



Ecole Nationale Polytechnique
Département de Génie Electrique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat
En Génie Electrique
Option : Automatique

Présenté par :
Bentouati Smain
Magister en Génie Electrique

Intitulé

**Contribution à la Modélisation et
à la Commande Neuro-Floue de
la Machine Synchrone à Aimants
Permanents à Commande Directe
du Couple**

Soutenue publiquement le 20/04/2016 devant le jury composé de :

Président	L. NEZLI	Professeur, ENP
Rapporteur	M.S. BOUCHERIT	Professeur, ENP
Co-Rapporteur	L. BARAZANE	Professeur, USTHB
Examineur	F. BOUCHAFA	Professeur, USTHB
Examineur	A. LARABI	Professeur, USTHB
Examineur	D. BOUDANA	MCA, U.M
Invité	A. TLEMCANI	Professeur, U.M

ENP 2016

REMERCIEMENTS

D'abord, Je remercie **ALLAH** le tout puissant qui m'a donné la force pour achever ce travail.

Au terme de ce travail de thèse, je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à mes directeurs de thèses, Monsieur **Mohamed Seghir BOUCHERIT** professeur à l'ENP ainsi qu'à Madame **L. BARAZANE** professeur à l'USTHB, pour m'avoir proposé ce sujet et pour toute la confiance qu'ils m'ont accordé, pour leurs souci permanent, pour leurs conseils et suggestions et surtout pour leurs critique qui à été toujours positive.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur **L. NEZLI**, Professeur à l'ENP, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je remercie Monsieur **F. BOUCHAFA**, Professeur à l'USTHB, pour l'honneur qu'il ma fait en participant à l'évaluation de ce travail.

J'exprime ma plus profonde gratitude à Monsieur **A. LARABI**, Professeur à l'USTHB, de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur.

Je tiens à remercier également Monsieur **D. BOUDANA** maître de conférences à l'Université de MEDEA, pour avoir accepté de siéger dans le jury comme examinateur.

J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur **A. TLEMCANI** Professeur à l'Université de MEDEA d'avoir accepter de nous honoré par sa présence dans le jury.

Les travaux présentés ici n'auraient certainement pas été menés à bien sans la collaboration et l'amabilité de l'ensemble de mes collègues chercheurs du département de Génie Mécanique et Electrique de l'Université Dr. Yahia Fares de MEDEA Je les remercie tous pour leurs encouragement et en particulier le Professeur **A. Abdellah EL-Hadj** pour ses précieux conseils.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants, qui sont à l'origine de tout mon savoir.

Je dédie tout particulièrement ce travail à mes parents, ma femme et mes enfants ainsi qu'à toute ma famille, qu'ils trouvent en cette thèse le modeste témoignage de ma profonde reconnaissance.

NOTATIONS UTILISEES

α_i	Degré de vérité de la prémisses de la $i^{\text{ème}}$ règle floue,
T_{em}	Couple électromagnétique,
T_r	Couple résistant,
T_{max}	Couple maximal,
T_{rel}	Couple de réluctance,
T_{syn}	Couple synchrone,
T_{ref}	Couple référence,
C_{flx}	Grandeur de sortie du contrôleur de flux,
C_{cpl}	Grandeur de sortie du contrôleur de couple,
E_{Tem}	Erreur de couple,
E_{ϕ}	Erreur du flux,
θ_i	Angle du flux statorique,
F_c	Coefficient de frottement,
$I_d (I_q)$	Courant statorique d'axe direct (quadrature),
$I_a (I_{\beta})$	Courant statorique dans les axes (α, β),
J	Moment d'inertie de la partie tournante,
$L_d (L_q)$	Inductance cyclique d'axe direct (en quadrature),
N	Numéro de zone de flux statorique,
p	Nombre de paires de pôles de la machine,
P	Matrice de changement de repère,
R_s	Résistance statorique,
R_i	Règle floue,
$S_g(g : a,b,c)$	Grandeurs logiques de commande de l'onduleur,
T_e	Période d'échantillonnage,
U_{dc}	Tension d'entrée continue de l'onduleur,
U	Univers de discours,
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tensions simple de la machine,
$V_{an0}, V_{bn0}, V_{cn0}$	Tensions simple de la machine par rapport au point neutre,
V_{s0}	Vecteur tension par rapport au point milieu,

ϕ_f	Flux des aimants,
ϕ_s	Flux statorique,
ϕ_{ref}	Référence du flux,
ω_s	Pulsation statorique,
θ_s	Angle de déplacement du flux statorique,
μ	Degré de confiance d'une règle floue,
$\Delta\phi$	L'écart d'hystérésis de contrôleur de flux,
ΔC	L'écart d'hystérésis de contrôleur du couple,
SW	Interrupteur d'une cellule élémentaire de commutation,
$\mu(x)$	Fonction d'appartenance d'une variable linguistique x ,
c, v	Valeurs des prémisses,
p, q, r, z	Valeurs des conséquences,
$v_x^* \ v_y^* \ T_{em}^*$	Signaux pour la loi de commande idéale,

RESUMES

ملخص:

تهتم هذه الأطروحة بتقنية التحكم المباشر في العزم و التي تقدم حلا مثيرا لمشاكل المتانة و الديناميكية باستعمال تقنيات الذكاء الصناعي لـ (MSAP) المغذاة بمحول ساكن. فهو مسخر اذا للتحكم DTC المعتمد على المنظمين à hystérésis الذي يقودنا الى تشغيل بتردد تبديلي متغير الذي يزيد من مخاطر الأصداء . في هذا العمل, نقترح المقاربة بالتحكم DTC المبنية على المنطق الغامض لمعالجة هذه المشاكل, لكن بهدف تحسين خوارزمية التحكم و تقليل زمن الحساب وكذا تيارات statoriques نقوم بتحليل منظم عصبي غامض بمقاربة كالمان الموسعة و أخيرا, نفرض تردد التبديل بتقنية التحكم المكيفة الغامضة 2. بالنسبة لقوانين التكيف لهذا النظام الغامض و كذا حدود أخطاء البناء نستعمل تقنية صيغة الانزلاق و لشروط المتانة نستعمل طريقة الاستقرار لـ Lyapunov.

كلمات مفتاحية

آلة كهربائية ذات المغناطيس الدائمة, التحكم المباشر للعزم, المنظمين التخلفية المنطق الغامض, المنطق الغامض المركب بالمنطق العصبي, تمديد مرشح كالمان, تحكم تكيفي الغامض 2, إستقرار لياپونوف

Abstract

The task of this thesis is the use of Direct Torque Control technique abridged DTC, which provides an interesting solution to the problems of robustness and dynamic. We use Fuzzy Logic and Neuro-Fuzzy applied to the permanent magnet synchronous machine (PMSM) supplied by a converter. It is devoted to modeling the machine and DTC based on regulators hysteresis leading to operation at variable switching frequency which increases the risk of mechanical or acoustic excitation resonances. In this work, we propose an approach to direct torque control based on fuzzy logic to solve these problems. However, in order to improve the control algorithm, minimize the control time, and improve the stator currents, we synthesizing a controller by Neuro-fuzzy approach extended Kalman filter. Finally, we impose the switching frequency by the technique of adaptive control fuzzy type-2. For adaptation laws of this fuzzy system to know the reconstruction limits errors, we use the technique of the sliding mode and the conditions for robustness using the Lyapunov stability method.

Key words: Direct Torque Control, Permanent Magnet Synchronous Motor, Hysteresis Control, Fuzzy Logic Control, Neuro-Fuzzy Control, Extended Kalman filter. Adaptive control fuzzy type-2. Lyapunov stability theorem, reconstruction errors, sliding mode term,

Résumé

L'objectif poursuivi dans cette thèse porte sur la technique de la Commande Directe du Couple sous l'abréviation anglaise DTC (Direct Torque Control) qui apporte une solution intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique, on utilisant Les techniques de l'intelligence artificielle à la (MSAP) alimentée par un convertisseur statique. Il est donc consacré à la commande DTC basée sur les régulateurs à hystérésis conduisant ainsi à un fonctionnement à fréquence de commutation variable qui augmente les risques d'excitation de résonances mécaniques et/ou acoustiques. Dans ce travail, on propose l'approche de la commande DTC basée sur la logique floue afin de résoudre ces problèmes, mais dans le but d'améliorer l'algorithme de commande et minimiser le temps de calcul et améliorer les courants statoriques, nous synthétisant un régulateur Neuro-flou par l'approche de filtre de Kalman étendu et enfin, nous imposons la fréquence de commutation avec la technique de commande adaptative floue type-2. Pour les lois d'adaptation de ce système flou à savoir les limites d'erreurs de reconstruction nous utilisons la technique du mode glissant et pour les conditions de robustesse on utilise la méthode de stabilité de Lyapunov.

Mots clés : Commande directe du couple, Machine Synchrone à Aimants Permanents, Contrôleur à Hystérésis, Contrôleur par Logique Floue, Contrôleur Neuro-Flou, Filtre de Kalman Etendu, commande adaptative floue type-2. Stabilité de Lyapunov, erreurs de reconstruction par mode glissant.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.

Chapitre 1

Commande DTC par un onduleur de tension triphasé 2 et 3 Niveaux.

INTRODUCTION.....	4
I.1 Principe du contrôle du couple.....	5
I.2 Contrôle du flux statorique.....	8
I.3 Sélection du vecteur tension V_s	10
I.4 Structure de commande DTC pour la MSAP.....	11
I.5 Estimation du flux statorique.....	11
I.6 Elaboration du correcteur de flux.....	13
I.7 Estimation du couple.....	14
I.8 Elaboration du correcteur du couple.....	14
I.9 Stratégie de commutation dans la DTC.....	15
I.10 Elaboration de la table de commutation.....	17
I.12 Résultats de simulation.....	18
I.13 Modélisation du fonctionnement de l'Onduleur 3 Niveaux à structure NPC	21
I.14 Résultats de Simulation.....	24
I.15 Conclusion.....	25

Chapitre 2

Commande DTC par l'utilisation des onduleurs de Tension triphasé multiniveaux,

INTRODUCTION.....	26
II.1 Les convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriquées.....	26
II.3 Présentation vectorielle de la tension de sortie de l'onduleur 5 niveaux multicellulaire.....	28
II.4 Construction de nouvelles tables de commutation.....	30
II.5 Résultats de simulation.....	33
II.6 Structure et Modélisation de l'onduleur triphasé 5 niveaux à structure NPC.....	34
II.7 Construction de nouvelles tables de commutation.....	40
II.8 Résultats de simulation.....	42
Conclusion.....	42

Chapitre 3

Commande DTC de la MSAP par Logique Floue type1.

INTRODUCTION.....	43
III.2 Théorie des sous ensembles flous.....	43
III.3 Variables linguistiques.....	44
III.4 Fonctions d'appartenances.....	44
III.5 Configuration interne d'un contrôleur flou.....	45
III.5.1. Fuzzification.....	46
III.5.2. Inférences (bases de règles).....	46
DTC DE LA MSAP BASEE SUR LA LOGIQUE FLOUE.....	47
III.6 Première approche basée sur 132 règles floues.....	47
III.7 Règles floues pour la commande.....	49
III.8 Mécanisme d'inférence.....	50
III.9 Résultat de simulation.....	51
III.10 Deuxième approche basée sur 33 règles floues.....	53
III.11 Résultat de simulation.....	54
III.12 Troisième approche basée sur 22 règles floues.....	56
III.13 Résultat de simulation.....	58
III.14 <u>Réglage de la vitesse par un régulateur PI</u>	60
Réglage de vitesse.....	60
Réglage de position.....	64
III.15 Résultats de simulation.....	64
<u>Réglage flou de la vitesse</u>	65
Application du réglage flou de la vitesse.....	68
III.19 Résultat de simulation.....	69
Conclusion.....	71

Chapitre 4

Commande DTC Neuro-Floue de la MSAP et estimation de la résistance statorique

INTRODUCTION.....	72
IV.1 Rappel sur la Méthode Takagi-Sugeno.....	73
IV.2 Architecture du régulateur Takagi-Sugeno.....	74
IV.3 Présentation de la Méthode de Sugeno avec 3 entrées.....	76
IV.4 Détermination des paramètres du régulateur de Sugeno par Apprentissage.....	77
IV.5 Règles floues de l'algorithme de Commande.....	80
IV.6 Résultats de simulation.....	82
IV.7 Estimation de la résistance statorique.....	83
IV.8 Principe de la variation de R_s	84
IV.9 Résultat de simulation.....	85
IV.10 Estimateur basé sur la logique floue.....	86

IV.11	Résultat de simulation.....	87
IV.12	Réglage de vitesse	88
IV.13	Réglage de la position.....	90
IV.14	Réglage en basse vitesse.....	91
IV.15	Estimateur Neuroflou de R_s	92
IV.16	Détermination des paramètres de Sugeno par apprentissage.....	93
IV.17	Résultat de simulation.....	94
IV.18	Réglage de vitesse et de la position par un estimateur neuroflou de R_s	95
	Conclusion.....	98

Chapitre 5

DTC à Commande Adaptative Floue Type2 à Fréquence de Commutation Imposée

	INTRODUCTION.....	99
V.1	Modèle Mathématique de la MSAP lié au flux Statorique.....	100
V.2	Déclaration du problème.....	101
V.3	Représentation d'une fonction d'appartenance type 2.....	103
V.4	Conception du Système logique Flou type2.....	104
V.5	Fuzzification.....	105
V.6	Règle.....	105
V.7	Synthèse du control et analyse de la stabilité.....	108
V.8	Performances de la technique proposée	112
V.9	Résultats de simulation	114
V.8	Analyse Comparative des Résultats.....	117
	Conclusion.....	120
	CONCLUSION GENERALE	121

INTRODUCTION GENERALE

Les mutations importantes que connaît aujourd'hui le domaine d'application des machines électriques sont dues, d'une part, au développement de nouvelles structures de conversion électromagnétiques associant machines et convertisseurs statiques, d'autre part à la mise au point de nouveaux matériaux tels que les aimants permanents à base de terre rares. Le moteur synchrone à aimants permanents s'impose dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées, et plus particulièrement, dans les systèmes embarqués (par exemple dans le domaine aérospatial et en aéronautique) en raison de son rapport puissance/masse élevé. Dans la littérature, on rencontre des applications allant de l'ordre de centaine de Watts (servomoteurs) à plusieurs MW (systèmes de propulsion des navires) pour les machines synchrones à aimants permanents [Zol-97]

Le développement des composants semi-conducteurs de puissance fonctionnant, d'une part à des fréquences de commutation élevée, et d'autre part aux organes de commande numériques à fort degré d'intégration, ont ouvert la voie au contrôle non linéaire et multivariables des machines électriques.

Avec le développement de la technologie numérique de commande, plusieurs structures de contrôle pour les machines ont été proposées. La plus connue est la commande vectorielle, qui a été ces dernières années la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles, néanmoins cette structure reste relativement sensible aux variations paramétriques et nécessite d'une mise en place d'un capteur mécanique. Pour palier à ces inconvénients, une nouvelle technique de commande DTC a été proposée par Takahashi et Depenbrock au milieu des années 80. Son principe de base est de choisir directement les vecteurs de tension statorique selon les différences entre les références du couple électromagnétique et du flux statorique et leurs valeurs réelles calculées à partir des seules grandeurs liées au stator. Cette stratégie de commande possède l'avantage d'être indépendante des paramètres de la machine, de fournir une réponse dynamique de couple plus rapide et de posséder une configuration plus simple. Cette commande a l'avantage aussi de ne pas exiger de capteurs mécaniques ou des transformations de coordonnées [Cas-01], [Idr-02], [Lai-01], [Puj-00], [Rah-99], [Zho-97].

Les techniques de commande classiques PID, nécessitent une parfaite connaissance du modèle du système à régler. Ces approches conduisent à des lois de commande dont les performances sont fortement liées à la fidélité du modèle dynamique utilisé pour décrire le comportement du système. Les variations paramétriques du système ou des erreurs

de modélisations peuvent détériorer les performances du réglage puisqu'elles contribuent directement au calcul de la commande.

Lorsque le concepteur du système de commande cherche une meilleure robustesse vis-à-vis d'éventuelles variations paramétriques, d'autres types de commande intégrant les propriétés de robustesse sont alors nécessaires. En effet, un grand effort de recherche est investi pour comprendre les aspects structurels et fonctionnels des systèmes biologiques et en particulier les mécanismes de la pensée humaine. Cela a conduit au développement de nouvelles approches qui peuvent intégrer les non linéarités et les incertitudes inhérentes au système réel. L'une des plus attrayantes n'est autre que l'approche linguistique floue. Basée sur l'imitation des aspects approximatifs qualitatifs du raisonnement humain, les méthodes à base linguistique font intervenir des citations conditionnelles linguistiques du type «SI-ALORS» pour résoudre des problèmes de décision (contrôle) ou pour décrire le comportement dynamique du système inconnu ou mal défini [Tle-99].

Le premier article qu'a publié Zadeh en 1965, concernant une nouvelle méthode et qu'il appellera 'ensembles flous' ces derniers servent à représenter les idées de valeurs incomplètement spécifiées, ou mal connues. Les ensembles flous et la théorie des possibilités sont à la base d'une méthodologie de représentation et d'utilisation des connaissances vagues, imprécises et incertaines que Zadeh appelle la théorie du raisonnement approximatif et qui est connue par la logique floue.

La plupart des approches linguistiques sont basées sur le modèle de 'Mamdani', ce dernier consiste à formuler un ensemble de règles de décision en termes linguistiques utilisant des ensembles flous pour décrire l'action à prendre en fonction des valeurs linguistiques des variables d'entrée. Ce modèle est très répandu lorsqu'une description linguistique du comportement, que doit réaliser le régulateur, est disponible [Wat-97]. D'autres méthodes sont développées en se basant sur un modèle appelé modèle de 'Takagi-Sugeno'. Ce modèle est caractérisé par des règles de décision où l'antécédent est linguistique et la conséquence est numérique. Le modèle flou de Sugeno est souvent utilisé pour les problèmes d'identification, d'approximation ou de compensation de fonction non linéaire inconnue.

Ainsi, les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans cette logique et ont pour objectif d'utiliser la technique neurofloue pour développer la commandes DTC de la machine synchrone à aimants permanents, alimentée par un onduleur de tension à plusieurs niveaux, assurant à la fois les performances et la précision, A cet effet, notre thèse est divisée en cinq chapitres :

La première partie est consacrée à la DTC conventionnelle de la machine synchrone à aimants permanents, autopilotée et alimentée par un onduleur de tension triphasé à 2 niveaux puis à 3 niveaux à structure NPC. Basés sur les régulateurs à hystérésis où le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique sera présenté. Les résultats de simulation en utilisant Matlab/Simulink sont donnés par une alimentation dite idéales. Et enfin, par l'alimentation délivrée par les convertisseurs.

Dans le deuxième chapitre, Et dans le but d'améliorer les courants statoriques et les ondulations du couple nous proposons une augmentation du nombre de niveaux de l'onduleur. Nous présentons le principe de la DTC avec un onduleur de tension à 5 niveaux multicellulaire, et 5 niveaux à structure NPC (basés sur les régulateurs à hystérésis)

Dans le but de réduire d'avantage les ondulations du couple, flux ainsi que les courants statoriques on substitue, dans ce chapitre, les régulateurs à hystérésis précédents par des régulateurs flous on introduisant 3 différentes approches (132, 33 et 22 cas flous) , vu les possibilités qu'offrent ces régulateurs intelligents, que se soit lors de l'implantation des connaissances d'expert, ou encore l'insensibilité par rapport aux variations de paramètres de la machine, il nous apparaît intéressant d'aborder dans cette partie, le réglage de la vitesse.

Dans le chapitre quatre nous avons développé, le réglage neuroflou de la MSAP en exploitant la méthode de Sugeno. La stratégie de commande est de choisir des vecteurs tensions adéquats selon la différence entre les références du couple électromagnétique et du flux statorique et leurs valeurs réelles calculées à partir des seules grandeurs liées au stator. Le régulateur de Sugeno est défini comme un polynôme d'ordre un, tel que la sortie du régulateur dépend de ses entrées. Les paramètres des prémisses et des conséquences des règles neurofloues de Sugeno sont déterminés en recopiant les données entrées sorties obtenues par un régulateur de Mamdani. La recopie est obtenue par apprentissage en utilisant l'approche de filtre de Kalman étendu. Tout en estimant la résistance statorique R_s

Le cinquième chapitre est consacré à une approche qui repose sur l'identification « On-line » du modèle de système à contrôler par un ensemble flou type-2. La loi de commande se repose d'une base d'adaptation des règles de commande floue constituant les composants des termes de contrôle robuste, pour obtenir les lois d'adaptations, on utilise la méthode de Lyapunov. Ainsi, nous avons appliqué la stratégie MLI pour réduire considérablement les ondulations du couple et d'améliorer les courants statoriques et d'imposer aussi la fréquence de commutation.

Enfin, on présente une conclusion générale ainsi que les perspectives qu'on peut envisager pour la suite de ce travail.

Chapitre 1

Commande DTC par un Onduleur de Tension triphasé 2 et 3 Niveaux

INTRODUCTION

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) alimentées par des onduleurs de tension contrôlés en courant sont utilisées dans beaucoup d'applications qui exigent une réponse rapide du couple et un fonctionnement avec des hautes performances [Bos_98]. Et dans le but de contourner, d'une part, les problèmes du contrôle vectoriel à flux orienté qui exige la connaissance plus ou moins les paramètres de la machine, d'autre part, La commutation de l'onduleur est déterminée par la position du rotor, ce qui nécessite l'utilisation d'un capteur de position pour le fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), beaucoup de chercheurs travaillent pour développer de nouvelles méthodes de commande, parmi ces méthodes, la commandes directe du couple électromagnétique qui est basée sur l'orientation du flux statorique, introduite dans la moitié des années 1980 par TAKAHASHI et DEPENBROCK, dans laquelle le flux et le couple sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stators [Fu_98],[Tak_86].

Le contrôle direct du couple sous l'abréviation anglaise DTC (Direct Torque Control) apparu comme concurrentiel aux méthodes classiques, basées sur une alimentation MLI et sur un découplage du flux et du couple par orientation du champ magnétique.

Grâce aux outils de calcul puissant contemporain, et au développement technologique notamment en ce qui concerne les semi-conducteurs, des modèles se sont affinés aux exigences nouvelles de cette commande surtout qu'elle s'adapte par nature à l'absence de capteurs mécaniques connecté à l'arbre moteur.

Le principe de base de la DTC est de choisir directement les vecteurs de tensions statoriques selon les différences entre les références entre du couple et du flux statorique et leurs valeurs réelles calculées à partir des grandeurs liées au stator.

Notons ici que : dans la majorité des stratégies de commande, les grandeurs de références sont le flux et le couple et les variables de contrôle sont les courants. Le convertisseur de puissance est ainsi commandé de manière à imposer dans les enroulements de la machine des courants d'amplitude et de fréquences définies par les régulateurs de flux et de couple; ces derniers sont donc contrôlés indirectement en passant par les courants d'alimentation. Par contre dans la méthode DTC le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension.

I-1 : PRINCIPE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE

I-1-1 : PRESENTATION VECTORIELLE DE L'ENSEMBLE MACHINE-CONVERTISSEUR

Le changement du couple peut être commandé en maintenant constante l'amplitude du flux statorique et en augmentant la vitesse de rotation du flux statorique aussi rapidement que possible.

Le vecteur tension V_s appliqué à la machine de la figure(I.1) est délivré par un onduleur de tension triphasée dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits, et représenté par trois grandeurs logique S_a , S_b et S_c . Les tensions de ligne appliquées à la machine se déduisent de la tension d'entrée de l'onduleur U_c et des signaux de commande logiques [Ben_05][Tle_05].

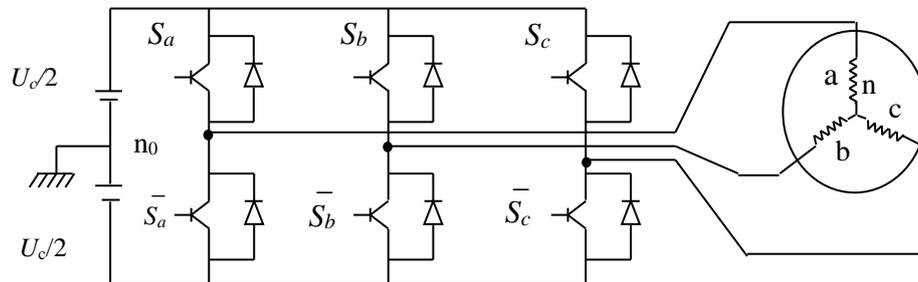


Figure I.1 : Schéma de l'onduleur triphasé avec charge.

Pour les tensions simples de la machine, on a :

$$\begin{aligned} V_{an} &= V_{an} - V_{nn0} \\ V_{bn} &= V_{bn0} - V_{nn0} \\ V_{cn} &= V_{cn0} - V_{nn0} \end{aligned} \quad (I.1)$$

Pour les tensions simples par rapport au point neutre n_0 , on a :

$$\begin{aligned} V_{an0} &= S_a \cdot U_c - \frac{U_c}{2} \\ V_{bn0} &= S_b \cdot U_c - \frac{U_c}{2} \end{aligned} \quad (I.2)$$

$$V_{cn0} = S_a \cdot U_c - \frac{U_c}{2}$$

En utilisant la forme vectorielle des tensions, on peut écrire :

$$V_s = K_T (V_{an} + a \cdot V_{bn} + a^2 V_{cn}) \quad (I.3)$$

avec :

$$a = e^{j \frac{2\pi}{3}} \quad (I.4)$$

$K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$ pour avoir une transformation qui conserve la puissance.

On voit bien que : $V_s = V_{s0}$

Où : V_{s0} est le vecteur tension par rapport au point milieu de la tension d'entrée de l'onduleur et V_s est le vecteur tension par rapport au neutre de la machine Figure (I.1)

En utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme:

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (S_a + a S_b + a^2 S_c) \quad (I.5)$$

$$V_s = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot e^{j \frac{(k-1)\pi}{3}} & \text{pour } K = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & \text{pour } N = 0 \text{ et } 7 \end{cases} \quad (I.6)$$

avec :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{U_c}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} = \frac{U_c}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_{cn} = \frac{U_c}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (I.7)$$

$S_i = 1$: interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert

$S_i = 0$: interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé

Avec $i = a, b, c$

La relation (I.7) montre qu'on peut déterminer la tension de chaque phase à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_c et des états de commutation (signaux de commande S_i).

Le vecteur tension V_s ne peut avoir que huit positions fixes correspondant aux configurations des interrupteurs représentées sur le tableau (I.1) comme suit :

Tableau I.1 : Les huit configurations possibles

S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_s
0	0	0	0	0	0	V_0
1	0	0	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$	V_1
1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$	V_2
0	1	0	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$	V_3
0	1	1	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$	V_4
0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$	V_5
1	0	1	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$2U_c/3$	V_6
1	1	1	0	0	0	V_7

La figure (I.2) montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs non nul, qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé comme on peut le voir, les combinaisons $(S_a, S_b, S_c) = (0,0,0)$ et $(1,1,1)$ correspondent aux vecteurs nuls.

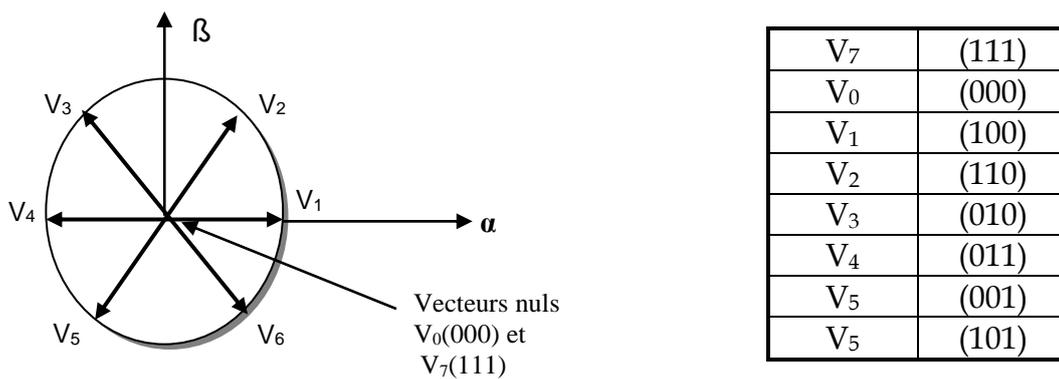


Figure I.2 : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension.

Sachant que les tensions simples s'écrivent :

$$V_a = V_m \sin \omega t$$

$$V_b = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \tag{I.8}$$

$$V_c = V_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

Le vecteur tension s'exprime par :

$$V_s = -j \sqrt{\frac{3}{2}} V_m e^{j\omega t} \tag{I.9}$$

En négligeant la chute de tension statorique, le flux magnétique s'écrit :

$$\phi_s = -j\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_m}{\omega} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \quad (\text{I.10})$$

Les deux dernières équations montrent que le vecteur flux statorique tourne avec un déphasage de $\frac{\pi}{2}$ par rapport au vecteur de tension. L'extrémité du vecteur flux ϕ_s décrit un cercle parfait si les tensions appliquées au moteur sont sinusoïdales. On va montrer par la suite qu'on peut contrôler le vecteur flux par un choix approprié du vecteur tension.

I.2 : CONTROLE DU FLUX STATORIQUE

Pour un contrôle efficace du couple de la machine, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En contrôle de type DTC, on réalise le réglage du flux stator, d'une part du fait que c'est le plus simple d'estimer, et d'autre part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotor.

Et comme on l'a déjà mentionné précédemment que le DTC est basé sur l'orientation du flux statorique.

On se place donc un repère fixe $\alpha \beta$ lié au stator de la machine. Le flux stator peut être obtenu par l'équation suivante :

$$V_s'(t) = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (\text{I.11})$$

donc :

$$\phi_s(t) = \int (V_s - R_s I) dt$$

Durant un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$, on peut écrire :

$$\phi_s = \phi_{s0} + \int_0^{T_e} (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{I.12})$$

En négligeant la chute de tension due à la résistance pour simplifier notre étude, ce qui vérifié pour les grandes vitesses, on trouve l'équation suivante :

$$\phi_s = \phi_{s0} + \int_0^{T_e} V_s dt \quad (\text{I.13})$$

Ou ϕ_{s0} est le vecteur flux à instant $t=0$,

On sait que pendant une période d'échantillonnage, le vecteur tension appliqué à la machine reste constant, donc:

$$\phi_{s+1}(k+1) \approx \phi_s(k) + V_s T_e \quad (\text{I.14})$$

$$\Delta \phi_s \approx V_s T_e \quad (\text{I.15})$$

Où :

$\phi_s(k)$: Vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\phi_{s+1}(k+1)$: Vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta \phi_s$: vecteur variation du flux statorique

T_e : période d'échantillonnage.

Tandis que la période d'échantillonnage est fixe, $\Delta \phi_s$ est proportionnel au vecteur tension appliqué au moteur.

Lorsqu'on applique un vecteur de tension constant quelconque, V_s , l'extrémité du vecteur flux stator se déplace selon une droite parallèle au vecteur tension. La figure (I.3) présente ce principe lorsque on l'on sélectionne le vecteur $V_s = V_2$.

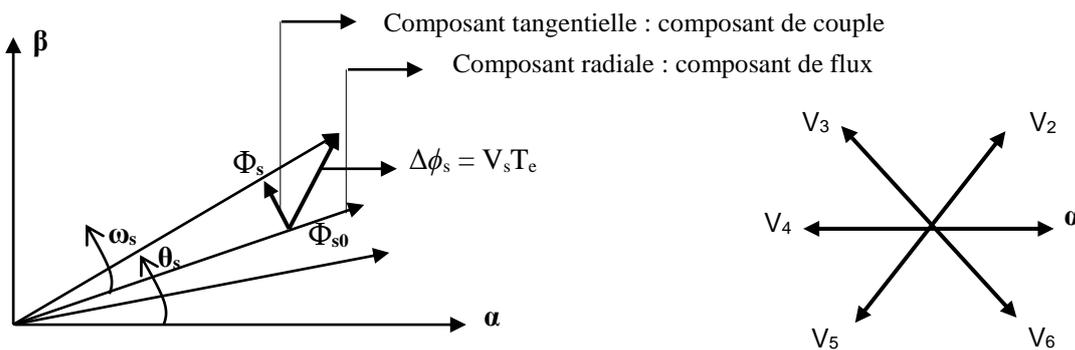


Figure I.3 : Exemple d'évolution de l'extrémité de Φ_s .

La composante tangentielle a pour effet d'accélérer (ou de ralentir) le vecteur ϕ_s par rapport au vecteur flux rotorique ϕ_r augmentant ainsi (ou diminuant) l'écart angulaire entre ces deux vecteurs. Ceci a pour conséquence de faire varier, dans un sens ou dans l'autre, l'amplitude du couple électromagnétique à amplitude de flux statorique pratiquement constante. Il est clair que la composante radiale n'a d'effet que sur l'amplitude du flux statorique.

Si la période de contrôle est assez petite, en choisissant une séquence appropriée des vecteurs tensions de l'onduleur, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module du flux pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux.

Cela n'est pas possible que si la période de contrôle et par conséquent celle de la commande sont très faibles devant la période de rotation du flux. En plus, la composante du flux des vecteurs tensions appliquées doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante.

I.3 : SELECTION DU VECTEUR TENSION V_s

En sélectionnant un vecteur V_s (S_a, S_b, S_c) approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace de l'évolution de Φ_s dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones (avec $i=1, \dots, 6$), symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nuls, déterminés à partir des composantes du flux.

Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi, ils ne sont jamais appliqués quel que soit le sens d'évolution du flux et du couple. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls, le rôle du vecteur tension sélectionnée est décrit sur la figure (I.4).

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur fixe souhaitée.

- Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît,
- Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît,
- Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît,
- Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît,
- Si V_0 ou V_7 est sélectionné alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

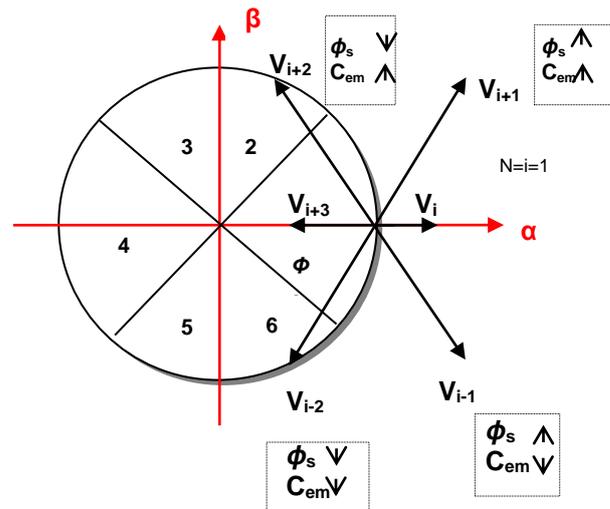


Figure I.4 : Sélection du vecteur tension selon la zone N.

Cependant, le niveau d’efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i, en début de la zone i, les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaire au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable, donc le changement du couple est très rapide et l’amplitude du flux ne change pas considérablement.

I.4 : STRUCTURE DE COMMANDE DTC POUR LA MSAP :

Les principes du contrôle direct du couple ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d’entrée du système de contrôle sont le couple et l’amplitude de flux statorique, les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l’estimation de ces valeurs.

I.5 : ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE :

La structure de contrôle direct du couple exige l’estimation du flux et du couple voir figure (I.10). Le flux statorique peut être estime par différentes techniques.

L’estimateur classique du « modèle tension » est couramment utilisé. Ainsi, l’amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes (α, β) soit :

$$\phi_s = \phi_\alpha + j\phi_\beta \tag{I-16}$$

avec :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \tag{I.17}$$

$$\begin{aligned}\phi_\alpha &= \int (V_\alpha - RI_\alpha) dt + \phi_\alpha(0) \\ \phi_\beta &= \int (V_\beta - RI_\beta) dt + \phi_\beta(0)\end{aligned}\quad (\text{I.18})$$

Les composantes des courants I_α , I_β sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés I_a , I_b , I_c :

$$[c] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Comme la machine est équilibrée alors $i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + i_b + i_c) = 0$

$$i_\alpha = \frac{1}{\sqrt{3}}(\sqrt{2}i_a - \frac{1}{\sqrt{2}}i_b - \frac{1}{\sqrt{2}}i_c) = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_a - \frac{1}{2}(i_b + i_c)) = \sqrt{\frac{3}{2}}i_a \quad (\text{I.19})$$

avec $i_b + i_c = -i_a$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(0 \cdot i_a + \sqrt{\frac{3}{2}}i_b - \sqrt{\frac{3}{2}}i_c) = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_b - i_c) \quad (\text{I.20})$$

avec $i_s = i_\alpha + j i_\beta \quad (\text{I.21})$

Nous pouvons reconstruire les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur et des états des interrupteurs (s_a , s_b , s_c) ainsi nous obtenons :

$$V_s = V_\alpha + jV_\beta \quad (\text{I.22})$$

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}}(V_a - \frac{1}{2}(V_b + V_c)) = \sqrt{\frac{3}{2}}U_c(s_a - \frac{1}{2}(s_b + s_c)) \quad (\text{I.23})$$

$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(V_b - V_c) = \frac{1}{\sqrt{2}}U_c(s_b - s_c) \quad (\text{I.24})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude de flux statoriques. Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse vis à vis des variations des paramètres de la machine. Elle exige seulement la connaissance de la résistance statorique R_s , et de la précision, notamment à vitesse moyenne et élevée ou la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient le paramètre prépondérant et des problèmes de dérive et d'instabilité de l'intégrale peuvent se produire.

Les valeurs initiales de $\phi_\alpha(0)$ et $\phi_\beta(0)$ pour l'estimation du flux ne sont pas nulles pour la machine synchrone à aimant permanent, les valeurs de ces derniers peuvent être obtenues à l'aide d'un capteur, ou estimées et le capteur dans ce cas n'est plus nécessaire.

Enfin, en comparant le signe des composantes α et β du vecteur flux et le rapport entre ces composantes et l'amplitude du flux, le numéro de zone dans laquelle se trouve le flux peut être déterminé.

I.6 : ELABORATION DU CORRECTEUR DE FLUX

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone i , les vecteurs V_{i+1} ou V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et les vecteurs V_{i+2} ou V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux. Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et ne dépend pas de l'erreur de l'amplitude. Donc, la sortie du correcteur du flux peut être une variable logique [Ben_05][Ben_06]

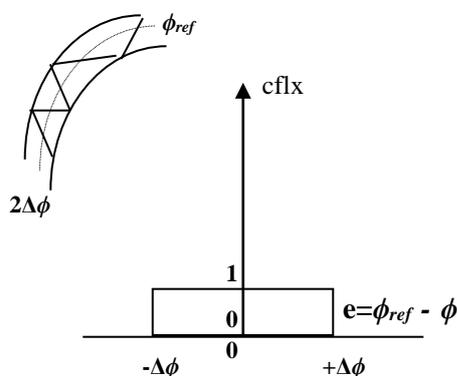


Figure I.5 : Contrôle à hystérésis à deux niveaux.

Tableau I.2 : Table de commutation

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
Cflx=0	Ccpl=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	Ccpl=0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
Cflx=1	Ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	Ccpl=0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀

Nous ajoutons une bande d'hystérésis autour de zéro pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite. En effet, avec ce type de correcteur malgré sa simplicité, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire.

La sortie du contrôleur du flux 'Cflx' indique les déplacements supérieurs et inférieurs de l'amplitude du flux. Le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux permet de respecter $|\phi_{ref} - \phi_s| < \Delta\phi$

Avec : $\Delta\phi$: l'écart d'hystérésis du contrôleur.

I.7 : ESTIMATION DU COUPLE

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux, et les grandeurs mesurées des courants de ligne, par l'équation :

$$T_{em} = p (\phi_\alpha I_\beta - \phi_\beta I_\alpha) \quad (I.25)$$

D'après cette équation, on peut remarquer que l'exactitude de l'expression du couple dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants.

I.8 : ELABORATION DU CORRECTEUR DU COUPLE

Deux types de comparateurs à hystérésis (deux niveaux ou trois niveaux), peuvent être envisagés pour contrôler le couple. Mais on a vu que le couple peut croître ou décroître en appliquant les vecteurs tensions nuls. L'avantage d'utiliser le vecteur nul est que grâce aux changements moins rapides de couple on diminue le nombre de commutation. En plus, la nature du vecteur nul appliqué peut être choisis de manière à réduire encore plus le nombre de commutations.

Nous constatons que pour appliquer V_{i-1} après V_{i+1} au vice versa, il faut une commutation dans deux bras différents. De même pour appliquer V_{i-2} après V_{i+2} et vice versa, mais il y a toujours un vecteur nul qu'on applique après un vecteur non nul avec une seule commutation, il est évident que si on choisit un vecteur tension non nul, le couple décroît plus rapidement que si on applique un vecteur tension nul [Zol-97]

- $V_1, V_3, V_5, \quad \longleftrightarrow \quad V_0$: Une commutation
- $V_2, V_4, V_6 \quad \longleftrightarrow \quad V_7$: Une commutation
- $V_{i+1} \quad \longleftrightarrow \quad V_{i-1}$: deux commutations
- $V_{i+2} \quad \longleftrightarrow \quad V_{i-2}$: deux commutations

I.8-1 : LE COMPAREUR A DEUX NIVEAUX

Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} et les vecteurs nuls ne peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement due à l'application du vecteur nul. Donc, on aura un fonctionnement à deux quadrants et pour faire tourner la machine dans l'autre sens, il faut arrêter la machine et imposer un croisement de deux phases, car le sens de rotation du vecteur flux ϕ_s est unique, il est à signaler que le comparateur à deux niveaux de la figure (I.7) nécessitera un nombre moins élevé de commutations pour une même largeur d'hystérésis de contrôle.

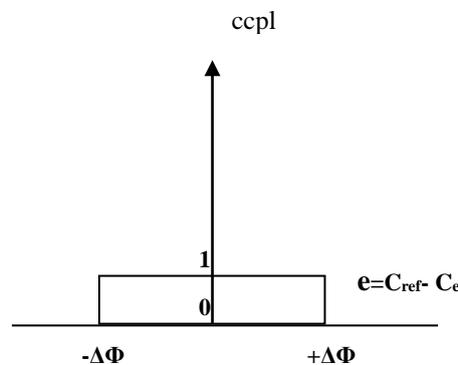


Figure I.7 : Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux.

I.9 : STRATEGIE DE COMMUTATION DANS LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

Pour atteindre notre objectif, on réalise un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire en choisissant la stratégie de commutation la plus optimale en terme d'ondulations du couple et des courants de fréquence de commutation (qui sont assez différentes à basses et à haute vitesse) et possibilités de fonctionnement dans deux ou quatre quadrants.

D'après le principe de la structure de commande directe de couple, la sélection d'un vecteur tension adéquat, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier, la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux statorique et de couple électromagnétique.

En considérant le vecteur flux statorique dans le plan (α, β) divisé en $N=i$ secteur ($i=1, \dots, 6$) et pour augmenter son amplitude, les vecteurs V_i , V_{i+1} , V_{i-1} peuvent être

sélectionnés, inversement la décroissance de flux peut être obtenue par les vecteurs tensions V_{i+2} , V_{i-2} , V_{i+3} .

Le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement dû à la chute statorique $R_s I_s$. Le vecteur tension appliqué pour contrôler le flux statorique affecte aussi la valeur du couple.

Le tableau (I.3) ci-dessous résume l'action combinée de chaque vecteur tension V_s sur les amplitudes du flux statorique Φ_s et du couple électromagnétique de moteur τ_e . dans cette table, une flèche simple signifie une petite variation, tandis que deux flèches signifient une plus grande variation. Comme elle est indiquée sur la table, un petit incrément du couple est obtenu en sélectionnant les deux vecteurs tension V_{i+1} et V_{i+2} indépendamment du sens de rotation de la vitesse de l'arbre.

Inversement, une petite décroissance du couple est obtenue par la sélection V_{i-1} ou V_{i-2} . Les vecteurs V_i , V_{i+3} et les vecteurs de tension nul changent le couple en fonction du sens de rotation de l'arbre.

Avec des contrôleurs d'hystérésis à deux niveaux, il y a quatre conditions concernant le flux statorique et le couple du moteur exige. Pour chaque condition, on peut trouver au moins un vecteur de tension délivré par l'onduleur. ceci démontre qu'un vecteur tension peut régler d'une manière directe l'amplitude de flux statorique et le couple électromagnétique d'une machine synchrone à aimant permanent.

Tableau I.3 : Variation du flux et du couple due à l'application d'un vecteur tension V_i

	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0 V_7
ϕ_s	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↑↓
$T_{em} (\Omega > 0)$	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓	↓
$T_{em} (\Omega < 0)$	↓	↓	↑	↑↑	↑↑	↑	↑

Plusieurs vecteurs tensions peuvent être sélectionnées pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte la poursuite en termes de couple et ondulation du courant, performances dynamiques et deux à quatre quadrants de fonctionnement.

Pour une vitesse positive, deux vecteurs tensions V_{i+1} et V_{i+2} seulement peuvent être appliqués pour augmenter le couple selon le flux statorique exigé.

Pour diminuer le couple, il est possible de sélectionner des vecteurs de tensions radiales V_i ou V_{i+3} ou le vecteur nul. L'action du vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple assez semblable, mais leur influence sur la variation du flux est différente. L'application du vecteur nul affecte légèrement le module du flux, alors que le vecteur radial l'affecte fortement. Par conséquent, pour garder le flux dans la bande d'hystérésis un nombre important de commutation est exigé. Pour limiter la fréquence de commutation, il devrait être opportun d'utiliser le vecteur nul.

D'autre part, à basses vitesses, le système de contrôle sélectionne le vecteur nul pour une durée considérable, et par conséquent, la chute de tension statorique augmente ce qui implique une dimension indésirable de flux. Pour éviter cet inconvénient, quand une baisse du couple est exigée, pour augmenter le flux, il est opportun de sélectionner le vecteur radial V_i .

Pour améliorer les performances dynamiques du contrôle direct du couple à basse vitesse et autorisé le fonctionnement à quatre quadrants, il est nécessaire d'appliquer les vecteurs tensions V_{i-1} et V_{i-2} pour le contrôle du couple et de flux. Une stratégie qui utilise des vecteurs en arrière et d'autres en avance, cette stratégie exige au flux statorique de tourner la machine dans les deux sens de rotations. Dans le tableau (I.4) nous choisissons la 1^{er} Stratégie parmi les quatre tables de commutation proposées.

Tableau I.4 : Différentes stratégies de commutation.

	$T_{em} \uparrow \phi_s \uparrow$	$T_{em} \uparrow \phi_s \downarrow$	$T_{em} \downarrow \phi_s \uparrow$	$T_{em} \downarrow \phi_s \downarrow$
1 ^{er} Stratégie	V_{i+1}	V_{i+2}	V_0, V_7	V_0, V_7
2 ^{ème} Stratégie	V_{i+1}	V_{i+2}	V_i	V_0, V_7
3 ^{ème} Stratégie	V_{i+1}	V_{i+2}	V_i	V_{i+3}
4 ^{ème} Stratégie	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}

I.10 : ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION

Les tables de commutation sont élaborées en fonction des sorties des correcteurs à hystérésis du couple (C_{cpl}) et du flux (Cl_{fx}) et de la zone de position du flux comme montre les tableaux suivants.

Le secteur ($N=1, \dots, 6$) où N indique la zone de position du flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$(2N-3)\pi/6 < \theta < (2N-1)\pi/6 \quad (I.26)$$

Tableau I.5 : Première stratégie de contrôle.

couple	flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
Ccpl=1	Cflx=1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	Cflx=0	V3	V4	V5	V6	V1	V2
Ccpl=0	Cflx=1	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	Cflx=0	V0	V7	V0	V7	V0	V7

I.11 : MODELE GLOBAL DU SYSTEME :

Nous pouvons les représenter par un modèle mathématique qui est donné sous forme d'espace d'état (I.27).

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\Omega i_d - \frac{\phi_f}{L_q} p\Omega \\ \frac{dp\Omega}{dt} = \frac{\phi_f}{j} i_q - \frac{L_d - L_q}{j} i_q i_d - \frac{F_c}{j} p\Omega - \frac{T_r}{j} \end{cases} \quad (I.27)$$

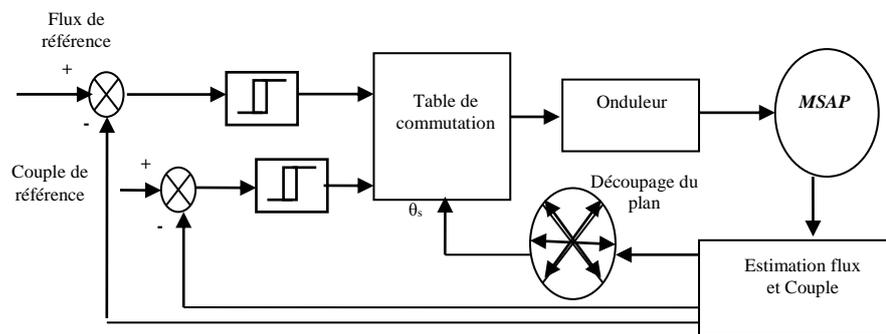


Figure I.10 : Structure de commande (DTC)

I-12: RESULTATS DE SIMULATION

Pour compléter cette étude théorique présentée dans ce chapitre I, nous simulons en boucle ouverte par Matlab/simulink, le comportement de la structure de contrôle direct du couple de la figure(I.10), qui est appliqué à la machine synchrone à aimants permanents. La table de commutation que nous avons choisie est celle du tableau (I.5). Les paramètres de la machine sont indiqués à l'annexe.

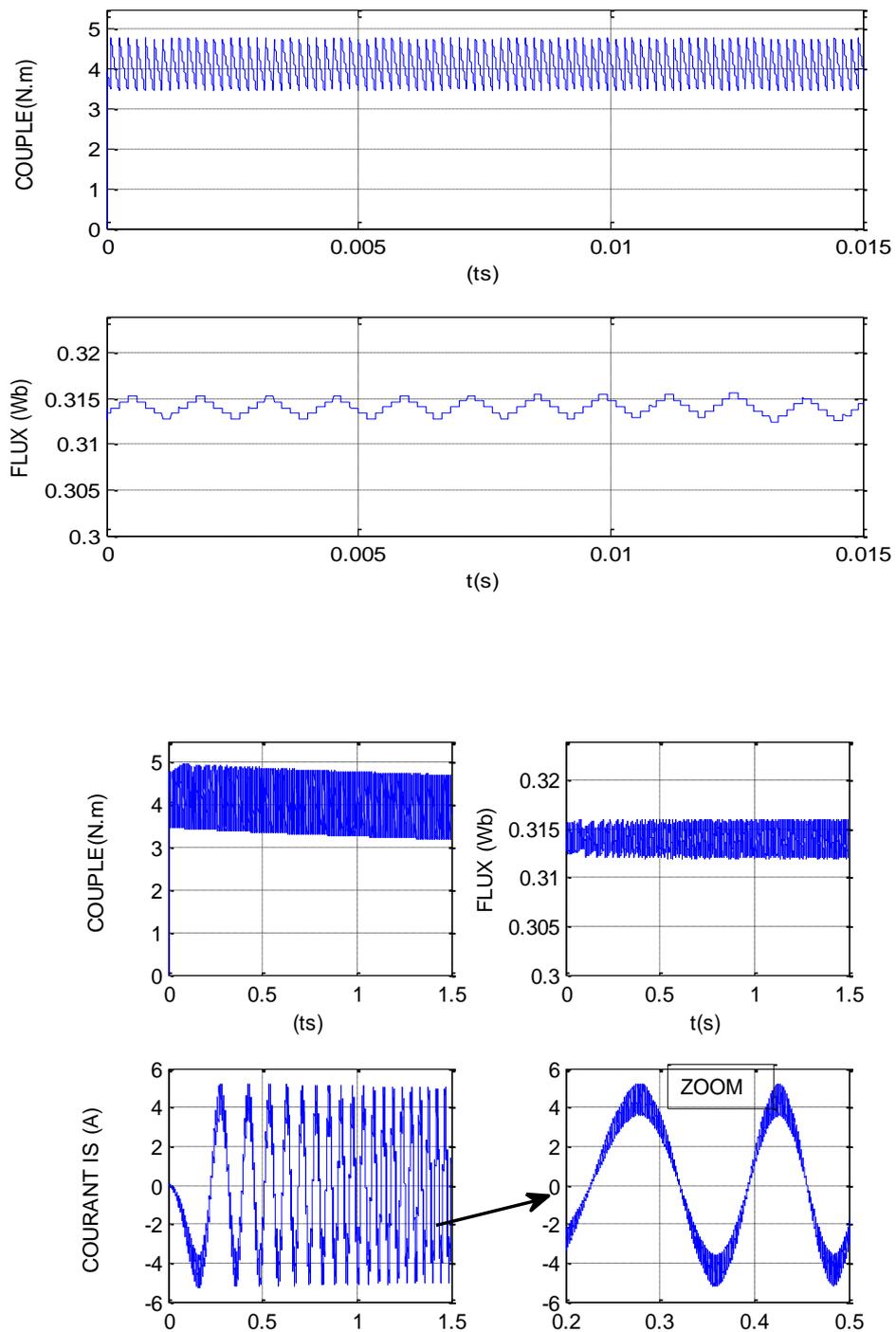


Figure I.12: Réponse du couple électromagnétique et du flux statorique.

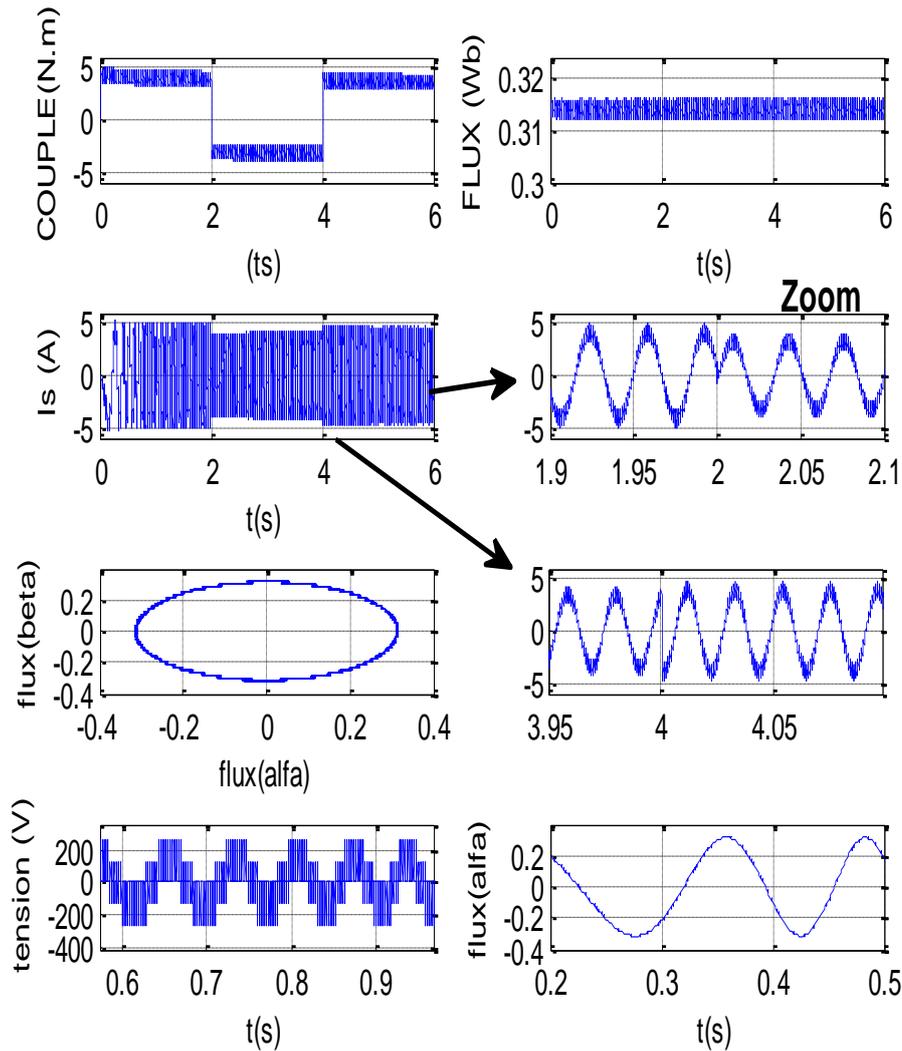


Figure I.13 : Réponse des différentes grandeurs de la machine alimentée par un onduleur triphasé 2 niveaux.

Interprétation des résultats

La figure I. 12 : représente la réponse du couple électromagnétique au démarrage pour un couple de charge nominal de : 3.5 N.m. ainsi que du flux statorique pour une valeur nominale de : 0.314 Wb. Et cela dans la DTC conventionnelle. Et nous constatons aussi que le couple et le flux présentent des ondulations (fluctuations) moins importantes avec l'emploi d'un régulateur à hystérésis à deux niveaux qui varie uniquement entre 0 et 1. Néanmoins le zoom qui est effectué sur la même figure montre clairement les fluctuations du courant statorique

La figure I. 13 : représente les différentes grandeurs de la machine, et on voit clairement la dynamique du couple électromagnétique par l'application d'un échelon de couple de référence nominal de : 3.5 N.m. et une consigne de flux de : 0.314 Wb. La trajectoire du flux (α) en fonction du flux (β) est bien circulaire. Cependant les amplitudes des courants de phase présentent des ondulations variables qui sont loin d'être sinusoïdale

Puis une variation du couple électromagnétique de la valeur nominale 3.5 N.m à -3.5 Nm. à $t=2$ secondes, et cela pour une valeur du flux de référence constante, nous constatons que le flux (α β) reste bien circulaire, le courant statorique est sans dépassement mais présentant ainsi une allure non sinusoïdale.

II-13 : MODELISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASE TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Dans le but d'améliorer l'allure des courants statorique, nous proposons une augmentation du nombre du niveau de l'onduleur [Bou-09]. La structure générale de l'onduleur de tension en pont triphasé de type NPC à trois niveaux est représentée par la figure (I.14). L'onduleur est composé de trois bras, chaque bras est constitué de quatre paires transistors-diodes qui sont montés en tête bêche et de deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Le point milieu de chaque bras est relié au point milieu de la source continue.

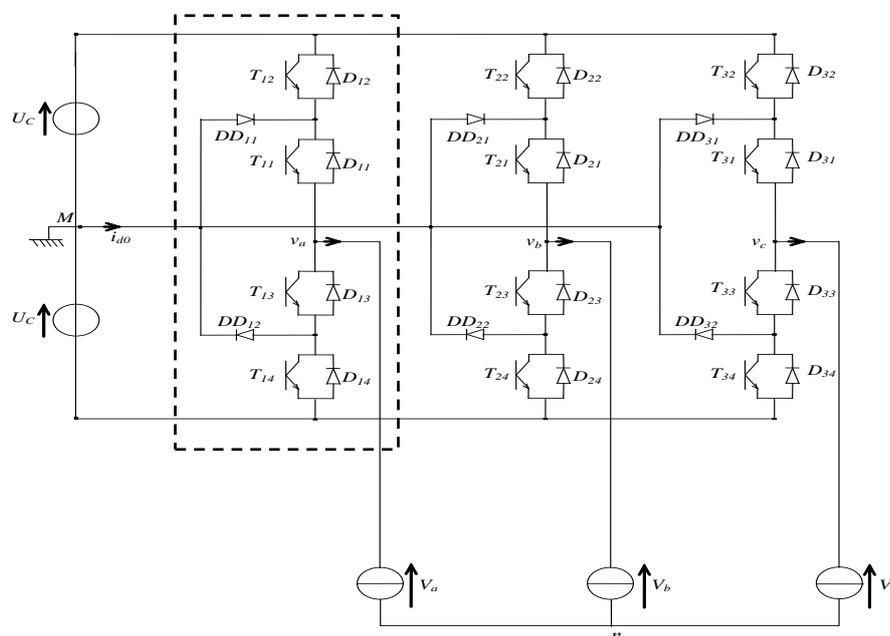


Figure I.14 : Onduleur triphasé à 3 niveaux à structure NPC.

Par la combinaison des quatre interrupteurs d'un même bras, on obtient 2^4 séquences possibles. Seules trois séquences sont fonctionnelles, les autres provoquent soit des courts-circuits des sources de tension continue, soit la déconnexion de la charge.

Les séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur sont représentées par la figure (I.15)

Un bras (k) de l'onduleur à trois niveaux peut être représenté par un interrupteur (S_k) à trois états :

- $S_k = -1$ pour la configuration C_0 ; $V_{kM} = -U_c$
- $S_k = 0$ pour la configuration C_1 ; $V_{kM} = 0$.
- $S_k = 1$ pour la configuration C_2 ; $V_{kM} = U_c$

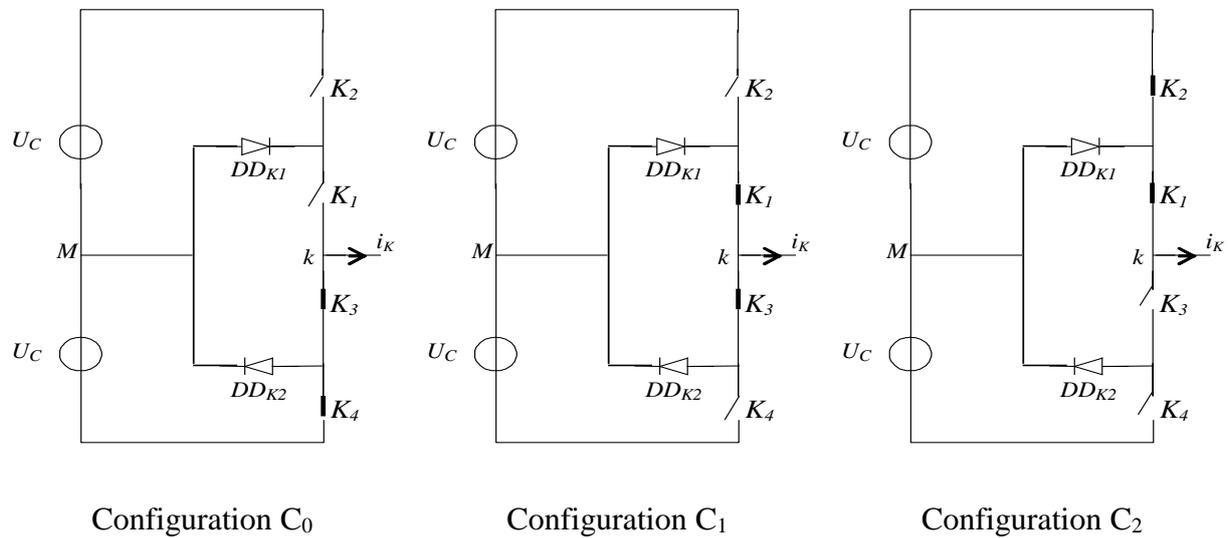


Figure I.15 : Séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

La commande des interrupteurs et les tensions à la sortie d'un bras k de l'onduleur sont données par le tableau (I.6).

Tableau I.6 : Grandeurs électriques d'un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Configuration	K_1	K_2	K_3	K_4	S_k	Tension à la sortie d'un bras k par rapport au point milieu M
C_0	0	0	1	1	-1	$V_{kM} = -U_c$
C_1	0	1	1	0	0	$V_{kM} = 0$
C_2	1	1	0	0	1	$V_{kM} = U_c$

Les tensions à la sortie de l'onduleur par rapport au point (n) sont:

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{pmatrix} \quad (\text{I.28})$$

Comme :

$$V_{kM} = S_k U_c \quad (\text{I.29})$$

Et en remplaçant les tensions V_{kM} par leurs expressions les tensions simples appliquées à la machine deviennent :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix}. \quad (\text{I.30})$$

Le vecteur tension V_s en fonction des séquences S_k et la source continue U_{dc} est donné par la formule (I.5) :

Il existe vingt sept ($3^3 = 27$) combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux. Ces combinaisons permettent de donner 19 valeurs différentes aux vecteurs tensions V_s . figure (I.16)

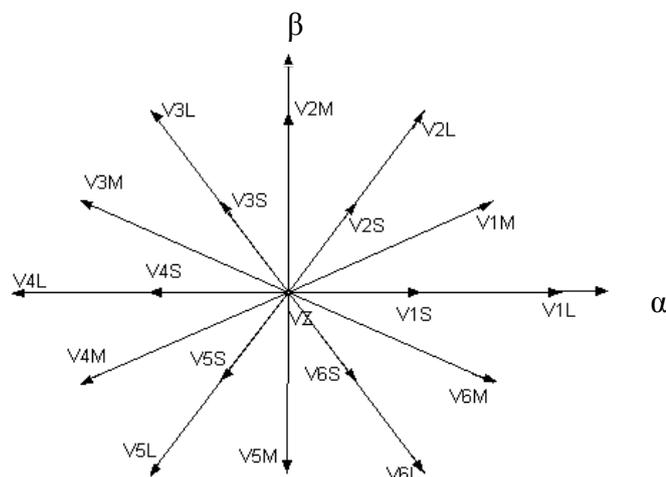


Figure I.16 : Le vecteur V_s dans le repère (α - β)

Les vecteurs tensions sont classés dans quatre groupes suivant leurs amplitudes :

Tableau I.7: Groupe des vecteurs tensions.

Groupe de vecteur	Vecteur de tension $V_s(S_a, S_b, S_c)$		
Grand vecteurs	$V_{1L} (1,-1,-1)$	$V_{2L} (1, 1,-1)$	$V_{3L} (- 1, 1,- 1)$
	$V_{4L} (-1, 1, 1)$	$V_{5L} (-1,-1, 1)$	$V_{6L} (1,-1, 1)$
Moyens vecteurs	$V_{1M} (1, 0,-1)$	$V_{2M} (0, 1,-1)$	$V_{3M} (-1, 1,0)$
	$V_{4M} (-1, 0, 1)$	$V_{5M} (0,-1, 1)$	$V_{6M} (1,-1, 0).$
Petits vecteurs	$V_{1S}[(1,0,0) (0,-1,-1)]$	$V_{2S}[(1,1,0) (0,0,-1)];$	
	$V_{3S}[(0,1,0) (-1,0,-1)]$	$V_{4S}[(0,1,1) (-1,0,0)];$	
	$V_{5S}[(0,0,1) (-1,-1,0)]$	$V_{6S}[(1,0, 1) (0,-1,0)];$	
Vecteurs nuls	$V_Z [(1, 1, 1) (0, 0, 0) (-1,-1,-1)].$		

I-14 : RESULTATS DE SIMULATION

La figure (I.17) représente les performances de l'association onduleurs de tension triphasés à 3 niveaux à structure NPC commandés par la technique DTC. On remarque que les courants statorique présentent toujours des ondulations variables qui sont loin d'être sinusoïdal.

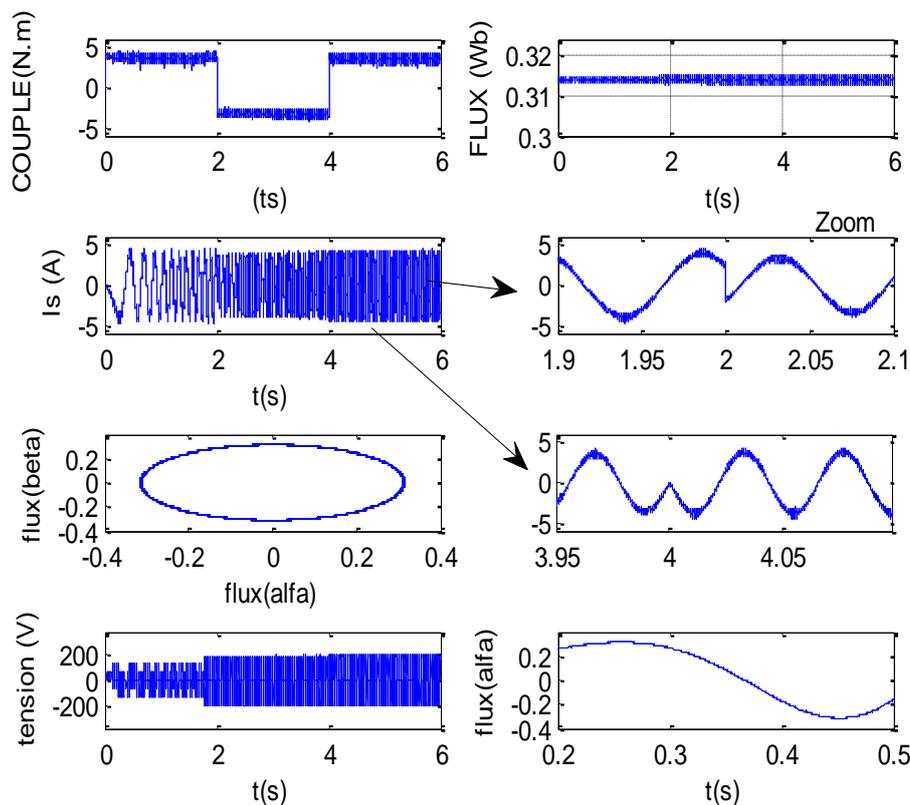


Figure I.17 : Réponse des différentes grandeurs de la machine alimentée par un onduleur triphasé 3 niveaux.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté le modèle global de la machine, puis nous nous sommes intéressés à la commande directe du couple (classique).

Parmi les avantages de la commande directe du couple s'est qu'elle présente d'une part un temps de réponse du couple réduit, et d'autre part, elle s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre du moteur, et cela grâce à l'estimation, du flux statorique et du couple électromagnétique, faite à partir des mesures des courants et des tensions de la machine.

Néanmoins, les inconvénients qu'elle présente par l'emploi des régulateurs à hystérésis sont les fluctuations du couple électromagnétique qui vont mener à un vieillissement précoce de la machine. Et dans le but de diminuer ces ondulations du couple et de diminuer aussi les harmoniques des courants statoriques, nous avons commandé la DTC par un onduleur de tension triphasé 3 Niveaux à structure NPC, mais malheureusement les résultats de simulation ont montré que les fluctuations des courants n'ont pas été améliorés.

Chapitre2

Commande DTC par l'utilisation des Onduleurs de Tensions triphasés multiniveaux

INTRODUCTION

Ces dernières années, de nombreuses applications industrielles exigent des semi-conducteurs de grande puissance, ce qui nécessite une tension d'alimentation qui peut aller à des milliers de volts. Pour une grille de tension moyenne, il est nuisible de relier seulement un commutateur de puissance entre la source et la charge. Pour aller au-delà de ces limitations, plusieurs techniques existent dont la plus efficace est la connexion parallèle ou série de semi-conducteurs de puissance [Mey-92]. En conséquence, une structure à multiniveaux a été présentée comme alternative dans des applications de puissance élevée et de tension moyenne. Un onduleur multiniveaux n'effectue pas seulement conversion de puissance élevée, mais il permet également l'amélioration de la qualité de la tension de sortie. Dans ce chapitre, on présente une comparaison des performances entre la Commande DTC par un Onduleur de Tension triphasé 5 Niveaux à : structure NPC et multicellulaire dont on va énumérer les avantages et les inconvénients de chaque structure.

II-1 : LES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES SERIE OU A CELLULES IMBRIQUEES

L'invention de nouvelle structure de convertisseurs multiniveaux remonte au début des années 90 [Pin-00][Ben-01][Ben-03]. Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée. Ces sources de tension flottantes sont réalisées par des condensateurs. La structure multicellulaire série peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec

un point milieu capacitif), en demi pont ou en pont complet. La figure II-1 montre le schéma d'un bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux, constitué de $p=N-1$ cellules.

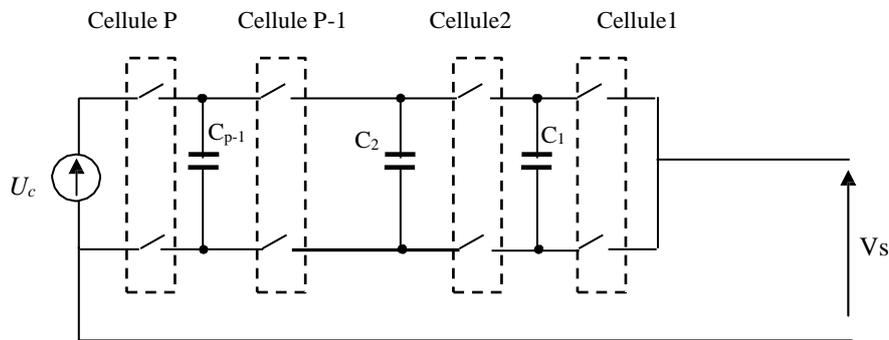


Figure II-1: Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux

II-1-1 : PRINCIPE DE BASE D'UN CONVERTISSEUR SERIE

Afin d'étudier les propriétés des convertisseurs multicellulaires série en régime établi, nous allons faire un certain nombre d'hypothèses sur les interrupteurs et les sources qui sont utilisées.

1. les interrupteurs sont idéalisés (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation nuls).
2. Les interrupteurs étant parfaits, les temps morts sont supposés nuls.
3. Les sources de tension et courant sont supposées parfaites. Cela signifie que l'impédance série d'une source de tension est nulle et que celle d'une source de courant est infinie.
4. Le courant est considéré comme constant pendant une période de commutation.

II-2-1 DEFINITION D'UNE CELLULE ELEMENTAIRE DE COMMUTATION

Avant de définir la cellule de commutation, nous rappelons quelques règles fondamentales d'interconnexion des sources.

1. Une source de tension ne doit jamais court-circuitée mais elle peut être ouverte.
2. Une source de courant ne doit jamais être ouverte mais elle peut être court-circuitée.
3. Il ne faut jamais connecter entre elles deux sources de même nature ; cela revient dire qu'on ne peut connecter entre elles qu'une source de courant et une source de tension.

La figure (II-2) représente le schéma de principe d'une cellule élémentaire de commutation.

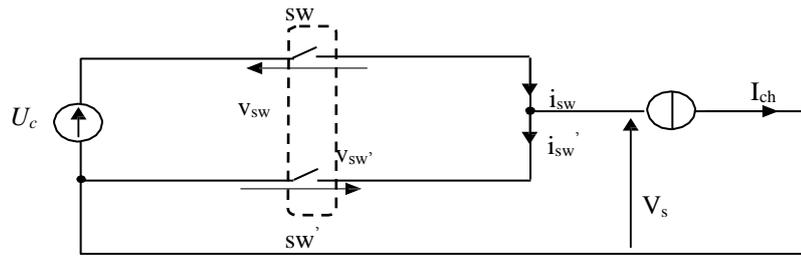


Figure II-2 : Cellule élémentaire de commutation

Afin de respecter les règles d'interconnexion de sources, les signaux de commande des interrupteurs « sw » et « sw' » devront être de nature complémentaire. Ainsi, une cellule élémentaire de commutation ne peut présenter que deux états (0 ou 1). Par convention, une cellule de commutation est dite à l'état « 1 » lorsque l'un des deux interrupteurs du haut ou celui du bas est passant (l'autre sera respectivement bloqué). Donc une cellule de commutation est dite à l'état « 0 » lorsque son interrupteur du haut ou celui du bas est bloqué (l'autre sera respectivement passant).

Les équations électriques représentant la cellule élémentaire de commutation sont :

$$\begin{aligned}
 I_{ch} &= i_{sw} - i_{sw'} \\
 U_c &= v_{sw} + v_{sw'} \\
 v_s &= U_c - v_{sw}
 \end{aligned}
 \tag{II.1}$$

Le tableau II-1 résumé des caractéristiques électriques de la cellule élémentaire de commutation de la figure (II.2).

Etat	Etat « sw »	Etat « sw' »	v_s	i_{sw}	$i_{sw'}$	v_{sw}	$v_{sw'}$
1	passant	bloqué	U_c	I_{ch}	0	0	U_c
0	bloqué	passant	0	0	$-I_{ch}$	U_c	0

II-3 : PRESENTATION VECTORIELLE DE LA TENSION DE SORTIE DE L'ONDULEUR MULTICELLULAIRES A 5 NIVEAUX

L'utilisation des convertisseurs multicellulaires dans la DTC donne un nombre plus important de degrés de liberté. Ces degrés de liberté se traduisent par un nombre plus important de vecteurs de tensions et plus riche en niveaux.

Le schéma général de l'onduleur à cinq niveaux, de structure multicellulaire, est donné par la figure (II-3) ci-dessous. Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre cellules et huit interrupteurs.

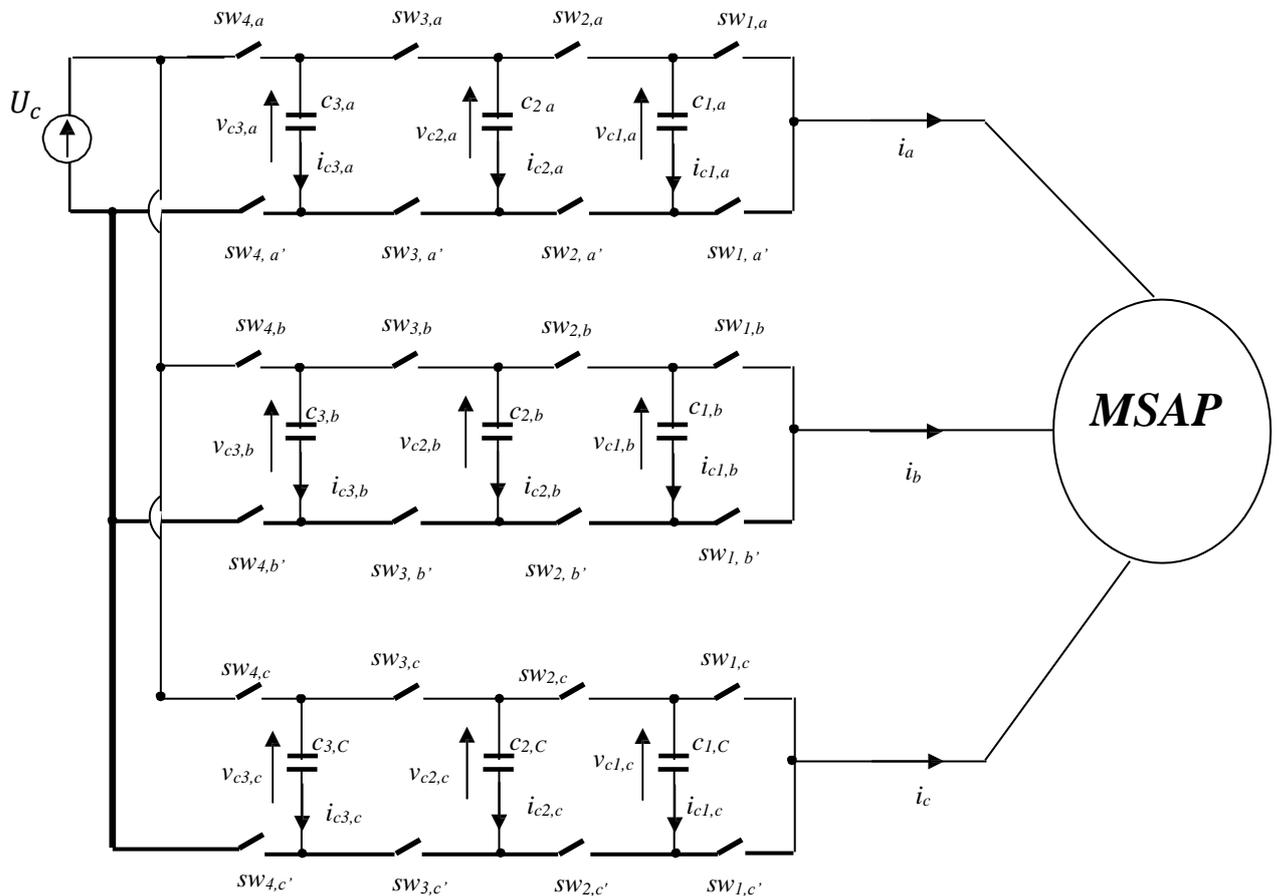


Figure II.3: Schéma de la charge avec l'onduleur multicellulaire triphasé

On combine les huit interrupteurs d'un même bras, on impose à la phase cinq niveaux de tension différents. Par conséquent le nombre de vecteurs tension disponibles en sortie de cet onduleur sera supérieur au nombre de vecteurs délivrés par un onduleur à deux niveaux. Le nombre de vecteurs tensions pour un onduleur multicellulaire triphasé à cinq niveaux est 5^3 . Mais dans ces 125 vecteurs il y a des vecteurs similaires, parmi les 125 vecteurs on trouve 61 vecteurs différents. Ces 61 vecteurs conduisent à quatre hexagones concentriques. Le schéma spatial de tension dans le plan (α, β) est représenté sur la figure suivante :

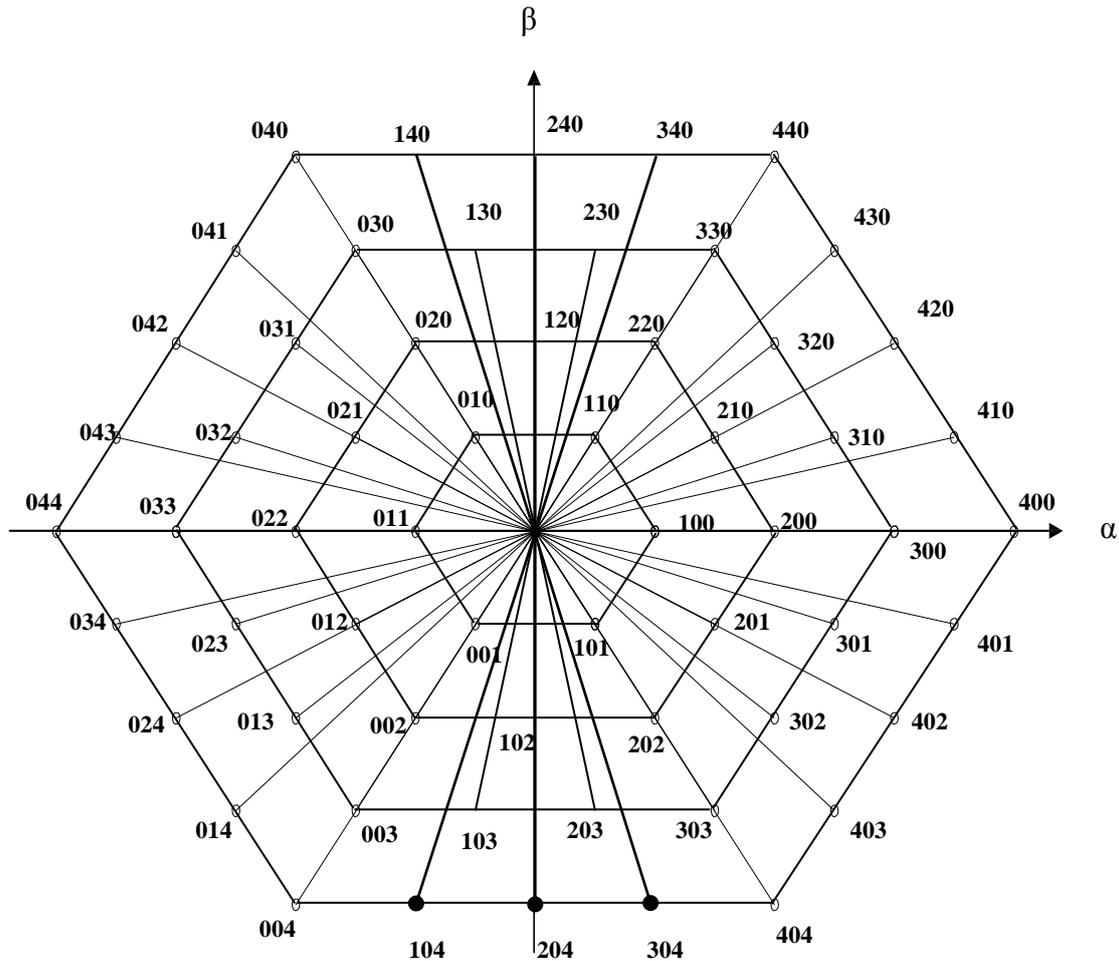
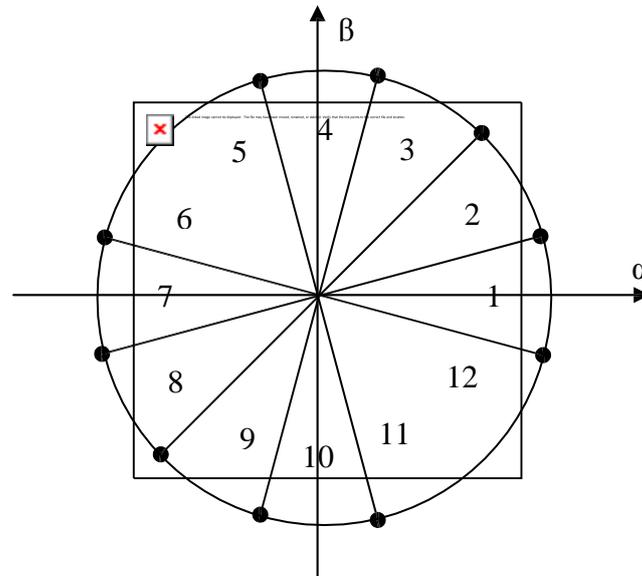


Figure II-4: Distribution des séquences de niveaux de phase par les différents vecteurs de tensions fournis par un onduleur multicellulaire à 5 niveaux.

Sur la figure (II-4), les chiffres (ijk) correspondent respectivement aux niveaux de tension des trois bras a, b et c. Le centre correspond aux 5 configurations suivantes : (000, 111, 222, 333, 444). La redondance des vecteurs tensions n'est pas montrée sur cette figure.

II.4. CONSTRUCTION DE NOUVELLES TABLES DE COMMUTATION

Dans le but de minimiser les ondulations du couple et du flux on doit exploiter le maximum des vecteurs tensions disponibles en sortie de l'onduleur à 5 niveaux, le plan α - β est divisé en douze secteurs de $\pi/6$ radians. Pour cela nous allons apporter des modifications dans les tables de commutations [Tle-07]. Le choix de vecteur tension statorique qu'on applique va permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique et la valeur du couple électromagnétique.

Figure II.5 : Division en douze secteurs du plan α , β

L'application des vecteurs du premier, du deuxième et du troisième hexagone ne permettrait pas à la machine de fonctionner à vitesse nominale. Pour cette raison la plage de vitesse est divisée en quatre zones.

Pour les vitesses $\Omega < \Omega_{nom}/4$, les vecteurs de tension du premier hexagone sont utilisés. On pourra ainsi réduire le courant de démarrage de la machine. On se retrouve dans un cas similaire au cas de la machine synchrone alimentée par un onduleur à 2-niveaux de tension, et la division de la position du flux en douze secteurs n'est pas nécessaire, car les vecteurs du groupe sont au nombre de six. Pour augmenter le nombre de vecteurs à douze dans le nouveau découpage de l'espace représenté sur la figure II-5, nous rajoutons les vecteurs de tension intermédiaires du deuxième hexagone aux vecteurs tensions du premier hexagone, Tableau II.2. Cette modification nous permet d'améliorer le temps de démarrage de la machine.

Pour $\Omega_{nom}/4 < \Omega < \Omega_{nom}/2$, les vecteurs du deuxième hexagone sont utilisés pour réaliser le Contrôle Direct du Couple de la MSAP.

Pour $\Omega_{nom}/2 < \Omega < 3\Omega_{nom}/4$, les vecteurs du troisième hexagone sont sélectionnés pour l'augmentation du couple et les vecteurs du deuxième hexagone pour le diminuer.

Pour $3\Omega_{nom}/4 < \Omega$, les vecteurs du quatrième hexagone sont utilisés pour l'augmentation du couple, tandis que les vecteurs du deuxième hexagone sont réservés pour le diminuer.

En utilisant la même logique de choix de vecteur que celle utilisée dans le cas d'une machine synchrone alimentée par un onduleur à 2-niveaux de tension, en favorisant

la dynamique du couple sur la dynamique du flux, on peut alors élaborer les tables de commutations suivantes :

Tableau II.2 : Table de commutation utilisée dans la DTC de la MSAP alimentée par un Onduleur à cinq niveaux de tension quand $\Omega < \Omega_{nom}/4$.

		N° de secteur											
Flux	Couple	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
<i>Cflx</i> = 1	<i>Ccpl</i> = 1	110	112	101	201	100	210	110	120	010	021	011	012
	<i>Ccpl</i> = 0	111	000	111	000	111	000	111	000	111	000	111	000
<i>Cfl</i> x= 0	<i>Ccpl</i> = 1	010	021	011	012	001	102	101	201	100	210	110	120
	<i>Ccpl</i> = 0	000	111	000	111	000	111	000	111	000	111	000	111

Tableau II.3 : Table de commutation utilisée dans la DTC de la MSAP alimentée par un Onduleur à cinq niveaux de tension quand $\Omega_{nom}/4 < \Omega < \Omega_{nom}/2$.

		N° de secteur											
Flux	Couple	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
<i>Cflx</i> = 1	<i>Ccpl</i> = 1	220	120	020	021	022	012	002	102	202	201	200	210
	<i>Ccpl</i> = 0	101	100	100	110	011	010	010	011	011	001	001	101
<i>Cfl</i> x= 0	<i>Ccpl</i> = 1	020	021	022	012	002	102	202	201	200	210	220	120
	<i>Ccpl</i> = 0	001	101	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001

Tableau II.4 : Table de commutation utilisée dans la DTC de la MSAP alimentée par un Onduleur à cinq niveaux de tension quand $\Omega_{nom}/2 < \Omega < 3\Omega_{nom}/4$.

		N° de secteur											
Flux	Couple	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
<i>Cflx</i> = 1	<i>Ccpl</i> = 1	330	230	030	031	033	023	003	103	303	302	300	310
	<i>Ccpl</i> = 0	333	222	333	222	333	222	333	222	333	222	333	222
<i>Cfl</i> x= 0	<i>Ccpl</i> = 1	030	033	023	013	003	203	303	302	300	320	330	130
	<i>Ccpl</i> = 0	222	333	222	333	222	333	222	333	222	333	222	333

Tableau II.5 : Table de commutation utilisée dans la DTC de la MSAP alimentée par un Onduleur à cinq niveaux de tension quand $3\Omega_{nom}/4 < \Omega$.

		N° de secteur											
Flux	Couple	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
<i>Cflx</i> = 1	<i>Ccpl</i> = 1	340	140	041	043	034	014	104	304	403	401	410	430
	<i>Ccpl</i> = 0	333	444	333	444	333	444	333	444	333	444	333	444
<i>Cfl</i> x= 0	<i>Ccpl</i> = 1	140	041	043	034	014	104	304	403	401	410	430	340
	<i>Ccpl</i> = 0	444	333	444	333	444	333	444	333	444	333	444	333

II-5 : RESULTATS DE SIMULATION :

La figure II.6 présente les performances de l'association de l'onduleur de tension triphasés multicellulaire 5 niveaux commandés par la technique DTC, au démarrage nous avons effectué un couple de référence pour sa nominale de 3.5 N.m ainsi que le flux statorique pour sa valeur nominale de 0.314wb. à $t=2s$, nous avons inverser le couple de référence à $-3.5N.m$, nous concluons les bonnes performances et sans dépassement du flux statorique. D'autre part on remarque que le couple électromagnétique présente des fluctuations moins importantes mais les courants statorique présentant des ondulations variables qui sont loin d'être sinusoïdales. Dans cette même figure nous remarquons les mêmes résultats du courant statorique qui reste sans amélioration.

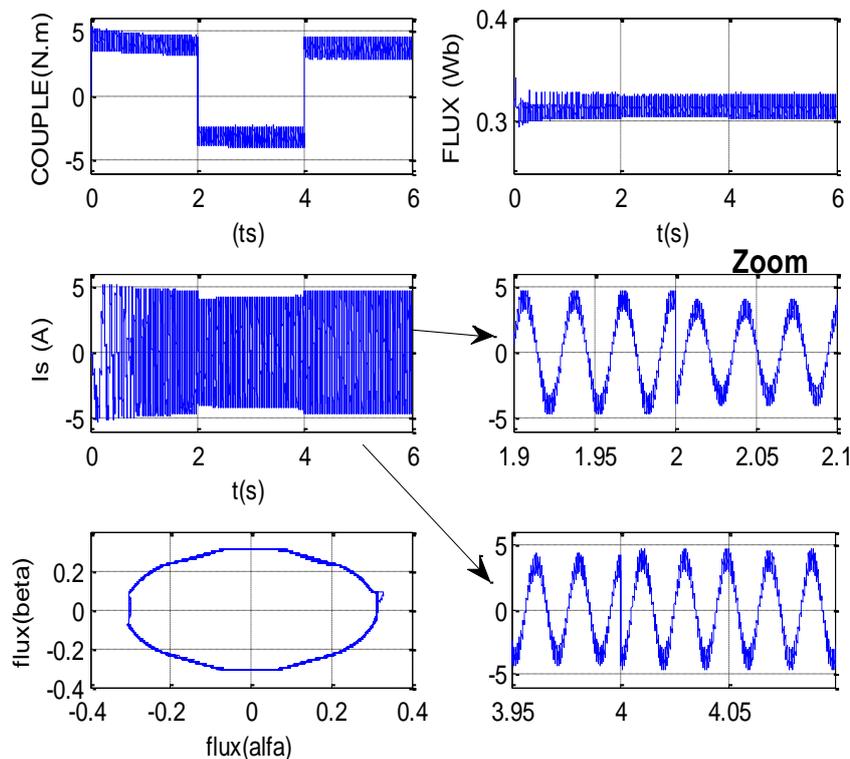


Figure II-6: Résultats de simulation de la MSAP commandée par un onduleur multicellulaire 5 niveaux.

II-6 : STRUCTURE ET MODELISATION DU FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR TRIPHASÉ A 5 NIVEAUX A STRUCTURE NPC

L'onduleur de tension triphasé à 5 niveaux à structure NPC est composé de trois bras, chaque bras est constitué de huit paires transistors-diodes montés en tête bêche et de deux diodes médianes. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue (figure II.8). L'alimentation en tension de l'onduleur est considérée comme parfaite. En pratique cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant i_k délivré par cette alimentation, la tension reste constante ($U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_C$).

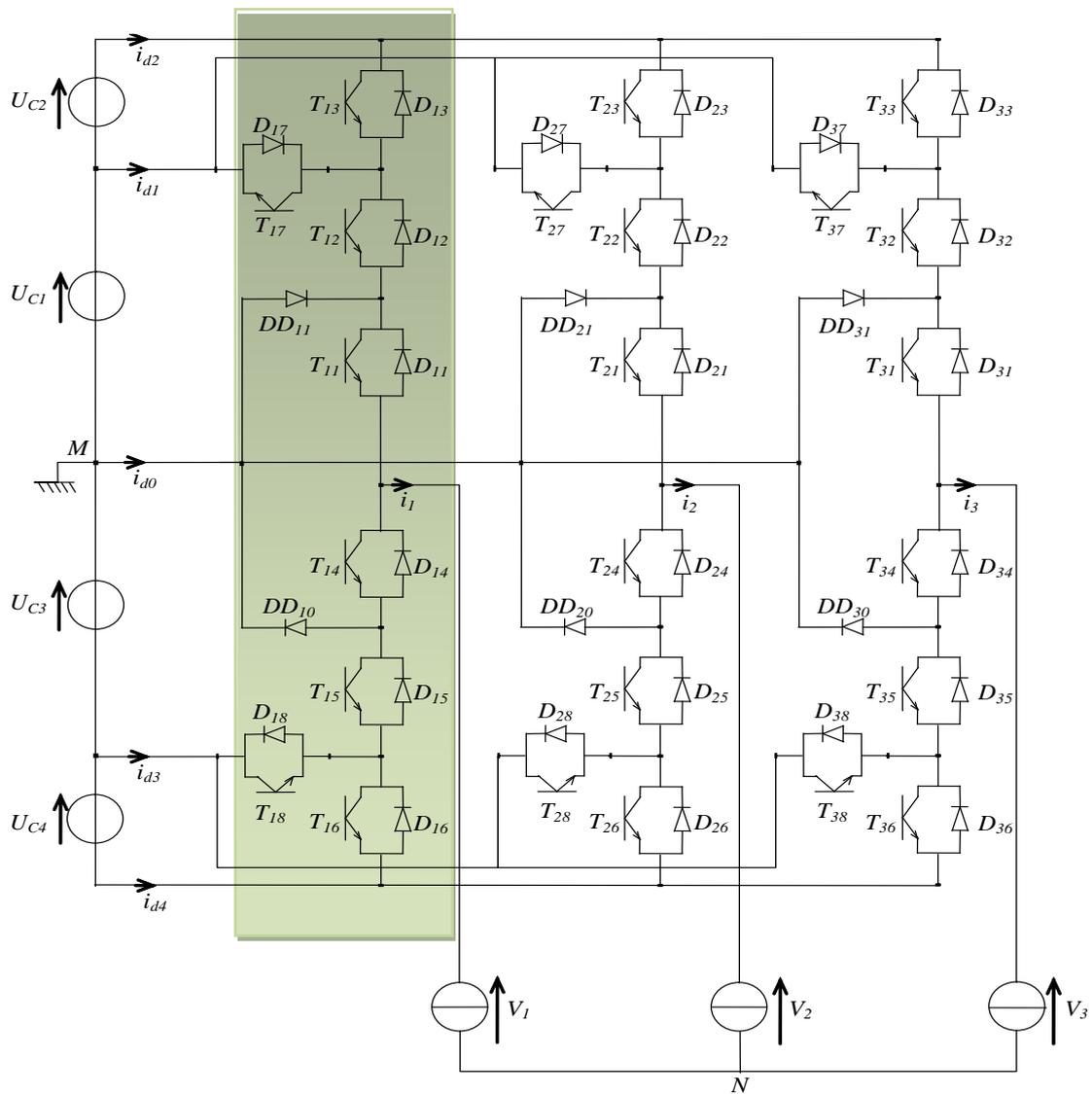


Figure II.8 : Onduleur triphasé à 5 niveaux à structure NPC

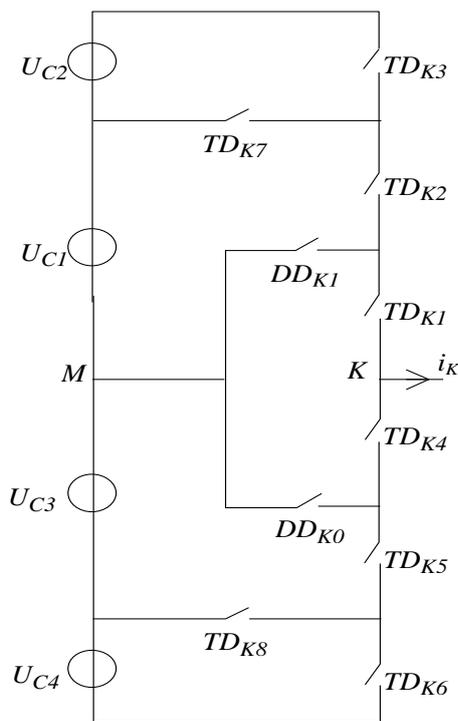
II.6.1 : LES DIFFERENTES CONFIGURATIONS D'UN BRAS DE L'ONDULEUR NPC A 5 NIVEAUX.

L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC montre sept configurations possibles [Bou-13][Bou-09].

Ces différentes configurations sont représentées par la figure (II.9) et Le tableau (II.6) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (avec M origine des potentiels et V_{kM} le potentiel du bras k).

Les réceptivités de transition entre les différentes configurations d'un bras dépendent :

- d'une commande externe B_{ks} (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bidirectionnel T_{ks}).
- et d'autre part des contraintes internes définies par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs.



La configuration E_0

Tableau II.6: Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k .

CONFIGURATION	Grandeurs électriques
E_0	$i_k=0$
E_1	$V_{kM}=U_{C1}+ U_{C2}= 2U_C$
E_2	$V_{kM}=U_{C1} = U_C$
E_3	$V_{kM}=0$
E_4	$V_{kM}=-U_{C3} = -U_C$
E_5	$V_{kM}=-U_{C3} -U_{C4}= -2U_C$
E_6	$V_{kM}=0$

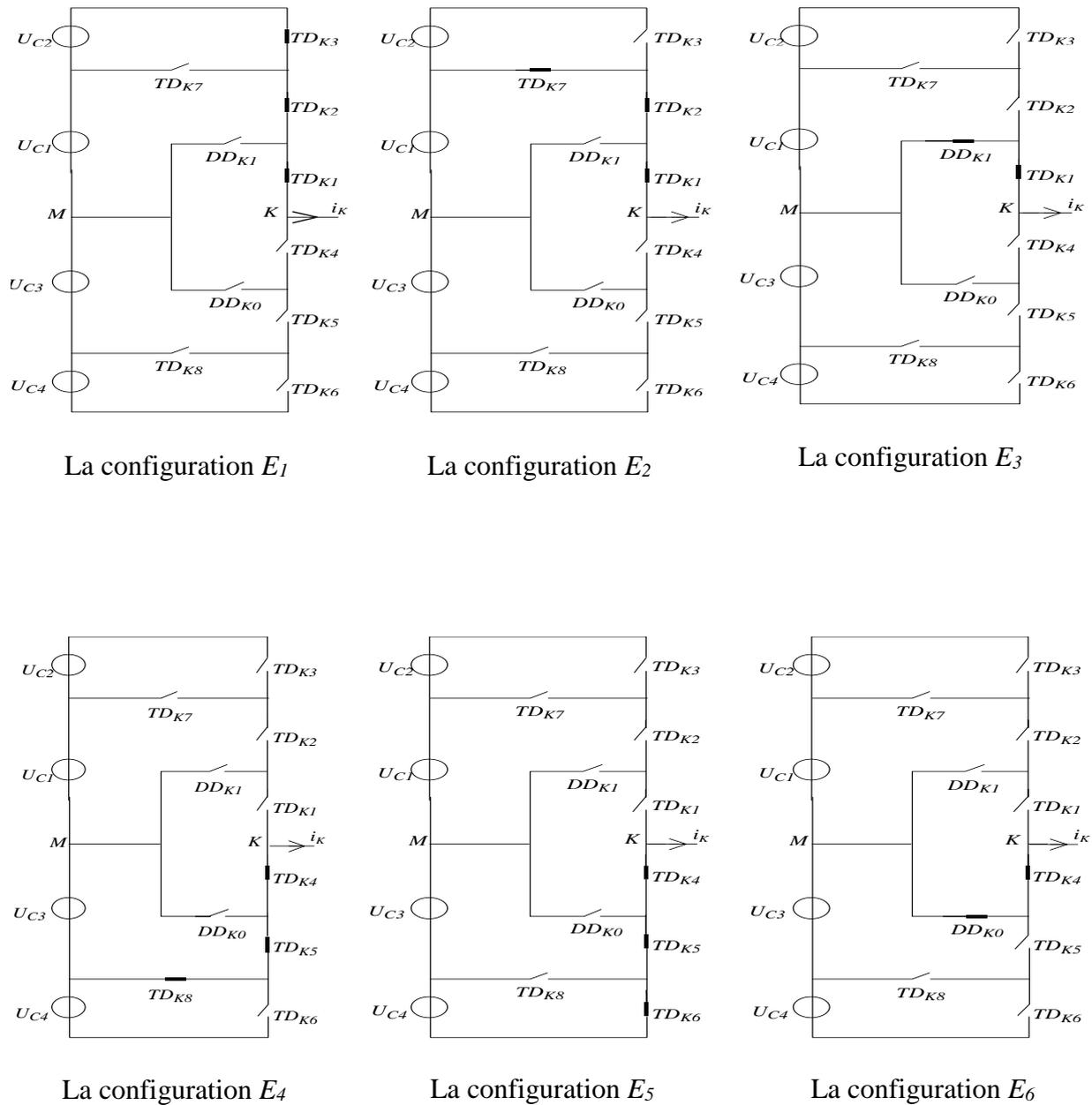


Figure II.9 - Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur

Le tableau II.7 donne les grandeurs qui caractérisent chaque configuration d'un bras k.

Configuration	Grandeurs électriques	TD _{k1}	TD _{k2}	TD _{k3}	TD _{k4}	TD _{k5}	TD _{k6}	TD _{k7}	TD _{k8}
C ₀	$i_k=0$ (V_{kM} dépend de la charge)	0	0	0	0	0	0	0	0
C ₁	$V_{kM}=U_{C1}+U_{C2}=2U_C$	1	1	1	0	0	0	0	0
C ₂	$V_{kM}=U_{C1}=U_C$	1	1	0	0	0	0	1	0
C ₃	$V_{kM}=0$	1	0	0	0	0	0	0	0
C ₄	$V_{kM}=-U_{C3}=-U_C$	0	0	0	1	1	0	0	1
C ₅	$V_{kM}=-U_{C3}-U_{C4}=-2U_C$	0	0	0	1	1	1	0	0
C ₆	$V_{kM}=0$	0	0	0	1	0	0	0	0

On définit l'état d'un bras k comme suit :

$S_k = 2$ lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = 2U_C$

$S_k = 1$ lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = U_C$

$S_k = 0$ lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = 0$

(II.2)

$S_k = -1$ lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = -U_C$

$S_k = -2$ lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = -2U_C$

La tension V_{kM} s'écrit donc, en fonction de l'état S_k , comme suit :

$$V_{kM} = S_k U_C \quad (II.3)$$

Les potentiels des nœuds a, b et c de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point n sont donnés par le système suivant :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{pmatrix} \quad (II.4)$$

A partir des relations (II.47) et (II.48), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Le vecteur tension V_s en fonction des séquences S_k et la source continue U_c est :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}) = \sqrt{\frac{2}{3}} (S_a + aS_b + a^2S_c)U_c \quad (\text{II.6})$$

Les relations précédentes montrent qu'il existe cent vingt cinq ($5^3 = 125$) combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux. Ces combinaisons permettent de donner soixante et une valeur différente au vecteur tension V_s . (figure II.10)

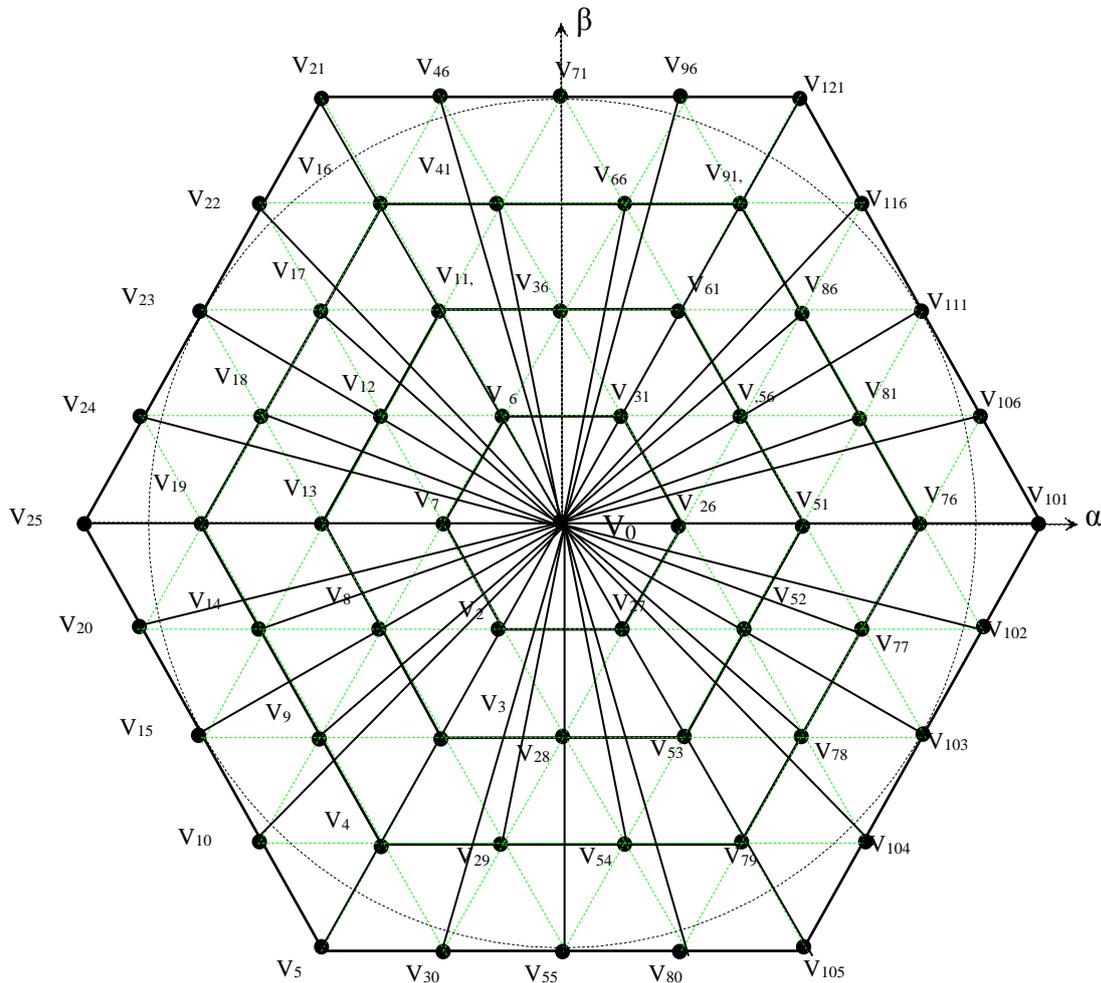


Figure II.10 – Diagramme des vecteurs de tension qui peut fournir l'onduleur triphasé 5 niveaux à structure NPC.

Le Tableau II.8 regroupe les 125 vecteurs tensions dans cinq classes.

Groupe de vecteur	Vecteur de tension $V_s(V_{1M}, V_{2M}, V_{3M})$				
	Redondance a	Redondance b	Redondance c	Redondance d	Redondance e
Vecteurs tension nuls	$V_{125} (2,2,2)$	$V_{94} (1,1,1)$	$V_{63} (0,0,0)$	$V_{32} (-1,-1,-1)$	$V_1 (-2,-2,-2)$
Vecteurs tension du premier hexagone	$V_{26} (-1,-2,-2)$ $V_{31} (-1,-1,-2)$ $V_6 (-2,-1,-2)$ $V_7 (-2,-1,-1)$ $V_2 (-2,-2,-1)$ $V_{27} (-1,-2,-1)$	$V_{57} (0,-1,-1)$ $V_{62} (0,0,-1)$ $V_{37} (-1,0,-1)$ $V_{38} (-1,0,0)$ $V_{33} (-1,-1,0)$ $V_{58} (0,-1,0)$	$V_{88} (1,0,0)$ $V_{93} (1,1,0)$ $V_{68} (0,1,0)$ $V_{69} (0,1,1)$ $V_{64} (0,0,1)$ $V_{89} (1,0,1)$	$V_{119} (2,1,1)$ $V_{124} (2,2,1)$ $V_{99} (1,2,1)$ $V_{100} (1,2,2)$ $V_{95} (1,1,2)$ $V_{120} (2,1,2)$	
Vecteurs tension du deuxième hexagone	$V_{51} (0,-2,-2)$ $V_{56} (0,-1,-2)$ $V_{61} (0,0,-2)$ $V_{36} (-1,0,-2)$ $V_{11} (-2,0,-2)$ $V_{12} (-2,0,-1)$ $V_{13} (-2,0,0)$ $V_8 (-2,-1,0)$ $V_3 (-2,-2,0)$ $V_{28} (-1,-2,0)$ $V_{53} (0,-2,0)$ $V_{52} (0,-2,-1)$	$V_{82} (1,-1,-1)$ $V_{87} (1,0,-1)$ $V_{92} (1,1,-1)$ $V_{67} (0,1,-1)$ $V_{42} (-1,1,-1)$ $V_{43} (-1,1,0)$ $V_{44} (-1,1,1)$ $V_{39} (-1,0,1)$ $V_{34} (-1,-1,1)$ $V_{59} (0,-1,1)$ $V_{84} (1,-1,1)$ $V_{83} (1,-1,0)$	$V_{113} (2,0,0)$ $V_{118} (2,1,0)$ $V_{123} (2,2,0)$ $V_{98} (1,2,0)$ $V_{73} (0,2,0)$ $V_{74} (0,2,1)$ $V_{75} (0,2,2)$ $V_{70} (0,1,2)$ $V_{65} (0,0,2)$ $V_{90} (1,0,2)$ $V_{115} (2,0,2)$ $V_{114} (2,0,1)$		
Vecteurs tension du troisième hexagone	$V_{76} (1,-2,-2)$ $V_{81} (1,-1,-2)$ $V_{86} (1,0,-2)$ $V_{91} (1,1,-2)$ $V_{66} (0,1,-2)$ $V_{41} (-1,1,-2)$ $V_{16} (-2,1,-2)$ $V_{17} (-2,1,-1)$ $V_{18} (-2,1,0)$ $V_{19} (-2,1,1)$ $V_{14} (-2,0,1)$ $V_9 (-2,-1,1)$ $V_4 (-2,-2,1)$ $V_{29} (-1,-2,1)$ $V_{54} (0,-2,1)$ $V_{79} (1,-2,1)$ $V_{78} (1,-2,0)$ $V_{77} (1,-2,-1)$	$V_{107} (2,-1,-1)$ $V_{112} (2,0,-1)$ $V_{117} (2,1,-1)$ $V_{122} (2,2,-1)$ $V_{97} (1,2,-1)$ $V_{72} (0,2,-1)$ $V_{47} (-1,2,-1)$ $V_{48} (-1,2,0)$ $V_{49} (-1,2,1)$ $V_{50} (-1,2,2)$ $V_{45} (-1,1,2)$ $V_{40} (-1,0,2)$ $V_{35} (-1,-1,2)$ $V_{60} (0,-1,2)$ $V_{85} (1,-1,2)$ $V_{110} (2,-1,2)$ $V_{109} (2,-1,1)$ $V_{108} (2,-1,0)$			

Vecteurs tension du quatrième hexagone	$V_{101} (2,-2,-2)$ $V_{106} (2,-1,-2)$ $V_{111} (2,0,-2)$ $V_{116} (2,1,-2)$ $V_{121} (2,2,-2)$ $V_{96} (1,2,-2)$ $V_{71} (0,2,-2)$ $V_{46} (-1,2,-2)$ $V_{21} (-2,2,-2)$ $V_{22} (-2,2,-1)$ $V_{23} (-2,2,0)$ $V_{24} (-2,2,1)$ $V_{25} (-2,2,2)$ $V_{20} (-2,1,2)$ $V_{15} (-2,0,2)$ $V_{10} (-2,-1,2)$ $V_5 (-2,-2,2)$ $V_{30} (-1,-2,2)$ $V_{55} (0,-2,2)$ $V_{80} (1,-2,2)$ $V_{105} (2,-2,2)$ $V_{104} (2,-2,1)$ $V_{103} (2,-2,0)$ $V_{102} (2,-2,-1)$				
--	--	--	--	--	--

II.7 CONSTRUCTION DES TABLES DE COMMUTATION

Nous procédons de la même manière que précédemment c'est-à-dire que nous utilisons la même logique de choix de vecteur que celle utilisée dans le cas d'une machine synchrone alimentée par un onduleur de tension à 2-niveaux, en favorisant la dynamique du couple sur la dynamique du flux, on peut alors élaborer les tables de commutations suivantes :

Tableau II.9 : Table de commutation utilisée dans la DTC de la MSAP alimentée par un Onduleur à cinq niveaux de tension quand $\Omega < \Omega_{nom}/4$.

		N° de secteur											
Flux	Couple	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$C_{flx} = 1$	$C_{cpl} = 1$	31	36	6	12	7	8	2	28	27	52	26	56
	$C_{cpl} = 0$	32	1	1	32	32	1	1	32	32	1	1	32
$C_{flx} = 0$	$C_{cpl} = 1$	6	12	7	8	2	28	27	52	26	56	31	36
	$C_{cpl} = 0$	1	32	32	1	1	32	32	1	1	32	32	1

Tableau II.10 : Table de commutation utilisée dans la DTC de la MSAP alimentée par un Onduleur à cinq niveaux de tension quand $\Omega_{nom}/4 < \Omega < \Omega_{nom}/2$.

		N° de secteur											
Flux	Couple	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$Cflx = 1$	$Ccpl = 1$	61	36	11	12	13	8	3	28	53	52	51	56
	$Ccpl = 0$	63	32	1	32	63	32	1	32	63	32	1	32
$Cflx = 0$	$Ccpl = 1$	11	12	13	8	3	28	53	52	51	56	61	36
	$Ccpl = 0$	1	32	63	32	1	32	63	32	1	32	63	32

Tableau II.11 : Table de commutation utilisée dans la DTC de la MSAP alimentée par un Onduleur à cinq niveaux de tension quand $\Omega_{nom}/2 < \Omega < 3\Omega_{nom}/4$.

		N° de secteur											
Flux	Couple	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$Cflx = 1$	$Ccpl = 1$	91	41	16	18	19	9	4	54	79	77	76	86
	$Ccpl = 0$	94	32	1	63	94	32	1	63	94	32	1	63
$Cflx = 0$	$Ccpl = 1$	16	18	19	09	04	54	79	77	76	86	91	41
	$Ccpl = 0$	1	94	94	1	1	94	94	1	1	94	94	1

Tableau II.12 : Table de commutation utilisée dans la DTC de la MSAP alimentée par un Onduleur à cinq niveaux de tension quand $3\Omega_{nom}/4 < \Omega$.

		N° de secteur											
Flux	Couple	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$Cflx = 1$	$Ccpl = 1$	121	71	21	23	25	15	5	55	105	103	101	111
	$Ccpl = 0$	1	125	1	125	1	125	1	125	1	125	1	125
$Cflx = 0$	$Ccpl = 1$	21	23	25	15	5	55	105	103	101	111	121	71
	$Ccpl = 0$	125	1	125	1	125	1	125	1	125	1	125	1

II-8 : RESULTAT DE SIMULATION :

La figure (II.11) Présente les performances de l'association de l'onduleur de tension triphasés à 5 niveaux à structure NPC commandés par la technique DTC, au démarrage nous avons effectué un couple de référence pour sa nominale de 3.5 N.m ainsi que le flux statorique pour sa valeur nominale de 0.314Wb. à $t=2s$, nous avons inverser le couple de référence à $-3.5N.m$ nous concluons les bonnes performances et sans dépassement du flux statorique. Par contre On remarque que les courants statorique présentant des ondulations variables qui ne sont pas vraiment sinusoidales.

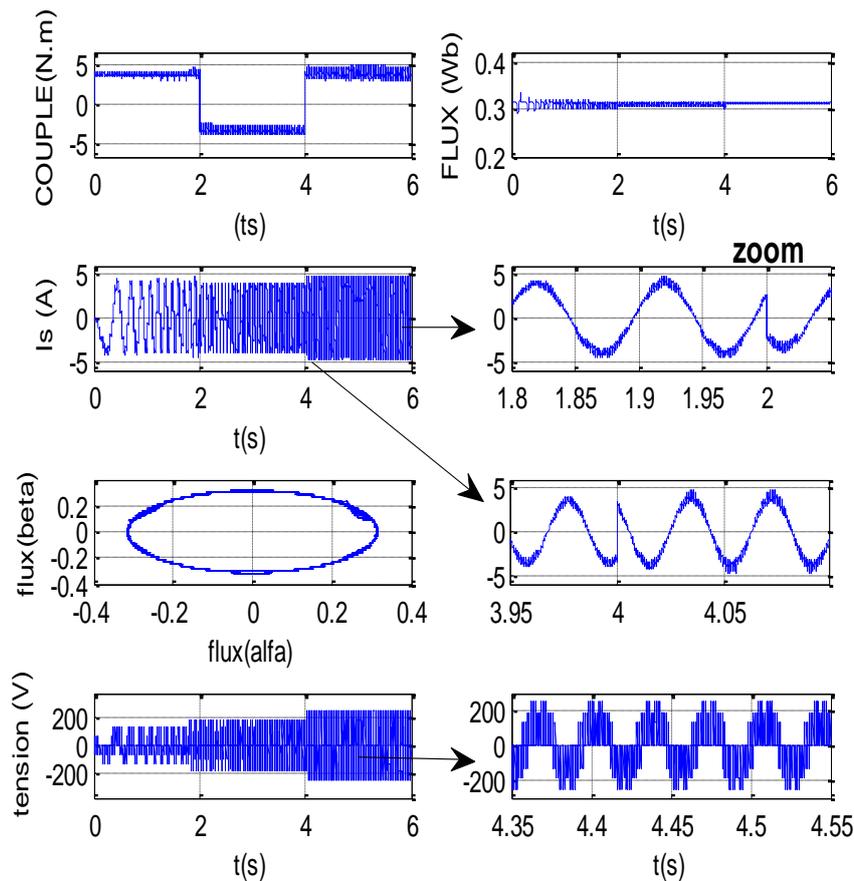


Figure II.11 : Réponse des différentes grandeurs de la machine alimentée par un onduleur 5 niveaux à structure NPC.

Conclusion :

Dans le but de diminuer les ondulations du couple électromagnétique et de réduire les amplitudes des courants statoriques, nous avons eu l'idée d'augmenter le niveau de tension, en effet, nous avons dans un premier temps alimenté la machine synchrone à aimants permanents par un onduleur de tension triphasé 5niveaux multicellulaire puis, par un autre onduleur de tension triphasé 5 niveaux à structure NPC. On remarque bien, d'après les résultats de simulation que les fluctuations du couple ont diminuée mais l'amplitude des courants statoriques n'ont pas été diminuées, et ils restent en effet, sans amélioration remarquable par cette technique DTC classique.

On déduit que les régulateurs à hystérésis influent négativement sur la valeur moyenne du courant, par conséquent, ils présentent un mauvais choix pour la commande directe du couple.

Chapitre 3

Commande DTC par Logique Floue

INTRODUCTION

C'est en 1965 que le premier concept de sous ensemble flou était proposé par Lotfi Zadeh, professeur à l'université de Berkeley « Californie », ce spécialiste en automatique renommé international, a établi des bases pour la modélisation de phénomènes sous ensemble flou, dont le but de remédier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques représentés par les équations différentielles.

En 1975, Mamdani a fait une expérience de cette théorie sur une chaudière à vapeur, dont on connaît la complexité, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel.

Et en 1985 les premières applications de la logique floue, en vue d'une campagne commerciale, sont apparues au Japon on cite : l'ajustement des TV. L'analyse des stocks, la commande d'un hélicoptère et l'autostationnement d'un modèle de voiture...etc.[Men-95]

Afin de pouvoir appliquer la technique de la logique floue (fuzzy logic) à la commande directe du couple de la MSAP, nous allons exposer quelques principes de bases sur la théorie des ensembles flous ensuite la conception d'un contrôleur flou pour la DTC.

III.2 : THEORIE DES SOUS-ENSEMBLE FLOUS

Définition [Jan-95][Kau-96][Gha-96]

Sur un univers de discours U, un sous-ensemble flou A est défini par la fonction $\mu_A(x)$

$$\begin{array}{ccc} \mu_A : U & \longrightarrow & [0,1] \\ x & \longrightarrow & \mu_A(x) \end{array} \quad (\text{III.1})$$

On définit le sous-ensemble flou A comme étant des coupes ordonnées

$$A = \{ (x, \mu_A(x)) / x \in U \}$$

où : $\mu_A(x)$ est une fonction caractéristique d'appartenance qui prend ces valeurs dans l'intervalle [0,1]. Elle indique le degré d'appartenance de l'élément x à A, ainsi x au U pourrait :

* Ne pas appartenir à A..... $\mu_A(x) = 0$

- * Appartenir un peu à A $\mu_A(x)$ est voisin de 0
- * Appartenir assez à A $\mu_A(x)$ entre 0 et 1
- * Appartenir fortement à A $\mu_A(x)$ est voisin de A
- * Appartenir à A $\mu_A(x) = 1$

On peut représenter l'ensemble A par :

$$A = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_A(x_i)}{x} \quad \text{Si U est discret} \quad (III.2)$$

$$A = \int_x \frac{\mu_A(x)}{x} \quad \text{Si U est continu}$$

III-3 : VARIABLE LINGUISTIQUE

La description d'une certaine situation d'un phénomène ou d'un procédé contient des termes linguistiques comme : grand, petit chaud, froid, rapide lent,...etc. ce sont les variables de la logique floue nommées « variables linguistiques » [Buh-94]

Une variable linguistique est généralement décomposée en un ensemble de termes, qui couvrent tout son domaine de variation. Elle sera représentée par un triplet (x, T(x), u) dans lequel :

x : est le nom de variable linguistique.

T(x) : ensemble des termes de variable linguistique.

U : l'univers de discours.

III-4 : FONCTIONS D'APPARTENANCE

Nous représentons les variables linguistiques par leurs fonctions d'appartenances. Donc, à chaque sous ensemble flou A_i est associée une fonction d'appartenance μ_{A_i} , qui désigne le degré d'appartenance de x à A_i . et le plus souvent, on utilise des fonctions d'appartenance de type triangulaire ou trapésoïdale. dont leurs fonctions sont données par [Buh-94] [Tle-07] :

- Fonction triangulaire : l'allure est complètement définie par trois paramètres :

$$\mu(x) = \max(\min(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}), 0) \quad (III.3)$$
- Fonction trapézoïdal : elle est définie par quatre paramètres {a, b, c, d} :

$$\mu(x) = \max(\min(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}), 0) \tag{III.4}$$

- Fonction gaussienne : elle est définie par deux paramètres $\{m, \sigma\}$:

$$\mu(x) = \exp(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma})$$

- Fonction en forme de cloche : définie par deux paramètres $\{x_0, a\}$:

$$\mu(x) = \left(\frac{1}{1 + \frac{(x-x_0)^2}{a}}\right)$$

- Fonction trigonométrique définie aussi par deux paramètres $\{x_0, a\}$:

$$\mu(x) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi(x-x_0)a}{2a}\right), \quad x_0 - 2a \leq x \leq x_0 + 2a$$

- Fonction sigmoïdale définie par deux paramètres $\{a, c\}$:

$$\mu(x) = \left(\frac{1}{1 + \exp(a(x-c))}\right)$$

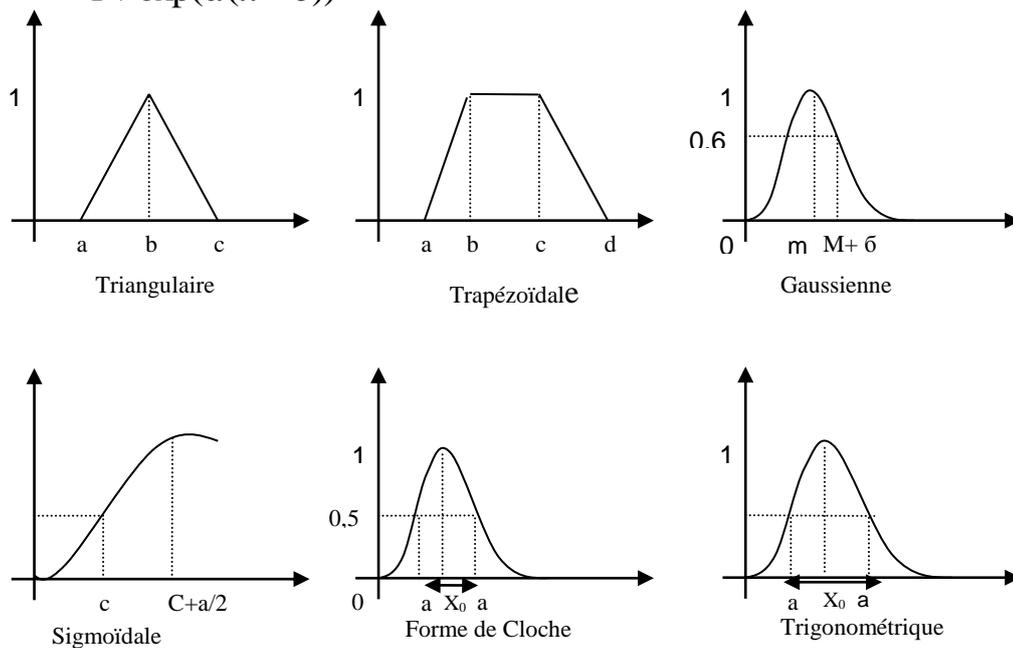


Figure III-1 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

III-5 : CONFIGURATION INTERNE D'UN CONTROLEUR FLOU

Par opposition à un régulateur standard, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématiquement bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles se

basant sur des variables linguistiques. Ces inférences sont alors traitées par des opérateurs de la logique floue [Buh-94].

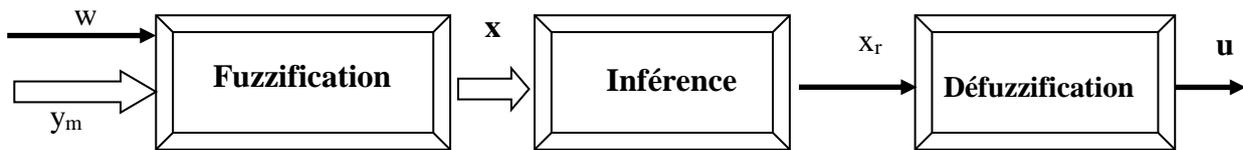


Figure III.2 : Configuration interne d'un régulateur par logique floue

Avec w : consigne,
 y_m : grandeur à régler,
 u : la commande

Dans la configuration interne d'un régulateur par logique floue, on distingue trois parties :

1. la fuzzification : conversion des valeurs d'entrées (grandeurs physiques) en grandeurs floues réunies dans le vecteur x .
2. l'inférence (avec la base de règles) : prise des décisions (chaque règle activée donne un sous-ensemble flou de sortie).
3. la défuzzification : conversion des sous-ensembles flous de sortie en valeurs déterminées.

III-5-1 : Fuzzification

Dans le bloc de Fuzzification, on procède comme suit :

- définition des fonctions d'appartenances de toutes les variables d'entrées.
- Passage : grandeurs physiques vers variables linguistiques. En général, on utilise des formes triangulaires ou trapézoïdales pour les fonctions d'appartenances, bien qu'ils n'existent pas de règles précises sur ce choix.

III-5-2 : Inférence (base de règles)

Ce bloc exprime la relation qu'il existe entre les variables d'entrées (exprimées comme variables linguistiques) et la variable de sortie (également exprimé comme variable linguistique) ils existent plusieurs méthodes d'inférences.

III-5.2.1 : Méthode d'inférence max-min (méthode de MAMDANI)

La méthode d'inférence max-min, réalisé au niveau de la condition, l'opérateur « Et » par la formulation de minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « Alors », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie, réalisé par la formation du minimum. Enfin, l'opérateur « Ou » qui liée les différentes règles est réalisé par la formation maximum [Buh-94]

DTC DE LA MSAP BASEE SUR LA LOGIQUE FLOUE

Dans le chapitre précédant (commande classique) nous avons utilisé directement les erreurs du flux et du couple pour choisir l'état de commutation. Cependant on ne peut pas savoir si les erreurs sont « petites » ou « grandes », ce qui va entraîné des réponses médiocres, surtout si les erreurs sont grandes pendant la phase transitoire ou lors d'un changement de consigne pour le couple, pour cela on va améliorer les performances de notre système on sélectionnant le vecteur tension judicieux selon les erreurs obtenus du couple, flux ainsi que la position du vecteur flux statorique.

En effet, nous appliquons pour la suite de travail la logique floue pour la commande directe du couple de la MSAP, ce choix a été justifié par sa capacité de traitement des cas imprécis, incertains et vagues.

On propose trois structures de contrôleurs flous, le premier contrôleur flou, avec cinq ensembles flous pour la variation du couple et trois ensembles flous pour la variation de flux statorique et enfin douze ensembles flous pour la position du vecteur flux statorique. Ce qui conduit à une table de 132 règles floues.

Une deuxième approche de contrôleur flou qui permet de réduire les règles floues à 33 puis une troisième approche qui réduit encore le nombre de règles floues à 22.

III-6 : PREMIERE APPROCHE

- basée sur 132 règles floues [Ben-05] [Ben-06]

Le contrôleur flou étudié possède trois variables d'états floues en entrée et une variable de commande de sortie pour réaliser une commande à couple et flux constant. Figure (III.4) et figure(III.5).

La première variable floue (erreur du couple E_{Tem}) est la différence entre le couple de référence et le couple estimé :

$$E_{Tem} = T_{em}^* - T_{em} \quad (III.5)$$

L'univers de discours de cette variable floue est divisé en cinq sous ensemble flous pour prendre en compte les faibles variations dans le couple :

- Erreur positive grande du couple : PLE_{Tem} (positive large error)
- Erreur positive petite du couple : PSE_{Tem} (positive small error)
- Erreur du couple proche du zéro : ZE_{Tem} (zero error)
- Erreur négative petite du couple : NSE_{Tem} (negative small error)
- Erreur négative grande du couple : NLE_{Tem} (negative large error)

La deuxième variable floue (erreur du flux E_ϕ) est la différence entre l'amplitude du flux statorique de référence et le flux statorique estimé :

$$E_\phi = \phi_s^* - |\phi_s| \tag{III.6}$$

L'univers de discours de cette variable floue est divisé en trois sous ensemble flous :

- Erreur positive du flux : PE_ϕ .
- Erreur de flux propre : ZE_ϕ .
- Erreur de flux négative : NE_ϕ .

La troisième variable floue (angle du flux statorique θ) entre le flux statorique et les axes de références qui sont déterminées par la relation suivante :

$$\theta = \text{tg}^{-1}\left(\frac{\theta_\beta}{\theta_\alpha}\right) \tag{III.7}$$

L'univers de discours de cette variable est divisé en 12 sous ensemble flous symétriques et cela dans le but d'améliorer d'avantage la procédure de détection de la position (Figure III.4)

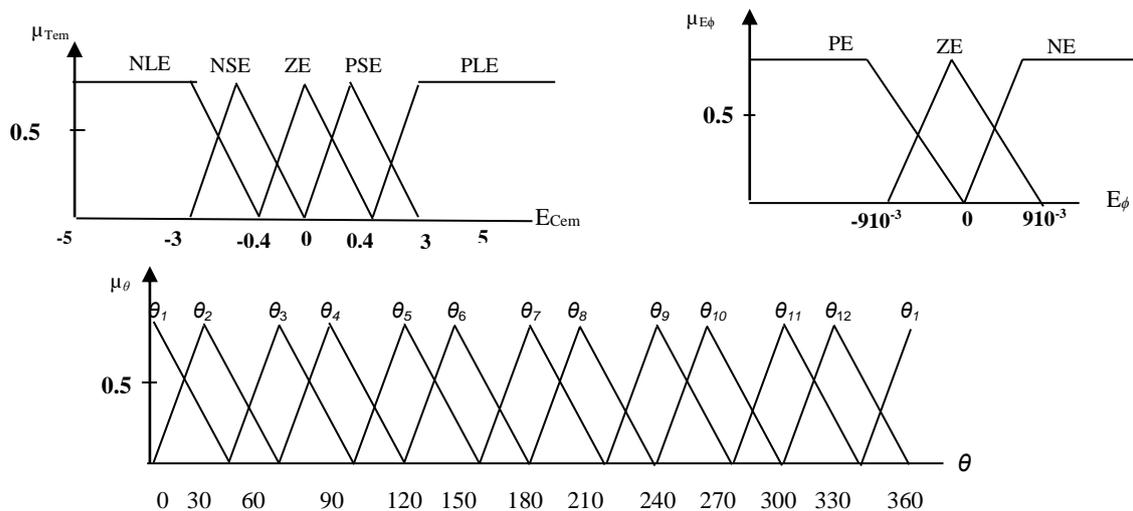


Figure III.4 : Distribution des fonctions d'appartenance des variables floues d'entrées.

La variable de commande et l'état de l'interrupteur n , où les vecteurs tensions sont des valeurs discrètes, elles sont représentées par des singletons comme suit :

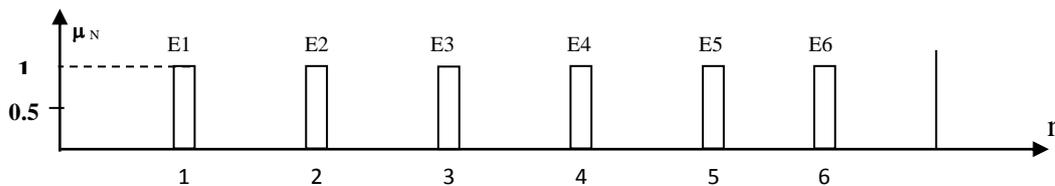


Figure III.5 : Fonction d'appartenance de la variable floue de sortie.

III-7 : REGLES FLOUES POUR LA COMMANDE

Pour le contrôleur flou ou (régulateur flou), on désigne un contrôleur pour lequel la relation entre les entrées et la sortie est obtenue en utilisant la règle de la forme suivante :

Si Condition Alors Conclusion.

Lorsque les conclusions des règles utilisent des variables linguistiques on parle de contrôleur de type Mamdani, lorsque les conclusions sont des constantes, des polynômes ou des fonctions non linéaires des entrées du contrôleur, on parle alors de contrôleur de type Sugeno.

Dans notre cas, en utilisant les états des variables E_θ , $E_{T_{em}}$, θ et la variable de commande n avec un contrôleur de type Mamdani.

La règle R_i peut être écrite comme suit :

$$R_i : \quad \text{Si } E_\theta \text{ est } A_i, E_{T_{em}} \text{ est } B_i, \theta \text{ est } C_i \text{ alors } n \text{ est } N_i. \quad (\text{III.8})$$

Où : A_i , B_i , C_i , et N_i représentent les ensembles flous.

Les règles de commande sont déterminées en utilisant le diagramme vectoriel de la DTC du flux et du couple comme le montre le figure (I.4), dans ce cas pour la position du vecteur flux on trouve que :

- Les états 5,6 et 1 augmentent le flux
- Les états 2,3 et 4 diminuent le flux
- Les états 6,1 et 2 augmentent le couple
- Les états 3,4 et 5 diminuent le couple

donc :

- Pour une grande augmentation du flux et une faible augmentation du couple, l'état 6 est sélectionné.
- Pour une faible augmentation du flux et une grande augmentation du couple, l'état 1 est sélectionné.
- Pour une faible diminution du flux et une faible augmentation du couple, l'état 2 est sélectionné.
- Pour une grande diminution du flux et une faible diminution du couple, l'état 3 est sélectionné.
- Pour une faible diminution du flux et une grande diminution du couple, l'état 4 est sélectionné.
- Pour une faible augmentation du flux et une grande diminution du couple, l'état 5 est sélectionné.
- Pour flux constant et une faible diminution du couple, l'état 0 est sélectionné.

Le nombre total des règles floues de la première approche sont de 132 règles qui sont représentées dans le tableau suivant :

Tableaux III.1 : Règles floues pour la DTC de la MSAP base de 132 règles floues.

$E_{Tem} \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	1	2	2
PS	1	2	3
ZE	0	0	0
NS	6	0	4
NL	6	5	5

$E_{Tem} \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	2	2	3
PS	2	3	3
ZE	0	0	0
NS	6	0	5
NL	6	6	5

$E_{Tem} \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	2	3	3
PS	2	3	4
ZE	0	0	0
NS	1	0	5
NL	1	6	6

$E_{Tem} \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	3	3	4
PS	3	4	4
ZE	0	0	0
NS	1	0	6
NL	1	1	6

$E_{Tem} \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	3	4	4
PS	3	4	5
ZE	0	0	0
NS	2	0	6
NL	2	1	1

$E_{Tem} \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	4	4	5
PS	4	5	5
ZE	0	0	0
NS	2	0	1
NL	2	2	1

$E_{Tem} \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	4	5	5
PS	4	5	6
ZE	0	0	0
NS	3	0	1
NL	3	2	2

$E_{Tem} \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	5	5	6
PS	5	6	6
ZE	0	0	0
NS	3	0	2
NL	3	3	2

$E_{Tem} \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	5	6	6
PS	5	6	1
ZE	0	0	0
NS	4	0	2
NL	4	3	3

$E_{Tem} \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	6	6	1
PS	6	1	1
ZE	0	0	0
NS	4	0	3
NL	4	4	3

$E_{Tem} \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	6	1	1
PS	6	1	2
ZE	0	0	0
NS	5	0	3
NL	5	4	4

$E_{Tem} \backslash E_\phi$	P	Z	N
PL	1	1	2
PS	1	2	2
ZE	0	0	0
NS	5	0	4
NL	5	5	4

III-8 : MECANISME D'INFERENCE

A partir de la base de règles, le mécanisme d'inférence calcule le sous ensemble flou N. la méthode d'inférence max-min avec l'opérateur minimum pour le « Et » flou et l'implication floue (contrôleur utilisé est de type Mamdani). Les fonctions d'appartenance de A, B, C et N sont données par μ_A , μ_B , μ_C et μ_N respectivement.

Le degré de vérité α_i de la prémisse de la $i^{\text{ème}}$ règles floue est donné par l'expression suivante [Men_95].

$$\gamma_i = \min (\mu_{Ai} (E_\theta), \mu_{Bi} (E_{Tem}), \mu_{Ci} (\theta)) \tag{III.9}$$

La sortie inférée par la $i^{\text{ème}}$ règles est comme suit :

$$\mu_{Ni'} (n) = \min (\alpha_i, \mu_{Ni}(n)) \tag{III.10}$$

La fonction d'appartenance de la sortie est :

$$\mu_N (n) = \max_{i=1}^{132} (\mu_{Ni'}(n)) \tag{III.11}$$

Comme la variable de sortie est un ensemble net (vecteur tension), la méthode de maximum est utilisée pour la Fuzzification grâce à cette méthode, la valeur de la variable de sortie qui a la probabilité maximum est utilisée comme grandeur de contrôle soit :

$$\mu_s (n) = \max_{N=1}^6 (\mu_N(n)) \tag{III.12}$$

III-9 : RESULTATS DE SIMULATION NUMERIQUE

On présente dans cette partie les résultats de simulation qui illustrent le comportement de la MSAP par le contrôleur flou, les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

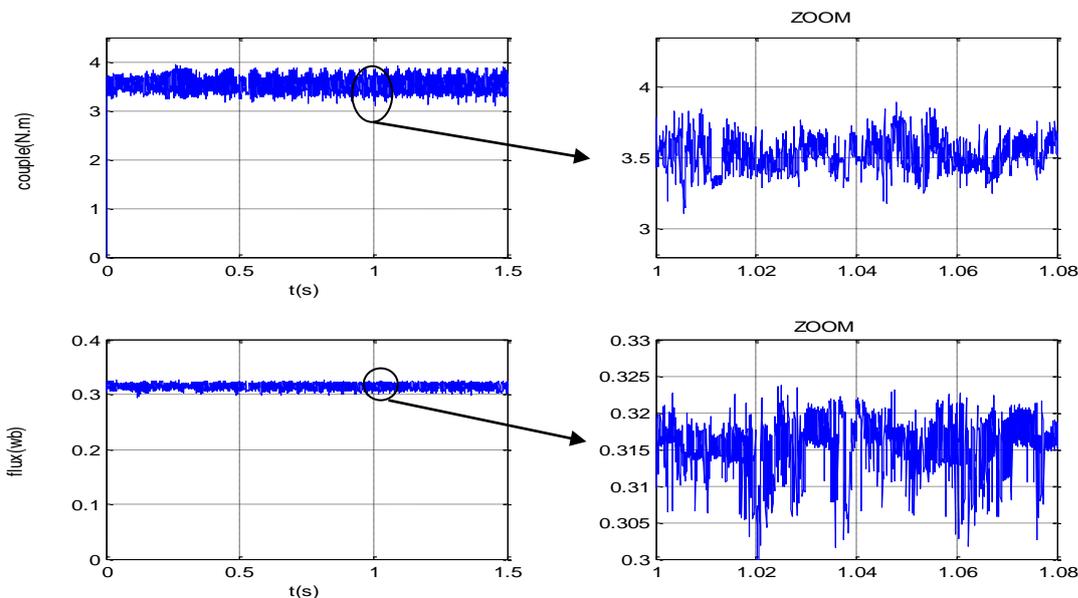


Figure III.6 : Réponses du couple électromagnétique et du flux statorique (pour la DTC 132 cas flous)

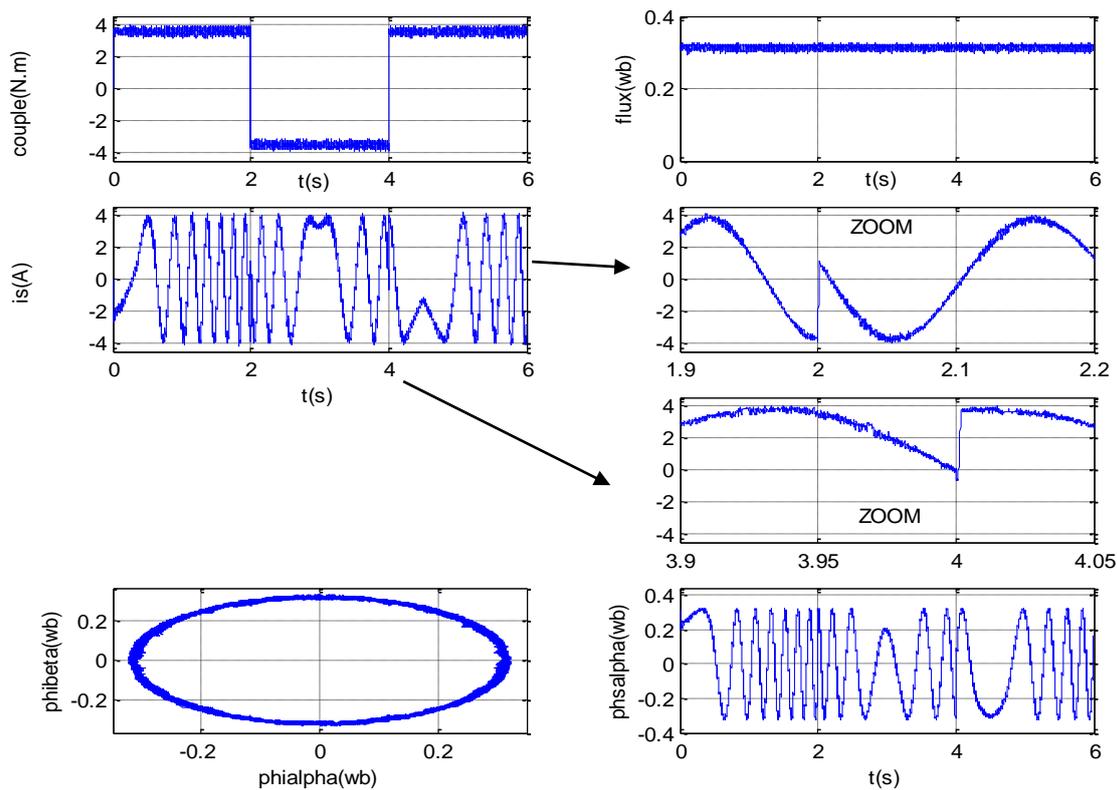


Figure III.7 : Réponses des différentes grandeurs de la MSAP pour la DTC floue
(132 cas flous)

Interprétation des résultats :

La figure III. 6: représente la réponse du couple électromagnétique au démarrage pour un couple de charge nominal de : 3.5 N.m. ainsi que du flux statorique pour une valeur nominale de : 0.314 Wb et cela dans la DTC celle basée sur la logique floue (132 cas flous). Nous constatons nettement que les ondulations du couple et le flux qui ont diminuées en comparaison avec la DTC classique.

La figure III. 7: représente les réponses, au démarrage, des différentes grandeurs de la machine synchrone à aimants permanents en régime permanent dans le cas de la DTC basée sur la logique floue (132 cas floues), on remarque que la réponse du couple est très rapide tout en gardant sa valeur de consigne **3.5 N.m.** ainsi que le flux statorique pour sa valeur de consigne **0.314 Wb**, nous constatons aussi les bonnes performances et sans dépassements du courant statorique qui reste sinusoïdale lors de la transition du couple de 3.5 Nm. a -3.5 N.m aux instants $t=2s$ et $t=4s$. Le flux (alpha) en fonction de flux (beta) qui reste circulaire.

III-10 : DEUXIEME APPROCHE

- basée sur 33 règles floues [Ben-06]

La commande directe du couple exige un temps d'échantillonnage assez petit 50µs, par conséquent une implémentation en temps réel serai difficile pour l'étude précédente (avec 132 règles floues). Et on remarque bien que cette base représente une symétrie en fonction de la position du flux statorique, donc, on peut éliminer un nombre important de règles présentant une abondance excessive. La troisième variable d'entrée du contrôleur flou (angle du flux statorique) couvre maintenant $[-\pi/6, \pi/6]$ au lieu de $[0, 2\pi]$. Nous obtenons une table de 33 règles floues représentée comme suit :

Tableau III.2 : Règles floues de la DTC à base de 33 règles.

		θ_1			θ_2				θ_3				
		E_ϕ			E_ϕ				E_ϕ				
E_{Tem}		P	Z	N	P	Z	N	P	Z	N	P	Z	N
PL		1	2	2	2	2	3	2	3	3	2	3	3
PS		1	2	3	2	3	3	2	3	4	2	3	4
ZE		-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
NS		6	-	4	6	-	4	1	-	5	1	-	5
NL		6	5	5	6	6	5	1	6	6	1	6	6

Sur la base de cette symétrie (angle du flux statorique et les vecteurs tensions) la conversion de l'angle θ' du domaine $[0, 2\pi]$. A l'angle θ du domaine $[-\pi/6, \pi/6]$ est donné :

par :

$$\theta = \theta' - \frac{\pi}{3} \text{fix} \left[\frac{\theta' + \pi/6}{\pi/3} \right]$$

L'univers de discours de la nouvelle variable floue « angle du flux » est divisé en trois ensembles qui sont représentées sur la figure (III-8)

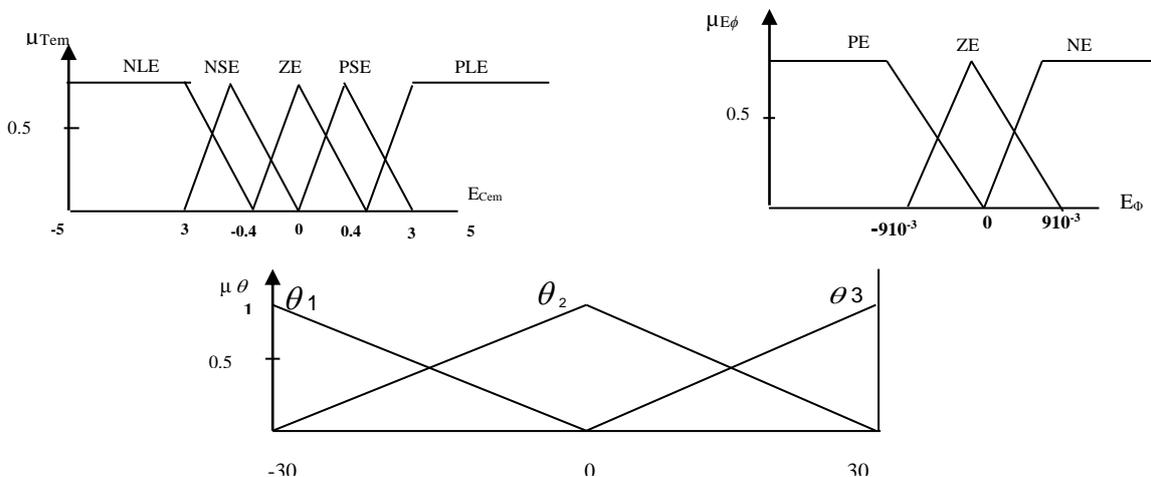


Figure III.8 : Distributions des fonctions d'appartenance des variables floues d'entrées Basées sur 33 règles floues.

III .11 : Résultat de simulation

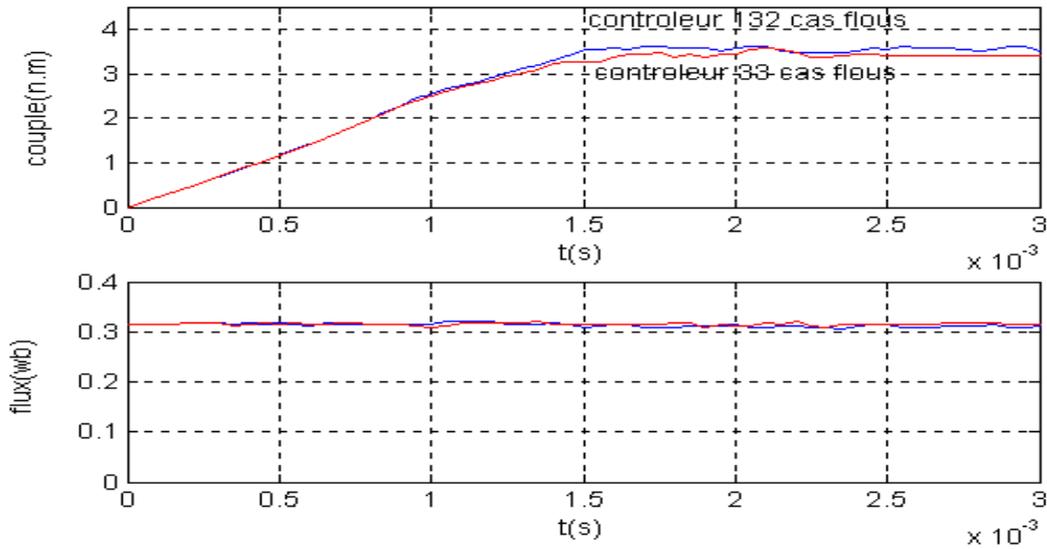


Figure III.9 : Réponses du couple et du flux pour les deux cas flous précédents (132 et 33 cas).

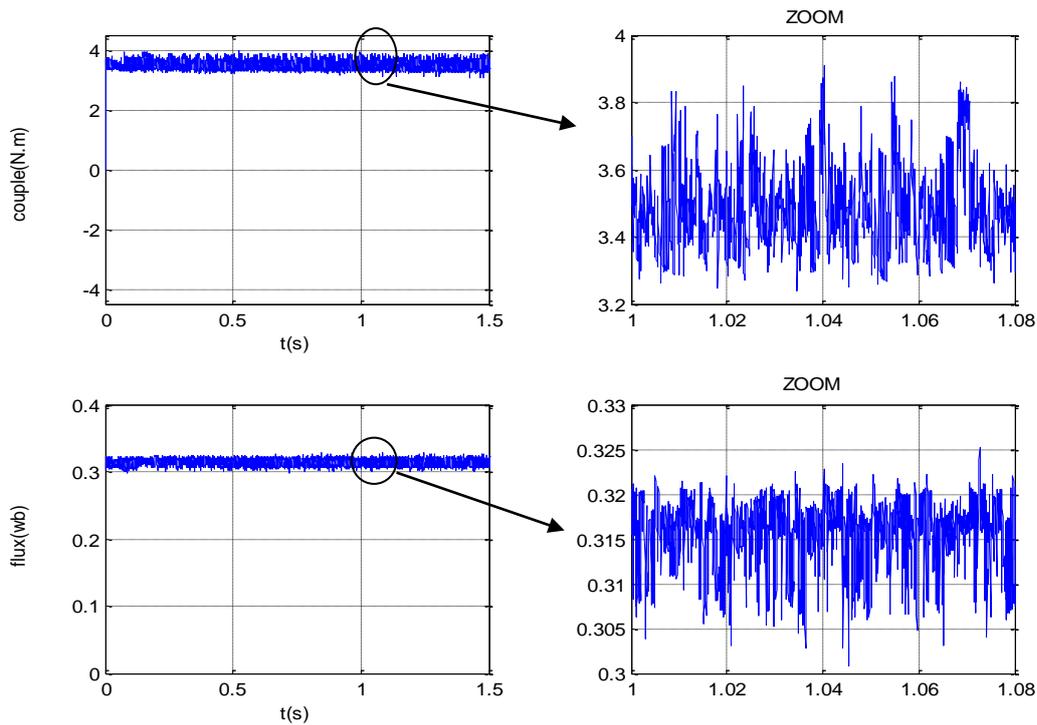


Figure III.10 : Présentation du couple et du flux de la machine synchrone à aimants permanents en boucle ouverte.

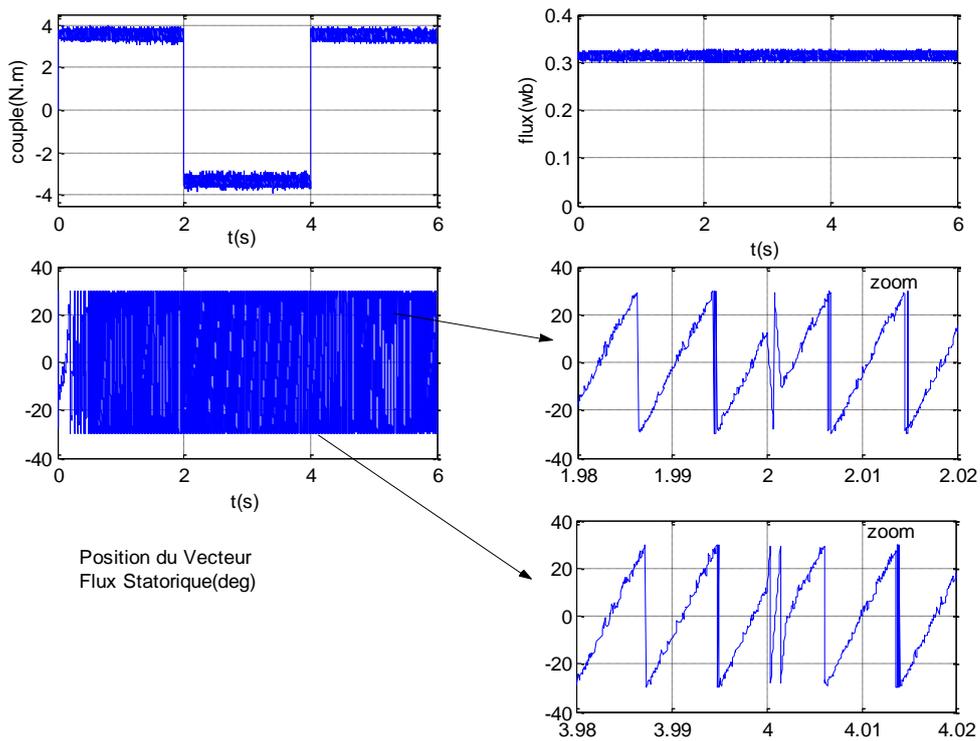


Figure III. 11. (a) Réponse des différentes grandeurs de la MSAP sans boucle de régulation.

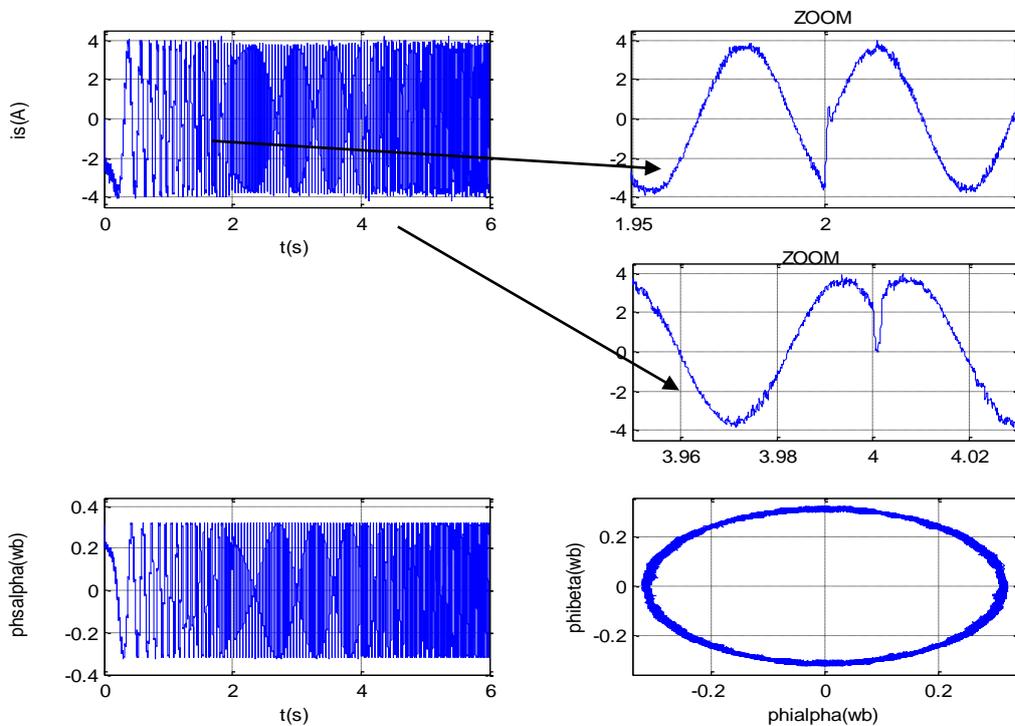


Figure III. 11. (b) Réponse des différentes grandeurs de la MSAP sans boucle de régulation.

Interprétation des résultats

La figure III. 9 : représente la réponse du couple électromagnétique au démarrage pour un couple de charge nominal de : **3.5 N.m.** ainsi que du flux statorique pour sa valeur nominale de : **0.314 Wb** et cela dans la DTC basée sur la logique floue (132 cas flous) ainsi que pour le deuxième cas, celui de la DTC basée sur la logique floue (33 cas flous). Nous constatons que les ondulations du couple et du flux ont diminuées dans ce deuxième cas, en comparaison avec la DTC 132 cas flous.

La figure III. 11 (a) et (b) : représente les réponses, au démarrage, des différentes grandeurs de la MSAP en régime permanent dans le cas de la DTC basée sur la logique floue (33 cas flous), on remarque que la réponse du couple est aussi très rapide tout en gardant sa valeur de consigne **3.5 N.m.** ainsi que le flux statorique pour sa valeur de consigne **0.314 Wb**. Dans la fig15 (a), lors de la transition du couple de 3.5 Nm. à -3.5 N.m. aux instants $t=2s$ et à $t=4s$ la variation de la position du vecteur flux statorique couvre bien le secteur $[-30^\circ 30^\circ]$, dans la fig15 (b), nous constatons aussi les bonnes performances et sans dépassements du courant statorique, qui reste sinusoïdale lors de la transition du couple la aussi de 3.5 Nm. à -3.5 N.m aux instants $t=2s$ et $t=4s$. Le flux (alpha) en fonction de flux (beta) qui suit bien sa trajectoire circulaire.

III-12 : TROISIEME APPROCHE

- basée sur 22 règles floues

Pour réduire d'avantage la taille de la base de règles floues précédente de 33 règles a 22 règles floues, la troisième variable d'entrée du contrôleur flou couvre maintenant seulement la partie de l'univers de discours $[0, \pi/6]$, donc en utilisant 2 sous-ensembles floues (θ_1 et θ_2), on obtient la table de 22 règles floues suivante.

Tableau III.3 : base de 22 règles floues

θ_1				θ_2			
E_{ϕ} \ E_{Tem}	P	Z	N	E_{ϕ} \ E_{Tem}	P	Z	N
PL	1	2	2	PL	1	1	2
PS	1	2	3	PS	1	2	2
ZE	-	-	-	ZE	-	-	-
NS	6	-	4	NS	5	-	4
NL	6	5	5	NL	5	5	4

En se basant sur la symétrie des vecteurs tensions et l'angle de flux statorique, on définit une transformation qui convertit l'angle θ' de domaine $[0, 2\pi]$ en l'angle θ du domaine $[0, \pi/6]$.

$$\theta = \text{rem}(\theta', \pi/6) \tag{III.13}$$

Et l'univers de discours de la nouvelle variable floue « angle du flux » est divisé en deux sous ensembles qui sont représentées sur la figure suivante :

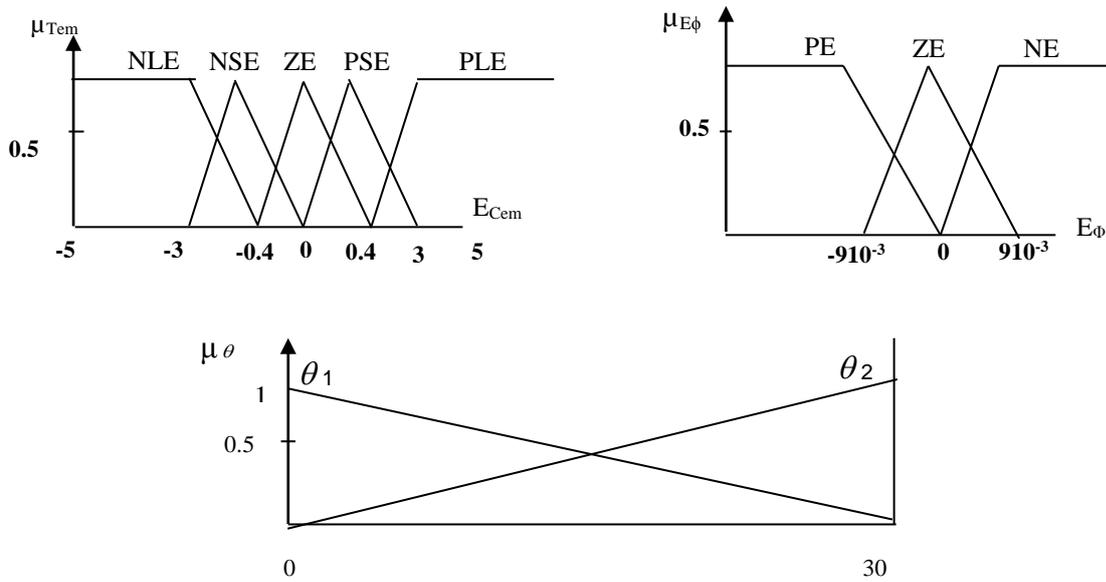


Figure. III. 12 : Distributions des fonctions d'appartenance des variables d'entrées (à base de 22 règles floues).

III.12. 1 : Règles floues

$$\alpha_i = \min (\mu_{Ai} (E_\phi), \mu_{Bi} (E_{Tem}), \mu_{Ci} (\theta)) \tag{III.14}$$

$$\mu_{Ni'} (n) = \min (\alpha_i, \mu_{Ni}(n))$$

$$\mu_N (n) = \max_{i=1}^{22} (\mu_{Ni'}(n))$$

Le raisonnement flou utilisé est obtenu avec les mêmes étapes :

$$\alpha_i = \min (\mu_{Ai} (E_\phi), \mu_{Bi} (E_{Tem}), \mu_{Ci} (\theta)) \tag{III.15}$$

$$\mu_{Ni'} (n) = \min (\alpha_i, \mu_{Ni}(n))$$

$$\mu_N (n) = \max_{i=1}^{33} (\mu_{Ni'}(n))$$

III.13 : Résultats de simulation

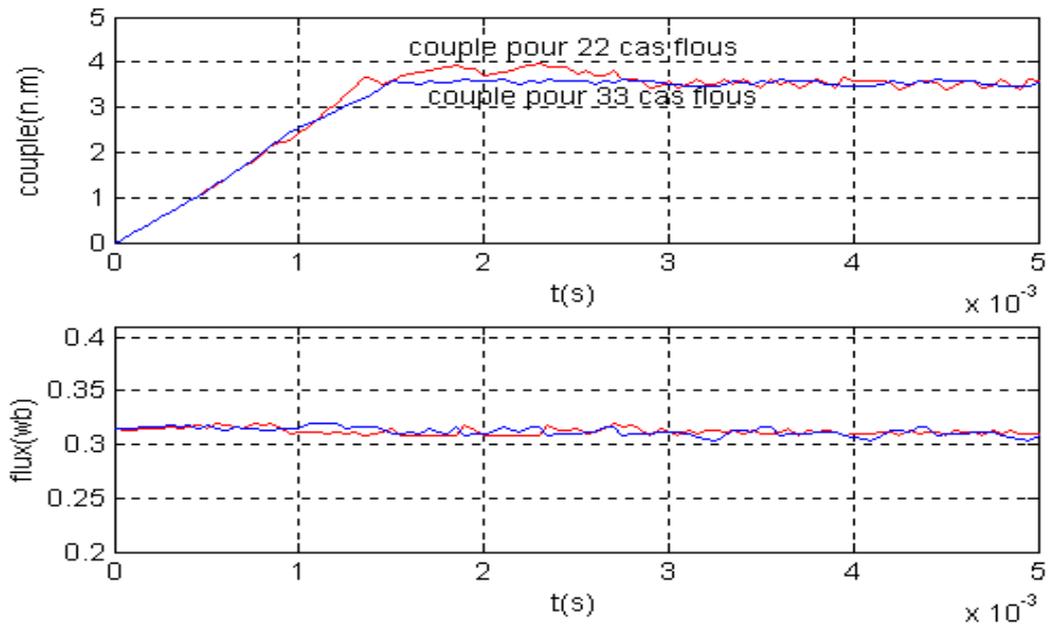


Figure III.13 : réponses de couples et flux

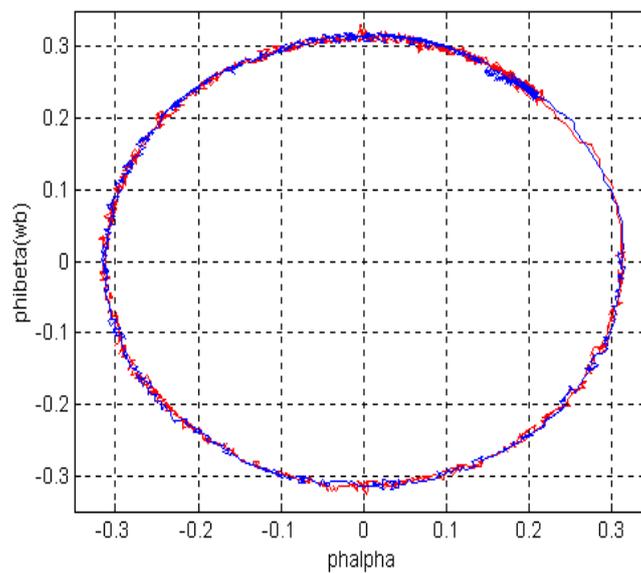


Figure III.14 : présentation des deux allures des flux pour 33 cas flous(bleu) et pour 22 cas flous(rouge)

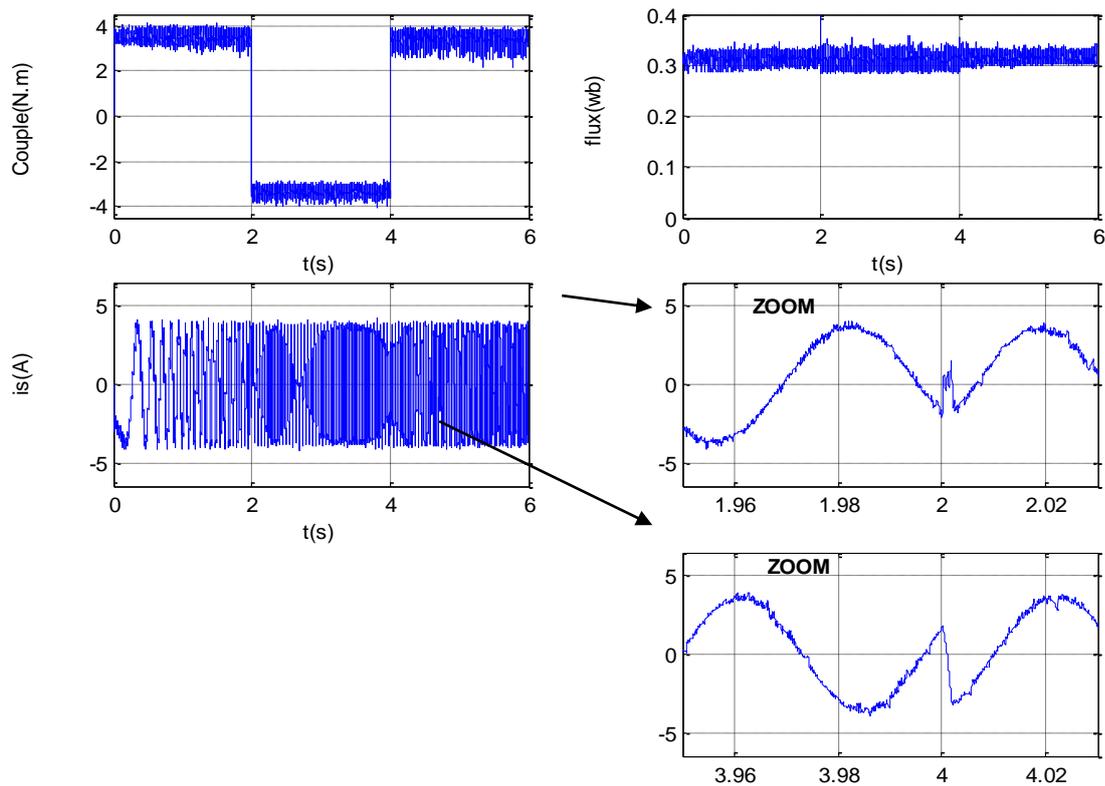


Figure III.15 : présentation des grandeurs de la MSAP pour 22 cas flous

Interprétation des résultats

Les figures III. 13 : représentent les réponses du couple et flux pour 33 cas flous et 22 cas flous, et on remarque bien que ce dernier cas présente une dynamique rapide par rapport aux cas précédents, et on remarque aussi que les fluctuations concernant le flux et ceux du couple ont diminué.

La figure III. 15 : représente les réponses, au démarrage, des différentes grandeurs de la MSAP en régime permanent dans le cas de la DTC basée sur la logique floue (22 cas flous), on remarque que la réponse du couple est aussi très rapide tout en gardant sa valeur de consigne **3.5 N.m.** ainsi que le flux statorique pour sa valeur de consigne **0.314 Wb.** lors de la transition du couple de 3.5 Nm. à -3.5 N.m. aux instants $t=2s$ et à $t=4s$ nous constatons aussi les bonnes performances et sans dépassements du courant statorique, qui reste sinusoïdale lors de la transition du couple la aussi de 3.5 Nm. à -3.5 N.m.

A) REGLAGE DE LA VITESSE PAR UN REGULATEUR P.I.

Les moteurs à courant continu ont été largement utilisés dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, cependant, ces machines présentent des inconvénients dus au système balais-collecteur, ce qui limite la puissance et la vitesse de ce type de machine. Actuellement le moteur à courant continu est remplacé par le moteur à courant alternatif.

La machine synchrone à aimants permanents se présente comme un système multi-variable, non linéaire et fortement couplé, ce qui rend son contrôle très difficile. Et grâce au développement récent des composants de l'électronique de puissance ainsi que la micro-informatique que les applications des stratégies de commande de plus en plus performantes ont pu être appliquées. Par ailleurs, ceci a permis d'aboutir à des modèles simplifiés permettant une grande souplesse dans la commande de cette machine.

Dans ce chapitre nous nous intéressons au réglage de la vitesse et de la position de la machine synchrone à aimants permanents. Nous proposons la méthode utilisant un régulateur proportionnel intégral (PI).

III.14 : ETUDE EN BOUCLE FERMEE

Réglage de la vitesse :

La structure de réglage de vitesse basée sur la DTC pour 22 cas flous est représentée sur figure (III. 16) suivante :

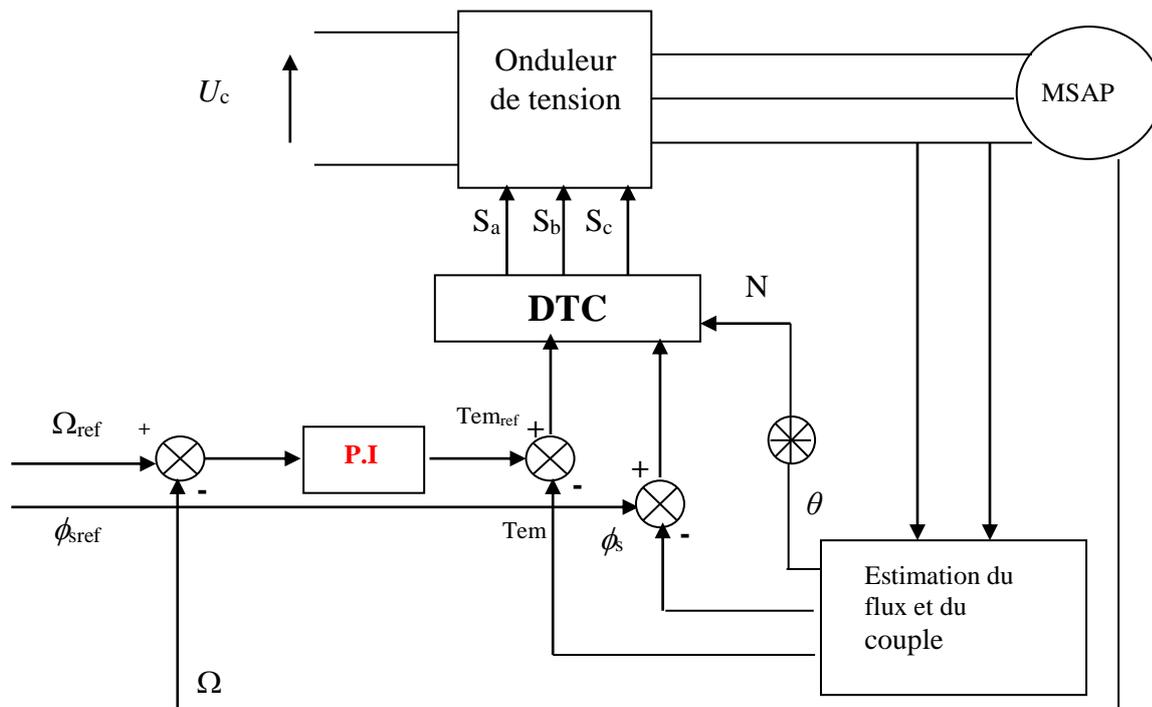


Figure III. 16 : Structure de réglage de vitesse.

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence nécessaire à la commande directe du couple afin de maintenir de la vitesse correspondante. Le processus à régler se définit à partir de l'équation mécanique :

$$\frac{\Omega(s)}{T_{em}(s)} = \frac{1}{f + js} \quad (\text{III-16})$$

en association à cette fonction un régulateur PI.

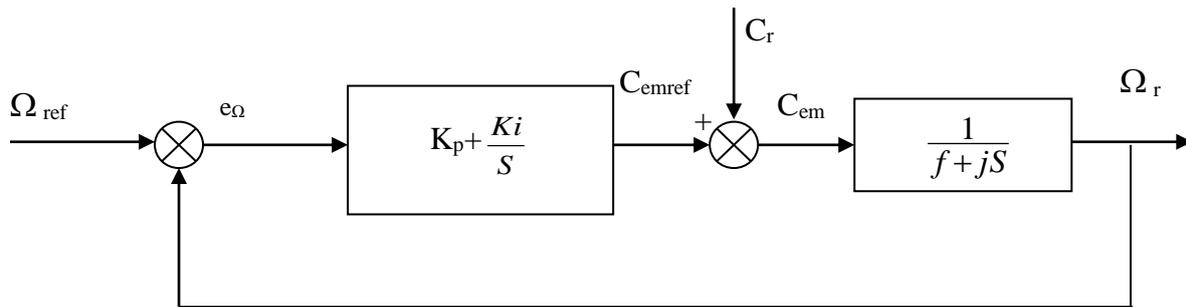


Figure III. 17 : Schéma fonctionnel de réglage de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée de l'ensemble régulateur –machine est :

$$\frac{\Omega_r}{\Omega_{ref}} = \frac{k_p s + k_i}{js^2 + (f + k_p)s + k_i} \quad (\text{III-17})$$

pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés [BOU-09]

En prenant :

$$\begin{cases} p_1 = -\rho - j\rho \\ p_2 = -\rho + j\rho \end{cases} \quad (\text{III-18})$$

Et par identification on obtient :

$$\begin{cases} k_p = 2j\rho - f \\ k_i = 2j\rho^2 \end{cases} \quad (\text{III-19})$$

Pour évaluer les performances de la commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents muni du réglage de la vitesse et de la position, nous simulons le fonctionnement global de la machine par les essais à vide et en charge.

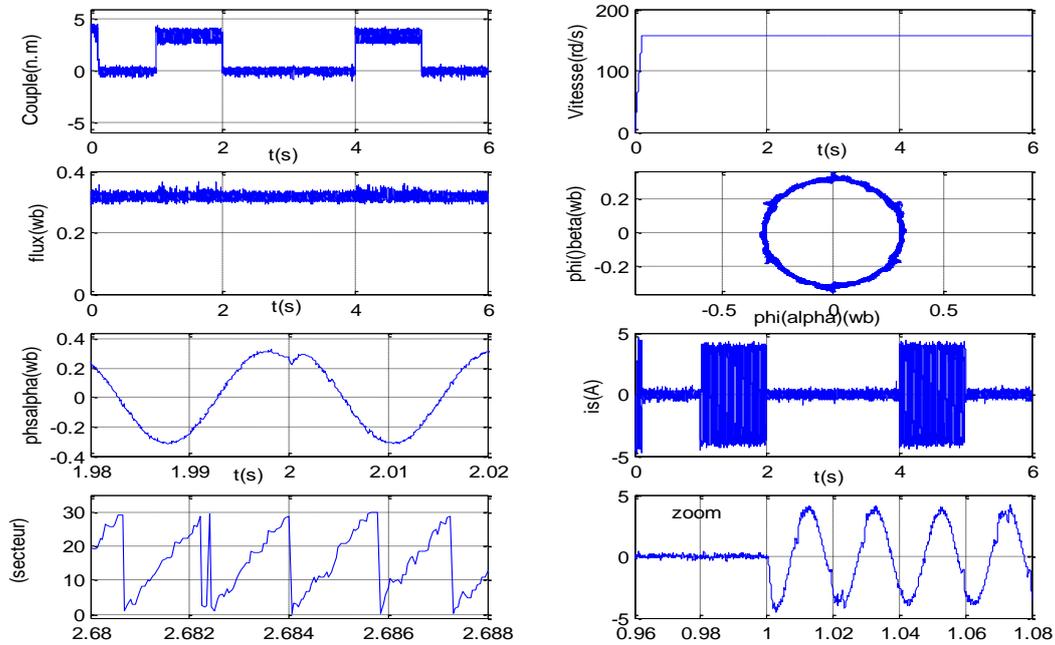


Figure III.18 : Réponse des différentes grandeurs de la MSAP en boucle fermée.

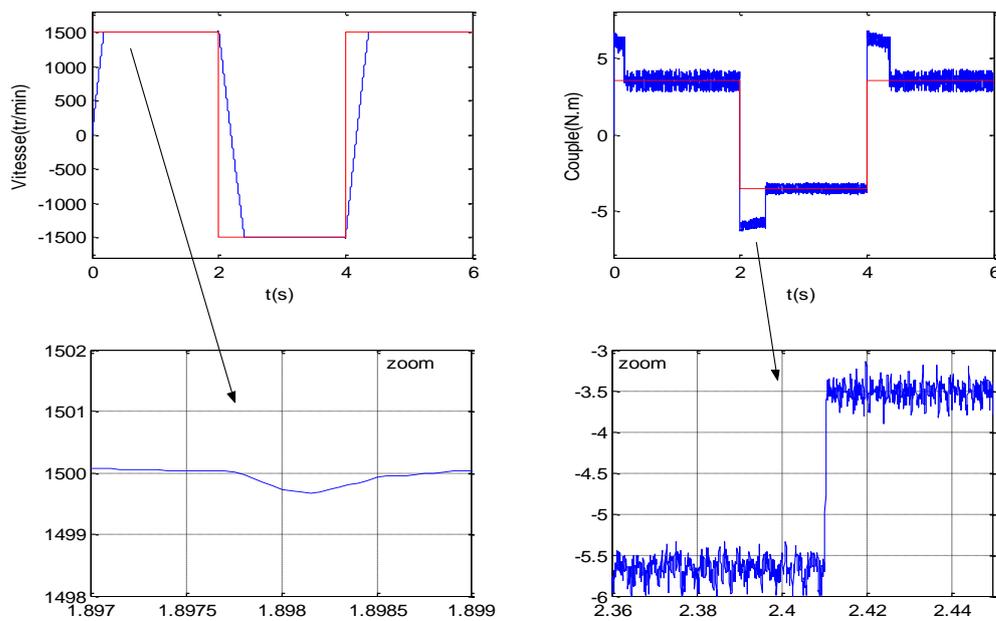


Figure III.19 (a) : Réglage de vitesse avec inversion de sens.

Interprétation des résultats

La figure III.18 : représente le réglage de la vitesse de la MSAP basé sur **22** règles floues. Par l'utilisation d'un régulateur **PI classique**, la consigne de vitesse est de 157 Rad/s avec un couple de charge nul au démarrage. Nous remarquons que la vitesse de rotation de la machine suit parfaitement sa référence, le courant statorique i_s s'annule après le transitoire. Cependant, le flux maintient sa valeur de consigne 0.314Wb. La position du vecteur flux statorique est bien maintenue entre : **[0° et 30°]**. De 1 à 2s en charge la machine par un couple de charge nominal 3.5N.m la vitesse continue à suivre sa consigne, le courant atteint sa valeur nominale et est bien sinusoïdal

La figure III.19 (a) et (b) : représente le réglage de la vitesse de la MSAP basé sur **22 règles floues** Par l'utilisation d'un régulateur **PI classique**, nous avons proposé au début de la simulation une vitesse de consigne qui est égale à 157Rad/s. avec un couple de charge de 3.5N.m. Et à $t=2s$ nous avons inversé cette consigne à -157Rad/s . Nous avons fait un zoom sur le courant et le flux pendant l'inversion de la vitesse. Puis, de nouveau, on règle la vitesse à 157Rad/s à $t=4$ secondes tout en gardant le couple de charge. Le courant i_s est sinusoïdal, le flux statorique suit sans dépassement sa consigne 0.314wb. . La position du vecteur flux statorique (b) est bien maintenue entre : **[0° et 30°]**

La figure III.21 : représente le réglage de la position de la MSAP en effet à $t=0s$ on maintient la position à 5Rad. ce démarrage est effectué en charge avec un couple nominal de 3.5N.m. on remarque que la position augmente linéairement, la vitesse et le courant statorique s'annulent, le flux est sans dépassement. La position du vecteur flux statorique est bien maintenue entre : **[0° et 30°]** et à $t=0.5s$ on effectue l'inversion de sens de la position du rotor -5Rad tout en gardant le couple de charge à -3.5Nm

B) REGLAGE FLOU DE LA VITESSE

La commande de la vitesse et de la position précédente de la MSAP. a été faite par des méthodes classiques (régulation à action proportionnelle et intégrale) ce qui implique la connaissance des différents paramètres pouvant influencer sur celui ci. Cependant, cette connaissance est souvent entachée d'erreurs et d'imprécision qui accompagnent toute

modélisation de processus. En outre le couplage existant entre les variables du système (interaction entre les variables à commander) rend le contrôle difficile. Il est donc possible de résoudre ce problème en utilisant des méthodes de commande robustes par logique floue.

III.16 : APPLICATION DU REGLAGE FLOU DE LA VITESSE

III.16.1 : Conception d'un contrôleur flou

La majorité des contrôles développés utilisent le schéma simple proposé par MAMDANI [Mam-77] pour les systèmes monoentrée/monosortie. la figure(III.22) suivante représente la structure d'un contrôleur flou

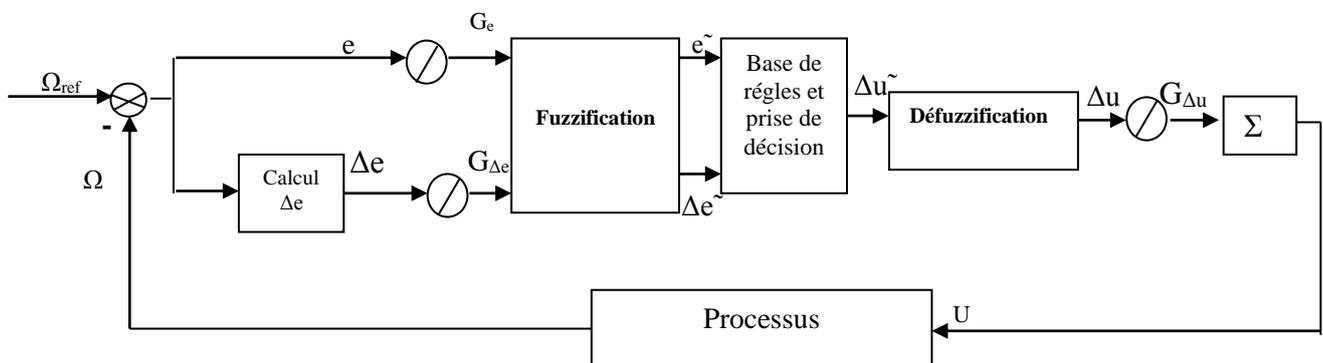


Figure III. 22 : Schéma bloc de régulation de vitesse à contrôleur flou.

D'après ce schéma le système est composé de :

- l'erreur « e » la différence entre la consigne et la grandeur à régler,
- d'un bloc de calcul de variation de l'erreur au cours du temps Δe
- Des facteurs d'échelle associée à l'erreur et à sa variation de la commande (Δu),
- D'un bloc de Fuzzification de l'erreur et de sa variation,
- Des règles de contrôles flous et d'un moteur d'inférence,
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique,
- D'un bloc sommateur.

III.16.1 : Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et sa variation $u=f(e,\Delta e)$ par conséquent l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donnent la variation de la commande Δu nécessaire permettant ainsi, l'ajustement d'une telle commande u , dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision.

La forme générale de cette loi de commande est donnée par :

$$u_{k+1} = u_k + G_{\Delta u} \Delta u_{k+1}. \tag{III.20}$$

Où: $G_{\Delta u}$: gain associé à la commande u_{k+1} ,
 Δu_{k+1} : Variation de la commande.

III.17 : REGULATEUR A SEPT CLASSES

Nous introduisons pour les variables d’entées et la variable de sortie un régulateur flou sept ensembles, dans le but de trouver les bonnes performances souhaitées pour le réglage, représenté ainsi par des fonctions d’appartenance comme le montre la figure suivante :

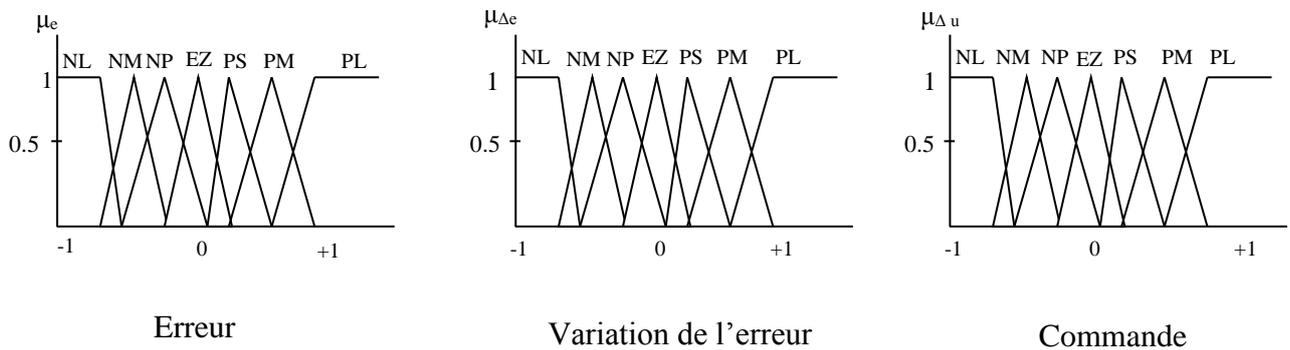


Figure. III.23 : fonctions d’appartenances des différentes variables linguistiques.

Les règles floues permettent de déterminer le signal de sorti du régulateur en fonction des signaux d’entrées. Elles relient les signaux de sorties aux signaux d’entrés par des conditions linguistiques prenant en compte l’expérience acquise par un opérateur humain. Par exemple, si l’erreur et sa variation sont fortement négatives, alors, le signal de sortie doit être également fortement négatif. Au contraire, si l’erreur et sa variation sont environ zéro, alors, il sera de même pour la commande. Ces considérations nous ont conduit à adapter une table qui résume les règles choisies.

Tableau. III. 4 : Table des règles de commandes à sept classes.

e \ Δe	NL	NM	NP	EZ	PS	PM	PL
NL	NL	NL	NL	NL	NM	NP	EZ
NM	NL	NL	NL	NM	NP	EZ	PS
NP	NL	NL	NM	NP	EZ	PS	PM
EZ	NL	NM	NP	EZ	PS	PM	PL
PS	NM	NP	EZ	PS	PM	PL	PL
PM	NP	EZ	PS	PM	PL	PL	PL
PL	EZ	PS	PM	PL	PL	PL	PL

III.18: REGLAGE DE LA VITESSE PAR UN REGULATEUR PI FLOU

Le couple électromagnétique de référence nécessaire à la commande directe du couple est délivré par un régulateur flou à sept classes. La structure de réglage de vitesse basée sur la DTC pour 22 cas flous est représentée sur la figure suivante :

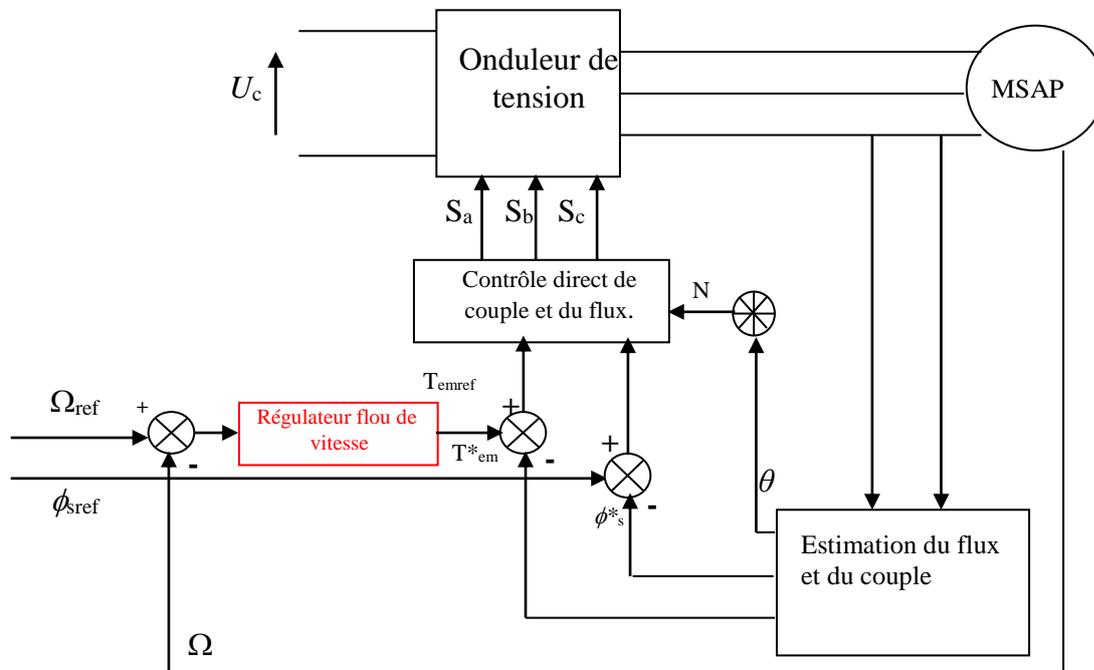


Figure. III. 24 : Structure de réglage de vitesse par logique floue.

Les étapes de calcul de la commande sont :

- calcul de l'erreur notée par e_i avec : $e_i = \text{consigne} - \text{sortie}$.
- calcul de la variation de cette erreur notée par δe_i avec : $\delta e_i = e_i - e_{i-1}$.

Où e_{i-1} est l'erreur de la période précédente.

c) calcul de la variation de la commande δu_i , et pour cela on parcourt les étapes suivantes :

c-1) fuzzification : calcul des degrés d'appartenance de e_i et de δe_i pour les sept classes à l'aide de leurs fonction d'appartenance.

c-2) L'inference floue : en utilisant le tableau (III.4) des règles de commande pour le calcul des fonctions d'appartenances résultantes de la variable linguistique δu_i à chacune des sept classes.

c-3) défuzzification : le calcul s'obtient par l'emploi de la méthode des hauteurs pondérées, où on définit des fonctions d'appartenance de forme triangulaire figure(III.23) l'abscisse du centre de gravite est donne par :

$$\text{Avec :} \quad \Delta u_i = \frac{\sum_{j=1}^7 r_j \mu_j}{\sum_{j=1}^7 \mu_j} \quad (\text{III.21})$$

μ_i : degre d'activation de la j^{eme} règle.

r_j : l'abscisse du centre de gravite de la j^{eme} classe.

d) calcul de la valeur de la commande de l'équation (III.20).

III. 19 : Résultats de simulation:

Après avoir réalisé la synthèse de régulateur du type Mamdani a sept classe, nous illustrons en dessous les résultats de simulation. Cependant, il n'existe pas de directives précises pour le dimensionnement de régulateurs non linéaire, on est donc contraint de faire appel a une simulation et a une modification interactive jusqu'a ce qu'on ait trouve une simulation convenable.

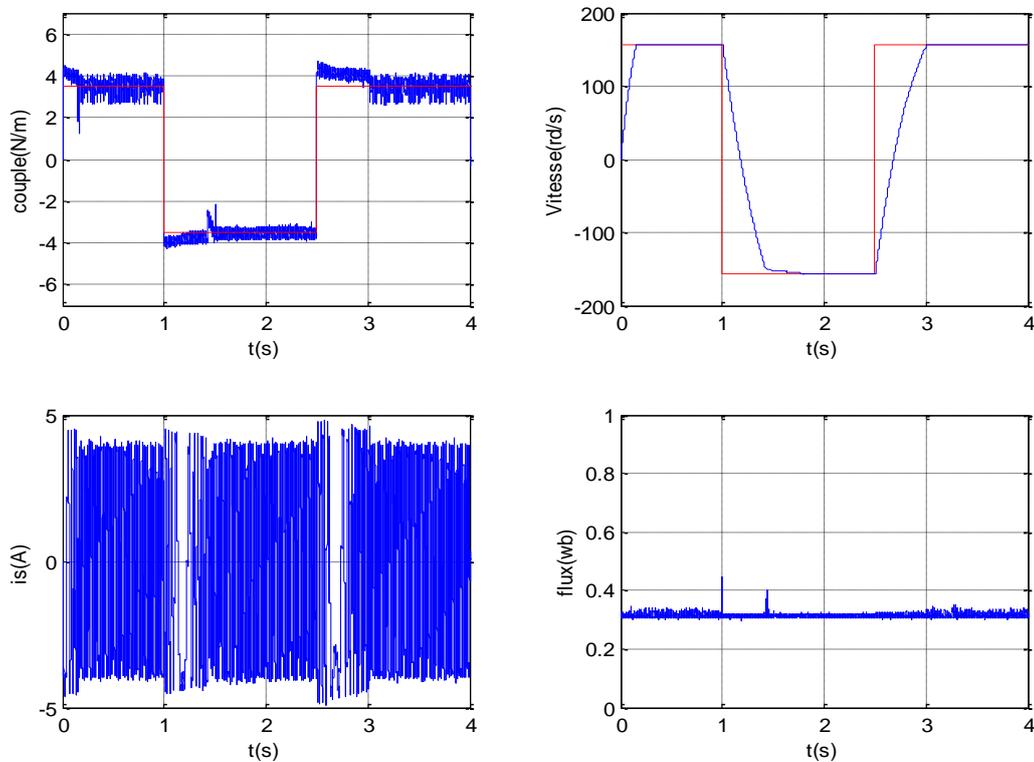


Figure III.25 (a): réglage flou de vitesse avec inversion de sens de la vitesse.

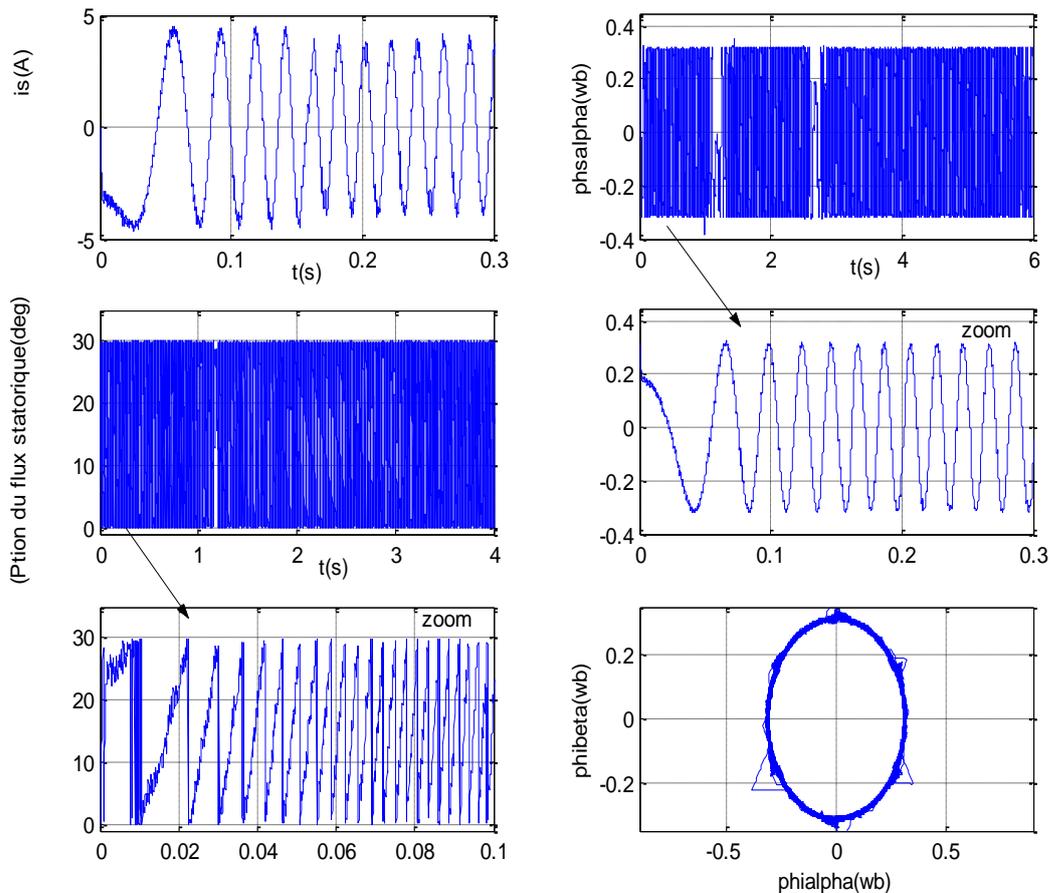


Figure III.25 (b) : Paramètres de la MSAP avec inversion de sens de la vitesse par un régulateur floue

Interprétation des résultats

la figure III.29 : représente le réglage flou de la vitesse de la machine synchrone a aimants permanents, cette dernière augmente linéairement et rapidement de 0 rad/s. jusqu'a 157 rad/s. avec l'application d'un couple de charge nominal au démarrage de 3.5 N.m. le flux est sans dépassement d'une consigne de 0.314 Wb. Le courant est sinusoïdal (zoom sur la fig.29 b), l'angle du flux statorique variant entre $[0^\circ \text{ et } 30^\circ]$ qui correspond a la commande directe du couple avec 22 règles floues. Et à $t=2,5\text{sec}$. Nous appliquons une inversion progressive de la vitesse d'une consigne -157 rad/s . tout en gardant le couple de charge à -3.5Nm , nous remarquons que le flux statorique oscille légèrement et dépasse pour un laps de temps sa valeur de consigne au moment de l'inversion.

Conclusion

Le travail réalisé dans ce chapitre, présente la commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents par logique floue. Ici, les contrôleurs à hystérésis du couple et du flux sont remplacés par un contrôleur flou dont on a présenté trois structures. Le premier contrôleur par 5 sous ensembles flous du couple, le 2^{ième} par trois sous ensembles flous du flux statorique, le 3^{ième} par 12 sous ensembles flous pour la position du vecteur flux statorique, pour pouvoir diminuer le temps de calcul et d'améliorer : d'une part le temps de réponse en régime transitoire et d'autre part les réponses du couple et du flux en terme d'ondulations, nous avons exploité au mieux les symétries de l'angle du flux statorique en réduisant à chaque fois le nombre de règles floues. Les résultats de simulation montrent cette faisabilité de ces approches (132, 33 et 22 cas flous).

Nous avons présenté enfin, un réglage de vitesse et de position en utilisant premièrement un régulateur classique P.I. et deuxièmement un régulateur flou et cela dans le but de montrer mieux la robustesse de cette commande.

Commande DTC NeuroFloue et Estimation de la Résistance Statorique

INTRODUCTION

L'évolution technologique a permis au moteur synchrone à aimants permanents de s'imposer dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées, et plus particulièrement dans les systèmes embarqués (domaine aéronautique et aérospatial) en raison de son rapport puissance/masse élevé. Un processus linéaire non perturbé et à paramètres constants peut être commandé avec précision par des régulateurs classiques PID (régulateurs à action proportionnelle, intégrale et dérivée), ces régulateurs s'avèrent suffisants même si le processus est soumis à des perturbations et à des variations de paramètres relativement faibles, surtout si les exigences sur la précision de réglage et de la réponse dynamique du système ne sont pas strictes. Dans le cas contraire on peut avoir recours à une solution autoadaptative, qui par réajustement des paramètres des régulateurs, permet de conserver des performances fixées à l'avance en présence des perturbations et de variation de paramètres. Néanmoins cette solution présente aussi l'inconvénient de mise en œuvre souvent complexe. Il est donc possible de résoudre ce problème en utilisant les méthodes de commandes robustes, et la commande neurofloue en est une. Dans la suite de ce travail nous appliquons la commande neurofloue par la méthode de Sugeno au réglage de la vitesse d'une Machine Synchrone à aimants permanents. Le but est de synthétiser un régulateur neuroflou de Sugeno à trois ensembles flous de types Gaussien pour chacun des : couple, flux et position du vecteur flux statorique et dont les conséquences des règles sont des polynômes d'ordre un. Ce régulateur neuroflou est donc déduit en recopiant les données d'entrées sorties fournies par un régulateur flou de Mamdani à 22 règles floues où les fonctions d'appartenances sont du types triangulaires [Tle_99].

L'algorithme d'apprentissage, pour la méthode de copie, se base sur l'approche du filtre de Kalman étendu.

IV. 1 : RAPPEL SUR LA METHODE DE TAKAGI-SUGENO

Le système flou de Takagi-Sugeno a été proposé par Sugeno et Takagi [Sug-85], qui cherchaient à développer une méthode systématique de génération des règles floues à partir d'un ensemble de données entrée-sortie.

Notons par : x_1, \dots, x_n les entrées du système flou de Takagi-Sugeno, et par y sa sortie. Pour chaque variable x_i est associé m_i ensemble flous F_i dans U_i , tel que pour x_i quelconque de U_i , il existe au moins un degré d'appartenance $\mu_{F_j^i}(x_i) \neq 0$, où $i=1,2,\dots,n$, et $j=1,2,\dots,m_i$. La base des règles du système flou comporte $M = \prod_{i=1}^n m_i$ règles telles que :

$$R_l: \text{si } x_1 \text{ est } F_1^{l1} \text{ et } \dots \text{ et } x_i \text{ est } F_i^{li} \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } F_n^{ln} \text{ Alors } y_l(x) = f_l(x) \quad (\text{IV.1})$$

avec : $l=1,\dots,M$; $i=1,\dots,n$ et $1 \leq l_i \leq m_i$

Chaque règle floue R_l corresponde à une combinaison des $(F_1^{l1} \dots F_i^{li} \dots F_n^{ln})$ ensembles flous. En effet, la base de connaissances comporte toutes les combinaisons possibles des ensembles flous des variables d'entrée.

En générale $f_l(x)$ est une fonction polynomiale en fonction des variables d'entrées, mais peut être aussi une fonction arbitraire tant qu'elle puisse décrire convenablement le comportement du système étudié. Si $f_l(x)$ est une fonction linéaire :

$$f_l(x) = a_0^l + a_1^l x_1 + \dots + a_n^l x_n \quad (\text{IV.2})$$

Alors on a affaire à un système flou de Takagi-Sugeno d'ordre un. Si par contre, la fonction $f_l(x)$ est un polynôme d'ordre zéro :

$$f_l(x) = a_0^l$$

On a donc un système flou de Takagi-Sugeno d'ordre zéro.

A partir de l'ensemble des règles précédentes, l'expression de la sortie finale est donnée par la relation suivante [Leu-96], [Jan-95], [Kos-92] :

$$y = \frac{\sum_{l=1}^M \mu_l y_l}{\sum_{l=1}^M \mu_l} \quad (\text{IV.3})$$

Avec :

$$\mu_l = \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^{li}}(x_i), 1 \leq l \leq M \quad (\text{IV.4})$$

Lequel représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_l .

Étant donné que chaque règle possède une conclusion numérique, la sortie totale du système flou est obtenue par le calcul d'une moyenne pondérée, et de cette manière, le temps consommé par la procédure de défuzzification est évité.

En introduisant la notion de fonctions floues de base [Wan-94], la sortie (IV.3) peut être écrite sous la forme :

$$y = w^T(x)\theta \tag{IV.5}$$

avec θ est un vecteur constitué des paramètres de la partie conclusion des règles floues et $w(x)$ est un vecteur des fonctions floues de base.

Les fonctions d'appartenance qui caractérisent les ensembles flous sont choisies, dans notre travail, des fonctions Gaussiennes.

IV.2 : ARCHITECTURE DU REGULATEUR FLOUS DE TAKAGI-SUGENO

Il existe plusieurs approches pour réaliser un système d'inférence floue. Chaque approche a son image dans la représentation par des réseaux du type Takagi-Sugeno. Dans ce travail, nous nous intéressons au système flou du type Takagi-Sugeno ayant deux entrées et une sortie.

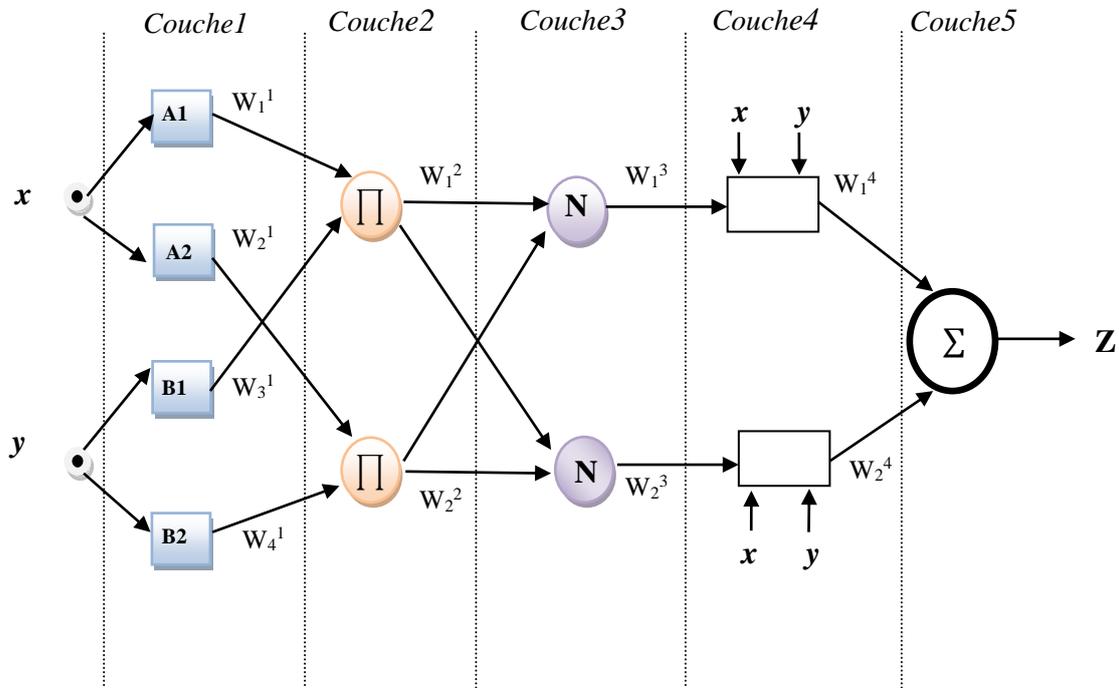


Figure IV. 1 : réseau du modèle flou de Takagi-Sugeno

Couche1 : Chaque nœud de cette couche possède des paramètres ajustables. La fonction du nœud est identique à la fonction d'appartenance d'un ensemble flou de l'univers de discours des entrées.

$$\begin{aligned} w_i^1 &= \mu_{A_i}(x) && \text{pour } i = 1,2 \\ w_i^1 &= \mu_{B_{i-2}}(y) && \text{pour } i = 3,4 \end{aligned} \quad (\text{IV.6})$$

Où x et y sont les entrées du nœud i et A_i et B_{i-2} sont les ensembles flous associés à ce nœud. Les sorties de cette couche sont les valeurs des fonctions d'appartenance de la prémisse. Les fonctions d'appartenance $\mu_{A_i}(x)$ et $\mu_{B_{i-2}}(y)$ peuvent être choisies comme étant des fonctions à paramètres ajustables.

Couche2 : les nœuds de cette couche sont fixes. La sortie de chaque nœud est donnée par la relation suivante :

$$w_i^2 = \mu_{A_i}(x) \mu_{B_i}(y) \quad \text{pour } i = 1,2 \quad (\text{IV.7})$$

Donc la sortie de chaque nœud de cette couche réalise le « et » de chaque règle.

Couche3 : les nœuds de cette couche sont fixes. La sortie de chaque nœud est donnée par la relation suivante :

$$w_i^3 = \frac{w_i^2}{w_1^2 + w_2^2} \quad \text{pour } i = 1,2 \quad (\text{IV.8})$$

Couche4 : les nœuds de cette couche sont ajustables. La sortie est donnée par la relation suivante :

$$w_i^4 = w_i^3 (P_i x + q_i y + r_i) \quad \text{pour } i = 1,2 \quad (\text{IV.9})$$

Où $\{p_i, q_i, r_i\}$ est l'ensemble des paramètres associés aux conséquences.

Couche5 : le nœud de cette couche réalise une fonction fixe qui effectue la somme des signaux entrants. La sortie de ce nœud est donnée par la relation suivante :

$$w_i^5 = \sum_{i=1}^2 w_i^4 = \frac{\sum_{i=1}^2 w_i^3}{\sum_{i=1}^2 w_i^3} (P_i x + q_i y + r_i) \quad (\text{IV.10})$$

IV. 3 : PRESENTATION DE LA METHODE DE SUGENO AVEC 3 ENTREES [Ben-10], [Ben-13]

Le contrôleur neuroflou du type Sugeno que nous avons simulé est donné dans la figure suivante :

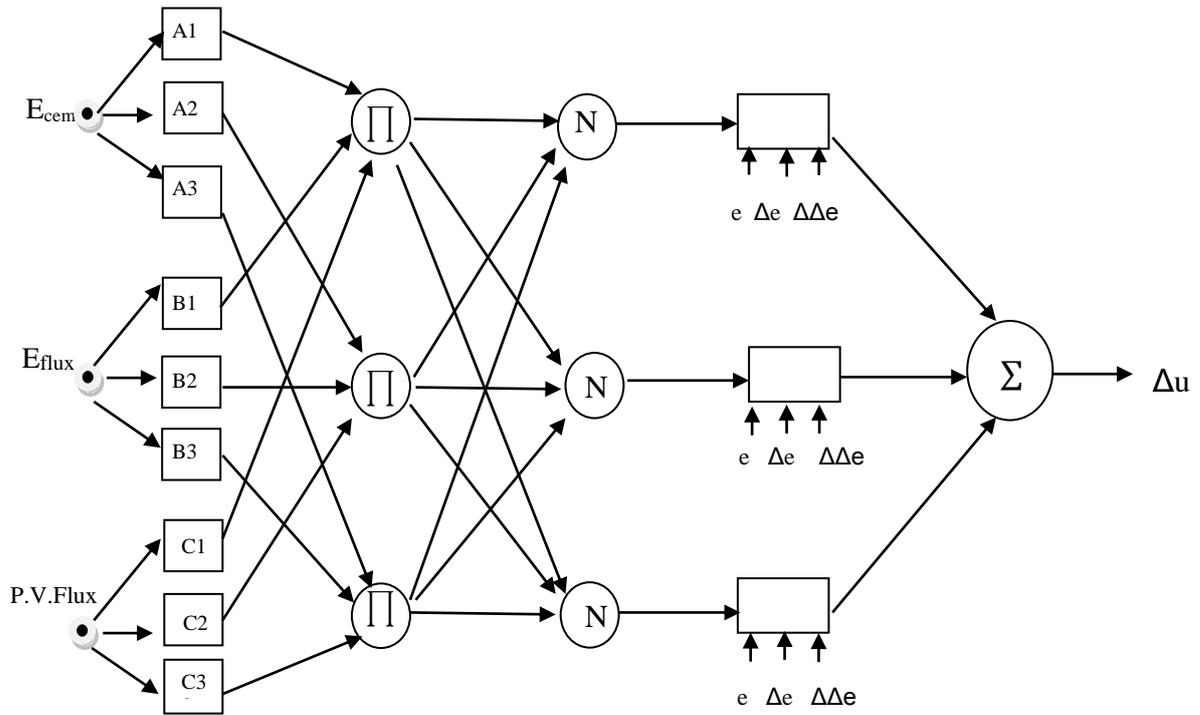


Figure IV. 2 : réseau du modèle flou de Sugeno avec 3entrées

Dans ce cas les conséquences des règles sont des fonctions numériques, qui dépendent des valeurs actuelles des variables d'entrée. Et chaque règle dans ce cas possède une conclusion numérique, la sortie totale du contrôleur neuroflou est obtenue par le calcul d'une moyenne pondérée, et de cette manière le temps consommé par la procédure de défuzzification sera réduit.

Notons selon la Figure (IV.2) par e , Δe et $\Delta\Delta e$ les entrées du contrôleur neuroflou, et par Δu sa sortie. La base des règles du contrôleur neuroflou comporte : $M = m_1 \times m_2 \times m_3$ règles neurofloues de la forme :

$$R_l : \text{Si } e \text{ est } F_e \text{ et } \Delta e \text{ est } F_{\Delta e} \text{ et } \Delta\Delta e \text{ est } F_{\Delta\Delta e} \text{ alors } \Delta u = f_l[e, \Delta e, \Delta\Delta e]$$

$$\Delta u = p_l e + q_l \Delta e + r_l \Delta\Delta e + z_l \tag{IV.11}$$

Avec: $l = 1, 2, \dots, M$.

Où m_1 , m_2 et m_3 sont les nombres d'ensembles flou associés respectivement à : e , Δe et $\Delta \Delta e$. Ainsi, la sortie du contrôleur neuroflou est donnée par la relation suivante :

$$\Delta u = \frac{\sum_{l=1}^M \alpha_l f_l}{\sum_{l=1}^M \alpha_l} \quad (\text{IV.12})$$

Où α_l représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_l , il est donné par :

$$\alpha_l = \mu_{F_e} \mu_{F_{\Delta e}} \mu_{F_{\Delta \Delta e}} \quad (\text{IV.13})$$

Dans notre cas et pour la méthode de Sugeno, les variables d'entrée e , Δe et $\Delta \Delta e$ sont caractérisées par des ensembles neuroflous du type Gaussien défini par la relation :

$$\mu(x) = \exp[-0.5(v_i(x - c_i))^2] \quad (\text{IV.14})$$

Où c_i est la moyenne et v_i est l'inverse de la variance. Le problème c'est de déterminer d'abord les paramètres : p_i , q_i , r_i et z_i .

IV. 4 : DETERMINATION DES PARAMETRES DU REGULATEUR DE SUGENO PAR APPRENTISSAGE

La détermination des paramètres d'un contrôleur neuroflou de Sugeno constitue la phase la plus difficile dans la conception, compte tenu du nombre important de paramètres à déterminer (paramètres des prémisses et des conséquences).

Les méthodes d'apprentissage, appliquées surtout dans le domaine des réseaux de neurones, sont développées de plus en plus pour l'approximation d'une application entrée sortie en fonction d'un critère d'apprentissage. Pour notre cas nous utilisons un algorithme d'apprentissage basé sur le Filtre de Kalman Etendu lequel est couramment utilisé pour estimer les paramètres des réseaux de neurones. Considérons un régulateur neuroflou de Sugeno caractérisé par un vecteur de paramètres θ

Soit un ensemble de donnée entrée-sortie $(x(k), d(k))$. Notre objectif est de trouver les vecteurs θ pour que la sortie du régulateur neuroflou approche le mieux possible la sortie désirée $d(k)$, c'est à dire pour avoir : $\Delta u[x(k), \theta] = d(k)$.

L'approche du filtre de Kalman étendu consiste à linéariser à tout instant la sortie Δu autour du vecteur estimé $\hat{\theta}$. Ceci revient à écrire :

$$\begin{aligned} d(k) &= \Delta u[x(k); \hat{\theta}(k-1)] + \Psi^T(k)[\theta - \hat{\theta}(k-1)] \\ \Psi(k) &= \frac{\partial \Delta u[x(k); \theta]}{\partial \theta} / \hat{\theta}(k-1) \end{aligned} \quad (\text{IV.15})$$

La forme bien connue de la relation (IV.15) est :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + p(k)\Psi(k)e(k) \\ e(k) &= d(k) - \Delta u[x(k); \hat{\theta}(k-1)] \end{aligned} \quad (\text{IV.16})$$

Où $p(k)$ est le gain de l'algorithme d'estimation. Dans la méthode du gradient modifié, le gain $p(k)$ est choisi comme une variable. Il est donné par la relation suivante :

$$p(k) = \frac{\alpha_1}{\alpha_2 + \Psi^T(k)\Psi(k)}; \alpha_1 > 0, \alpha_2 > 0 \quad (\text{IV.17})$$

Nous remarquons bien que cette méthode nécessite le calcul du gradient $\Psi = \frac{\partial \Delta u}{\partial \theta}$ en effet, ce gradient est calculé par la méthode de la rétropropagation utilisée dans les réseaux de neurones artificiels.

Pour notre cas, le vecteur des paramètres est comme suit :

$$\theta = [c \ v \ p \ q \ r \ z]^T \quad (\text{IV.18})$$

par conséquent nous avons :

$$\frac{\partial \Delta u}{\partial \theta} = \left[\frac{\partial \Delta u}{\partial c} \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial v} \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial p} \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial q} \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial r} \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial z} \right]^T, \tag{IV.19}$$

Où :

$$\frac{\partial \Delta u}{\Delta c_i} = \frac{v_i^2 (x_i - c_i) \sum_{k \in I} \alpha_k (f_k - \Delta u)}{\sum_{l=1}^M \alpha_l} \tag{IV.20}$$

$$\frac{\partial \Delta u}{\Delta v_i} = \frac{v_i (x_i - c_i)^2 \sum_{k \in I} \alpha_k (f_k - \Delta u)}{\sum_{l=1}^M \alpha_l} \tag{IV.21}$$

(IV.22)

$$\frac{\partial \Delta u}{\Delta p_i} = \frac{\alpha_i e}{\sum_{l=1}^M \alpha_l}, \quad \frac{\partial \Delta u}{\Delta q_i} = \frac{\alpha_i \Delta e}{\sum_{l=1}^M \alpha_l}, \quad \frac{\partial \Delta u}{\Delta r_i} = \frac{\alpha_i \Delta \Delta e}{\sum_{l=1}^M \alpha_l}, \quad \frac{\partial \Delta u}{\Delta z_i} = \frac{\alpha_i}{\sum_{l=1}^M \alpha_l}$$

Avec $x_i \in \{e, \Delta e, \Delta \Delta e\}$ et I représente l'ensemble des indices des règles floues dont lesquelles apparaît le paramètre c_i ou le paramètre v_i .

Dans notre cas, les données entrée-sortie sont obtenues en synthétisant un régulateur neuroflou, tout en exploitant la méthode de Mamdani dont les variables linguistiques d'entrées $e, \Delta e, \Delta \Delta e$ et la variable de sortie Δu sont décrites respectivement sur la figure IV.3 et figure IV.4.

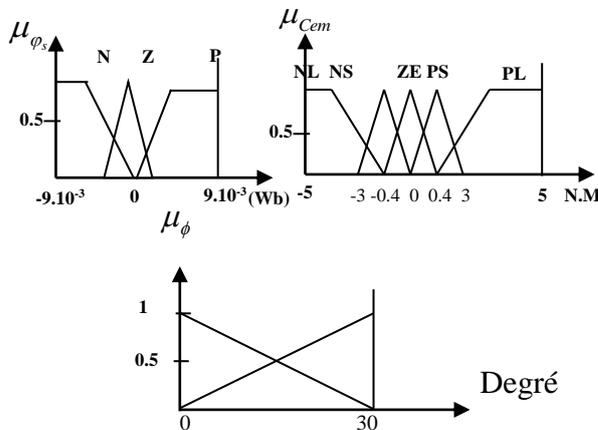


Figure IV.3 : Distribution des fonctions d'appartenance des variables d'entrées floues.

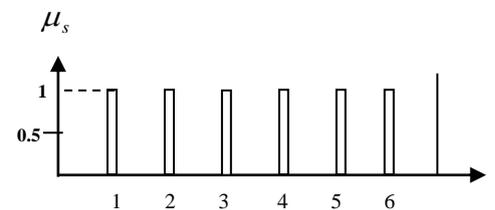


Figure IV. 4. Fonctions d'appartenance de variables de sorties floues.

IV. 5 : REGLES FLOUES DE L'ALGORITHME DE COMMANDE

Pour la méthode de Sugeno, les variables d'entrées $e, \Delta e, \Delta \Delta e$ sont caractérisées par trois ensembles flous du type Gaussien : NG, EZ et PG.

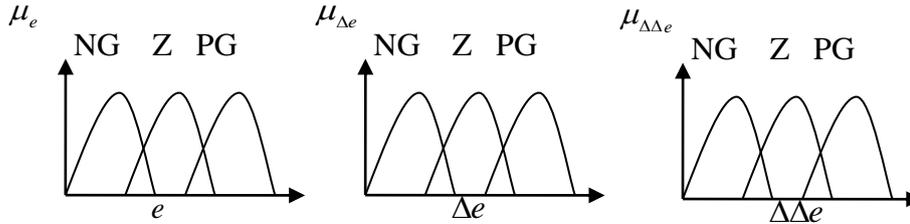


Figure IV. 5 : Distribution des fonctions d'appartenances des variables d'entrées floues.

Les règles floues, servant à induire la commande pour le cas du régulateur neuroflou de Sugeno, sont groupées comme suit :

- If e is NG and Δe is NG and $\Delta \Delta e$ is NG THEN Δu is f_1
- If e is NG and Δe is NG and $\Delta \Delta e$ is Z THEN Δu is f_2
- If e is NG and Δe is NG and $\Delta \Delta e$ is PG THEN Δu is f_3
- If e is NG and Δe is Z and $\Delta \Delta e$ is NG THEN Δu is f_4
- If e is NG and Δe is Z and $\Delta \Delta e$ is Z THEN Δu is f_5
- If e is NG and Δe is Z and $\Delta \Delta e$ is PG THEN Δu is f_6
- If e is NG and Δe is PG and $\Delta \Delta e$ is NG THEN Δu is f_7
- If e is NG and Δe is PG and $\Delta \Delta e$ is Z THEN Δu is f_8
- If e is NG and Δe is PG and $\Delta \Delta e$ is PG THEN Δu is f_9
- If e is Z and Δe is NG and $\Delta \Delta e$ is NG THEN Δu is f_{10}
- If e is Z and Δe is NG and $\Delta \Delta e$ is Z THEN Δu is f_{11}
- If e is Z and Δe is NG and $\Delta \Delta e$ is PG THEN Δu is f_{12}
- If e is Z and Δe is Z and $\Delta \Delta e$ is NG THEN Δu is f_{13}
- If e is Z and Δe is Z and $\Delta \Delta e$ is Z THEN Δu is f_{14}
- If e is Z and Δe is Z and $\Delta \Delta e$ is PG THEN Δu is f_{15}
- If e is Z and Δe is PG and $\Delta \Delta e$ is NG THEN Δu is f_{16}
- If e is Z and Δe is PG and $\Delta \Delta e$ is Z THEN Δu is f_{17}

- If e is Z and Δe is PG and $\Delta \Delta e$ is PG THEN Δu is f_{18}
- If e is PG and Δe is NG and $\Delta \Delta e$ is NG THEN Δu is f_{19}
- If e is PG and Δe is NG and $\Delta \Delta e$ is Z THEN Δu is f_{20}
- If e is PG and Δe is NG and $\Delta \Delta e$ is PG THEN Δu is f_{21}
- If e is PG and Δe is Z and $\Delta \Delta e$ is NG THEN Δu is f_{22}
- If e is PG and Δe is Z and $\Delta \Delta e$ is Z THEN Δu is f_{23}
- If e is PG and Δe is Z and $\Delta \Delta e$ is PG THEN Δu is f_{24}
- If e is PG and Δe is PG and $\Delta \Delta e$ is NG THEN Δu is f_{25}
- If e is PG and Δe is PG and $\Delta \Delta e$ is Z THEN Δu is f_{26}
- If e is PG and Δe is PG and $\Delta \Delta e$ is PG THEN Δu is f_{27}

L'apprentissage est effectué pour le contrôle du couple électromagnétique ainsi que pour le contrôle la vitesse. Les paramètres du gain d'adaptation sont fixés comme suit :

$$\alpha_1 = 0.8, \quad \alpha_2 = 1. \quad (\text{IV.23})$$

Les paramètres des : prémisses et conséquences sont regroupés dans le tableau2 suivant :

Tableau IV. 1 : Valeurs des conséquences

	p	q	r	z
f_1	-0.001787	$-8.62 \cdot 10^{-5}$	0.0005546	0.0009657
f_2	-0.0001574	$-7.894 \cdot 10^{-6}$	0.0007904	0.0001191
f_3	$-4.157 \cdot 10^{-5}$	$-4.286 \cdot 10^{-6}$	0.002469	8.91e-005
f_4	-0.739	-0.05672	0.149	3.921
f_5	0.5889	-0.02495	0.2139	0.3412
f_6	0.01215	-0.009218	0.1277	-0.02831
f_7	-0.4112	0.01933	0.6928	2.881
f_8	-0.215	0.02486	0.268	0.03967
f_9	-0.01169	0.01212	0.1612	0.01257
f_{10}	-0.0001059	$-7.292 \cdot 10^{-6}$	0.0001513	0.000111
f_{11}	$-9.837 \cdot 10^{-6}$	$-1.218 \cdot 10^{-6}$	0.0004298	$3.403 \cdot 10^{-5}$
f_{12}	$-6.92 \cdot 10^{-6}$	$-2.245 \cdot 10^{-6}$	0.001392	$5.019 \cdot 10^{-5}$
f_{13}	-0.9648	-0.1822	0.2086	3.159
f_{14}	-0.3653	-0.1021	0.1006	0.9569
f_{15}	0.1277	$9.767 \cdot 10^{-5}$	0.07375	-0.2289
f_{16}	0.1187	-0.03402	-0.03536	0.5158
f_{17}	0.1603	-0.0358	0.003331	0.496
f_{18}	-0.2666	-0.05353	0.03755	-0.0825
f_{19}	$9.041 \cdot 10^{-7}$	$-1.105 \cdot 10^{-8}$	$1.19 \cdot 10^{-6}$	$4.109 \cdot 10^{-7}$
f_{20}	$1.644 \cdot 10^{-6}$	$-6.729 \cdot 10^{-9}$	$5.699 \cdot 10^{-6}$	$4.074 \cdot 10^{-7}$
f_{21}	$3.106 \cdot 10^{-7}$	$-7.119 \cdot 10^{-9}$	$5.613 \cdot 10^{-6}$	$2.154 \cdot 10^{-7}$
f_{22}	0.406	-0.002124	0.1018	0.1133
f_{23}	0.1034	-0.0006938	0.08979	0.01391
f_{24}	0.02006	$3.082 \cdot 10^{-5}$	0.06282	0.002271
f_{25}	0.2008	-0.000487	-0.05291	0.0424
f_{26}	0.04644	-0.0004289	0.05497	0.001026
f_{27}	0.01833	-0.0001224	0.09209	0.003566

Tableau IV. 2 : Valeurs des prémisses

	e		
	NG	Z	PG
c	-2.152	2.403	6.785
v	0.2337	0.2652	0.6746

	Δe		
	NG	Z	PG
c	-0.1066	-0.01417	0.008298
v	0.001325	0.012	0.01495

	$\Delta \Delta e$		
	NG	Z	PG
c	-0.2462	14.53	29.76
v	6.608	6.102	6.604

IV. 6 : RESULTATS DE SIMULATION

Pour tester l'efficacité de l'algorithme d'apprentissage, nous avons procédé à la simulation numérique de l'ensemble commande onduleur machine. La figure (IV.6), donne les réponses du système lors du démarrage pour une consigne de vitesse de 1500 tr/min avec couple de charge nominal de 3.5N.m. Les résultats présentés dans cette figure montrent le comportement dynamique de la machine pour ce deuxième type de régulateur (Neuroflou), les réponses sont presque identiques que celles présentées par le régulateur type Mamdani et on remarque nettement la diminution des fluctuations du couple électromagnétique.

En effet, au démarrage jusqu'à $t=1$ sec nous appliquons un couple de charge nominale de 3.5N.m. on remarque nettement que la vitesse de rotation de la machine suit parfaitement sa référence, le courant statorique i_s est bien sinusoïdal entre ($t=0.44$ sec et $t=0.5$ sec). La position du vecteur flux statorique qui varie uniquement entre $[0, \frac{\pi}{6}]$, et on remarque aussi que le flux selon l'axe α « phisalpha » est bien sinusoïdal.

Au démarrage la consigne de la vitesse nominale est de 1500tr/min et à $t = 1\text{sec}$ nous avons inversé cette consigne à -1500tr/min tout en gardant le couple à sa valeur nominale -3.5N.m Nous remarquons nettement l'efficacité de l'algorithme d'apprentissage proposé

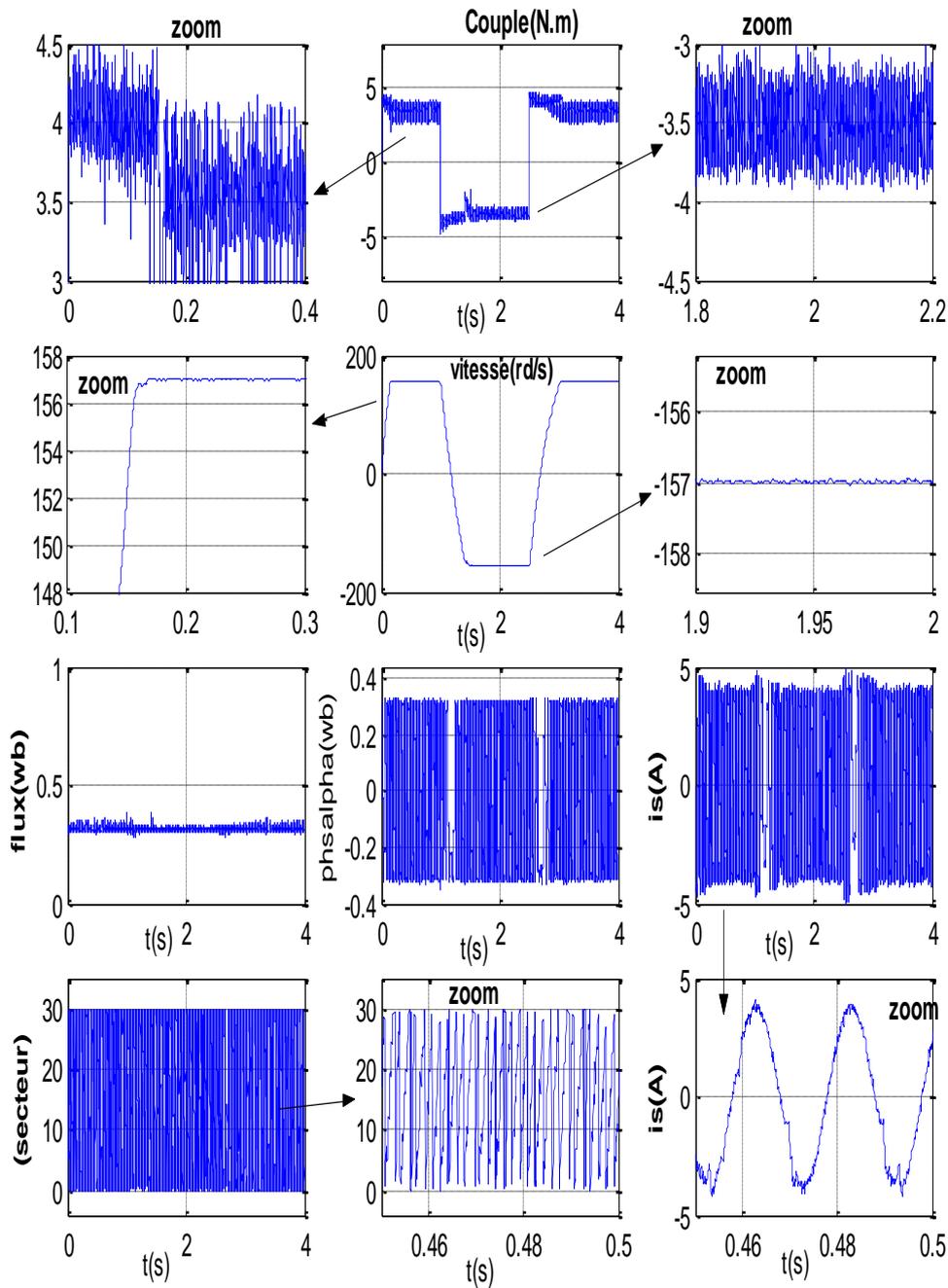


Figure IV. 6 réponses des différentes grandeurs de sortie

IV-7 : ESTIMATIONS DE LA RESISTANCE STATORIQUE

Comme déjà vu, le principe de la commande directe du couple est basé sur l'estimation du : couple électromagnétique et du flux statorique de la machine à travers les deux grandeurs qu'on peut mesurer ' tension et courant', la résistance statorique est le seul paramètre de la machine utilisé dans cette estimation.

Pour obtenir des systèmes performants, et de remédier à ce problème de la variation de la résistance statorique, plusieurs méthodes de corrections et d'identifications ont été proposées. En effet, nous avons développé deux estimateurs intelligents de la R_s : flou et un autre correcteur neuroflou qui sera développé en dernier [Ben-15] [Ham-14].

On propose d'illustrer l'effet de cette variation sur les performances de la DTC, on présente sur la figure (IV.7) un bloc d'estimation intelligent qui compense chaque variation de la résistance statorique en utilisant un estimateur basé sur la logique floue.

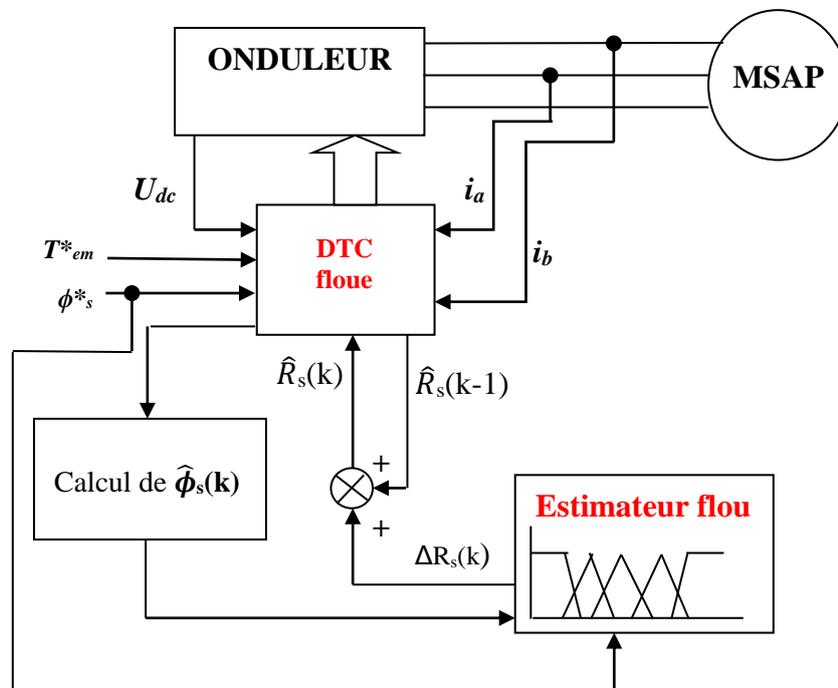


Figure IV.7 : Bloc DTC avec une estimation floue de R_s

IV-8 : PRINCIPE DE LA VARIATION DE R_s

L'utilisation de la résistance statorique limite les performances de la commande DTC pour estimer correctement le couple et le flux statorique, de plus, la variation de la résistance statorique due au changement de la température rend le contrôle de la machine difficile à basses vitesses, et les équations seront donc déséquilibrées pour toute variation de la résistance statorique.

En absence d'une variation de la résistance statorique R_s , l'amplitude de flux statorique estimée est donnée par la relation suivante :

$$\hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2}$$

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (IV.24)$$

D'autre part le couple électromagnétique estimé est exprimé par :

$$\hat{T}_{em} = \frac{3}{2} p (\hat{\phi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (IV.25)$$

On propose dans ce chapitre un estimateur, de cette résistance, basé sur la logique floue type Mamdani, forme triangulaire, avec seulement cinq classes.

IV.9 : RESULTATS DE SIMULATIONS

On présente dans la figure (IV. 8) l'évolution du couple sans compensation pour la variation de R_s .

- Dans le premier cas de 0 à 0.5s la valeur de la Résistance Statorique est égale à sa valeur nominale $R_s = 1.5\Omega$ puis elle commence à augmenter durant 0.5s de R_s nominale à 2^*R_s elle reste constante à cette dernière valeur durant 1s.
- Dans le deuxième cas, la valeur de R_s décroît durant 1s pour retrouver une valeur inférieure à sa valeur nominale $R_s = 0.75\Omega$. ie $R_s/2$
- Enfin, dans le troisième cas de 4 à 4.5s R_s va croître de 0.75Ω à R_s nominale et elle le restera jusqu'à 6s.

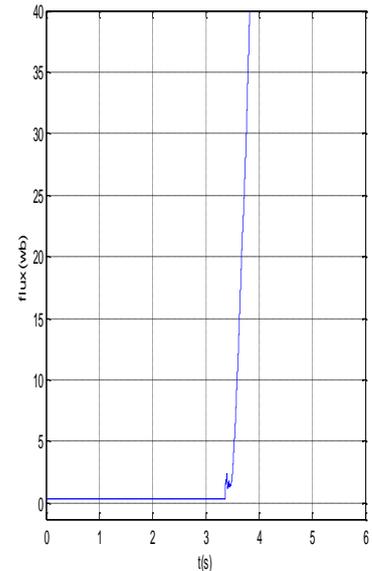
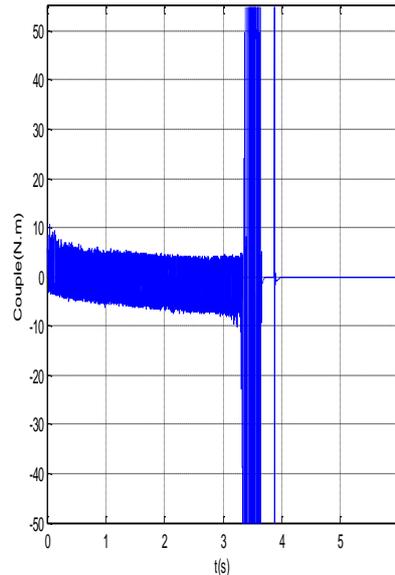
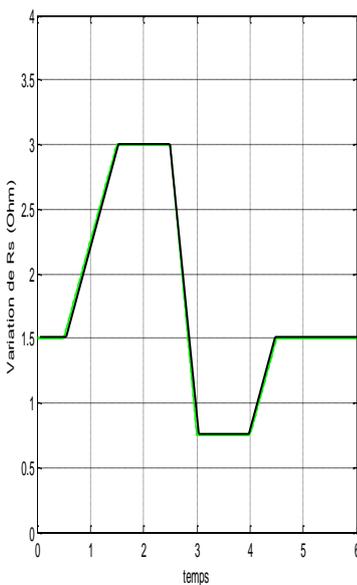


Figure IV. 8 : Evolution du couple et du flux sans compensation de la variation de la résistance statorique.

D’après cette figure on remarque que le couple et le flux sont complètement perturbés et le système sera donc instable. On propose alors, dans ce qui suit un estimateur basé sur la logique floue.

IV.10 : ESTIMATEUR BASE SUR LA LOGIQUE FLOUE

Cet estimateur est utilisé pour corriger la valeur de la résistance conçue à partir des principes de la logique floue type Mamdani, et permet d’aboutir à une bonne estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. On peut alors utiliser, le module du flux statorique obtenu par reconstitution et intégration comme grandeur estimée. On aura :

$$\hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \tag{IV.26}$$

Et on a aussi l’équation du couple électromagnétique estimé :

$$\hat{T}_{em} = \frac{3}{2}p(\hat{\phi}_{s\alpha}i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta}i_{s\alpha}) \tag{IV.27}$$

L’erreur du flux statorique et la variation de l’erreur du flux sont utilisées comme variables floues d’entrée pour cet estimateur qui sont définies par :

$$e(k) = \phi_s^*(k) - \hat{\phi}_s(k) \tag{IV.28}$$

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

On peut utiliser aussi le module du courant estimé comme grandeur de référence au lieu de module de flux statorique. Les deux variables d’entrées, $e(k)$ et $\Delta e(k)$ et la variable de sortie ΔR_s . Les univers de discours et les fonctions d’appartenance de ces trois variables sont représentés sur la figure (IV.9)

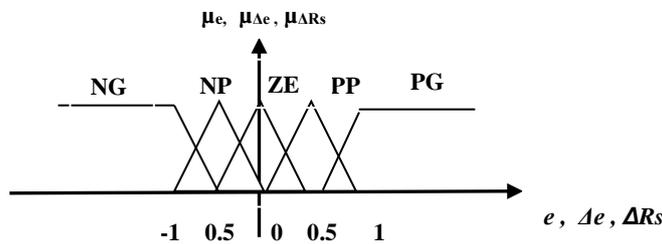


Figure IV.9. Fuzzification des variables linguistiques floues de l’estimateur de R_s

Les valeurs des univers de discours sont choisies pour la machine électrique étudiée avec des valeurs du flux de référence et du couple de référence respectivement de 0.314Wb et de 3.5Nm. Le

contrôle réalisé est décrit par un ensemble de règles avec les variables d'entrées e , Δe et la variable de sortie ΔR_s . La $i^{ième}$ règle (R_i) s'écrit comme suit :

$$R_i : \text{si } e \text{ est } A_i \text{ et } \Delta e \text{ est } B_i \text{ alors } \Delta R_s \text{ est } C_i$$

Où : A_i , B_i et C_i sont respectivement les ensembles flous de e , Δe et ΔR_s dont les fonctions d'appartenance sont représentés sur la figure (VI.9). L'estimateur flou est de type Mamdani. On utilise la méthode d'inférence min-max et la méthode de centre de gravité pour la défuzzification, alors la relation devient :

$$\Delta R_s = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} y_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} S_i} \tag{IV.29}$$

Où μ_{ci} est le coefficient de modification à appliquer au $i^{ième}$ sous ensemble de la sortie ΔR_s , il représente le degré de vérité de la prémisse de la $i^{ième}$ règle et y_{Gi} et S_i sont respectivement, l'abscisse du centre de gravité et la surface du sous-ensemble i de la variable de la sortie. Les vingt-cinq règles d'inférences sont représentées comme suit :

Tableau IV.3 : règles floues de l'estimateur ΔR_s

$e \backslash \Delta e$	NG	NP	Z	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NP	Z
PP	NG	NG	NP	Z	PP
Z	NG	NP	Z	PP	PG
PP	NP	Z	PP	PG	PG
PG	Z	PP	PG	PG	PG

En effet, si la résistance statorique subit une augmentation pour une tension et un courant statorique donnés, le flux statorique réel du moteur diminue. Par conséquent, on doit ajuster le flux statorique et l'obliger à poursuivre le flux statorique de référence de la machine. Pour cela on fait croître la résistance estimée. Donc, on doit augmenter R_s pour une diminution de ϕ_s par rapport à ϕ_s^* , et vice versa.

IV.11 : RESULTATS DE SIMULATION

Pour valider cet estimateur flou type Mamdani que nous avons proposé dans ce chapitre et dans le but d'obtenir une commande performante, on présente les résultats de simulation obtenus de la

commande DTC associée à cet estimateur. En effet, pour un couple de référence 3.5N.m et pour un flux de référence de 0.314Wb comme le montre la figure (IV.10), on remarque bien que l'estimateur flou compense bien la variation paramétrique de R_s de la MSAP.

Par conséquent, cette variation est bien compensée par l'estimateur flou, et le système est bien rétabli par élimination de l'erreur des estimations : flux statorique et couple électromagnétique de la machine.

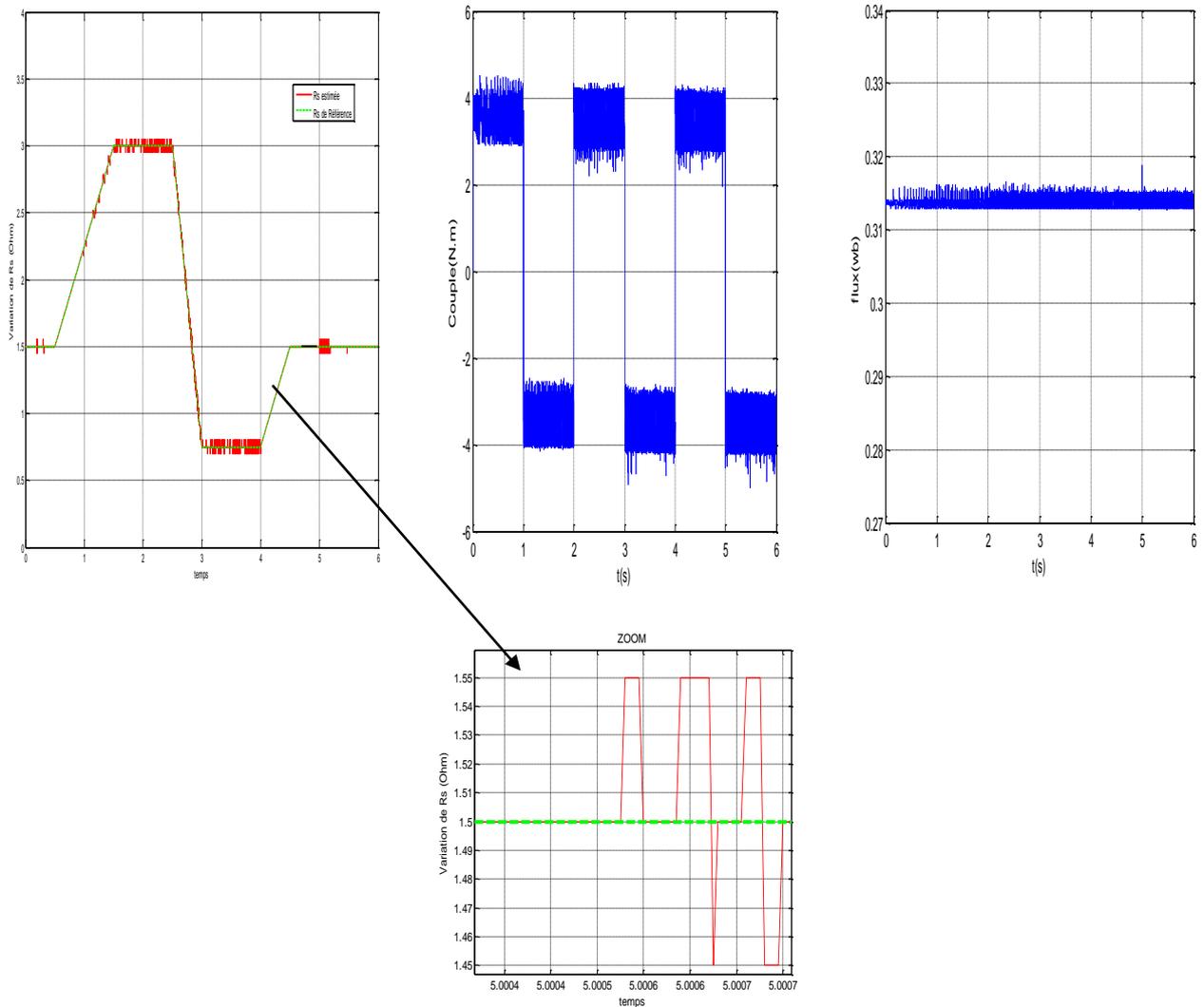


Figure IV.10 : Evolution du couple et de flux avec compensation de la variation de la résistance statorique (Régulateur flou)

IV.12 : REGLAGE DE LA VITESSE AVEC ESTIMATION FLOUE DE LA RESISTANCE STATORIQUE R_s

Pour pouvoir évaluer l'efficacité de l'estimateur flou de la résistance statorique R_s , nous avons procédé à la simulation numérique, en se basant sur le schéma de la figure (III.16) lors du réglage de la vitesse.

En effet, sur la figure (IV.11), nous montrons les résultats d'une simulation concernant le réglage de la vitesse avec inversion de sens à 3s ce réglage est effectué tout en gardant le couple de charge à sa valeur nominale de 3.5N.m

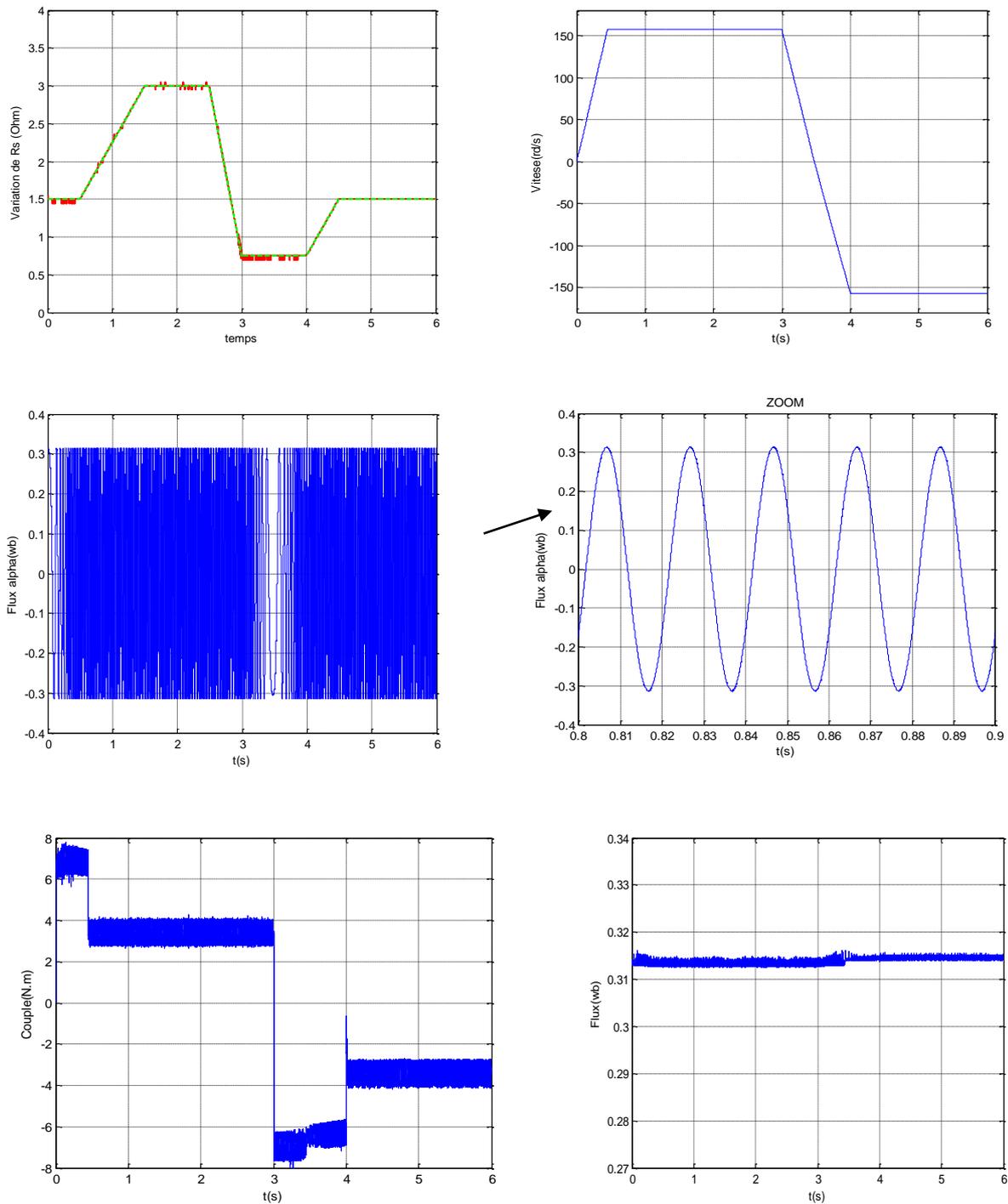


Figure IV.11 : Comportement dynamique de la MSAP avec estimation floue de la résistance statorique R_s lors d'une inversion de sens de marche.

IV.13 : REGLAGE DE LA POSITION AVEC ESTIMATION FLOUE DE LA RESISTANCE STATORIQUE R_s

De même, on procède au réglage de l'inversion de la position, le comportement dynamique de la MSAP qui est donné dans la figure (IV.12) montre des performances très satisfaisantes,

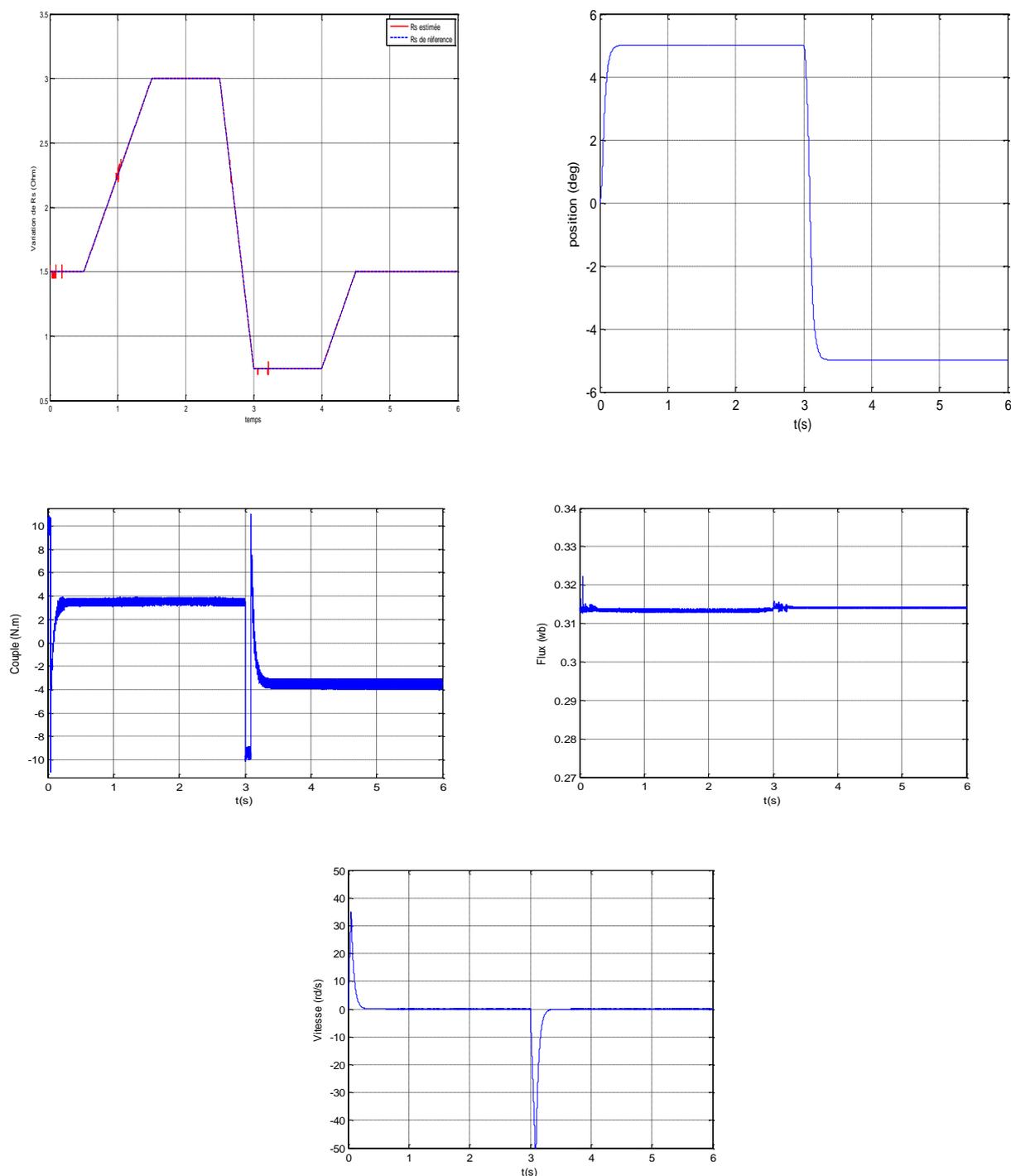


Figure IV.12 : Comportement dynamique de la MSAP avec estimation floue de la résistance statorique R_s lors de l'inversion de la position.

IV. 14 : REGLAGE EN BASSE VITESSE

Dans le but de tester la robustesse de cette variation de la résistance statorique R_s , la figure (IV.13) montre une simulation numérique d'un démarrage en basse vitesse. En effet, sur un intervalle de [0 à 6s] la vitesse suit bien ses références (10rd/s, 20rd/s et 50rd/s) puis (-10rd/s, -20rd/s et -50rd/s) Durant cet intervalle de temps, on remarque que le flux et couple électromagnétique suivent aussi leurs références mais avec des ondulations remarquables, puis ces ondulations diminuent quand la machine atteint sa vitesse nominale 157rd/s à $t=8s$.

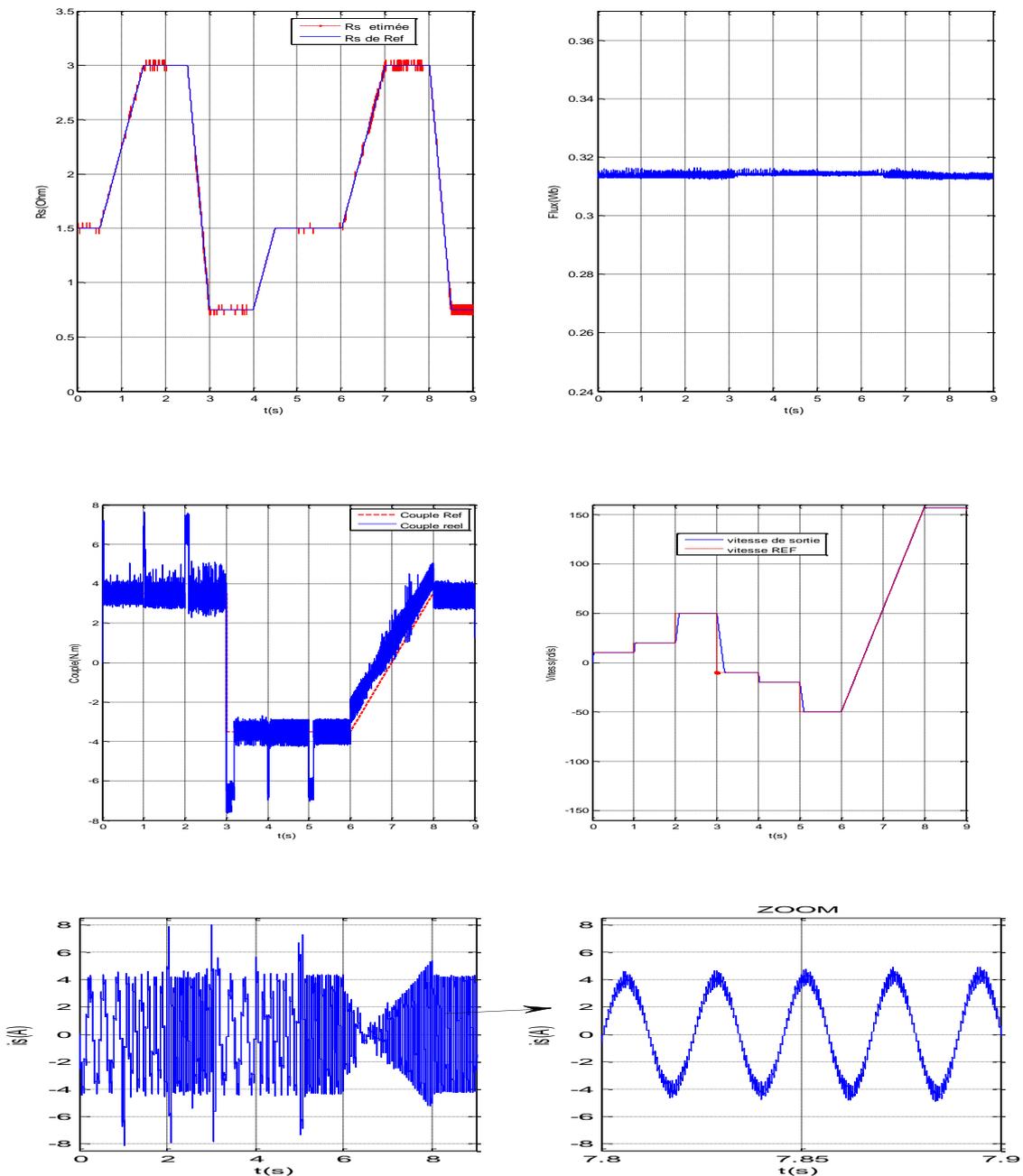


Figure IV.13 : Comportement dynamique de la MSAP avec estimation floue de la résistance statorique R_s lors d'un démarrage en basse vitesse.

IV.15 : ESTIMATEUR NEURO-FLOU DE LA RESISTANCE STATORIQUE

On propose dans cette partie un estimateur de la résistance statorique basé sur la technique neuro-floue type Sugeno. Le but est de synthétiser un régulateur neuroflou de Sugeno à deux ensembles flous de types Gaussien pour chacun des : flux et l'erreur flux statorique et dont les conséquences des règles sont des polynômes d'ordre un. Ce régulateur neuroflou est donc déduit en recopiant les données d'entrées sorties fournies par un régulateur flou de Mamdani à 25 règles floues où les fonctions d'appartenances sont du types triangulaires.

L'algorithme d'apprentissage, pour la méthode de copie, se base sur l'approche du filtre de Kalman étendu.

On procède de la même manière c'est-à-dire que la sortie du régulateur est écrite toujours sous la forme : $y = w^T(x)\theta$

avec θ est un vecteur constitué des paramètres de la partie conclusion des règles floues et $w(x)$ est un vecteur des fonctions floues de base.

Les fonctions d'appartenance qui caractérisent les ensembles flous sont des fonctions Gaussiennes. L'architecture du régulateur flou de Takagi-Sugeno reste la même que celle donnée en (§IV.2)

IV. 15. 1 : Présentation de la méthode de Sugeno pour l'estimateur avec 2 entrées :

L'estimateur neuroflou du type Sugeno que nous avons simulé est donné dans la figure suivante :

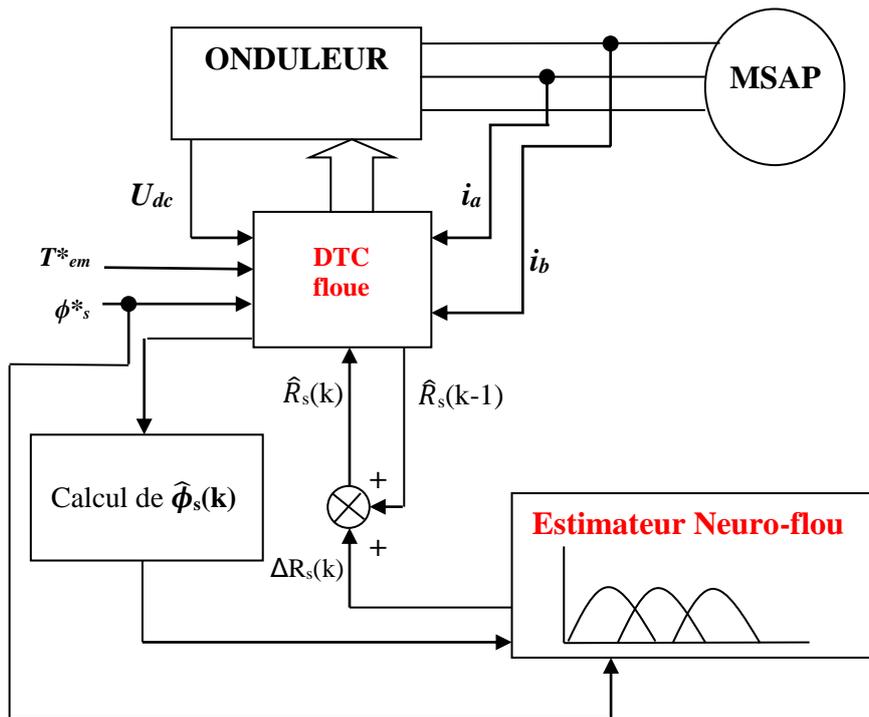


Figure IV.14 : réseau du modèle flou de Sugeno avec 2 entrées

Notons selon la Figure (IV.14) par: e , Δe les entrées du contrôleur neuroflou, et par Δu sa sortie. La base des règles du contrôleur neuroflou comporte : $M = m_1 \times m_2$ règles neurofloues de la forme :

$$R_l : \text{Si } e \text{ est } F_e \text{ et } \Delta e \text{ est } F_{\Delta e} \text{ alors } \Delta u = f_l[e, \Delta e], \Delta u = p_l e + q_l \Delta e + z_l$$

Où m_1 , m_2 sont les nombres d'ensembles flou associés respectivement à : e , Δe . Ainsi, la sortie du contrôleur neuroflou est donnée par la relation suivante :

$$\Delta u = \frac{\sum_{l=1}^M \alpha_l f_l}{\sum_{l=1}^M \alpha_l} \quad (\text{IV.30})$$

Où α_l représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_l , il est donné par :

$$\alpha_l = \mu_{F_e} \mu_{F_{\Delta e}} \quad (\text{IV.31})$$

Dans notre cas et pour la méthode de Sugeno, les variables d'entrée e , Δe sont caractérisées par des ensembles neuroflous du type Gaussien défini par la relation :

$$\mu(x) = \exp[-0.5(v_i(x - c_i))^2] \quad (\text{IV.32})$$

Où c_i est la moyenne et v_i est l'inverse de la variance. Le problème c'est de déterminer d'abord les paramètres : p_l , q_l et z_l .

IV.16 : DETERMINATION DES PARAMETRES DE L'ESTIMATEUR DE SUGENO PAR APPRENTISSAGE

Pour notre cas nous utilisons un algorithme d'apprentissage basé sur le Filtre de Kalman Etendu pour déterminer les paramètres des prémisses et des conséquences. Lequel est couramment utilisé pour estimer les paramètres. Considérons un régulateur neuroflou de Sugeno caractérisé par un

vecteur de paramètres θ Soit un ensemble de donnée entrée-sortie Pour notre cas, le vecteur des paramètres est comme suit :

$$\theta = [c \ v \ p \ q \ z]^T$$

Par conséquent nous avons :

$$\frac{\partial \Delta u}{\partial \theta} = \left[\frac{\partial \Delta u}{\partial c} \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial v} \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial p} \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial q} \quad \frac{\partial \Delta u}{\partial z} \right]^T, \tag{IV.33}$$

Les paramètres des : prémisses et conséquences sont regroupés comme suit :

Tableau IV. 4 : Valeurs des conséquences

	p	q	z
f_1	7.309e-005	-0.006809	-0.000202
f_2	0.003078	-0.004691	-0.004896
f_3	0.0004957	-0.0001009	-0.001368
f_4	3.294e-005	-0.00301	-9.113e-005
f_5	0.001387	-0.002299	-0.003832
f_6	0.0002234	-0.0001773	-0.0006172
f_7	5.925e-008	4.003e-006	-1.592e-007
f_8	2.454e-006	-3.667e-006	-6.526e-006
f_9	3.956e-007	-2.02e-007	-1.052e-006

Tableau IV. 5 : Valeurs des prémisses

	e		
	NG	Z	PG
c	-0.4517	-0.2177	0.03135
v	0.09848	0.1171	0.1018

	Δe		
	NG	Z	PG
c	-2547	-3712	1804
v	923.8	923.8	923.8

IV.17: RESULTATS DE SIMULATION

Pour valider cet estimateur Neuro-Floue type Sugeno que nous avons proposé dans ce travail et dans le but d'obtenir une commande performante, on présente les résultats de simulation obtenus de la commande DTC floue associée à cet estimateur. En effet, pour un couple de référence 3.5N.m et pour un flux de référence de 0.314Wb comme le montre la figure(IV.15), on remarque bien que l'estimateur Neuro-Floue compense bien la variation paramétrique de R_s de la MSAP.

Par conséquent, cette variation est bien compensée par l'estimateur Neuro-Floue, et le système est bien rétablit par élimination de l'erreur des estimations : flux statorique et couple électromagnétique de la machine.

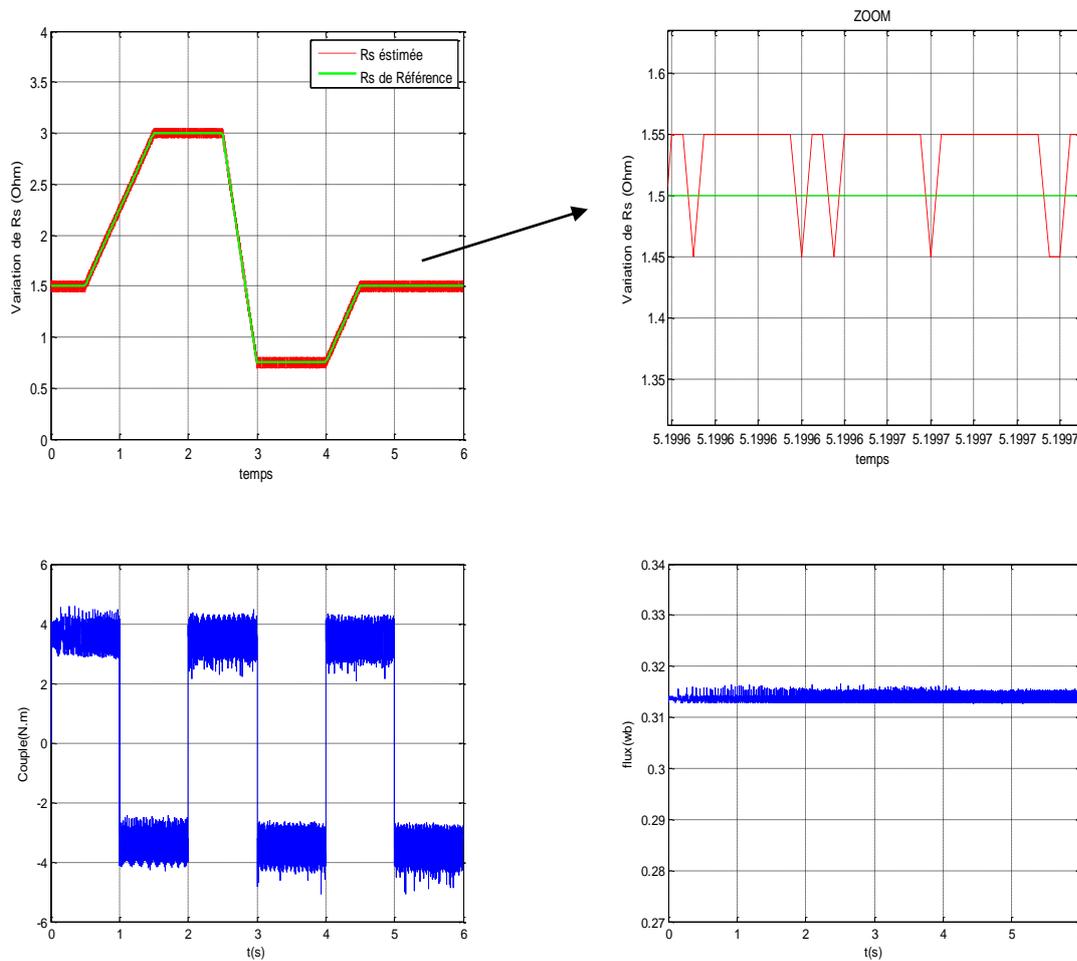


Figure IV.15 : réponse du couple du flux et de la résistance statorique estimée par la technique neuro-floue.

IV. 18 : REGLAGE DE LA VITESSE ET DE LA POSITION AVEC ESTIMATEUR NEURO- FLOU DE LA RESISTANCE STATORIQUE R_s

Dans le but de tester la robustesse de l'estimateur Neuro-flou, nous allons simuler les variations de R_s pour confirmer les performances du réglage de vitesse et de position.

Comme dans le cas précédent c'est-à-dire dans un intervalle de temps (0- 6s, figure(IV.15), R_s nominale croit de R_s à $2 * R_s$ puis décroît de $2 * R_s$ à $R_s/2$, pour trouver enfin sa valeur nominale de 1.5Ω à partir de 4.5s.

Les résultats obtenus de la figure (IV.16), montrent la robustesse de l'estimateur dans le cas du réglage de la vitesse et de la position.

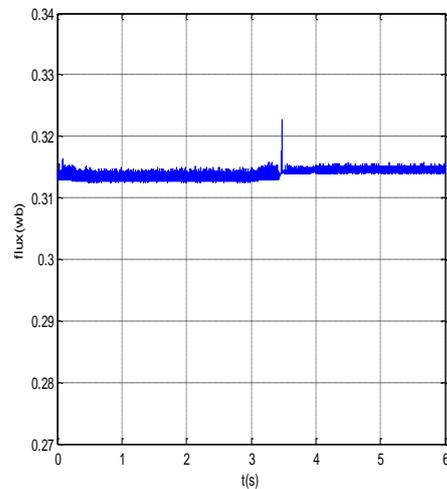
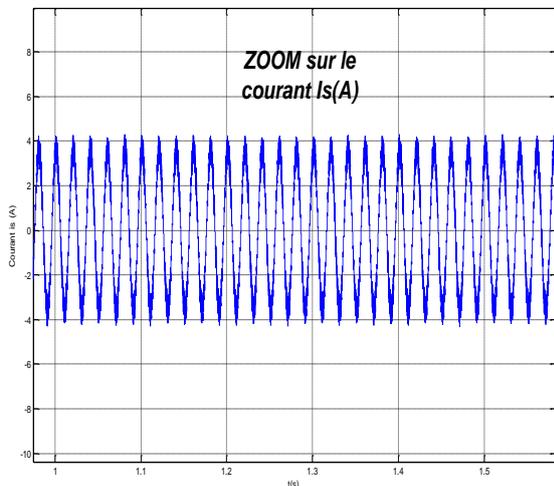
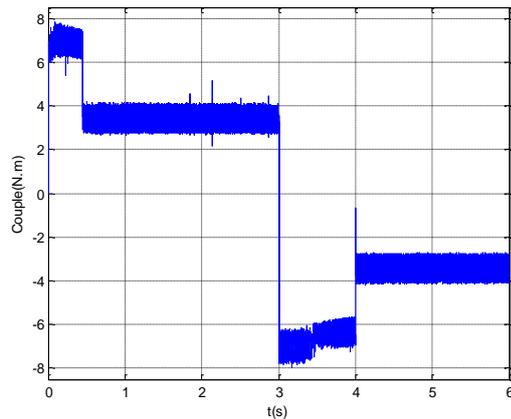
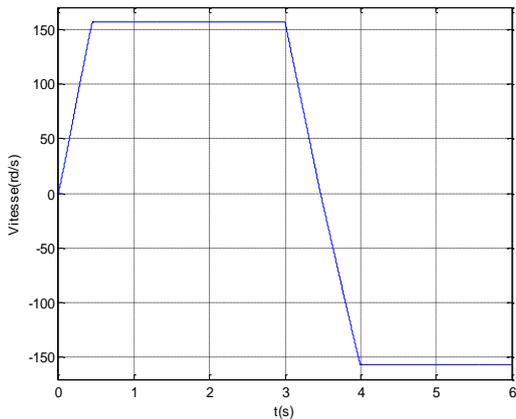
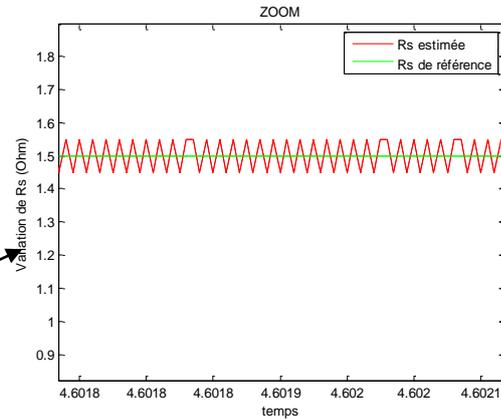
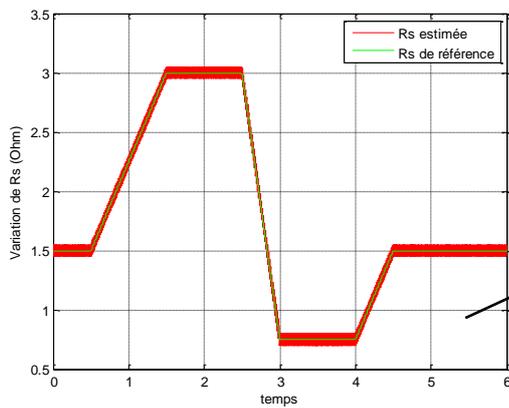


Figure IV.16 : Paramètres de la MSAP avec estimation neuro-floue de la résistance statorique R_s Pour le réglage de la vitesse.

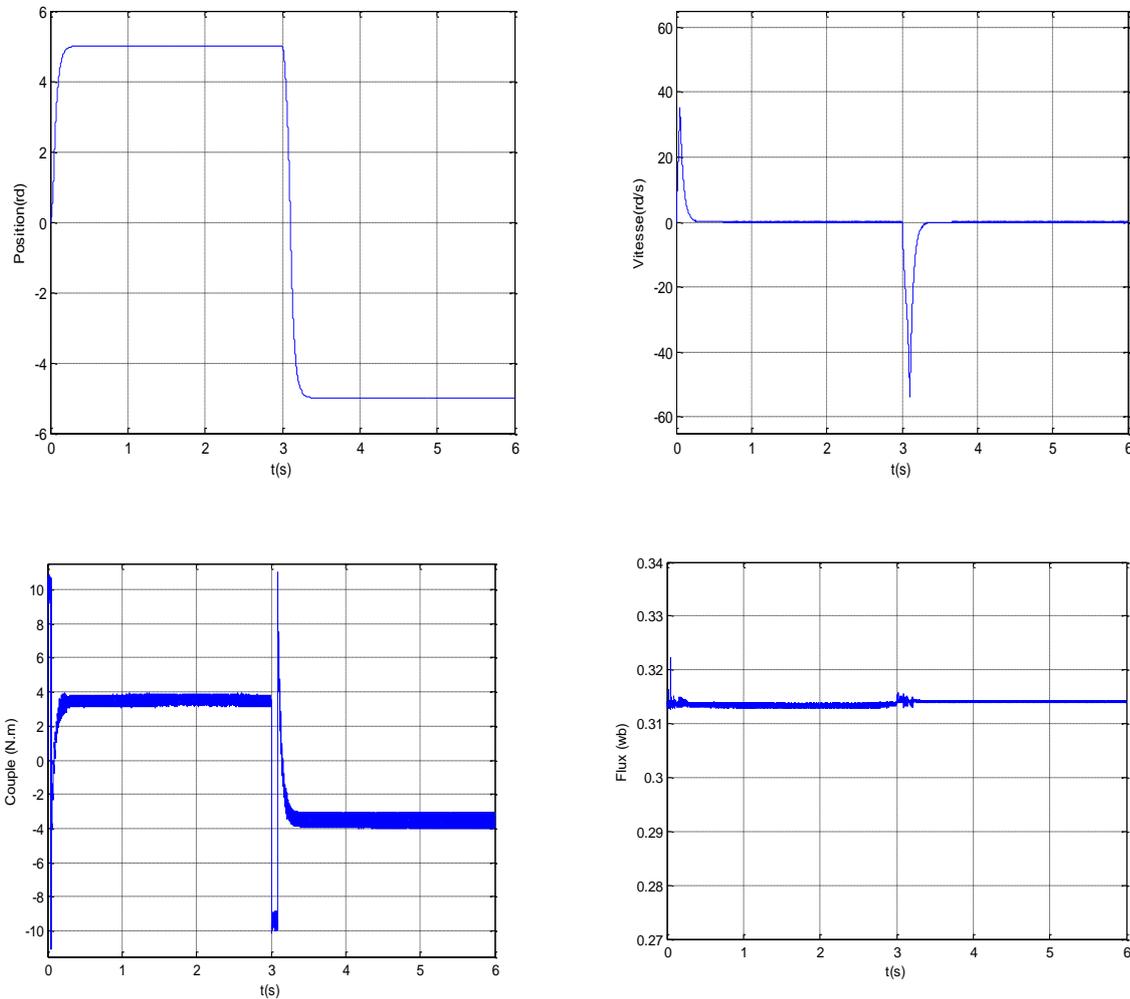


Figure IV.17 : Paramètres de la MSAP avec estimation neuro floue de la résistance statorique R_s Pour le réglage de la position.

Ces résultats sont obtenus d'un estimateur Neuro-Flou qui est synthétisé à partir de celui de Mamdani qui utilise 3 ensembles flous conduisant ainsi à un algorithme très réduit. Et d'après la figure (IV.16) et la figure (IV.17) la robustesse est testée dans le cas du réglage de la vitesse avec inversion de sens et du réglage de la position avec aussi inversion de sens de rotation.

On remarque bien, que les dynamiques de poursuites ne sont pas affectées par cette variation de R_s introduite sur le système.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons développé, le réglage neuroflou de la Machine Synchrones à Aimants Permanents en exploitant la méthode de Sugeno. La stratégie de commande est de choisir des vecteurs tensions adéquats selon la différence entre les références du couple électromagnétique et du flux statorique et leurs valeurs réelles calculées à partir des seules grandeurs liées au stator. Le régulateur de Sugeno est défini comme un polynôme d'ordre un, tel que la sortie du régulateur dépend de ses entrées. Les paramètres des prémisses et des conséquences des règles neurofloues de Sugeno sont déterminés en recopiant les données entrées sorties obtenues par un régulateur de Mamdani. Pour ce dernier les variables linguistiques d'entrée e , Δe et $\Delta\Delta e$ sont décrites respectivement par 5, 3 et 2 ensembles flous. La recopie est obtenue par apprentissage en utilisant l'approche de filtre de Kalman étendu. Le régulateur de Sugeno possède l'avantage d'un algorithme réduit par rapport à celui de Mamdani et le temps de calcul consommé par la procédure de Défuzzification est évité de plus le régulateur de Sugeno est construit uniquement par trois fonctions d'appartenances. Aussi, dans cette partie du travail, nous nous sommes intéressés à l'estimateur Flou et Neuroflou de la résistance statorique R_s , notons que la méconnaissance de cette dernière peut être due soit par exemple, à une mauvaise identification des paramètres de la machine ou bien à une variation de la température, ... etc

Et comme la DTC est une commande qui est surtout basée sur les estimateurs : flux magnétique et couple électromagnétique, une valeur erronée de R_s influe directement sur l'estimation du flux ce qui va entraîner un dysfonctionnement dans le choix du vecteur tension à appliquer.

A partir de ces résultats de simulations obtenus, on peut conclure que cet estimateur permet de garder les performances de la DTC en présence du changement de R_s , et il est capable de suivre les divergences et de les converger vers les valeurs exactes de R_s .

DTC à Commande Adaptative Floue type 2 à Fréquence de Commutation Imposée

INTRODUCTION :

Au cours des dernières années, le contrôle adaptatif des dynamiques de la MSAP était mal connu avec l'introduction des systèmes flous type1, [Kun-05], [Tle-06], Surtout qui sont incapables de capturer les incertitudes. Il a été montré dans les littératures que les systèmes flous type2, sont des extensions des systèmes flous type1, capables de capturer et représenter les incertitudes [Lam-14].

En effet, une grande attention des ensembles flous type2 a attiré un bon nombre de chercheurs, car ils semblent être une approche plus efficace pour le traitement des incertitudes dans la base de règles associées à des informations et des données, avec des applications réussies dans une grande variété de domaines [Yan-04], comme le contrôle [Hag-04, Jun-09], les applications médicales [Lee-10], l'analyse de la tolérance au bruit [Kha-11], des convertisseurs DC-DC [Lin-05], les systèmes de transport intelligents [Li-06], robotique [Hag-07] [Hag-04], moteurs ultrasoniques linéaires [Lin-08], les systèmes de commande de mouvement à deux axes [Lin-09-a, Lin-09-b], voiture suspension [Lin-10], entraînement électrique [Bar-11]...

Dans cette thèse on contribue, par un contrôle DTC adaptatif des ensembles flous type2 pour une Machine Synchrone à Aimants Permanents, cette contribution consiste à développer une commande robuste et stable pour une classe des systèmes rencontrés principalement dans les entraînements électriques. L'approche proposée repose sur l'identification 'On-line' du modèle de système à contrôlé par les ensembles flous type2. La loi de commande se compose d'une base d'adaptation des règles de commande floue constituant les composants des termes de contrôle robustes. Ces conditions solides de contrôle sont ajoutées pour assurer la stabilité et la robustesse de la structure de régulation en ce qui concerne les erreurs de reconstruction. Pour obtenir les lois d'adaptation des systèmes flous concernant les limites d'erreur de reconstruction ainsi que les conditions robustes, on utilise la méthode directe de Lyapunov. Enfin, nous avons appliqué la stratégie MLI avec une fréquence de commutation imposée pour réduire considérablement les ondulations du couple, et améliorer les courant statorique.

V.1 : MODELE MATHEMATIQUE DE LA MSAP LIE AU FLUX STATORIQUE[Bou-09] :

Afin de contrôler directement et indépendamment le flux et le couple, le modèle de la MSAP est exprimé dans le repère de référence lié au flux statorique à l'aide des transformations données sur la figure (V.1), le flux rotorique dans le repère (d-q) est transformée au flux statorique dans le repère (x-y) (figure V.1)[Bou-09] :

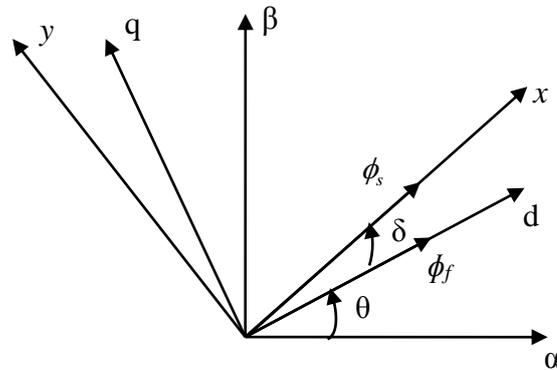


Figure V. 1 : flux statorique et rotorique dans les différents repères

Les grandeurs électriques de la MSAP dans le repère x-y lié au flux statorique sont données par (V. 1) [BOU-09] :

$$\begin{cases} v_x = R_s i_x - \omega_s L_d i_y + L_d \frac{di_x}{dt} + p\Omega\Phi_f \sin \delta \\ v_y = R_s i_y + \omega_s L_q i_x + L_q \frac{di_y}{dt} + p\Omega\Phi_f \cos \delta \end{cases} \quad (\text{V. 1})$$

Avec :

$$[F_x \ F_y]^T = [P][F_\alpha \ F_\beta]^T$$

F : qui peut être des courants, tensions ou des flux.

$$P = \begin{bmatrix} \cos\delta & \sin\delta \\ -\sin\delta & \cos\delta \end{bmatrix} \text{ Matrice de changement de repère.} \quad (\text{V. 2})$$

ω_s : vitesse de rotation du flux statorique.

δ : Angle entre le rotor et le stator.

Le flux et le couple sont donnés par :

$$\begin{cases} \phi_x = \phi_s = L_d i_x + \phi_f \cos \delta \\ \phi_y = 0 = L_d i_y - \phi_f \sin \delta \\ T_{em} = p \phi_s i_y \end{cases} \quad (\text{V.3})$$

D'après les équations (V.1) et (V.3) le modèle de la MSAP peut être réécrit [Bou-09] :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_s}{dt} = f_1 + b_1 v_x \\ \frac{dT_{em}}{dt} = f_2 + b_2 v_y \\ \frac{d\Omega}{dt} = f_3 + b_3 T_e \end{cases} \quad (\text{V.4})$$

Avec :

$$\begin{cases} f_1 = \frac{R_s}{L_d} (\phi_s - \phi_f \cos \delta) \\ f_2 = \frac{p\phi_s}{L_d} (R_s i_y + \omega_s \phi_s + (\omega_s - p\Omega) \phi_f \cos \delta) - p i_y \dot{\phi}_s \\ f_3 = -\frac{1}{j} (T_r + F_c \Omega) \\ b_1 = 1 \\ b_2 = \frac{p\phi_s}{L_d} \\ b_3 = \frac{1}{j} \end{cases} \quad (\text{V.5})$$

De la dynamique donnée dans (§V.4) nous constatons que :

- Le flux peut être commandé directement en utilisant le signal de commande v_x
- Le couple peut être commandé directement en utilisant le signal commande v_y
- La vitesse peut être commandée en utilisant le couple.

V.2 : déclaration du problème :

Notre objectif est de construire une commande DTC adaptative floue type-2 afin de réduire l'ondulation de couple, courant harmonique et d'imposer la fréquence de commutation. Le problème proposé dans la le contrôle de la DTC adaptative floue de type 2 est de forcer le système (V.4) de suivre les signaux de références donnés.

Examinons d'abord le cas idéal où les fonctions f_1, f_2 et f_3 et les constantes b_2 et b_3 sont bien connus et d'examiner si nous pouvons atteindre l'objectif de contrôle.

Considérons la fonction Lyapunov:

$$V = \frac{1}{2}(e_1 + e_2 + e_3)^2 \quad (\text{V.6})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_1 = \phi_s^* - \phi_s \\ e_2 = T_e^* - T_e \\ e_3 = \Omega^* - \Omega \end{cases} \quad (\text{V.7})$$

Sa dérivée dans le temps est donnée par:

$$\dot{V} = \dot{e}_1 e_1 + \dot{e}_2 e_2 + \dot{e}_3 e_3 \quad (\text{V.8})$$

La dérivée de l'erreur du système (V.7) devient:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \frac{d\phi_s^*}{dt} - f_1 - b_1 v_x \\ \dot{e}_2 = \frac{dT_{em}^*}{dt} - f_2 - b_2 v_y \\ \dot{e}_3 = \frac{d\Omega^*}{dt} - f_3 - b_3 T_e \end{cases} \quad (\text{V.9})$$

Si les lois de contrôle idéal v_x^* , v_y^* et T_{em}^* sont forcées comme :

$$\begin{cases} v_x^* = \frac{1}{b_1} \left(-f_1 + \frac{d\phi_s^*}{dt} + k_1 e_1 \right) \\ v_y^* = \frac{1}{b_2} \left(-f_2 + \frac{dT_{em}^*}{dt} + k_2 e_2 \right) \\ T_{em}^* = \frac{1}{b_3} \left(-f_3 + \frac{d\Omega^*}{dt} + k_3 e_3 \right) \end{cases} \quad (\text{V.10})$$

Avec : $k_1, k_2, k_3 > 0$

remplaçons la loi de contrôle (V-10) dans (V-9) l'équation (V-8) devient :

$$\dot{V} = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 < 0 \quad (\text{V.11})$$

La relation (V.11) signifie que e_1 , e_2 et e_3 convergent asymptotiquement vers zéro. Par conséquent, les lois du processus (V.10) peuvent conduire le système dans le cas idéal.

Toutefois, les fonctions f_1 , f_2 et f_3 et les constantes b_2 et b_3 sont supposées mal connues, donc on ne peut pas les utiliser pour construire le contrôle idéal équivalent du système (V.10). Dans ce contexte, nous proposons de remplacer les termes inconnus par un système flou de type 2.

V.3 : REPRESENTATION D'UNE FONCTION D'APPARTENANCE TYPE-2

Une représentation graphique bidimensionnelle d'une fonction d'appartenance type-2 est montrée sur la figure (V-2). Il s'agit de multiples représentations d'une fonction d'appartenance triangulaire type-1 proposées par différents experts. L'exemple suppose qu'il y a N triangles de même sommet et avec différentes bases. Chaque point d'intersection u_i ($i = 1, \dots, N$) de x' avec les fonctions d'appartenance est assigné à un poids w_i relatif au degré d'expertise de chaque expert. De tels poids sont les possibilités liées à chaque triangle à cette valeur de x' [Bou-13].

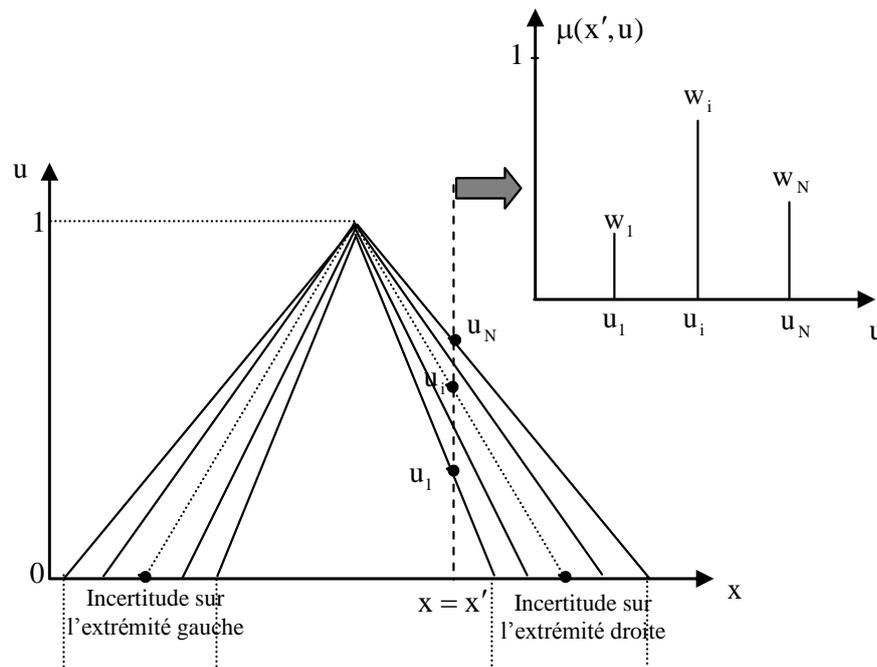


Figure V.2 : Fonction d'appartenance triangulaire avec une base à extrémités incertaines

La figure(V.3) est une représentation tridimensionnelle de la fonction d'appartenance type-2. Dans ce cas x et u sont considérés comme discrets.

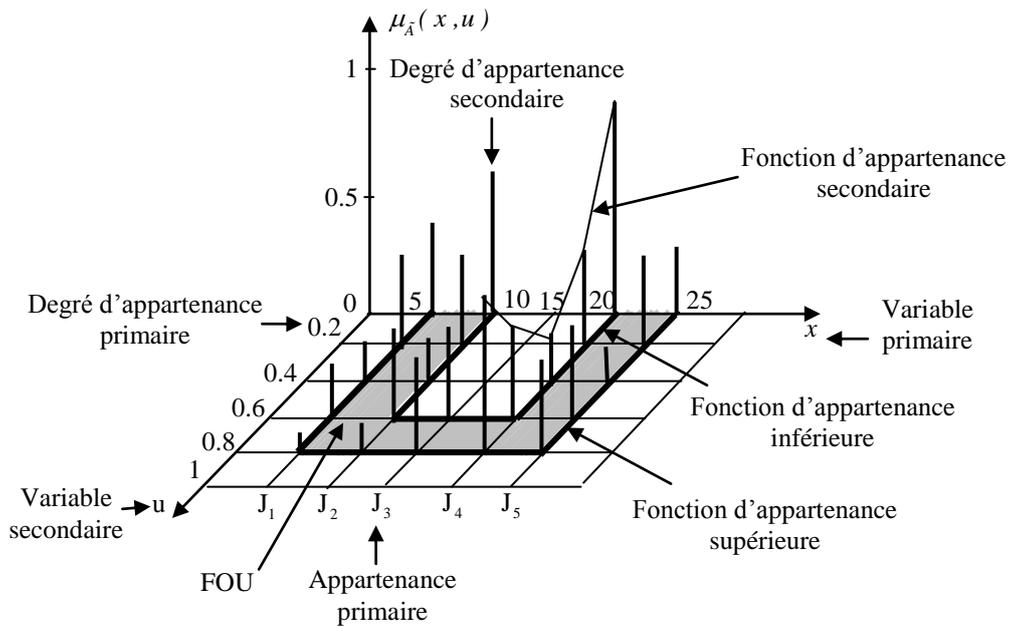


Figure V.3 : Fonction d'appartenance type-2

V.4 : CONCEPTION DU SYSTEME LOGIQUE FLOUE TYPE 2

La structure générale d'un système flou type-2 (type-2 fuzzy logic system : T2FLS) est représentée par la figure (V. 4). [Bou-13][Mend-07]. Nous allons supposer dans cette section que les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences sont de type-2. Ce système flou reste toujours de type-2 même s'il contient quelques fonctions d'appartenances de type-1.

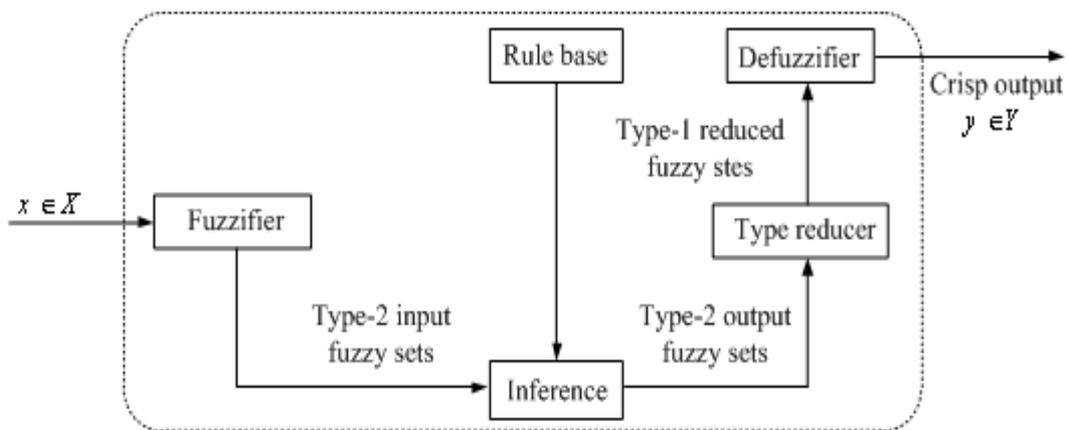


Figure V.4: Structure of a T2FLS

Cette structure est similaire à celle du système flou type-1. Cependant, leurs différences résident dans :

- Le type des fonctions d'appartenance utilisées.
- La procédure de défuzzification adoptée. Dans un T2FLS, un bloc de réduction de type est indispensable pour convertir l'ensemble flou type-2 de la sortie à un ensemble flou type-1.

V.5 : Fuzzification :

La fuzzification peut être de type singleton ou de type non-singleton. Dans une fuzzification singleton, l'entrée du système flou est considérée comme certaine. Par contre, dans une fuzzification non-singleton, l'entrée du système flou est incertaine. Pour simplifier, seule la fuzzification singleton est adoptée par la suite de cette étude.

V.6 : Règles :

Considérons un système logique de type 2 TSK Fuzzy ayant **n** entrées et **une** sortie. Pour construire les règles floues, nous supposons qu'il existe M règles dans le système flou de type 2, où la règle $i^{\text{ème}}$ à la forme suivante:

$$R^i : IF x_1 \text{ is } \tilde{F}_1^i \text{ and ...and } x_n \text{ is } \tilde{F}_n^i \text{ THEN} \quad (V.12)$$

$$y^i = C^i ; i = 1, \dots, M$$

où $\tilde{F}_1^i, \tilde{F}_2^i, \dots, \tilde{F}_n^i$ sont les termes linguistiques antérieurs modélisés par les intervalles d'ensembles flous type 2 type gaussiens (Figure. V.3), y est la sortie de la $i^{\text{ème}}$ règle R^i et les paramètres de conséquences C^i de l'ensemble de l'intervalle de type 1.

Dans la Figure (V.2), d'incertitude (FOU) 'footprint of uncertainty' de chaque fonction d'appartenance (MF) '(Membership Function)' peut être représenté comme un intervalle borné en termes de MF supérieure $\bar{\mu}_{\tilde{F}_j^i}(x_j)$ et MF inférieure $\underline{\mu}_{\tilde{F}_j^i}(x_j)$,

Avec :

$$\bar{\mu}_{\tilde{F}_j^i}(x_j) = \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{x_j - m_j}{\sigma_j} \right)^2 \right] \equiv N(m_j, \sigma_j, x_j) \quad (V.13)$$

$$\text{and } \underline{\mu}_{\tilde{F}_j^i}(x_j) = 0.8 \bar{\mu}_{\tilde{F}_j^i}(x_j)$$

m_j et σ_j sont respectivement la moyenne et l'écart type de Gauss MF de l'ensemble Flou Type 2. \tilde{F}_j^i

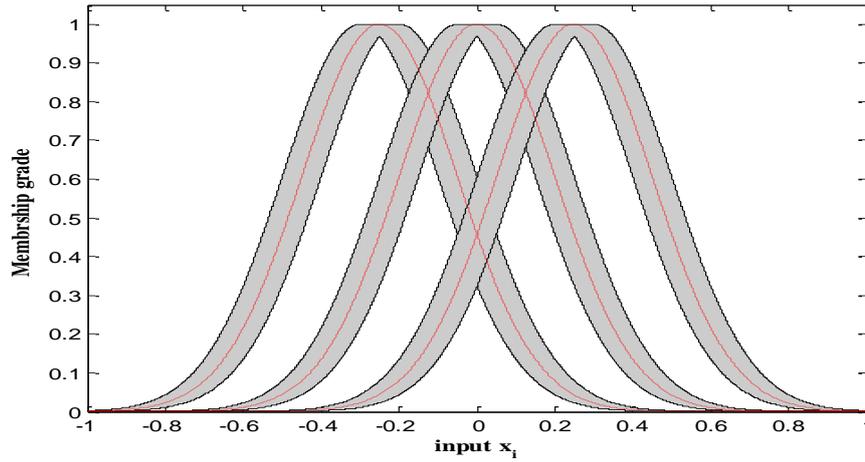


Figure V.5: Intervalle d'ensemble flou type 2 gaussien

Le moteur d'inférence combine les règles floues afin de capturer les entrées discrètes (crisp) de l'intervalle de sortie de l'ensemble flou type 2

Basé sur l'entrée et les antécédents des règles, ce moteur d'inférence calcule un intervalle pour chaque règle, puis applique ces niveaux aux ensembles flous qui en découlent.

L'intervalle $[\underline{f}^i, \bar{f}^i]$ de $i^{\text{ème}}$ règles est un L'ensemble d'intervalle de type 1, qui est déterminée par ses points le plus à gauche et plus à droite \underline{f}^i et \bar{f}^i de telle sorte que:

$$\underline{f}^i = \underline{\mu}_{\tilde{F}_1^i}(x_1) * \underline{\mu}_{\tilde{F}_2^i}(x_2) * \dots * \underline{\mu}_{\tilde{F}_n^i}(x_n) \quad (\text{V.14})$$

$$\bar{f}^i = \bar{\mu}_{\tilde{F}_1^i}(x_1) * \bar{\mu}_{\tilde{F}_2^i}(x_2) * \dots * \bar{\mu}_{\tilde{F}_n^i}(x_n)$$

Avec $\underline{\mu}_{\tilde{F}_j^i}(x_j)$ et $\bar{\mu}_{\tilde{F}_j^i}(x_j)$ représentent la valeur d'appartenance de la partie inférieure et les fonctions d'appartenance supérieures de l'entrée x_j de l'ensemble flous Type-2 \tilde{F}_j^i de la $i^{\text{ème}}$ règle qui sont utilisés pour les séries conséquentes de règles TSK type 2, le résultat final peut être exprimé par [Lia-99]:

$$Y = [y_l, y_r] = \int_{\theta^1} \dots \int_{\theta^M} \dots \int_{f^1} \dots \int_{f^M} 1 / \frac{\sum_{i=1}^M f^i \theta^i}{\sum_{i=1}^M f^i} \quad (\text{V.15})$$

La sortie Y est un intervalle de type 1, par conséquent, nous avons seulement besoin de calculer ses deux extrémités y_l , y_r qui peut être représenté comme une expansion de Fuzzy Basis Functions (FBF), comme suit:

$$y_l = \frac{\sum_{i=1}^M f_l^i \theta^i}{\sum_{i=1}^M f_l^i} = \sum_{i=1}^M W_l^i(x) \theta^i = W_l^T(x) \theta \quad (\text{V.16})$$

Et

$$y_r = \frac{\sum_{i=1}^M f_r^i \theta^i}{\sum_{i=1}^M f_r^i} = \sum_{i=1}^M W_r^i(x) \theta^i = W_r^T(x) \theta \quad (\text{V.17})$$

Avec f_l^i et f_r^i dénotes la contribution de la qualité de degrés des fonctions d'appartenance jusqu'à l'extrême point gauche y_l et l'extrême point à droite y_r respectivement, Les paramètres sont considérés comme Centroides de type 1 des ensembles conséquents. Il convient de noter que le centre de gravité d'une conséquente de type 1 de l'ensemble C^i dont le domaine est discrétisé en N points, donnée par:

$$y_c = \frac{\sum_{i=1}^N y_i \mu_{C^i}(y_i)}{\sum_{i=1}^N \mu_{C^i}(y_i)} \quad (\text{V.18})$$

Les fonctions de bases de la logique floue $W_l^i(x) = f_l^i / \sum_{i=1}^M f_l^i$ et $W_r^i(x) = f_r^i / \sum_{i=1}^M f_r^i$ sont les composantes des vecteurs FBF à gauche et à droite définis par : $W_l^T(x) = [W_l^1(x), \dots, W_l^M(x)]$ et $W_r^T(x) = [W_r^1(x), \dots, W_r^M(x)]$. $\theta = [\theta^1, \dots, \theta^M]$. Afin de calculer Y nous devons calculer y_l et y_r . Ceci peut être obtenu. Ceci peut être réalisé en utilisant la procédure itérative proposée dans [Kar-99]. Initialement, nous calculons le point y_r extrêmement à droite. Sans perte de généralité, supposons que les paramètres θ^i sont classés dans l'ordre croissant, c'est-à-dire $\theta^1 \leq \theta^2 \leq \dots \leq \theta^M$

- *Etape 1* : Calculer y_r de (V-15) en mettant d'abord $f_r^i = (\underline{f}^i + \bar{f}^i)/2$, pour $i = 1, 2, \dots, M$, où \underline{f}^i et \bar{f}^i ont été calculées en utilisant (V.14) et (V.15) respectivement, avec $y_r' = y_r$

- *Etape 2* : trouver un point de commutation k , ($1 \leq k \leq M-1$) qui satisfait :

$$\theta^k \leq y_r' \leq \theta^{k+1}$$
- *Etape 3* : calculer y_r de (V-15) avec : $f_r^i = \begin{cases} \underline{f}^i & i \leq k \\ \bar{f}^i & i > k \end{cases}$, puis poser $y_r'' = y_r$.
- *Etape 4* : si $y_r'' \neq y_r'$, alors on passe à l'étape 5. si $y_r'' = y_r'$ on définit $y_r = y_r''$ et passer à l'étape 6.
- *Etape 5* : Set $y_r' = y_r''$ et retour à l'étape 2.
- *Etape 6* : fin.

La procédure de calculer y_i est similaire, seulement deux changements doivent être faits: À l'étape 2, nous devons trouver $1 \leq k' \leq M-1$ de telle sorte que $\theta^{k'} \leq y_i' \leq \theta^{k'+1}$ et dans l'étape 3, soit $f_i^i = \bar{f}^i$ pour $i \leq k'$ et $f_i^i = \underline{f}^i$ pour $i > k'$.

La sortie discrète du système flou type 2 peut être obtenue en utilisant la valeur moyenne et par conséquent, la sortie discrète de défuzzification devient:

$$y = \frac{W_l^T(x) + W_r^T(x)}{2} \theta = W^T(x) \theta \quad (\text{V.19})$$

V.7 : SYNTHÈSE DE CONTRÔLE ET ANALYSE DE LA STABILITÉ

Notre but est de développer une commande DTC adaptative floue type 2 en exploitant l'équation dynamique (V-4). Sur la base de l'approche de synthèse de Lyapunov, nous cherchons une loi de commande floue type 2 afin d'assurer : la convergence de l'erreur de poursuite, la bornitude des paramètres adaptatifs et de tous les signaux de la commande du processus. La régularité de l'approximation du rapprochement du système de logique floue définie dans (V-19) nous permet de supposer que les fonctions non linéaires données en (V-10) peuvent être reconstruites par le système flou type 2 de Sugeno-Takagi comme suit:

$$\begin{cases} v_x^* = W_1^T(\phi_s) \theta_1 + \varepsilon_1(\phi_s) \\ v_y^* = W_2^T(T_e) \theta_2 + \varepsilon_2(T_{em}) \\ T_{em}^* = W_3^T(\Omega) \theta_3 + \varepsilon_3(\Omega) \end{cases} \quad (\text{V.20})$$

Les paramètres des vecteurs θ_i ($i=1,2,3$) sont les paramètres ou optimal dans un certain sens, et les ε_i sont les inévitables erreurs de reconstruction. Ces erreurs de reconstruction sont supposés bornés:

$$\begin{cases} |\varepsilon_1(\phi_s)| \leq \bar{\varepsilon}_1 \\ |\varepsilon_2(T_{em})| \leq \bar{\varepsilon}_2 \\ |\varepsilon_3(\Omega)| \leq \bar{\varepsilon}_3 \end{cases} \quad (\text{V.21})$$

où $\bar{\varepsilon}_i$ sont des paramètres positifs inconnus.

En outre, selon l'estimation de la loi de contrôle idéal qui peut s'écrire sous la forme:

$$\begin{cases} \hat{v}_x = W_1^T(\phi_s) \hat{\theta}_1 \\ \hat{v}_y = W_2^T(T_e) \hat{\theta}_2 \\ \hat{T}_{em} = W_3^T(\Omega) \hat{\theta}_3 \end{cases} \quad (\text{V.22})$$

Où $\hat{\theta}_i$ est l'estimé du vecteur paramètre θ_i .

En utilisant les équations (V-20) et (V-22), il s'ensuit que:

$$\begin{cases} v_x^* - \hat{v}_x = W_1^T(\phi_s) \tilde{\theta}_1 + \varepsilon_1(\phi_s) \\ v_y^* - \hat{v}_y = W_2^T(T_{em}) \tilde{\theta}_2 + \varepsilon_2(T_{em}) \\ T_{em}^* - \hat{T}_{em} = W_3^T(\Omega) \tilde{\theta}_3 + \varepsilon_3(\Omega) \end{cases} \quad (\text{V.23})$$

Où $\tilde{\theta}_i = \theta_i - \hat{\theta}_i$ est le vecteur de l'erreur paramétrique.

Proposition des conditions de la Robustesse :

En utilisant les fonctions estimées de l'idéales, les lois de contrôle deviennent :

$$\begin{cases} \hat{v}_x^* = \hat{v}_x + v_{xa} \\ \hat{v}_y^* = \hat{v}_y + v_{ya} \\ \hat{T}_{em}^* = \hat{T}_{em} + T_{ema} \end{cases} \quad (\text{V.24})$$

Ces lois de commande contiennent des termes de contrôle rigoureux v_{xa} , v_{ya} , et T_{ema} qui sont introduits afin de compenser les effets des erreurs de reconstruction. Ces termes sont choisis selon les termes de mode glissant suivants:

$$\begin{cases} v_{xa} = \hat{\varepsilon}_1 \text{sign}(e_1) \\ v_{ya} = \hat{\varepsilon}_2 \text{sign}(e_2) \\ T_{ema} = \hat{\varepsilon}_3 \text{sign}(e_3) \end{cases} \quad (\text{V.25})$$

Les limites des erreurs de reconstruction sont estimés 'On-line' par les lois:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\varepsilon}}_1 = \eta_1 |e_1| \\ \dot{\tilde{\varepsilon}}_2 = \eta_2 |e_2| \\ \dot{\tilde{\varepsilon}}_3 = \eta_3 |e_3| \end{cases} \quad (\text{V.26})$$

Les paramètres des systèmes flous type 2 sont ajustés par les lois suivantes:

$$\begin{cases} \dot{\theta}_1 = \gamma_1 W_1^T(\phi_s) e_1 \\ \dot{\theta}_2 = \gamma_2 W_2^T(T_{em}) e_2 \\ \dot{\theta}_3 = \gamma_3 W_3^T(\Omega) e_3 \end{cases} \quad (\text{V.27})$$

Où η_i , γ_i sont des constantes positives.

Démonstration :

En utilisant les équations (V-10) et (V-20), nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} -f_1 = -\left(\frac{d\phi_s^*}{dt} + k_1 e_1\right) + b_1 (W_1^T(\phi_s) \theta_1 + \varepsilon_1(\phi_s)) \\ -f_2 = -\left(\frac{dT_{em}^*}{dt} + k_2 e_2\right) + b_2 (W_2^T(T_{em}) \theta_2 + \varepsilon_2(T_{em})) \\ -f_3 = -\left(\frac{d\Omega^*}{dt} + k_3 e_3\right) + b_3 (W_3^T(\Omega) \theta_3 + \varepsilon_3(\Omega)) \end{cases} \quad (\text{V.28})$$

En substituant les équations (V-28), (V-23), (V-24) et (V-20) dans l'équation (V-9), qui est suivie par simplification, les erreurs dynamiques sont:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 + b_1 (W_1^T(\phi_s) \tilde{\theta}_1 + \varepsilon_1(\phi_s) - v_{xa}) \\ \dot{e}_2 = -k_2 e_2 + b_2 (W_2^T(T_{em}) \tilde{\theta}_2 + \varepsilon_2(T_{em}) - v_{ya}) \\ \dot{e}_3 = -k_3 e_3 + b_3 (W_3^T(\Omega) \tilde{\theta}_3 + \varepsilon_3(\Omega) - T_{ema}) \end{cases} \quad (\text{V.29})$$

Considérons la fonction Lyapunov:

$$V = V_1 + V_2 + V_3 \quad (\text{V.30})$$

Où :

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{2b_1}e_1^2 + \frac{1}{2\gamma_1}\tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2\eta_1}\tilde{\varepsilon}_1^2 \\ V_2 = \frac{1}{2b_2}e_2^2 + \frac{1}{2\gamma_2}\tilde{\theta}_2^T \tilde{\theta}_2 + \frac{1}{2\eta_2}\tilde{\varepsilon}_2^2 \\ V_3 = \frac{1}{2b_3}e_3^2 + \frac{1}{2\gamma_3}\tilde{\theta}_3^T \tilde{\theta}_3 + \frac{1}{2\eta_3}\tilde{\varepsilon}_3^2 \end{cases} \quad (\text{V.31})$$

Avec : $\tilde{\varepsilon}_i = \bar{\varepsilon}_i - \hat{\varepsilon}_i$

La dérivée instantanée de chaque fonction: V_i ($i = 1, 2, 3$) est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = \frac{1}{b_1}e_1\dot{e}_1 - \frac{1}{\gamma_1}\tilde{\theta}_1^T \dot{\tilde{\theta}}_1 - \frac{1}{\eta_1}\tilde{\varepsilon}_1 \dot{\tilde{\varepsilon}}_1 \\ \dot{V}_2 = \frac{1}{b_2}e_2\dot{e}_2 - \frac{1}{\gamma_2}\tilde{\theta}_2^T \dot{\tilde{\theta}}_2 - \frac{1}{\eta_2}\tilde{\varepsilon}_2 \dot{\tilde{\varepsilon}}_2 \\ \dot{V}_3 = \frac{1}{b_3}e_3\dot{e}_3 - \frac{1}{\gamma_3}\tilde{\theta}_3^T \dot{\tilde{\theta}}_3 - \frac{1}{\eta_3}\tilde{\varepsilon}_3 \dot{\tilde{\varepsilon}}_3 \end{cases} \quad (\text{V.32})$$

En exploitant (V-27) et (V-29), la relation (V-32) est réduite à :

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = -\frac{k_1}{b_1}e_1^2 + \varepsilon_1(\phi_s)e_1 - v_{xa}e_1 - \frac{1}{\eta_1}\tilde{\varepsilon}_1 \dot{\tilde{\varepsilon}}_1 \\ \dot{V}_2 = -\frac{k_2}{b_2}e_2^2 + \varepsilon_2(T_{em})e_2 - v_{ya}e_2 - \frac{1}{\eta_2}\tilde{\varepsilon}_2 \dot{\tilde{\varepsilon}}_2 \\ \dot{V}_3 = -\frac{k_3}{b_3}e_3^2 + \varepsilon_3(w)e_3 - T_{ema}e_3 - \frac{1}{\eta_3}\tilde{\varepsilon}_3 \dot{\tilde{\varepsilon}}_3 \end{cases} \quad (\text{V.33})$$

La substitution (V-25) à (V-33) conduit à:

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = -\frac{k_1}{b_1}e_1^2 + \varepsilon_1(\phi_s)e_1 - \hat{\varepsilon}_1|e_1| - \frac{1}{\eta_1}\tilde{\varepsilon}_1 \dot{\tilde{\varepsilon}}_1 \\ \dot{V}_2 = -\frac{k_2}{b_2}e_2^2 + \varepsilon_2(T_{em})e_2 - \hat{\varepsilon}_2|e_2| - \frac{1}{\eta_2}\tilde{\varepsilon}_2 \dot{\tilde{\varepsilon}}_2 \\ \dot{V}_3 = -\frac{k_3}{b_3}e_3^2 + \varepsilon_3(\Omega)e_3 - \hat{\varepsilon}_3|e_3| - \frac{1}{\eta_3}\tilde{\varepsilon}_3 \dot{\tilde{\varepsilon}}_3 \end{cases} \quad (\text{V.34})$$

Les conditions (V-21) appliquées aux relations (V-34) faire que (\dot{V}_i ($i = 1, 2, 3$)) atteint toujours les inégalités suivantes :

$$\begin{cases} \dot{V}_1 \leq -\frac{k_1}{b_1} e_1^2 + \tilde{\varepsilon}_1 |e_1| - \frac{1}{\eta_1} \tilde{\varepsilon}_1 \dot{\varepsilon}_1 \\ \dot{V}_2 \leq -\frac{k_2}{b_2} e_2^2 + \tilde{\varepsilon}_2 |e_2| - \frac{1}{\eta_2} \tilde{\varepsilon}_2 \dot{\varepsilon}_2 \\ \dot{V}_3 \leq -\frac{k_3}{b_3} e_3^2 + \tilde{\varepsilon}_3 |e_3| - \frac{1}{\eta_3} \tilde{\varepsilon}_3 \dot{\varepsilon}_3 \end{cases} \quad (V.35)$$

D'autre part en Utilisant les lois de mise à jour (V-26) permettent de réduire les inégalités (V-35) à :

$$\begin{cases} \dot{V}_1 \leq -\frac{k_1}{b_1} e_1^2 \\ \dot{V}_2 \leq -\frac{k_2}{b_2} e_2^2 \\ \dot{V}_3 \leq -\frac{k_3}{b_3} e_3^2 \end{cases} \quad (V.36)$$

De l'inégalité (V-36), nous concluons que \dot{V}_1 , \dot{V}_2 and \dot{V}_3 , définies comme fonctions négatives. Cela implique que les paramètres $\tilde{\theta}_i$ et $\tilde{\varepsilon}_i$ ($i = 1, 2, 3$) sont bornés ce qui implique que la vitesse (Ω), le flux statorique (ϕ_s) et le couple (T_{em}) sont bornés pour $t \geq 0 \dots$ De la bornitude des paramètres et des variables, et sur la base des relations (V-24) à (V-26), il est évident que les signaux de commande sont bornés. V_1 et V_2 et V_3 sont définies positives et croissantes donc les variables e_1 , e_2 et e_3 convergent au moins asymptotiquement vers zéro.

V.8: Performances de la technique proposée :

La structure générale du contrôleur DTC adaptative floue type 2 est illustrée sur la figure (V-6) suivante :

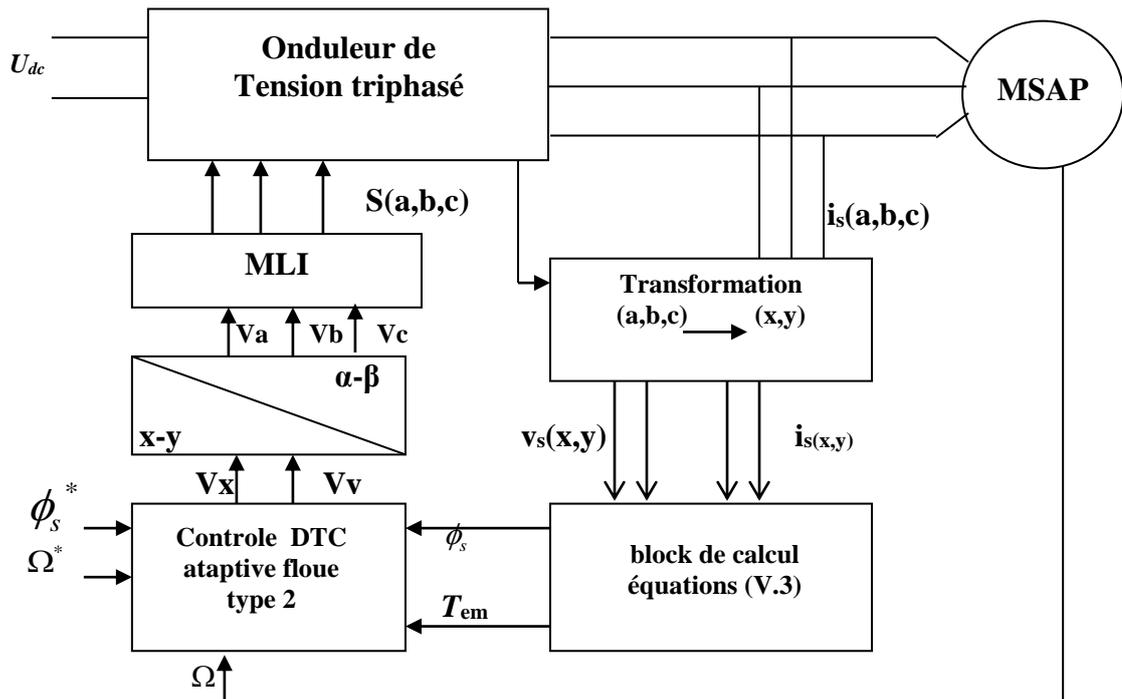


Figure V.6: Schéma bloc du control DTC adaptative floue type-2 de la MSAP.

On alimente le moteur par un onduleur de tension PWM, qui reçoit en entrée une tension continue, supposé constante. Les valeurs des coefficients de contrôle qui nous a permis d'obtenir des résultats satisfaisants sont indiquées dans le tableau (V. 1) :

TABLE V.I LES COEFFICIENTS DE CONTROLE

Symboles	Valeurs
η_1	0.01
γ_1	0.01
η_2	0.01
γ_2	0.01
η_3	0.01
γ_3	0.01

Le résultat final a été obtenu après plusieurs procédures d'essai et d'erreur en appliquant le principe suivant:

Les paramètres η_i et γ_i ($i=1,2,3$) contrôlent la vitesse de convergence des paramètres des systèmes flous ainsi que les gains des termes robustes. Nous avons sélectionnés des paramètres de faibles valeurs pour minimiser l'accélération de la vitesse de convergence, ce qui influe sur la qualité de la régulation.

Afin d'évaluer les performances de l'approche proposée trois essais sont effectués. Le premier teste, en absence de toutes perturbations interne ou externe avec le flux statorique est réglé à $\phi_s^* 0,314$ Wb, la trajectoire de la vitesse du rotor qui est choisi sinusoïdal ($\Omega_{ref} = \Omega_n \sin\left(\frac{\pi}{2}t\right)$ rd/s).

Le second teste on évalue le niveau de l'approche proposée contre une perturbation externe au démarrage (représentée ici par le couple de charge nominal de 3.5N.m).

Le troisième teste on évalue aussi la robustesse et le niveau de performance de cette approche, en effet, cet essai porte sur le changement des références de vitesse passons de 0 à $\Omega_n/2$ avec une pente de $\Omega_n/0.4$ puis de $\Omega_n/2$ à Ω_n avec une pente de $\Omega_n/0.4$ et enfin de Ω_n à $-\Omega_n$ avec une pente de $-\Omega_n/0.2$ avec le flux statorique ϕ_s^* à 0,314 Wb.

Les figures (7,8 et 9) montrent les réponses du MSAP pour les trois tests décrits ci-dessus. Un examen attentif des résultats montre que la vitesse et le flux du stator suivent les références souhaitées avec une bonne précision. De plus, le rejet de perturbation est rapide et le flux statorique décrit un cercle.

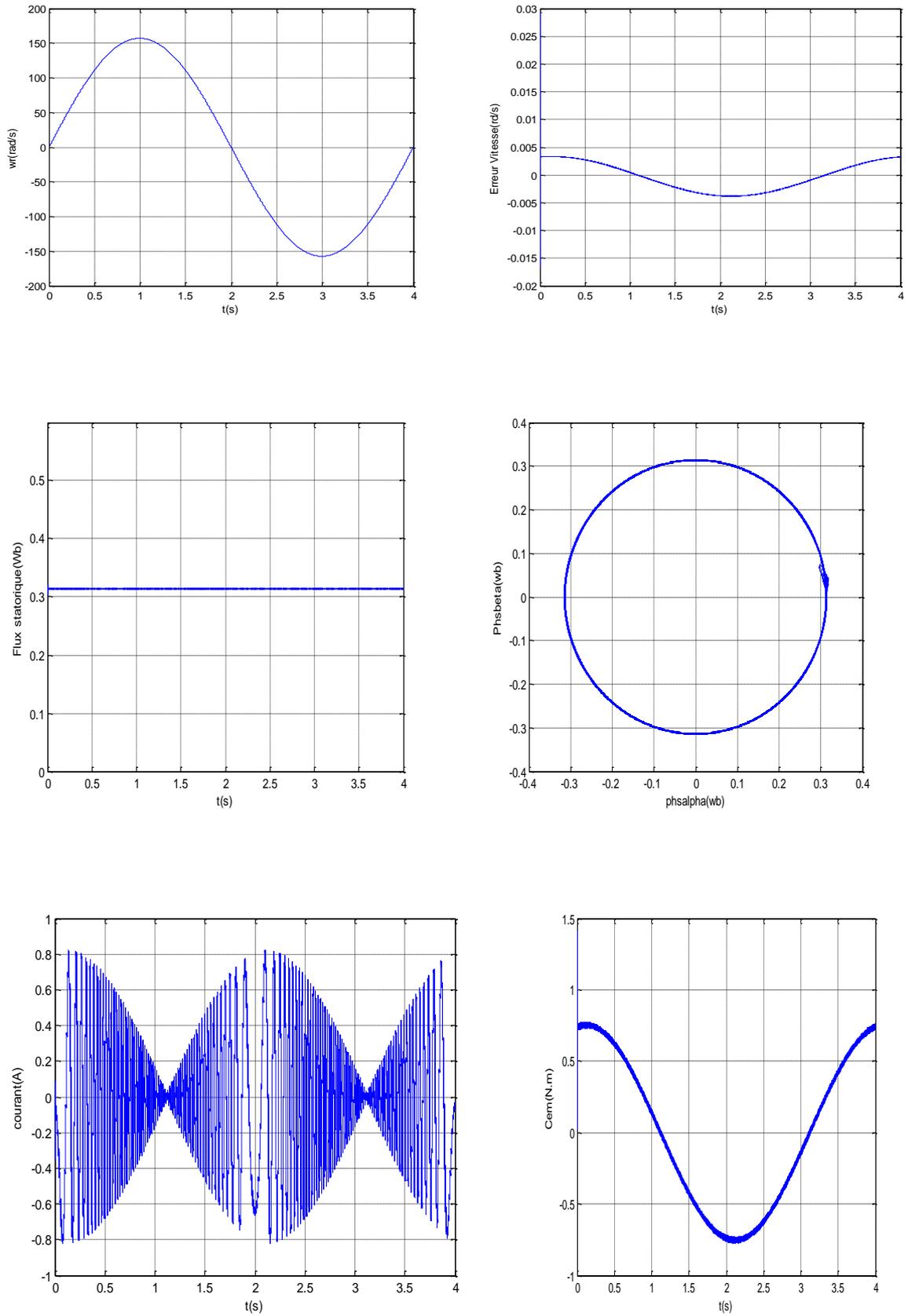


Figure V.7 : Résultats de la simulation de MSAP suite à l'application du premier test.

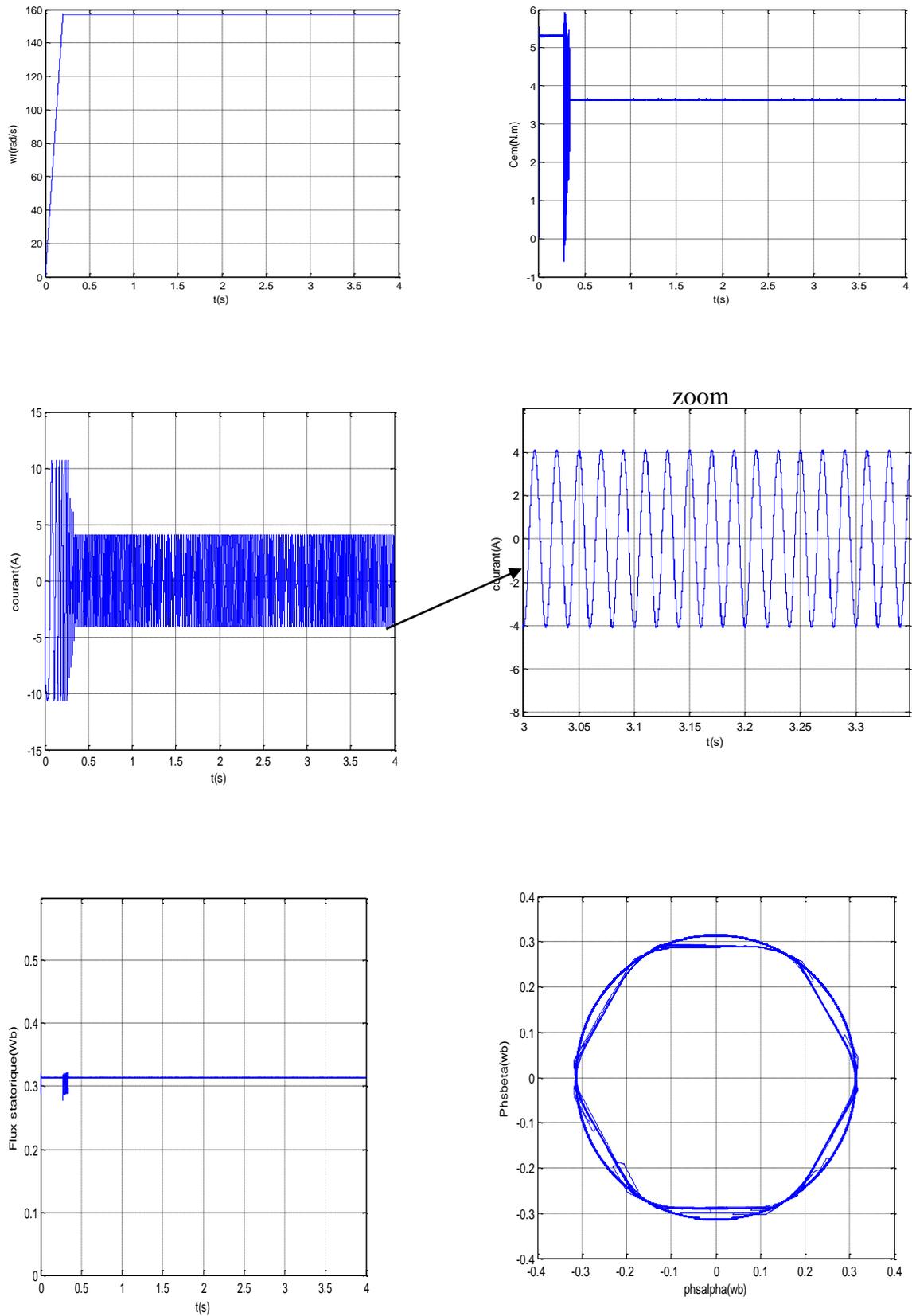


Figure V.8 : Résultats de la simulation de MSAP suite à l'application du second test :

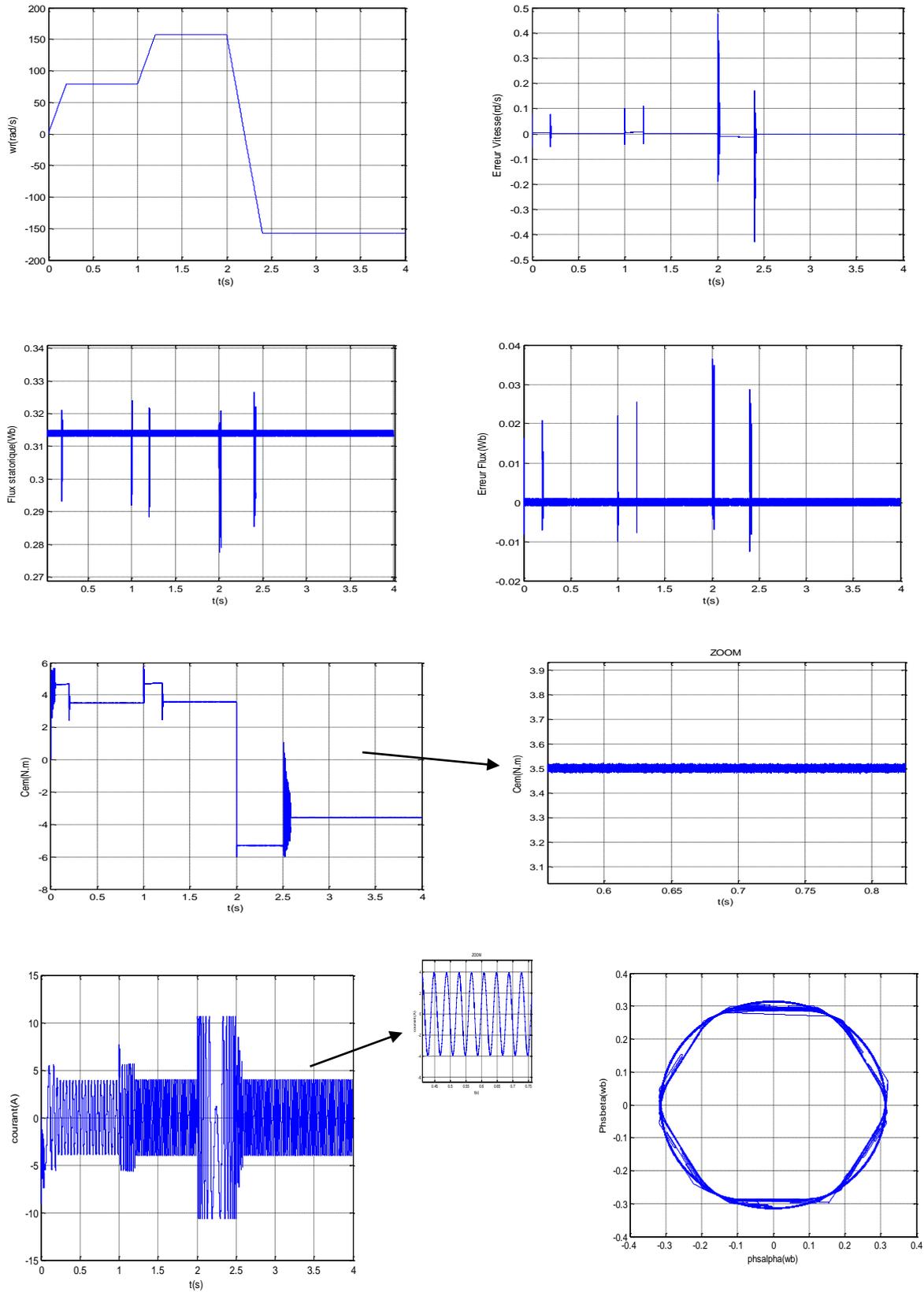


Figure V.9 : Résultats de la simulation de MSAP suite à l'application du troisième test.

V.9 ANALYSE COMPARATIVES DES RESULTATS

Dans [Tle-09] les auteurs présentent la conception d'un contrôleur de logique floue en relation avec la stratégie de contrôle direct du couple (DTC) pour une machine synchrone à aimants permanents. Ils ont proposé une technique d'orienter l'angle de flux statorique, de réduire considérablement la taille de la base de règles floues. En outre, lors d'une période d'échantillonnage fixe, le temps de commutation de l'onduleur ne peut pas être contrôlé par le comparateur à hystérésis, ce qui entraîne une fréquence de commutation instable de l'onduleur, cette dernière augmente les risques d'excitation mécanique ou résonances acoustiques, et en plus, un échantillonnage à fréquences finies par un dépassement pseudo-aléatoire de la bande d'hystérésis. Ce n'est pas le cas dans l'approche proposée dans laquelle la fréquence de commutation de l'inverseur est constante.

Dans [Tle-06], les auteurs ont développé une loi de commande adaptative floue type 1 stable pour une classe de systèmes non linéaires MIMO afin de conférer une grande robustesse au contrôleur en présence de variation paramétriques, des incertitudes et des non-linéarités incertaines dominantes, et ils ont appliqué cette approche à un moteur synchrone à aimants permanents (PMSM). Les Systems flous type1 sont utilisés pour rapprocher le modèle du système contrôlé. Afin de compenser les effets des erreurs de reconstruction inévitables, les auteurs présentent une durée de glissement dans la loi de commande. La théorie de l'approximation et de la méthode de Lyapunov sont utilisés ensemble pour construire, dans un premier temps, la loi de commande adaptative floue et à établir, dans la seconde étape, la convergence de l'erreur de poursuite et les bornitudes des paramètres adaptatifs et tous les signaux de commandes du processus. Cependant, la base de règles de cette approche comporte de nombreuses règles; par conséquent, l'exécution de cette approche a besoin d'un temps de calcul relativement élevé, ce qui présente des difficultés dans sa mise en œuvre en temps réel. En effet, dans cette approche, les auteurs ont utilisé trois systèmes flous. Le premier a deux entrées Ω et β (position du rotor), utilisés pour générer la commande i_{qref} . Le deuxième système flou dispose de quatre entrées Ω , i_d , i_q et \dot{i}_q qui fournissent le contrôle V_{qref} . Le troisième système flou dispose également de quatre entrées Ω , i_d , i_q et \dot{i}_d et qui offrent le contrôle V_{dref} . Les auteurs ont sélectionné trois fonctions d'appartenances gaussiennes type 1 pour chaque entrée. Le nombre total de règle utilisée est de 171 règles. La base de règles de l'approche proposée ne contient que 9 règles. Par conséquent, cette approche nécessite moins de temps de calcul pour l'exécution par rapport à la méthode proposée dans [Tle-06]. En outre, la loi d'adaptation utilisée présente le problème de la possibilité de division par zéro. Ce n'est pas le cas dans l'approche proposée et tous les paramètres d'initialisation du système floue est possible de les ajustée à zéro.

Dans [Tle-04], un contrôle d'un champ orienté d'une MSAP en utilisant un : Self-Constructing Fuzzy Neural Network (SCFNN) le contrôleur est conçu pour suivre la référence d'entrée périodique sinusoïdale de la position du rotor. Les auteurs ont testé cette méthode en l'absence de toutes les variations paramétriques internes (paramètres électriques) ou en présence de la perturbation externe représentée par le couple de charge; les performances restent satisfaisantes, mais le problème de la stabilité de cette approche n'est pas traité.

Dans [Jua-08] 'Lam et Seneviratne' analysent la stabilité de l'intervalle pour contrôler le système par Logique floue type 2, proposé par Takagi-Sugeno. Leur approche nécessite plusieurs hypothèses sur les fonctions d'appartenance afin de calculer des conditions de stabilité, ce qui rend l'approche applicable que dans des situations spécifiques. En outre, aucune méthode systématique n'est présentée pour identifier les paramètres de la fonction d'appartenance requis pour satisfaire les inégalités définies par ces hypothèses, et la structure de leur modèle d'inégalités matricielles linéaires qui ne peuvent pas être facilement simplifiées ou évalués pour examiner l'existence de critères de stabilité (voir la référence [Big-10]).

Dans notre approche, nous avons introduit des hypothèses raisonnables et nous avons utilisé les systèmes flous type 2 comme approximations des fonctions non linéaires et à assurer la stabilité et la robustesse de la structure de contrôle face aux erreurs de reconstruction et les effets d'interconnexion entre les sous-systèmes, nous avons introduit des conditions de glissement robustes. La loi de commande proposée est toujours stable et bien défini. Pour effectuer une comparaison quantitative entre les contrôleurs adaptatives flous de type 1 et de type 2, trois critères bien connus de performance sont utilisés [Cas-08]. Ce sont : l'intégrale de l'erreur quadratique (**ISE** 'Integral of Square Error'), Intégrale de la valeur absolue de l'erreur (**IAE** 'Integral of the Absolute value of the Error'), et le temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur (**ITAE** 'Integral of the Time multiplied by the Absolute value of the Error'). Les valeurs obtenues pour chaque critère à la fin du temps de simulation (3 secondes) sont résumés dans les tableaux suivants :

TABLE I : VALEURS DE CRITERES DE PERFORMANCE (ISE) POUR LE CONTROLEUR ADAPTATIF FLOU TYPE1 ET DE TYPE2 :

		incertitude de modélisation	incertitude de mesure	incertitudes de modélisation et de mesures
ISE	vitesse AD FLC type1	68.5	152370	127970
	Vitesse AD FLC type2	68.5	138980	119370
	Flux AD FLC type1	1805.2	1610.5	2458.6
	Flux AD FLC type2	1805.2	1534.1	2371.1

TABLE II : VALEURS DE CRITERES DE PERFORMANCE (IAE) POUR LE CONTROLEUR ADAPTATIF FLOU TYPE1 ET DE TYPE2 :

		incertitude de modélisation	incertitude de mesure	incertitudes de modélisation et de mesures
IAE	vitesse AD FLC type1	929.5	55477	51013
	Vitesse AD FLC type2	929.5	53261	49362
	Flux AD FLC type1	5762.6	5570.9	6841.2
	Flux AD FLC type2	5762.6	5430.9	6703.1

TABLE III : VALEURS DE CRITERES DE PERFORMANCE (ITAE) POUR LE CONTROLEUR ADAPTATIF FLOU TYPE1 ET DE TYPE2

		incertitude de modélisation	incertitude de mesure	incertitudes de modélisation et de mesures
ITAE	vitesse AD FLC type1	1343.3	84953	73554
	Vitesse AD FLC type2	1343.3	81711	72468
	Flux AD FLC type1	10157	8390.9	11147
	Flux AD FLC type2	10157	8163.1	10969

Dans la modélisation la présence d'incertitude et les critères des différentes valeurs sont les mêmes pour les contrôleurs DTC adaptatives floue type 1 et type 2. Cela est dû à l'atténuation de l'effet de ces incertitudes par les lois adaptatives. Dans ce cas, on choisit un Contrôleur DTC adaptative floue type-1 car il est plus facile à mettre en œuvre. Cependant, avec la présence de l'incertitude de mesure, les valeurs inférieures de : **ISE**, **IAE**, et **ITAE** confirment que la meilleure réponse du système est obtenue en utilisant un contrôleur DTC adaptatif floue type 2. Ces résultats démontrent la capacité du contrôleur proposé pour faire face à un processus incertain et sa potentialité supérieure à son homologue de type 1.

Conclusion :

Dans ce travail, nous avons étudié le régulateur DTC adaptatif d'un système flou type 2. Dans ce type de contrôleur, la loi de commande floue adaptative assure la convergence des erreurs de suivi et les bornitudes des paramètres du système flous et tous les signaux de commandes. Cette loi comporte le mode glissant adaptatif pour compenser les erreurs de reconstruction. Cette compensation est effectuée indépendamment des perturbations internes ou externes. Les résultats de simulation obtenus montrent que ce contrôle DTC adaptative floue type 2 maintient les erreurs de suivi dans un intervalle acceptable en présence de variations de paramètres extrêmes ou significatives ou des perturbations extérieures. En raison de la simplicité de l'approche proposée, il est facile à mettre en œuvre des systèmes de contrôle en temps réel.

CONCLUSION GENERALE

Le travail réalisé, dans le cadre de cette thèse, a permis de développer la structure du contrôle du couple comme étant une solution pour le contrôle vectoriel du couple de la machine synchrone à aimants permanents, et qui peut être utilisée pour divers types de machines synchrones aussi bien que pour les machines asynchrones sans modification importante.

L'étude théorique, sur le principe de la commande directe du couple classique des machines synchrones à aimants permanents abordée en première partie, suivie d'un résultat de simulation et avec commentaire, a montré la faisabilité de cette commande et cela grâce à l'estimation : du flux statorique et du couple électromagnétique. Cependant, les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées à travers les régulateurs à hystérésis à deux niveaux ; pour choisir l'état de commande des interrupteurs de l'onduleur de tension, et aucune distinction n'est faite sur ses erreurs (grandes ou petites). Le couple électromagnétique développé par la machine, dans ces conditions nominales, présente des ondulations moins importantes. Dans le but de réduire les ondulations des courants statoriques nous avons commandé la DTC par un onduleur à 3 niveaux à structure NPC, mais les résultats de simulation ont montré que ces fluctuations n'ont pas été améliorées.

Dans la deuxième partie de ce travail, et dans le but de diminuer d'avantage les ondulations du couple électromagnétique et de réduire les amplitudes des courants, nous avons augmenté le niveau de tension, en effet, nous avons en premier lieu alimenté la MSAP par un onduleur de tension triphasé à 5niveaux multicellulaire puis, par un autre onduleur de tension triphasé à 5 niveaux à structure NPC. Les résultats de simulation montrent une diminution des fluctuations du couple mais l'amplitude des courants statoriques n'ont pas été diminuée, et ils restent sans amélioration par cette technique DTC. On déduit que les régulateurs à hystérésis influent négativement sur la valeur moyenne du courant, par conséquent, ils présentent un mauvais choix pour la DTC.

Dans le but de réduire ces ondulations, trois approches intelligentes associées à la commande, remplaçant les comparateurs à hystérésis classiques et la table de commutation par des comparateurs à base de la logique floue, ont été proposées et étudiées dans la troisième partie.

La première approche floue basée sur 132 cas flous, dans cette troisième partie, est introduite dans le but d'éliminer les cas vagues et imprécis engendrant ainsi des fluctuations ou ondulations importantes du couple électromagnétique et du flux statorique, les résultats de simulation ont bien montré l'amélioration, d'une part, sur la rapidité de la dynamique du

couple électromagnétique, d'autre part, la diminution des fluctuations. Néanmoins, une implémentation en temps réel sera très difficile vu la période d'échantillonnage qui est de l'ordre de $50\mu\text{s}$. Une deuxième approche qui a permis de réduire le nombre précédent à 33 règles floues puis une troisième approche qui a permis de réduire d'avantage le nombre de règles floues à 22, les résultats de simulations ont montrés les bonnes performances de cette dernière à celle obtenues dans les cas précédents. L'inconvénient majeur de la commande floue est l'absence d'une méthodologie et de directives précises pour la conception d'un contrôleur flou, sa méthode de développement est intuitive et assez flexible. Toujours dans cette partie de ce travail, c'est-à-dire avec un régulateur à 22 règles floues, on s'est intéressé au réglage de vitesse : classique et Flou et aussi au réglage de la position.

Pour pouvoir développer et d'améliorer cette technique de commande sur la Machine Synchrones à Aimants Permanents. On a suggéré dans le quatrième chapitre d'étudier et d'utiliser d'autres techniques intelligentes basées sur le réglage neuroflou avec d'autres règles floues en exploitant la méthode de Sugeno. La stratégie de commande est de choisir aussi des vecteurs tensions adéquats selon la différence entre les références du couple électromagnétique et du flux statorique et leurs valeurs réelles calculées à partir des seules grandeurs liées au stator. Le régulateur de Sugeno est défini comme un polynôme d'ordre un, tel que la sortie du régulateur dépend de ses entrées. Les paramètres des prémisses et des conséquences des règles neurofloues de Sugeno sont déterminés en recopiant les données entrées sorties obtenues par un régulateur de Mamdani. Pour ce dernier les variables linguistiques d'entrée e , Δe et $\Delta\Delta e$ sont décrites respectivement par 5, 3 et 2 ensembles flous. La recopie est obtenue par apprentissage en utilisant l'approche de filtre de Kalman étendu. On s'est intéressé dans cette partie de ce travail au réglage de la vitesse dans le but de voir un éventuel impact par ce remplacement.

Le régulateur de Sugeno possède l'avantage d'un algorithme réduit par rapport à celui de Mamdani et le temps de calcul consommé par la procédure de Défuzzification est enfin évité de plus le régulateur de Sugeno est construit uniquement par trois fonctions d'appartenances.

On peut affirmer, en comparant ces deux techniques intelligentes, floue et neurofloue, qu'on a réduit considérablement les ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique sans et avec réglage de vitesse. Les résultats de simulation montrent aussi la faisabilité de ces approches intelligentes et l'amélioration des performances dynamiques de la machine par rapport à la DTC conventionnelle, ces approches sont très séduisantes et offrent une alternative très intéressante par rapport aux méthodes classiques. Et comme la DTC est une commande qui est surtout basée sur les estimateurs : flux magnétique et couple électromagnétique, une valeur erronée de R_s influe directement sur l'estimation du flux ce qui

va entraîner un dysfonctionnement dans le choix du vecteur tension à appliquer. Pour cela, nous avons introduit un estimateur de la résistance statorique R_s , les résultats de simulations obtenus, confirment que cet estimateur permet de garder les performances de la DTC en présence du changement de R_s , et il est capable de suivre les divergences et de les converger vers les valeurs exactes de R_s .

Dans le cinquième chapitre, nous avons consacré une approche qui repose sur l'identification « on-line » du modèle de système à contrôler par un ensemble flou type-2, la loi de commande se compose d'une base d'adaptation des règles de commandes floues constituant les composants des termes de contrôle robuste. Pour obtenir les lois d'adaptation paramétriques assurant la bornitude de tous les signaux du système on utilise la méthode de Lyapunov. Ainsi, nous avons appliqué la stratégie MLI avec une fréquence de commutation imposée, par conséquent les ondulations du couple ont été réduites considérablement avec une amélioration des courants statoriques.

Comme perspectives que nous avons envisagées, d'élaborer un travail expérimental des algorithmes étudiés et des différentes techniques d'alimentation sur une carte à microcontrôleur PIC de la société Microchip, et cela en temps réel. En plus remplacer le capteur mécanique par des observateurs FLT2.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.

- [AIM-03] M. Aimé, “Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques : Application aux nouvelles structures multicellulaires,” Thèse de Doctorat, INPT, 2003.
- [Bar-11] S. Barkat, A. Tlemçani and H. Hagra, “A type-2 fuzzy ontology and its application to personal diabetic-diet recommendation,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.* Vol. 18, no. 2, pp. 374-395, Apr. 2010.
- [Bar-82] F. Barret, Régimes transitoires des machines tournantes, Edition eyrolles, 1982.
- [Ben-01] R. Bensaid, “Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires série,” Thèse de Doctorat, INPT, 2001.
- [Ben-02] K. Benmansour, A. Tlemçani, M.S. Boucherit, H. Rezine, S. Barkati, O. Bouchhida, “ Identification et implantation de contrôleur flous a gain adaptatif d’une machine synchrone à aimants permanents”, International Conférence EPE’2002 Bultinul institului Politehnic IASI, Tomul XL VIII(LII) FASC.5.2002, Electrotehnica, Energetica, Electronica, Romania.
- [Ben-03] K. Benmansour, H. rezine, M.S. Boucherit, S. Barkati, O. Bouchhida, A. Tlemçani, “ Robust control of a permanent magnet synchronous machine”, International Conference SSD03, IEEE 2003, Tunis.
- [Ben-05] **S. Bentouati**, A. Tlemçani, M. S. Boucherit “Commande directe du couple par logique floue,” Séminaire International sur les Systèmes Electromécaniques SISEM’05, ANNABA, 22-23 Novembre, 2005.
- [Ben-06] **S. Bentouati**, A. Tlemçani, M. S. Boucherit “ Trois différentes approches pour la commande directe du couple d’une machine synchrone à aimants permanents”, Conférence Internationale sur l’Electromécaniques et ses applications ICEEA’06, SIDI BEL ABBES, 22-23 Mai 2006.
- [Ben-09] **S. Bentouati**, A. Tlemçani, M. S. Boucherit and L. Barazane “ Commande DTC floue avec réglage flou de la vitesse”, 3rd International Conférence on Electrical Engineering ICEE’09, Bab Ezzouab Alger, 19-21 May 2009.
- [Ben-10] **S. Bentouati**, A. Tlemçani, M. S. Boucherit and L. Barazane “Speed Regulation by Neurofuzzy Control: Application to a Permanent Magnet Synchronous Machine”, International Symposium on Environment Friendly Energies in Electrical Applications (EFEEA’Guardaia 2010).
- [Ben-13] **S. Bentouati**, A. Tlemçani, M. S. Boucherit and L. Barazane “A DTC Neurofuzzy Speed Regulation Concept for a Permanent Magnet Synchronous Machine”, Nonlinear Dynamics and Systems Theory. An Internatinal Journal of Research and Surveys. Volume 13, Number 4, 2013. ISSN 1562-8353
- [Ben-15] **S. Bentouati**, M.S. Boucherit, L. Barazane and A. Tlemçani, “DTC APPLIED TO A PMSM WITH COMPENSATION OF THE STATOR RESISTANCE BASED ON THE NEURO-FUZZY TECHNIQUE”, Conférence soumissionnée à: European Conference on Renewable Energy Systems Turkey, Antalya , 07-10 Octobre 2015.
- [Big-10] M. Biglarbegan, W. W. Melek and J. M. Mendel, “On the stability of interval type-2 TSK fuzzy logic control systems,” *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B, Cybern.*, vol. 40, no. 3, pp. 798–818, Jun. 2010.
- [Bou-00] R. Boukezzoula, “commande floue d’une classe de systèmes non linéaires: application au problème de suivi de trajectoire”, Thèse de Doctorat, Université de Savoie, 2000.

- [Bou-05] D. Boudana, A. Tlemçani, L. Nezli, M.S. Boucherit, “Commande Adaptative à Modèle de Référence d’une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Courant,” Séminaire International sur les Systèmes Electromécaniques SISEM’05, ANNABA, 22-23 Novembre, 2005.
- [Bou-09] D. Boudana, “Sur la commande DTC basée sur les techniques de contrôle robuste de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multiniveaux,” Thèse de Doctorat, ENSP- El-Harrach, Alger, 2009.
- [Bou-13] S. Boulkhrachef, “Commandes linéaires et non linéaires des tensions d’entrée d’un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Application à la MAS”, Thèse de Doctorat, ENSP- El-Harrach, Alger, 2013.
- [Bos-98] B. K. Bose, L. Fellow and N.R. Patel ‘Quasi –fuzzy estimation of stator resistance of induction motor’, IEEE Transactions on power Electronics, Vol. 13, No. 3, May 1998.
- [Buc-92] J. Buckley, “Universal Fuzzy Controllers,” Automatica, Vol. 28, No. 6, pp.1245-1248, 1992
- [Buc-93] J. Buckley, “Sugeno type Controllers are Universal Controllers”, Fuzzy sets and Systems 53, North-Holland Publishing Company, pp. 299-303, 1993.
- [Büh-94] H. Bühler, Le réglage par logique floue. Presses Polytechniques Romandes, 1994.
- [Cas-01] D. Casadei, G. Serra, ‘Steady state and transient performance evaluation of a DTC scheme in the low speed rang’, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 16, No.6, November 2001.
- [Cas-08] O. Castillo and P. Melin, *Type-2 Fuzzy Logic: Theory and Applications*, Springer Verlag, 2008.
- [Cer-95] E. Cerruto, A. Consoli, A. Raciti and A. Tesla, “A robust adaptive controller for PM motor drives in robotic applications,” IEEE Tran. on Power Electronics, Vol. 10, no. 1, pp. 62-71, Jan. 1995
- [Cha-96] Y. A. Chapuis, “Contrôle direct du couple d’une machine asynchrone par l’orientation de son flux statorique,” Thèse doctorat, INP Grenoble 1996.
- [Che-03] H. Chekireb, M. Tadjine and D. Boucherffa, “Direct adaptive fuzzy control of nonlinear system class with applications,” Control and Intelligent Systems, Vol.31, no. 2, pp.113-121, 2003.
- [Chi-02] C. C. Chiang and Z.H. Kuo, “Decentralized adaptive fuzzy controller design of large-scale nonlinear systems with unmatched uncertainties,” Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Fuzzy Systems, FUZZ-IEEE’02, Vol.: 1, pp. 668 – 673, 12-17 May, 2002.
- [Dat-93] A. Datta, “Performance improvement in decentralized adaptive control: a model reference scheme,” IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 38, no. 11, pp. 1717–1722, 1993.
- [Fou-94] L. Foulloy, “Typologie des contrôleurs flous”, ARAGO 14 Logique floue, Masson, pp.80-107, 1994.
- [Fu_ 98] M. Fu, L. Xu, ‘A sensorless DTC technique for PM synchronous motors’, Proceedings of the IEEE, 1998.
- [Gav-89] D.T. Gavel and D. D. Silijak, “Decentralized adaptive control: structural conditions for stability,” IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 34, no. 4, pp. 413–426, 1989.
- [Gha-96] M. B. Ghalia, “Nonlinear modeling of uncertain dynamical systems using fuzzy set concepts,” Proc. of the 35th Conference on Decision and Control, Kobe, Japan, pp.418-423, December 1996.
- [Gre-97] G. Grellet, G. Clerc, Actionneurs électriques, Edition eyrolles, 1997.

- [Hag-04] H. Hagra, "A hierarchical type-2 fuzzy logic control architecture for autonomous mobile robots," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 12, no. 4, pp. 524–539, Aug. 2004.
- [Hag-07] H. Hagra, "Type-2 fuzzy control: A new generation of fuzzy controllers," *IEEE Computational Intelligence Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 30–43, 2007.
- [Has-99] I. El Hassan, "Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle directe du couple", Thèse doctorat, INPT, 1999.
- [Idr-02] N.R.N. Idris, H.M. Yatim, 'An improved stator flux estimation in steady-state operation for direct torque control of induction machines', *IEEE Transactions on Industrial Automatic*, Vol. 38, No.1, Janu/Febr 2002.
- [Jan-92] J.S.R.Jang. "Self-learning fuzzy controller based on temporal backpropagation," *IEEE Trans. Neural Networks*, Vol. 3, pp.714-423, Sept.,1992.
- [Jan-93] J. R. Jang, "Adaptive-network-based Fuzzy inference system," *IEEE Trans. On System*, Vol.23, No. 3, pp.665-684, May/June, 1993.
- [Jan-95] JR. Jang, C. Sun, "Neuro-fuzzy modeling and control," *Proc. of IEEE*, Vol.83, No.3, pp. 378-406, March, 1995.
- [Jua-08] C. F. Juang and Y. W. Tsao, "A self-evolving interval type-2 fuzzy neural network with online structure and parameter learning," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 16, no. 6, pp.1411–1424,Dec.2008.
- [Jua-09] C. F. Juang and C. H. Hsu, "Reinforcement ant optimized fuzzy controller for mobile-robot wall-following control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 3931–3940, Oct. 2009.
- [Kad-01] M. Kadjoudj, "Contribution à la commande d'une machine synchrone à aimants permanents," Thèse de doctorat, Université de Batna, 2001.
- [Kau-96] A. Kaufmann, "Introduction à la logique floue," *Techniques de l'ingénieur, Mesures et contrôle*, R 7032, 1996.
- [Ket-92] R. Ketata, "Méthodologie de régulation numérique incluant la logique floue, Thèse de Doctorat, No. 199, INSA, Toulouse, 1992.
- [Kha-97] M. W. El Kharachi, M. Sheirah, "Fuzzy logic controllers: A comparative study," *Proc. IFAC/IFIP/IMACS Conference*, pp.209-215, Belfort, France, May, 1997.
- [Kha-11] M. A. Khanesar, E. Kayacan, M. Teshnehlab and O. Kaynak, "Analysis of the noise reduction property of type-2 fuzzy logic system using a novel type-2 membership function," *IEEE Trans. Syst. Man, Cebern. B, Cebern*, Vol.41, no.5 pp.1395-1406, Oct.2011.
- [Kos-92] B. Kosko, "Fuzzy Systems as Universal Approximators," *Proc. of the IEEE Conf. on Fuzzy Systems (Fuzz'IEEE 92)*, pp. 1153-1162, San Diego, USA, 1992.
- [Kun-05] Y. S. Kung, C. S. Chen, K. I. Wong and M. H. Tsai, "Development of a FPGA based control IC for PMSM drive with adaptive fuzzy control," *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society IECON*, pp. 1544-1549, 2005.
- [Kar-99] N. N. Karnik, J. M. Mendel, and Q. Liang, "Type-2 fuzzy logic systems," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 7, pp. 643–658, 1999
- [Lab-05] S. Labiode, "Contribution à la commande adaptative floue des systèmes non linéaires," Thèse de Doctorat, ENP, 2005.
- [Lam-14] H. K. Lam, Li Hongyi, C. Deters, E. L. Secco, H. A. Wurdemann, K. Althoefer, "Control Design for Interval Type-2 Fuzzy Systems Under Imperfect Premise Matching," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 2, pp. 956-968, 2014.
- [Lav-94] J. P. Lavieville, O. Béthoux, P. Carrère, and T. Meynard, "Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique," *Brevet français n°94.15865*,1994.

- [Lee-90] C. C. Lee, "Fuzzy logic in control systems: Logic controller-Part I and Part II," *IEEE Trans. on System*, Vol.20, No.2, pp.404-414, March/April, 1990.
- [Lee-10] C. S. Lee, M. H. Wang, and H. Hagrass, "A type-2 fuzzy ontology and its application to personal diabetic-diet recommendation," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 18, no. 2, pp. 374–395, Apr. 2010.
- [Lia-99] Q. Liang and J. M. Mendel, "An introduction to type-2 TSK fuzzy logic systems," *IEEE International Fuzzy Systems Conference*, Seoul, Korea, pp. 1534–1539, 1999.
- [Lin-05] P. Z. Lin, C. M. Lin and C. F. Hsu and T. T. Lee "Type-2 fuzzy controller desing using sliding mode approach for application to DC-DC converters," *IEE Proc. Electr. Appl.*, vol. 152, no. 6, pp. 1482–1488, November 2005.
- [Lin-01] F. J. Lin and Y. S. Lin, "A robust PM synchronous motor drive with adaptive uncertainty observer," *IEEE Tran. on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. - ,2001.
- [Lin-04] F. J. Lin and C. H. Lin "A Permanent-Magnet Synchronous Motor Servo Drive Using Self-Constructing Fuzzy Neural Network Controller" *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 19, no. 1, pp. 66-72, March 2004.
- [Li-06] L. Li, W. H. Lin and H. Liu, "Type-2 fuzzy logic approach for short-term traffic forecasting," *IEE Proc., Intell. Transp. Syst.*, vol. 153, no. 1, pp. 33–40, Mar. 2006.
- [Lin-08] F. J. Lin, P. H. Shieh and Y. C. Hung, "An intelligent control for linear ultrasonic motor using interval type-2 fuzzy neural network," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 2, no. 1, pp. 32–41, 2008.
- [Lin-09-a] F. J. Lin, P. H. Chou, P. H. Shieh and S. Y. Chen, "Robust control of an LUSM-based X–Y– θ motion control stage using an adaptive interval type-2 fuzzy neural network," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 17, no. 1, pp. 24–38, Feb. 2009.
- [Lin-09-b] F. J. Lin and P. H. Chou, "Adaptive control of two-axis motion control system using interval type-2 fuzzy neural network," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 1, pp. 178–193, Jan. 2009.
- [Lin-10] T. C. Lin, M. Roopaei and M. C. Chen, "Car suspension control by indirect adaptive interval type-2 fuzzy neural network control," *World Applied Sciences Journal*, vol. 8, no. 5, pp. 555–564, 2010.
- [Liu-88] T. H. Liu, C. M. Young, C. H. Liu, "Microprocessor based controller and design and simulation for a permanent magnet synchronous drive," *IEEE Trans. Indu. Elec.*, Vol. 5, No. 4, pp.516-523 November, 1988.
- [Mam-74] E.H. Mamdani, "Application of Fuzzy Algorithms for Control of a simple Dynamic Plant," *Proc. of the IEE Control and Science*, Vol. 121, No. 12, pp.1585-1588, 1974.
- [Mam-75] E.H. Mamdani and S. Assilian, "An experiment in Linguistic Synthesis with a fuzzy logic Controller," *Int. Journal of Man-Machines Studies*, 7, pp. 1-13,1975.
- [Mam-76] E.H. Mamdani, "Advances in the Linguistic of Fuzzy Controllers," *Int.Journal of Man Machines Studies*, 8, pp. 669-678, 1975.
- [Mey-8] T. A. Meynard and H. Foch. Multi-level conversion : high voltage choppers and voltage-source inverters. *Power Electronics Specialists Conference , PESC '92 Record.*, 23rd Annual IEEE, 1992.
- [Mend-07] J. M. Mendel, "Advances in type-2 fuzzy sets and systems", *Information Sciences*, Vol. 177,2007, pp. 84–110.
- [Men-95] J. M. Mendel, "Fuzzy systems for engineering : A tutorial," *Proc. IEEE*, Vol. 83, No. 3, pp.347-377, March., 1995.
- [Mor-90] S. Morimoto, Y. Takida, T. Takao, "Current phase control methods for permanent magnet synchronous," *Trans. Pow. Elec.*, Vol. 5, No. 2, pp. 133-139, April, 1990.

- [Nab-81] A. Nabea, I. Takahashi and H. Akagi, "A new Neutral-Point Clamped PWM inverter, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 1A-17, n°5, pp. 518-523, 1981.
- [Par-96] F. Parasiliti, M. Tursini and D. Q. Zhang, "Adaptive fuzzy logic control for high performance PM synchronous drives", *8th Mediterranean Electrotechnical Conference MELECON '96*, vol. 1, pp. 323-327, 13-16 May, 1996.
- [Ped-89] W. Pedrycz, *Fuzzy Control and Fuzzy Systems*, Research Studies Press LTD, Taunton, Somerset, England, 1989.
- [Pil-88] P. Pilly, R. Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drive," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 35, No. 4, November, 1988.
- [Puj-00] A. Pujol, 'Improvement in direct torque control of induction motors', These de Doctorat, Universita del Politecnica de Catalunya, 2000.
- [Rah-97] M. F. Rahman, L. Zhong, "An investigation of direct and indirect torque controllers for permanent PM synchronous motor drives," *IEEE IC*, 1997, pp.516-523.
- [Rah-99] M. F. Rahman, L. Zhong, "A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 3, September 1999, pp. 637-642.
- [Rob-93] B. Robyns, "Commandes numériques évoluées des actionneurs à courant alternatif," *Thèse de doctorat*, Université catholique de Louvain, Décembre, 1993.
- [Rob-95] X. Roboam, *De la modélisation à la commande des machines asynchrones*, Edition Interne LEEI, 1995.
- [Sal-91] L. Salvatore, S. Stasi and A. Dell'Aquila, "Adaptive control of PM synchronous motor", in *proceedings of the conference EPE*, vol. 2, pp. 126-131, 1991.
- [Sch-95] H. Scholten, *Logique floue et régulation PID : Théorie et pratique de la régulation active avec interface à réaliser soi-même et programme d'expérimentation*, Publitrionic, 1995.
- [Sal-91] L. Salvatore, S. Stasi and A. Dell'Aquila, "Adaptive control of PM synchronous motor", in *proceedings of the conference EPE*, vol. 2, pp. 126-131, 1991.
- [Sch-95] H. Scholten, *Logique floue et régulation PID : Théorie et pratique de la régulation active avec interface à réaliser soi-même et programme d'expérimentation*, Publitrionic, 1995.
- [Seg-81] G. Segulier, G. Lesenne, P. Notelet, *Introduction à l'électrotechnique approfondie*, TEC et DOC, 1981.
- [Sho-93] K. R. Shouse and D. Taylor, "A digital self tuning tracking controller for permanent magnet synchronous motors," in *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, vol. 4, pp. 3397-3402, 1993.
- [Sil-97] J. L. Silva Neto and H. Le-Huy, "A fuzzy controller with a fuzzy adaptive mechanism for the speed control of a PMSM", *23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation IECON'97*, vol. 3, pp. 996-1000, 9-14 Nov. 1997.
- [Slo-91] J. J. E. Slotine, W. Li, *Applied nonlinear control*. Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall, 1991.
- [Spo-95-a] J. T. Spooner, K. M. Passino, "Stable indirect adaptive control using fuzzy systems and neural networks," *Proc. of the 34th Conference on Decision & Control*, New Orleans, pp.243-248, December, 1995.
- [Spo-95-b] J. T. Spooner, K. M. Passino, "Stable direct adaptive control using fuzzy systems and neural networks," *Proc. of the 34th Conference on Decision & Control*, New Orleans, pp.243-248, December, 1995.

- [Su-94] C. Su and Y. Stepanenko “Adaptive Control of a Class of Nonlinear Systems with Fuzzy Logic”, *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, Vol. 2, NO. 4, pp. 285-294, November, 1994.
- [Sug-86] Sugeno M. and Tang G.T., “Fuzzy Modelling and Control of Multilayer Incinerator,” *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 18, pp. 329 , 1986.
- [Sug-88] M. Sugeno, G. T. Kang, “Structure identification of fuzzy model,” *Fuzzy sets and Systems*, Vol. 28, pp.15-33, 1988.
- [Tak-83] T. Takagi, M. Sugeno, “Derivation of Fuzzy Control Rules From Human Operator’s Control Actions,” *Proc. of the IFAC Symposium on Fuzzy Information*, pp. 55-60, Merseille, France, 1983.
- [Tak-85] T. Takagi and M. Sugeno, “Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modeling and Control”, *IEEE Trans. on Syst. Man and Cybernetics*, Vol. 15, pp. 116-132, 1985.
- [Tak-86] I. Takahashi, T. Noguchi, “A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor,” *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 22, No. 5, Sept/Octo. 1986, pp. 820-827.
- [Tan-96] K. Tanaka, T. Ikeda and H. O. Wang, “Robust Stabilization of a Class of Uncertain Nonlinear Systems Via Fuzzy Control: Quadratic Stabilizability, H^∞ Control Theory and Linear Matrix Inequalities,” *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, Vol. 4, No.1, February 1996.
- [Tle-99] A. Tlemçani, H. Chekireb, M. S. Boucherit, “Le RLF de Sugeno, copie du RLF de Mamdani: Application à la commande d'une machine synchrone à aimants permanents,” *Conférence Nationale SNAS'99*, Annaba, 9-10 Novembre, 1999.
- [Tle-02] A. Tlemçani, M.S. Boucherit, H. Chekireb, K. Benmansour, S. Barkati “Commande adaptative floue directe inearisante : application à la machine synchrone à aimants permanents,” *International Conférence EPE'2002 Bultinul institului Polithehnic IASI*, Tomul XL VIII(LII) FASC.5.2002, Electrotehnica, Energetetica, Electronica, Romania.
- [Tle-05] A. Tlemçani, O. Bouchhida, M. S. Boucherit, H. Chekireb, D. Boudana“ Commande directe du couple basée sur la logique floue : Application à la machine synchrone à aimant permanent,” *First International Conference on Electrical Systems PCSE'05*, Oum El-Bouaghi, Algeria, May 9-11, pp.283-288,2005.
- [Tle-06] A. Tlemçani, H. Chekireb and M. S. Boucherit, “A new robust adaptive control of a class of MIMO nonlinear systems with fuzzy approximators,” *Archives of Control Sciences*, vol. 16, pp. 247–264, 2006.
- [Tle-07] A. Tlemçani, “ Contribution à l’application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanants alimentée par un convertisseur multicellulaire serie,” *Thèse de doctorat*, ENP Alger 2007.
- [Tle-08] A. Tlemçani, S. Barkat, D. Boudana, O. Bouchhida and M. S. Boucherit, “Stable direct adaptive control using fuzzy systems of a PMSM,” *International Review of Automatic Control (I.R.E.A.CO.)*, vol. 1, pp. 446–457, 2008.
- [Tle-09] A. Tlemçani, O. Bouchhida, K. Benmansour, D. Boudana, M. S. Boucherit, “Direct Torque control strategy (DTC) based on fuzzy logic controller for a permanent magnet synchronous machine drive,” *Journal of Electrical Engineering & Technology, JEET, Korean Institute of Electrical Engineering, KIEE*, Volume 4, No. 1, pp.66-78 , 2009.
- [Tza-90] S. Tzafestas, N. P. Papanikolopoulos, “Incremental fuzzy expert PID control,” *IEEE Trans. on Ind., Elec.*, Vol.37, No.5, pp.365-371, October, 1990.

- [Wan-92-a] L.X. Wang and J.M. Mendel, "Fuzzy Basis Functions, Universal Approximation and Orthogonal Least-Squares Learning", *IEEE Trans. on Neural Networks*, Vol. 3, No. 5, pp. 807-814, 1992.
- [Wan-92-b] Wang L.X, "Fuzzy Systems are Universal Approximators," *Proc. of the IEEE Conf. on Fuzzy Systems (Fuzz'IEEE 92)*, SanDiego, pp. 1163-1170, 1992.
- [Wan-92-c] L. X. Wang, "Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems," *Proc. 31st Conf. Dec. Cont.* , pp. 2511-2516, 1992.
- [Wan-94] L. X. Wang, *Adaptive Fuzzy Systems and Control*, Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1994
- [Wan-95] L. Wang, "Design and analysis of fuzzy identifiers of nonlinear dynamic systems," *IEEE Trans. on Auto. Control*, Vol.40, No.1, pp. 11-23, January,1995
- [Yan-04] Yang-Yin Lin, Jyh-Yeong Chang and Chin-Teng Lin, "A TSK-Type-Based Self-Evolving Compensatory Interval Type-2 Fuzzy Neural Network (TSCIT2FNN) and Its Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 447 - 459, 2014.
- [Zho-97] L. Zhong, M. F. Rahman, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 12, No. 3, pp.528-535, May 1997.
- [Zol-97-a] M. R. Zolghadri, "Contrôle direct du couple des actionneurs synchrones," *Thèse de doctorat*, INP Grenoble 1997.
- [Zha-97] T. P. Zhang, C. B. Feng and Z. Z. Dou, "Decentralized Adaptive Variable Structure Control Based on Fuzzy Logic," *IEEE International Conference on Intelligent Processing System, ICIPS '97*. vol. 10, pp: 359 – 363, 28 – 31 oct., Beijing. China, 1997.