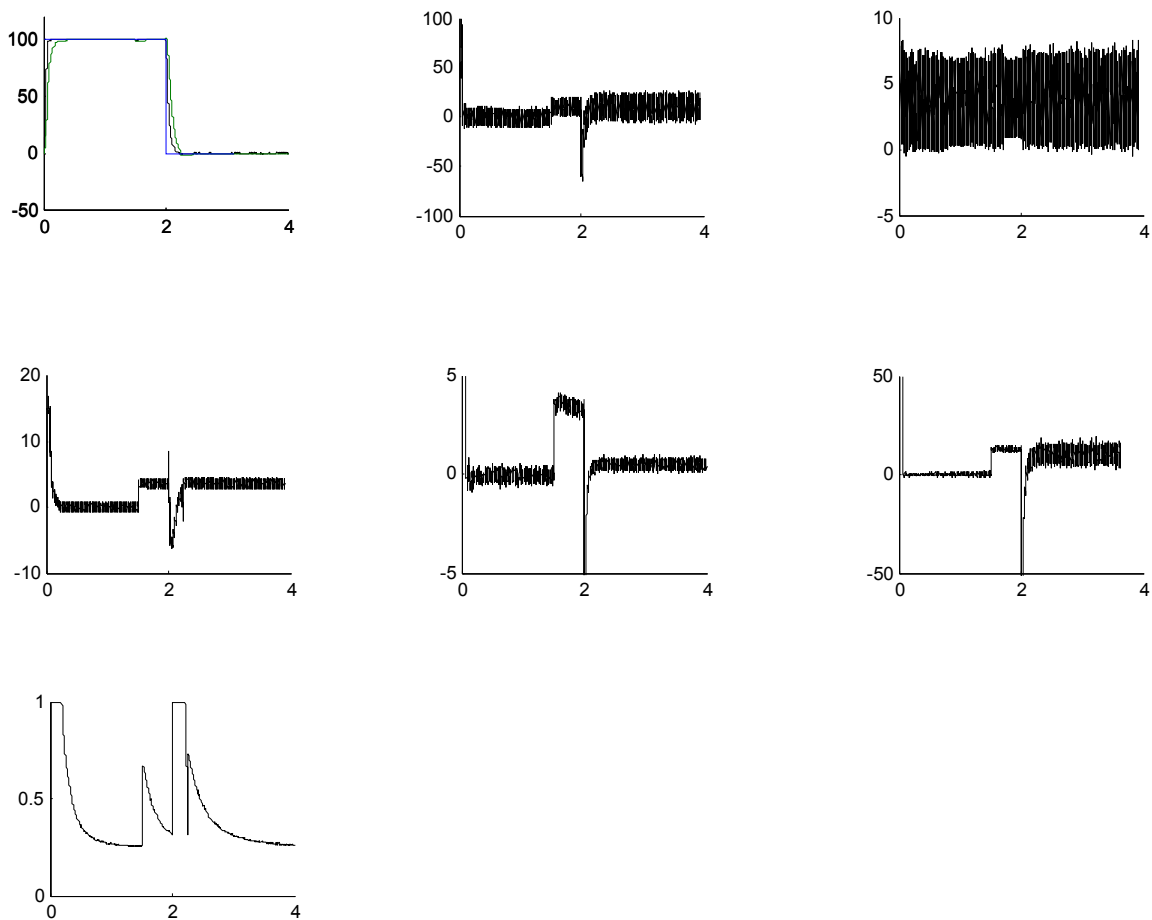


Figure. V.19 Résultat d'expérimentation de la vitesse, couple, les deux composantes de courants et de flux

8. 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 les deux stratégies J. Litt et R. Babuska



Conclusion générale



Le présent travail porte sur 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 logique floue pour l'adaptation et la supervision des paramètres d'un régulateur classique. De faite elle présente des solutions étonnantes au problème d'adaptation, car il s'agit de superviser un régulateur classique pour améliorer en ligne les résultats de la régulation et notamment en présence de perturbation.

Après une étude bibliographique sur les différentes structures possibles pour les superviseurs, deux structures ont été retenues

Dans la première structure, une seule base de règles floue et avec un seul paramètre a nous permet d'adapter les deux constantes du régulateur classique.

La seconde structure, deux bases de règles permettent de régler et adapter les paramètres du régulateur classique

En étudiant ces deux structures on constate qu'une d'elle est avantageuse en régime transitoire et l'autre est plus avantageux en régime permanent.

Ce mémoire propose de combiner ces deux structures et d'optimiser le temps de fonctionnement de chaque structure afin de mieux profiter des avantages mutuels. Avec une pondération floue en temps réel nous pouvons faire fonctionner la structure là où il est la plus rentable.

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 introduisant 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 limiter ces courants et le temps de démarrage.

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 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.



Conclusion générale

L'étude du comportement de la machine vis-à-vis des circuits de découplage par la méthode d'orientation du flux et les performances des deux régulateurs qui sont mis en œuvre pour la régulation de la vitesse ont permis de retenir les résultats suivants :

- mise en évidence de l'apport des régulateurs PI flou dans le domaine de régulation et particulièrement lors de la perturbation ;
- les régulateurs PI classique et flou 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.

De même que, on a montré l'intérêt de l'augmentation des ensembles flous pour la commande de la machine par des différents régulateurs flous, qui se distinguent par le nombre des ensembles flous sur le même univers de discours. Une comparaison entre ces régulateurs (flous) et le PI 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 PI.

En ce qui concerne l'utilisation de la logique floue pour l'adaptation des paramètres d'un régulateur PI, 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. Partant de ces considérations, 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.

L'étude bibliographique de la supervision nous a permis de présenter un bref historique sur l'utilisation de la supervision du régulateur classique, et de déterminer les objectives de la supervision.

Deux structures de la supervision ont été retenues. Par une étude comparative de ces deux structures, nous avons pu évaluer les avantages et les inconvénients de chaque structure.

Pour bénéficier des avantages simultanés de ces deux superviseurs, on propose un mécanisme hybride intégrant à la fois le superviseur de R. Babuska et de J. litt.

Sachant que le superviseur de R. Babuska qui est 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 superviseur de J. litt 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.



Conclusion générale

Le but de cette structure est de profiter des avantages mutuels de ces deux structures, en limitant le fonctionnement de la structure de R. Babuska 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 superviseurs. Cette pondération autorise le fonctionnement de la structure de R. Babuska là où il est indispensable. Donc la pondération a pour objectif de minimiser le temps de fonctionnement de ces deux superviseurs.

Les résultats obtenus par cette structure sont prometteurs est se résumant comme suit :

- ✓ La robustesse de la chaîne de régulation vis-à-vis de variation de la charge et lors de l'inversion du sens de rotation.
- ✓ Le bon fonctionnement de la combinaison proposée par rapport aux autres superviseurs, on le constate surtout pour la variation de la charge.
- ✓ L'importance des seuils sur l'erreur, il faut bien 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 deux structures surtout, pour une consigne variable. Avec une telle combinaison, on a bien exploité les deux stratégies de supervisions.

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 optimisation des gains d'adaptations des superviseurs en interrogeant l'expert sur le système.

Références bibliographies

- [1] K. Arent, I.M.Y. Mareels and J.W. Polderman. « *The Pole-Zero Cancellation Problem inadaptive Control: A Solution for MinimumPhase Systems by Approximate Models* ». European Journal of Control, Vol. 4, 1998, pp 320-332.
- [2] K.J. Astrom and B. Wittenmark. « *Adaptive Control* ». Addison-Wesley Publishing Company, Inc, Second Edition, 1995.
- [3] F. Azam and H.F. VanLandingham. « *A Generalized Fuzzy Adaptive Control Method* ». In the Proceedings of the IEEE Conference on Fuzzy Systems, Anchorage, May 1998, pp 2083-2088.
- [4] . 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.*
- [5] J. Balakrishnan. « Control System Design Using Multiple Models, Switching and Tuning ». *Ph. D. Dissertation, Yale University, USA, May 1996*
- [6] . P.Barret, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques », Edition Eyrolles, Paris, 1982.
- [7] G. Bartolini, A. Ferrara and A. A. Stotsky. « *Robustness and Performance of an Indirect Adaptive Control Scheme in Presence of Bounded Disturbances* ». IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 44, n°4, April 1999, pp 789-793.
- [9] . 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.
- [10] . 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.*
- [11] R. Boukkezzoula. « Commande floue d'une classe de systèmes non-linéaires: application au problème de suivi de trajectoire ». Thèse de Doctorat, Université de Savoie, Mars 2000.
- [12] . P.Borne, G.Dauphin-Tanguy, JP.Richar, « commande et optimisation de processus » Eyrolles, Paris 1990
- [13] . B.K.Bose, « Technology trends in microcomputer control of electrical machines » *IEEE Trans. On Industry. Electronics. Vol.35, N.°1, Feb.1988.*
- [14] . B.K.Bose, « Powers electronics and A.C. drives » tom I Prentice-Hall New Jersey 90.
- [15] . H.Büler, « Conception des systèmes automatiques », Presse polytechnique et universitaire romandes, Lausanne 1988 H.Büler, « Convertisseurs statiques », Presse Polytechnique et Universitaire Romandes, Lausanne 1991.
- [16] . H.Büler, « Convertisseurs statiques », Presse Polytechnique et Universitaire Romandes, Lausanne 1991.
- [17] . H.Büler, « Réglage par logique floue », Presse Polytechnique et Universitaire Romandes, Lausanne, 1994.
- [18] . 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.
- [19] . J.Châtelain, « Machines électriques », Traité d'électricité, Presse polytechnique et Universitaire, Romandes, 1983.
- [20] C.Canudas.De WIT, « Modélisation contrôle vectorielle DTC Commande des moteurs asynchrones. » Hermes 2000.
- [21] J. Y. Chen. *On SMC-Based Indirect Adaptive Fuzzy Control*. In the Proceedings of the IEEE Conference on Fuzzy Systems, Anchorage, USA, May 1998, pp 1990-1995.

- [22] B.-S. Chen, C.-S. Tseng and H.-J. Uang. «*Robustness Design of Nonlinear Dynamic Systems via Fuzzy Linear Control*». IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 7, n°5, October 1999, pp 571-585.
- [23] S. H. Chin and M. J. Er. «*Hybrid Adaptive Fuzzy Controllers of Robot Manipulators*». In the Proceedings of the 1998 IEEE/RSJ. International Conference on Intelligent Robots and Systems, Victoria, Canada, October 1998, pp 1132-1137.
- [24] D. Driankov, H. Hellendoorn and M. Reinfrank. «*An introduction to fuzzy control*». Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1993.
- [25] D. Draincov, H.Hellendoorn, M.R.Frank, « An introduction to fuzzy control », Springer-Verlag, 1996.
- [26] K. Fischle and D. Schröder. « *An Improved Stable Adaptive Fuzzy Control*». IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 7, n°1, February 1999, pp 27-40.
- [27] K. Fischle and D. Schröder. «*Stable Adaptive Fuzzy Control of an Electric Drive System*». In Proc IEEE Int. Conference on Fuzzy Systems, 1997, pp 287-292.
- [28] D.Fink & J.Carroll – Standard handbook for electrical engenieers, *McGraw-Hill*, (1979).
- [29] J.M.Flaus, « La régulation industrielle, régulateur PID, prédictif et flou », Hermès, 1994.
- [30] L.Foulloy. «Réduction de la Complexité des contrôleurs Flous : Application à la Commande Mulivaraibles», Thèse de Doctorat. CNRS 1997.
- [31] M. Fu and B.R. Barmish. Adaptive Stabilization of Linear Systems via Switching Control.IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 31, pp 1097-1103, December 1986.
- [32] S. Z. He, S. Tan, C.C. Hang, P. Z. Wang. «*Control of Dynamical Processes using an On-Line Rule-Adaptive Fuzzy Control System*». Fuzzy Sets and Sytems 54, 1993, North-Holland, pp 11-22.
- [33] Y. Jin. «*Decentralized Adaptive Fuzzy Control of Robot Manipulators*». IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part B: Cybernetics, Vol. 28, n°1, February 1998, pp 47-57.
- [34] S. Jagannathan, M. W. Vandegrift, F. L. Lewis. «*Adaptive Fuzzy Logic Control of Discrete-Time Dynamical Systems*». Automatica, Vol. 36, 2000, pp 229-241.
- [35] W. Jiwei, X. Lihong, X. Yunshi. «*A New Design method of Fuzzy Sliding Mode Controller ith Faster Convergence*». In the Proceedings of IEEE International Conference on Fuzzy Systems , August 1999, pp 96-99.
- [36] T. A. Johansen B. A. Foss. *A NARMAX« Model Representation for Adaptive Control Based on Local Models*». Modeling, Identification and Control, 1992, Vol. 13, n°1, pp 25-39.
- [37] G.Grellet, G.Clerc, « Actionneurs Electriques : Principes, Modèles, Commande » Edition Eyrolles 1996.
- [38] B.Guillard, E .Dupre, « Le flou, qu'est-ce que c'est », REE, N° 1, janvier 1998.
- [39] 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.
- [40] 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.
- [41] J.P.Hautier, P.Caron, « Modélisation et commande de la machine asynchrone » Edition Technique et documentation, Paris, 1995.

- [42] . 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.*
- [43] . 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.*
- [44] . M. Jamshidi, N. Vadiee, T.Ross. « Fuzzy logic and control, hardware and software applications », Prentice- Hall, 1993.
- [45] A. Kandel, Y. Luo and Y.-Q. Zhang. «*Stability Analysis of Fuzzy Control Systems*». Fuzzy Sets and Systems, Vol. 105, 1999, pp 33-48.
- [46] S.-W. Kim and J.-J. Lee. «*Design of a Fuzzy Controller with Fuzzy Sliding Surface*». Fuzzy Sets and Systems, Vol. 71, 1995, pp 359-367.
- [47] S.G. Kong and B. Kosko. « *Adaptive Fuzzy Systems for Backing up a Truck-and-Trailer*». IEEE Transactions on Neural Networks, Vol. 3, n°2, March 1992, pp 211-223.
- [48] .I. D. Landau and A. Karimi. « An Output Error Recursive Algorithm for Unbiased identification in Closed Loop». *Automatica, Vol. 33, n°5, 1997, pp 933-938.*
- [49] E. B. Kosmatopoulos and P. A. Ioannou. *A Switching Adaptive Controller for Feedback Linearizable Systems. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 44, n°4, April 1999, pp 742-750.*
- [50] . K. Laroussi, M. Zelmat. «Commande par logique floue d'un moteur asynchrone», Conférence nationale sur génie électrique, 2001.
- [51] . 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.*
- [52] . W.Leonard, « Control of Electrical Drives » Springer, 1997.
- [53] . W.Leonard «30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years single signal processing with controled AC drives, a review», *EPE Journal, vol 1,N°0.1,pp 89-102,jul 91.*
- [54] H-X Li. «*Approximate Model Reference Adaptive Mechanism for Nominal Gain Design of Fuzzy Control System*». IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part B: Cybernetics, Vol. 29, n°1, February 1999, pp 41-46.
- [55] lit 91
- [56] . 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.
- [57] B. Martensson. Adaptive Stabilization. Ph. D. Dissertation, Lund Institute of Technology, Lund, Sweden, 1986
- [58] M. Makoudi, L. Radouane. «*A Robust Model Reference Adaptive Control for Non-Minimum Phase Systems with Unknown or Time-Varying Delay*». *Automatica, Vol. 36, 2000, pp 1057-1065.*
- [59] . 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.*
- [60] R. H. Middleton, G. C. Goodwin, D. J. Hill and D. Q. Mayne. «Design Issues in Adaptive Control». *IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 33, January 1988, pp 50-58.*
- [61] Y. Miyasato. *A Model Reference Adaptive «Controller for Systems with Uncertain Relative Degrees $r, r+1, r+2$ and unknown signs of high-frequency*». *Automatica, Vol. 36, 2000, pp 889-896.*
- [62] . 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.*
- [63] V. G. Moudgal, W. A. Kwong, K. M. Passino and S. Yurkovich. «*Fuzzy Learning Control for a Flexible-Link Robot*». IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 3, n°2, May 1995, pp 199- 210.

- [64] N. Muskinja, B. Tovornik and D. Donlagic. « *How to Design a Discrete Supervisory Controller for Real-Time Fuzzy Control Systems* ». IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol.5 , n°2, May 1997, pp 161-166.
- [65] A. S. Morse, D. Mayne and G. C. Goodwin. «Applications of Hysteresis Switching in Parameter Adaptive Control». IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 37, n°9, September 1992, pp 1343-1354.
- [66] K. S. Narendra, A. M. Annaswamy. «*Stable Adaptive Systems*». Prentice-Hall International Editions, 1989.
- [67] . 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
- [68] R. Palm, D. Driankov and H. Hellendoorn. «Model Based Fuzzy Control». Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, printed in Germany, 1997.
- [69] T. J. Procyk and E. H. Mamdani. «A Linguistic Self-Organizing Process Controller». Automatica, Vol. 15, 1979, pp 15-30.
- [70] .OFTA. «Logique Floue». Rapport de l'Observatoire Français des Techniques Avancées, Argo 14, Masson, Paris, 1994.
- [71] R. Ordonez, J. Zumbege, J. T. Spooner, and K. Passino. «Adaptive Fuzzy Cotntrol: Experiments and Comparative Analyses». IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 5, n°2, May 1997, pp 167-188.
- [72] . X.Roboam «variateur de vitesse pour machine asynchrone, contrôle de vitesse sans capteur mécanique», Thèse de doctorat de l'INPT., Toulouse, France, juin 1991
- [73] .S.Saetio, 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.*
- [74] T. Shaocheng, C. Tianyou, S. Cheng. « *Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control for Nonlinear Systems* ». In the Proceedings of the IEEE International Conference on Fuzzy Systems, 1996, New-Orleans, pp 49-54.
- [75] . G.Segier, L.Francis , «les convertisseurs de l'électronique de puissances», Techniques et documentation Lavoisier, 1995
- [76] .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.*
- [77] . G. Segulier, F.Labrique, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance » Tome 4, conversion continue – alternative, Edition Technique et Documentation, Paris, 1989.
- [78] . 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.*
- [79] J. J. E. Slotine and W. Li. «Applied Nonlinear Control». Prentice-Hall, Englewoods Cliffs, New-Jersey, 1991.
- [80] . 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.*
- [81] . 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.*

- [82] . 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.
- [83] C.Y. Su and Y. Stepanenko. « Adaptive Control of a Class of Nonlinear Systems with Fuzzy Logic». *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 2, n°4, November 1994, pp 285-294.
- [84] . M.Sugeno, M.Nishida, « Fuzzy Control of Model Car ». *Fuzzy Set and Systems*,VOL.16. PP103-113. 1985.
- [85] M. Sugeno. « On Stability of Fuzzy Systems Expressed by Fuzzy Rules with Singleton Consequents». *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 7, n°2, April 1999, pp 201-224.
- [86] K. Tanaka, T. Ikeda and H. O. Wang. «Fuzzy Regulators and Fuzzy Observers: Relaxed Stability Conditions and LMI-Based Designs». *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 6, n°2, May 1998, pp 250-265.
- [87] .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*.
- [88] S. Tong, T. Wang and J. T. Tang. « *Fuzzy Adaptive Output Tracking Control of Nonlinear Systems*». *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 111, 2000, pp 169-182.
- [89] TZA 90
- [90] . P.Vas «Vector control of A.C. machines »Clarendon Press OXFORD 1990.
- [91] .M.Vicar-Whelan. « Fuzzy Sets for Man-Machine Interaction » *International Journal of Man- Machines Studies*, vol.8 PP.687-697. 1976
- [92] .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*.
- [93] .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*.
- [94] L. X. Wang. « Stable Adaptive Fuzzy Control of Nonlinear Systems». *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 1, n°2, May 1993, p 146-155
- [95] H. O. Wang, K. Tanaka and M. F. Griffin. « An Approach to Fuzzy Control of Nonlinear Systems: Stability and Design Issues». *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 4, n°1, February 1996, pp. 14-23.
- [96] .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*
- [97] L. X. Wang. « Modeling and Control of Hierarchical Systems with Fuzzy Systems». *Automatica*, Vol. 33, n°6, 1997, pp 1041-1053.
- [98] L. X. Wang. «Automatic Design of Fuzzy Controllers». *Automatica*, Vol. 35, 1999, pp 1471- 1475.
- [99] L.-X. Wang. «Analysis and Design of Hierarchical Fuzzy Systems». *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 7, n°5, pp 617-624.
- [100] W. J. Wang and H.-R. Lin. «Fuzzy Control Design for the Trajectory on Uncertain Nonlinear Systems». *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 7, n°1, February 1999, pp 53-62.

- [101] M. Wicks, P. Peleties and R. Decarlo. «*Switched Controller Synthesis for the Quadratic Stabilisation of a Pair of Unstable Linear Systems*». European Journal of Control, Vol.4,1998, pp 140-147.
- [102] T. K. Yin and C. S. George Lee. «Fuzzy Model-Reference Adaptive Control». IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Vol. 25, n°12, December 1995, pp 1606-1615.
- [103] T-W. Yoon and D. Clarke. «Adaptive Predictive Control of the Benchmark Plant». Automatica, Vol. 30, n°4, 1994, pp 621-628.
- [104] .M.Zelmat. «Commande classique et commande modale et adaptative tome 1 et 2»,O.P.U.
- [105] .R.R. Yager, D. P. Filev « Essentials of fuzzy Modeling and control » by Jjohn Wiley & Sons, Inc, Canada, 1994
- [106] . L.A.Zadeh, «Fuzzy Set», *Information and control*, Vol.8 PP.131-138 April 1965.
- [107] . L.A.Zadeh, «Fuzzy Algorithms ». *Information and control*, Vol.12 PP.94-112. 1968.
- [108] .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.
- [109] .L.A.Zadeh, «Knowlebg representation in fuzzy logic», *IEEE. Trans. Know. And. Data. Eng*, Vol. 13, N°.1, PP.134-141, January 1998.
- [110] Y. Zhang, C. Wen and Y. Chai Soh. «*Robust Adaptive Control of Uncertain Discrete-Time Systems*». Automatica, Vol. 35, 1999, pp 321-329.
- [111] H. Zhang and Z. Bien. «*Adaptive Fuzzy Control of MIMO Nonlinear Systems*». Fuzzy Sets and Systems, Vol. 115, 2000, pp 191-204.
- [112] .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
Dq	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

Nomenclature

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	°c

Nomenclature

$T(\theta_s)$	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 A

1. 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].

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

La machine asynchrone possède 6 roulements 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 A.3a du type :

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

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

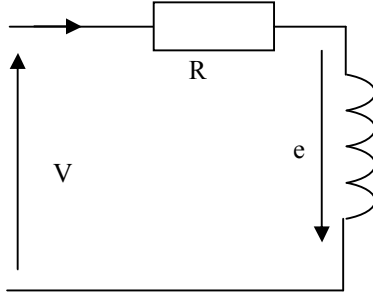


Figure.A.3a : Représentation d'un enroulement

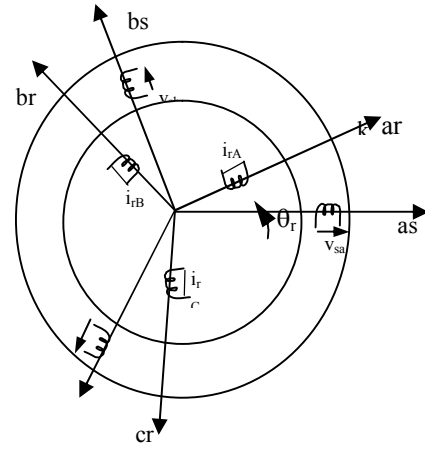


Figure. A.3b : Représentation des enroulements d'une machine à induction

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

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

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

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

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

Avec

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

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 :

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

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].

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

L'idée de Clarke repose sur le fait qu'un champ tournant créé 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 A.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^2 .

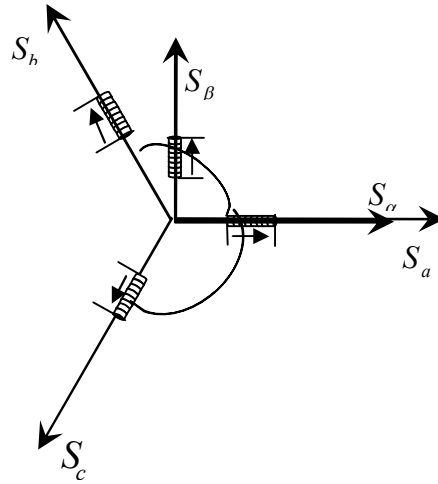


Figure. A.4 : les enroulements de la machine dans le repère de Clarke

Ce qui nous permettons d'écrire les matrices de changement de base.

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

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

Le model 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.

1.3. 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 A.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 :

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

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

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 A.5).

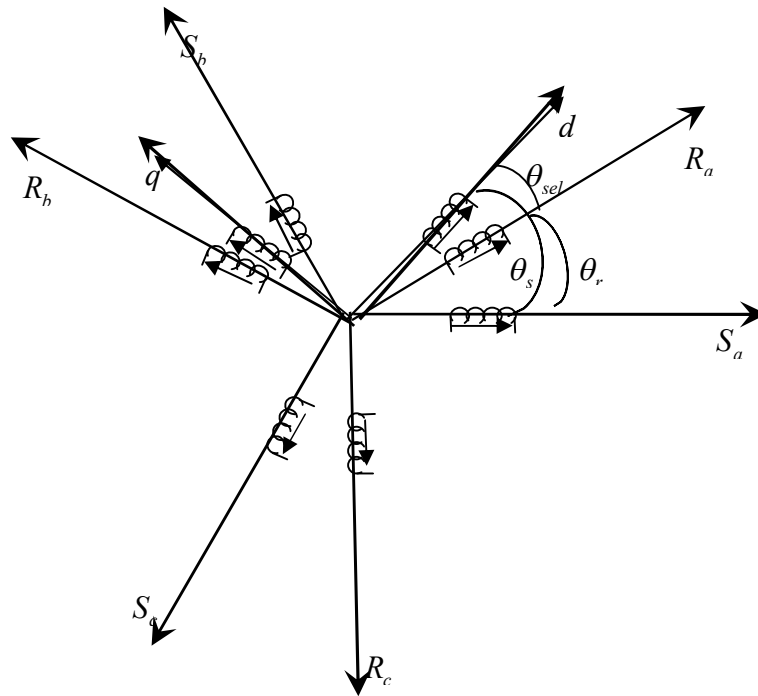


Figure. A.5 : les enroulements de la machine dans le repère de Park

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

$$\theta = \theta_r + \theta_s = p \cdot \Omega_r + \theta_s \quad (\text{A.8})$$

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 :

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

- Equations magnétiques :

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

- Equation de mouvement :

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

Avec :

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

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

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

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.

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

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

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

Les équations matricielles (A.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 :

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

Avec

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

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

Les équations du système (A.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.

1.3.1. Référentiel lié au rotor

Dans les équations (A.16), il faut remplacer $\frac{\partial \theta_e}{\partial t} = \omega_r$ et $\frac{\partial \theta_r}{\partial t} = 0$

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].

1.3.2. Référentiel immobile par rapport au champ tournant.

Dans les équations (A.16), il faut remplacer $\frac{\partial \theta_e}{\partial t} = \omega_e = \omega_s$ et $\frac{\partial \theta_{sl}}{\partial t} = \omega_e - \omega_r = \omega_s - p\Omega_r$

Dans ce cas, on peut écrire :

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

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].

1.3.3. Référentiel immobile par rapport au stator.

Dans les équations (A.16), il faut remplacer $\frac{\partial \theta_e}{\partial t} = 0$ 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 (A.16) par :

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

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

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

Le modèle obtenu (A.18) associé avec l'équation de mouvement (A.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].

2. 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 au champ tournant.

2.1. 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 (A.17) se ramène à deux équations de flux (A.19) et à l'équation de mouvement (A.20), par conséquent :

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

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

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

Et

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

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

Le schéma fonctionnel correspondant aux systèmes d'équations (A.19) et (A.20) est présenté sur la figure A.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.

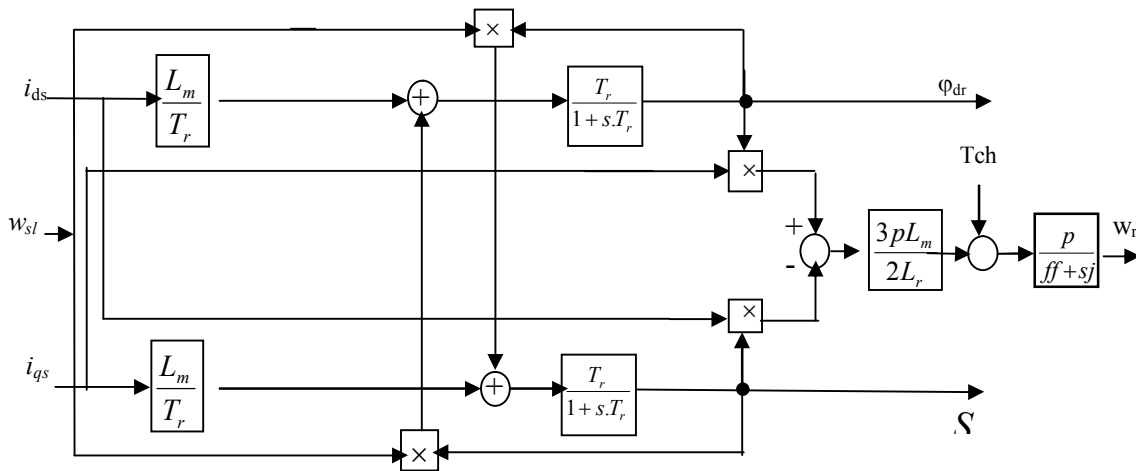


Figure.A.6 : Schéma fonctionnel de la machine asynchrone alimentée en courant

4.2. Modélisation du convertisseur de fréquence

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

4.2.1. Modélisation du pont redresseur – filtre

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

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

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

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

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

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

(A.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].

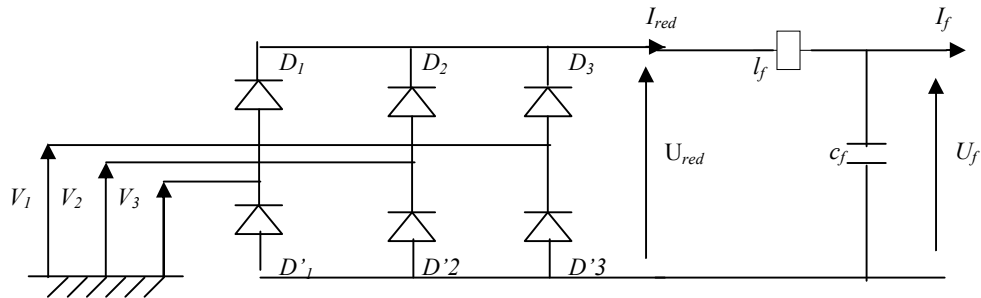


Figure. (A.7) : Bloc redresseur tout diodes et filtre

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.

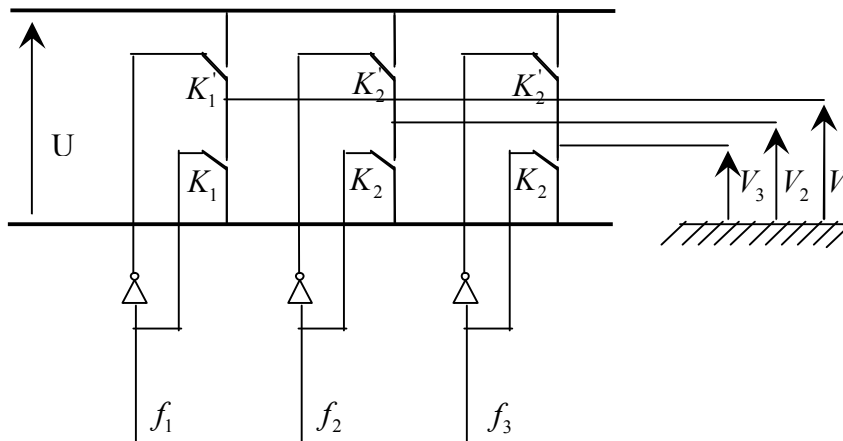


Figure. (A.8) : Bloc onduleur de tension

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 négligées). 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 (A.22) expriment les tensions simples à la sortie de l'onduleur [7, 10, 12, 13].

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

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].

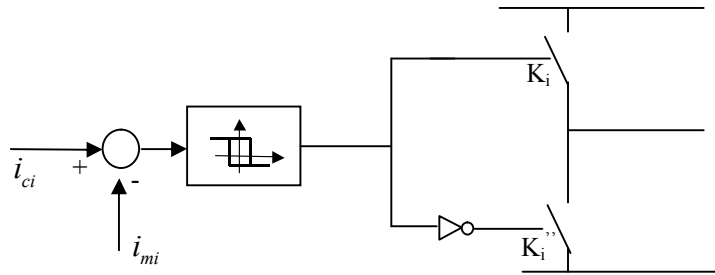


Figure.A.9 : Principe de la technique de contrôle DELTA

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] :

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

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 ;

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 A-3 décrit par les équations suivantes :

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

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

$$w_{sl} = w_s - w_r \tag{B.1}$$

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

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

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.

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

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

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

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

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

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

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

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

Soit :

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

Le schéma bloc correspondant est le suivant :

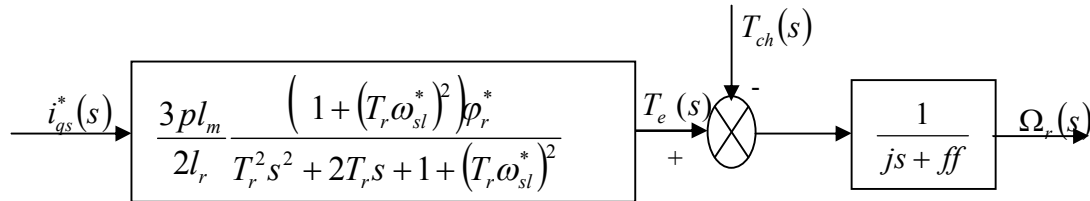


Figure.B.1 : Schéma-bloc du système à réguler

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 :

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

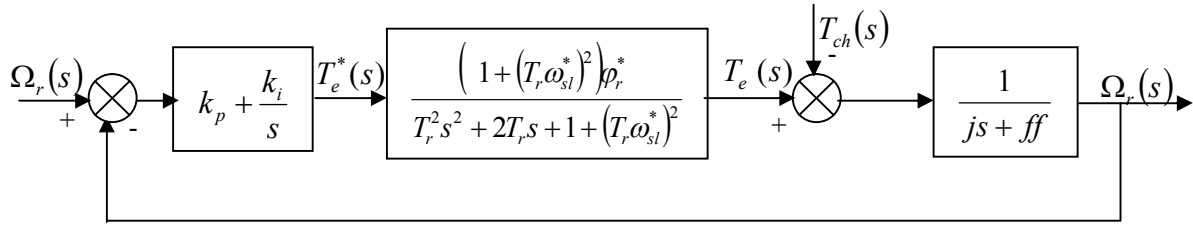


Figure. B.2 : Schéma –bloc de la régulation de vitesse

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

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

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

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

D'où :

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

Les paramètres du régulateur de vitesse seront donc:

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

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 :

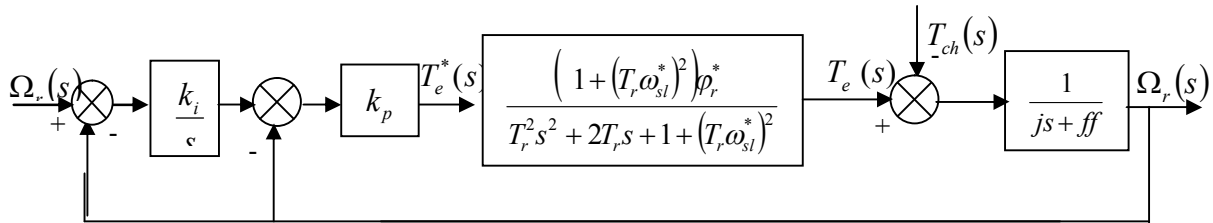


Figure. B.3 : Schéma –bloc de la régulation de vitesse IP

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

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

$$A = \frac{k_i k_p}{jT_r^2} \left[1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right]$$

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

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

En posant :

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

Les paramètres du régulateur de vitesse seront donc:

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

Les paramètres des régulateurs utilisés

- Les paramètres des régulateurs utilisés 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
 RLF 5
 RLF 7

K_i	K_p
$8.26 \cdot 10^{-3}$	$8.26 \cdot 10^{-3}$
$13.6 \cdot 10^{-3}$	$0.766 \cdot 10^{-3}$
$9 \cdot 10^{-3}$	$0.4 \cdot 10^{-3}$

- Les paramètres des différents éléments constituant la combinaison

Régulateur PI
 Mécanisme de supervision
 Mécanisme de supervision
 Mécanisme de calcul des coeff

K_i	K_p
23.779	6
$6.66 \cdot 10^{-3}$	$0.289 \cdot 10^{-3}$
$9 \cdot 10^{-3}$	$0.4 \cdot 10^{-3}$
0.2886	$0.485 \cdot 10^{-3}$

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

1. Introduction	7
2. Description et principe de fonctionnement du moteur à induction.	8
3. Historique du contrôle de la vitesse.	9
3.1. Préambule	9
3.2. Démarrage et démarreur.....	9
3.3. Commande scalaire.....	10
3.4. Commande vectorielle	10
3.4.1. Méthode directe	10
3.4.2. Méthode indirecte	11
3.5. Commande directe de couple (directe torque control)	11
4. Modélisation de la machine	11
4.1. La modélisation de Park.....	12
4.2. La modélisation par les éléments finis	12
4.3. La modélisation par réseaux de perméances	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.....	14
5.3. Vectorielle.....	14
5.4. Stochastique	14
5.5. Sigma-delta	14
6. Problème de régulation de la vitesse	14
6.1. Commande adaptative.....	15
6.2. La commande adaptative et floue	18
6.3. Vers un superviseur flou	19
7. Conclusion	21

1. Introduction	26
2. Modélisation de la machine	27
3. Simulation de l'association de l'onduleur machine à induction	31
4. Commande par orientation de flux	33
4.1. Préambule	33
4.2. Principe de la commande vectorielle	33
4.3. Principe de l'orientation de flux rotorique	34
4.4. Principe de l'orientation du flux statorique	35
4.5. Principe de l'orientation de flux d'entrefer	36
5. Application de l'orientation de flux	38
6. Résultat de simulation	39
7. Conclusion.	39
8. Méthodes classiques de régulation de vitesse	42
8.1. Etude du comportement de la vitesse de rotation vis-à-vis du régulateur	42
9. Méthode de commande par orientation de flux	43
9.1. Méthode indirecte.....	43
9.1.1. Structure de la commande	44
10. Structure général du régulateur flou	45

10.1.	L'interface de fuzzification	46
10.2.	La base de connaissances	46
11.	Simulation numérique	48
12.	Conclusion	57

Chapitre **3**

Notion de base de la logique

1.	Introduction	56
2.	La théorie des ensembles flous	56
2.1.	Différence entre ensemble flou et ensemble booléen	57
2.2.	Variables linguistiques	57
2.3.	Définitions	58
2.3.1.	Caractéristiques d'un ensemble flou	58
2.3.2.	Coupe de niveau α ou α-coupe :	58
2.3.3.	Singleton flou $\{x\}$ de X :	59
2.3.4.	Ensembles flous convexes :	59
2.3.5.	Partition floue :	59
2.4.	Opération sur les ensembles flous	60
2.4.1.	Intersection et union :	60
2.4.2.	Complémentation :	60
2.5.	Le principe d'extension	60
3.	Relation floues	61
3.1	Produit cartésien	61
4.	Acquisition de la connaissance et écriture de la base de règle	62
5.	Propriétés de la base des règles	64
5.1.	Continuité	64
5.2.	Consistance	64
5.3.	Complétude	65
6.	les différentes étapes de la commande floue	65
6.1.	Mis en forme des entrées	67
6.2.	Fuzzification	67

Chapitre **4**

Un superviseur flou appliqué à la commande d'un moteur à induction

1.	Introduction	75
2.	Historique du superviseur	75
3.	Justification et objectifs d'une approche floue	76
4.	Des exemples de superviseur flou	77
5.	Développement de la stratégie du superviseur proposé	78
5.1.2.	Synthèse du mécanisme flou	81
5.1.2.	Développement de la table de décision du mécanisme	82
5.2.	Description de la stratégie de R. Babuska	85
5.2.1.	Fonctionnement du superviseur	85
5.2.1.1.	Détermination des gains d'adaptations du régulateur PI	85
5.2.1.2.	Détermination des paramètres des gains d'adaptations du régulateur PI	86
5.2.2 .	Base des règles	86
5.3.	Description de la stratégie de J. Litt	88
5.3.1 .	Fonctionnement du superviseur de J. Litt	88
5.3.2 .	Base des règles du superviseur de J. Litt	89
5.4.	Les gains d'adaptation finale du contrôleur PI	90
6.	Structure générale du superviseur flou	90

6.1 .	La fuzzification.....	90
6.2 .	Mécanisme de décision ou inférence	92
6.3 .	Le moteur d'inférence	92
7.	Simulation	92
8.	.Conclusion.....	100