

Université Mohamed Kheider - Biskra



Faculté des Sciences et Sciences de l'ingénieur

THESE

préparée au
Département d'Electrotechnique

Laboratoire de Génie Electrique de Biskra (L.G.E.B)

Présentée par
BENCHOUIA Mohamed Toufik

pour obtenir le titre de
Doctorat en Sciences

Spécialité : **Electrotechnique**

Thème

Commande de la Machine à Courant Alternatif par Différentes Techniques de Contrôle Avancées

Soutenue le :.....devant la commission d'examen

Jury :

Président : R. ABDESSAMAD	Professeur	Université de Batna
Rapporteur : S. E. ZOUZOU	Professeur	Université de Biskra
Examineur : M.E.H BENBOUZID	Professeur	Université de Brest (Fr)
Examineur : M. KADJOUJ	Maître de Conférences	Université de Batna
Examineur : D. BENATTOUS	Maître de Conférences	C. Universitaire d'El-Oued
Examineur : A. GOLEA	Maître de Conférences	Université de Biskra

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Mes chers parents.

Ma femme et mes enfants.

Mes frères et leurs familles.

Remerciements

Le travail présenté dans cette thèse a été réalisé au sein du laboratoire de Génie Electrique de Biskra (L.G.E.B), département d'électrotechnique, université de Biskra.

Je tiens d'abord à exprimer mes profonds reconnaissances et remerciements à Monsieur **ZOUZOU Salah – Eddine**, mon directeur de thèse, Professeur à l'université de Biskra et directeur du laboratoire LGEB pour toute la confiance qu'il m'a accordé, pour ses conseils judicieux, ses critiques fructueuses, ses encouragements permanents, pour sa grande disponibilité durant la réalisation de ce travail.

Je remercie très vivement Monsieur **ABDESSEMED Rachid**, Professeur à l'université de Batna, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de ce présent travail, malgré ses lourdes charge au niveau du département d'électrotechnique de Batna. Qu'il trouve ici l'expression de ma plus grande gratitude.

J'exprime mes remerciements les plus sincères à Monsieur **BENBOUZID Mohamed El Hachemi** Professeur à l'université de Bretagne Occidentale à Brest en France, pour son aide, pour ses conseils, pour sa modestie et de m'avoir accueilli au sein de son laboratoire. C'est un grand honneur qu'il m'a fait d'avoir accepter de juger ce modeste travail malgré ces responsabilités importantes à l'université de Brest en France.

Je remercie très vivement Monsieur **KADJOUJ Mohamed** Maître de Conférences, à l'université de Batna, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'évaluer ce modeste travail, malgré ses charge au niveau du département d'électrotechnique de Batna. Qu'il trouve ici ma reconnaissance pour sa modestie et son esprit scientifique.

Je tiens sincèrement à remercier Monsieur **BENATOUS Djilani** Maître de Conférences au centre universitaire d'El-Oued, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être l'un des examinateur de cette thèse. Je ne n'oublier jamais ses conseils, ses encouragements et discussions pendant la préparation de ma thèse de magister.

J'exprime particulièrement mes reconnaissances à Monsieur **GOLEA Amar**, Maître de Conférences à l'université de Biskra, pour l'aide qu'il m'a apporté à tout moment pour préparer cette thèse, pour ses conseils judicieux, pour sa lecture patiente et sa grande contribution dans mes publications, pour l'intérêt qu'il a bien voulu manifester en acceptant d'être membre de jury.

J'exprime mes plus sincères remerciements à Monsieur, **SRARI Kamal** Maître de Conférences et chef de département d'électrotechnique à l'université de Biskra, pour ses encouragements et les discussions précieuses qu'en a eu ensembles, durant ce travail, pour le soutien et l'amitié durant les années précédentes. Qu'il trouve ici l'expression de ma plus grande gratitude.

Je tiens également à adresser mes remerciements à tous les enseignants du département d'électrotechnique et en particulier messieurs : Dr. BAHRI Mebarek directeur de laboratoire M.S.E, ALLAG Abdelkarim, Dr. MIMOUNE Sourî Mohamed, Pr. MEREZGA Amar, GHAMRI Ahmed, BOUALAGHA Rabhi, MENACER Arizki, DJAMI Naimi pour l'aide précieuse qu'ils m'ont apporté pendant l'élaboration de ce travail.

Finalement que les enseignants, personnels et étudiants du département d'électrotechnique à l'université de Biskra trouvent ici mes remerciements les plus sincères.

Biskra, L.G.E.B, Juin 2006.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE UN : THEORIE DE LA LOGIQUE FLOUE & DU MODE GLISSANT	
I.1 INTRODUCTION À LA THEORIE DE LA LOGIQUE FLOUE	6
I.2 HISTORIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE	7
I.3 DOMAINES D'APPLICATIONS	8
I.4 PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE	8
I.5 LES BASES DE LA COMMANDE FLOUE	10
I.5.1 Les fonctions d'appartenances	10
I.5.2 Opérateurs de la logique floue	11
I.5.3 Univers de discours et degré d'appartenance	15
I.5.4 Schéma d'une commande floue	15
I.6 STRUCTURE D'UNE COMMANDE FLOUE	16
I.6.1 Bases de règles et définitions	17
I.6.2 Interface de fuzzification	18
I.6.3 Mécanismes d'inférence	19
I.6.4 Interface de défuzzification	22
I.7 INTRODUCTION À LA THEORIE DU MODE GLISSANT	24
I.8 GENERALITES SUR LA THEORIE DU CONTROLE PAR MODE GLISSANT	4
I.8.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	25
I.8.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	25
I.8.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente	26
I.9 PRINCIPE DE LA THEORIE DU CONTROLE PAR MODE GLISSANT	27
I.9.1 Système à structure variable	27
I.10 CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT	28
I.10.1 Choix de la surface de glissement	28
I.10.2 Conditions de convergence et d'existence	29
I.10.2.1 La fonction discrète de commutation	29
I.10.2.2 La fonction de Lyapunov	30
I.10.3 Calcul de la loi de commande	30
I.11 CONCLUSION	32
CHAPITRE DEUX : MODELLISATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE ET LES CONVERTISSEURS	
II.1 INTRODUCTION	33

II.2 MODELE DE LA MACHINE SYNCHRONE A ENROULEMENT D'EXCITATION	34
II.2.1 Hypothèses simplificatrices	34
II.2.2 Mise en équation	35
II.3 DESCRIPTION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS	38
II.4 MODELE LE DE LA MACHINE A AIMANTS PERMANENTS	40
II.5 MODELISATION DU CONVERTISSEUR CC/ CA	41
II.6 MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR CA/CC	43
II.7 CIRCUIT DE CONFIGURATION	45
II.8 CONCLUSION	

47

CHAPITRE TROIS : ASSERVISSEMENT A VITESSE VARIABLE DE LA MSAP

III.1 INTRODUCTION	48
III.2 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE À AIMANTS PERMANENTS	48
III.3 LE SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE DE LA MSAP	50
III.4 REGULATEUR À LOGIQUE FLOUE	52
III.4.1 Régulateur flou à gain constant (RFGC)	52
III.4.1.1 Schéma bloc du RFGC	52
III.4.1.2 Résultats de simulation	55
III.4.2 Régulateur flou adaptatif avec modèle de référence (RFAM)	61
III.4.2.1 Schéma bloc (RFAM)	61
III.4.2.2 Résultats de simulation	65
III.5 REGULATEUR A MODE GLISSANT (RMG1)	68
III.5.1 Schéma bloc du RMG1	68
III.5.2 Sélection des surfaces de commutation	68
III.5.3 Boucle de vitesse	69
III.5.4 Boucles de courants	70
III.5.5 Résultats de simulation	71
III.6 CONCLUSION	77

CHAPITRE QUATRE : ANALYSE & MINIMISATION DES HARMONIQUES COTE RESEAU

VI.1 INTRODUCTION	78
VI.2 RÉGULATION DE LA TENSION DANS LA LIAISON CONTINUE PAR LOGIQUE FLOUE	80
VI.2.1 Description du régulateur flou à gain de commande adaptatif	80
VI.2.2 Résultats de simulation	83

VI.3 RÉGULATION DE LA TENSION DANS LA LIAISON CONTINUE PAR MODE GLISSANT	89
VI.3.1 Description du contrôleur par mode glissant	89
VI.3.2 Résultats de simulation	91
VI.4 ÉTUDE COMPARATIVE	96
VI.5 CONCLUSION	99
CONCLUSION GENERALE	100

INTRODUCTION GENERALE

L'électricité représente la forme d'énergie qui peut être :

- générée avec une efficacité acceptable à partir d'une source primaire.
- transmise et distribuée à de longues distances avec des pertes faibles.
- transformée sous une forme finale d'énergie, thermique, chimique, mécanique, etc.

Cette énergie est reliée surtout à la forme mécanique, où plus de la moitié de cette énergie, est transformée pour l'utilisation industrielle, domestique et dans le transport. La conversion se fait à travers les systèmes d'entraînements électriques.

Les entraînements à vitesse variable représentent un domaine multidisciplinaire en génie électrique, qui regroupe les connaissances dans plusieurs secteurs : machines électriques, électronique de puissance, théorie de commande, microcontrôleurs et microprocesseurs, etc. Les récents développements dans ces disciplines poussent l'entraînement à vitesse variable à un niveau de développement sans précédent, où l'on peut avoir des systèmes de commande de haute performance avec à la fois plus de fiabilité et à moindre coût [13].

Dans le domaine de l'électronique de puissance, l'apparition sur le marché de nouveaux interrupteurs de puissance (GTO, MOSFET, IGBT) et la mise en oeuvre de configurations avec les meilleurs circuits de commutation permettent de concevoir des onduleurs très efficaces à prix compétitifs, pour alimenter les machines à courants alternatifs [2], [13].

Dans le domaine de technologie de microprocesseurs, les développements résident en plusieurs branches: processeur, architectures, et mémoires, qui permettent d'implanter en temps réel les algorithmes les plus sophistiqués.

Dans le domaine de la théorie de contrôle, plusieurs techniques de commande performantes ont trouvé leurs applications dans une vaste gamme de domaines. En particulier, ces dernières années ont témoigné un grand développement de la commande utilisant l'intelligence artificielle dans les applications techniques et non techniques [12].

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé que possible.

A ce niveau, la machine à courant continu présente aussi le meilleur compromis puisque le courant induit est l'image du couple. Cependant, les limitations de cette machine (la présence du collecteur et des balais, entretien coûteux et fréquent) ont conduit à la recherche d'entraînement plus adéquats en utilisant les machines à courant alternatif [9], [14], [19].

Comme les machines à courant alternatif sont fortement couplées, pour améliorer les performances du système à commander, il faut tenir compte de la structure dynamique de la machine. La commande par flux orienté est une technique qui introduit une méthode de découplage entre le flux et le couple. Cette technique de contrôle est largement utilisée dans les systèmes d'entraînements à machine à courant alternatif. En 1971, Blaschke [13], [24] a introduit la méthode directe de la commande par flux orienté, après Hasse a proposé la méthode indirecte.

Traditionnellement, la machine à induction est largement utilisée dans l'industrie à cause de sa robustesse, sa fiabilité, son efficacité et son coût relativement faible [9], [18]. Malgré la simplicité de la machine, le coût des convertisseurs nécessaires est généralement élevé ce qui donne au total un système cher [15]. Récemment, cette idée reçue a été changée par l'introduction et l'intégration de la commande numérique. La complexité du contrôle de la machine à induction est due surtout au comportement dynamique qui est représenté par un système d'équations non linéaires et multivariées, ainsi que l'inaccessibilité de son rotor ce qui nécessite l'élaboration d'algorithmes de commande imposants des calculs importants, l'utilisation d'estimateur ou des capteurs intermédiaires et une identification paramétrique basée sur des essais expérimentaux appropriés [9], [15], [21].

Le moteur synchrone à aimants est devenu compétitif par rapport au moteur à induction dans le domaine des variateurs de vitesse. Le moteur synchrone est analogue au moteur à induction, sauf que l'excitation dans une machine synchrone est produite séparément par une source de tension continue. Parmi plusieurs types de machines synchrones on trouve la machine synchrone à aimants permanents, où l'enroulement d'excitation et les bagues de glissement sont éliminées et remplacées par des aimants permanents [13], [14], [17], [19].

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) a essentiellement deux configurations. La MSAP à pôle lisse avec un entrefer large, donc l'effet de la réaction d'induit sur le flux rotorique développé par les aimants est faible. Dans ce cas, la variation du flux d'entrefer par apport au courant statorique est minimisée. La deuxième configuration est la MSAP à pôles saillants où le couple est développé d'une part par l'aimant et d'autre par la réluctance. La réaction d'induit dans ce cas est significative [4], [17], [26].

Le développement des aimants permanents à terre rare, samarium cobalt et neodymium-fer-bore a contribué beaucoup aux avantages de la machine synchrone à aimants permanents par rapport à la machine à induction. Parmi ces avantages, on citera notamment, la puissance massique et volumique élevée, minimisation des pertes rotorique, couple élevé à basse vitesse, un excellent rapport couple inertie [14], [17].

La plupart des machines électriques à courant alternatif fonctionnant à vitesse variable sont reliés au réseau électrique par un système indirect de conversion d'énergie électrique à l'aide d'un convertisseur statique réversible, alternatif- continu- alternatif. Ce convertisseur provoque une rupture dans la chaîne de transmission entre le réseau électrique et la charge qui est la machine électrique. Il génère nécessairement des discontinuités de courant ou de tension et des harmoniques qui remontent sur le réseau en créant des perturbations et des pertes supplémentaires [9], [40].

Dans les convertisseurs, les composants classique (diodes, thyristors, ...) déphasent en arrière l'onde du courant par rapport à celle de la tension lors du phénomène de commutation [13]. Ces convertisseurs consomment donc de la puissance réactive ce qui pénalise le réseau ainsi qu'ils génèrent des harmoniques qui n'affectent pas seulement le milieu électrique, mais provoquent aussi la dégradation des communications téléphoniques et influence les appareils de contrôle et de protection [20], [21], [31], [43].

Pour résoudre ces problèmes, la solution classique connue depuis bien longtemps consiste en l'utilisation des filtres passifs. Cette solution est la plus répandue et pratiquement la plus simple et la moins chère mais elle présente deux inconvénients majeurs. Le premier est lié au phénomène de résonance avec le réseau, le deuxième inconvénient est la dépendance des performances du filtre passif aux caractéristiques du réseau sur lequel est connecté. Cependant, les progrès réalisés au cours des dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, a permis de recevoir des dispositifs d'élimination des harmoniques auto adaptable appelés compensateur actifs d'harmoniques, ou encore filtre actifs dont l'objectif est l'élimination des problèmes intrinsèque des filtres passifs [13], [20]. Deux structures de ce type de filtrage sont employées, la première utilise un convertisseur statique, assimilable à une source de courant harmonique qui génère des harmoniques en opposition de phase à ceux existant sur le réseau. La deuxième structure est réalisée en adaptant une stratégie de contrôle du courant d'alimentation, et pour ce faire, nous associons au convertisseur côté réseau des interrupteurs commandés en anti-parallèles avec les diodes [45], [50], [56]. Ces interrupteurs sont utilisés pour contrôler le courant d'alimentation par modulation de largeur d'impulsions.

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques du système. Les algorithmes de commande classique par exemple à action proportionnelle intégrale peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes. Dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des techniques de commande assurant la robustesse du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leur variations. Parmi ces techniques, on trouve la commande par logique floue, les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques et la commande à structure variable [63], [72].

La logique floue qui est une technique d'intelligence artificielle a été utilisée avec succès. Son point fort est sa robustesse, étant donné que la décision floue est basée sur des appréciations vagues, qui ne nécessitent même pas une connaissance précise du modèle du système à commander [1], [52], [71].

La commande par mode glissant c'est une commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue [3], [23]

L'objectif principal du travail présenté dans cette thèse est centré sur l'application des principes de contrôle de la logique floue et du mode glissant, dans toutes les boucles de régulation, allant de la régulation de la vitesse de la MSAP avec différents modes et conditions de fonctionnement de la machine, jusqu'à la minimisation des harmoniques introduits par le convertisseur côté réseau, en passant par le contrôle du facteur de puissance et la régulation de la tension dans la liaison continue. L'ensemble des résultats est obtenu par simulation, en utilisant le logiciel MATLAB.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté l'aspect mathématique et théorique de la logique floue et du mode glissant. Ensuite, on rappelle brièvement les propriétés essentielles strictement nécessaires pour l'application spécifique au réglage. Les différents éléments fondamentaux constituant la structure générale de la commande par ces différentes techniques seront étudiés.

La première partie du second chapitre sera consacrée à une étude détaillée de la machine synchrone, les domaines d'application et la modélisation dynamique de la machine dans les hypothèses classiques de linéarité. Le circuit du système d'entraînement complet, sera exposé dans la deuxième partie de ce chapitre.

Dans le troisième chapitre, nous aborderons l'asservissement de vitesse de la MSAP associée à la commande vectorielle en se basant sur deux techniques de contrôle à logique floue (régulateur à logique floue statique et adaptatif) et du mode glissant. Après la conception des régulateurs, la validation des performances des différentes stratégies de réglage est faite par simulation (démarrage à vide, inversion du sens de rotation, essais en charge et la sensibilité de la commande vis-à-vis la variation de l'inertie). Les résultats de simulations ont été comparés à celles associés à un régulateur classique PI.

Nous avons étudié dans le quatrième chapitre, un problème sérieux lié à la pollution du réseau électrique, par les convertisseurs statiques côté réseau. Pour ce faire, nous avons relié le système d'entraînement à travers un redresseur commandé, ainsi nous avons introduit une boucle extérieure contrôlée premièrement par un régulateur à logique floue, à gain variable, ensuite par un régulateur à mode glissant, dans le but de contrôler la tension continue aux bornes de la capacité de filtrage, d'améliorer le facteur de puissance, y compris la minimisation des harmoniques et l'optimisation de l'échange d'énergie réactive entre le réseau et le convertisseur.

Enfin, nous terminerons par une conclusion générale qui dégage les éléments essentiels et les principales perspectives de nos travaux de recherche.

CHAPITRE UN : THEORIE DE LA LOGIQUE FLOUE & DU MODE GLISSANT

I.1 INTRODUCTION A LA THEORIE DE LA LOGIQUE FLOUE

La conception et la mise en oeuvre des systèmes d'informations avancés, de logiciels d'aide à la décision, de postes de supervisions de procédés industriels (avec les problèmes de communications homme machine qui les accompagnent) se caractérisent par la constante manipulation d'informations dont beaucoup sont subjectives, imprécises, vagues, incertaines. Mener à bien cette intégration de l'homme dans son environnement informatique, exploiter correctement les savoirs, automatiser certaines tâches, tout cela requiert la formalisation et la mécanisation de méthodes humaines pour de raisonnement empiriques ou naturel, la rationalisation de procédures de choix [24].

De façon générale, on est confronté à la nécessité de modéliser la connaissance problématique qui se trouve en rupture avec la tradition des sciences dites objectives, lesquelles se préoccupent essentiellement de la modélisation de l'univers physique. Les problèmes de représentation et d'utilisation des connaissances sont au centre d'une discipline scientifique relativement nouvelle et en tout cas controversée, qu'on appelle l'intelligence artificielle. Cette discipline a eu un impact limité jusqu'à une date récente, sur les applications industrielles, parce qu'elle a mis l'accent, de façon exclusive, sur le traitement symbolique de la connaissance, par opposition à la modélisation numérique utilisée traditionnellement dans les sciences de l'ingénieur. Plus récemment, on a assisté à un retour du numérique dans ces problèmes d'intelligence artificielle, avec les réseaux neurones et la logique floue. Alors que les réseaux neurones proposent une approche implicite de type (boîte noire) de la représentation des connaissances, très analogue à la démarche de l'identification des systèmes en automatique, la logique floue est plus conforme à l'intelligence artificielle symbolique, qui met en avant la notion de raisonnement, et où les connaissances sont codées explicitement [1], [6], [27]. Néanmoins, [la logique floue](#) permet de faire le lien entre modélisation numérique et modélisation symbolique, ce qui a permis des développements industriels spectaculaires à partir d'algorithmes très simple de traduction de connaissances symboliques en entité numérique et inversement. La théorie des ensembles flous a également donné naissance à un traitement original de l'incertitude, fondée sur l'idée d'ordre, et qui permet de formaliser le traitement de l'ignorance partielle et de l'inconsistance dans les systèmes d'informations avancés. Les ensembles flous ont également eu un impact sur les techniques de classification automatique, et ont contribué à un certains renouvellement des approches existantes de l'aide à la décision [24].

On conçoit l'intérêt de faire entrer l'approche floue dans la régulation ou l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations disponibles sont souvent imprécises, incertaines et parfois qualitatives, dans des boucles de régulation parfois incomplètes. Le savoir faire de l'opérateur, constitué entre autres souvent des règles simples, lui permet de conduire chaque machine plus correctement parfois qu'un algorithme classique.

La logique floue est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs (vrai) ou (faux), les valeurs intermédiaires (vrai) ou «faux» avec un certain degré. Ce qui caractérise le raisonnement humain qui est basé sur des données imprécises ou incomplètes [1]. Bien que dans l'esprit de tout le monde le mot (flou) soit de connotation négative, il n'en est rien en réalité. Venant à l'origine du mot (duvet) (en anglais (fuzzy), c'est-à-dire le duvet qui couvre le corps des poussins), le terme (fuzzy) signifie (indistinct, brouillé, mal défini ou mal focalisé), qui se traduit par (flou) en français [3]. Dans le monde universitaire et technologique, le mot (flou) est un terme technique représentant l'ambiguïté ou le caractère vague des intuitions humaines plutôt que la probabilité.

Donc, la commande floue sert à prendre une décision même si l'on ne peut pas estimer les entrées/sorties qu'à partir de prédicats vagues ou lorsque ses entrée/sorties sont entachées d'erreurs que l'on peut évaluer que grossièrement.

I.2 HISTORIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE

La logique floue (en anglais *fuzzy logic*) est de grande actualité aujourd'hui. En réalité elle existe déjà depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes. Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la "*logique à valeurs multiples*" ou "*logique floue*" dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies $\{0, 1/2, 1\}$ pour classer les éléments ou symboles [1], [6], [25].

Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur *Lofti Zadeh*. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme le commerce, la jurisprudence ou la médecine, dans le but de compléter les systèmes experts et afin de leur donner l'aptitude de prise de décision [1].

En 1973, le professeur Zadeh publie un article, il y mentionne pour la première fois le terme de variables linguistiques (dont la valeur est un mot et non un nombre). En 1974, Mamdani (Université de Londres) réalise un contrôleur flou expérimental pour commander un moteur à vapeur [6]. En 1980, Smidth et Co. A.S (au Danemark), mettent en application la théorie de la logique floue dans le contrôle d'un four à ciment. C'est la première mise en oeuvre pratique de cette nouvelle théorie. En 1987, 'explosion du flou' au Japon (avec le contrôle du métro de Sendai), qui atteint son apogée en 1990. Tout récemment, en Europe et en Amérique du Nord, une intense activité de recherche a débuté afin de développer de nouveaux produits, même pour des objets de la vie courante à une étiquette 'produit flou' [1], [12].

I.3 DOMAINES D'APPLICATIONS

Les principaux domaines de recherche et d'application de la logique floue sont les suivants [1], [7], [24], [25]:

- Automatisation de la production du fer et de l'acier, purification de l'eau, chaînes de montage et robots de fabrication.
- Commande des instruments (capteurs, et instruments de mesure), et reconnaissance de voix et de caractères.
- Conception, jugement et décision (consultation, investissement et développement, horaires de train).
- Commande des unités arithmétiques, des micro-ordinateurs, et réalisation des opérateurs.
- Traitement d'information telles que les données, recherche de l'information, modélisation des systèmes, ...etc.

I.4 PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne. C'est à partir de ce genre de constatation que Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit. Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels. Cependant, ce qui différencie ces deux théories sur les ensembles provient des limites des ensembles. Dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1

(on parle alors de fonction d'appartenance μ). Un exemple simple est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. La façon d'établir cette classification est présentée à la figure I.1 et la figure I.2 selon les deux logiques [1], [7], [12].

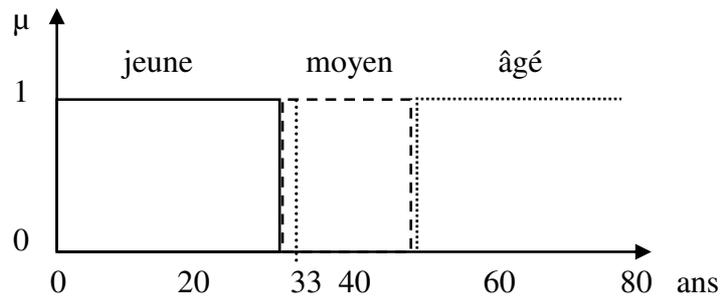


Figure I.1: Classification des personnes selon leur âge par logique classique.

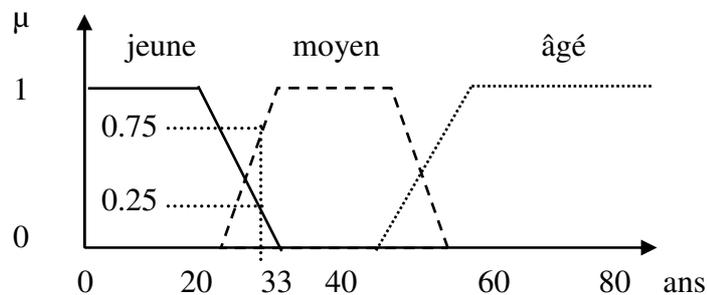


Figure I.2: Classification des personnes selon leur âge par logique floue.

La figure I.2 montre que les limites entre ces trois groupes ne varient pas soudainement (selon la Figure I.1), mais progressivement. Par exemple, une personne de 33 ans appartient à l'ensemble "jeune" avec une valeur $\mu=0.25$ de la fonction d'appartenance et à l'ensemble "moyen" avec une valeur $\mu=0.75$. Donc la figure I.2 donne le degré d'appartenance d'une personne, selon son âge, à un certain ensemble flou. Pour cette raison, ce type de figure s'appelle une fonction d'appartenance.

I.5 LES BASES DE LA COMMANDE FLOUE

Les éléments constituant la théorie de base de la logique floue sont [1], [7], [24], [25], [53]:

I.5.1 Les fonctions d'appartenance

En général, on utilise pour les fonctions d'appartenance trois formes géométriques : trapézoïdale, triangulaire et de cloche. Les deux premières formes sont les plus souvent employées en raison de leur simplicité. L'allure de la forme trapézoïdale est complètement définie par quatre points P1, P2,

P3, P4 (Figure I.3). Le triangle peut être considéré comme un cas spécial du trapèze lorsque deux points coïncident ($P2=P3$). Même la forme rectangulaire (pour représenter la logique classique) est comprise dans le trapèze si ($P1, P2$) et ($P3, P4$) se trouvent sur une verticale.

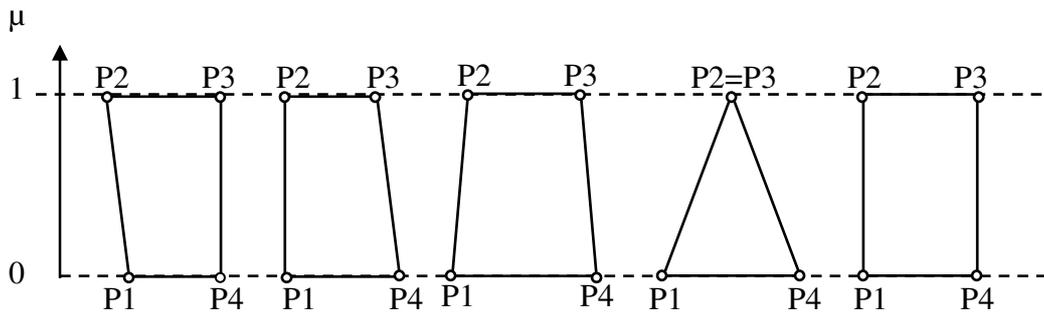


Figure I.3: Fonctions d'appartenance de forme trapézoïdale avec triangulaire ou rectangulaire comme cas spéciaux.

Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. Cependant, la forme de cloche qui donne dans certains cas une meilleure représentation des ensembles flous, peut être utilisée. Pour ces formes on peut remarquer [1], [24], [67] :

Pour la forme triangulaire :

- La grande sensibilité de l'ensemble autour du sommet peut créer une instabilité au bruit, mais cela peut également être utilisé pour un système qui demande une grande précision en un point précis.
- La variation du degré d'appartenance est proportionnelle à la variable linguistique, ce qui permet de faire de la fuzzification une opération linéaire.

Pour la forme trapézoïdale:

- La sensibilité au bruit et le risque d'instabilité est contrôlé en réglant la largeur du sommet.
- Les extrémités du sommet introduisent une discontinuité dans la fonction d'appartenance.

I.5.2 Opérateurs de la logique floue [1], [7], [24]

- Opérateur ET

Dans le cas de la logique floue, l'opérateur *ET* est réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum, qui est appliquée aux fonctions d'appartenance $\mu_a(x)$ et $\mu_b(x)$ des ensembles *a* et *b*, à savoir :

$$\mu_c(z) = \mu_{a \text{ ET } b}(z) = \min(\mu_a(x), \mu_b(y)) \quad (\text{I-1})$$

où μ_a , μ_b et μ_c , signifient respectivement le degré d'appartenance à l'ensemble a , b et c . On parle alors d'opérateur minimum. On peut facilement vérifier que l'opérateur minimum est commutatif et associatif.

- Opérateur OU

La réalisation de l'opérateur *OU* au niveau de la logique floue se fait en général par la formation du maximum, appliquée aux fonctions d'appartenance $\mu_a(x)$ et $\mu_b(y)$ des deux ensembles a et b . On a donc l'opérateur maximum.

$$\mu_c(z) = \mu_{a \text{ OU } b}(z) = \max(\mu_a(x), \mu_b(y)) \quad (\text{I-2})$$

Évidemment, l'opérateur maximum est aussi commutatif et associatif.

- Opérateurs ET et OU, réalisés par opérateurs arithmétiques

Souvent, l'opérateur *ET* est réalisé par la formation du produit appliqué aux fonctions d'appartenance, selon la relation :

$$\mu_c(z) = \mu_{a \text{ ET } b}(z) = \mu_a(x) \cdot \mu_b(y) \quad (\text{I-3})$$

Il s'agit de l'opérateur produit. La fonction d'appartenance résultante est toujours inférieure ou égale à 1. Elle reste donc à l'intérieur de l'intervalle défini par $\mu \in [0,1]$. La règle de calcul (I-3) peut être étendue à plus de deux termes dans le produit lorsqu'il faut combiner trois ou plusieurs ensembles. L'opérateur produit est souvent utilisé dans le domaine de réglage et de commande par logique floue comme alternative à l'opérateur minimum.

Par analogie, on peut réaliser l'opérateur *OU* par la formation de la somme des fonctions d'appartenances ou plus précisément par la valeur moyenne, à savoir:

$$\mu_c(z) = \mu_{a \text{ OU } b}(z) = \frac{1}{2} \cdot [\mu_a(x) + \mu_b(y)] \quad (\text{I-4})$$

On parle alors de l'opérateur somme. La somme est divisée par 2. En effet, il est fort possible que la somme $[\mu_a(x) + \mu_b(y)]$ dépasse le domaine admissible $[0,1]$. Afin que cette somme reste dans le domaine défini, on peut l'écarter ou la normaliser, comme effectuer dans la définition 1-4. Dans ce

cas aussi, il est possible d'étendre la règle de calcul (I-4) à plusieurs termes. Il faut alors diviser la somme par le nombre de termes, afin d'obtenir une normalisation simple.

- Opérateurs ET flou et OU flou

Les opérateurs *ET* flou et *OU* flou sont des opérateurs combinés entre l'opérateur minimum et la moyenne arithmétique.

L'opérateur *ET* flou est défini par :

$$\mu_c(z) = \mu_{a \text{ ET } b}(z) = \beta \cdot \min [\mu_a(x), \mu_b(y)] + [(1-\beta)/2] [\mu_a(x) + \mu_b(y)] \quad (\text{I-5})$$

et l'opérateur *OU* flou par :

$$\mu_c(z) = \mu_{a \text{ OU } b}(z) = \beta \cdot \max [\mu_a(x), \mu_b(y)] + [(1-\beta)/2] [\mu_a(x) + \mu_b(y)] \quad (\text{I-6})$$

Avec le facteur $\beta \in [0, 1]$, il est possible de pondérer l'influence des deux termes. Pour $\beta=1$, on aboutit respectivement à l'opérateur minimal ou maximal. Par contre, pour $\beta=0$, on obtient pour les deux opérateurs la moyenne arithmétique correspondant à l'opérateur somme selon (I.4). Dans ce cas, le *ET* flou et le *OU* flou se confondent. On peut étendre les deux opérateurs *ET* flou et le *OU* flou à trois ou à plusieurs termes. La somme qui apparaît entre crochets doit alors être divisé par le nombre de termes de la somme. La figure I.4 représente l'opérateur *ET* flou et montre l'influence du facteur β sur l'allure de la fonction d'appartenance $\mu_c(z)$.

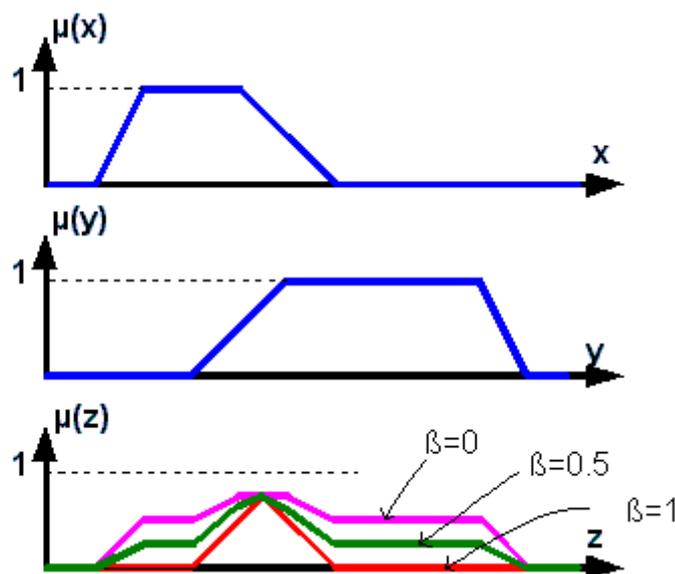


Figure I.4: Opérateur *ET* flou réalisé par la relation (I-5).

L'influence du facteur β sur la fonction d'appartenance résultante pour l'opérateur *OU* flou est mise en évidence par la figure I.5.

- Opérateurs min-max et opérateur β

L'opérateur *min-max* est défini par la combinaison des opérateurs minimum et maximum selon l'équation suivante:

$$\mu_c(z) = \beta \cdot \min [\mu_a(x), \mu_b(y)] + (1-\beta) \max [\mu_a(x), \mu_b(y)] \quad (I-7)$$

Le facteur $\beta \in [0,1]$, permet de pondérer les deux opérateurs. Pour $\beta=1$, on obtient l'opérateur *ET*, réalisé par la formation du minimum, tandis que pour $\beta=0$, on aboutit à l'opérateur *OU*, réalisé par la formation du maximum.

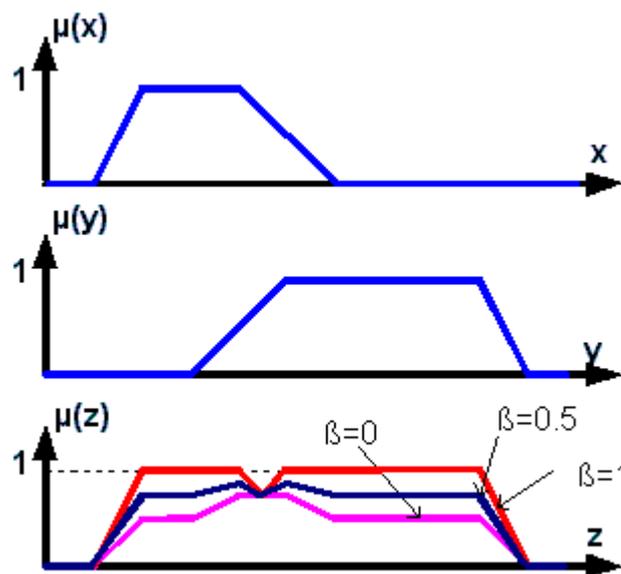


Figure I.5: Opérateur *OU* flou réalisé par la relation (I-6).

Par contre, $\beta=0,5$ conduit à l'opérateur *OU*, réalisé par la formation de la somme. La figure I.6 montre de l'effet de l'opérateur *min-max* en fonction du facteur β . On constate bien la grande variation de l'allure de la fonction d'appartenance résultante.

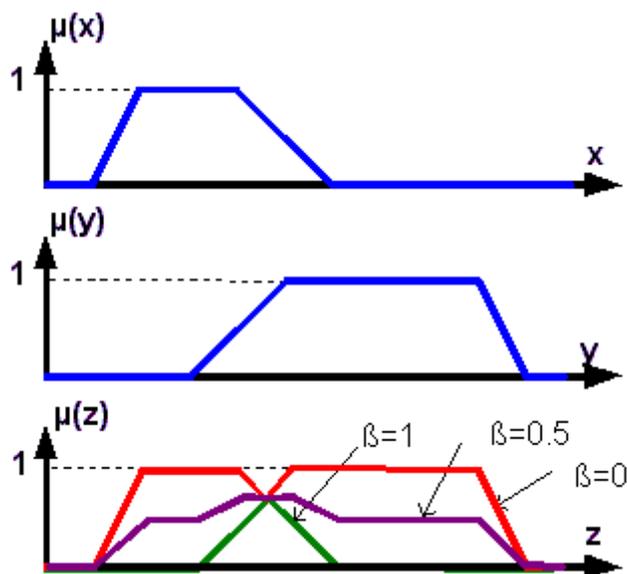


Figure I.6: Opérateur *min-max* réalisé par la relation (I-7).

I.5.3 Univers de discours et degré d'appartenance

Pour la variable floue x , on définit un ensemble flou A sur un univers de discours U par une fonction degré d'appartenance μ_A :

$$\begin{array}{l} \mu_A: U \quad [0,1] \rightarrow \\ \quad x \quad \mu_A(x) \rightarrow \end{array}$$

l'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(x)$ le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A [1], [7], [14].

Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(x)$ peut être réduit à un sous-ensemble de U . On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenances, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous ensembles de l'univers de discours, que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue x . En pratique, l'intersection entre deux sous ensembles consécutifs est non nulle, de façon à pouvoir exercer une pondération sur la commande. Il en résulte un chevauchement des variables qui doit être suffisant pour permettre une description continue des variables mais pas trop important pour limiter l'imprécision [7]. Il est notamment préférable d'éviter que les fonctions d'appartenance de deux sous ensembles voisins soient simultanément égales à 1.

I.5.4 Schéma d'une commande floue

La figure I.7 montre la configuration de base d'un RLF, qui comporte quatre blocs principaux [1], [7], [12], [14]: fuzzification, base de règles, moteur d'inférence et défuzzification.

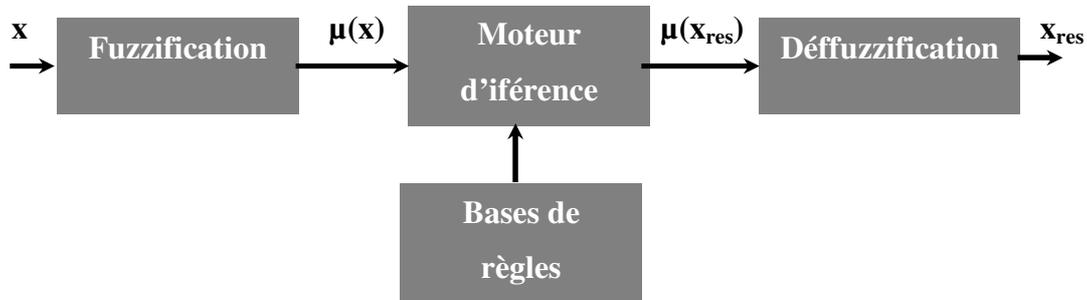


Figure I.7: la configuration de base d'un RLF.

Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs déterministes (non floues), un RLF devrait convertir les valeurs déterministes à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et reconvertir le signal de commande de valeurs floues en valeurs déterministes pour appliquer au procédé. Le rôle de chaque bloc peut être résumé comme suit [1], [7], [24]:

Le bloc fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées.
- Effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous.

Le bloc base de règles comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en "*base de données*" et en "*base de règles linguistiques (floues) de commande*".

- La base de données effectuée des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans un RLF.
- La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques.

Le bloc du moteur d'inférence est le coeur d'un RLF, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue.

Le bloc défuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Établit les plages de valeurs pour tes fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie.
- Effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non floue à partir du signal flou déduit.

I.6 STRUCTURE D'UNE COMMANDE FLOUE

La structure conventionnelle d'une commande floue est présentée par figure I.8. Elle est composée de quatre blocs distincts dont les définitions son données ci-dessous [1], [7], [67].

I.6.1 Bases de règles et définitions

On regroupe dans ce bloc, d'existence virtuelle, l'ensemble des définitions utilisées dans la commande floue (univers de discours, partitions floue, choix des opérateurs...), ainsi que la base de règle (SI...ALORS...) de la stratégie de commande de l'expert.

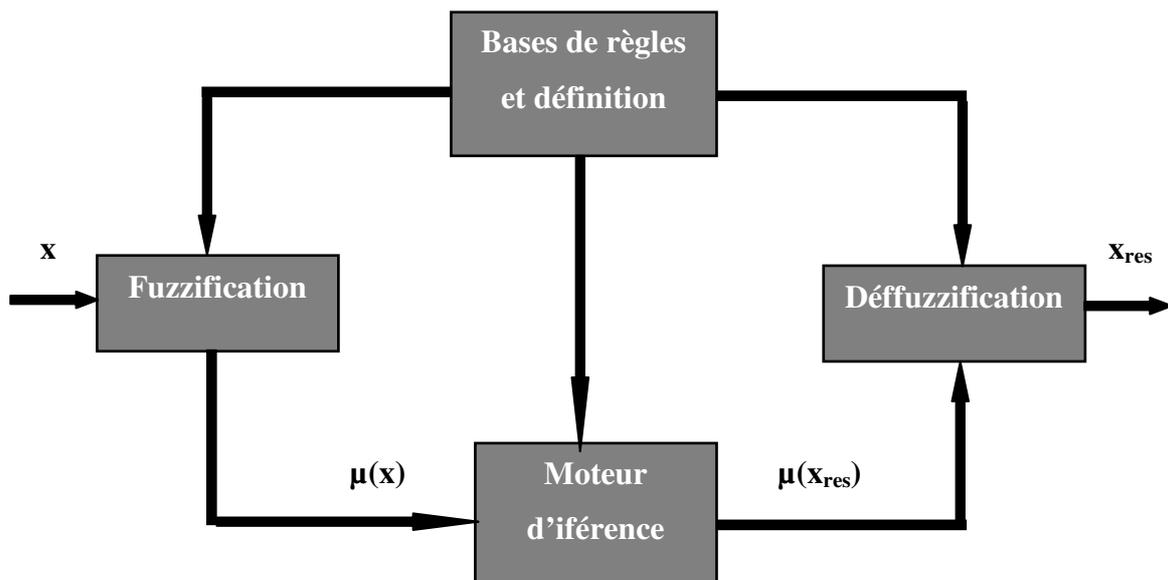


Figure I.8: Structure d'une commande floue.

La création et l'utilisation d'une base de règles nécessitent l'existence, pour chaque univers de discours considéré, de sous ensembles flous particuliers. La définition de ces sous-ensembles flous fait l'objet de la partition floue. La partition floue d'un univers de discours U consiste à définir n sous-ensembles flous F_i de façon à recouvrir U . C'est à dire que pour tout élément x de U , il faut assurer une appartenance minimale ε à l'union de F_i [1], [7], [12].

$$\bigcup F_i \subseteq U; \{x \in U; \mu_U(x) = \varepsilon\} \quad (I-8)$$

La condition (I.8) se traduit au niveau des fonctions d'appartenance par la condition

$$\forall x \in U; \mu_{F_1}(x) \vee \mu_{F_2}(x) \vee \dots \vee \mu_{F_n}(x) \geq \varepsilon \quad (I-9)$$

où \vee est un opérateur d'union (appelé également "OU"). Comme la fonction max minore toutes les fonctions utilisées comme opérateurs d'union, pour assurer une partition floue de niveau ε , il faut et suffit que tout élément x de U possède un degrés d'appartenance à l'union des F_i avec l'opérateur d'union la fonction max, supérieure ou égal à ε .

Une fois la partition des univers de discours réalisée, il est possible de définir la base de règle. Celle-ci caractérise les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes. Par conséquent, si l'on considère n univers de discours U pour les prémisses des règles floues et si pour chaque univers U , on définit une partition en m_i sous ensembles flous, le nombre maximum de règles R_{max} est de:

$$R_{max} = \prod_{i=1}^n m_i \quad (I-10)$$

Le nombre de règles définis par l'expert peut-être inférieure à R_{max} . C'est le cas, en particulier, s'il existe des configurations des sous ensembles flous impossibles à obtenir pour le système. De plus le nombre de sous ensemble flous définissant la partition de l'univers de discours de la commande n'est pas forcément égale au nombre de règles. En effet, il est possible de considérer des configurations différents aboutissants à la même conclusion [24].

Enfin, on peut remarquer qu'une augmentation de la sensibilité de la commande floue obtenue par une partition plus fine des univers de discours des prémisses aboutit à un accroissement important du nombre de règles à définir par l'expert.

I.6.2 Interface de fuzzification

Les opérateurs utilisés dans la commande floue agissent sur des sous-ensembles flous. Par conséquent, il est nécessaire de transformer les variables non floues provenant du mode extérieur en des sous-ensembles flous. Pour se faire, on utilise un opérateur dit de fuzzification qui associe à une mesure de la variable x_0 une fonction d'appartenance particulière $\mu_{x_0}(x)$.

Le choix de l'opérateur de fuzzification dépend de la confiance que l'on accorde aux mesures effectuées. Ainsi si la mesure x_0 est exacte, les sous ensembles flous doit être représentés par un fait précis. Par conséquent, on utilise comme opérateur de fuzzification la transformation dite de singleton. La fonction d'appartenance du sous-ensemble flous est alors définie par:

$$\mu_{x_0} : U \rightarrow U, \mu_{x_0}(x) = 1 \text{ si } x = x_0; \mu_{x_0}(x) = 0 \text{ si } x \neq x_0 \quad (\text{I-11})$$

Par contre, si la mesure de la variable est incertaine, par exemple à cause de bruit, le sou ensemble flou doit être représentée par un fait imprécis. On utilise alors une méthode de fuzzification qui associe à la variable mesurée x_0 une fonction d'appartenance telle que, par exemple [24]:

$$\mu_{x_0}(x) = \max\left\{ 0, 1 - \frac{|x - x_0|}{\varepsilon} \right\} \quad (\text{I-12})$$

La représentation graphique de cette fonction est représentée par la figure I.9. Ce sous-ensemble flou comprend donc la mesure x_0 avec une appartenance unité et les valeurs voisines de x_0 avec une appartenance inversement proportionnelle à l'écart avec x_0 . La base du triangle ε est fonction de l'importance relative des erreurs de mesures. En effet, plus elles sont importantes, plus la mesure de la variable x_0 devient imprécise, et donc, plus le triangle doit s'élargir.

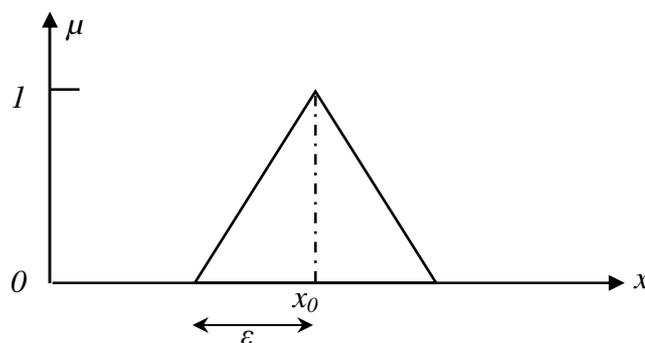


Figure I.9 : Méthode de fuzzification pour une valeur incertaine.

I.6.3 Mécanismes d'inférence

Cette étape consiste à relier les variables physiques d'entrée du régulateur (grandeurs mesurées ou estimées), qui sont transformées en variables linguistiques pendant l'étape de fuzzification; à la variable de sortie du contrôleur sous sa forme linguistique, par des règles mentales traduisant une action ou une décision linguistique sur la commande à la sortie du régulateur, face à toute situation se présentant à l'entrée de ce régulateur [1], [7], [12], [67].

Ces inférences sont basées sur plusieurs règles établies par l'expertise et le savoir faire humain concernant le système à régler. Elles sont structurées sous forme compacte dans une matrice multidimensionnelle dite matrice d'inférence.

On exprime les inférences généralement par une description linguistique et symbolique à base de règles prédéfinies dans la matrice d'inférence. Chaque règle est composée d'une condition précédée du symbole 'SI' appelée prémisse, et d'une conclusion (action, décision, opération ou commande) précédée du symbole 'ALORS'. On parle alors de déductions floues. Dans ce contexte, on peut distinguer deux genres de règles d'inférences [1], [7], [12], [24]:

- Inférence avec une seule règle

Le cas d'une inférence avec une seule règle se présente lorsqu'il faut comparer plusieurs concurrents (objets ou personnes) dans une certaine situation où en choisir l'optimum. Évidemment, les variables qui déterminent la situation sont des variables floues. On trouve cette problématique essentiellement dans les domaines non techniques, où il faut prendre une décision, comme par exemple l'achat d'un appareil, le recrutement d'un employeur, etc.

- Inférence avec plusieurs règles

Le cas d'une inférence avec plusieurs règles se présente lorsque une ou plusieurs variables nécessitent une prise de décision différente suivant les valeurs qu'atteignent ces variables. Ces dernières sont des variables floues. Cette problématique se présente essentiellement pour des problèmes de réglage et de commande. Les règles peuvent alors être exprimées sous la forme générale:

Opération:= SI condition 1, alors opération 1, OU

SI condition 2, alors opération 2, OU

SI condition 3, alors opération 3, OU

SI condition m, alors opération m.

Dans les inférences de régulateur par logique floue interviennent les opérateurs *ET* et *OU*. L'opérateur *ET* s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur *OU* lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour réaliser ces opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. On introduit alors la notion de méthode d'inférence. Elle détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence, permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière. Pour le réglage par logique floue, on utilise en général, une des méthodes suivantes [1], [12], [67]:

- Méthode d'inférence max-min

La méthode d'inférence *max-min* peut être décrite en toute généralité de la manière suivante: à la condition de chaque règle R_i (avec $i= 1,2,\dots,m$) est attribué un facteur d'appartenance μ_{ci} . Il dépend évidemment de la condition elle-même et des valeurs déterminées pour les variables d'entrée x_1, x_2, \dots, x_n . Si la condition n'est pas vérifiée, on a évidemment $\mu_{ci} = 0$. A noter que les opérateurs *ET* et *OU* sont réalisées respectivement par la fonction du minimum et maximum. Pour chaque règle, on obtient la fonction d'appartenance partielle par la relation :

$$\mu_{R_i}(x_R) = \min[\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_R)]; i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{I-13}) \quad \text{où}$$

$\mu_{oi}(x_R)$ est la fonction d'appartenance liée à l'opération imposée par la règle R_i . La fonction d'appartenance résultante est alors donnée par :

$$\mu_{res}(x_R) = \max[\mu_{R_1}(x_R), \mu_{R_2}(x_R), \dots, \mu_{R_m}(x_R)] \quad (\text{I-14})$$

- Méthode d'inférence *max-prod*

Pour chaque règle, on obtient la fonction d'appartenance partielle est donnée par la relation :

$$\mu_{R_i}(x_R) = \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(x_R); i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{I-15}) \quad \text{où}$$

μ_{ci} est le facteur d'appartenance de la condition et $\mu_{oi}(x_R)$ est la fonction d'appartenance liée à l'opération imposée par la règle R_i . La fonction d'appartenance résultante est alors donnée par :

$$\mu_{res}(x_R) = \max[\mu_{R_1}(x_R), \mu_{R_2}(x_R), \dots, \mu_{R_m}(x_R)] \quad (\text{I-16})$$

- Méthode d'inférence *somme-prod*

On obtient la fonction d'appartenance partielle de chaque règle par la relation :

$$\mu_{Ri}(x_R) = \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(x_R); i = 1, 2, \dots, m \quad (I-17)$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu_{res}(x_R) = \max[\mu_{R1}(x_R) + \mu_{R2}(x_R) + \dots + \mu_{Rm}(x_R)] / m \quad (1-18) \text{ où } m$$

est le nombre de règles intervenant dans l'inférence.

I.6.4 Interface de défuzzification

Les méthodes d'inférences fournissent une fonction d'appartenance résultante $\mu_{res}(x_R)$ pour la variable de sortie x_R . Il s'agit donc d'une information floue. Les actionneurs actuels, utilisés dans les boucles de commande ne s'accompagnent pas de ce genre de décision, il convient de la transformer en une grandeur de commande précise, il faut prévoir une transformation de cette information floue en une information déterminée. Cette transformation est appelée défuzzification. Les méthodes de défuzzification les plus couramment utilisées sont [1], [7], [12], [67]:

- La méthode de centre de gravité

La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{res}(x_R)$. Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse x_R^* . La figure 1.10 montre le principe de défuzzification.

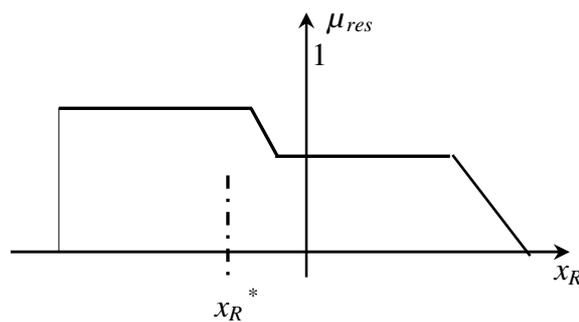


Figure I.10: Défuzzification par centre de gravité.

L'abscisse de centre de gravité peut être déterminé à l'aide de la relation générale:

$$x_R^* = \frac{\int_{-1}^1 x_R \cdot \mu_{res}(x_R) \cdot dx_R}{\int_{-1}^1 \mu_{res}(x_R) \cdot dx_R} \quad (I-19)$$

- La méthode de maximum.

La défuzzification par centre de gravité exige en général une envergure de calcul assez importante. Par conséquent, il sera utile de disposer d'une méthode de défuzzification plus simple. Quelquefois, on fait appel à la méthode par valeur maximum. Comme signal de sortie x_R^* , on choisit l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{res}(x_R)$ comme le montre la figure I.11.a.

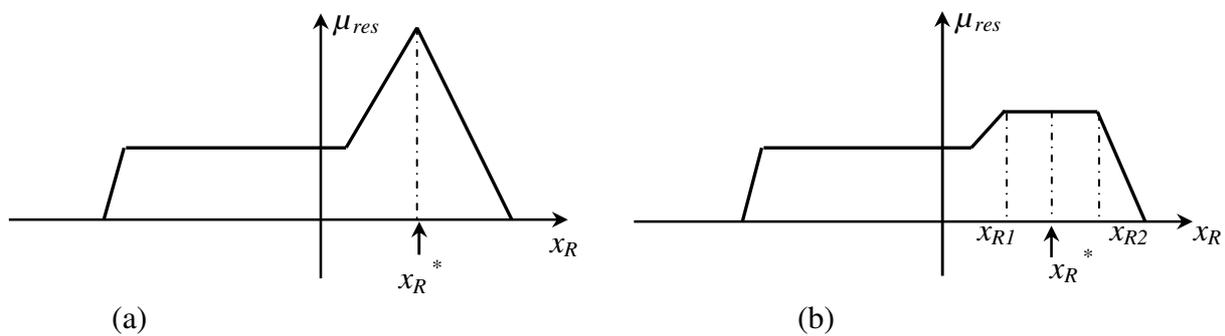


Figure I.11: Défuzzification par valeur maximum.

Lorsque $\mu_{res}(x_R)$ est écrêtée, toutes valeurs entre x_{R1} et x_{R2} peuvent être utilisées. Afin d'éviter cette indétermination, on prend la moyenne des abscisses du maximum (la figure I.11.b). Cependant cette méthode présente un grand inconvénient c'est que le signal de sortie x_R^* saute si la dominance change d'une fonction partielle à une autre.

I.7 INTRODUCTION A LA THEORIE DU MODE GLISSANT

Les lois de commande classique du type *PI* donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commandes classiques peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes [4], [13]. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Les lois de commande dite à structure variable

constituent une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire [3], [22], [26].

Le réglage par mode de glissement (RMG) est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie donc des systèmes à structure variable et les modes glissants associés (en anglais : sliding mode), est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement [3], [22].

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'un état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement [13].

La discussion qui a lieu au premier congrès de l'IFAC en 1960 entre Neimrak et Fillipov a été concluante, dans la mesure où un nouveau problème sur la théorie des modes glissants a été posé. Ce n'est que durant cette discussion que l'ambiguïté de la détermination du comportement dynamique du système commandé sur la surface de commutation a été levée [22], [26].

I.8 GENERALITES SUR LA THEORIE DU CONTROLE PAR MODE GLISSANT

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure, fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la commande équivalente [3].

I.8.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure I.12. Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse.

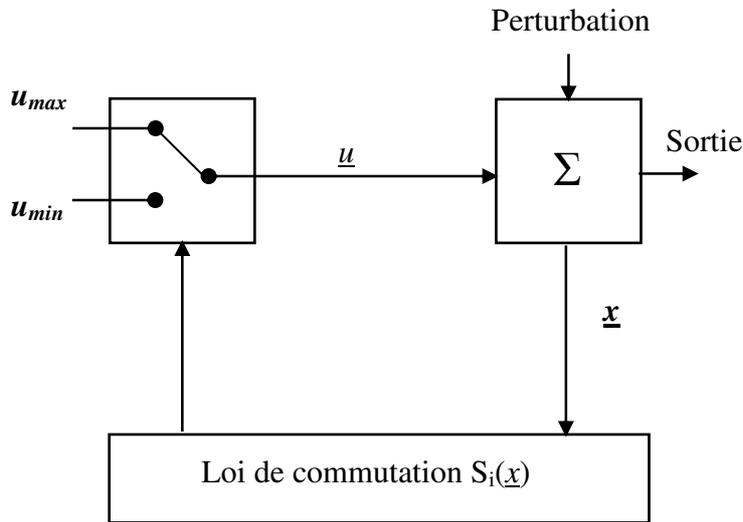


Figure I.12: Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

I.8.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure I.13, c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande de machines à induction. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique ou le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

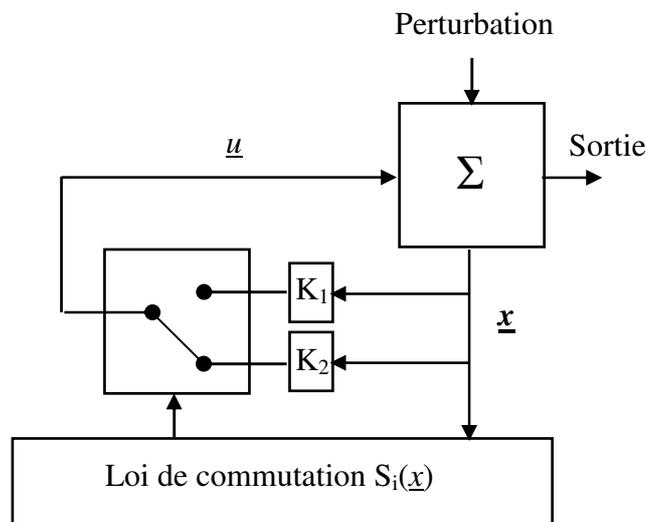


Figure I.13: Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

I.8.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure I.14, présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

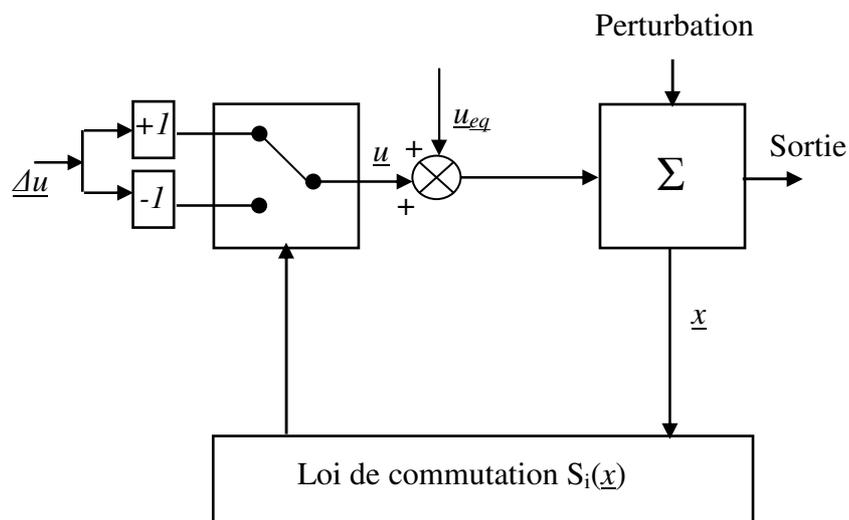


Figure I.14: Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

\underline{u} : vecteur de commande.

\underline{u}_{eq} : vecteur de commande équivalente.

Δu : vecteur de commande discontinu.

\underline{x} : vecteur d'état.

S_i : vecteur surface de commutation

I.9 PRINCIPE DE LA THEORIE DU CONTROLE PAR MODE GLISSANT

I.9.1 Système à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant, [3]. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement [3],[8] , [39].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [22],[26] (Figure I.15):

- Le mode de convergence (MC) : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x, y)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- Le mode de glissement (MG) : c'est le mode durant lequel la variable d'état atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. Si la variable d'état oscille dans un voisinage de la surface de glissement, ce phénomène est appelé chattering. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x, y)=0$.
- Le mode du régime permanent (MRP) : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

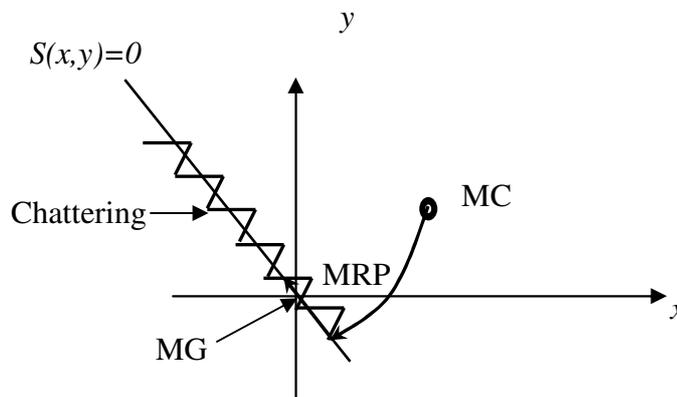


Figure I.15: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

I.10 CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

Les avantages de la commande par mode glissant sont importantes et multiples; la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis[22]. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle [3], [8], [22].

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre [22], [26].

- Choix de la surface de glissement.
- L'établissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande.

I.10.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et de l'objectif visé. Pour un système défini par l'équation (I-20), le vecteur de surface a la même dimension que le vecteur de commande u [22], [26].

$$\dot{x} = A(x,t)x + B(x,t)u \quad (\text{I-20})$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x , elle est donnée par [11], [22]:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{I-21})$$

avec:

$e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence.

λ : est une constante positive.

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

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$ pour un choix convenable du paramètre. Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

I.10.2 Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence [22], [23] [26].

I.10.2.1 La fonction discrète de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par Emiyarov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{S}(x) &> 0 \text{ si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) &< 0 \text{ si } S(x) > 0 \end{aligned} \tag{I-22}$$

cette condition peut être formulée comme suit:

$$\dot{S}(x) S(x) < 0 \tag{I-23}$$

I.10.2.2 La fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit [17], [18]:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{I-24}$$

la dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) \tag{I-25}$$

pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifié que si la condition (I-23) est vérifiée.

L'équation (I-24) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie [26].

I.10.3 Calcul de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface). C'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue soit ajoutée. La partie continue en effet, amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre stabilisante (u_n) [22], [23].

$$u = u_{eq} + u_n \quad (I-26)$$

u_{eq} correspond donc à la commande proposée par Filipov, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente est déduite en considérant que la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$. Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs u_{max} et u_{min} , [3], [22], [26].

u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence. Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (I-20). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u .

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (I-27)$$

en remplaçant (I-20) et (I-26) dans (I-27), nous trouvons:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot (A(x,t) + B(x,t)u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \quad (I-28)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$u_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial x} \cdot A(x,t) \cdot \left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \right)^{-1} \quad (I-29)$$

pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \neq 0$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (I-28), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot u_n \quad (I-30)$$

la condition d' attractivité exprimée par (I.23) devient:

$$S(x,t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot u_{eq} \quad (I-31)$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de u_n doit être opposé a celui de $S(x,t) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot u_{eq}$. La

forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais de la figure I.16 donnée par l'équation [23] :

$$u_n = k \cdot \text{sign}(S(x,t)) \quad (I-32)$$

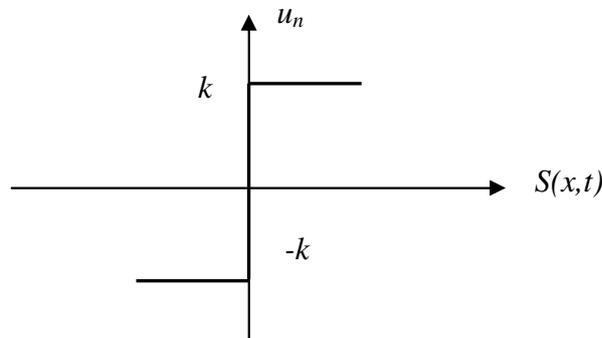


Figure I.16: Représentation de la commande discontinue.

I.11 CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre on a décrit le principe de base de la théorie de la logique floue, la configuration interne du régulateur flou, ainsi que l'influence des différentes formes des fonctions d'appartenances et des différentes méthodes d'inférences sur cette configuration. Des nombreuses possibilités de formulations des fonctions d'appartenances et des règles d'inférences conduisent à une grande diversité de caractéristiques. Ce qui facilite et complique en même temps la conception du contrôleur par la logique floue.

La deuxième partie de ce chapitre, est consacrée à la présentation du principe de la théorie du contrôle par mode glissant. Les différentes configurations des systèmes à structure variable utilisées ainsi que les étapes principales du concept général de ce type de commande; à savoir le choix de la surface de glissement, l'établissement des conditions d'existence et la détermination de la loi de commande.

CHAPITRE DEUX : MODELLISATION DE LA MACHINE SYNCHROME ET LES CONVERTISSEURS

II.1 INTRODUCTION

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique. Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas [4], [19]. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone. Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle la génération du champ d'induction rotorique : Les rotors bobinés à pôles lisses et à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants [13], [26].

Le moteur synchrone à aimants permanents est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable est attractif et concurrent à celui des moteurs asynchrones et à courant continu sans collecteur, grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents (à terre rares) [14], [26]. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones. Offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie, un couple massique élevé, ainsi que l'élimination des pertes joules rotoriques [9],[5],[8],[14]. Malgré ces avantages, le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique.

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs mégas Watts (systèmes de propulsion des navires). Il est utilisé aussi dans diverses applications comme le positionnement, variation de la vitesse et la traction électrique [26],

- Il fonctionne comme compensateur synchrone,
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

Cette large utilisation est devenue possible avec les hautes performances des aimants permanents, ce qui a permis à la machine synchrone d'avoir une densité de puissance, un rapport couple inertie et une efficacité élevée en la comparant avec la machine à induction.

La machine synchrone peut être alimentée en tension ou en courant. La source doit être réversible pour un fonctionnement dans les quatre quadrants (moteur/ générateur dans les deux sens de rotation). Les convertisseurs alternatif/continu de l'électronique de puissance, sont utilisés dans des domaines d'application variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides [13], [14]. La machine synchrone à aimants peut avoir différentes configurations suivant la disposition des aimants.

II.2 MODELE DE LA MACHINE SYNCHRONE A ENROULMENT D'EXCITATION

II.2.1 Hypothèses simplificatrices

Les phénomènes physiques liés au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle. Cela permet une étude et une exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs [13],[14],[26]. Dans ce but, on adopte les suppositions suivantes :

- La saturation est négligée, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements.
- Les f.m.m. sont réparties sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine, il y a une symétrie par rapport à l'axe magnétique des enroulements.
- La composante homopolaire des signaux est supposée nulle, ce qui est en générale le cas, puisqu'on évite de relier le neutre du stator à un quelconque point de l'alimentation.
- Absence des effets de peau, de la température, du phénomène d'hystérésis et des courants de Foucault dans les parties magnétiques.

II.2.2 Mise en équation

La machine synchrone dont nous allons étudier la mise en équation correspond à la structure représentée par la figure II.1. Cette structure comporte un enroulement triphasé a,b, c au stator et au rotor un enroulement d'excitation et des enroulements amortisseurs en court-circuit, qu'on suppose assimilable à deux enroulements en quadrature d'axe od et oq .

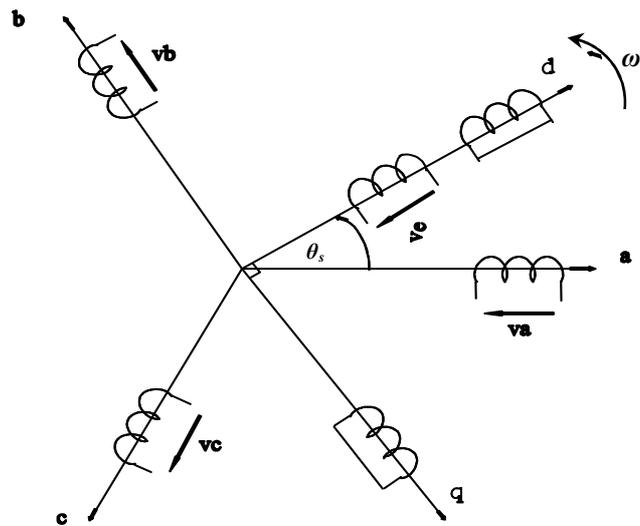


Figure II.1 : Modélisation de la machine synchrone triphasée.

Pour transformer la machine triphasée en machine biphasée, on modifie les enroulements statoriques en enroulements orthogonaux en utilisant la transformation de Park [4], [5], [13]. Les enroulements rotoriques ne subissent aucune transformation puisqu'ils sont déjà selon deux axes perpendiculaires.

La transformation de Park consiste à appliquer aux grandeurs courants, tensions et flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q . Ce changement de variable est la substitution aux enroulements réels a, b, c , en enroulements fictifs dont les axes magnétiques sont liés au repère od, oq et dont les conducteurs restent liés au stator (figure II.2) [4], [5], [13], [26].

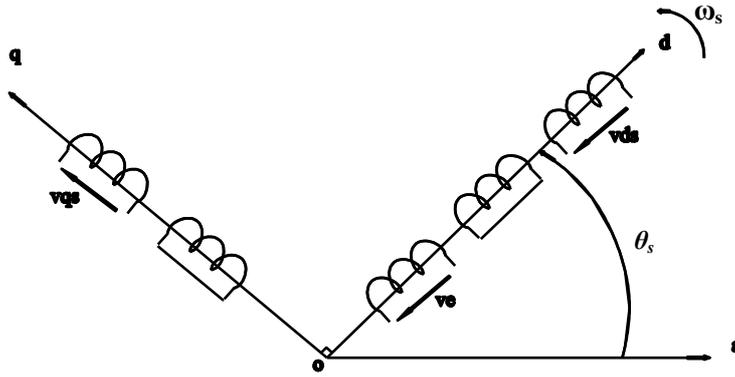


Figure II-2 : Modèle de Park de la machine synchrone.

Le modèle de la machine synchrone dans un référentiel od, oq lié au champ tournant ou au rotor est donné par les équations suivantes [13], [14].

$$v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + l_s \cdot p i_{qs} + \omega_r \cdot \phi_{ds} + L_{mq} \cdot p(i_{qs} + i_{qr}) \quad (\text{II-1})$$

$$v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + l_s \cdot p i_{ds} - \omega_r \cdot \phi_{qs} + L_{md} \cdot p(i_{ds} + i_{dr} + i_e) \quad (\text{II-2})$$

$$0 = R_r i_{qr} + l_r p i_{qr} + L_{mq} p(i_{qr} + i_{qs}) \quad (\text{II-3})$$

$$0 = R_r \cdot i_{dr} + l_r \cdot p i_{dr} + L_{md} \cdot p(i_{ds} + i_{dr} + i_e) \quad (\text{II-4})$$

$$v_e = R_e i_e + l_e p i_e + L_{md} p(i_{ds} + i_{dr} + i_e) \quad (\text{II-5})$$

avec:

R_s : résistance statorique.

R_r : résistance d'amortisseur.

R_e : résistance de l'enroulement d'excitation.

l_s : inductance de fuite statorique.

l_r : inductance de fuite d'amortisseur.

l_e : inductance de fuite de l'enroulement d'excitation.

L_{mq} : inductance magnétisante suivant l'axe q .

L_{md} : inductance magnétisante suivant l'axe d .

ω_r : vitesse de rotation électrique.

ω_s : vitesse de synchronisme.

ϕ_{ds} : composante du flux statorique suivant l'axe d .

ϕ_{qs} : composante du flux statorique suivant l'axe q .

i_{ds} : composante du courant statorique suivant l'axe d .

i_{qs} : composante du courant statorique suivant l'axe q .

i_{dr} : composante du courant rotorique suivant l'axe d .

i_{qr} : composante du courant rotorique suivant l'axe q .

i_e : courant d'excitation.

v_{ds} : composante de la tension statorique suivant l'axe d .

v_{qs} : composante de la tension statorique suivant l'axe q .

v_e : tension d'excitation.

p : opérateur de Laplace.

Dans le cas de la machine synchrone $\omega_r = \omega_s = np \cdot \Omega$. L'équation mécanique est donnée par la formule suivante :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{II-6})$$

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

$$C_e = np(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{II-7})$$

avec:

np : nombre de paires de pôles.

Ω : vitesse mécanique de rotation.

Les composantes du flux statorique ϕ_{qs} et ϕ_{ds} sont données par les équations suivantes :

$$\phi_{ds} = L_{ds} i_{ds} + L_{md} (i_{dr} + i_e) \quad (\text{II-8})$$

$$\phi_{qs} = L_{qs} i_{qs} + L_{mq} i_{qr} \quad (\text{II-9})$$

avec:

$$L_{ds} = l_s + L_{md} \quad (\text{II-10})$$

$$L_{qs} = l_s + L_{mq} \quad (\text{II-11})$$

En remplaçant les équations II-8 et II-9 dans les équations II-1 et II-2, la dynamique de la machine peut être représentée sous forme matricielle par le système d'équation suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \\ v_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + p L_{qs} & \omega_r \cdot L_{ds} & p L_{mq} & \omega_r \cdot L_{md} & \omega_r \cdot L_{md} \\ -\omega_r \cdot L_{qs} & R_s + p L_{ds} & -\omega_r \cdot L_{mq} & p L_{md} & p L_{md} \\ p L_{mq} & 0 & R_r + p L_{qr} & 0 & 0 \\ 0 & p L_{md} & 0 & R_r + p L_{dr} & p L_{md} \\ 0 & p L_{md} & 0 & p L_{md} & R_e + p(l_e + L_{md}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_e \end{bmatrix} \quad (\text{II-12})$$

II.3 DESCRIPTION DE LA MACHINE SYNCHROME À AIMANTS PERMANENTS

Les avantages procurés par les aimants permanents de type terre rare (SmCo, NdFeB) qui ont une induction rémanente et un champ coercitif plus élevés que celui des aimants à alliage métalliques, permettent la réalisation des machines synchrones à aimants permanents très performantes [14], [17]. En effet la puissance électrique d'une machine synchrone à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant. Cette densité est cinq à six fois plus importante dans les aimants à terre rare que dans les aimants à ferrites et trois fois plus importante que dans les aimants métalliques. Il est certain que l'utilisation de tels aimants entraînera une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance.

Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [13]. Cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique. Suivant la disposition des aimants, on distingue [26] :

- La machine à pôles saillants, où les aimants sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP). Un exemple de réalisation est montré dans les figures II.3.a, II.3.b avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques spécialement découpées. Un pont saturé d'une épaisseur de l'ordre de millimètres sépare les pôles. La machine à pôles saillants dite à concentration de flux, est montrée sur la figure II.3.c, où les aimants sont alors logés entre les pièces polaires et leur aimantation est transversale.
- La machine à inducteur lisse, où les aimants utilisés sans pièces polaires (machines de structure dite SPP) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique (voir figure II.3.d)). Aux fuites magnétiques près (le coefficient de fuites σ est de l'ordre de 1.03 à 1.05). L'induction B_e dans l'entrefer est celle de l'aimant B_a . Les aimants composés de terres rares peuvent créer ainsi une induction dans l'entrefer de 0.60 (T) à 0.85 (T), suivant la nature de l'aimant et le rapport de son épaisseur à celle de l'entrefer (en général il est de 5 à 6 fois). Les aimants sont immobilisés sur le noyau soit par une frette de fibres de verre ou de carbone liées par une résine époxy, soit par un tube mince en métal amagnétique et à résistivité élevée emmanché à chaud.

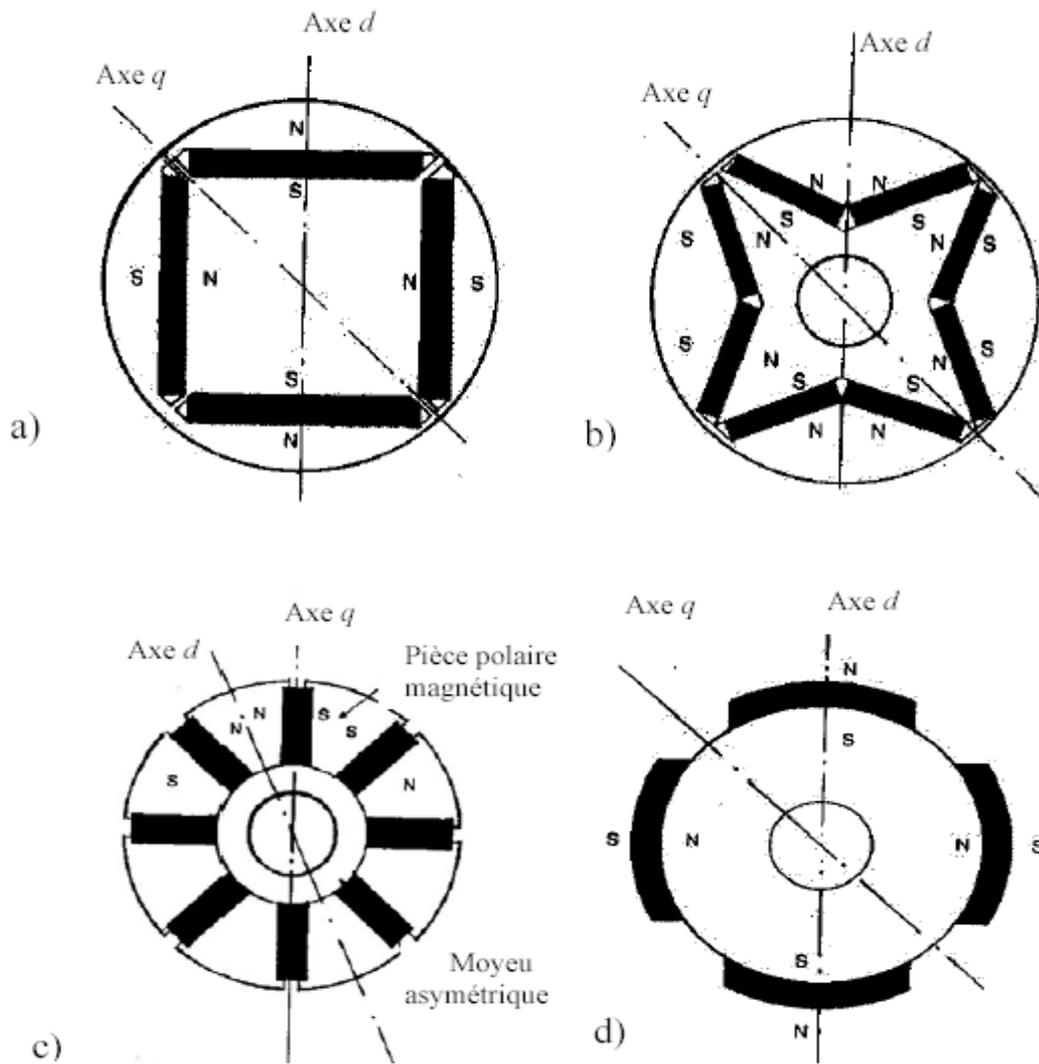


Figure II.3: Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone à aimants permanents.

II.4 MODELE DE LA MACHINE A AIMANTS PERMANENTS

Le stator de la machine synchrone à aimants permanents est analogue à celui de la machine synchrone à enroulement d'excitation. Les aimants permanents modernes permettent d'induire des courants dans le rotor qui sont négligeables, ainsi qu'il n'y a pas de différence entre la *f.e.m* créée par les aimants et celle produite par la bobine d'excitation. Donc, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est sans enroulement amortisseur dans un référentiel lié au champ tournant, peut être déduit de celui de la machine synchrone conventionnelle [10], [13], [14].

Les tensions statoriques sont :

$$\begin{aligned}
v_{qs} &= R_s \cdot i_{qs} + p \cdot \phi_{qs} + \omega_r \cdot \phi_{ds} \\
v_{ds} &= R_s \cdot i_{ds} + p \cdot \phi_{ds} - \omega_r \cdot \phi_{qs}
\end{aligned}
\tag{II-13}$$

Les composantes du flux statorique sont données par :

$$\begin{aligned}
\phi_{qs} &= L_{qs} \cdot i_{qs} \\
\phi_{ds} &= L_{ds} \cdot i_{ds} + \phi_e
\end{aligned}
\tag{II-14}$$

avec :

ϕ_e : flux total dû aux aimants et qui se ferme sur le stator.

Équation mécanique :

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \tag{II-15}$$

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_e = np \cdot [\phi_e \cdot i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} \cdot i_{qs}] \tag{II-16}$$

La vitesse électrique de rotation ω_r , ainsi que la vitesse du champ tournant ω_s , sont reliées à la vitesse mécanique de rotation par la relation suivante :

$$\omega_s = \omega_r = np \cdot \Omega \tag{II-17}$$

La machine synchrone avec aimants montés sur la surface du rotor est caractérisée par un entrefer large, ce qui permet de négliger l'effet de la réaction d'induit. Donc, le flux d'entrefer est égal au flux du rotor ($\phi_e \approx \phi_m$) et le diagramme de phase est représenté par la figure II.4, en néglige la résistance statorique [13].

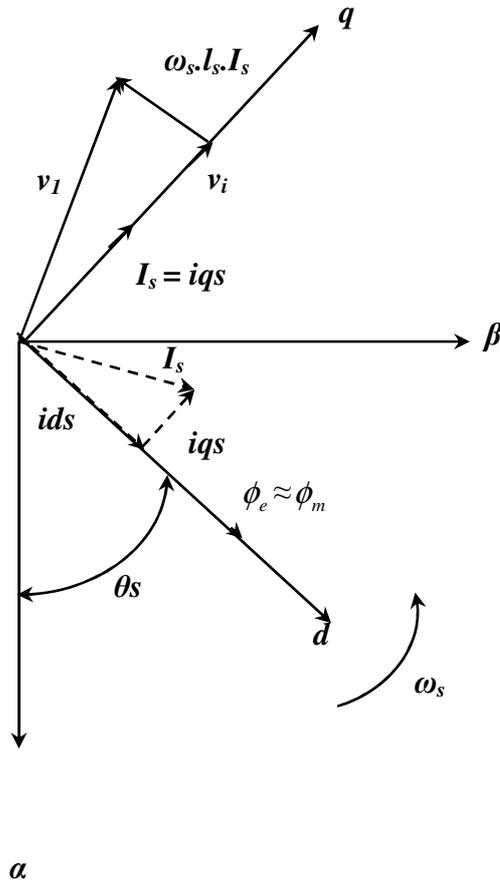


Figure II.4: Diagramme de phase de la machine synchrone à aimants permanents dans un référentiel (d, q) lié au champ tournant.

II.5 MODELISATION DU CONVERTISSEUR CC/ CA

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la conversion continue alternative. Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération. Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Chaque élément (transistor-diode) forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation (Figure II.5). Les ordres d'activation des six interrupteurs sont générés par un comparateur à hystérésis [13], [28], [59].

On appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), F_i et F_i' les fonctions logiques associées, définies par :

- Si $F_i = 1$, alors T_i est passant et T_i' est bloqué.
- Si $F_i = 0$, alors T_i est bloqué et T_i' est passant.

avec $i = 1, 2, 3$.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante et d'amplitude E .

À partir des notations de la figure II.5, on déduit les expressions des tensions composées :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= v_{aN} + v_{bN} = v_{bO} + v_{aO} \\ U_{bc} &= v_{cN} + v_{bN} = v_{bO} + v_{cO} \\ U_{ca} &= v_{aN} + v_{cN} = v_{cO} + v_{aO} \end{aligned} \tag{II-18}$$

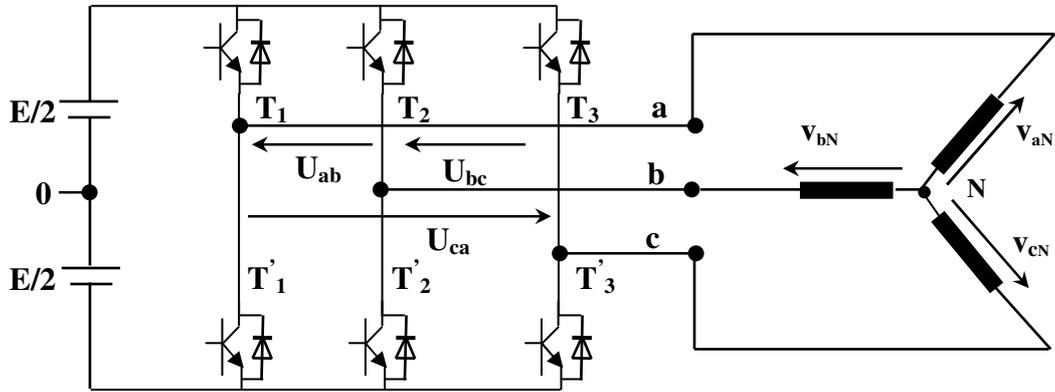


Figure II.5 : Schéma du redresseur CC/CA.

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chaque un d'entre eux, il vient :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = E \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \tag{II-19}$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, il en découle :

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \tag{II-20}$$

II.6 MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR CA/CC

Avant de modéliser et d'analyser le convertisseur CA/CC (Figure II.6), on suppose que [22], [51], [59], [64] :

- la tension du réseau est une tension triphasée équilibrée,
- tous les éléments du circuit sont supposés idéaux,
- les interrupteurs sont bidirectionnels et fonctionnent en mode de conduction continue, ainsi ils sont à l'état passant (*on*) ou bloqué (*off*).

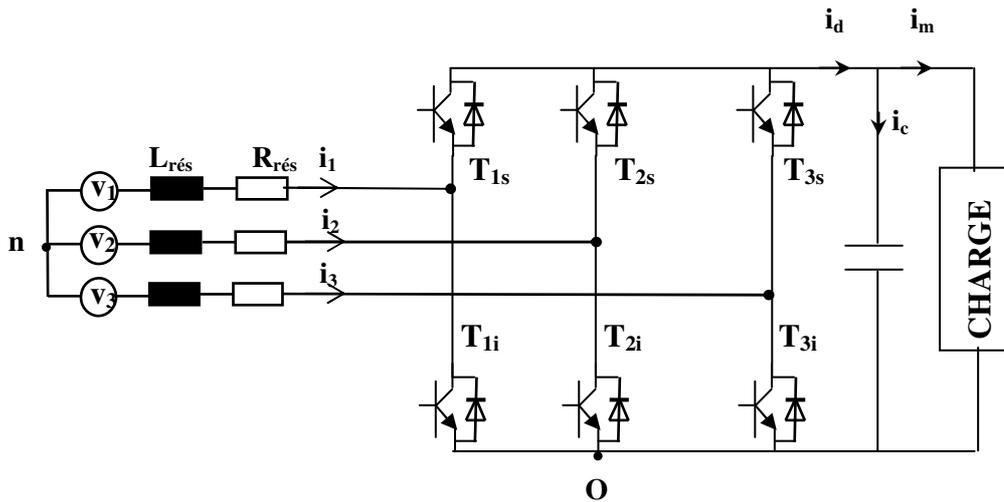


Figure II.6: Schéma du redresseur CA/CC.

Les tensions triphasées du réseau sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 v_1 &= V_m \cdot \cos(\omega t) \\
 v_2 &= V_m \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3) \\
 v_3 &= V_m \cdot \cos(\omega t + 2\pi/3)
 \end{aligned}
 \tag{II-21}$$

où V_m et ω représentent respectivement l'amplitude de la tension de phase et la pulsation angulaire du réseau. Appliquons la loi de Kurchhoff relative aux tensions sur la partie alternative du circuit de la figure II.6, on obtient :

$$L_{rés} \cdot \frac{di_k}{dt} + R_{rés} \cdot i_k = v_k - (v_{ko} + v_{on})
 \tag{II-22}$$

où l'indice k indique l'ordre de la phase.

Puisque, à tout moment un interrupteur de chaque bras est à l'état passant (T_{ks} ou T_{ki}), on peut considérer la séquence de conduction S_k définie comme suit :

$$\begin{aligned}
 S_k &= 1 & \text{si } T_{ks} \text{ est passant et } T_{ki} \text{ est bloqué.} \\
 S_k &= 0 & \text{si } T_{ks} \text{ est bloqué et } T_{ki} \text{ est passant.}
 \end{aligned}$$

Considérons les fonctions de commutations S_k , on a :

$$v_{ko} = v_c \quad \text{si} \quad S_k = 1$$

$$v_{ko} = 0 \quad \text{si} \quad S_k = 0$$

$$v_{on} = -\frac{v_c}{3} \sum_{k=1}^3 S_k \quad (\text{II-23})$$

Appliquons la loi de Kurchhoff relative aux courants sur la partie continue du circuit de la figure II.6 et à partir des équations II -22 et II -23 on a :

$$L_{rés} \cdot \frac{di_k}{dt} = v_k - R_{rés} \cdot i_k - S_k \cdot v_c + \frac{v_c}{3} \cdot \sum_{k=1}^3 S_k \quad (\text{II-24})$$

$$C \cdot \frac{dv_c}{dt} = \sum_{k=1}^3 S_k \cdot i_k - i_m \quad (\text{II-25})$$

Sous forme matricielle, on peut écrire :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{rés}}{L_{rés}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{rés}}{L_{rés}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{rés}}{L_{rés}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{2v_c}{3L_{rés}} & \frac{v_c}{3L_{rés}} & \frac{v_c}{3L_{rés}} \\ \frac{v_c}{3L_{rés}} & -\frac{2v_c}{3L_{rés}} & \frac{v_c}{3L_{rés}} \\ \frac{v_c}{3L_{rés}} & \frac{v_c}{3L_{rés}} & -\frac{2v_c}{3L_{rés}} \\ \frac{i_1}{C} & \frac{i_2}{C} & \frac{i_3}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{rés}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{rés}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{rés}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ i_m \end{bmatrix} \quad (\text{II-26})$$

avec :

$L_{rés}$: inductance et la résistance du réseau.

$R_{rés}$: résistance du réseau.

v_c : tension à la sortie du convertisseur CA/CC.

i_m : courant à la sortie du convertisseur CA/CC.

II.7 CIRCUIT DE CONFIGURATION

Le circuit global du système a étudié, est présenté par la figure II.7. La machine synchrone à aimants est alimentée par deux convertisseurs en cascade. Le convertisseur côté machine est un onduleur de tension à hystérésis, précédé par un redresseur commandé côté réseau.

Pour que la machine synchrone à aimants produise un couple constant, les courants sinusoïdaux sont nécessaires. Pour cela, la stratégie de contrôle suivie est la régulation des courants statoriques par hystérésis. Les courants i_a et i_b sont mesurés et le courant i_c est calculé, ce qui évite l'utilisation d'un troisième capteur de courant. Les valeurs des courants instantané et de référence sont comparés (Figure II.7) et des signaux d'erreurs sont générés à partir desquels les comparateurs à hystérésis produisent les impulsions d'amorçage des interrupteurs en les situant par rapport à la bande d'hystérésis $\pm \Delta i$. Les courants de références i_{aref} , i_{bref} , i_{cref} sont générés à partir des courants de références i_{dsref} et i_{qsref} par l'application de la transformation inverse de Park nécessitant la position du rotor.

Le contrôle par hystérésis force le courant de chaque phase à être supérieur ou inférieur par rapport à son courant de référence par commutation de la tension de phase entre $+V_c/2$ et $-V_c/2$. La fréquence de commutation des interrupteurs dépend de la tension continue appliquée à l'entrée de l'onduleur, du niveau de la *f.e.m* dépendant de la vitesse de rotation, de l'inductance de fuite du stator et de la bande d'hystérésis Δi . Les pertes de commutation de l'onduleur sont proportionnelles à cette fréquence qui est directement proportionnelle à la tension continue, et inversement proportionnelle à la bande d'hystérésis. La fréquence de commutation maximale est obtenue au démarrage, lorsque la vitesse est presque nulle [13], [30].

Le convertisseur statique provoque une rupture dans la chaîne de transmission d'énergie entre le réseau et la charge qui est la machine dans le cas des systèmes d'entraînement. Lors du phénomène de la commutation, consomme de l'énergie réactive et génère des harmoniques qui remontent sur le réseau en créant des perturbations et des pertes supplémentaires, ce qui pénalise le réseau électrique. Pour résoudre ces problèmes, nous utiliserons les techniques de filtrage de type actif en utilisons des circuits convertisseurs [13] [45], [49], [59].

Deux régulateurs sont utilisés, le premier régulateur est destiné à la boucle de vitesse, fournit le couple de référence électromagnétique. Le second contrôleur est utilisé pour la boucle de la tension est donne un courant de référence.

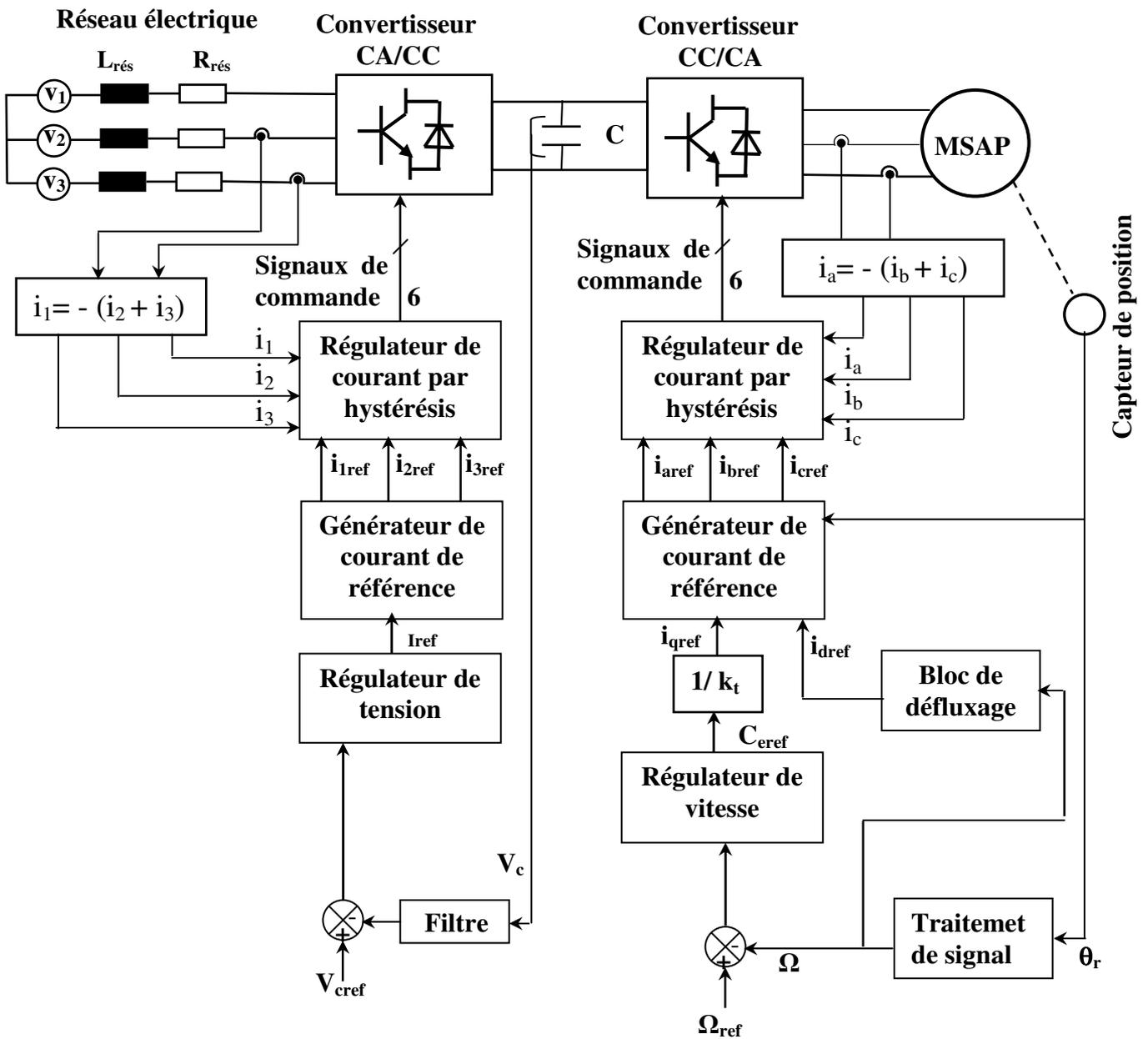


Figure II.7: Schéma bloc global du système d'entraînement.

II.8 CONCLUSION

La machine électrique est le cœur du système d'entraînement et la compréhension de son comportement dynamique est très importante. Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle de la machine synchrone à enroulement d'excitation, déduisons par la suite le modèle de la machine synchrone à aimants permanents. Pour simplifier l'étude et l'analyse de notre machine, son modèle est représenté dans un repère (d, q) , (d l'axe direct et q l'axe en quadrature), en utilisant la

transformation normalisée de Park. Cette modélisation permet d'envisager la commande par flux orienté de la machine synchrone à aimants permanents.

Pour compléter le système d'entraînement, l'association à la machine de deux convertisseurs en cascade est présentée. A travers ces convertisseurs s'opère le transfert d'énergie entre la source et la machine, d'où l'importance de l'étude et la modélisation de l'association réseau- machine - convertisseur. Pour le convertisseur côté réseau, nous avons utilisé un redresseur commandé qui offre des avantages distincts par rapport au redresseur non commandé. Pour le convertisseur côté machine, la MSAP est alimentée par un onduleur de tension triphasé.

Le schéma bloc global du système étudié, est présenté à la fin de ce chapitre. La machine synchrone à aimants est alimentée par deux convertisseurs en cascade. Le convertisseur côté machine est un onduleur de tension à hystérésis, précédé par un redresseur commandé côté réseau.

CHAPITRE TROIS : ASSERVISSEMENT A VITESSE VARIABLE DE LA MSAP

III.1 INTRODUCTION

Le choix de la stratégie de contrôle pour la commande des machines électriques reste un sujet préoccupant pour les chercheurs. Les techniques de commande utilisant les régulateurs conventionnels (PI, PID) sont encore utilisées dans nombreuses applications. L'inconvénient de ce type de réglage dû non seulement à une modélisation peu précise mais aussi lorsque des performances dynamiques élevées sont demandées, tel que la variation des perturbations extérieures et/ou les paramètres internes de la machine ainsi que le changement des points de fonctionnement du système [8].

Plusieurs techniques de contrôle modernes peuvent remplir ces exigences ont été proposées. Il n'est évidemment pas possible d'en décrire et de cerner toutes les possibilités concernant ces techniques. Néanmoins, nous étudierons celles qui paraissent importantes, simples et performantes à l'image des techniques flous et à structure variable.

Les techniques de commande floue et par mode glissant apparaissent dès lors comme des alternatives très prometteuse. Elles se basent sur la connaissance humaine et ne nécessitent nullement de modéliser le processus à commander. De plus, ces techniques de commande font preuve de qualité intrinsèque de robustesse [9].

III.2 LE SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE DE LA MSAP

Le schéma bloc de la commande d'un système d'entraînement de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, basé sur la technique de la commande vectorielle est représenté par la figure III.1. Tout d'abord, nous considérons seulement l'onduleur qui est supposé être alimenté par une tension continue constante E .

La vitesse est mesurée directement et il est possible de faire sa régulation par contre-réaction, en utilisant un contrôleur à logique floue ou/et un contrôleur par mode glissant. L'erreur de vitesse est traitée par le régulateur pour générer le couple de référence et lorsque la machine fonctionne à couple constant où $i_{ds} = 0$, le couple électromagnétique de référence est divisé par la constante de couple pour donner la composante i_{qs} de référence.

Lorsque la machine est entraînée à une vitesse supérieure à la vitesse nominale, le variateur fonctionne dans le mode défluxé (puissance constante)[..], Comme la machine synchrone à aimants permanents est entièrement commandable par le stator, le flux d'enterfer est défluxé par l'introduction d'un courant i_{ds} négatif qui crée un flux en opposition à celui dû aux aimants. Le défluxage est défini par la non linéarité suivante [4], [8], [9]:

$$df = 1 \quad \text{Pour } |\Omega| < \Omega_0$$

$$df = \frac{\Omega_0}{|\Omega|} \quad \text{Pour } |\Omega| \geq \Omega_0 \quad \text{(III-1)}$$

1)

avec:

Ω_0 : vitesse nominale.

La sortie du bloc de défluxage est égale à l'unité pour une vitesse inférieure ou égale à la valeur nominale et décroît hyperboliquement avec la vitesse entre la valeur nominale et valeur maximale .Lorsque la sortie df est unité, $\Phi_e \approx \Phi_m$ et $i_{ds} = 0$ et si cette sortie est inférieure à l'unité un couple C_{eref} réduit est demandé. Les deux composantes i_{qs} et i_{ds} sont utilisées pour calculer le couple de la machine comme dans l'équation (II-4).

Pour étudier la régulation représentée par la figure III.1 et évaluer les performances des deux types de réglage, nous présentons dans le paragraphe suivant une étude détaillé des déférents paramètres des régulateurs ainsi que plusieurs tests seront effectués.

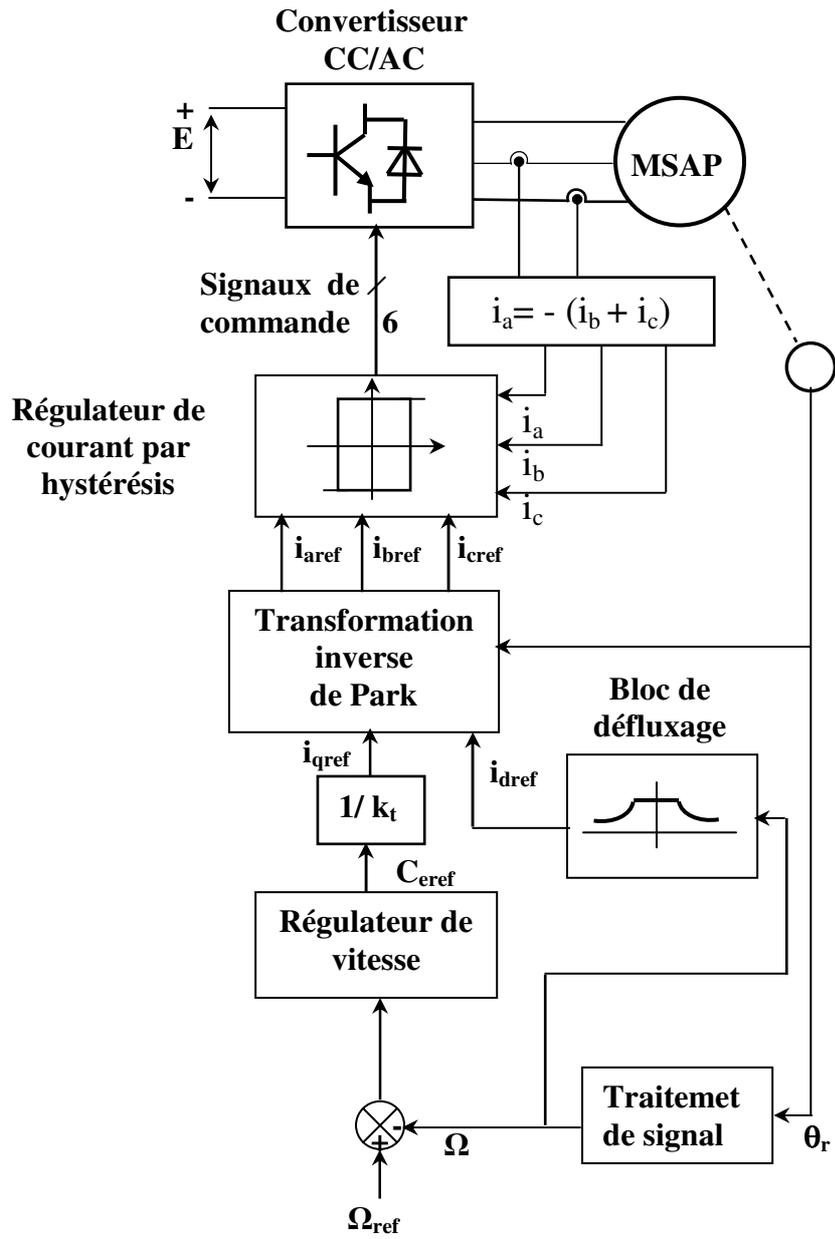


Figure III.1: Système d'entraînement de vitesse de la machine synchrone à aimants.

III.2.1 Régulateur à logique floue

III.2.1.1 Régulateur floue à gain constant

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani [61] pour les système mono entrée / mono sortie. Ce schéma est représenté par la figure III.2 comme suit :

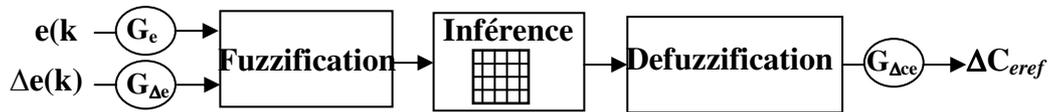


Figure III.2: Schéma bloc du Régulateur floue à gain constant

D'après ce schéma, le Régulateur floue à gain statique (RFGC) est composé :

- des gains d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et la variation de commande.
- d'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- d'un bloc des règles du contrôleur flou (inférences).
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique.
- Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation tell que $\Delta C_{eref} = f(e, \Delta e)$. Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande ΔC_{eref} nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les plus part des cas, cette variation de commande est obtenue par une simple lecture dans une table de décision définie hors ligne.

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

$$C_{eref}(k+1) = C_{eref}(k) + G_{\Delta ce} \cdot \Delta C_{eref} \quad (\text{III-2})$$

- Fuzzification

L'erreur et sa variation sont définies comme suit :

$$e(k) = G_e \cdot (\Omega_{ref}(k) - \Omega(k)) \quad (\text{III-3})$$

$$\Delta e(k) = G_{\Delta e} \cdot (e(k) - e(k-1))$$

Où :

- G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta ce}$: représentent les gains d'adaptation, généralement en les choisit faible pour assurer la stabilité du système. Ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, se sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. Les grandeurs e et Δe sont normalisés dans un univers de discours $[-e_3, +e_3]$, ces grandeurs doivent être converties en variables linguistiques. On a introduit sept fonctions d'appartenances de forme triangulaires pour chaque variable d'entrées (figure III.3).

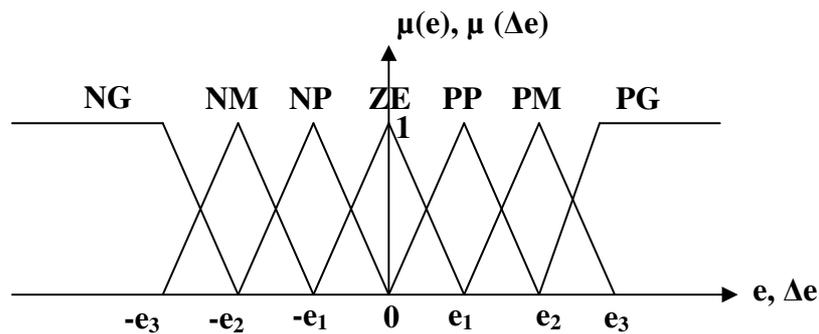


Figure III.3: Fonctions d'appartenances des variables d'entrées.

Il est nécessaire de fuzzifier la variable de sortie car on a besoin des sous-ensembles flous au niveau des inférences et de la défuzzification. On emploie onze fonctions d'appartenances de forme triangulaire. La variable de sortie est normalisée dans un univers de discours $[-C_5, +C_5]$ (figure III.4) [26].

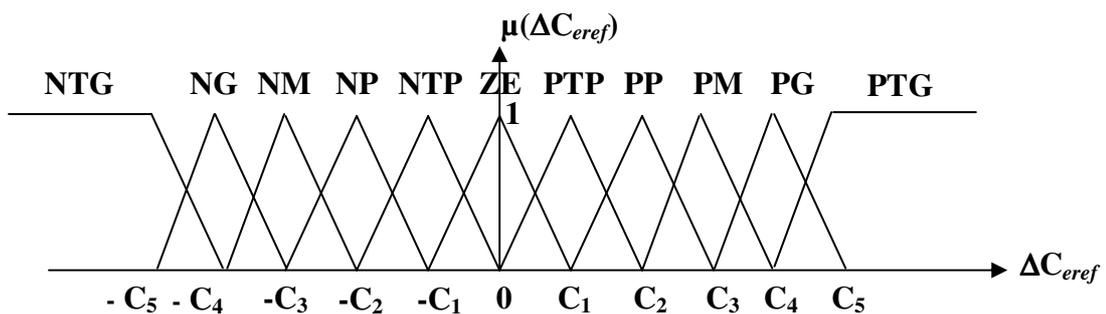


Figure III.4: Fonctions d'appartenances de la variable de sortie.

- Inférences

La stratégie de commande dépend essentiellement des inférences adoptées, la condition pour chaque règle est :

SI ($e(k)$ est NG) **et** ($\Delta e(k)$ est NG) **alors** ΔC_{eref} est NTG **ou**

.. .. .

SI (e (k) est ZE) **et** (Δe (k) est ZE) **alors** ΔC_{eref} est ZE **ou**

.. .. .

SI (e (k) est PG) **et** (Δe (k) est PG) **alors** ΔC_{eref} est PTG. (III-4)

Afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence (tableau III.1).

Tableau III.1 : matrice d'inférence.

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NTG	NTG	NG	NM	NP	NTP	ZE
NM	NTG	NG	NM	NP	NTP	ZE	PTP
NP	NG	NM	NP	NTP	ZE	PTP	PP
ZE	NM	NP	NTP	ZE	PTP	PP	PM
PP	NP	NTP	ZE	PTP	PP	PM	PG
PM	NTP	ZE	PTP	PP	PM	PG	PTG
PG	ZE	PTP	PP	PM	PG	PTG	PTG

Les fonction d'appartenances sont notées comme suit :

NTG : Négatif très grand.

PTG : Positif très grand.

NG : Négatif grand

PG : Positif grand

NM : Négatif moyen.

PM : Positif moyen.

NP : Négatif petit.

PP : Positif petit.

NTP : Négatif très petit.

PTP : Positif très petit.

ZE : Zéro

La méthode d'inférence retenue est la méthode somme produit [1]:

$$\mu_{ri}(\Delta C_{eref}) = \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(\Delta C_{eref})$$

$$\mu_{rés} = \frac{1}{m} \cdot \sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(\Delta C_{eref}) \tag{III-5}$$

μ_{ri} : fonction d'appartenance de chaque règle.

μ_{oi} : fonction d'appartenance de l'opération.

μ_{ci} : fonction d'appartenance de la condition.

$\mu_{rés}$: fonction d'appartenance résultante.

m : le nombre de règle intervenant.

- défuzzification

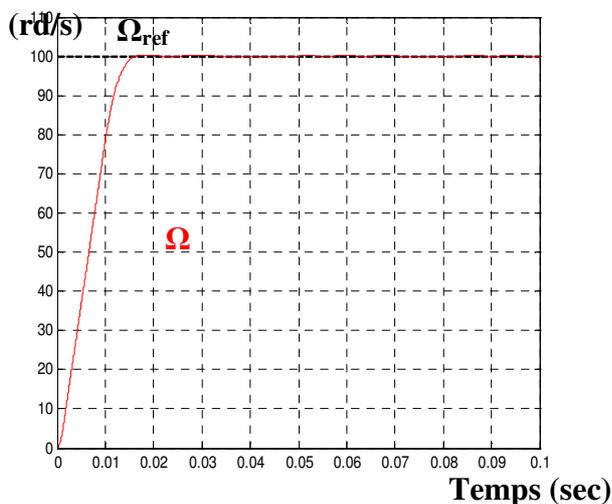
On prend comme critère de défuzzification la méthode du centre de gravité qui est donnée par la relation [1],[19],[62] :

$$\Delta C_{eref} = \frac{\sum_{i=1}^l C_i \cdot \mu_{res}}{\sum_{i=1}^l \mu_{res}} \quad (III-6)$$

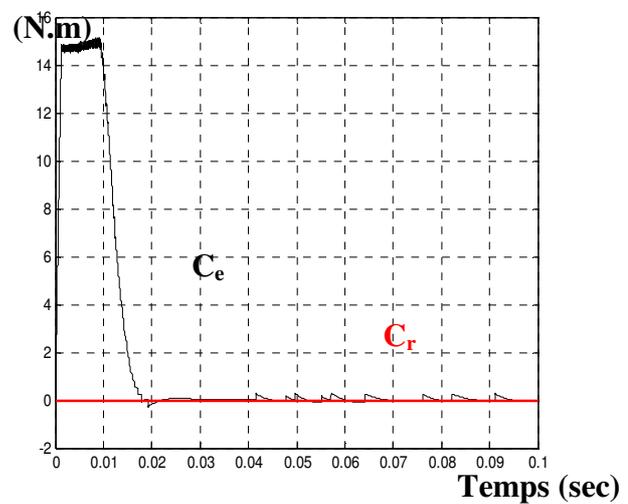
III.2.1.2 Résultats de simulation

Le schéma bloc de la régulation floue ainsi obtenu a été simulé pour une période d'échantillonnage, $T_s = 0.1ms$. Dans un premier temps, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence $\Omega_{ref} = 100rad/s$ (mode normal); les résultats de simulations montrent les performances de la régulation étant donné que la vitesse est obtenue sans dépassement avec un temps de réponse court. Lors du démarrage, le couple électromagnétique atteint la valeur limite (15 Nm) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Comme la machine est entraînée à une vitesse inférieure à la vitesse nominal ($\Omega_0 = 105rad/s$), le flux d'entrefer est égal au flux rotorique ce qui donne un courant i_{ds} nul (figure III.5).

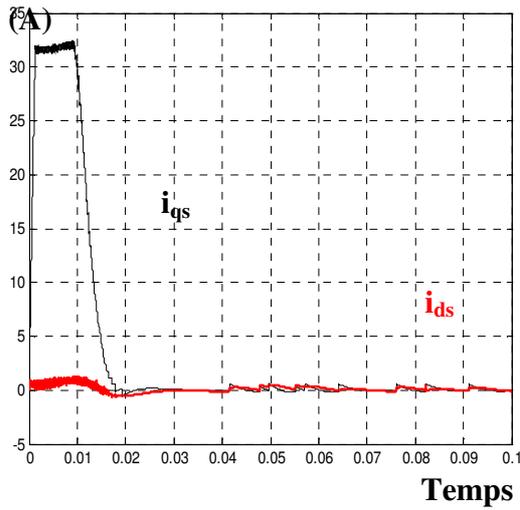
La réponse des deux composantes du courant statorique montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($i_{ds}=0$) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composante i_{qs} .



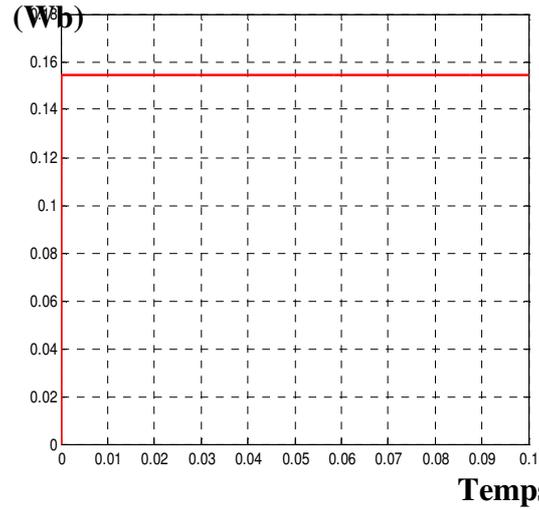
Vitesse de rotation.



Couple électromagnétique.



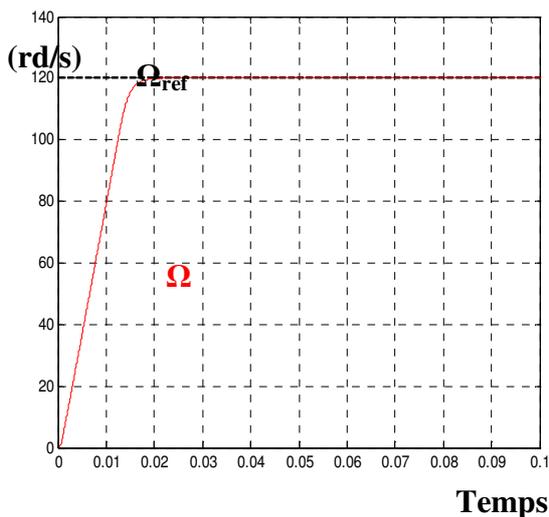
Composantes i_{ds} et i_{qs} .



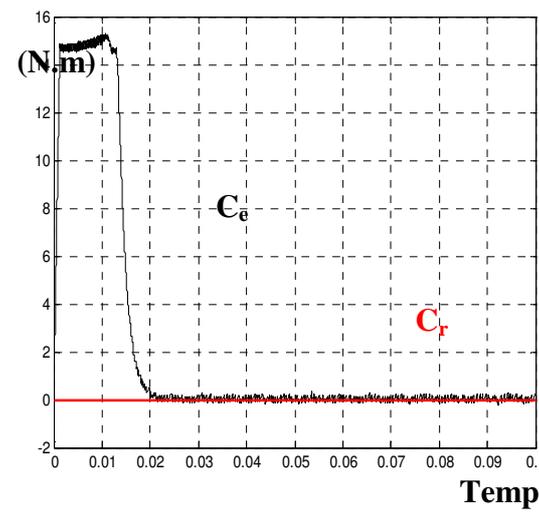
Flux d'entrefer.

Figure III.5: Résultats de simulation de la commande pour un démarrage $\Omega_{ref} = 100\text{rad/s}$ à vide (mode normal).

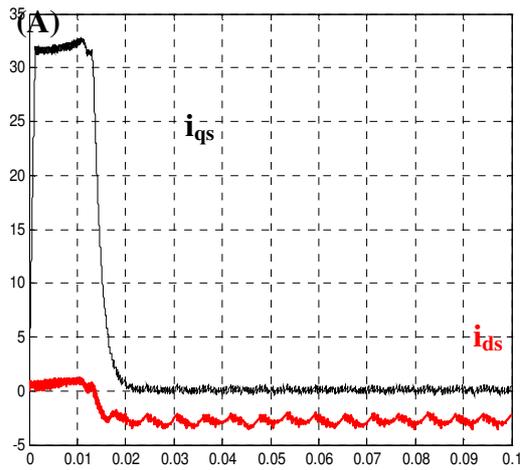
Nous avons examiné également le fonctionnement en mode défluxé (figure III.6) pour lequel nous constatons, à une vitesse de référence $\Omega_{ref} = 120\text{rad/s}$, que le système répond pratiquement sans dépassement avec un temps de réponse plus important que dans le cas du mode normal.



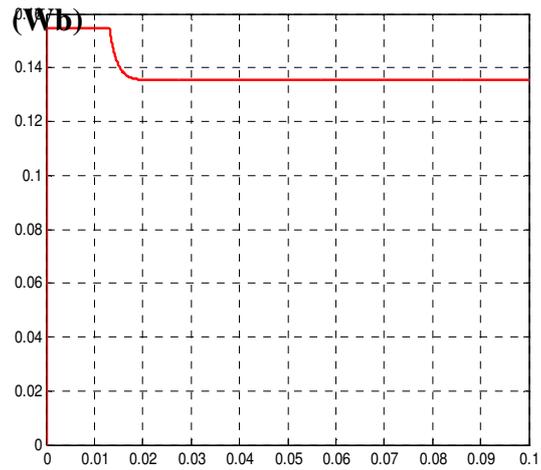
Vitesse de rotation.



Couple électromagnétique.



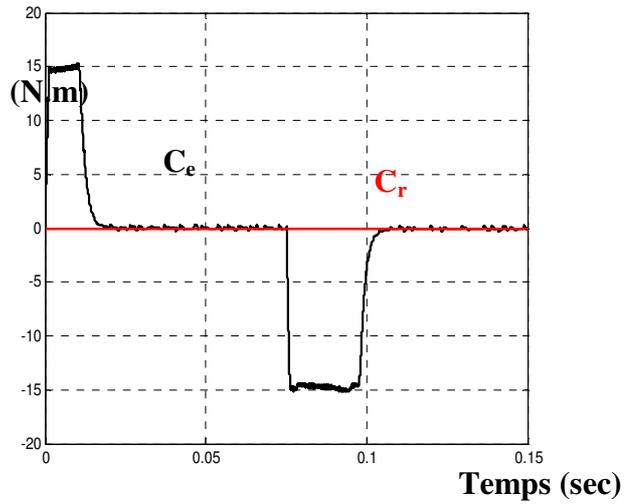
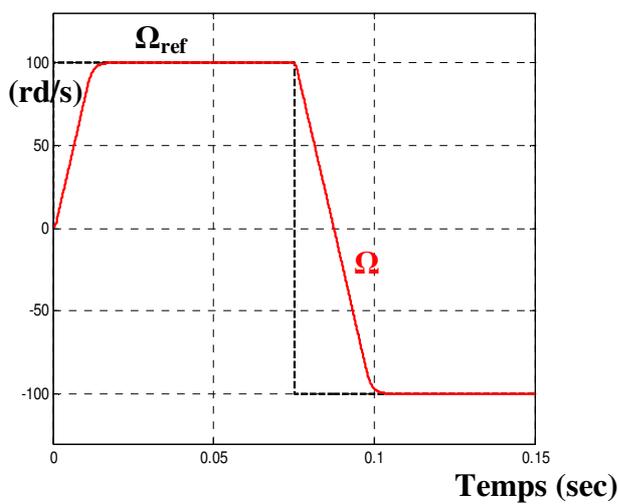
Composantes i_{ds} et i_{qs} .



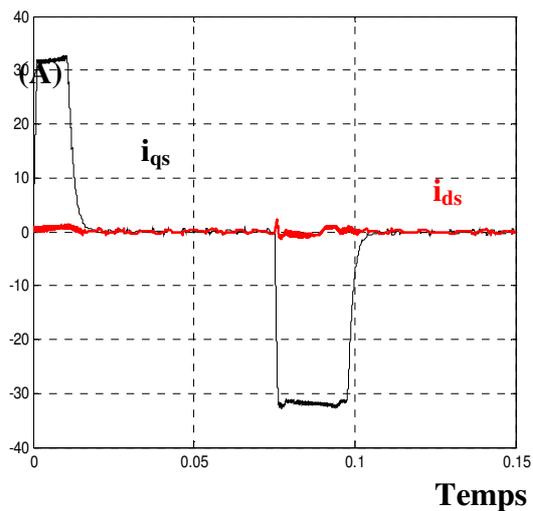
Flux d'entrefer.

Figure III.6 : Résultats de simulation de la commande pour un démarrage $\Omega_{ref} = 120\text{rad/s}$ (mode défluxé).

Nous avons également étudié la robustesse de la régulation en simulant un démarrage, puis une inversion du sens de rotation. Pour les deux modes examinés (figure III.7 et figure III.8.), nous constatons que la vitesse répond sans dépassement en démarrage et dans le sens inverse.

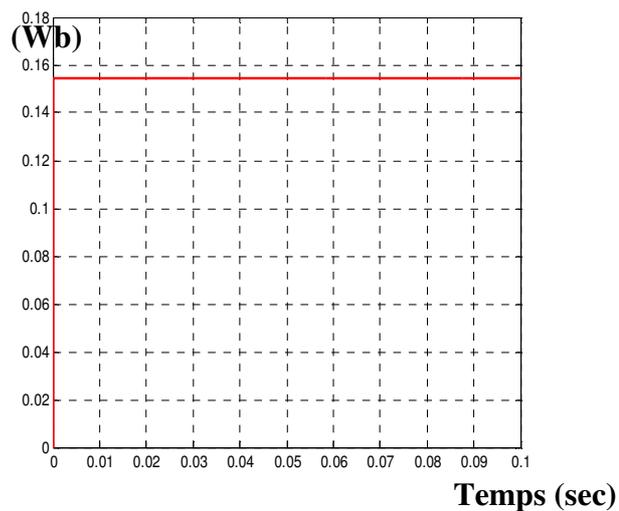


Vitesse de rotation.



Composantes i_{ds} et i_{qs} .

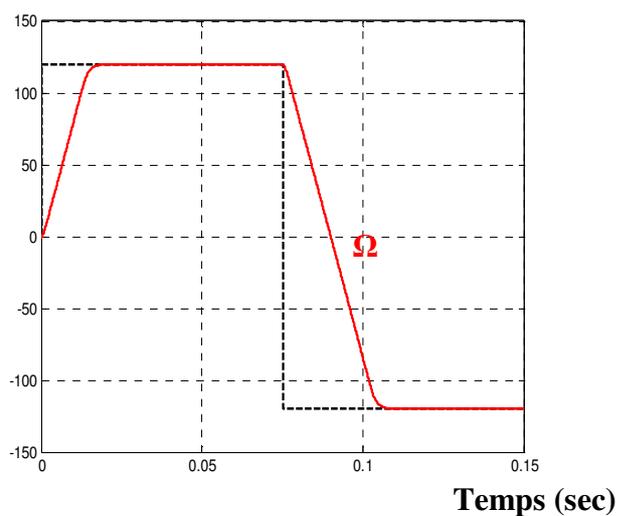
Couple électromagnétique.



Flux d'entrefer.

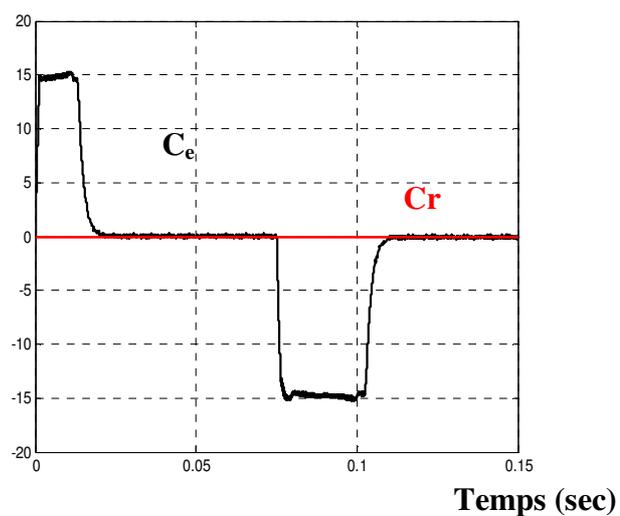
Figure III.7 : Résultats de simulation de la commande avec inversion du sens de rotation de la vitesse de 100rad/s à -100rad/s (mode normal).

Ω_{ref} (rd/s)

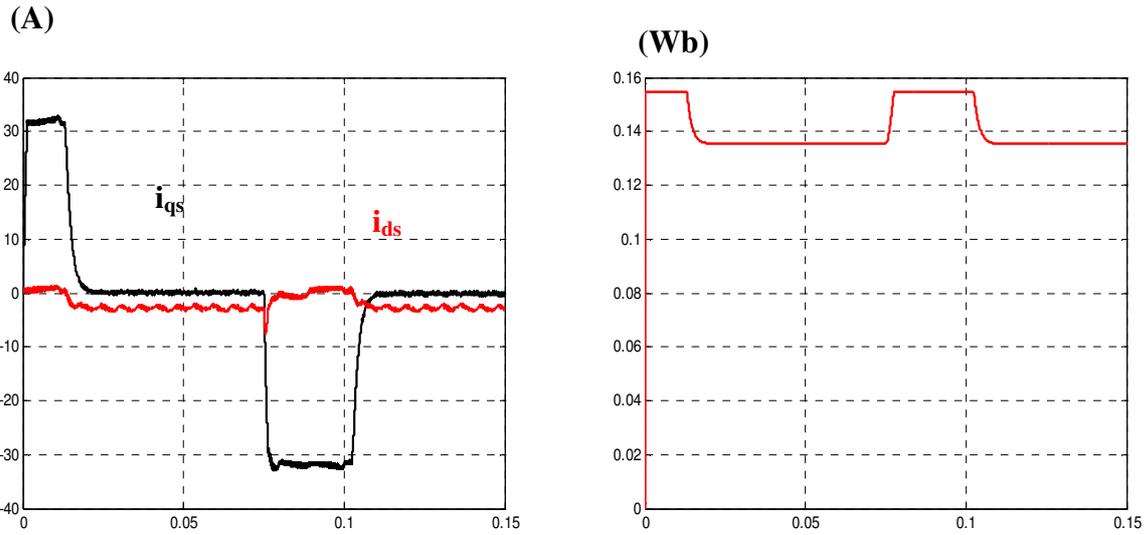


Vitesse de rotation.

(N.m)



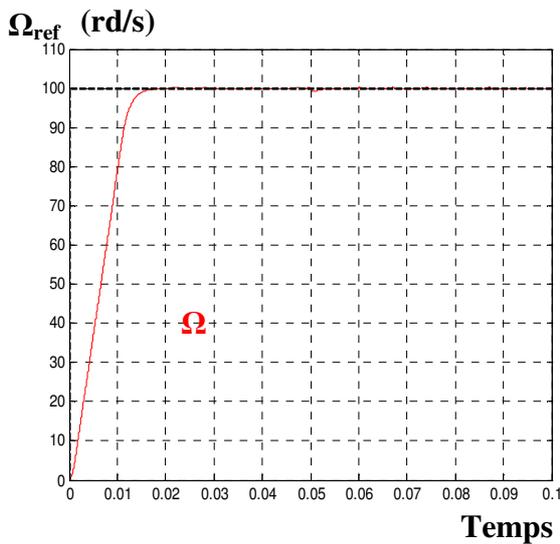
Couple électromagnétique.



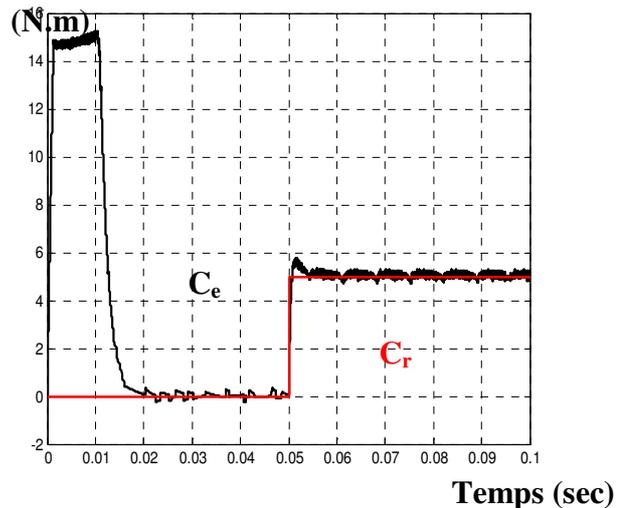
Flux d'entrefer.

Figure III.8 : Résultats de simulation de la commande avec inversion du sens de rotation de la vitesse de 120rad/s à - 120rad/s (mode défluxé).

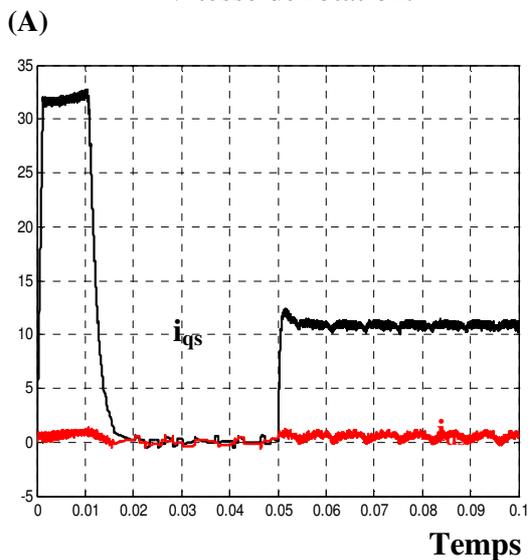
La réponse du système à une perturbation de charge de $5 Nm$ à l'instant $t = 0.05s$ à partir de l'instant initial est également testée (figure III.9). Lors de l'application de l'échelon de charge, le couple électromagnétique suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse qui rejoint rapidement sa référence.



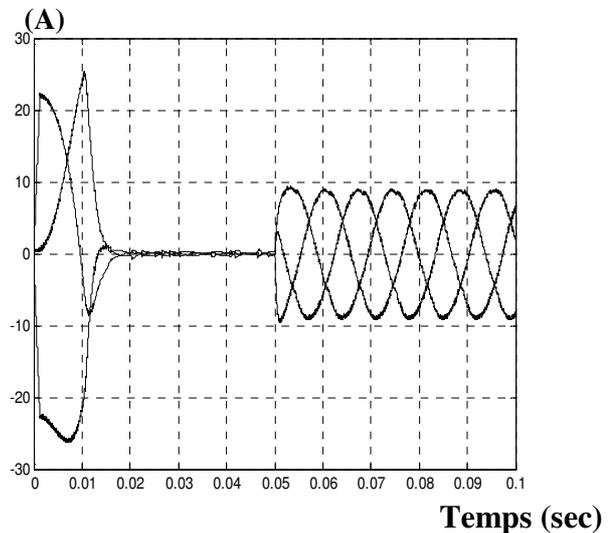
Vitesse de rotation.



Couple électromagnétique.



Composantes i_{ds} et i_{qs} .



Courants statorique.

Figure III.9 : Résultats de simulation de la commande à une variation du couple de charge.

Les courants statorique contrôlés par hystérésis avec une bande $\Delta i = 0.5A$ sont influencés par des harmoniques à haute fréquence des pulsations au niveau des composantes i_{ds} et i_{qs} ainsi que pour le couple électromagnétique.

Finalement, nous avons étudié la sensibilité de la commande en variant l'inertie de la machine. Les résultats de la régulation par logique floue ont été comparés à ceux d'une régulation classique []. On remarque que la commande par logique floue présente une meilleur capacité à minimiser, le temps de monté qu'avec la commande classique (figure III.10).

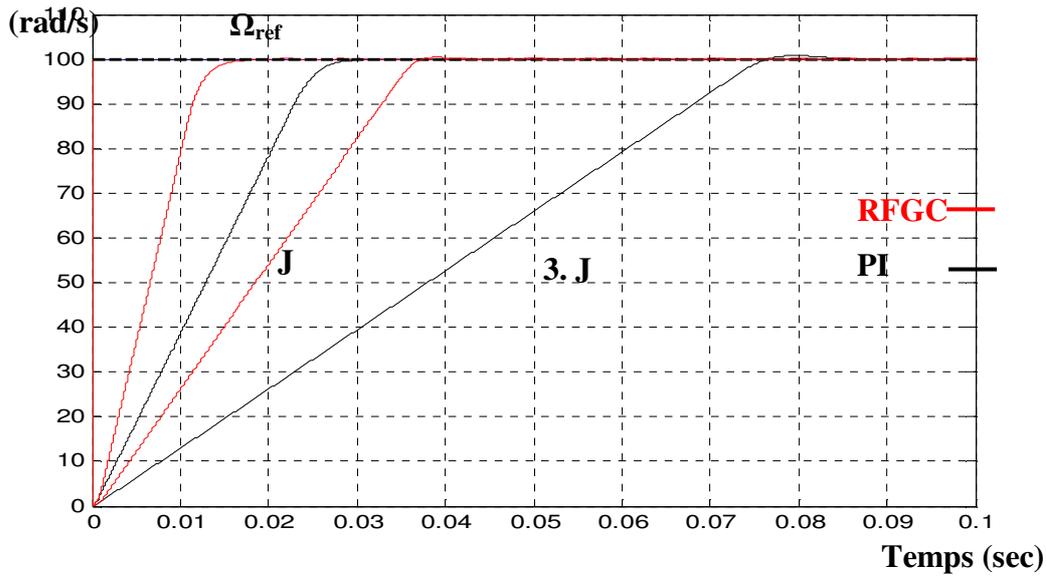


Figure III.10: Réponse du système avec variation de l'inertie de la machine.

III.2.1.3 Régulateur flou adaptatif avec modèle référence

Le régulateur à logique floue adaptatif avec modèle référence (RFAM) se compose de quatre parties (figure III.11) :

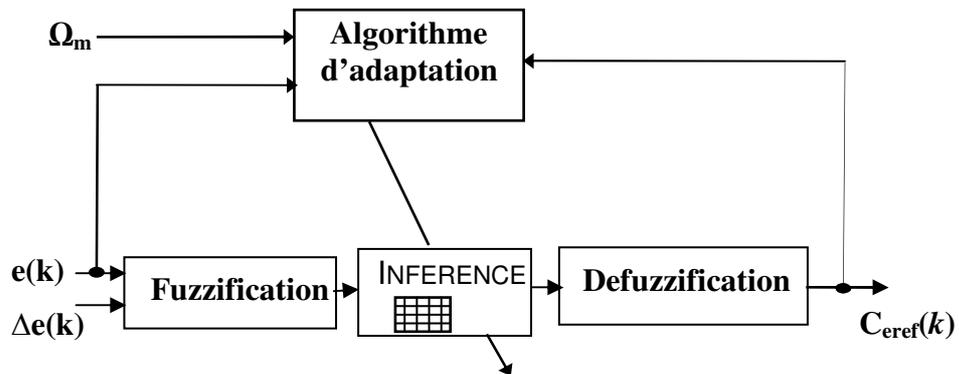


Figure III.11: structure d'un régulateur adaptatif avec modèle de référence.

- Fuzzification

- L'erreur et sa variation sont définies comme suit :

$$e(k) = G_{e1} \cdot (\Omega_m(k) - \Omega(k))$$

$$\Delta e(k) = G_{\Delta e1} \cdot (e(k) - e(k-1)) \tag{III-7}$$

Les grandeurs e et Δe sont normalisés dans un univers de discours $[-3, +3]$, ces grandeurs doivent être converties en variables linguistiques. On a introduit sept fonctions d'appartenances de forme triangulaires pour chaque variable d'entrées (figure III.12).

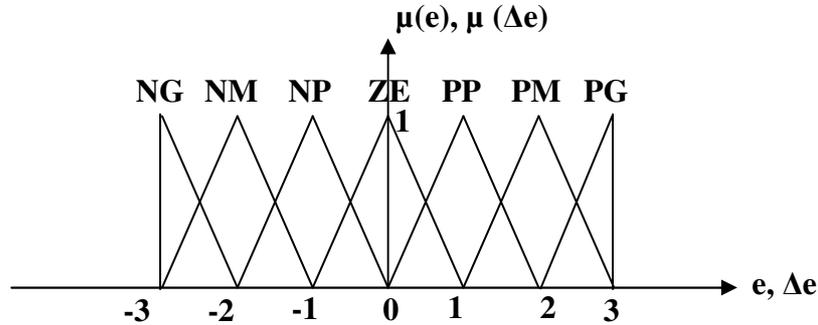


Figure III.12: Fonctions d'appartenances des variables d'entrées.

- Inférence

La stratégie de commande dépend essentiellement des inférences adoptées, car elle indique comment le régulateur doit réagir aux différentes situations de fonctionnement.

Dans notre travail on suppose qu'on n'a aucune connaissance de la machine, c-a-d qu'on ne peut concevoir une table de règle bien adaptée, alors on laisse la table vide (toutes les actions sont nulles) et on laisse à l'algorithme le remplissage et l'adaptation de la matrice d'inférence.

La condition pour chaque règle est :

$$R_j : \text{Si } e(k) \text{ est } A_j \text{ et } \Delta e(k) \text{ est } B_j \text{ Alors } C_{eref}(k) \text{ est } C_j, j = 1..m \quad (\text{III-8})$$

où A_j , B_j et C_j sont des ensembles flous tel que : NG, NM, NP, ZE, PP, PM et PG.

Si les opérateurs *et* et *alors* sont comme produit algébrique, alors le degré de contribution de la règle R_j à l'instant k est donné par :

$$\alpha_j(k) = \mu_{A_j}(e(k)) \cdot \mu_{B_j}(\Delta e(k)), j = 1..m \quad (\text{III-9})$$

- défuzzification

On prend comme critère de défuzzification la méthode du centre de gravité [], d'où l'action global non floue est :

$$C_{eref}(k) = \frac{\sum_{j=1}^m c_{0j} \cdot \alpha_j(k)}{\sum_{j=1}^m \alpha_j(k)} \quad (\text{III-10})$$

où c_{0j} est le centre de l'ensemble flou C_j , initialisé à zéro.

La formule III-10 peut être écrite sous la forme suivante :

$$C_{eref}(k) = \sum_{j=1}^m m_j(k) \cdot c_{0j} \quad (\text{III-11})$$

avec:

$$m_j(k) = \frac{\alpha_j(k)}{\sum_{j=1}^m \alpha_j(k)} \quad (\text{III-12})$$

• Algorithme d'adaptation

Pour ajuster les paramètres du régulateur (les centres des ensembles flous C_j), on utilise l'algorithme du gradient [9],[36] qui est la base de toutes les techniques d'optimisation et d'identification.

L'idée de base du gradient est la suivante :

- définir un critère $J(c)$ à minimiser.
- ajuster les paramètres c dans le sens inverse du gradient $J(c)$, jusqu'à la convergence vers un minimal acceptable.

Sa forme générale est la suivante :

$$c(k+1) = c(k) - \eta \cdot \frac{\partial J(c(k))}{\partial c(k)} \quad (\text{III-13})$$

où c est le vecteur constituant des paramètres à ajuster, et η est le pas d'ajustement ($0 < \eta < 1$) son choix est arbitraire, néanmoins s'il est grand on aura des oscillations autour du minimum, s'il est petit la convergence sera lente.

Dans notre cas, le critère à minimiser est donné à chaque instant par :

$$J(c(k)) = e^2(k) \quad (\text{III-14})$$

- Hypothèse : pour un système quelconque, on peut considérer, qu'entre deux instants d'échantillonnage les entrées et les sorties ne varient pas et que la relation qui les relie est linéaire, soit :

$$\Omega(k) = \beta \cdot C_{eref}(k) \quad (\text{III-15})$$

où β est le gain statique ; dans un processus itératif, il n'est pas nécessaire de connaître ce gain.

L'erreur est donc :

$$e(k) = \Omega_m(k) - \Omega(k) = \Omega_m(k) - \beta \cdot C_{eref}(k) \quad (\text{III-16})$$

d'où l'expression du critère de performance à chaque instant k :

$$J(k) = e^2(k) = (\Omega_m(k) - \beta \sum_{j=1}^{49} m_j(k).c_{j0}(k))^2 \quad (\text{III-17})$$

Ainsi le gradient du critère est :

$$\frac{\partial J(k)}{\partial c_{j0}(k)} = -2.\beta.e(k).m_j(k), j = 1..49 \quad (\text{III-18})$$

Comme dans l'algorithme du gradient, on ne s'intéresse plus au signe du gradient mais à sa valeur, on peut prendre comme approximation du gradient :

$$\frac{\partial J(k)}{\partial c_{j0}(k)} \approx -2.e(k).m_j(k), j = 1..49 \quad (\text{III-20})$$

Enfin, on aura l'algorithme d'adaptation suivant :

$$c(k+1) = c(k) + 2.\eta.e(k).m_j(k), j = 1..49 \quad (\text{III-21})$$

Cet algorithme est utilisé dans la boucle de commande pour ajuster les centres des actions des règles dans le sens qui minimise l'erreur de vitesse, avec $\eta = 0.8$.

III.2.1.4 Résultats de simulation

Le schéma bloc de la régulation floue adaptatif ainsi obtenu a été simulé pour une période d'échantillonnage, $T_s = 0.1ms$. Nous avons la robustesse de la régulation en simulant un démarrage à vide pour une vitesse de 100 rad/s. Les résultats de simulations (figure III.13) montrent les performances de la régulation. Nous distinguons que les allures de variation temporelle du couple, du courant et du flux sont identiques à celles trouvés dans le cas de la régulation floue statique. Ainsi, les interprétations précédentes restent valables.

La figure III.14 présente un essai de changement des références de vitesse de 0 à 50 puis à 120 puis à 100 rad/s. Nous pouvons remarquer que la réponse de vitesse suit très bien la trajectoire imposée, la réponse du système avec régulateur floue adaptatif est plus rapide que celle obtenue avec le régulateur floue statique dans les deux modes de fonctionnement.

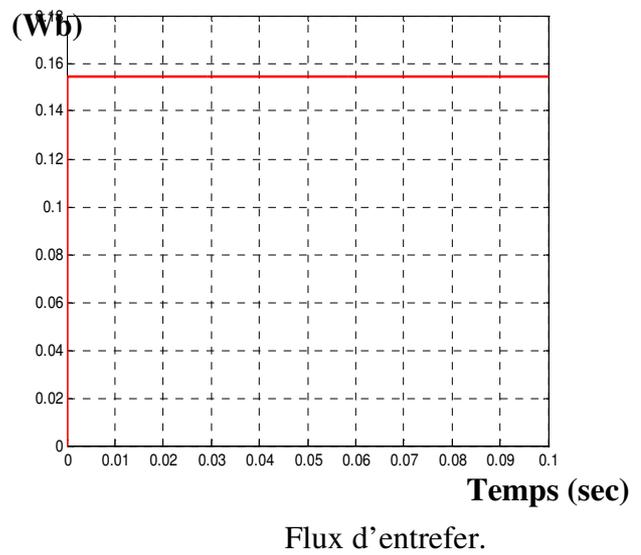
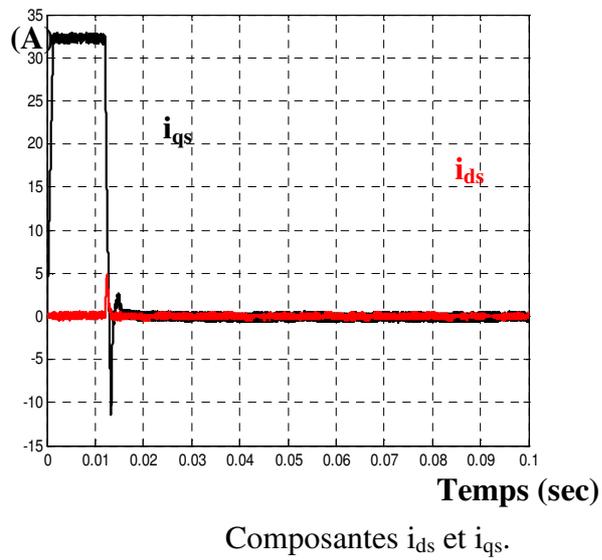
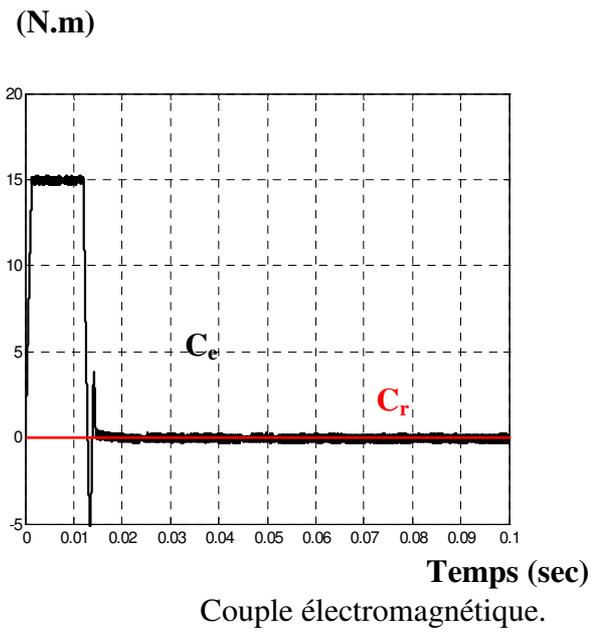
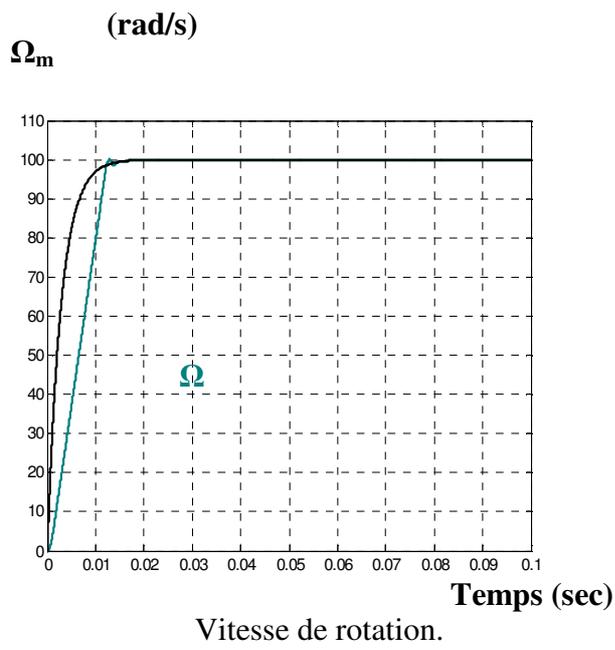


Figure III. 13 : Résultats de simulation de la commande pour un démarrage $\Omega_{ref} = 100\text{rad/s}$ à vide (mode normal).

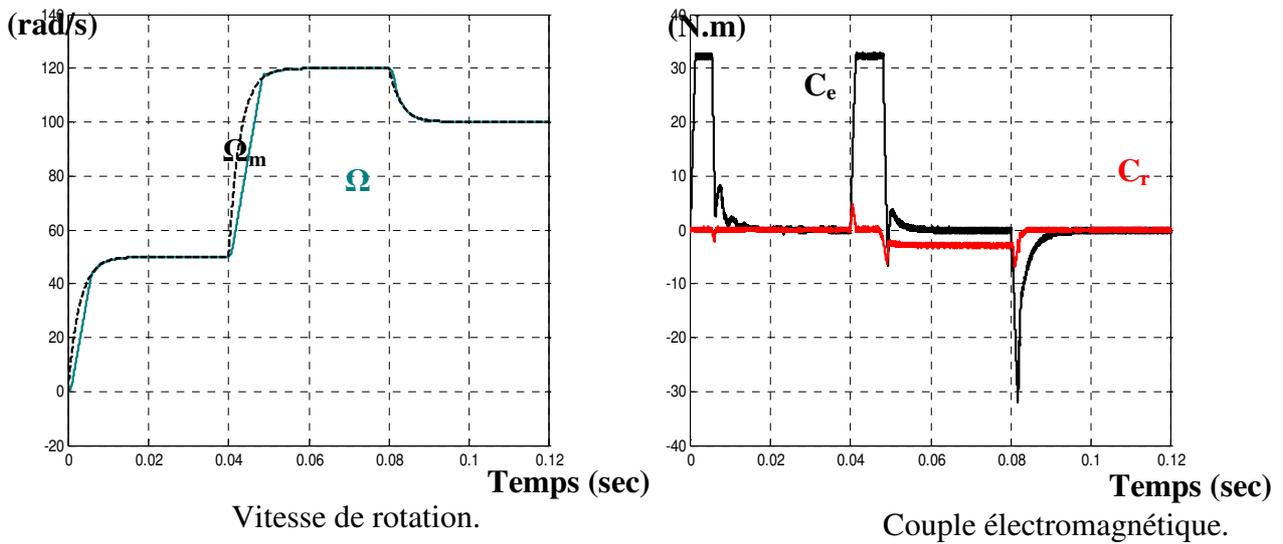


Figure III.14 : Résultats de simulation de la commande pour un changement de la vitesse de référence.

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rad/s , puis la réponse à un échelon de couple de charge ($C_r = 5 \text{ N.m}$) appliqué à l'instant $t = 0.05 \text{ s}$, les résultats de simulations ont été comparés avec celles du RFS et du régulateur PI (figure III.15) [8],[26] . Les régulateurs utilisés suivent convenablement la référence adoptée avec une légère robustesse du contrôleur flou adaptatif, soit en temps de réponse soit à la capacité de minimiser la perturbation de charge.

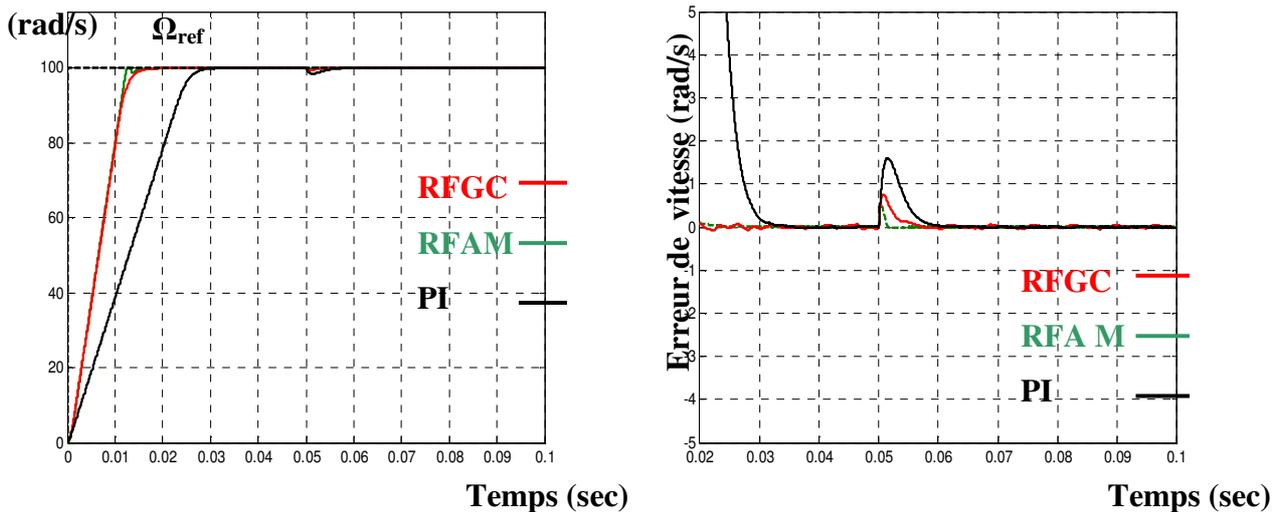


Figure III.15 : Résultats de simulation de la commande à une variation du couple de charge.

III.2.2 Régulateur à mode glissant

Pour commander la MSAP, on utilise une structure en cascade des régulateurs à mode glissant, dont le but assure la rapidité, la précision ainsi que la robustesse du système vis-à-vis aux perturbations et aux variations des paramètres de la machine. Le premier régulateur est destiné à la boucle de vitesse, caractérisée par la constante K_v et la surface S_v , le deuxième et le troisième régulateur pour les composantes de courant i_{ds} et i_{qs} , ils sont caractérisés par les constantes K_d, K_q et les surfaces S_d et S_q successivement[17].

Le schéma bloc de la commande est présenté par la figure III.16.

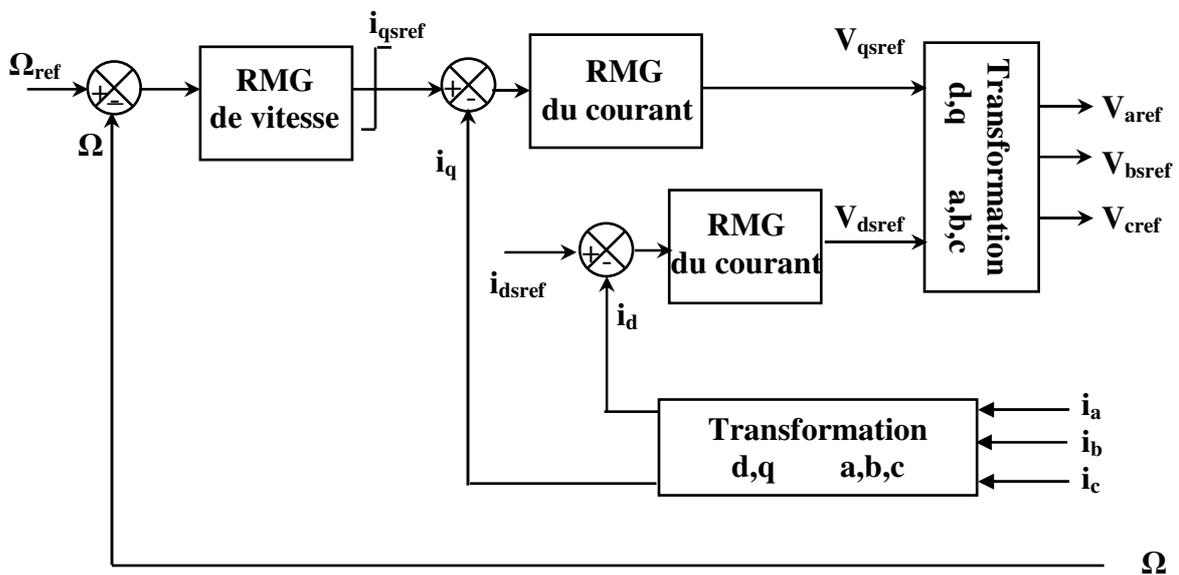


Figure III.16: Schéma bloc du système d'entraînement simplifié.

III.2.2.1 Sélection des surfaces de commutation

Le régulateur est conçu on utilise la méthode de Hierarchie du contrôle pour déterminer la classification de commutation, il se compose d'une surface principale S_v et deux surfaces de commutation S_d et S_q [17]. Les surfaces de commutation sont choisies dans le but d'imposer un comportement désiré à la MSAP dans le régime transitoire.

La première surface de vitesse est sélectionnée pour garantir une réponse rapide sans dépassement, tel que S_v est donnée par :

$$S_v = C_v \cdot \dot{e}_v + e_v, \quad e_v = \Omega - \Omega_{ref}, \quad C_v > 0 \quad (III-22)$$

Pour les boucles de courant, les surfaces sont choisies pour assurer une réponse instantanée.

Les composantes i_{ds} et i_{qs} sont contrôlées indépendamment, les surfaces correspondants sont :

- pour le courant i_{ds} : $S_d = i_{ds} - i_{dsref}$ (III-23)

- pour le courant i_{qs} : $S_q = i_{qs} - i_{qsref}$ (III-24)

Les sorties des trois régulateur sont définies par :

$$i_{qsref} = -K_v \cdot \text{sign}(S_v) \quad (III-25)$$

$$V_{qsref} = -K_q \cdot \text{sign}(S_q) \quad (III-26)$$

$$V_{drefs} = -K_d \cdot \text{sign}(S_d) \quad (III-27)$$

Où K_v , K_d et K_q sont les amplitudes des grandeurs de commande, qu'on déterminera en utilisant la condition d'existence du mode glissant définie par :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (III-28)$$

III.2.2.2 Boucle de vitesse

On utilise une régulation à structure variable de vitesse qui génère le courant de référence i_{qsref} (figure III.17).

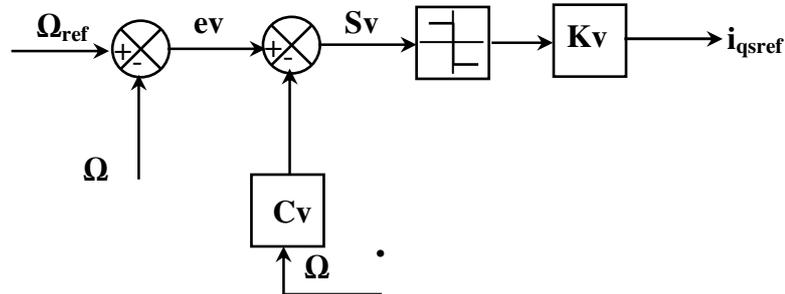


Figure III.17: Schéma bloc pour la régulation de vitesse.

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour la régulation de vitesse de la MSAP est effectuée à partir de l'équation mécanique.

Dans le régime permanent :

$$\frac{d\Omega}{dt} = 0, \frac{di_{qs}}{dt} = 0, \frac{di_{ds}}{dt} = 0 \quad (III-29)$$

avec :

$$C_e - C_r - f \cdot \Omega = 0 \quad (III-30)$$

$$C_e = np \cdot \Phi_e \cdot i_{qs} \quad (\text{III-31})$$

$$i_{qs} = -K_v \cdot \text{sign}(S_v) \quad (\text{III-32})$$

Donc la condition d'existence du mode glissant est :

$$K_v \geq \left| \frac{-f \cdot \Omega - C_r}{np \cdot \Phi_e} \right| \quad (\text{III-33})$$

III.2.2.3 Boucles de courants

On utilise une régulation à structure variable pour générer les tensions V_{ds} et V_{qs} , (figure III.18).

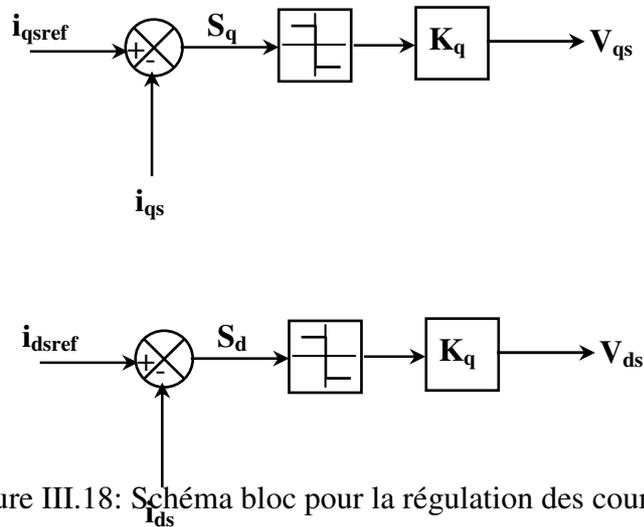


Figure III.18: Schéma bloc pour la régulation des courants.

À partir de l'équation électrique II.1 on peut écrire :

$$-R_s \cdot i_{ds} + \omega_r \cdot l_{qs} \cdot i_{qs} + v_{ds} = 0 \quad (\text{III-34})$$

$$-R_s \cdot i_{qs} + \omega_r \cdot l_{ds} \cdot i_{ds} - \omega_r \cdot \Phi_e + v_{qs} = 0 \quad (\text{III-35})$$

Rapportons l'équation III-27 dans III-34 et l'équation III-26 dans III-35 on obtient les conditions d'existences pour les composantes du courant comme suit:

$$K_d \geq \left| -r_s \cdot i_{ds} + \omega_r \cdot l_{qs} \cdot i_{qs} \right| \quad (\text{III-36})$$

$$K_q \geq \left| -r_s \cdot i_{qs} + \omega_r \cdot (l_{ds} \cdot i_{ds} - \Phi_e) \right| \quad (\text{III-37})$$

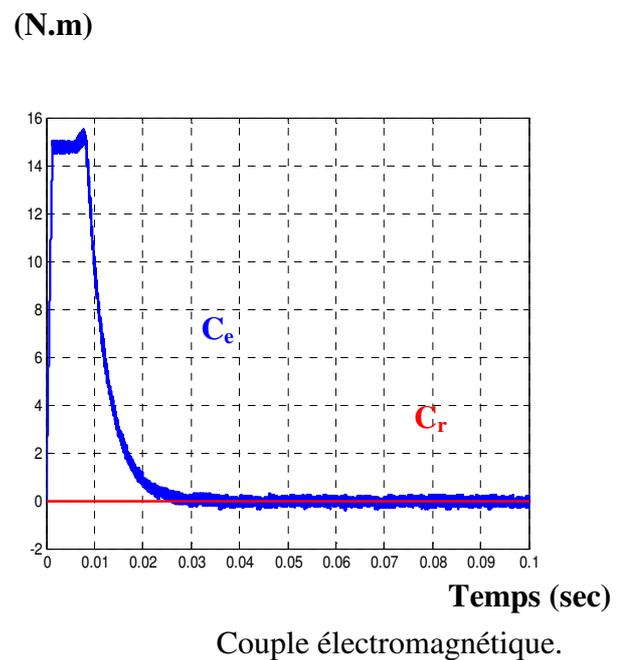
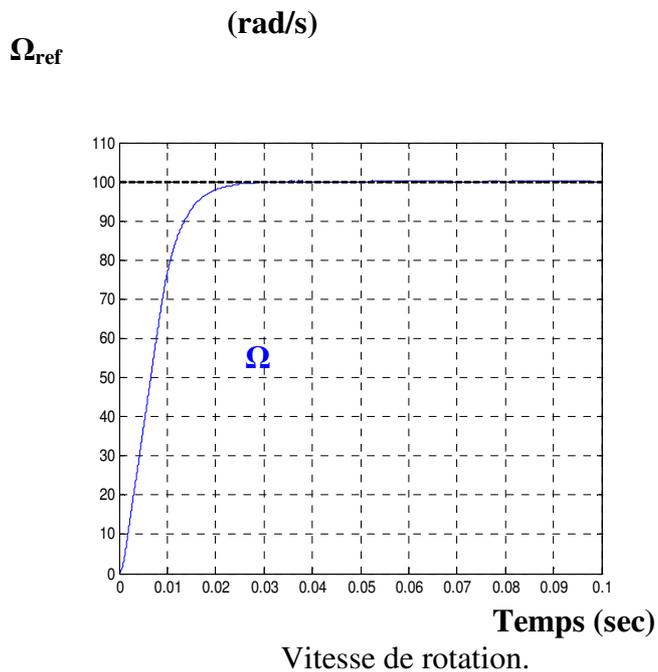
III.2.2.4 Résultats de simulation

Le schéma bloc de la régulation par mode glissant ainsi obtenu a été simulé pour une période d'échantillonnage, $T_s = 0.1ms$. Pour évaluer la robustesse de la régulation on a effectué les mêmes tests présentés dans la section précédente, on a trouvé les résultats suivants :

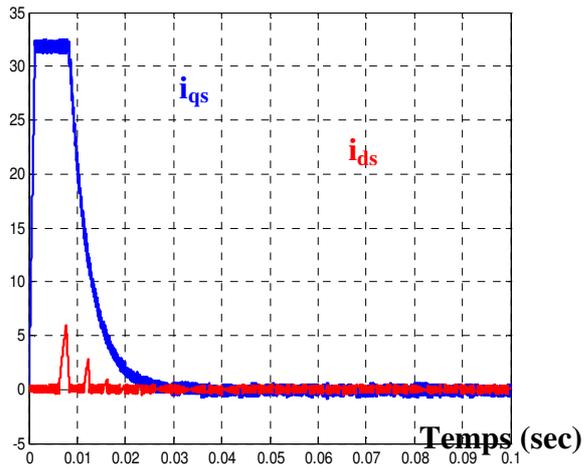
Les résultats de simulations concernant le mode de fonctionnement normal sont donnés par les figures III.19 et III.22 et ceux du mode défluxé sont donnés par les figures III.20 et III.23.

Nous distinguons que les allures de variation temporelle du couple, du courant et du flux sont identiques à celles trouvés dans le cas de la régulation floue statique. Ainsi, les interprétations précédentes pour les deux modes de fonctionnement reste valables.

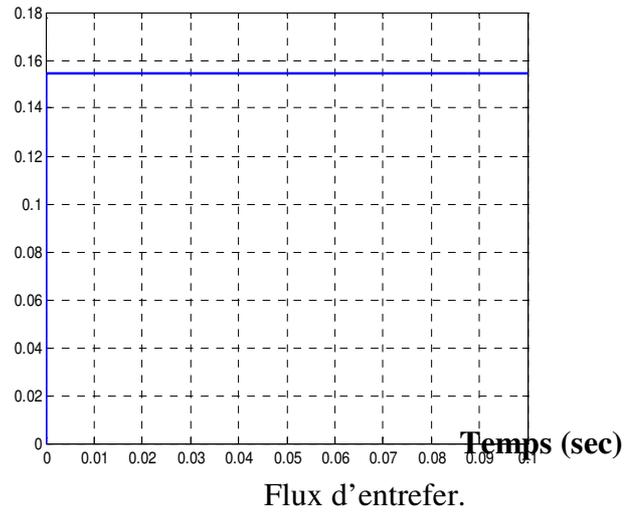
Pour ce qui est de l'allure de la vitesse, la réponse du système avec régulateur floue est plus rapide que celle obtenue avec régulateur mode glissant.



(A)

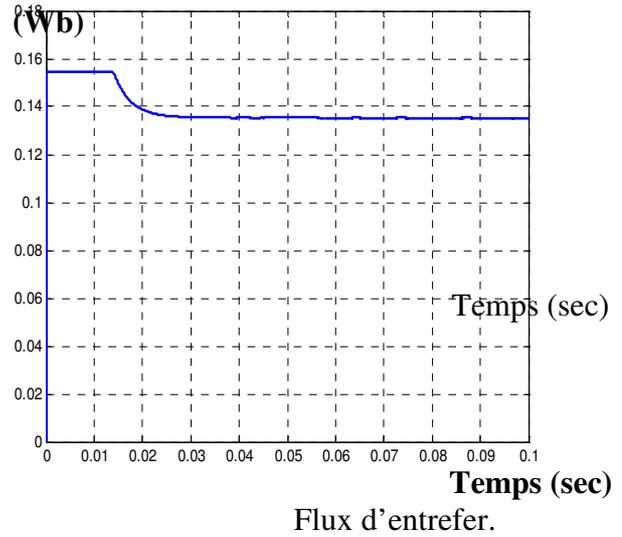
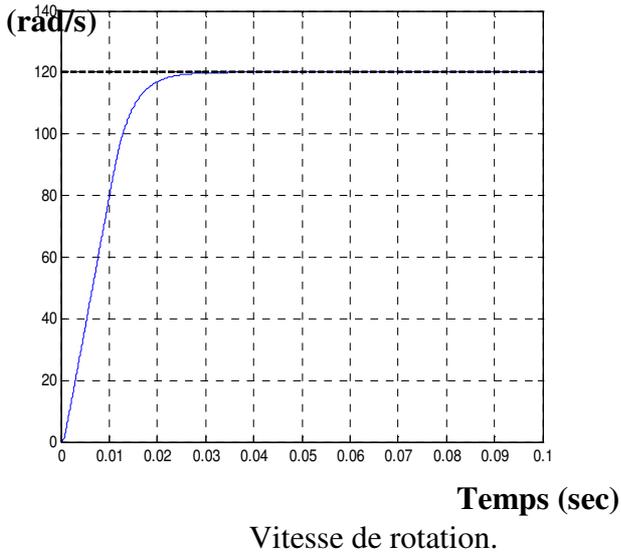


(Wb)



Composantes i_{ds} et i_{qs} .

Figure III.19: Résultats de simulation de la réponse du système pour $\Omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ à vide (mode normal).



Vitesse de rotation.

Flux d'entrefer.

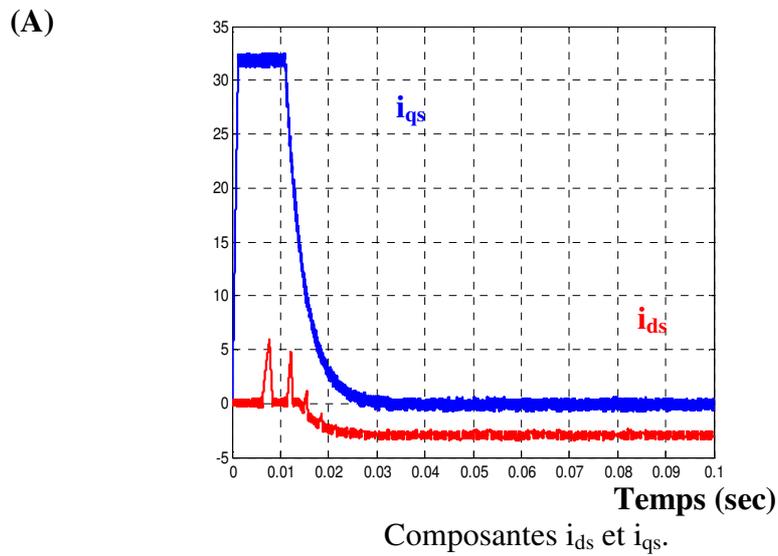


Figure III.20: Résultats de simulation de la réponse du système pour $\Omega_{ref} = 100\text{rad/s}$ à vide (mode défluxé).

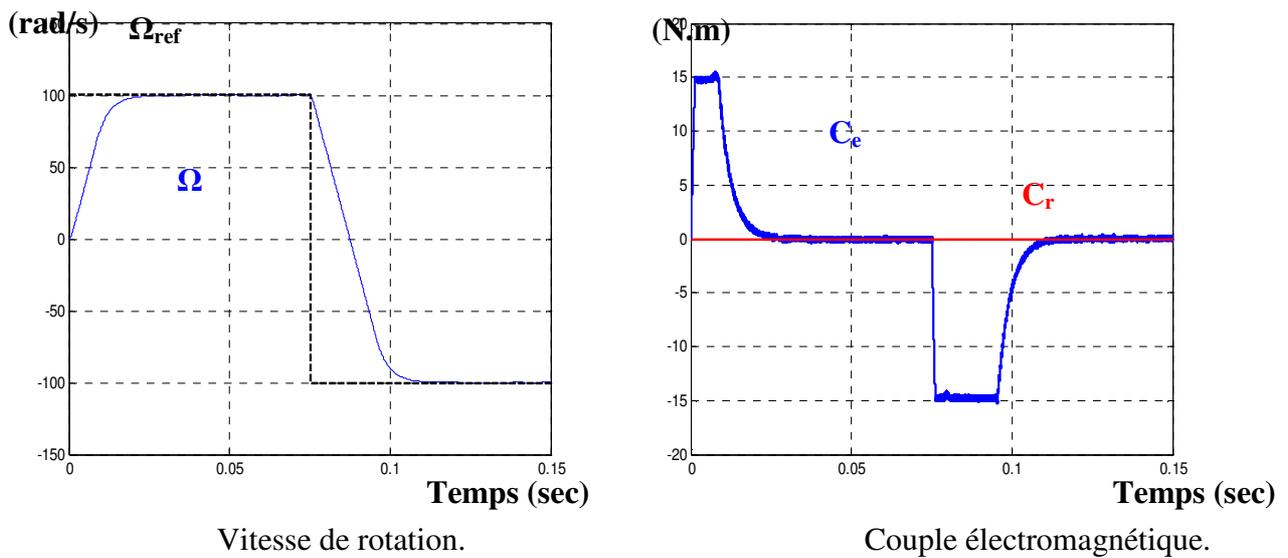


Figure III.21: Résultats de simulation de la réponse du système avec inversion du sens de rotation de la vitesse de 100rad/s à -100rad/s (mode normal).

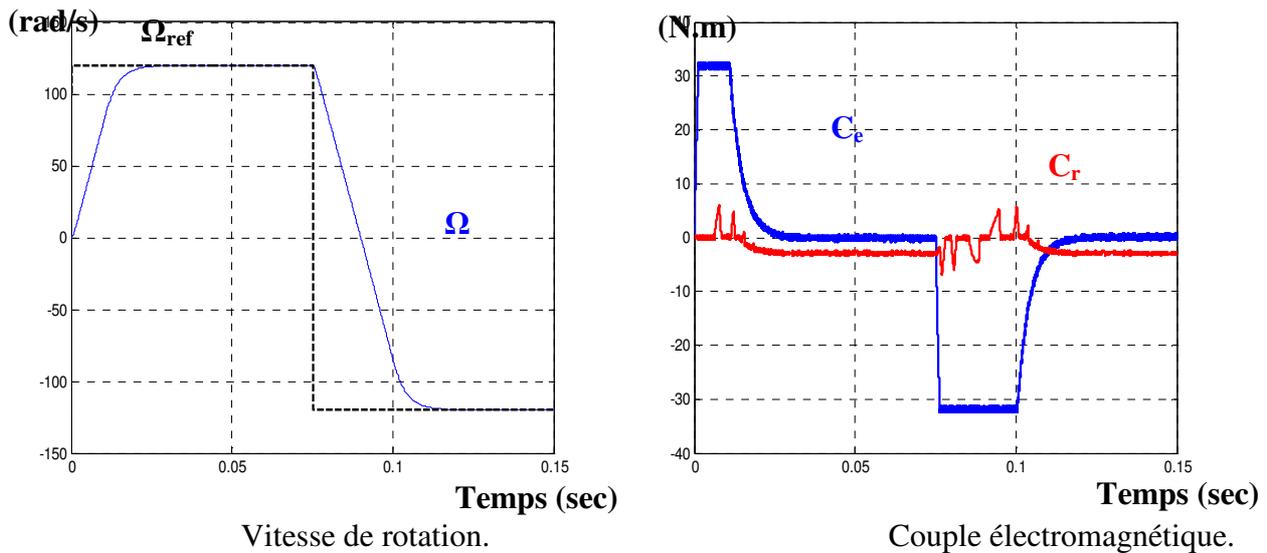


Figure III.22: Résultats de simulation de la réponse du système avec inversion du sens de rotation de la vitesse de 120rad/s à - 120rad/s (mode défluxé).

La réponse du système à une perturbation de charge de 5 Nm exercé à l'instant $t = 0.05s$ à partir de l'instant initial est également testée (figure III.23). Lors de l'application de l'échelon de charge, le couple électromagnétique répond à la sollicitation avec une influence négligeable sur la vitesse qui s'établie.

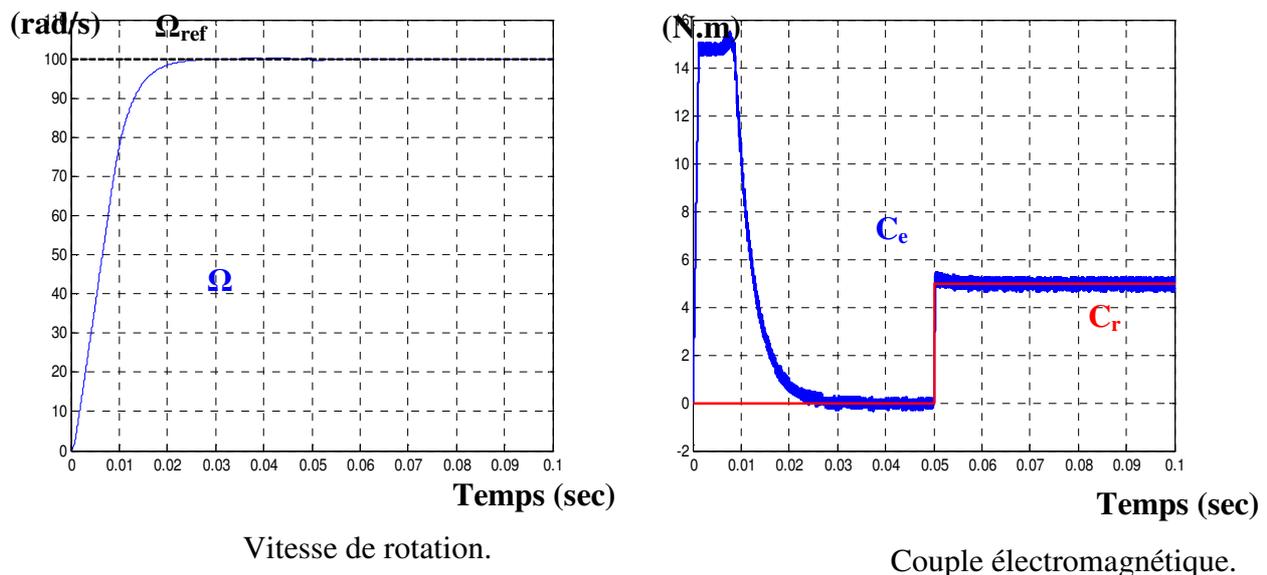


Figure III.23 : Résultats de simulation de la réponse du système à un échelon de charge.

Finalement, les réponses en vitesse des différents régulateurs, RFGC, PI, RFAM et RMG ont été comparés à vide et lors d'un changement du moment d'inertie (de J_n à $3.J_n$) appliqué durant ce

mouvement. Les résultats de simulations témoignent de la supériorité du RFAM par rapport aux autres types de régulateurs.

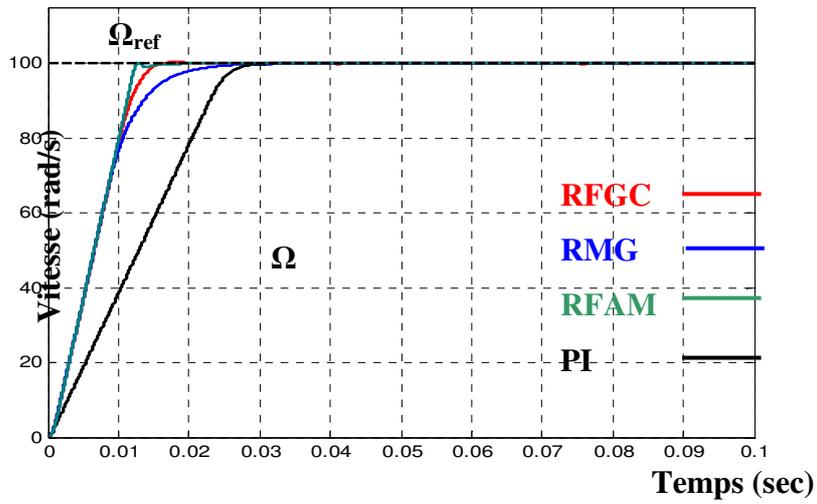


Figure III.24: Réponse du système avec différents régulateurs à vide (mode normal).

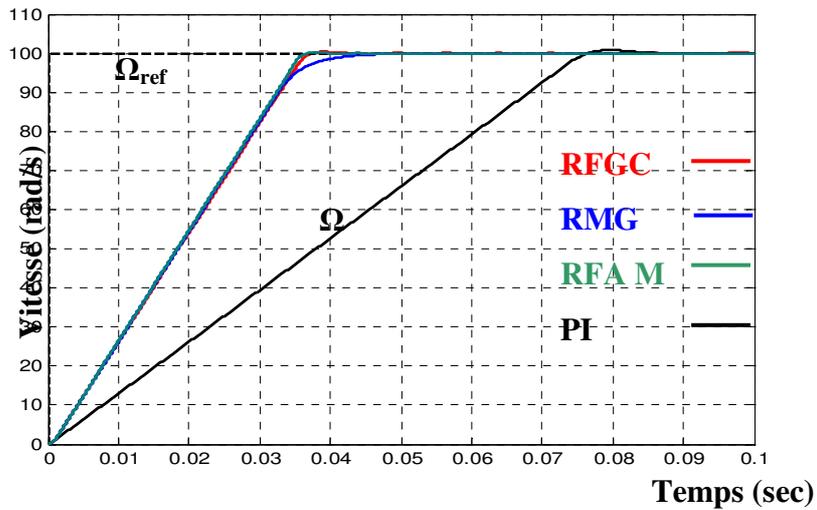


Figure III.25: Réponse du système avec variation de l'inertie de la machine avec différents régulateurs.

III.3 CONCLUSION

Deux problèmes majeurs liés à la commande de la vitesse de MSAP ont été examinés dans ce chapitre. Ces deux problèmes concernent la robustesse vis-à-vis à la variation des conditions de fonctionnement ainsi que aux variations des paramètres de la MSAP. Pour résoudre ces deux problèmes, le principe de la logique floue et du mode glissant ont été appliqués dans la commande de la MSAP.

Dans un premier temps un algorithme à RFGC a été développé pour le réglage de la vitesse de la MSAP. Pour montrer les performances du RFGC, plusieurs essais ont été effectués. Les résultats de simulation ainsi obtenus ont permis de juger la robustesse du RFGC en présence de la variation des paramètres de la machine ou bien des perturbations extérieures.

Lorsque les conditions de fonctionnement changent sur une grande plage on remarque que cette robustesse est relativement dégradée. Pour cela, nous avons développé une commande adaptative avec modèle de référence par logique floue (RFAM) qui assure une bonne réponse du système lors d'une grande variation du couple de charge ou des paramètres de la machine. La stratégie du RFMR se base sur l'ajustement des centres des ensembles flous de la matrice d'inférence du régulateur (initialement, toutes les actions sont nulles) et on laisse à l'algorithme d'adaptation le soin de la remplir et la modifier. D'après Les résultats de simulation, nous constatons une excellente robustesse pour la régulation du système avec RFAM à celle du RLGC, ou bien à celle obtenus par le régulateur PI, soit pour la sensibilité aux variations de l'inertie de la machine soit pour le couple résistant.

Le travail réalisé par la suite consiste à développer une structure en cascade des régulateurs à structure variable (RMG) dont le but de contrôler la vitesse et les deux composantes du courant. Nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande ; nous constatons que le choix convenables des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la RMG qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires. L'utilisation de la combinaison d'une surface de base et d'une commande discontinue de type signe on aboutit à des réponses très satisfaisantes avec les différents modes de fonctionnement, ainsi que vis-à-vis à la variation des paramètres de la machine, en comparant les résultats de simulation du RMG à celles obtenus avec logique floue ou bien à la commande classique.

CHAPITRE QUATRE : ANALYSE & MINIMISATION DES HARMONIQUES COTE RESEAU

VI.1 INTRODUCTION

Plusieurs applications industrielles exigent l'alimentation des charges non linéaires par une source alternative triphasée. Parmi ces charges, on trouve les convertisseurs *CA/CC/CA* qui sont largement utilisés en industrie. Cette conversion d'énergie ne se performe guère sans effets secondaires [10], [15], [16], [35], [36], [41], tel que :

- Grande consommation de puissance réactive,
- Apparition d'un grand contenu harmonique dans le courant de ligne,
- Dégradation du facteur de puissance,
- Détérioration de la forme d'onde de la tension du réseau,
- Provoque la perturbation du réseau électrique et influe sur les consommateurs reliés au même nœud.

Pour minimiser les harmoniques dans le système alternatif en provenance du convertisseur et réguler la tension à la sortie du convertisseur *CA/CC*, plusieurs techniques de filtrage passif et/ou actif sont utilisées [52], [53], [56], [57]. Le but d'un filtre passif est de réduire l'amplitude d'un ou plusieurs harmoniques. La taille du filtre est définie par la puissance réactive à la fréquence fondamentale. Le critère idéal pour la conception des filtres est l'élimination de tous les effets causés par la déformation du courant, néanmoins, ce critère idéal est pratiquement irréalisable. Le critère le plus pratique exige la réduction des harmoniques à un niveau acceptable au point de couplage commun avec d'autres consommateurs [10], [16], [32].

Il est plus économique d'utiliser des filtres de type *R-L-C* série en résonance à la même fréquence que celle de l'harmonique basses fréquences à éliminer. Dans la pratique, les filtres passifs ont certains inconvénients ce qui rend la conception délicate, surtout lorsqu'il s'agit de minimiser les harmoniques causés par les convertisseurs statiques [8], [15], [36].

L'échange optimal d'énergie entre le réseau électrique et la charge est réalisé lorsque le courant absorbé est sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau. Les inconvénients liés au redressement non commandé peu être minimisés en adaptant une stratégie de contrôle du courant d'alimentation. Pour ce faire, nous associons au convertisseur coté réseau des interrupteurs commandés en anti-parallèles avec les diodes (Figure IV.1) [44], [64]. Ces interrupteurs sont utilisés pour contrôler le courant d'alimentation par modulation de largeur des impulsions de commande.

Les courants d'alimentations i_2 et i_3 sont mesurés, à partir de leurs valeurs, le courant i_1 est calculé, ce qui nous évite l'utilisation d'un troisième capteur de courant. L'erreur de tension ($V_{cref} - V_{cf}$) à la sortie du régulateur est multipliée par trois signaux équilibrés, d'amplitude unité à la fréquence du réseau et en phase avec les tensions d'alimentation (pour avoir un facteur de déplacement unité) [8], [55], [49]. Les courants instantanés et ceux de références sont comparés et des signaux d'erreur ainsi sont générés. A partir de ces derniers, les comparateurs à hystérésis produisent les impulsions d'amorçage des interrupteurs en les situant par rapport à la bande $\pm \Delta i$ [8], [50].

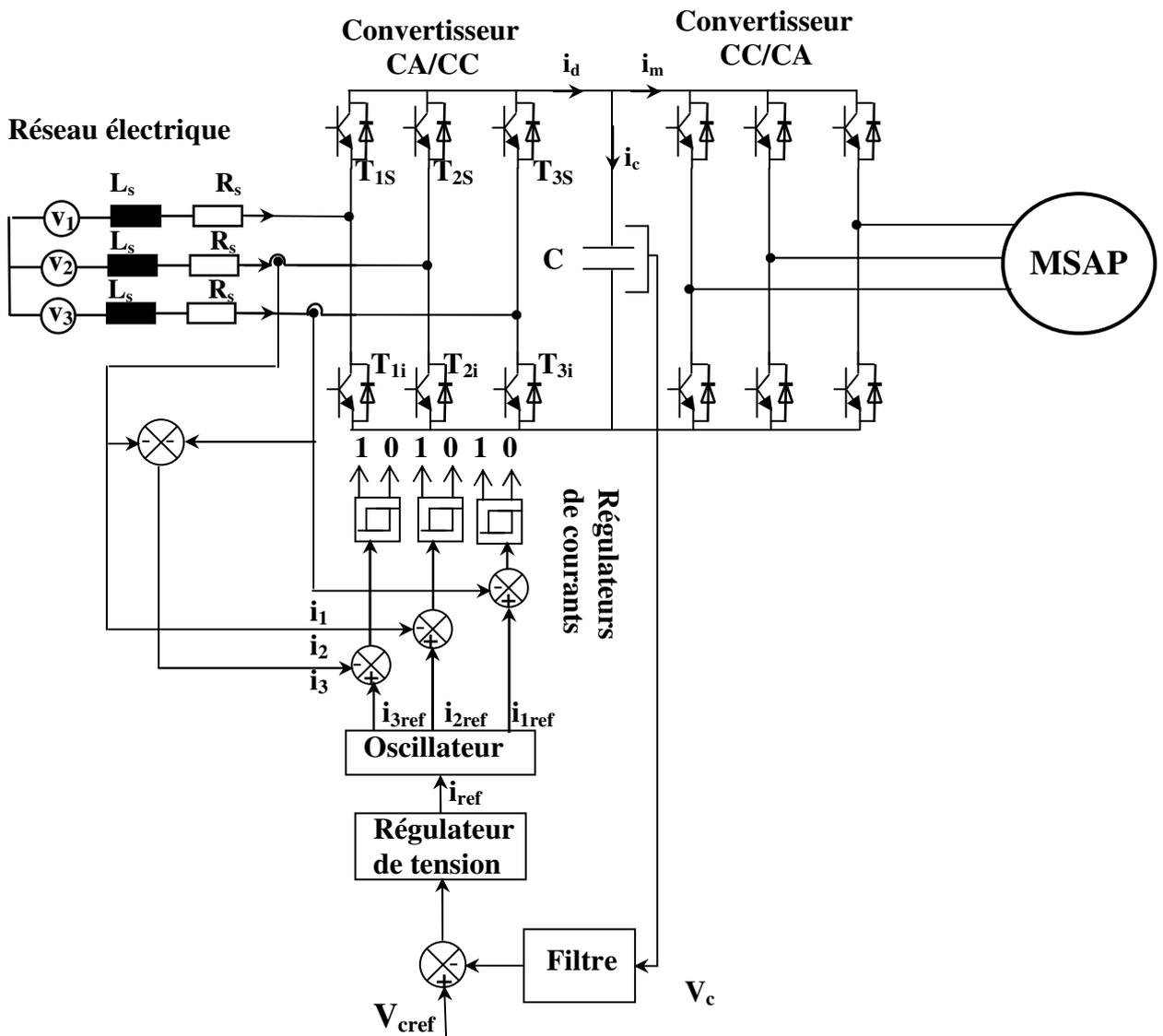


Figure VI.1: Schéma de régulation de la tension du redresseur commandé

Le contrôle par hystérésis force le courant d'alimentation à être supérieur ou inférieur à la valeur de référence de Δi par commutation de la tension de phase. Dans ce cas, la fréquence de commutation dépend de l'amplitude de la tension d'alimentation, de l'inductance de fuite de la

source et de la bande d'hystérésis Δi . La fréquence maximale de commutation, pour une tension nulle aux bornes de la capacité de filtrage, est donnée par la formule suivante [8], [23]:

$$f_{\max} = \frac{U_{\max}}{8.L_s.\Delta i} \quad (\text{VI-1})$$

avec :

U_{\max} : amplitude de la tension composée côté réseau.

Δi : bande d'hystérésis.

Pour réguler la tension continue à la sortie du convertisseur côté réseau, une boucle extérieure est introduite.

VI.2 MODELISATION DU CONVERTISSEUR CC/ CA:

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la conversion continue alternative. Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération. Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Chaque élément (transistor-diode) forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation (Figure VI.2). Les ordres d'activation des six interrupteurs sont générés par un comparateur à hystérésis [8], [23], [64].

On appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), F_i et F_i' les fonctions logiques associées, définies par :

- Si $F_i = 1$, alors T_i est passant et T_i' est bloqué.
- Si $F_i = 0$, alors T_i est bloqué et T_i' est passant.

avec $i = 1, 2, 3$.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante et d'amplitude E .

À partir des notations de la figure VI.2, on déduit les expressions des tensions composées :

$$\begin{aligned} U_{AB} &= V_{AN} + V_{BN} = V_{BO} + V_{AO} \\ U_{BC} &= V_{CN} + V_{BN} = V_{BO} + V_{CO} \\ U_{CA} &= V_{AN} + V_{CN} = V_{CO} + V_{AO} \end{aligned} \quad (\text{VI-2})$$

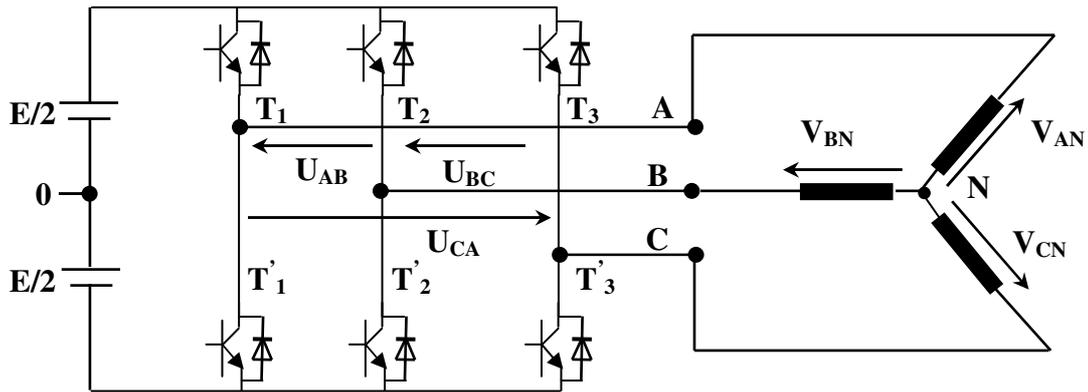


Figure VI.2 : Schéma du redresseur CC/CA

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chaque un d'entre eux, il vient :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = E \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{VI-3})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, il en découle :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot E \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{VI-4})$$

VI.3 MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR CA/CC

Avant de modéliser et d'analyser le convertisseur CA/CC (Figure VI.3), on suppose que [17], [46], [54], [59] :

- la tension du réseau est une tension triphasée équilibrée,
- tous les éléments du circuit sont supposés idéaux,
- les interrupteurs sont bidirectionnels et fonctionnent en mode de conduction continue ainsi ils sont à l'état passant (*on*) ou bloqué (*off*).

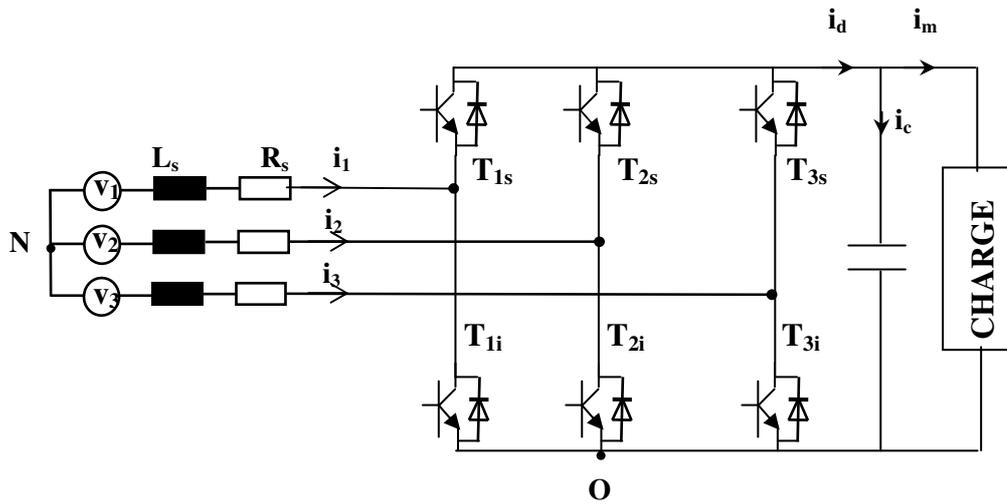


Figure VI.3: Schéma du redresseur AC/DC

Les tensions triphasées du réseau sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 v_1 &= V_m \cdot \cos(\omega t) \\
 v_2 &= V_m \cdot \cos(\omega t - 2\pi / 3) \\
 v_3 &= V_m \cdot \cos(\omega t + 2\pi / 3)
 \end{aligned}
 \tag{VI-5}$$

où V_m et ω représentent respectivement l'amplitude de la tension de phase et la pulsation angulaire du réseau. Appliquons la loi de Kurchhoff relative aux tension sur la partie alternative du circuit de la figure VI.3, on obtient :

$$L_s \cdot \frac{di_k}{dt} + R_s \cdot i_k = v_k - (v_{ko} + v_{on})
 \tag{VI-6}$$

où l'indice k indique l'ordre de la phase.

Puisque, à tout moment un interrupteur de chaque bras est à l'état passant (T_{ks} ou T_{ki}), on peut considérer la séquence de conduction S_k définie comme suit :

$$\begin{aligned}
 S_k &= 1 & \text{si} & \quad T_{ks} \text{ est passant et } T_{ki} \text{ est bloqué.} \\
 S_k &= 0 & \text{si} & \quad T_{ks} \text{ est bloqué et } T_{ki} \text{ est passant.}
 \end{aligned}$$

Considérons les fonctions de commutations S_k , on a :

$$\begin{aligned}
 v_{ko} &= v_c & \text{si} & \quad S_k = 1 \\
 v_{ko} &= 0 & \text{si} & \quad S_k = 0 \\
 v_{on} &= -\frac{v_c}{3} \sum_{k=1}^3 S_k
 \end{aligned}
 \tag{VI-7}$$

Appliquons la loi de Kurchhoff relative aux courants sur la partie continue du circuit de la figure IV.3 et à partir des équations VI -6 et VI -7 on a :

$$L_s \cdot \frac{di_k}{dt} = v_k - R_s \cdot i_k - S_k \cdot v_c + \frac{v_c}{3} \cdot \sum_{k=1}^3 S_k \quad (\text{VI-8})$$

$$C \cdot \frac{dv_c}{dt} = \sum_{k=1}^3 S_k \cdot i_k - i_m \quad (\text{VI-9})$$

Sous forme matricielle, on peut écrire :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{2v_c}{3L_s} & \frac{v_c}{3L_s} & \frac{v_c}{3L_s} \\ \frac{v_c}{3L_s} & -\frac{2v_c}{3L_s} & \frac{v_c}{3L_s} \\ \frac{v_c}{3L_s} & \frac{v_c}{3L_s} & -\frac{2v_c}{3L_s} \\ \frac{i_1}{C} & \frac{i_2}{C} & \frac{i_3}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ i_m \end{bmatrix} \quad (\text{VI-10})$$

avec :

L_s : inductance et la résistance du réseau.

R_s : résistance du réseau.

v_c : tension à la sorite du convertisseur CA/CC.

i_m : courant à la sorite du convertisseur CA/CC.

VI.4 RÉGULATION DE LA TENSION DANS LA LIAISON CONTINUE PAR LOGIQUE FLOUE

Le schéma bloc du contrôleur à logique floue de la tension dans la liaison continue est présenté par la figure VI.4. D'après ce schéma, le contrôleur est composé d'un bloc de fuzzification, d'un bloc d'inférence, d'un bloc de défuzzification et enfin d'un bloc de décision floue sur le gain associé à la variation de commande [26], [29].

VI.4.1 Description du régulateur flou à gain de commande adaptatif

La structure du régulateur flou à gain de commande adaptatif est donnée par la figure IV.4 :

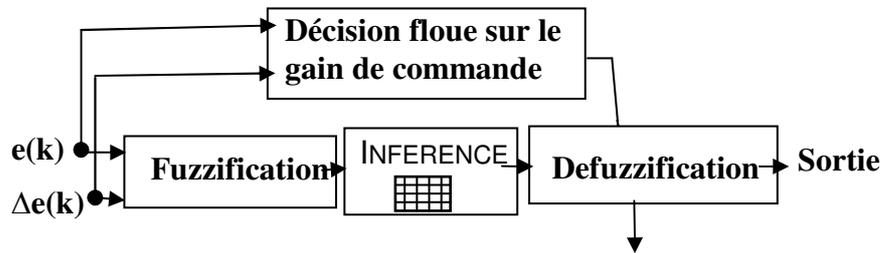


Figure VI.4 : Structure du régulateur flou à gain adaptatif

Les entrées du régulateur sont l'erreur de tension et sa variation :

$$e_v(k) = v_{cf}(k) - v_{cref}(k) \quad (VI-11)$$

$$\Delta e_v(k) = e_v(k) - e_v(k-1)$$

avec :

$$e(k) = ge.e_v(k) \quad (VI-12)$$

$$\Delta e(k) = gce.\Delta e_v(k)$$

ge et gce représentent des gains constants, ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. Les grandeurs d'entrées sont normalisées dans un univers de discours [-3, +3]. Ces grandeurs doivent être converties en variables linguistiques. Nous avons introduit sept fonctions d'appartenance de forme triangulaires pour chaque variable d'entrées de forme triangulaire (Figure VI.5). La condition pour chaque règle est :

$$R_j : SI e(k) est A_j Et \Delta e(k) est B_j Alors \Delta I_{ref}(k) est C_j \quad (VI-13)$$

$$j = 1...m$$

avec A_j , B_j et C_j des ensembles flous tel que NG (Négatif Grand), PG (Positif Grand), ZE (Zéro), etc. les opérateurs logiques *et* et *alors* sont réalisées par des fonctions *min* et *max* et la méthode de défuzzification adoptée sera la méthode de centre de gravité.

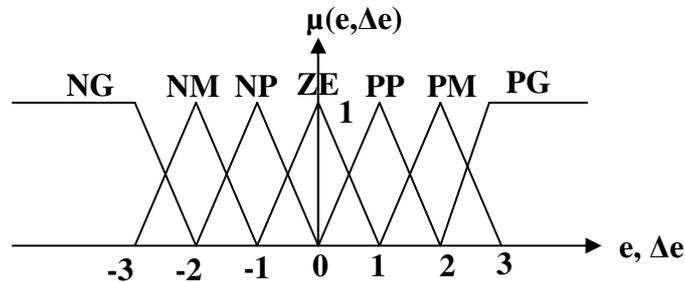


Figure VI.5 : Fonctions d'appartenances des variables d'entrées

Dans la plus part des études effectuées sur le contrôle flou, le gain associé à la sortie de la commande doit être constant et faible possible dans le but d'éviter le problème d'instabilité, ce qui augmente considérablement le temps de réponse du système. Pour résoudre ce problème, on considère le gain de sortie comme étant une variable floue, donc il faut l'adapter à chaque situation du système en fonction de l'erreur et sa variation [26], [28], [29].

- Développement du bloc de décision sur le gain

L'intérêt d'avoir un gain variable réside dans l'adaptation de l'algorithme flou à chaque situation du système. Pour ce faire, on a considéré le gain comme étant une variable floue dont il faut définir les différents ensembles flous. Ceci nous amène à établir une table de décision floue pour le gain basée sur l'erreur et sa variation.

Sachant que le développement des règles de décision, se fait sur la base de l'expérience. Nous constatons d'après les résultats obtenus précédemment que la table de décision sur la commande donne de bons résultats du point de vue raisonnement flou. Pour son amélioration, on fait correspondre, pour chaque ensemble flou de la commande, l'ensemble flou du gain, de même genre mais, toujours strictement positif (Tableau VI.1).

Tableau VI.1 : Table de relation entre la variation de la commande et son gain

ΔI_{ref}	$G_{\Delta I_{ref}}$
PTP- NTP	PTP

PP- NP	PP
PM- NM	PM
PG- NG	PG
PTG- NTG	PTG

Nous avons choisi les ensembles flous du gain variable, dont la fonction d'appartenance correspondante est représentée, par la figure VI.6.

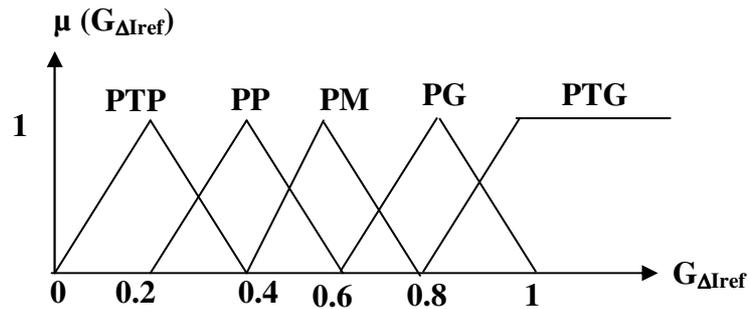


Figure VI.6 : Fonction d'appartenance du gain de la commande

La matrice de décision sur le gain de la commande est représentée par le tableau VI.2 :

Tableau VI.2 : Table du gain de la commande

e	B	B	I	S	S	S	I	B
B	B	I	S	S	S	I	B	B
I	B	I	S	S	S	I	B	B
S	I	S	S	S	S	I	B	B
I	S	S	S	S	S	I	B	B
B	B	I	S	S	S	I	B	B

VI.5 RESULTATS SIMULATIONS

DE

Le schéma bloc de la régulation par logique floue ainsi obtenu a été simulé pour une période d'échantillonnage $T_s = 0.1ms$. Pour évaluer la robustesse de la régulation, plusieurs tests sont effectués, on a trouvé les résultats suivantes :

- **Mode normal**

A partir d'un régime établi pour la capacité de filtrage et pour les conditions de charge fixées ($\Omega_{ref} = 100 \text{ rd/s}$, $C_r = 5 \text{ Nm}$), nous avons simulé le schéma bloc de la régulation par logique floue ainsi obtenu. Les résultats de simulations montrent qu'après un régime transitoire dû au démarrage de la machine, la tension continue est bien régulée autour de la référence (voir figure VI.6). Le courant d'alimentation de forme sinusoïdale, est en phase avec la tension du réseau (figure VI.7), ce qui minimise la puissance réactive consommée par le redresseur (figure VI.9) et permet de travailler avec un facteur de puissance unitaire (figure VI.8).

Une analyse du spectre d'harmoniques de la tension continue et du courant d'alimentation confirme les performances et la robustesse du réglage par logique floue, ce qui est illustré par les figures VI.10 et VI.11. Le courant statorique et celui de référence sont représentés par la figure VI.12.

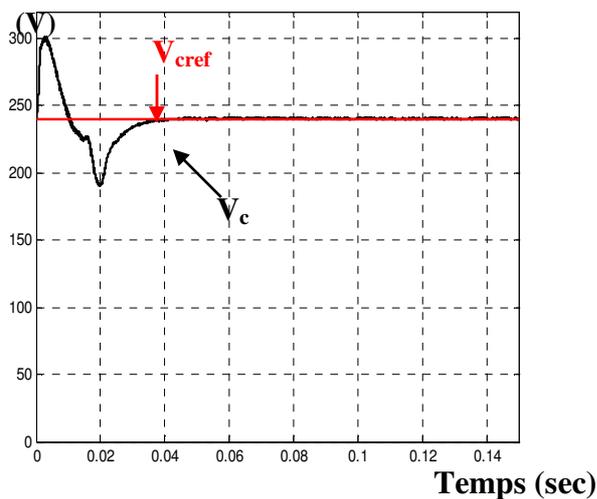


Figure VI.6 : Tension continue

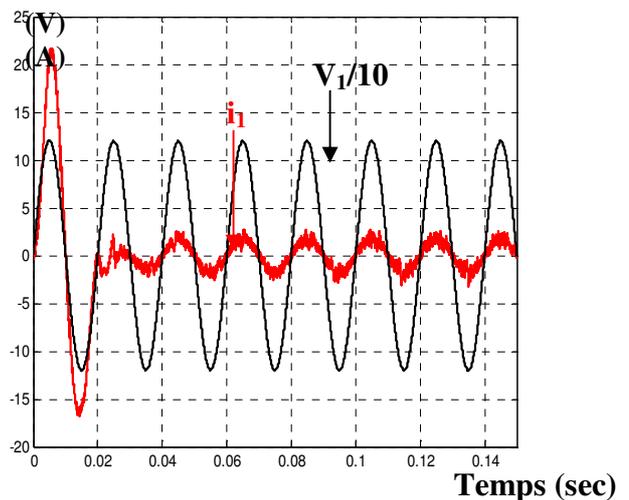


Figure VI.7 : Tension et courant d'alimentation

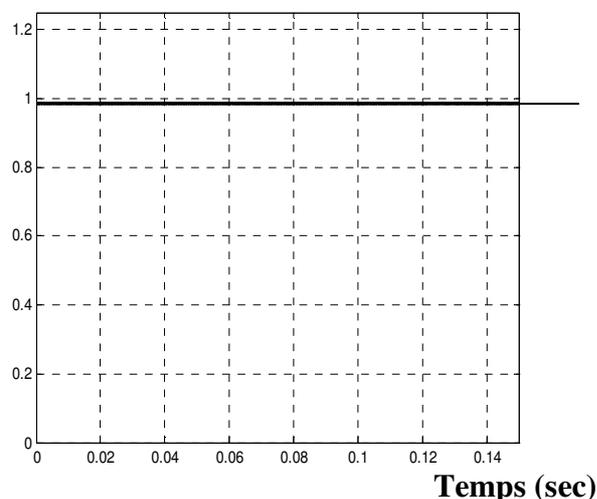


Figure VI.8 : Facteur de Puissance

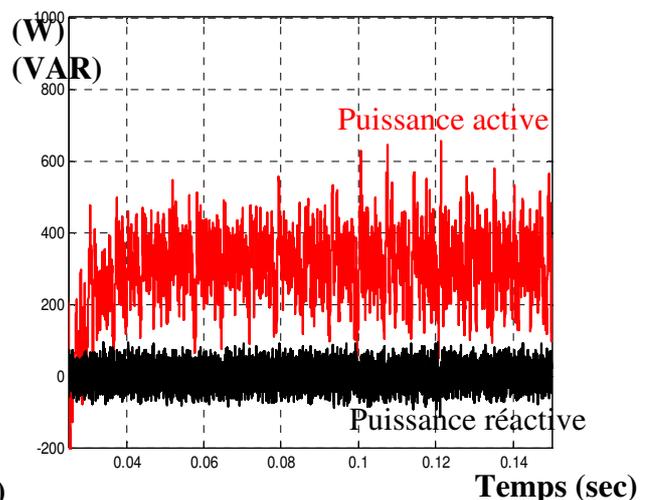


Figure VI.9 : Puissances du réseau

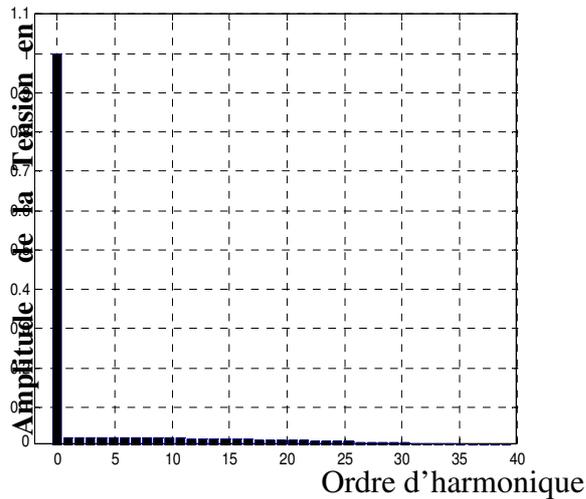


Figure VI.10 : spectre de la tension continue

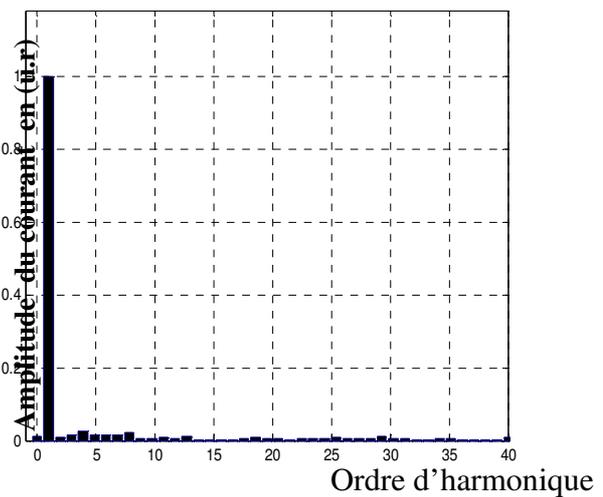


Figure VI.11: spectre du courant d'alimentation

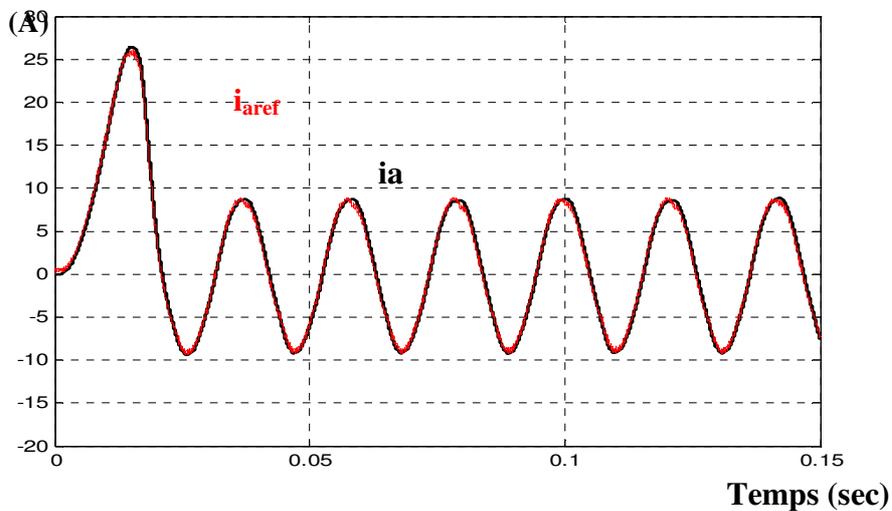


Figure VI.12 : Courant statorique et courant de référence

• Variation brusque de la charge

Pour tester la robustesse du système, nous allons appliquer un échelon de couple résistant dont la valeur est située entre $0.06s$ et $1s$. La figure VI.14 montre que le courant et la tension d'alimentation sont en phase. La tension dans la liaison continue reste presque constante (Figure VI.13) ainsi que le changement rapide du courant de la ligne montre que le système à une très bonne réponse dynamique pour ce genre de variation brusque de la charge.

La puissance réactive n'est pas affectée pendant cette variation du couple et sa consommation reste presque négligeable. L'appelle de la puissance active est important entre ces deux instants à cause de l'augmentation du couple résistant (de $5 Nm$ à $7 Nm$) (Figure VI.15). Les courants statoriques sont représentés par la figure VI.16.

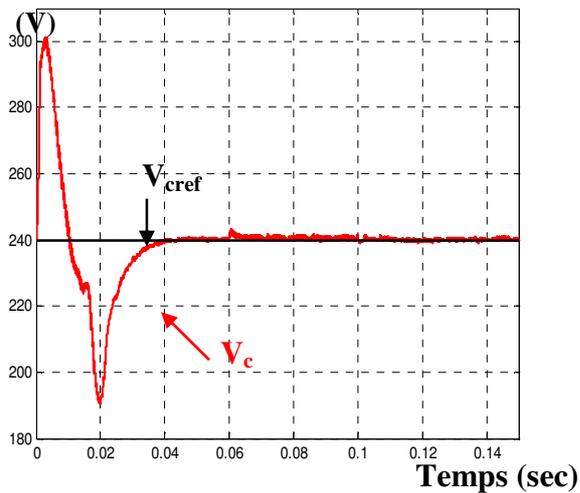


Figure VI.13: Tension continue

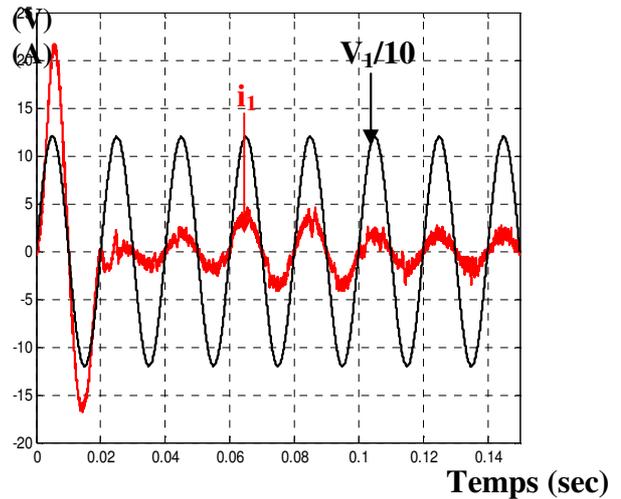


Figure VI.14: Tension et courant d'alimentation

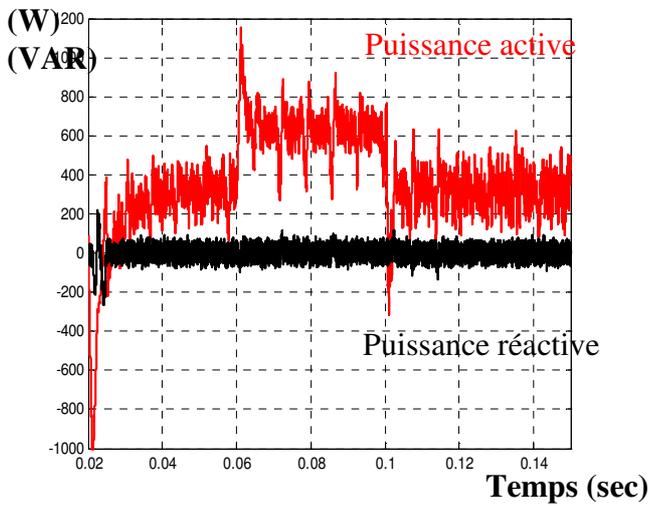


Figure VI.15: Puissances du réseau

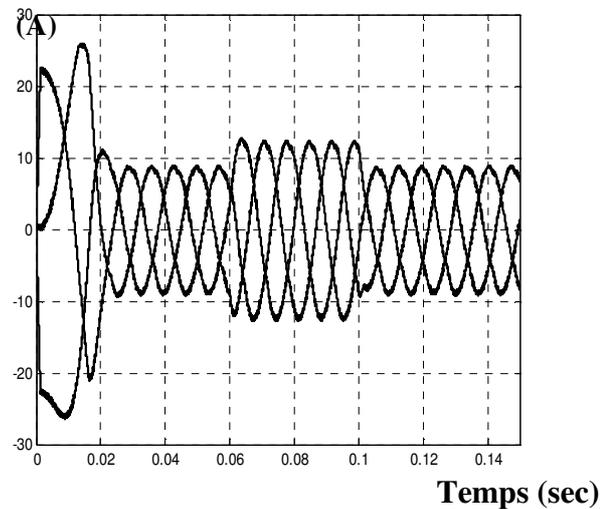


Figure VI.16: Courants statorique de la machine

• Mode de régénération

Pour le mode de régénération, nous avons simulé une inversion du sens de rotation de la vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=0.075s$. les figures VI.16, VI.17, VI.18 présentent les résultats de la simulation.

La figure VI.16, montre qu'il y a une surtension aux bornes de la capacité. Cette surtension est compensée rapidement par une absorption d'énergie par le réseau électrique. L'inversion du courant est due au retour d'énergie du côté continu ainsi, le réseau récupère de la puissance active.

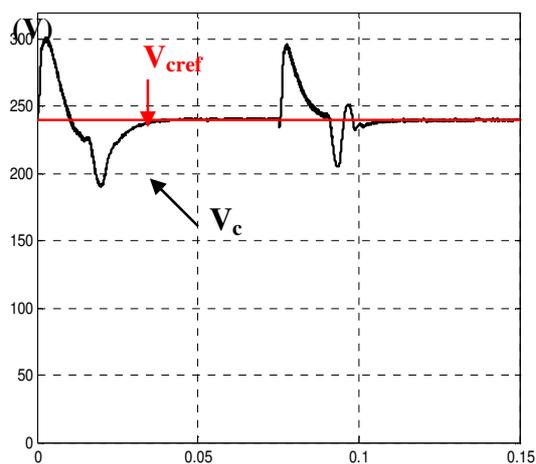


Figure VI.16: Tension continue.

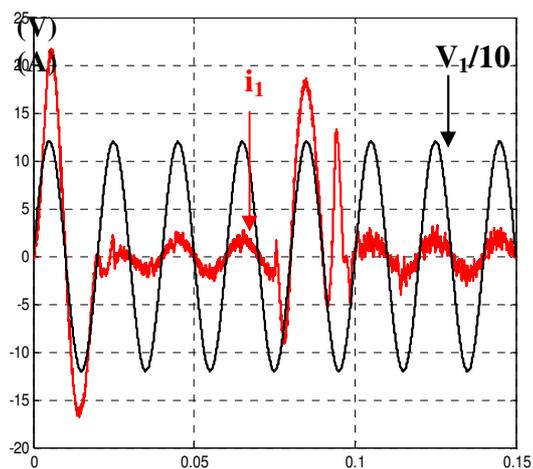


Figure VI.17: Tension et courant d'alimentation

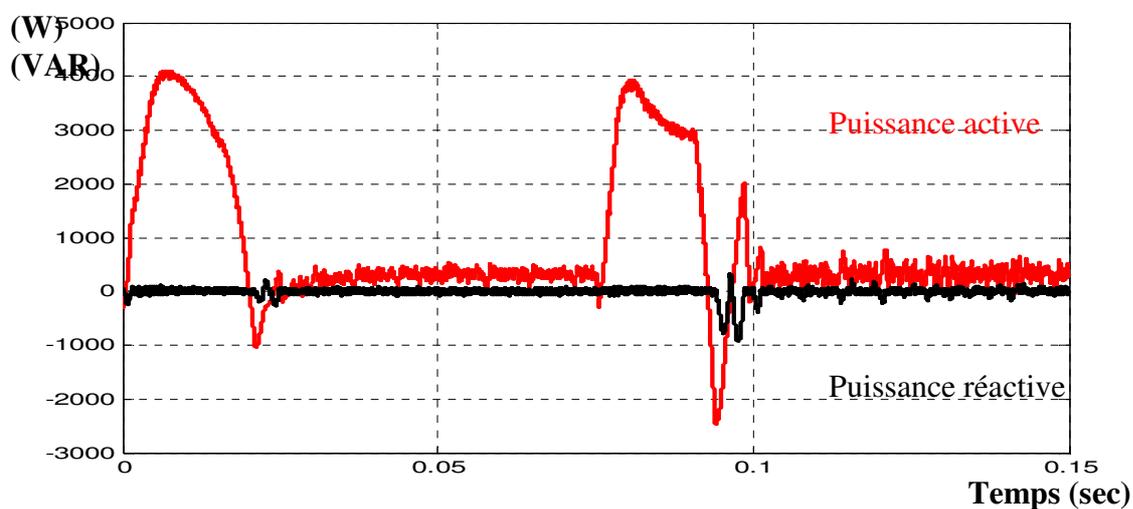


Figure VI.18: Puissances du réseau

- **Variation de la tension de référence**

La figure VI.19 montre le comportement du système dans le cas de la variation brusque de la tension de référence V_{cref} de 240V à 260V et de 260V à 220V. Après un régime transitoire, dû au démarrage de la machine, la tension suit parfaitement sa référence et sans dépassement, avec la présence des pics de puissance lors de cette variation (Figure VI.20).

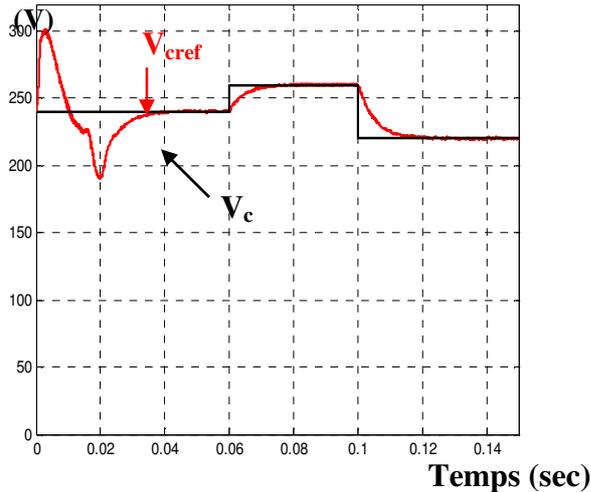


Figure VI.19: Tension continue

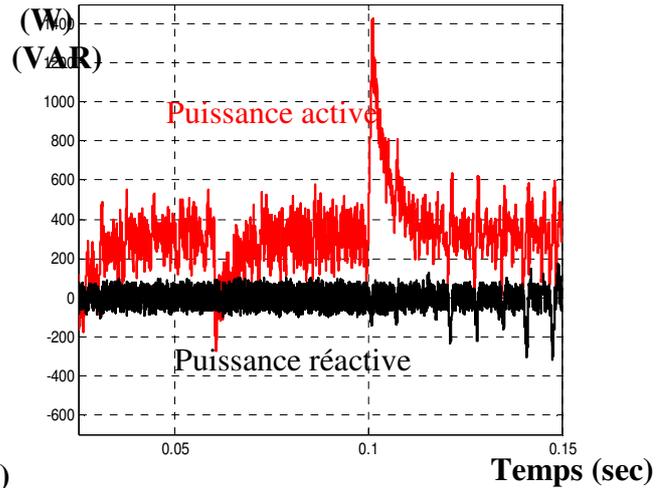


Figure VI.20: Puissances du réseau

VI.6 RÉGULATION DE LA TENSION DANS LA LIAISON CONTINUE PAR MODE GLISSANT

Le réglage par mode de glissement est particulièrement intéressant en raison de ces caractéristiques connues en matière de robustesse, de réduction de l'ordre du système et du comportement *on-off* des interrupteurs de puissance. Pour assurer la régulation du convertisseur présenté à la figure 4.1, afin de contrôler la tension continue à la sortie du redresseur coté réseau, on utilise un régulateur à mode glissant. L'amplitude des courants de référence doit être réglée pour assurer une tension constante et stable aux bornes de la capacité de filtrage [8], [24], [27].

VI.6.1 Description du contrôleur par mode glissant

Dans ce but, la stratégie par mode glissant est envisageable en prenant comme variables d'état l'erreur de la tension aux bornes de la capacité et sa variation [8], [34], [59].

$$X_{1r} = V_c - V_{cref} \quad (\text{VI-14})$$

$$X_{2r} = \frac{dV_c}{dt} = p \cdot X_{1r} \quad (\text{VI-15})$$

avec :

X_{1r} : erreur de tension,

X_{2r} : variation de la tension,

V_c : tension aux bornes de la capacité,

V_{cref} : tension de référence.

Avec une régulation par retour d'état, la variable de contrôle est définie de la façon comme suit :

$$U_r = -\psi_r \cdot X_{1r} \quad (VI-16)$$

L'équation d'état obtenue et la trajectoire définie pour la réponse sont :

$$p \cdot \begin{bmatrix} X_{1r} \\ X_{2r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{1r} \\ X_{2r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C} \end{bmatrix} U_r \quad (VI-17)$$

La réponse du système entraîné est forcée à suivre ou à glisser autour de la trajectoire. Cette dernière est définie par :

$$\sigma_r = h_r \cdot X_{1r} + X_{2r} \quad (VI-18)$$

avec :

$h_r > 0$: pente de la droite de glissement.

En tenant compte de la condition d'existence du mode glissant donnée par :

$$\lim_{\sigma_r \rightarrow 0} \sigma_r \cdot \frac{d\sigma_r}{dt} < 0 \quad (VI-19)$$

$$\sigma_r \rightarrow 0$$

on trouve que :

$$\psi_r = \alpha_{1r} < -C \cdot h_r^2 \quad \text{pour } \sigma_r \cdot X_{1r} < 0 \quad (VI-20)$$

$$\psi_r = \alpha_{2r} > -C \cdot h_r^2 \quad \text{pour } \sigma_r \cdot X_{1r} > 0 \quad (VI-21)$$

Pour la conception du régulateur de tension continue, nous avons calculés les variables X_{1r} et X_{2r} , nous avons filtrés le signal V_c de la tension continue, suivant le schéma bloc de la figure VI.21.

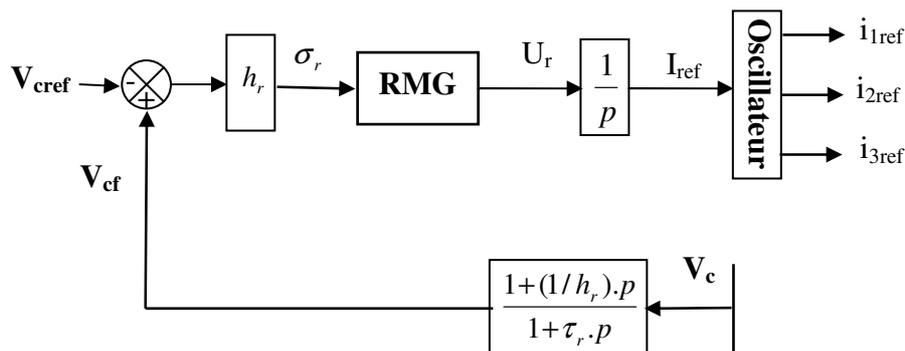


Figure VI.21: Schéma bloc du régulateur de tension par mode glissant

Nous obtenons la variable σ_r de la manière suivante :

$$V_{cf} = \left(1 + \frac{1}{h_r} \cdot p\right) \cdot V_c \quad (\text{VI-22})$$

A la sortie du comparateur, nous obtenons :

$$V_{cf} - V_{cref} = \left(1 + \frac{1}{h_r} \cdot p\right) \cdot V_c - V_{cref} \quad (\text{VI-23})$$

En terme de variables d'états X_{1r} et X_{2r} , l'équation (VI -23) devient :

$$V_{cf} - V_{cref} = X_{1r} + \frac{1}{h_r} \cdot X_{2r} \quad (\text{VI-24})$$

La droite de glissement σ_r est obtenue en multipliant l'équation (VI -23) par h_r :

$$\sigma_r = h_r \cdot (V_{cf} - V_{cref}) \quad (\text{VI-25})$$

Sur la figure VI.21, apparaît le pôle τ_r , il est choisi de manière à limiter la bande passante du filtre décrit par l'équation VI -23 [8], [27].

VI.7 RESULTATS DE SIMULATION

A partir d'un régime établi pour la capacité de filtrage ($V_{cref}=220$ V) et pour les conditions de charge fixées ($\Omega_{ref} = 100$ rd/s, $C_r = 5Nm$) et une période d'échantillonnage $T_s = 0.1ms$, nous avons simulé le schéma bloc de la régulation par mode glissant ainsi obtenu. L'intégration la variable de contrôle U_r nous donne l'amplitude du courant sinusoïdal de référence i_{ref} pour la régulation du redresseur commandé et le contrôle de la tension aux bornes de la capacité du filtrage.

Pour évaluer la robustesse de la régulation, nous avons effectué les mêmes testes présenté dans la section précédente, nous avons abouti aux résultats suivants :

• Mode normal

Les résultats de la simulation concernant le mode de fonctionnement normal sont illustrés par les figures VI.22, VI.23, VI.24 et VI.25. D'après la figure VI.22, l'allure de la tension de sortie V_c du redresseur est bien contrôlée autour de sa référence. L'optimisation du côté réseau est obtenue quand le signal i_{ref} est en régime permanent sans ondulations (Figure VI.26) et les courants de références pour chaque ligne? sont en phase avec les tensions d'alimentation (figure VI.23) ce qui minimise la puissance réactive consommée par le redresseur (Figure VI.25) et permet de travailler

avec un facteur de déplacement unitaire (Figure VI.24). Le courant du réseau contrôlé par la bande d'hystérésis, est alors le siège d'oscillations à haute fréquence (Figure VI.27).

Une analyse du spectre d'harmoniques de la tension continue, et du courant d'alimentation, confirme les performances et la robustesse du réglage par mode glissant (voir les Figures VI.28 et VI.29).

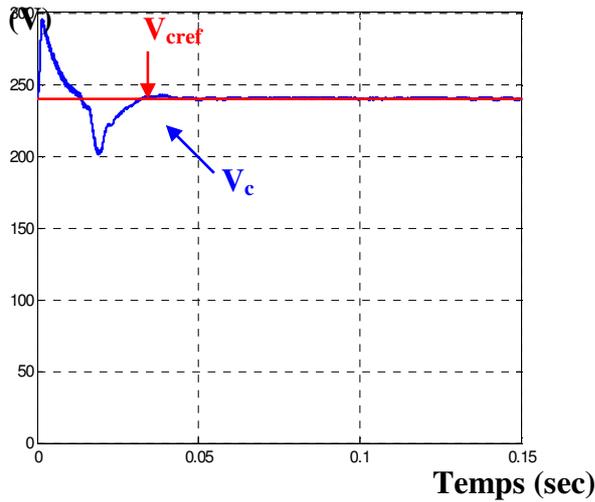


Figure VI.22 : Tension continue

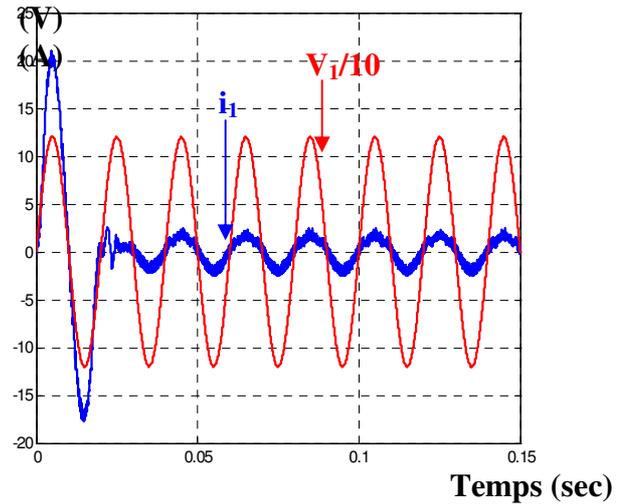


Figure VI.23 : Tension et courant d'alimentation

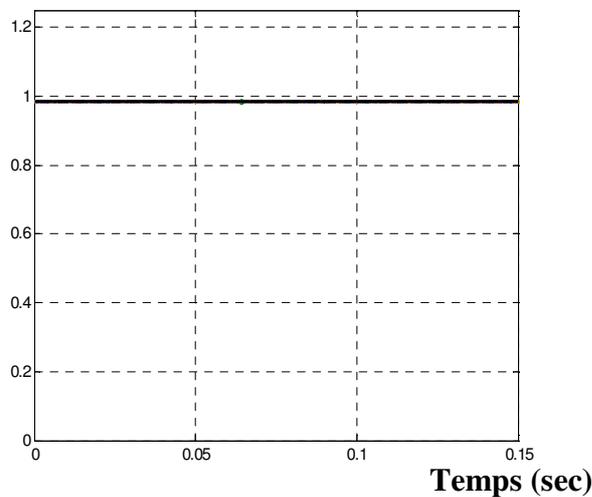


Figure VI.24 : Facteur de Puissance

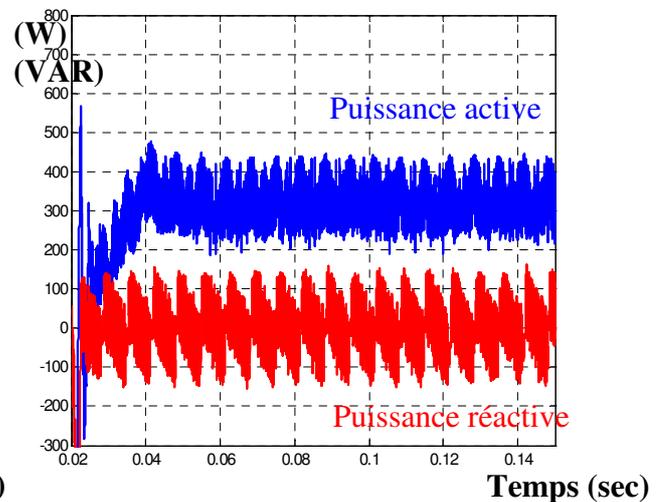


Figure VI.25 : Puissances du réseau

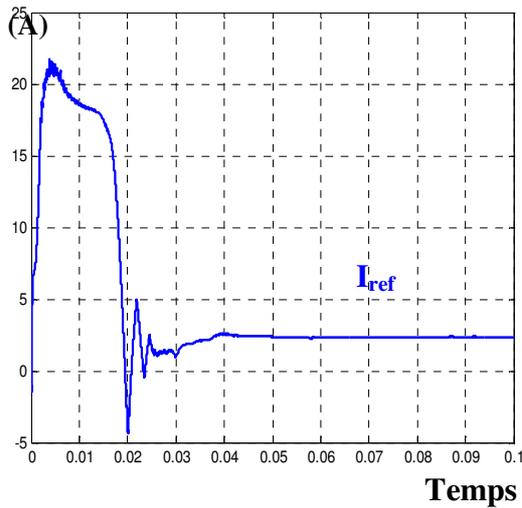


Figure VI.26 : Courant de référence

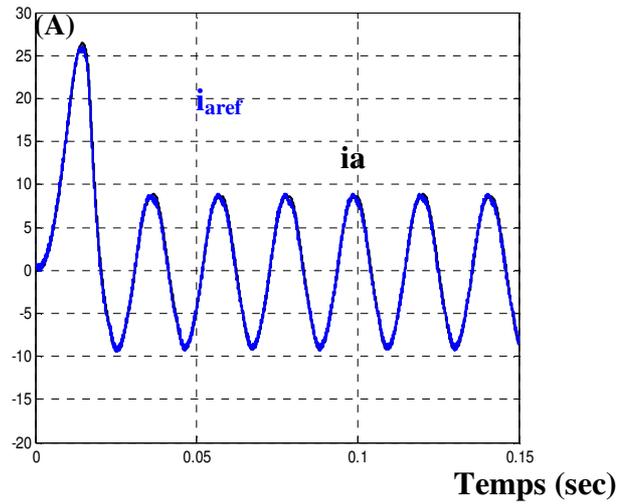


Figure VI.27 : Courant statorique et courant de référence.

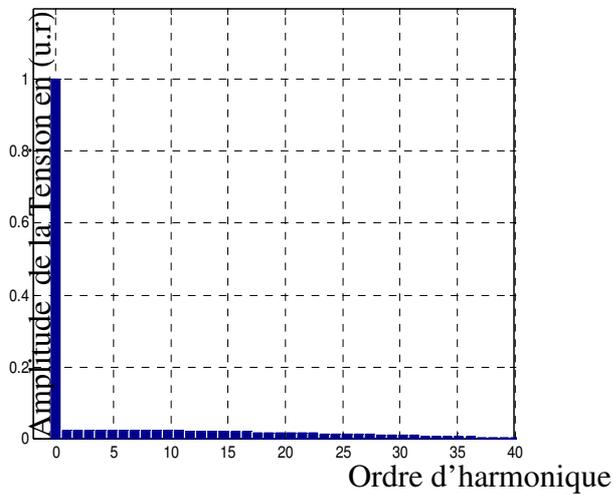


Figure VI.28 : Spectre de la tension continue

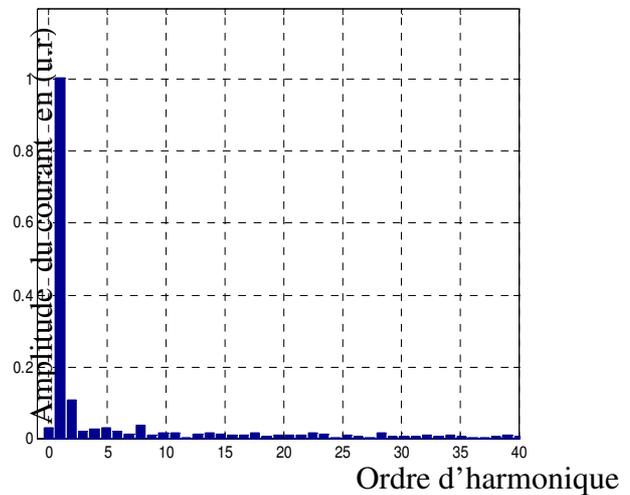


Figure VI.29 : Spectre du courant d'alimentation

- **Variation brusque de la charge**

Pour tester la robustesse du système, nous avons appliqué un échelon de couple résistant dont la valeur est située entre $0.06s$ et $0.1s$. La figure VI.31 montre que le courant et la tension d'alimentation sont en phase. La tension dans la liaison continue reste presque constante (Figure VI.30) ainsi que le changement rapide du courant de la ligne montre que le système a une bonne réponse dynamique pour cette variation brusque de la charge.

La puissance réactive n'est pas affectée pendant cette variation du couple et sa consommation reste presque négligeable. L'appel en puissance active est important entre ces deux instants à cause de l'augmentation du couple résistant (de $5 Nm$ à $7 Nm$) (Figure VI.32). Les courants statoriques sont représentés par la figure VI.33.

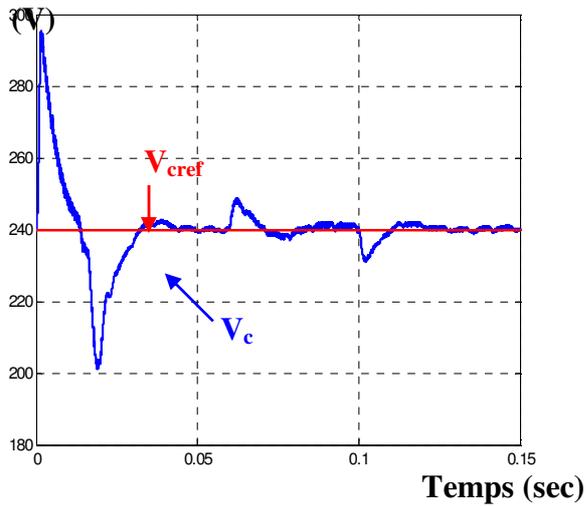


Figure VI.30 : Tension continue

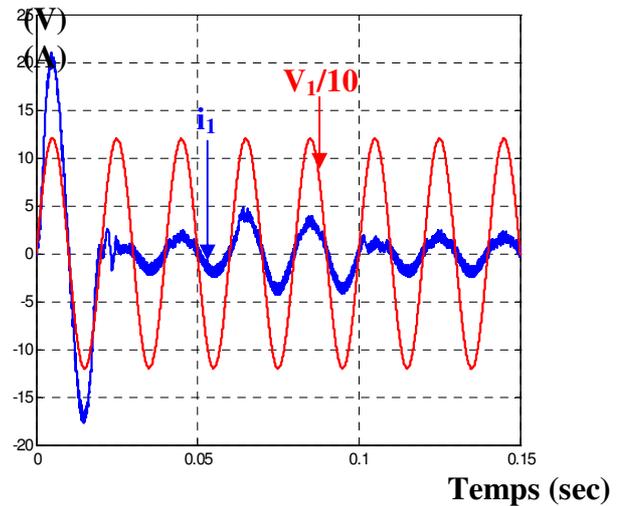


Figure VI.31 : Tension et courant d'alimentation

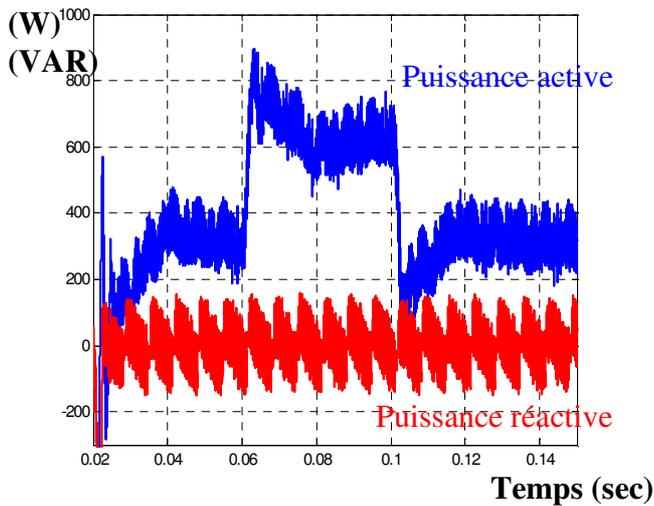


Figure VI.32 : Puissances du réseau

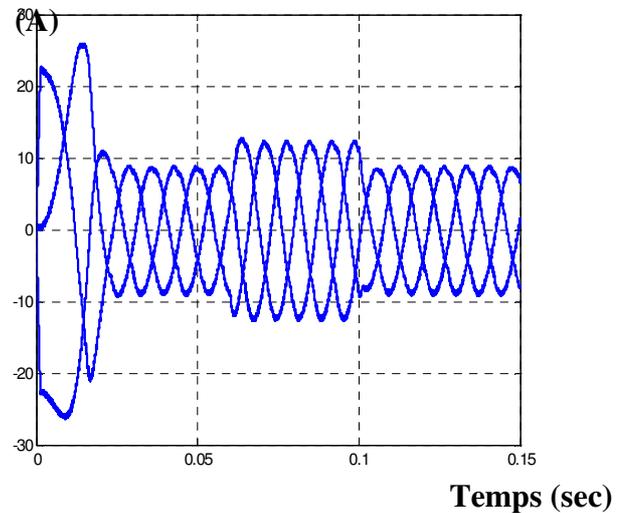


Figure VI.33 : Courants statorique de la machine

• Mode de régénération

Pour le mode de régénération, nous avons simulé une inversion du sens de rotation de la vitesse de 100 rad/s à - 100 rad/s. Les résultats de la simulation sont présentés par les figures VI.34, VI.35 et VI.36.

La figure VI.34 montre qu'il y a une surtension aux bornes de la capacité. Cette surtension est compensée rapidement par une absorption d'énergie par le réseau électrique. L'inversion du courant est due au retour d'énergie du côté continu. Ainsi, le réseau absorbe de la puissance active.

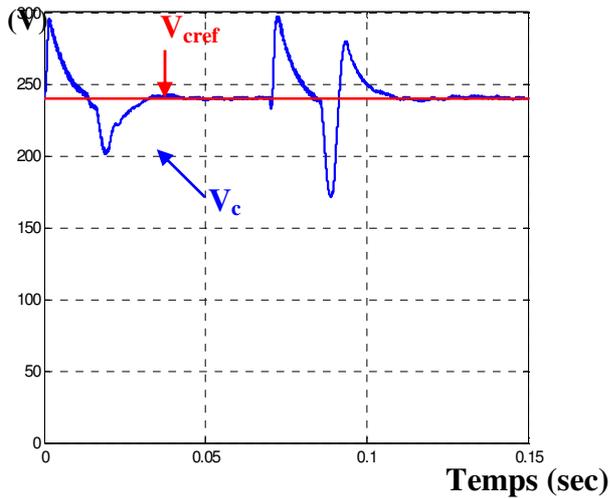


Figure VI.34 : Tension continue

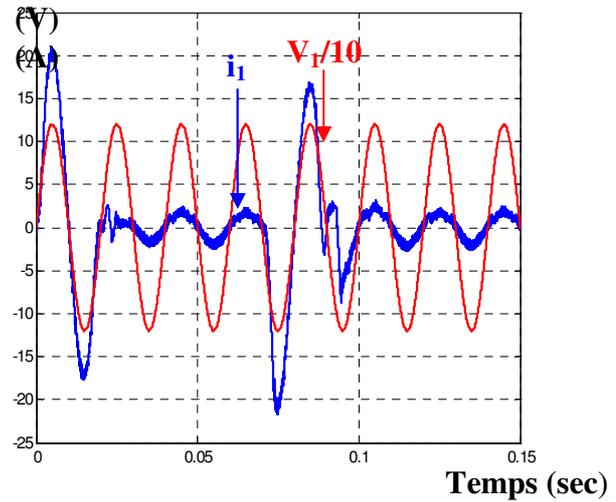


Figure VI.35 : Tension et courant d'alimentation

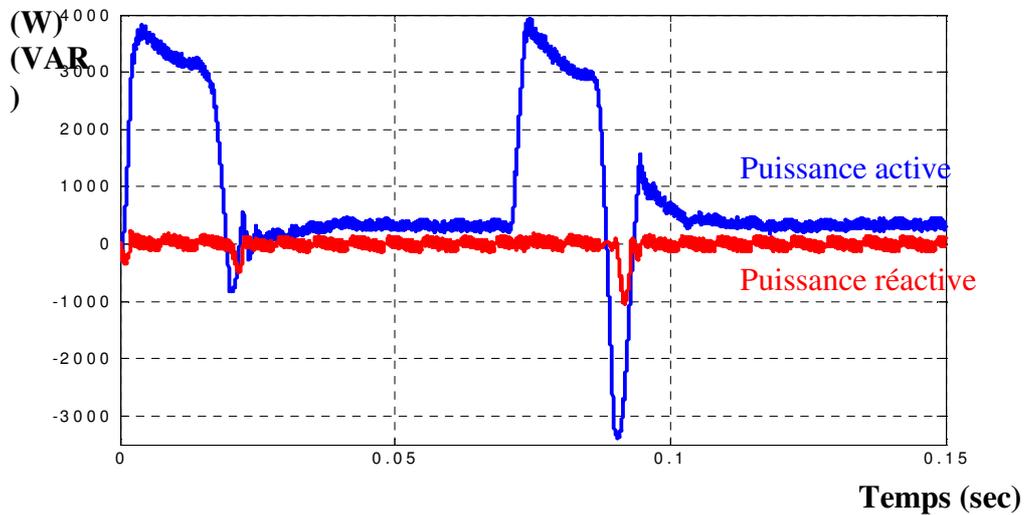


Figure VI.36 : Puissances du réseau

• Variation de la tension de référence

La figure VI.37 montre le comportement du système dans le cas de la variation brusque de la tension de référence V_{cref} de $240V$ à $260V$ et de $260V$ à $220V$. Après un régime transitoire dû au démarrage de la machine, la tension suit parfaitement sa référence, sans dépassement, avec une présence de pics de puissance lors de cette variation (Figure VI.38).

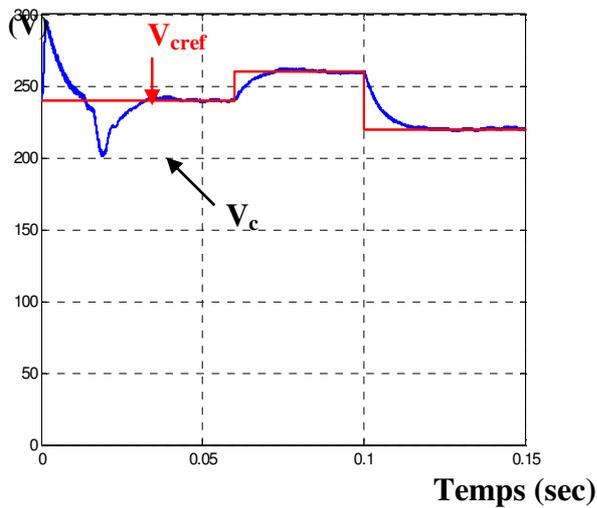


Figure VI.37: Tension continue

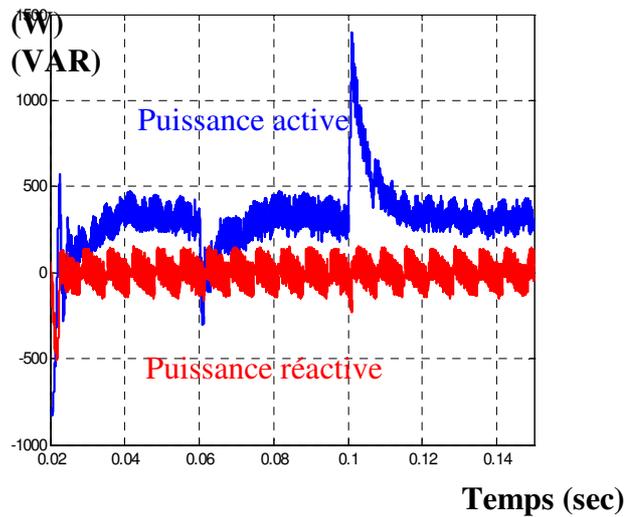


Figure VI.38 : Puissances du réseau

VI.8 ÉTUDE COMPARATIVE

Cette partie de ce chapitre est consacrée à une étude comparative de deux structures de commande à logique floue et à mode glissant, pour la régulation de la tension à la sortie du convertisseur *AC/CC* et avec les mêmes conditions de fonctionnement.

Les résultats de simulations concernant le mode de fonctionnement normal avec les deux régulateurs sont donnés par les figures VI.39 et VI.40. Les résultats de la simulation montrent que la tension continue est bien régulée autour de la référence $V_{cref} = 240 \text{ V}$ après un régime transitoire dû au démarrage de la machine. Lors le régime permanent on peut remarquer que la tension contrôlée par RMG2 présente des oscillations autour de V_{cref} . Ces oscillations sont relativement importantes par rapport à celle obtenue par RFGA (Figures VI.41 et VI.42).

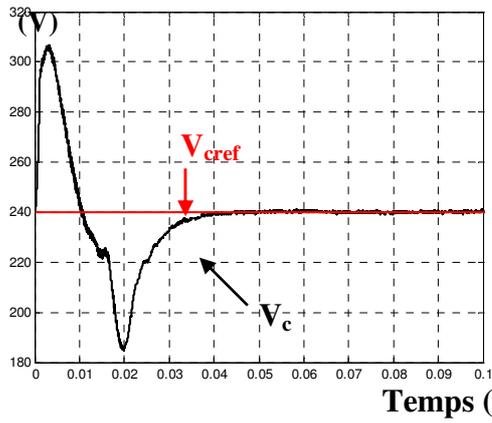


Figure VI.39: Tension continue avec RFGA

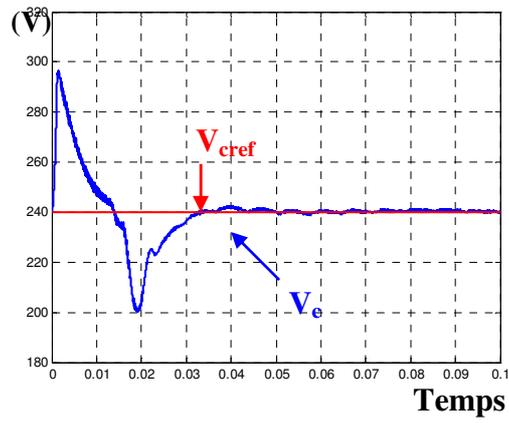


Figure VI.40: Tension continue avec RMG2

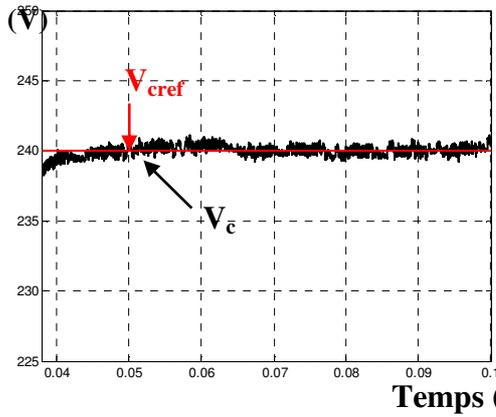


Figure VI.41: Zoom de la tension avec RFGA.

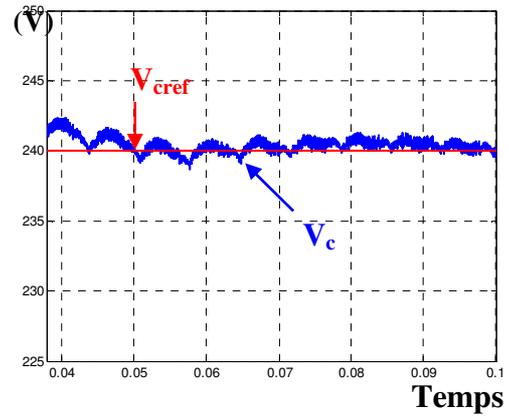


Figure VI.42: Zoom de la tension avec RMG2

Les figures VI.43 et VI.44 présentent l'analyse spectrale du courant d'alimentation avec RFGA et RMG2. On peut observer que la technique de la logique floue offre une légère amélioration pour la compensation d'harmoniques du courant d'alimentation qu'avec la commande par mode glissant.

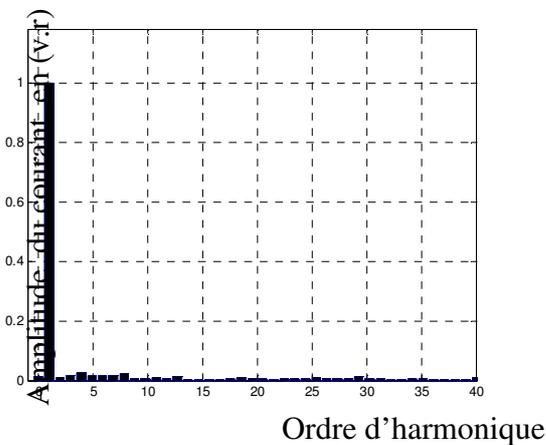


Figure VI.43 : spectre du courant RFGA

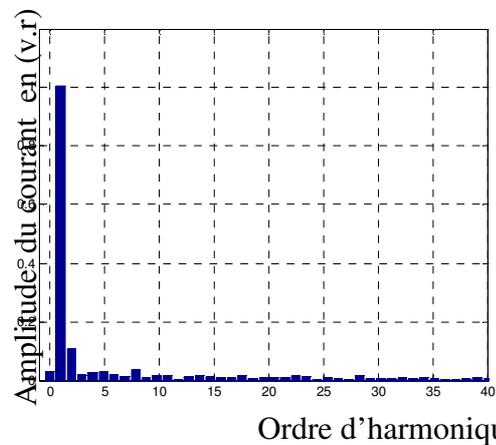


Figure VI.44 : spectre du courant RMG2

Les figures VI.45 et VI.46 présentent le cas de la variation brusque du couple résistant (de 5 Nm à 7 Nm) pour les deux techniques de contrôle. On peut observer que la tension dans la liaison continue suit bien sa tension de référence avec une présence de pics remarquable au niveau de la tension commandée avec RMG2.

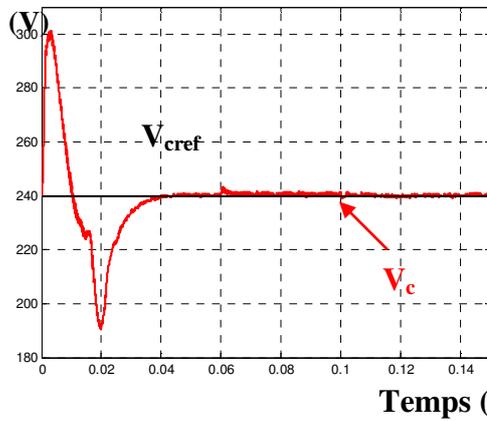


Figure VI.45: Tension continue avec RFGA.

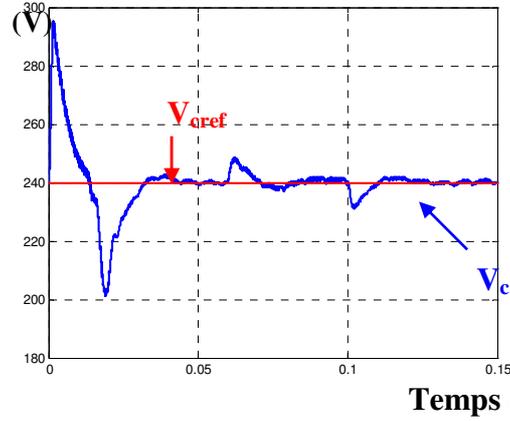


Figure VI.46: Tension continue avec RMG2.

Dans le cas de la variation brusque de la tension de référence V_{cref} allant de 240V à 260V et de 260V à 220V. Les figures VI.47 et VI.48 montrent le comportement du système en régime permanent, la tension atteint sa référence sans dépassement pour RFGA, ce qui n'est pas le cas pour la commande RMG2.

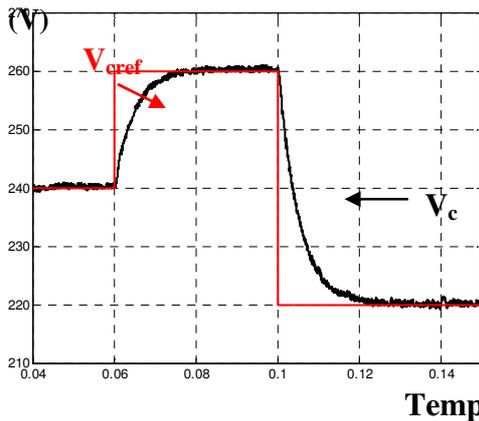


Figure VI.47: Tension continue avec RFGA

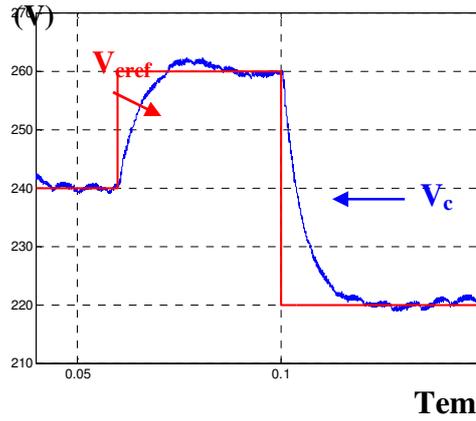


Figure VI.48: Tension continue avec RMG2

VI.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons proposé l'étude d'un problème sérieux qui est la pollution du réseau électrique causée par les convertisseurs côté réseau. Pour ce faire, nous avons relié le système d'entraînement à travers un redresseur commandé à absorption sinusoïdale dont le but est d'avoir des courants sinusoïdaux à l'entrée en contrôlant les courants de phases par hystérésis autour des courants de références. Ces courants de références, fixés en phase avec les tensions d'alimentation, pour avoir un facteur de déplacement unitaire. L'amplitude de ces courants est générée par une boucle extérieure introduite dont le but de réguler la tension continue aux bornes de la capacité de filtrage.

Dans la boucle de régulation de la tension, on a utilisé deux stratégies de contrôles: celle à logique floue et celle à structure variable (mode glissant). La conception du régulateur à logique floue à gain variable de la tension est faite de la même façon que le régulateur de vitesse sauf que le gain associé à la variable de sortie est adapté à chaque situation du système en fonction de l'erreur de tension et sa variation. Pour le RMG2, au début d'une trajectoire de glissement est prédéfinie dans le plan de phase. Le choix des paramètres de contrôle est fait en tenant compte de la condition d'existence du mode glissant.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité des techniques appliquées pour notre système, ce qui nous a permis de bien réguler la tension à la sortie du convertisseur, de réduire la consommation de la puissance réactive, minimiser les harmoniques côté réseau et d'assurer un déphasage presque nul entre le courant et la tension d'alimentation. En fin, il est noté que la réponse obtenue du système avec RFGA est légèrement robuste par rapport à celle de la commande avec RMG2.

CONCLUSION GENERALE

Les développements actuels en variation de vitesse (entraînement de toute sorte) nécessitent une bonne modélisation de l'ensemble machine-convertisseur-commande, ce qui optimise les performances statiques et dynamiques des machines électriques utilisés en actionneurs. Le choix de la technique de contrôle pour la commande électrique des ces machines reste un sujet préoccupant. Il dépend essentiellement de la nature du système à contrôler ainsi que les contraintes imposées dans le cahier de charge pour chaque application.

Parmi ces techniques, nous nous intéressons aux :

- Commande par logique floue.
- Commande par structure variable avec mode glissant.

Dans le premier chapitre on a décrit le principe de base de la logique floue et ces applications, ainsi que la théorie de la commande à structure variable par mode glissant.

La machine électrique est le cœur du système d'entraînement et l'objet qui doit être contrôlé, c'est pour cela on a étudié et présenter dans le deuxième chapitre le modèle mathématique de la machine traduisant son comportement dynamique en utilisant le modèle de Park. Ce modèle qui se compose de deux parties : une partie électrique dans laquelle les constantes de temps électriques sont conservées et une partie mécanique caractérisée par une constante de temps dominante, qui traduit réellement le comportement dynamique en vitesse. Ainsi que, cette modélisation nous permet d'envisager la commande par flux orienté de la MSAP et d'imposer un comportement semblable à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparé.

Le troisième chapitre nous a permis d'aborder l'asservissement de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents à commande vectorielle associé premièrement à la commande par logique floue et deuxième à celle dite par mode glissant. Après la conception des régulateurs, nous avons effectué plusieurs tests; démarrage à vide, inversion du sens de rotation, (pour les deux modes de fonctionnement normal et défluxé) essais en charge et finalement nous avons étudié la sensibilité de la commande vis-à-vis la variation des paramètres de la machine. Les résultats de simulations comparés à celles obtenus avec un régulateur analogique PI, montrent les performances élevées de ces techniques de régulation par rapport à celles associées au PI.

Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié un problème sérieux qui est la pollution du réseau électrique causée par les convertisseurs côté réseau. Pour ce faire, nous avons relié le système

d'entraînement à travers un redresseur commandé à absorption sinusoïdale. Le but est d'avoir des courants d'entrée sinusoïdaux, en contrôlant ces courants par hystérésis. Les courants de références sont fixés en phase avec les tensions d'alimentation pour avoir un facteur de déplacement unitaire. L'amplitude de ces courants est générée par une boucle extérieure assurant en même temps la régulation la tension continue aux bornes de la capacité de filtrage. Dans cette boucle les deux stratégies de contrôles (logique floue et à mode glissant) sont utilisées.

D'après les résultats de simulations obtenues, on peut mettre en évidence les propriétés essentielles suivantes :

- Les algorithmes basés sur la technique de la logique floue ou bien sur celle à mode glissant sont relativement compliqués de point de vue structure et de mise en œuvre, en les comparons aux algorithmes utilisant le réglage conventionnel.
- La stratégie de commande utilisant les régulateurs classiques donne des résultats satisfaisant, mais qui sont de plus en plus mises en échec par le manque, parfois flagrant, de la robustesse due non seulement à une modélisation peu précise mais aussi à des conditions de fonctionnement, tel que l'effet de variation de charge ou des paramètres internes de la machine.
- Les techniques de commande floue et par mode glissant font preuve de qualités intrinsèques et offre une excellence robustesse surtout vis-à-vis la variation des paramètres internes de la machine.
- L'inconvénient du mode glissant réside dans la forte sollicitation de l'organe de commande due généralement au terme discontinue de haute fréquence contenue dans la loi de commande.
- Le choix des gains d'entrée et de sortie du contrôleur à logique floue a été subjectif et difficile à optimiser. On doit aussi prêter attention à certaines notions, telles que la répartition des fonctions d'appartenances, leur nombre, la définition et la conception de la table des règles.
- L'avantage le plus important de la technique de commande par logique floue par rapport aux autres stratégie de réglage, c'est qu'on peut améliorer la structure du régulateur en agissant sur certain nombre de facteur constituons la configuration interne de ce type de contrôleur (les gains d'entrée et de sortie, fuzzification, les inférences et le bloc de défuzzification).
- Il est à signaler, qu'il n'existe pas de méthodes précises pour la détermination de la stratégie de réglage par logique floue. Cette dernière est optimisée par tâtonnement à l'aide de test sur le système à régler. Par contre, on dispose de moyens de développement très efficaces, soit pour des programmes tournant sur des PC, ou des cartes processeurs dédiées à la logique floue. Ces moyens permettent souvent de modifier en temps réel les fonctions d'appartenances et les règles

d'inférences, sans devoir arrêter le processus. Cela facilite fortement la tâche pour trouver une stratégie de réglage convenable.

- La commande floue ce n'est pas un outil substituant à tout autre type de commande, mais plutôt une technique complémentaire utilisée surtout pour la régulation des processus complexes ou lorsque on ne dispose pas d'un modèle convenable du système à réguler.
- Il faudrait valider sur cite les résultats théoriques pour donner un avis définitif sur ces techniques de réglage.

Afin de développer et améliorer les performances dynamiques des systèmes d'entraînements et de commande on suggère d'étudier et d'utiliser d'autres techniques plus avancées tels que les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques.

ANNEXE

1-GLOSSAIRE

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
RLF	Régulateur à Logique Floue
RMG	Régulateur à Mode Glissant
CSV	Commande à Structure Variable
RFGC	Régulateur Flou à Gain Constant
RFGA	Régulateur Flou à Gain Adaptatif
RFAM	Régulateur Floue Adaptatif avec Modèle Référence

2-PARAMETRE DE LA MSAP [13]

Puissance	$P_n = 1\text{Kw}$
Tension	$V_n = 120\text{ V}$
Résistance d'une phase statorique	$R_s = 1.4\ \Omega$
Inductance longitudinale	$L_{ds} = 6.6\text{ mH}$
Inductance transversale	$L_{qs} = 5.8\text{ mH}$
Moment d'inertie	$J = 0.00176\text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$f = 0.00038818\text{ Nm/rd/s}$
Nombre de paires de pôles	$np = 3$
Flux des aimants	$\Phi_e = 0.1546\text{ Wb}$

4- PARAMETRES DU RESEAU ET DU REDRESSEUR

Tension efficace composée côté réseau	$U_{\text{eff}} = 147\text{ V}$
Inductance de la source	$L_{\text{rés}} = 0.06\text{ H}$
Résistance de la source	$R_{\text{rés}} = 0\ \Omega$
Capacité de filtrage	$C = 350\ \mu\text{F}$
Tension de référence	$V_{\text{cref}} = 240\text{ V}$

4- PARAMETRES DES REGULATEURS

RFGC : $G_e=0.1$, $G_{\Delta e}=0.24$, $G_{\Delta ce}=10$.

RFGA : $g_e=0.1$, $g_{ce} = 0.2$.

PI : $K_p = 782.22$, $K_i = 2.346$

RMG1 : $K_v=32$, $K_d=30$, $K_q=70$,

RMG2 : $\alpha_{1r} = -200$, $\alpha_{2r} = 200$

5- DISCRETISATION DU REGULATEUR DE TENSION

D'après la figure VI.21, la tension V_{cf} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{cf} = \frac{1 + (1/h_r) \cdot p}{1 + \tau_r \cdot p} \cdot V_c \quad (\text{A-1})$$

En utilisant l'approche d'Euler implicite, l'équation (A-1) discrétisée est représentée par l'équation aux récurrences suivantes :

$$V_{cf}(n) = \left[1 - \frac{1}{(\tau_r \cdot h_r)} \right] \cdot Y(n) + \frac{1}{(\tau_r \cdot h_r)} \cdot V_c(n) \quad (\text{A-2})$$

avec:

$$Y(n+1) = \frac{T_s}{\tau_r} \cdot V_c(n) + \left(1 - \frac{T_s}{\tau_r} \right) \cdot Y(n) \quad (\text{A-3})$$

L'expression correspondante pour la variable I_{ref} est donnée par:

$$I_{ref}(n) = T_s \cdot U_r(n) + I_{ref}(n-1) \quad (\text{A-4})$$

avec :

$h_r = 200 \text{ s}^{-1}$, $\tau_r = 0,0002 \text{ s}$.

BIBLIOGRAPHIE

LIVRES :

- [01] H.Bühler, “*Réglage par logique floue*”, Edition Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1994.
- [02] H.Bühler, “*Electronique de réglage et de commande*”, Edition Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1983.
- [03] H.Bühler, “*Réglage par mode de glissement*”, Edition Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1986.
- [04] G. Grellet, G. Clerc, “*Actionneurs électriques*”, Edition Eyrolles, France, 1996.
- [05] J.Chatelain, “*Machines électriques*”, Edition Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1983.
- [06] D.Diankov, H.Hellendoorn, M.Reinfrank, “*An introduction to fuzzy control*”, Edition Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1993.
- [07] P.Borne, J.R.Dieulot, J. Rozeinoer, L. Dubois, “*Introduction à la commande floue*”, Edition Technip, Paris 1996.
- [08] A. J. Fossard, “*Commande à structure variable, systèmes de régulation, Collaboration automatique*” Edition Masson, 1996.
- [09] G. Sturtzer, “*Modélisation et commande des moteurs triphasés*”, Edition Ellipses Markty. S.A, 2000.

THESES :

- [10] J. Luukko, “*Direct torque of permanent magnet synchronous machine analyse and implementation*”, Doctorate Thesis, Helsinki univ-of technology, Finland, 2000.
- [11] F. Boudjema, “*Commande par mode de glissement : Application aux Convertisseurs Electriques*,” Thèse de Doctorat, Université Paul Sebatier de Toulouse en France, 1991.
- [12] T.C. Minh, “*Commande numérique de la machines asynchrone par logique floue*”, Thèse de Doctorat, Université de Laval, Canada, 1998
- [13] A. Golea, “*Contribution au développement d’une méthodologie de conception des associations convertisseurs -machines*”, Thèse de Doctorat, I.N.P.G, Grenoble, France, 1994.
- [14] M. Kadjoudj, “*Contribution à la commande d’une machine synchrone à aimants permanents*”, Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2005.
- [15] D. Zaini, “*Contribution à la modélisation et à la simulation précise des ensembles convertisseurs –machines électriques -commandes*” Thèse de Doctorat, Université de Setif, 2002.
- [16] A. Chaghi, “*Contribution au contrôle du courant sur un réseau de distribution électrique application d’un compensateur actif*”, Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2004.
- [17] T. Rekioua, “*Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents*”, Thèse de Doctorat, I.N.P.L, Nancy, France 1991.

- [18] J.F. Yhuel, “ *Commande courant des machines à courant alternatif* ”, Thèse de Doctorat, Université de Nantes, France 2000.
- [19] F. Terrien, “ *Commande d’une machine synchrone double étoile, alimentée par des onduleurs MLI* ”, Thèse de Doctorat, Université de Nantes, France 2000.
- [20] N. Bruyant, “ *Etude et commande généralisées des filtres actifs parallèles* ”, Thèse de Doctorat, Université de Nantes, France 1999.
- [21] D. Benattous, “ *Commande numérique vectorielle du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à hystérésis* ”, Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2001.
- [22] A. Saiad, “ *Commande à structure variable d’un système d’entraînement asynchrone* ”, Thèse de Magister, Université de Batna, 2001.
- [23] P.E Vidal, “ *Commande non linéaire d’une machine asynchrone à double alimentation* ”, Thèse de Doctorat, I.N.P de Toulouse, France 2004.
- [24] M.T. Benchouia, “ *Commande vectorielle de la machine asynchrone par logique floue* ” Thèse de Magister, Université de Biskra, 1998.
- [25] M.Birame, “ *Commande floue d’un convertisseur AC-DC à UPF en cascade avec un convertisseur DC-DC double étage alimentant un système de biberonnage par supercapacités d’un véhicule électrique* ”, Mémoire de Magister, Université de Batna, 2003.
- [26] A. Ameer, “ *Commande sans capteur de vitesse par DTC d’une machine synchrone à aimants permanents dotée d’un observateur d’ordre complet à mode glissant* ”, Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.

PUBLICATIONS ET COMUNICATIONS :

- [27] MT Benchouia, D. Benatous, A.Debilou, “ *Commande vectorielle de la machine asynchrone par logique floue* ”, Proceeding of the International Conference JTEA'99 Nabeul 5-6 Nov 1998, Tunisia.
- [28] M. T. Benchouia, A. Golea and S. E. Zouzou, “ *AC/DC/AC Converter three phase utility to provide a regulated DC output and to minimized line currents harmonics using fuzzy adaptive control* ”, Proceeding of the International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2004, Nov 1-3, 2004, Seoul, Korea.
- [29] M. T. Benchouia, S. E. Zouzou, A. Golea and A.Ghamri, “ *Modeling and Simulation of Variable Speed Drive System with Different Regulators* ”, Proceeding of the International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2004, Nov 1-3, 2004, Seoul, Korea.
- [30] M. T. Benchouia, S. E. Zouzou, A. Golea and A.Ghamri, “ *Modelling and Simulation of Variable Speed Drive System with Adaptive Fuzzy Controller Application to PMSM* ”, Proceeding

- of the International Conference on Industrial Technology, IEEE ICIT'04, pp. 683-687, vol 1, 2004.
- [31] M. T. Benchouia, S. E. Zouzou, A. Golea and A.Ghamri, "*Adaptive Fuzzy Logic DC Output Controller with Minimization Harmonics of Side Network*", Proceeding of the International Conference on Industrial Technology, IEEE ICIT'04, pp. 1239-1243, vol 3, 2004.
- [32] M. T. Benchouia, A. Golea, S. E. Zouzou and A.Ghamri, "*Modelling and Simulation of Variable Speed Drive System using Fuzzy and sliding mode controllers*", Proceeding of the International Conference on Systems, Signals and Devices, IEEE SSD'05, Mar 21-24, Volume I, 2005, Sousse, Tunisia.
- [33] M. T. Benchouia, A. Golea, S. E. Zouzou and A.Ghamri, "*Control of the DC Output Voltage of the AC/DC Converter Using Adaptive Fuzzy: Application to PMSM*", Journal of Electrical Engineering JEE, vol 5, n° 2, pp. 9-15, Dec 2005.
- [34] M. T. Benchouia, A. Golea, S. E. Zouzou, and A. Ghamri, "*Adaptive Fuzzy Control of Reversible Rectifier Feeding PMSM with Improved Power Factor*", accepted to be published in AMSE Journals.
- [35] J.H. Sung, S. Park and A. Nam, "*New hybrid parallel active filter configuration minimizing active filter size*", IEE Proc. Electrical Power Application, vol. 147, n° 2, pp. 93-98, 2000.
- [36] Y. F. Li, C. C. Lau, "*Development of fuzzy algorithms for servo systems*", *IEEE Control System Magazine*, vol. 9, pp. 65-72, Apr. 1989.
- [37] J.S. Subjak, J.S. Mcquilkin, "*Harmonics-causes, effect, measurement and analysis: An up date*", IEEE Trans. on Industry Application, vol. 26, n° 6, pp. 1034-1042, 1990.
- [38] H. Fujita, H. Akagi, "*A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filter*", IEEE Trans. on Industry Application, vol. 27, n° 6, pp. 1020-1025, 1991.
- [39] G. A. Capolino, A. Golea, H. Henao, "*Modélisation et simulation d'un asservissement à vitesse variable avec mode glissant*", Journées d'études Asservissement Electromécaniques Rapides, Modélisation et Régulation Avancées, 21-22 October, Metz 1992.
- [40] G. A. Capolino, A. Golea, H. Henao, "*Système de réduction des perturbations réseau pour commande vectorielle*", Proc. Colloque SEE Perturbations Réciproques des Convertisseurs et des Réseaux, Nantes, 6 juillet 1992.
- [41] N. Golea, A. Golea, M. Kadjouj, "*Induction machine speed control using fuzzy adaptive controller*", Proceeding of the European control conference ECC'99, Karlsruhe Germany, pp. 415-421, September 1999.
- [42] F. Betin et al, "*Fuzzy logic applied to speed control of a stepping motor driver*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 47, n° 3, pp. 610-622, June 2000.

- [43]A. Chandra et al, “*An improved control algorithm of shunt active filter for voltage regulation, harmonic elimination, power factor correction, and balancing of nonlinear loads*”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, n° 3, pp. 495-507, May 2000.
- [44]S. Saetieo et al, “*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.419-425, May 1998.
- [45]V. Soares et al, “*An instantaneous active and reactive current component method for active filters*”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, n° 4, pp. 660-669, July 2000.
- [46]D. Sharon et al, “*Switched link PWM current source converters with harmonic elimination at the mains*”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, n° 2, pp. 31-241, March 2000.
- [47]V.I Utkin,“*Sliding mode control design principles and applications to electrical drives*”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 40, n° 1, pp. 23-36, February 1993.
- [48] O. Lopez et al,“*Sliding mode control design of a high-power-factor buck-boost rectifier*”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, n° 3, pp. 604-612, February 1999.
- [49] M.C. Ghanem et al, “*A new control strategy to achieve sinusoidal line current in a cascade buck-boost converter*”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 43, n° 3, pp. 441-449, June 1996.
- [50] S. Rahmani et al, “*A New Control Technique Based on the Instantaneous Active Current Applied to ShuntHybrid Power Filters*”, Proceeding of the Conference on Power Electronics Specialists , PESC'03, Acapulco, Mexico, 15 -19 June 2003.
- [51] A. Kaletsanos et al, “*Nonlinear Control Technique for Three-phase Boost AC/DC Power Converter*”, Proceeding of the Conference on Power Electronics Specialists , PESC'03, Acapulco, Mexico, 15 -19 June 2003.
- [52] J.M. Corrêa et al, “*A Fuzzy-Controlled Pulse Density Modulation Strategy for a Series Resonant Inverter with Wide Load Range*”, Proceeding of the Conference on Power Electronics Specialists , PESC'03, Acapulco, Mexico, 15 -19 June 2003.
- [53] A. Sayeed et al, “*Fuzzy controller for inverter fed induction machines converter*”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 30, n° 1, pp. 78-84, February 1994.
- [54] K. Jezrnik, “*VSS control of unity power factor*”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, n° 2, pp. 325-331, April 1999.
- [55] Y. Ye, M.Kazerani, V. Quintana, “*A Novel Modeling and Control Method for Three-phase PWM Converters*”, Proceeding of the Conference on Power Electronics Specialists Vancouver, PESC'01, Canada June 17-22, 2001
- [56] G. Escobar. et al, “*Regulation and Compensation of Source Harmonics for the Boost-Converter Based Power Factor Precompensator*”, Proceeding of the Conference on Power Electronics Specialists, PESC'01, Vancouver Canada, June 17-22, 2001.

- [57] N. Mendalek1 et al, “*Sliding Mode Control of 3-Phase Shunt Active Filter in the d-q Frame*”, Proceeding of the Conference on Power Electronics Specialists Conference Vancouver, PESC'02, Queensland, Australia, 23 -27 June 2002.
- [58] J.H. Allmeling, “*A Control Structure for Fast Harmonics Compensation in Active Filters*”, Proceeding of the Conference on Power Electronics Specialists, PESC'02, Queensland, Australia, 23 -27 June 2002.
- [59] F. Canales et al, “*A Quasi-Integrated AC/DC Three-Phase Dual-Bridge Converter*”, proceeding of the 32nd Power Electronics Specialists Conference Vancouver, PESC'01, Canada June 17-22, 2001.
- [60] D. Benatous, R. Abdessemed, “*Digital voltage control of AC/DC PWM Converter with improved power factor and supply current*”, Journal of electric machines and power systems, Taylor and Francis, vol. 25, n° 5 pp.469-484,2000.
- [61] R.Slamet et al , “*A Virtual Instantaneous Power Based Control Method of A Shunt Active Power Filter for Three-Phase Four-Wire Systems*”, Proceeding of the International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2004, Nov 1-3, 2004, Seoul, Korea.
- [62] K. Jin-Sun et al , “*A Series Active Power Filter to Compensate Reactive Power and Sag in Three-Phase Four-Wire*”, Proceeding of the International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2004, Nov 1-3, 2004, Seoul, Korea.
- [63] Y.L Wang et al , “*The study of grading fuzzy sliding mode control in AC servo system*”, Proceeding of the International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2004, Nov 1-3, 2004, Seoul, Korea.
- [64] A. Saiad et al, “*Variable structure control of power converters for unity power factor and harmonics minimization*”, Proceeding of the First International Conference on Electrical Systems, PCSE'05, May 9-11, 2005, Oum El-Bouaghi.
- [65] H.Ying et al, “*Fuzzy control theory:A nonlinear case*” Journal of Automatic and Control, vol.26, n° 3, pp.513-520, 1990.
- [66] C. M. Liaw et all, “*A fuzzy adapted field-oriented mechanism for induction motor drive*”, IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 11, n°1, pp. 76-82, March 1996.
- [67] B. R Lin, R. G. Hoft, “*Analysis of power converter control using neural network and rule based methods*”, Journal of Electric Machines and Power Systems, vol. 24, n° 7, pp. 695-720, March 1996.
- [68] J. Fernando Silva, “*Sliding mode control of voltage sourced boost-type reversible rectifiers*”, Proceeding of the International Symposium on industrial Electronics, IEEE ISIE'97, Guimaras, Portugal 1997.
- [69] S. Kerai, “*Calcul du Convertisseur AC-DC avec Correction de facteur de puissance*”,

Proc. du Conférence International sur les Systèmes de Télécommunications d'électronique médicale et Automatique, Tlemcen, les 27-29 Septembre 2003.

[70] R. Datta, V.T. Ranganathan, "*Control of a 3 Phase Unity Power Factor Bidirectional Front-End Converter Using TMS320F240*", Proceedings of the international Conference on signal processing applications and technology, ICSPAT'98, Toronto, Canada, September 1998.

[71] A. Dell'Aquila, M Liserre, L. Caponio, C. Cecati, A. Ometto, "*A Fuzzy Logic Feed-Forward Current Controller for PWM Rectifiers*" , Proceeding of the IEEE International Symposium on industrial Electronics, ISIE'00, vol. 12, pp. 430-435, 4-8 December 2000.

[72] Z.M.A. Peixo et al, "*Speed Control of Permanent Magnet Motors using Sliding Mode Observers For Induced EMF Position and Speed Estimation*" , Proceeding of the IEEE International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation, IECON21st ,vol.2 pp.1023-1028,November1995.

[73] N.Golea, A. Golea, K. Benmahammed, "*Fuzzy direct adaptive control of permanent magnet synchronous motor drive*" , Proceeding of the IEEE International Conference on Power System Technology, POWERCON '98 ,vol.1 pp.600-604, Aug. 1998.

[74] B.Singh et al, "*Performance analysis of fuzzy logic controlled permanent magnet synchronous motor drive*" , Proceeding of the IEEE International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation, IECON21st ,vol.1 pp.399-405,November1995.

[75] H. Le-Huy et al, "*Model reference adaptive fuzzy control of a permanent-magnet synchronous motor*", Proceeding of the IEEE International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation, IECON21st ,vol.1 pp.1440- 1445, November1995.

[76] Z.Ibrahim, E.Levi, "*A comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high performance AC drives using experimental approach*", Proceeding of the IEEE International Conference on Industry Applications, vol.2 pp.1217- 1224, Oct. 2000.

[77] J. S. Yu et al, "*Performances of fuzzy-logic-based vector control for permanent magnet synchronous motor used in elevator drive system*", Proceeding of the IEEE International Conference on Industrial Electronics Society, IECON 2004, vol.3 pp.2679- 2683, November1995.