

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLICQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE HASSIBA BENBOUALI - CHLEF -  
FACULTE DES SCIENCES & SCIENCES DE L'INGENIEUR  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire

En vue de l'obtention du diplôme de

# MAGISTER

Filière : Electrotechnique

Option : Commande des machines électriques

Présenté par :

**CHERID AHMED**

## COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE D'UNE MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

Soutenu le : 24 juin 2004

Devant le jury composé de :

Président :	Dr. A. BETTAHAR,	Professeur (U. CHLEF)
Encadreur :	Dr. B. BELMADANI,	Maître de Conférence (U. CHLEF)
Co.Encadreur :	Aek. MELLAKHI,	M.A. Chargé de Cours (U.CHLEF)
Examineur :	Dr. Aek. ALI BENAMARA,	Maître de Conférence (U. CHLEF)
Examineur :	Aek. KANSAB	M.A Chargé de Cours (U. CHLEF)

## Résumé

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire est une étude comparative des régulateurs flous par rapport aux régulateurs classiques de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) à structure lisse.

La modélisation du système est présentée dans une première étape. Dans une deuxième étape la commande vectorielle est présentée pour passer à une commande simplifiée où on se rapproche d'un modèle linéaire. Un régulateur classique est utilisé pour la commande de la vitesse et de la position. Une introduction à la logique floue est présentée avec des applications des régulateurs flous pour le contrôle de la vitesse de la MSAP. Dans la dernière partie du travail un test de robustesse est fait pour des variations paramétriques.

**Mots clés** : Commande vectorielle, Machine synchrone à aimants permanents (MSAP), régulateurs à logique floue (RLF), robustesse.

## المخلص

تطرقنا في هذه المذكرة لدراسة مقارنة بين معدل التحكم الاعتيادي الكلاسيكي و النظام عن طريق المنطق الغير مؤكد للتحكم في الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم. النموذج الرياضي للمحرك و نمط تغذيته تم تقديمهما في الفصل الأول أما في الفصل الثاني فتطرقنا إلى التحكم في هذا المحرك بطريقة التحكم الشعاعي معتمدين على النظام الاعتيادي. تقديم مدخل إلى المنطق الغير مؤكدا كان في الفصل الثالث. في الجزء الأخير قمنا بمقارنة بين الطريقة الكلاسيكية و الطريقة المقترحة من خلال دراسة متانة التحكم.

## الكلمة المفتحية

التحكم الشعاعي, آلة تزامنية ذات المغناطيس الدائم, معدل المنطق الغير المؤكد, متانة

## Abstract

The aim of this work is a comparative study of fuzzy regulators with regard to classical ones of vector control of permanent magnetic synchronous motor and smooth structure. The modelling of the machine and its current supply is presented in the first chapter. The second chapter presents the vector control with strategies of speed and current checking by classical regulators. An introduction to fuzzy logic is presented in the third chapter. In the last part of the thesis, a synthesis of fuzzy regulators is achieved for the speed control. Tests of robustness are carried out with respect to parametric variation.

**Key words**: Permanent magnetic synchronous machine, vector control, fuzzy logic control, robustness.

## Remerciements

Ce travail a été effectué sous la direction de Monsieur B. BELMADANI, Maître de Conférence à l'Université de Chlef. Je tiens tout d'abord à lui exprimer ma profonde gratitude pour m'avoir encadrer.

J'ai été profondément honoré que Monsieur BETAHAR Ahmed, Professeur à l'Université de Chlef, ait accepté d'examiner ce travail et de présider ce jury.

Que Monsieur A.e.k ALI BENAMARA, Maître de Conférence à l'Université de Chlef., trouve ici l'expression de mes sincères remerciements pour l'intérêt qu'il a voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner. Ses remarques constructives ont contribué à améliorer ce document.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur A.e.k. MELLAKHI, Maître Assistant Chargé de Cours à l'Université de Chlef pour la confiance qu'il m'a témoignée. Ses conseils, ses encouragements m'ont été très précieux et m'ont permis de bien mener mon travail.

Je remercie également Monsieur Aek KANSAB, Maître Assistant Chargé de Cours à l'université de Chlef, d'avoir examiné mon travail.

Que tous les membres, collègues et amis du département d'électrotechnique et mécanique trouvent ici le témoignage de mon amitié et de ma reconnaissance.

*A la mémoire de ma mère  
à mon père  
à ma famille  
et à tous ceux que j'aime*

*« Pour faire de grandes choses, il ne faut pas être  
un si grand génie, il ne faut pas être au-dessus des  
Hommes, il faut être avec eux »*

*Montesquieu*

## Notations utilisées

$a, b, c$	: Système triphasé.
$C_{em}, C_f, C_r$	: Couple électromagnétique, couple de frottement, couple résistant.
$d, q$	: Axe direct, axe en quadrature.
$f_c$	: Coefficient de frottement.
$i_a, i_b, i_c$	: Courants instantanés des phases de la machine.
$i_{ds}, i_{qs}$	: Courant statorique d'axe direct et en quadrature.
$J$	: Moment d'inertie.
$K_p$	: Gain de l'action proportionnelle.
$L_s$	: Matrice d'inductance statorique.
$L_d, L_q$	: Inductance directe et en quadrature.
$m$	: Indice de modulation.
$[P]$	: Matrice de la transformation de Park.
$p$	: Nombre de paires de pôles.
$r$	: Taux de modulation.
$R_s$	: Résistance d'une phase statorique.
$s$	: Opérateur de Laplace.
$T_i$	: Temps de l'action d'intégration.
$T_d$	: Temps de l'action de dérivation.
$U_{abc}$	: Tensions instantanées des phases statoriques.
$U_{ds}, U_{dq}$	: Tensions d'axe direct et d'axe en quadrature.
$V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}$	: Tension de référence.
$w(t)$	: La porteuse, signal en dents de scie.
$\alpha_a, \alpha_b, \alpha_c$	: Rapport cyclique.
$\varphi_f$	: Flux dû aux aimants.
$\omega_r$	: Vitesse angulaire du rotor.
$\omega_n$	: Pulsation naturelle.
$\Omega$	: Vitesse mécanique du rotor.
$\theta$	: Position angulaire du rotor.
$\xi$	: Coefficient d'amortissement.
$k_i$	: Poids développé par le correcteur flou.
$\tau_e$	: Constante de temps électrique.
$\tau_m$	: Constante de temps mécanique.
$\mu$	: Fonction d'appartenance
<i>MSAP</i>	: Machine synchrone à aimants permanents.
<i>MLI</i>	: Modulation de largeur d'impulsion.
<i>PI</i>	: Proportionnel et intégral.
<i>PID</i>	: Proportionnel, Intégral et Dérivé.
<i>RLF</i>	: Régulateur par logique floue.

# Table des matières

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I : PRESENTATION ET MODELISATION DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR...</b>	<b>4</b>
<b>1.1 INTRODUCTION .....</b>	<b>4</b>
<b>1.2 MACHINES SYNCHRONES.....</b>	<b>5</b>
1.2.1 MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS ET LEURS POSSIBILITES .....	5
1.2.2 CHOIX DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	6
<b>1.3 CHOIX DU MODE DE FONCTIONNEMENT .....</b>	<b>6</b>
<b>1.4 CHOIX DU MODE D'ALIMENTATION DE LA MSAP .....</b>	<b>7</b>
1.4.1 ALIMENTATION EN COURANT.....	8
1.4.2 ALIMENTATION EN TENSION .....	8
1.4.3 PRINCIPE DE LA COMMANDE A MLI .....	10
<b>1.5 REPRESENTATIONS D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS .....</b>	<b>12</b>
1.5.1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES .....	13
1.5.2 MODELISATION GENERALE DE LA MACHINE.....	13
1.5.3 MODELE DE PARK.....	14
1.5.3.1 <i>Repère de Park</i> .....	15
1.5.3.2 <i>Modèle généralisé - équations électriques</i> .....	15
1.5.3.3 <i>Equation mécanique générale</i> .....	16
<b>1.6 MODELE EN TENSION DE LA M.S.A.P.....</b>	<b>17</b>
<b>1.7 COMPORTEMENT DYNAMIQUE DE LA MSAP EN BOUCLE OUVERTE .....</b>	<b>18</b>
<b>1.8 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE .....</b>	<b>18</b>
1.8.1 MODELISATION DE L'ONDULEUR .....	19
1.8.2 COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEURS D'IMPULSIONS.....	19
<b>1.9 COMPORTEMENT DYNAMIQUE DU SYSTEME MSAP-ONDULEUR.....</b>	<b>20</b>
1.9.1 INTERPRETATION DES RESULTAS.....	20
<b>1.10 CONCLUSION .....</b>	<b>22</b>
<b>CHAPITRE II : LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP .....</b>	<b>23</b>
<b>2.1 INTRODUCTION .....</b>	<b>23</b>
<b>2.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE .....</b>	<b>24</b>
<b>2.3 STRATEGIES DE COMMANDE.....</b>	<b>25</b>
<b>2.4 ORIENTATION DU COURANT STATORIQUE .....</b>	<b>26</b>
<b>2.5 ANALYSE DE LA STRATEGIE DE COMMANDE.....</b>	<b>27</b>
<b>2.6 MISE EN ŒUVRE DE LA COMMANDE.....</b>	<b>27</b>
<b>2.7 COMMANDE AVEC REGULATION DES COURANTS DANS LE REFERENTIEL D-Q .....</b>	<b>28</b>
<b>2.8 MISE EN ŒUVRE DE LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE .....</b>	<b>29</b>
<b>2.9 REGULATION CLASSIQUE DE LA MSAP .....</b>	<b>30</b>
2.9.1 REGULATION DE LA VITESSE .....	30

2.9.1.1	Fonction de transfert en boucle ouverte.....	30
2.9.1.2	Fonction de transfert en boucle fermée.....	31
2.9.2	REGULATION DES COURANTS $I_{Ds}$ ET $I_{Qs}$ .....	33
2.9.3	SIMULATION ET INTERPRETATION.....	34
2.9.4	REGULATEUR COMBINANT UNE ACTION PREDICTIVE ET UNE RETROACTION.....	35
2.9.5	SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS.....	37
<b>2.10</b>	<b>COMMANDE EN POSITION.....</b>	<b>39</b>
2.10.1	STRUCTURE GLOBALE.....	39
2.10.2	SYNTHESE DU REGULATEUR DE POSITION.....	40
2.10.3	RESULTATS DE LA SIMULATION.....	40
<b>2.11</b>	<b>CONCLUSION.....</b>	<b>42</b>
<b>CHAPITRE III : INTRODUCTION A LA LOGIQUE FLOUE.....</b>		<b>43</b>
<b>3.1</b>	<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>43</b>
<b>3-2</b>	<b>DEFINITIONS ET TERMINOLOGIE.....</b>	<b>44</b>
3-2-1	SOUS-ENSEMBLE FLOU.....	44
3.2.2	OPERATIONS SUR LES SOUS-ENSEMBLES FLOUS.....	45
<b>3.3</b>	<b>LES RELATIONS FLOUES.....</b>	<b>46</b>
3.3.1	UNION DE DEUX RELATIONS FLOUES.....	47
3.3.2	INTERSECTION DE DEUX RELATIONS FLOUES.....	47
3.3.3	PRODUIT ALGEBRIQUE DE DEUX RELATIONS FLOUES.....	47
3.3.4	LA SOMME ALGEBRIQUE DE DEUX RELATIONS FLOUES.....	47
3.3.5	COMPLEMENT D'UNE RELATION FLOUE.....	47
<b>3.4</b>	<b>COMPOSITION DE DEUX RELATIONS FLOUES.....</b>	<b>47</b>
3.4.1	COMPOSITION SUP-MIN.....	47
3.4.2	COMPOSITION SUP-ETOILE.....	48
3.4.3	COMPOSITION SUP-PRODUIT.....	48
<b>3.5</b>	<b>LES VARIABLES LINGUISTIQUES.....</b>	<b>48</b>
<b>3.6</b>	<b>PROPOSITIONS FLOUES.....</b>	<b>49</b>
3.6.1	COMPOSITION DE DEUX PROPOSITIONS FLOUES PAR CONJONCTION.....	49
3.6.2	COMPOSITION DE DEUX PROPOSITIONS FLOUES PAR DISJONCTION.....	49
<b>3.7</b>	<b>REGLE LINGUISTIQUE.....</b>	<b>49</b>
<b>3.8</b>	<b>IMPLICATION FLOUE.....</b>	<b>50</b>
<b>3.9</b>	<b>STRUCTURE D'UN REGLAGE PAR LA LOGIQUE FLOUE.....</b>	<b>50</b>
<b>3.10</b>	<b>MISE EN ŒUVRE D'UN REGULATEUR PAR LOGIQUE FLOUE (RLF).....</b>	<b>51</b>
3.10.1	FUZZIFICATION DES ENTREES.....	53
3.10.2	REGLES DE LA LOGIQUE FLOUE ET METHODES D'INFERENCE.....	54
3.10.2.1	Regles floues - matrices d'inférence.....	54
3.10.2.2	Raisonnement flou.....	55
3.10.3	DEFUZZIFICATION.....	59
<b>3.11</b>	<b>TYPES DE REGULATEURS FLOUS.....</b>	<b>59</b>
3.11.1	REGULATEUR FLOU A STRUCTURE PID.....	59
3.11.2	REGULATEUR FLOU DE TYPE SUGENO (RF-SUGENO).....	61
<b>3.12</b>	<b>CONCLUSION.....</b>	<b>61</b>

<b>CHAPITRE IV : APPLICATION DE LA COMMANDE FLOUE A LA MSAP.....</b>	<b>63</b>
<b>4.1 INTRODUCTION .....</b>	<b>63</b>
<b>4.2 DESCRIPTION DU REGULATEUR FLOU UTILISE.....</b>	<b>64</b>
4.2.1 CHOIX DE L'UNIVERS DE DISCOURS.....	65
4.2.2 CHOIX DES FONCTIONS D'APPARTENANCE .....	65
4.2.3 CHOIX DE LA BASE DES REGLES .....	66
4.2.4 CHOIX DE LA METHODE DE TRAITEMENT DES INFERENCEES.....	68
4.2.5 CHOIX DE LA METHODE DE DEFUZZIFICATION.....	68
<b>4.3 SYNTHÈSE DES ALGORITHMES RLF-3 ENSEMBLES .....</b>	<b>69</b>
4.3.1 REGULATION DES COURANTS PAR PI .....	69
4.3.1.1 Synthèse de l'algorithme RLF-3-PI.....	69
4.3.1.2 Synthèse de l'algorithme RLF-3 PD.....	71
4.3.2 REGULATEUR DE COURANT AVEC ACTION PREDICTIVE ASSOCIANT UNE RETROACTION .....	72
4.3.3 SYNTHÈSE DE L'ALGORITHME RLF-3_PID .....	74
4.3.3.1 Régulation des courants par PI.....	75
4.3.3.2 Régulateur de courant prédictive associant une rétroaction.....	76
<b>4.4 SYNTHÈSE DES REGULATEURS FLOUS A SEPT ENSEMBLES RLF_7 .....</b>	<b>77</b>
4.4.1 REGULATION VITESSE PAR RLF_7PID ET LES COURANTS PAR PI .....	78
4.4.2 REGULATEUR RLF_7 PID COURANT ACTION PREDICTIVE- RETROACTIVE.....	79
4.4.3 RESULTATS DE LA SIMULATION .....	79
<b>4.5 SYNTHÈSE DU CONTROLEUR DE VITESSE PID ADAPTATIF FLOU.....</b>	<b>79</b>
4.5.1 SYNTHÈSE DU CONTROLEUR FLOU UTILISE .....	80
4.5.2 SIMULATION ET INTERPRETATION.....	82
<b>4.6 CONTROLE DE LA VITESSE ET DES COURANTS PAR DES RLF.....</b>	<b>83</b>
<b>4.7 ETUDE DE LA ROBUSTESSE DE REGLAGE .....</b>	<b>85</b>
4.7.1 SIMULATION AVEC LES PARAMETRES RS ET J SEPAREMENT.....	85
4.7.1.1 Régulation vitesse PI - courants PI.....	85
4.7.1.2 Régulation vitesse PI courants action Prédicative_ rétroactive.....	86
4.7.1.3 Régulation vitesse adaptatif flou courant action prédictive _ rétroactive.....	87
4.7.1.4 Régulateur RLF_3PID .....	88
4.7.1.5 Régulateur RLF_7PID .....	90
4.7.2 VARIATION DES PARAMETRES SIMULTANEMENT.....	92
<b>4.8 CONCLUSION .....</b>	<b>97</b>
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>99</b>
<b>ANNEXES .....</b>	<b>101</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....</b>	<b>106</b>

# **INTRODUCTION GENERALE**

## **Introduction générale**

Le moteur à courant continu constituait jusqu'à ces dernières années la solution la plus répandue pour obtenir un contrôle de vitesse et de position nécessitant des performances statiques et dynamiques élevées. Mais si la commande de ce moteur est relativement simple, la nécessité d'une commutation mécanique sous forme de système balais - collecteur limite la puissance et la vitesse maximale de ce type de machine, impose des contraintes au milieu ambiant, et nécessite une maintenance importante [1]. On remplace donc de plus en plus fréquemment le moteur à courant continu par des moteurs à courant alternatif.

Aujourd'hui, les progrès technologiques enregistrés dans le domaine de l'électronique de puissance, le développement des microprocesseurs et des aimants permanents ont permis de concevoir des servomoteurs à aimants de plus en plus performants.

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 en aéronautique, robotique, les machines outils et la technologie de l'espace) en raison de son rapport puissance/masse élevé.

Les méthodes classiques et modernes de l'automatique linéaire ont trouvé rapidement une application dans la commande du moteur à courant continu. Avec l'introduction de la commande vectorielle, les chercheurs se sont orientés vers la possibilité d'utiliser ces mêmes méthodes pour la commande des machines à courant alternatif.

Les stratégies de commande des moteurs à courant alternatif sont basées sur une modélisation dynamique non linéaire et multivariable de ces moteurs, et font appel à des techniques de contrôle évoluées (contrôle robuste, prédictif ou adaptatif basé sur un modèle de référence du système contrôlé, utilisation d'observateurs pour déterminer certaines variables ou perturbations agissant sur ce système, contrôle par la logique floue, par réseaux de neurones, optimisation des paramètres par des algorithmes génétiques...).

La représentation d'un procédé par un modèle mathématique, primordiale pour la synthèse de lois de commande, est caractérisée par des équations différentielles linéaires ou non linéaires reliant les entrées, les états et les sorties. Ces équations différentielles sont parfois très difficiles à établir, notamment pour les procédés non linéaires complexes qui font apparaître beaucoup de paramètres (moteur thermique, procédé chimique,...).

Une solution à ce problème peut être envisagée à partir d'une représentation du comportement du procédé non linéaire par un modèle flou où les relations entre les entrées, les sorties et les états sont exprimées par des règles floues [2].

Pendant longtemps, les recherches en commande floue n'ont intéressé qu'un nombre restreint de chercheurs, car malgré le succès du contrôle flou dans le domaine industriel, les automaticiens ont souvent été très critiques à l'égard de cette technique. Parmi les remarques invoquées, nous pouvons citer :

- L'absence de résultats a priori sur la stabilité dans les problèmes de commande floue,
- L'absence d'explication profonde de la robustesse des systèmes de commande floue.

Il a fallu attendre la dernière décennie pour que des méthodes de commande floue assurant la stabilité et parfois la robustesse des structures de commande soient proposées [3][4][5][6].

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier, par simulation numérique, la commande en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension, avec orientation du champ, par des régulateurs de différents algorithmes ( régulateurs classiques et régulateurs flous). Il se décompose en quatre chapitres :

Le chapitre I intitulé présentation et modélisation du système machine onduleur a pour but de définir le processus à contrôler avec ses grandeurs physiques mesurables. Nous choisissons l'alimentation de la machine, ensuite nous abordons les problèmes liés à la modélisation de l'ensemble de ce variateur en aboutissant à son modèle de connaissance.

Dans le chapitre II, nous présentons la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents. Nous abordons les techniques de l'orientation du champ appliquée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée en tension. Nous étudions également les principales méthodes de commande, à savoir celles utilisant seulement les

valeurs de références des courants statoriques avec des valeurs nulles et non nulles du gain du régulateur. Puis, nous abordons plus particulièrement la commande vectorielle simplifiée basée sur un découplage par rétroaction d'état. Nous obtenons un modèle analogue à celui du moteur à courant continu qui est exploité dans les travaux suivants. Dans le dernier paragraphe nous proposons une commande en vitesse de la machine synchrone à aimants permanents par la stratégie utilisant des régulateurs de courants classiques tels que les régulateurs PI et les régulateurs à action prédictive associant une rétroaction.

Le but du chapitre III est de rappeler brièvement les grandes lignes de la commande floue. Nous donnons une introduction sur la logique floue et les différentes parties composant un régulateur flou ainsi que sur les différents types de régulateurs.

Enfin, le chapitre IV est consacré à l'application de la logique floue à la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons réalisé un correcteur flou, à deux entrées et une sortie, pour asservir la dynamique de vitesse de la machine. Dans la phase finale de ce chapitre, nous avons présenté une étude, développé par A.Boscolo [38], basée sur la combinaison entre le régulateur classique, réalisé par un PI, et le régulateur flou, réalisé par un correcteur flou. Le rôle de ce dernier est l'amélioration des performances du PI par l'adaptation de ses paramètres à tout changement de consigne et aux perturbations qui peuvent affecter la machine. Le dernier paragraphe est consacré à l'analyse de la robustesse des différentes stratégies étudiées dans ce travail. Les résultats des simulations appropriées à des variations des paramètres de la machine et du moment d'inertie sont présentés.

Enfin nous terminons par une conclusion générale.

# **CHAPITRE I**

## **Présentation et modélisation du système machine onduleur**

## 1.1 Introduction

Les progrès technologiques enregistrés dans le domaine des matériaux magnétiques (aimants permanents) ont permis à la MSAP plusieurs applications industrielles en particulier dans la robotique. Elle offre plusieurs avantages à savoir une puissance massique élevée, un couple de démarrage important, une réduction de l'entretien etc.... Mais un des inconvénients de cette machine est l'impossibilité du réglage de l'excitation. Le champ de l'aimant varie avec le temps et la température mais de manière non significative. Pour atteindre des vitesses élevées, il sera nécessaire d'augmenter les courants statoriques afin de démagnétiser la machine. Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes joule statoriques.

Le moteur étudié dans ce mémoire fait partie des moteurs alimentés en courant alternatif. Les moteurs synchrones avec les aimants placés au rotor, le stator gardant sa structure bobinée, destinés à des applications à très grande vitesse, ce qui constitue leur principal intérêt, remplacent peu à peu les moteurs à courant continu [1].

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Au niveau de la conception, l'utilisateur aura recours aux équations de Maxwell afin d'analyser finement le comportement de la machine électrique. Pour l'aspect commande, devoir simuler une MSAP à l'aide des méthodes par éléments finis ou des intégrales de frontières est actuellement envisageable. Un modèle basé sur les équations de circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable.

Nous essayons dans ce chapitre de situer la machine synchrone à aimants permanents dans le monde des actionneurs en décrivant sa technologie et ses principales possibilités ainsi que les différents modes d'alimentation que nous pouvons utiliser. Pour simplifier la modélisation de la MSAP, les équations électriques sont généralement exprimées dans le repère de Park. Cependant, pour valider le modèle mathématique obtenu, des simulations numériques d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé à MLI a été effectué. Les différents résultats sont donnés et commentés à la fin du chapitre.

## 1.2 Machines synchrones

Les machines synchrones sont caractérisées par une vitesse du rotor (ou de l'induit) égale à celle du champ tournant statorique (ou induit). Parmi celles là, nous distinguons principalement les machines synchrones, les moteurs pas à pas, les moteurs synchrones auto commuté (ou moteur sans collecteur) et les moteurs synchrones à aimants permanents.

### 1.2.1 Machines synchrones à aimants permanents et leurs possibilités

Nous essayons de situer la MSAP qui présente l'objet de notre étude dans le monde des actionneurs.

Cette machine s'adapte bien à tous les secteurs d'activité à savoir le transport, la robotique, la mécanique, la plage de puissance couvre les dispositifs de quelques Watts jusqu'à 10 kW [7].

Par principe, la construction de la MSAP est très simple et classique, d'où sa grande robustesse de fonctionnement. Elle est prévue pour travailler en association avec un convertisseur statique. Le variateur synchrone à aimants permanents peut fonctionner dans des atmosphères explosives, humides ou poussiéreuses sans demander une maintenance spéciale.

Toutefois, la commande performante devient automatiquement sophistiquée grâce au récent développement très rapide de matériels micro-informatiques de faibles prix, ainsi que des composants de puissance. Il est maintenant possible de réaliser un variateur de vitesse ou de position souple, compétitif et surtout financièrement attractif.

Les caractéristiques des machines synchrones à aimants permanents dépendent directement de la qualité de l'aimant utilisé. En effet, la puissance électrique est directement proportionnelle à la densité électrique dans l'entrefer [1]. Nous pouvons donc résumer les caractéristiques principales de la MSAP [1] [7] :

1. Une absence de contacts glissants ;
2. L'absence de bagues et de balais réduit les problèmes de maintenance et permet à la machine de travailler dans une ambiance hostile ;
3. Des pertes situées au stator dont l'évacuation est plus facile ;
4. Une absence de pertes au rotor, sans transfert de chaleurs vers la charge ;
5. Une puissance massique supérieure à celle d'un collecteur mécanique.

### 1.2.2 Choix de la machine synchrone à aimants permanents

Etant donné le remplacement des bobinages d'excitation du rotor par les aimants permanents mettant le moteur dans la catégorie des moteurs sans balais, il est possible de construire des MSAP sans balais avec n'importe quel nombre de paires de pôles. Des moteurs ont été construits avec deux à cinquante pôles ou plus d'aimants. Un plus grand nombre de pôles crée habituellement un plus grand couple pour le même niveau de courant.

La machine étudiée dans ce mémoire est un moteur dont la distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale et ne comporte ni amortisseurs ni pièce polaires. L'emploi des aimants permanents permet une utilisation efficace de l'espace radial et remplace les enroulements du rotor, donc suppriment les pertes en cuivre du rotor. Dans ce cas là, seuls les enroulements de l'induit sont parcourus par des courants en raison de l'absence de pièces polaires.

La machine utilisée contient des aimants de type terres rares [8] montée à la surface du rotor. Ces aimants sont construits à base de matériaux avancés tels que :  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$  ou  $\text{NdFeB}$ . Donc l'effet de saillance est négligé.

### 1.3 Choix du mode de fonctionnement

Le variateur synchrone à aimants permanents est composé d'une machine synchrone à aimants permanents équipée d'un capteur de position mécanique, d'un convertisseur statique qui assure son alimentation, soit en courant, soit en tension. Le schéma général d'un tel système est représenté sur la figure.1. Il nous permet de faire un bilan en ce qui concerne la possibilité d'acquisition des diverses grandeurs physiques du processus.

Il existe deux types de variables dans le système à contrôler :

- **Variables directement mesurables**
  - 1- Grandeurs électriques continues
    - ❖ Le courant :  $I_c$  ;
    - ❖ La tension :  $V_c$ .
  - 2- Grandeurs électriques alternatives
    - ❖ Les courants:  $i_1, i_2, i_3$ ;

- ❖ Les tensions:  $U_{12}, U_{23}, U_{31}$ .
- 3- Grandeurs mécaniques:
  - ❖ La vitesse angulaire:  $\omega$ ;
  - ❖ La position angulaire:  $\theta$
- Variables non accessibles directement :
  - ❖ Le flux magnétique de la machine :  $\varphi$  ;
  - ❖ Le couple électromagnétique :  $C_{em}$

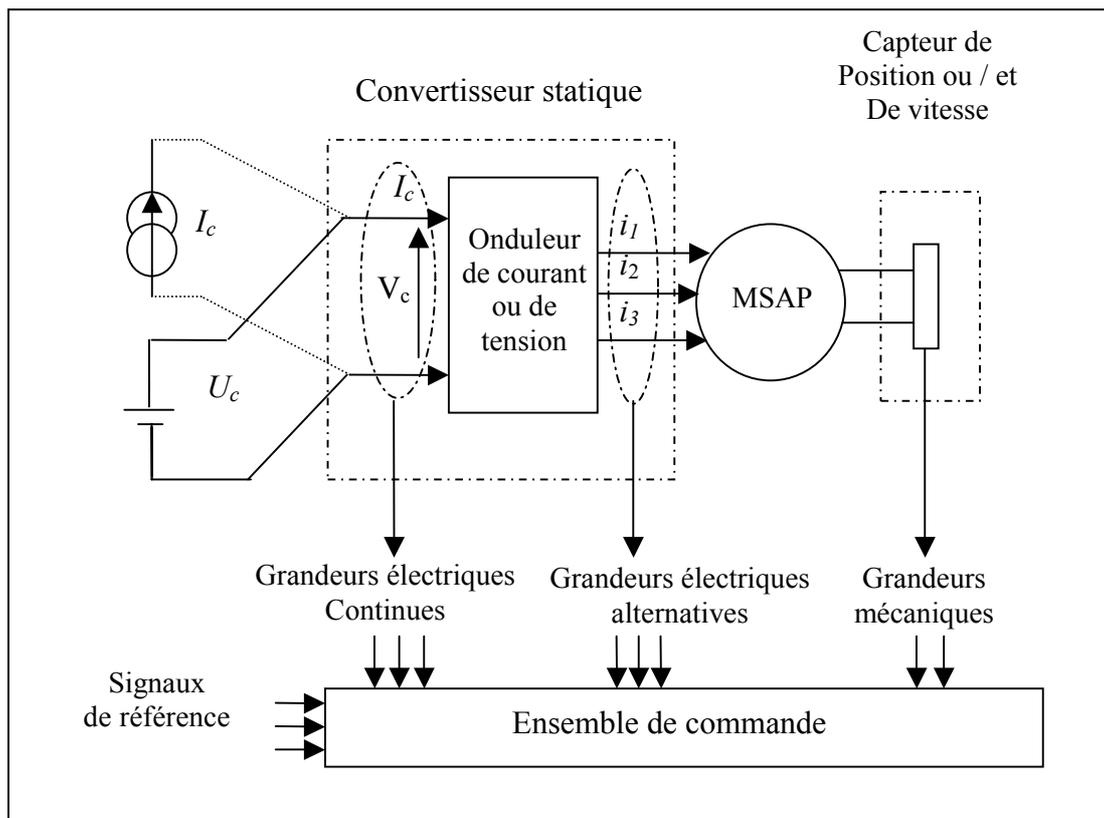


Figure 1.1 : Schéma général du système à contrôler

#### 1.4 Choix du mode d'alimentation de la MSAP

Il existe deux modes d'alimentation de la machine, soit en courant, soit en tension.

La procédure d'action sur les grandeurs de réglage dépend de la stratégie de contrôle et peut se faire, soit du côté continu, soit du côté alternatif.

Dans les deux cas, il faut réaliser un fonctionnement du variateur de vitesse variable, les diagrammes présentés sur la figure 1.2 résument les différentes procédures d'action dans les deux cas d'alimentation.

Pour ce qui est du choix de l'alimentation, trois structures principales peuvent être envisagées :

- L'onduleur de courant, réalisant une alimentation en courant ;
- L'onduleur de tension, réalisant une alimentation en tension ;
- L'onduleur de tension, réalisant une alimentation en courant.

#### 1.4.1 Alimentation en courant

L'onduleur de courant a pour rôle d'aiguiller les courants dans les enroulements de la machine. L'avantage d'une telle alimentation est donc la possibilité de fonctionner en commutation naturelle. Ce mode de commutation est très bien adapté aux machines synchrones fonctionnant avec un déphasage avant entre le fondamental du courant et la force électromotrice [9]. Nous pouvons citer les différentes structures [10][11][12] et constater que les durées de commutation dépendent des inductances de commutation de la machine et des condensateurs, ce qui provoque une augmentation de la tension à leurs bornes. Par conséquent, les transistors doivent être surdimensionnés en tension. Dans la mesure où la durée de commutation atteint plusieurs centaines de microsecondes, il n'est pas possible d'assurer un fonctionnement de l'onduleur de courant fiable à des fréquences élevées et de réaliser par conséquent la modulation convenable.

Il est important de remarquer que ce type de mode d'alimentation n'élimine pas les ondulations du couple de la machine, surtout à très basse vitesse, ce qui présente un inconvénient majeur pour l'application d'un tel variateur synchrone en positionnement.

#### 1.4.2 Alimentation en tension

Le convertisseur statique réalisant cette alimentation est un onduleur en tension figure 1.2.

Le variateur de courant alternatif doit fonctionner à fréquence variable, il est indispensable de faire varier l'amplitude de la tension ( $V/f_s = \text{constante}$  si  $f_s$  varie,  $V$  doit varier). Cela veut dire que le convertisseur statique alimentant la machine doit être capable,

de par sa structure et sa commande, d'imposer aux bornes de la machine une tension alternative dont l'amplitude du fondamental est variable.

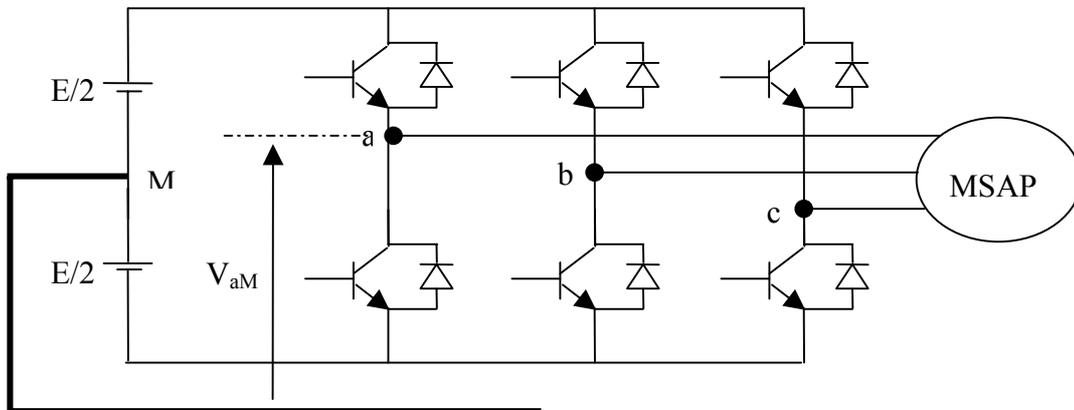


Figure 1.2 : Onduleur de tension

Nous pouvons envisager deux possibilités :

- Le réglage de la tension de l'onduleur se fait d'une façon externe, elle est constituée de deux convertisseurs, un hacheur et un onduleur. La structure du hacheur est complexe à cause du filtre qui est soumis à des fréquences variables, et il faut prévoir une structure qui doit être réversible dans le cas de récupération de l'énergie (figure 1.3).
- La deuxième possibilité est de réaliser un réglage interne de la tension, la fonction du hacheur est remplacée par le procédé de la modulation d'impulsion que nous appliquons à l'onduleur, et nous obtenons dans ce cas la structure de l'onduleur MLI (figure 1.4).

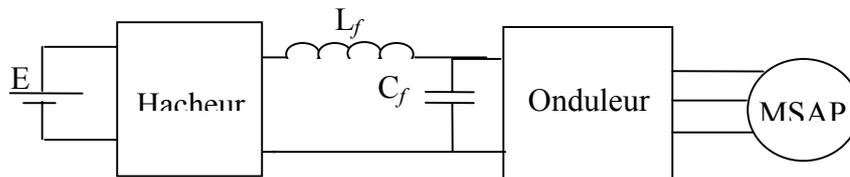


Figure 1.3 : Structure « hacheur - onduleur »

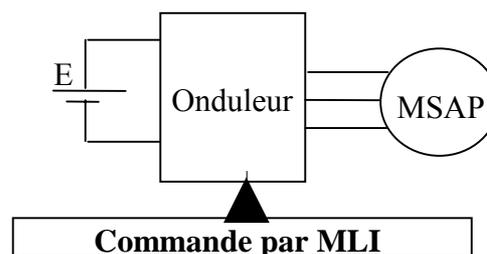


Figure 1.4 : Structure « onduleur à MLI »

Dans un onduleur, nous distinguons plusieurs stratégies de la modulation de largeur d'impulsion qui sont les suivantes :

#### **a- Rapport cyclique variable**

Nous recherchons le point d'intersection « onde triangulaire- sinusoïdale ». Deux cas sont possibles dans cette méthode, la fréquence de la porteuse (signal triangulaire) peut être fixe, et se situe aux alentours de 1 kHz, ou variable en fonction de la fréquence du fondamental (modulation synchrone).

#### **b- Modulation à rapport cyclique constant**

Les instants de commutation sont définis pour l'intersection d'un signal triangulaire avec les trois signaux rectangulaires déphasés de  $2\pi/3$  [11].

#### **c- Procède utilisant l'élimination des harmoniques**

Cette méthode permet d'éliminer les harmoniques non désirées (du rang bas) et de contrôler l'amplitude du fondamentale [13]. Elle a été choisie pour la réalisation expérimentale, car elle garantit la suppression des ondulations du couple électromagnétique.

#### **d- Procédé de la modulation optimale**

Cette méthode prend en considération un ensemble d'harmoniques par rapport au fondamental. Il s'agit d'une commande garantissant un taux d'harmoniques le plus faible possible par rapport au signal souhaité. Les travaux de recherche à ce sujet sont d'actualités afin de rendre ce procédé de modulation globalement réalisable en temps réel [14][15].

### **1.4.3 Principe de la commande à MLI**

L'onduleur de tension à MLI permet l'échange d'énergie entre une source de tension continue et une charge inductive triphasée. Il est formé de trois bras utilisant des interrupteurs à deux ou trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaire, des IGBT ou des GTO associés à une diode en anti-parallèle pour obtenir la réversibilité en courant [16].

Un signal  $w(t)$ , en dents de scie à fréquence élevée, de période  $T$ , que nous appellerons d'allumage (modulatrice ou porteuse) est comparé à chaque instant à trois signaux de commande  $V_{ref1}$ ,  $V_{ref2}$  et  $V_{ref3}$ , qui sont les images des tensions que nous souhaitons appliquer sur chaque phase. Les commutations des interrupteurs ont lieu quand nous aurons une égalité entre la porteuse et un signal de commande [17] ; par exemple :

$$V_{ref1}(t) = w(t)$$

Il s'agit d'une commande à coïncidence. La figure 1.5 illustre le principe de la stratégie MLI pour un bras de l'onduleur.

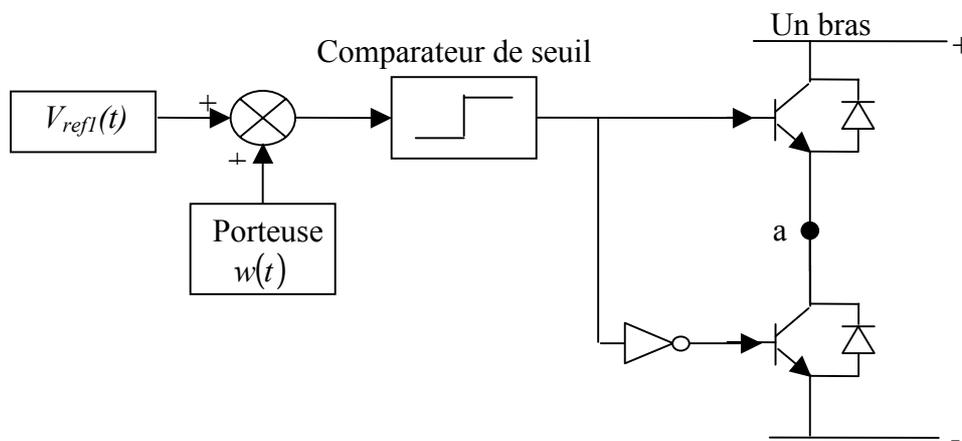


Figure 1.5 : La stratégie MLI pour un bras de l'onduleur

Sur chaque bras, le rapport cyclique de la commande des interrupteurs est modulé sinusoïdalement à une fréquence  $f$  qui est très inférieure à la fréquence de commutation des interrupteurs  $f_c$  ( $f_c > 10$  à  $100 f$ ).

Nous pouvons montrer que le rapport cyclique concernant l'interrupteur "a" est donné par la relation suivante :

$$\alpha_a = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{V_{ref1}(t)}{w_m} \right) \quad (1.1)$$

Où  $w_m$  est l'amplitude de la porteuse  $w(t)$ .

Soit en triphasé :

$$\begin{bmatrix} \alpha_a \\ \alpha_b \\ \alpha_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 + \frac{V_{ref1}}{w_m} \\ 1 + \frac{V_{ref2}}{w_m} \\ 1 + \frac{V_{ref3}}{w_m} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

En pratique, les commandes des onduleurs sont déterminées en fonction des tensions moyennes que nous voulons obtenir, et s'expriment par :

$$V_{aMo}(t) = \frac{E}{2w_m} V_{ref1}(t) \quad (1.3)$$

$V_{aMo}(t)$  correspond ici au fondamental de la tension  $V_{aM}(t)$  notée  $V_{af}(t)$ .

En fonctionnement normal, les composantes fondamentales des tensions forment un système triphasé équilibré dont M est le point neutre [16].

Alors ;

$$\begin{aligned} V_{aMo}(t) &= \frac{E}{2w_m} V_m \cos \omega t \\ V_{bMo}(t) &= \frac{E}{2w_m} V_m \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{cMo}(t) &= \frac{E}{2w_m} V_m \cos \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (1.4)$$

Pour éviter les passages en saturation, il faut que l'amplitude maximale de la tension de  $V_m$  soit donnée par [17] :

$$V_m = w_m$$

Et nous aurons dans ce cas :

$$\begin{aligned} V_{AmO}(t) &= \frac{E}{2} \cos \omega t \\ V_{bMo}(t) &= \frac{E}{2} \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{cMo}(t) &= \frac{E}{2} \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (1.5)$$

## 1.5 Représentations d'une machine synchrone à aimants permanents

Nous avons choisi un type d'alimentation du variateur synchrone à aimants permanents ainsi que son mode de fonctionnement. Il est donc à présent possible de procéder à la définition d'un modèle de connaissance de la MSAP tel qu'il sera retenu pour la suite de notre étude.

### 1.5.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine [18]. Ce modèle fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale, la saturation du circuit magnétique, les pertes fer, les harmoniques d'encoches et d'espaces ne sont pas pris en compte dans la modélisation. En raison de la simplicité de la formulation algébrique, ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande.

### 1.5.2 Modélisation générale de la machine

Nous pouvons représenter schématiquement une machine synchrone à aimants permanents par la figure 1.6. Avec les hypothèses précédentes, les équations relatives au rotor et au stator, dans le cas général d'une MSAP sans amortisseurs s'écrivent:

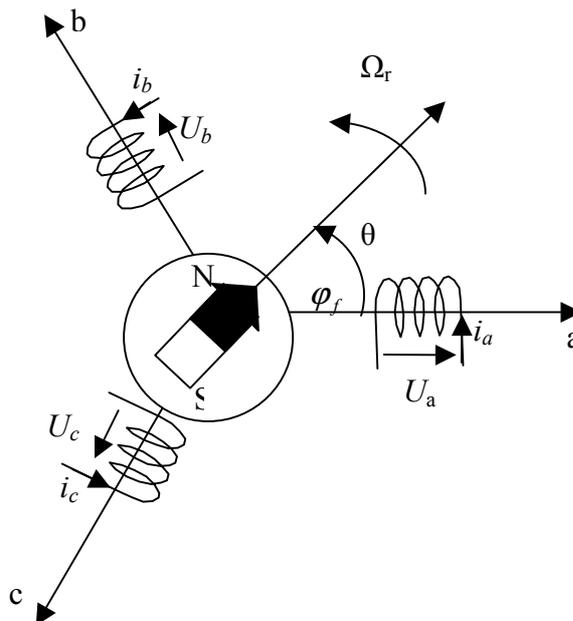


Figure 1.6 : Modèle de la machine synchrone à aimants permanents

- Equations électriques :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Tel que :  $U_a, U_b, U_c$  : Vecteur tensions statoriques ;

$i_a, i_b, i_c$  : Vecteur courants statoriques ;

$R_s$  : Résistance statorique ;

$\varphi_{abc}$  : Flux statorique.

### - Equation du flux

Soit le cas d'une machine triphasée dont l'aimant permanent est modélisé par un enroulement d'excitation. Le flux sur l'enroulement rotorique s'écrit :  $\varphi_f = M_{js} \cdot [i_s] + L_f i_f$   
le flux sur les enroulements statoriques est :

$$[\varphi_{3s}] = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = L_s(\theta) \cdot [i_{3s}] + M_{sf} \cdot i_{sf} \quad (1.7)$$

$L_s$  : Matrice inductance (propres et mutuelles statoriques)

### - Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - C_f \quad (1.8)$$

Avec  $J$  : Moment d'inertie du rotor (kg.m<sup>2</sup>).

$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$  : Vitesse mécanique de la machine (rad/s) ;

$\omega_r$  : Vitesse angulaire du rotor ou pulsation électrique (rad/s) ;

$p$  : Nombre de paires de pôles ;

$C_{em}$  : Couple électromagnétique (m.N) ;

$C_r$  : Couple résistant (m.N) ;

$C_f$  : Couple de frottement (m.N) ;

### 1.5.3 Modèle de Park

En écrivant les équations de tensions en grandeurs de phase de la MSAP, nous constatons que le système d'équations n'est pas linéaire car certaines matrices

d'inductances dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator [19]. Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations. Afin de s'affranchir de cet obstacle, la transformation de Park [1] est utilisée pour obtenir une formulation algébrique plus simple. Ainsi, les enroulements statoriques sont transformés en enroulements orthogonaux. Le repère de Park ainsi construit est un repère lié au rotor.

### 1.5.3.1 Repère de Park

Le repère de Park est présenté sur la figure ci-dessous :

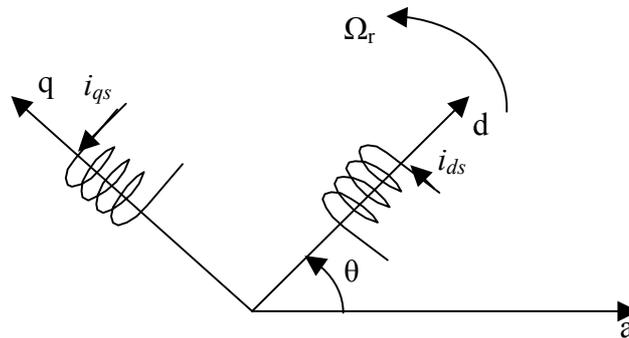


Figure 1.7 : Modèle de Park de la MSAP

Ce paragraphe présente les différentes équations des tensions, des flux, et du couple électromagnétique issues de la modélisation de Park.

### 1.5.3.2 Modèle généralisé - équations électriques

Le modèle mathématique généralisé peut être décrit de la façon suivante :

Les courants et les tensions du modèle de Park de la machine sont reliés aux courants et tensions réels par une transformation inverse de Park :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Avec  $[P]^{-1}$  matrice de transformation unique pour les tensions, les courants et le flux.

$$[X_{abc}] = [P]^{-1} [X_{dgo}] \quad (1.10)$$

L'angle  $\theta$  est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_r(t) dt \quad (1.11)$$

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphasé au système  $(d, q)$  liés au rotor se fait en utilisant la transformation de Park. Nous obtiendrons le système suivant :

$$\begin{aligned} U_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \phi_{qs} \\ U_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_{ds} \end{aligned} \quad (1.12)$$

Les flux sont donnés par :

$$\begin{aligned} [\phi_{ds}] &= L_d i_{ds} + \phi_f \\ [\phi_{qs}] &= L_q i_{qs} \end{aligned} \quad (1.13)$$

$L_d$  : est l'inductance de l'axe d ;

$L_q$  : est l'inductance de l'axe q ;

$\phi_f$  : est le flux dû aux aimants.

En remplaçant les expressions des flux dans le système (1.12), nous obtenons :

$$\begin{aligned} U_{ds} &= R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{d}{dt} i_{ds} \\ U_{qs} &= R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_q \frac{d}{dt} i_{qs} + \omega_r \phi_f \end{aligned} \quad (1.14)$$

Ce qui nous donne, sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d \frac{d}{dt} & -L_q \omega_r \\ L_d \omega_r & R_s + L_q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_f \omega_r \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

### 1.5.3.3 Equation mécanique générale

Le système d'équations électriques représente ainsi le modèle partiel correspondant à la partie électromécanique de la machine synchrone à aimants permanents. Pour concevoir le modèle complet, il faut ajouter l'équation mécanique. Le couple fourni par la machine s'exprime :

$$C_{em} = p (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (1.17)$$

En utilisant les expressions des courants statoriques :

$$C_{em} = p (\varphi_f i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \quad (1.18)$$

L'équation mécanique générale s'écrit :

$$J \frac{d^2}{dt^2} \theta + f_c \frac{d}{dt} \theta = C_{em} - C_r \quad (1.19)$$

Avec :  $C_r$  : Couple résistant s'opposant au couple électromagnétique  $C_{em}$  ;

$J$  : Moment d'inertie de la machine ;

$f_c$  : Coefficient de frottement visqueux de la machine à vide;

$\theta$  : Position angulaire mécanique de rotor.

## 1.6 Modèle en tension de la M.S.A.P

Lorsque les tensions statoriques sont imposées (machine contrôlée en tension) le modèle de la MSAP se réduit aux équations suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{ds} &= -\frac{R_s}{L_d} i_{ds} + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_{qs} + \frac{U_{ds}}{L_d} \\ \frac{d}{dt} i_{qs} &= -\frac{R_s}{L_q} i_{qs} - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_{ds} - \frac{\varphi_f}{L_q} \omega_r + \frac{U_{qs}}{L_q} \end{aligned} \quad (1.20)$$

Le couple s'écrit :

$$C_{em} = p (i_{qs} \varphi_f + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \quad (1.21)$$

Avec :

$$K_t = p \varphi_f ; \quad \omega_r = p \Omega$$

Le schéma bloc représentant les équations (1.20) et (1.21) associées à la partie mécanique du système est montré à la figure 1.8.

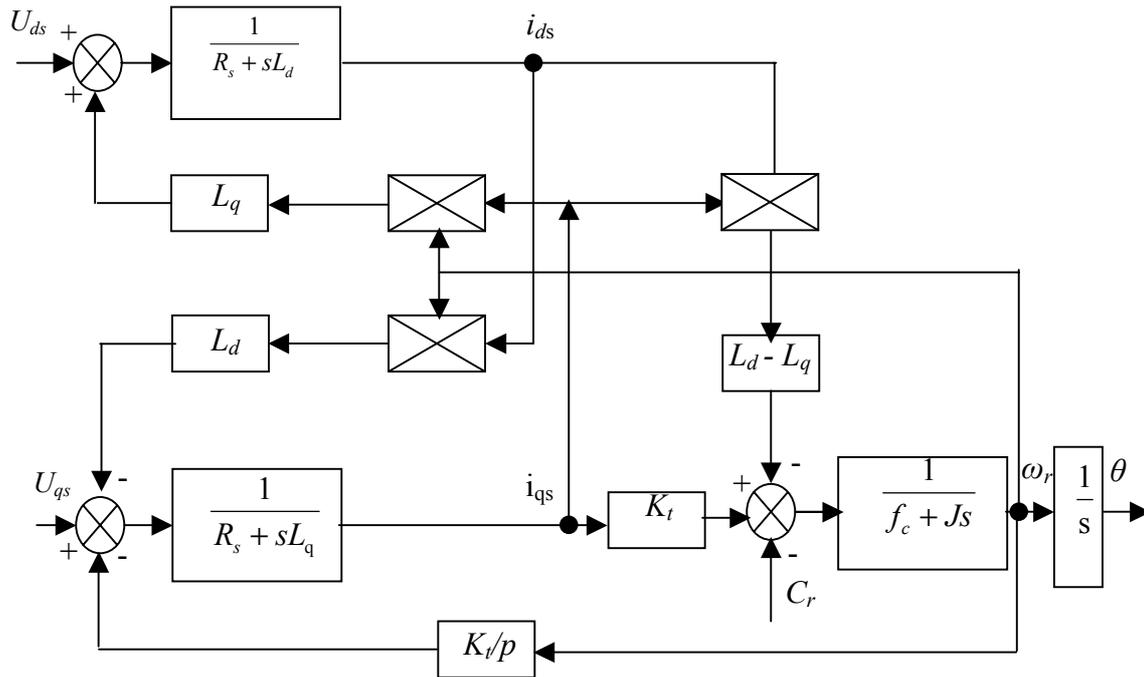


Figure 1.8 : modèle statorique de la MSAP - commande en tension

### 1.7 Comportement dynamique de la MSAP en boucle ouverte

Dans la mesure où nous nous intéressons au contrôle des grandeurs mécaniques telles que la vitesse  $\Omega$  ou la position, nous ne pouvons qu'analyser le mode mécanique du système, car le choix convenable des lois de contrôle du variateur (en vitesse ou en position) dépend de la vérification du comportement du système global d'abord en boucle ouverte.

### 1.8 Modélisation de l'alimentation de la machine

Pour contrôler la machine synchrone, il est nécessaire de contrôler les courants statoriques. Il existe deux types de convertisseurs statiques qui le permettent, les cycloconvertisseurs et les onduleurs. Les premiers ne pouvant fournir des ondes de haute fréquence, nous nous limitons aux onduleurs contrôlés par modulation de largeurs d'impulsions MLI.

La machine utilisée comme variateur de vitesse est alimentée par une source de tension variable. Un onduleur de tension semble très indiqué pour une MSAP figure 1.9.

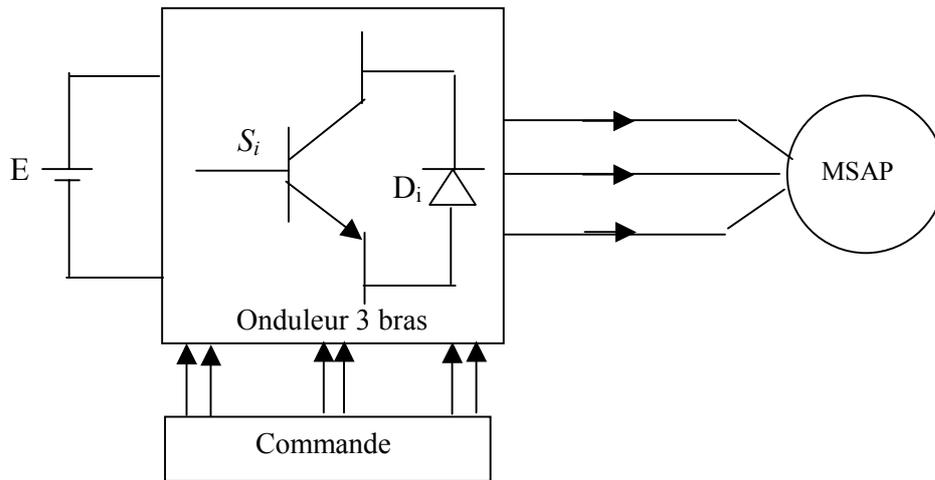


Figure 1.9 : Association moteur-onduleur commandé par MLI

### 1.8.1 Modélisation de l'onduleur

Dans le cas idéal, le composant semi-conducteur de l'onduleur est symbolisé par un interrupteur. L'onduleur de tension triphasée se compose de trois bras contenant chacun un interrupteur supérieur et un interrupteur inférieur réduit à un seul et représenté par  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ). Ces derniers sont commandés par la technique MLI figure 1.10.

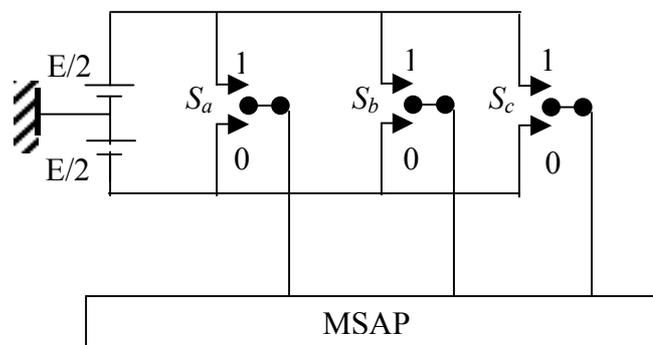


Figure 1.10 : Schéma simplifié de l'onduleur

### 1.8.2 Commande par modulation de largeurs d'impulsions

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmoniques possible. Pour l'onduleur de notre système de commande, nous utilisons la technique triangulo-sinusoidale.

Les instants de fermeture et de blocage des interrupteurs coïncident avec les instants d'intersection des deux signaux. La fréquence de commutation est fixée par la porteuse.

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres à savoir :

- L'indice de modulation  $m$  ;
- Le taux de modulation  $r$ .

Avec :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad ; \quad r = \frac{V_{ref}}{w_m}$$

Où :

$V_{ref}$  : est l'amplitude de la tension de référence,

$w_m$  : est l'amplitude de la porteuse.

## 1.9 Comportement dynamique du système machine-onduleur

Les résultats de simulation qui suivent représentent la dynamique du moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un onduleur de tension commandé par la technique M.L.I.

### 1.9.1 Interprétation des résultats

L'évaluation du comportement de la MSAP nous a mené à simuler le fonctionnement global de l'ensemble machine - onduleur.

La figure 1.11 donne les formes d'ondes de l'évolution de la vitesse  $\omega$ , du couple  $C_{em}$ , des courants  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $i_a$  et la tension  $v_a$  pour un démarrage à vide à  $t = 0$ , puis nous introduisons une perturbation en régime permanent entre les instants  $t = 0.2$  s et  $t = 0.4$  s.

En régime transitoire, à l'instant de démarrage, les valeurs des courants statoriques direct, en quadrature et le courant de phase sont maximales. Le couple moteur atteint sa valeur crête dans cet intervalle de temps.

L'analyse des courbes du flux met en évidence le découplage du modèle. Le courant  $i_d$  suit parfaitement la vitesse de référence. Le couple et le courant  $i_q$  ont la même allure.

La vitesse de rotation de la machine se stabilise à la valeur nominale après un temps de 0.08 s environ. L'introduction de la perturbation caractérisée par un couple de charge appliqué à un instant donné en régime permanent provoque une diminution de la vitesse de rotation, le couple électromagnétique réagit instantanément à la perturbation compensant ainsi la charge sollicitée et les pertes.

La technique de la modulation choisie engendre une forte ondulation qui va occasionner l'apparition d'harmoniques qui provoquent une pulsation de couple autour de sa valeur moyenne. Ces ondulations ne gênent pas le fonctionnement de l'ensemble puisqu'elles sont à haute fréquence.

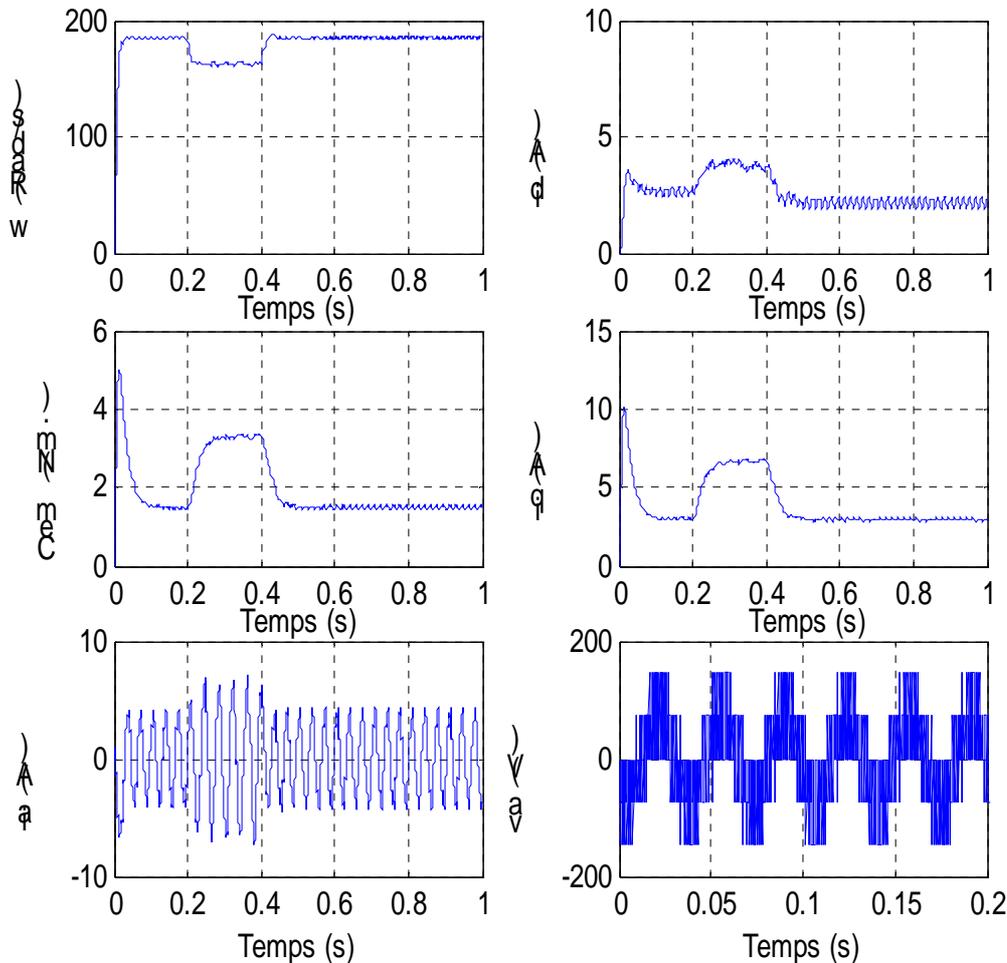


Figure 1.11 : Comportement dynamique MSAP-onduleur

## 1.10 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à une présentation du processus à contrôler. Nous avons essayé de situer notre variateur synchrone à aimants permanents par rapport aux autres actionneurs existants. Nous avons abordé le problème de sa modélisation tenant compte des hypothèses simplificatrices. Pour ce qui est de la MSAP, le modèle de Park a pu être déterminé ainsi que la modélisation de l'ensemble onduleur-moteur.

Nous avons examiné le comportement du système en boucle ouverte. La validité du modèle mathématique obtenu dans le repère de Park moyennant les hypothèses simplificatrices a été évoquée, en analysant et examinant l'évolution des variables internes et externes de la machine considérée.

Etant donné que la MSAP, en industrie, ne fonctionne jamais en boucle ouverte, dans ce qui suit nous allons présenter en détail les différentes techniques de commande de la MSAP en boucle fermée.

Dans le prochain chapitre nous allons aborder la commande vectorielle et le contrôle de la vitesse de rotation par différents régulateurs classiques.

# **CHAPITRE II**

## **LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP**

Dans le chapitre précédent, nous avons montré qu'il est possible d'aligner le vecteur courant statorique  $i_s$  sur l'axe  $q$ , en faisant annuler sa composante directe  $i_{ds}$ , et en disposant le référentiel d'observation ( $d-q$ ) de telle manière qu'il ait la même vitesse que le vecteur  $i_s$ . Ainsi, nous obtenons un modèle de machine où le flux et le couple électromagnétique sont découplés de sorte que nous pouvons agir sur l'un sans influencer l'autre.

Dans ce chapitre, nous abordons l'aspect de la réalisation pratique, afin de montrer qu'effectivement la commande par orientation de flux permet d'avoir un découplage réel de la machine synchrone à aimants permanents.

## 2.1. Introduction

Dans une machine à courant continu, la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de  $90^\circ$  avec l'axe du flux inducteur, et ce quelle que soit la vitesse de rotation du moteur. Ainsi, le couple est proportionnel au flux inducteur et au courant d'induit. Dans le cas d'une machine à excitation séparée, si l'on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, nous obtenons donc de bonnes performances dynamiques puisque le couple peut être commandé aussi séparément que le courant induit peut l'être [20][21].

Dans une machine à courant alternatif, par contre, la principale difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrées, de sorties et les paramètres internes. Pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continu, Baschke et Hass ont proposé une méthode permettant de maîtriser ces difficultés en introduisant les coordonnées de champ, où le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple. La dynamique d'une machine à courant alternatif sera donc ramenée à celle d'une machine à courant continu [22] [23].

Les techniques de la commande vectorielle implémentées par microprocesseurs ont permis l'utilisation de la machine synchrone à aimants permanents dans des applications de hautes performances où le moteur à courant continu était le seul moteur satisfaisant pour ce type d'application [24]. En général, deux sortes de commandes sont utilisées :

- La première méthode proposée par Blaschke ; utilise des capteurs de flux (sondes à effet Hall, spires de mesures) placés dans l'entrefer de la machine. La fragilité de ces

sondes, le surcoût à la production du moteur et la perte de robustesse de celui-ci rendent cette méthode peu attrayante.

- Une autre méthode proposée par Hass [25][26] ; favorisée par le développement des microprocesseurs, consiste à estimer la position du flux à partir de la vitesse rotorique. Cette méthode est naturellement sensible aux erreurs sur les paramètres électriques de la machine.

Cependant, à cause du découplage qui apparaît entre les courants direct et en quadrature, le modèle de Park devient compliqué et relativement difficile à utiliser.

Nous présentons ici la commande vectorielle de la MSAP en analysant l'effet du couplage. Nous montrons que par un choix judicieux de la valeur du courant  $i_{ds}$ , nous pouvons rendre cet effet négligeable dans la machine pour tout point de fonctionnement. Nous obtenons ainsi un modèle simple dans lequel le couple est contrôlé par le seul courant en quadrature  $i_{qs}$ . La commande de la MSAP devient similaire à celle d'une machine à courant continu. Afin de maintenir le courant direct à sa référence et de pouvoir faire varier le courant en quadrature sans incidence sur ce dernier, nous utilisons un algorithme de découplage [27].

## 2.2. Principe de la commande vectorielle

La commande par flux orienté est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant des techniques de contrôle des moteurs électriques, et dont l'étymologie nous ramène à une notion élémentaire, mais très importante de l'électromagnétisme. A savoir, la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du pseudo vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour des intensités de courant et de champ donnés quand le pseudo vecteur courant sera perpendiculaire au vecteur champ [28][29].

Appliquée aux moteurs électriques, cette propriété est utilisée pour obtenir le modèle de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courant et les vecteurs flux résultants. Si le principe est naturellement appliqué pour les moteurs à courant continu, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif, par conséquent le contrôle par flux orienté des machines alternatives est une commande par orientation de ces deux grandeurs.

Le principe d'orientation a été proposé par Blaschke au début des années 70. Il ramène le comportement de la machine à courant alternatif à celui d'une machine à courant continu. Il consiste à placer le repère ( $d$ - $q$ ) tel que l'axe  $d$  coïncide avec le flux à orienter.

Dans notre cas, nous nous intéressons à une commande en tension, en maintenant le courant  $i_{ds}$  à une valeur nulle et en contrôlant le couple uniquement par le courant  $i_{qs}$ . Ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée.

### 2.3. Stratégies de commande

La stratégie la plus souvent utilisée (commande vectorielle ou par orientation de flux) consiste à maintenir le courant  $i_{ds}$  nul et à réguler la vitesse ou la position par  $i_{qs}$  ou  $U_{qs}$  [30].

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique. Ceci est montré à la figure 2.1 où la machine est représentée dans le référentiel de Park et les aimants rotoriques sont représentés par un bobinage traversé par un courant  $i_f$  constant produisant un flux équivalent à celui des aimants.

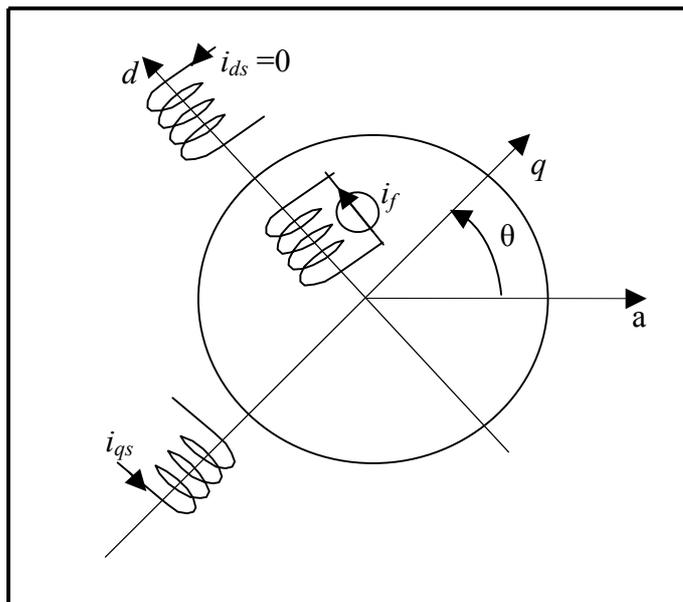


Figure 2.1 : Représentation schématique de la MSAP

Il est également possible d'utiliser le courant  $i_{ds}$  afin de réduire le flux de la machine. Dans ce cas, nous imposons à  $i_{ds}$  une valeur qui permet de créer un flux opposé à celui des aimants de telle sorte que le flux résultant dans la machine soit inférieur au flux nominal. Cette technique permet de faire tourner la machine à des vitesses supérieures à la vitesse nominale tout en maintenant la tension statorique constante [30].

#### 2.4. Orientation du courant statorique

Un choix adéquat du référentiel  $(d-q)$ , de telle manière que le courant statorique soit aligné avec l'axe  $(q)$ , permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle seul le courant en quadrature intervient. En effet, comme il est montré dans la figure 2.2, le courant de stator peut être décomposé en coordonnées du système de référence de Park comme suit :

$$i_s = i_{ds} + j i_{qs}$$

Notons qu'il est préférable d'utiliser le système des coordonnées montré ci dessous pour les moteurs à courant alternatif. La commande des composantes de courant exige la connaissance instantanée de  $\theta$  du rotor qui est facile à mesurer.

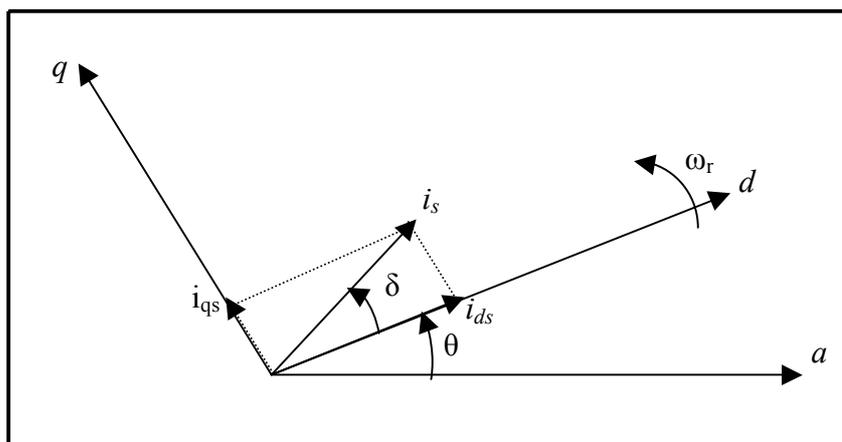


Figure 2.2 : Principe de la commande vectorielle

## 2.5. Analyse de la stratégie de commande

Ces dernières années, plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur synchrone d'atteindre de hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations [31].

Le contrôle vectoriel, qui permet le découplage entre les variables de commande, reste le plus utilisé vu les performances dynamiques élevées qu'il offre dans une large gamme d'applications [32][33].

Le concept de la commande par flux orienté est utilisé pour définir un modèle découplé de la MSAP. Son principe est semblable à la commande par champ orienté pour un moteur à induction, sauf que dans notre cas la position du rotor est elle-même l'angle de référence, par conséquent nous n'avons pas besoin du modèle de flux [8].

Nous pouvons noter que le meilleur choix pour le fonctionnement de la MSAP est obtenu pour une valeur de l'angle interne de la machine  $\delta = \pm \frac{\pi}{2}$  ( $i_{ds} = 0$ ), où le mode de fonctionnement est optimal car le moteur produira dans ce cas un couple maximum. En effet, l'expression du couple montre que pour le contrôler, il faut contrôler les composantes  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ . Dans le cas d'une machine à pôles lisses ( $L_d = L_q$ ), le couple est maximum pour  $i_{ds} = 0$ , tandis que pour le cas d'une machine à pôles saillants, le couple est maximum pour une valeur optimale de  $i_{ds}$ .

Notons aussi que l'annulation de  $i_{ds}$  provoque une réduction du courant statorique, ce qui permet le fonctionnement de la machine dans la zone de non-saturation :

$$i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \leq i_{smax}$$

## 2.6. Mise en œuvre de la commande

En analysant le système d'équations (1.20 et 1.21), nous remarquons que ce modèle est non linéaire et est couplé. En effet, le couple électromagnétique dépend à la fois des grandeurs  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ . La commande vectorielle a pour but d'obtenir les modèles réduits découplés de la machine. Observons l'expression du couple :

$$C_{em} = p(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}) \quad (2.1)$$

$$\varphi_{ds} = \varphi_f + L_d i_{ds} \quad (2.2)$$

Si nous choisissons  $U_{ds}$  et  $U_{qs}$  de telle sorte que la composante  $i_{ds}$  soit nulle, cette expression devient :

$$C_{em} = p\varphi_f i_{qs} \quad (2.3)$$

Ce qui nous rappelle l'expression du couple développé par une machine à courant continu :

$$C_{em} = K' \varphi i_a \quad (2.4)$$

$K'$  : Constante qui dépend de la machine,

$\varphi$  : Flux inducteur,

$i_a$  : Courant d'induit.

D'autre part, les équations (1.20) se réduisent à la seule équation :

$$\frac{d}{dt}i_{qs} = -\frac{R_s}{L_q}i_{qs} - \frac{\varphi_f}{L_q}\omega + \frac{U_{qs}}{L_q} \quad (2.5)$$

Nous obtenons donc un modèle où  $i_{qs}$  (lié par  $U_{qs}$ ) commande le couple  $C_{em}$ .

## 2.7 Commande avec régulation des courants dans le référentiel d-q

La figure (2.3) donne une vue schématique de cette commande. Elle permet un découplage entre les axes  $d$  et  $q$ . Ce découplage peut s'effectuer par des retours d'état appropriés en construisant les régulateurs à partir du modèle de Park de la machine. Le courant  $i_d$  est contrôlé par la tension  $U_{ds}$ , le courant  $i_q$  par la tension  $U_{qs}$  et, à travers  $i_{qs}$  qui fixe le couple, nous commandons la vitesse et/ou la position.

La détermination des composantes  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  des courants circulant dans les enroulements de la machine impose d'appliquer aux valeurs mesurées des courants statiques une transformation de Park. Cette transformation implique des opérations algébriques qui conduisent assez fréquemment à l'effectuer par calcul sur les valeurs numériques des courants mesurés. Le contrôle des composantes de Park des courants se fait alors naturellement par des régulateurs numériques [24].



## 2.9 Régulation classique de la MSAP

Dans ce paragraphe, nous abordons l'étude de la régulation de la vitesse. Plusieurs types de régulations peuvent être utilisées ; le plus simple étant la régulation classique.

Nous nous limitons à l'étude du contrôle de la vitesse de rotation (mais d'autres grandeurs peuvent également être régulées telles que la composante en quadrature  $i_{qs}$ , le couple électromagnétique, etc.

Pour le contrôle de la vitesse, un régulateur PI suffit normalement pour avoir une bonne réponse dynamique dont les paramètres seront déterminés sur la base d'un modèle réduit de la machine.

### 2.9.1 Régulation de la vitesse

#### 2.9.1.1. Fonction de transfert en boucle ouverte

Le système constitué du modèle de la machine, de la structure de commande et de la régulation peut être schématisé par la figure 2.4.

La fonction de transfert en boucle ouverte par rapport à la commande  $C_{em}^*$  est donnée par :

$$F_o(s) = \frac{\omega_r(s)}{C_{em}^*(s)} \quad (2.9)$$

Pour obtenir l'expression finale de  $F_o(s)$ , nous utilisons les équations suivantes :

$$\begin{aligned} U_{qs} &= R_s i_{ds} + L_q \frac{d}{dt} i_{qs} + \omega_r \cdot \varphi_f \\ C_{em} &= p (\varphi_f \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \\ \text{tel que: } \varphi_{qs} &= L_q \cdot i_{qs} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Les commandes  $U_{ds}$  et  $U_{qs}$  sont données par la structure de commande.

$$\begin{aligned} U_{ds} &= U_{ds}^* = -L_q \cdot \omega_r \cdot i_{qs}^* \\ U_{qs} &= U_{qs}^* = R_s \cdot i_{qs}^* + \omega_r \cdot \varphi_f \\ i_{qs}^* &= \frac{C_{em}^*}{p \cdot \varphi_f} \end{aligned} \quad (2.11)$$

La combinaison de ces grandeurs avec le système (2.10) et après la transformation de Laplace, nous obtenons les équations suivantes :

$$i_{qs}^* = \frac{R_s i_{qs}^*}{R_s + L_q s} = \frac{i_{qs}^*}{1 + \tau_e \cdot s}$$

$$C_{em} = \frac{C_{em}^*}{1 + \tau_e \cdot s} \quad (2.12)$$

A partir de l'équation mécanique nous calculons la transformée de Laplace de la vitesse :

$$\omega_r(s) = p \frac{C_{em} - C_r}{f_c + j \cdot s} = p \frac{C_{em} - C_r}{f_c(1 + \tau_m \cdot s)} \quad (2.13)$$

Des équations (2.12) et (2.13) nous aurons :

$$\omega_r(s) = p \frac{C_{em}^*}{f_c(1 + \tau_e \cdot s)(1 + \tau_m \cdot s)} - p \frac{C_r}{f_c(1 + \tau_m \cdot s)} \quad (2.14)$$

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_o(s) = \frac{\omega_r(s)}{C_{em}^*} = \frac{p}{f_c(1 + s \cdot \tau_e)(1 + s \tau_m)} \quad (2.15)$$

Avec  $\tau_e = \frac{L_q}{R_s}$  : constante de temps électrique du système ;

$\tau_m = \frac{J}{f_c}$  : Constante de temps mécanique du système.

### 2.9.1.2. Fonction de transfert en boucle fermée

En insérant un régulateur PI dans la boucle de régulation, le schéma structurel en boucle fermée sera comme suit :

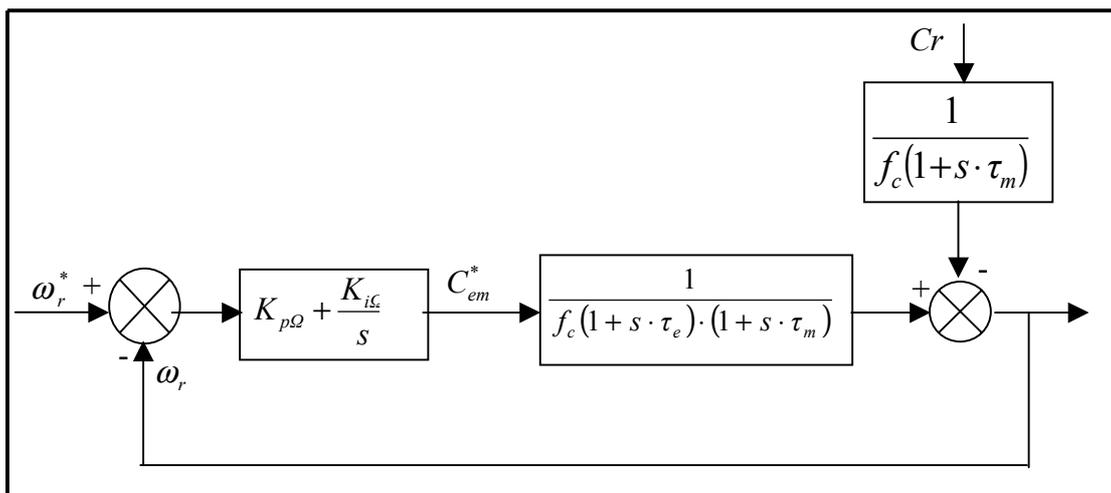


Figure 2.4: schéma structurel du système à régler

La fonction de transfert en boucle fermée se calcule par la relation suivante :

$$F\omega(s) = \frac{F_r(s) \cdot F_o(s)}{1 + F_r(s) \cdot F_o(s)} \quad (2.16)$$

Qui a pour expression finale :

$$F_{\Omega}(s) = \frac{sK_{p\Omega} + K_{i\Omega}}{J\tau_e s^3 + (J + f_c\tau_e)s^2 + (K_{p\Omega} + f_c)s + K_{i\Omega}} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.17)$$

La constante de temps électrique  $\tau_e$  est négligeable devant la constante de temps mécanique  $\tau_m$ , cela nous simplifie le calcul du régulateur de vitesse.

Donc le dénominateur  $D(s)$  devient :

$$D(s) = J \cdot s^2 + (K_{p\Omega} + f_c) s + K_{i\Omega} \quad (2.18)$$

Nous imposons les pôles  $P_1$  et  $P_2$  du système qui doivent être conjugués, où le module de la partie réelle est égale au module de la partie imaginaire.

La méthode des pôles imposés permet de choisir les paramètres du régulateur afin d'aboutir à un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal. Le schéma de la figure 2.5 montre le principe de cette méthode.

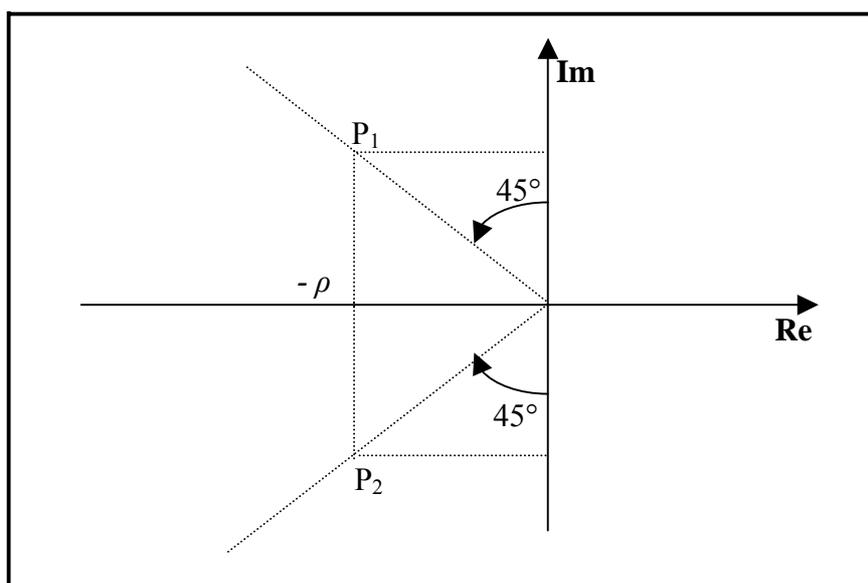


Figure 2.5 : Méthode par imposition des pôles

En prenant :  $P_1 = -\rho + j\rho$  et  $P_2 = -\rho - j\rho$

Le dénominateur s'écrit :  $D(s) = (s - P_1) \cdot (s - P_2)$

Par identification, nous obtenons les valeurs du régulateur:

$$K_{p\Omega} = 2 \cdot J\rho - f_c \quad (2.19)$$

$$K_{i\Omega} = 2 \cdot J\rho^2 \quad (2.20)$$

Les performances en boucle fermée peuvent être exprimées comme étant la réponse d'un système normalisé du second ordre avec une pulsation naturelle  $\omega_n$  et un amortissement  $\xi$ .

$$F_\omega(s) = \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 + 2\xi\omega_n s + s^2} \quad (2.21)$$

En imposant deux pôles complexes conjugués,  $P_{1,2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$ , en boucle fermée (dans notre cas  $\rho$  est égale à  $\xi\omega_n$ ).

Le choix convenable des pôles nous conduit à imposer à  $\xi$  une valeur égale 0.707 et pour  $\omega_n$  une valeur de 150 rad/sec.

### 2.9.2. Régulation des courants $i_{ds}$ et $i_{qs}$

La relation qui existe entre  $U_{ds}$  et  $i_{ds}$  permet d'avoir un régulateur du courant  $i_{ds}$  pour améliorer les performances de la machine.

$$U_{ds} = (R_s + sL_d) \cdot i_{ds} \quad (2.22)$$

La fonction de transfert pour cette boucle de régulation est :

$$F_i(s) = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{L_d s^2 + (R_s + K_{pi})s + K_{ii}} \quad (2.23)$$

Pour le calcul des paramètres du régulateur PI, nous procédons de la même manière que pour le régulateur de vitesse, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_{pi} = 2 \cdot L_d \cdot \rho - R_s \\ K_{ii} = 2 \cdot L_d \cdot \rho^2 \end{cases} \quad (2.24)$$

### 2.9.3 Simulation et interprétation

Les simulations reportées sur les figures 2.6 concernent un échelon de vitesse de 0 à 200 rad/s puis une inversion du sens de rotation à -200 rad/s à l'instant  $t = 0.5$  s, le démarrage se fait à vide puis un couple de charge ( $C_r = 2$  N.) est appliqué entre les deux instants  $t = 0.2$  s et  $t = 0.4$  s, le pilotage vectoriel est basé sur des mesures directes des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , et l'application des valeurs des références  $i_d^*$  et  $i_q^*$  avec régulation par des régulateurs de type PI (Proportionnel et Intégral).

Cette figure (fig. 2.6) montre que le régulateur PI, dont le rôle est la régulation de la vitesse de la machine, donne des résultats satisfaisants, par rapport à la grandeur de perturbation, caractérisé par un dépassement optimal ; la vitesse atteint le régime permanent pour  $t = 0.14$  s avec une erreur statique nulle.

Nous pouvons voir également que le vecteur du courant statorique est parfaitement superposable avec la composante en quadrature  $i_{qs}$  qui régule le couple développé par la machine, la composante directe  $i_{ds}$  maintient une valeur nulle en régime transitoire ainsi qu'en régime permanent, à l'application de la charge et l'inversion du sens de rotation. Elle contient des oscillations de fréquence élevée, dont la valeur moyenne est nulle. Ces oscillations sont dues aux harmoniques de niveau bas de l'onduleur. Nous remarquons également que le couple électromagnétique au moment du démarrage présente un pic correspondant avec l'allure du courant statorique en quadrature.

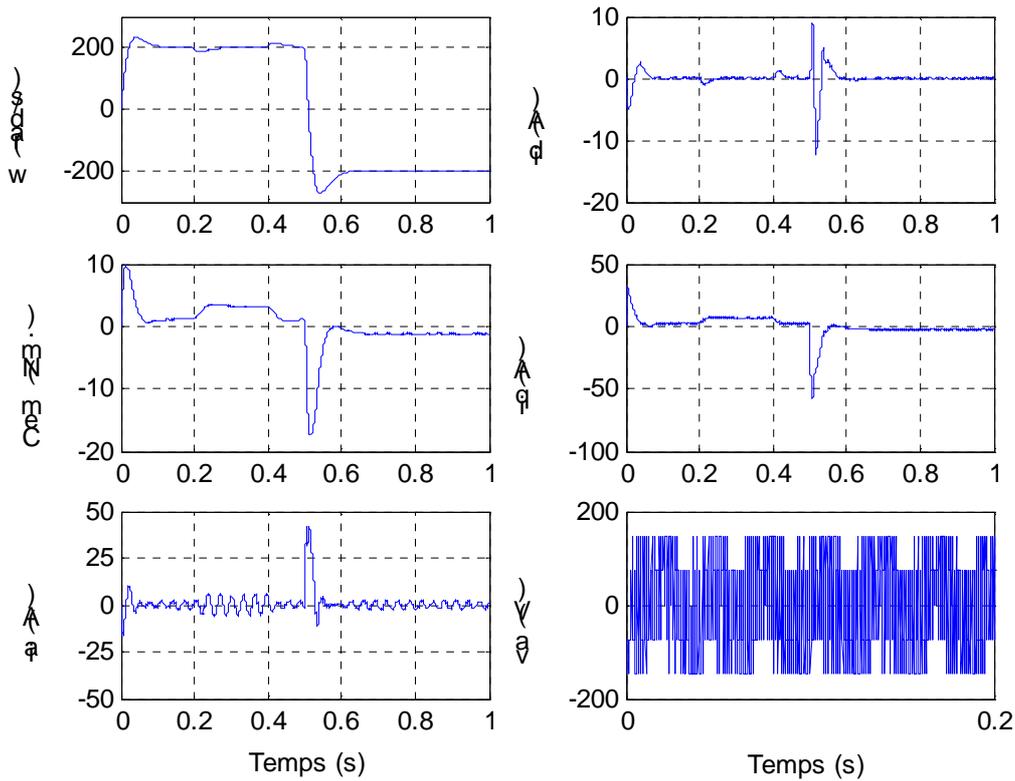


Figure 2.6 : Réglage de la vitesse par PI et courant par PI

### 2.9.4 Régulateur combinant une action prédictive et une rétroaction

Cette commande permet un découplage entre les axes  $d$  et  $q$  ; le découplage peut s'effectuer par des retours d'états appropriés en construisant les régulateurs à partir du modèle de Park de la machine. Cette commande se caractérise par :

- L'utilisation des valeurs de références  $i_d^*$  et  $i_q^*$  des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , au lieu des valeurs mesurées de ces courants, pour le calcul des termes assurant le découplage des deux axes ;
- L'utilisation, dans les boucles de contrôle des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , de régulateurs combinant une action prédictive proportionnelle au courant de référence et une action purement proportionnelle à l'écart entre le courant de référence et le courant mesuré.

La figure 2.7 présente le schéma global du processus avec des régulateurs de courant associant une action prédictive et une rétroaction.

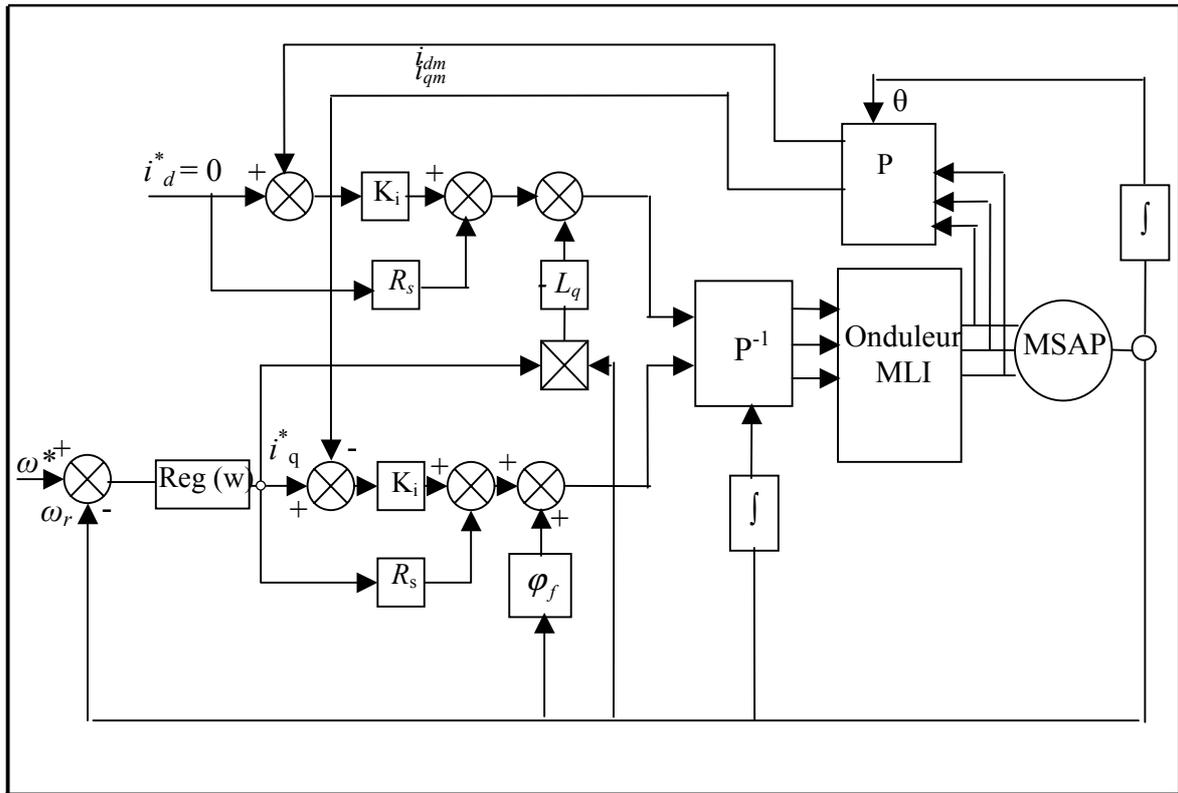


Figure 2.7 : commande avec action prédictive et une rétroaction

Les tensions de commande se calculent comme suit :

$$\begin{aligned} U_{ds} &= -L_q \omega_r i_q^* + R_s i_d^* + k_i (i_d^* - i_{dm}) \\ U_{qs} &= \phi_f \omega_r + L_d \omega_r i_d^* + R_s i_q^* + k_i (i_q^* - i_{qm}) \end{aligned} \quad (2.25)$$

L'emploi des valeurs de référence des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  au lieu des valeurs mesurées de ces courants pour assurer le découplage des deux axes, présente les avantages suivants [24] :

- La suppression du terme dépendant du courant d'axe d puisque  $i_d^*$  a une valeur nulle ;
- L'obtention de terme de découplage ayant un caractère prédictif et dont la valeur n'est pas affectée par le bruit présent sur les mesures ;
- Une amélioration de la stabilité de la partie électrique du système en présence d'erreurs sur les valeurs des paramètres ;
- Une réduction de la sensibilité du système aux erreurs sur les valeurs des paramètres.

Notons aussi que l'utilisation de tels régulateurs permet aussi :

- De réduire le temps de calcul d'environ de moitié par rapport à l'utilisation du régulateur à action proportionnelle – intégrale [25];
- D'obtenir, si nous compensons la f.c.e.m. d'axe  $q$ , des erreurs nulles en régime permanent (en absence d'erreur sur les paramètres), ce qui ne peut être réalisé à l'aide de régulateurs proportionnels.

Pour éliminer les fluctuations parasites dues aux commutations qui se présentent dans les mesures des courants, il est nécessaire de placer des filtres. Un filtre de premier ordre est placé sur les branches de mesure des courants. La constante de temps du filtre est choisie très inférieure à celle de la partie électrique, ce qui permet de négliger l'effet de ce filtre durant le calcul des régulateurs.

### 2.9.5 Simulation et interprétation des résultats

La simulation a été exécutée dans les conditions suivantes:

- Nous appliquons un échelon de vitesse de 0 à 200 rad/s puis une inversion du sens de rotation est effectuée (-200 rad/s) à l'instant  $t = 0.5$  s.
- Le démarrage est effectué à vide puis un couple de charge ( $C_r = 2$  N.) est appliqué entre l'instant  $t = 0.2$  s et  $t = 0.4$  s. Le pilotage vectoriel est basé sur des mesures directes des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , et l'application des valeurs de références avec des régulateurs de type PI (Proportionnel et Intégral).

La figure 2.8 montre les caractéristiques de la machine lorsque les courants sont commandés au moyen de régulateurs associant une action prédictive et une rétroaction.

Cette stratégie de commande de courant donne des résultats satisfaisants, par rapport au réglage par des correcteurs de type PI ; les oscillations au démarrage sont rapidement annulées. Ces régulateurs permettent d'obtenir des erreurs statiques nulles. La vitesse atteint le régime permanent au bout de 0.08 s.

Nous remarquons la présence d'un pic de courant  $i_{qs}$ , et par conséquent un pic de couple  $C_{em}$ , lors du changement de la consigne de vitesse qui peut être diminuée par une

pondération du signal de référence de vitesse dans le terme proportionnel du régulateur de vitesse par un coefficient dont la valeur est comprise entre 0 et 1 [26].

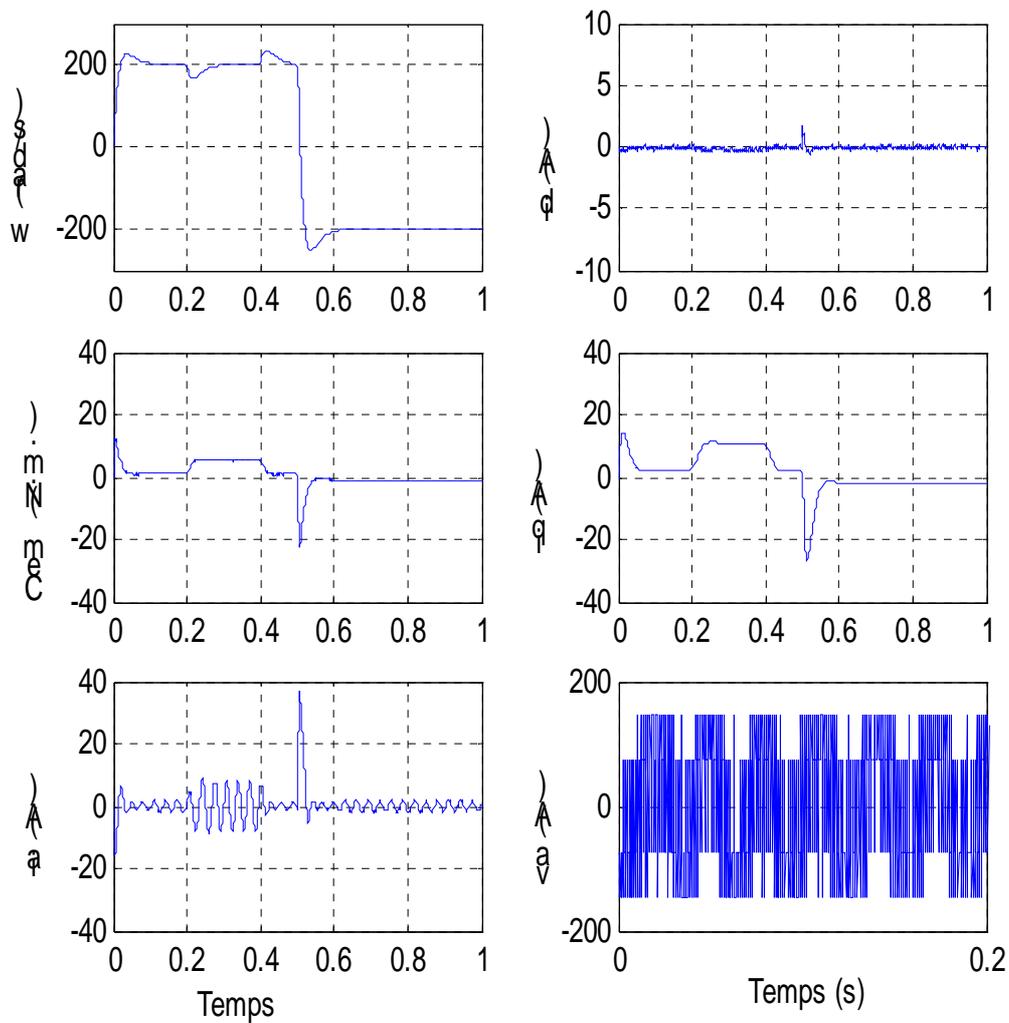


Figure 2.8 : Réponse de la vitesse par PI, courant action prédictive rétroactive

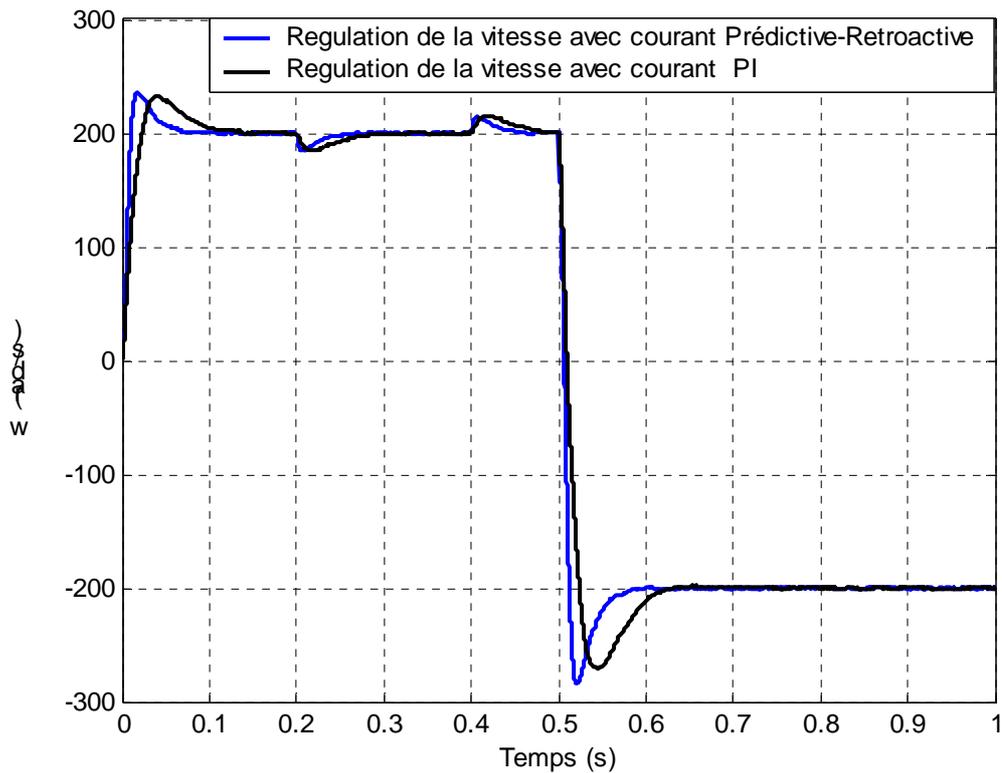


Figure 2.9: Réponse de la vitesse pour les deux stratégies de régulation des courants  
Régulation PI et régulation prédictive associant une action rétroactive

## 2.10 Commande en position

Le réglage de la position angulaire trouve son emploi dans certaines applications nécessitant des performances dynamiques élevées (par exemple le positionnement d'un bras de robot). Dans cette section, nous allons étudier les performances du contrôle vectoriel lorsque nous appliquons le réglage de position à la MSAP.

### 2.10.1 Structure globale

Le régulateur de la position angulaire de la machine synchrone à aimants permanents nous permet de générer la vitesse de référence  $\omega_r^*$ . Nous proposons un schéma de commande simplifiée pour le réglage de la position.

L'approche la plus classique consiste à contrôler la vitesse par un régulateur PI. La position peut alors être contrôlée au moyen d'un régulateur proportionnel cascade avec le régulateur PI. La combinaison de ces deux régulateurs est équivalente à un régulateur PID

où la partie dérivée n'agit pas sur la consigne de position, évitant ainsi l'apparition d'impulsions dans la commande lorsque la consigne est un échelon.

Les régulateurs de vitesse et de position peuvent aisément être déterminés à partir du modèle découplé de la machine. La figure 2.10 montre schématiquement la régulation de vitesse et de position du système découplé. Dans ce schéma, la constante de temps électrique a été négligée (pour les machines synchrones à aimants montés en surface, la constante de temps électrique est généralement négligeable).

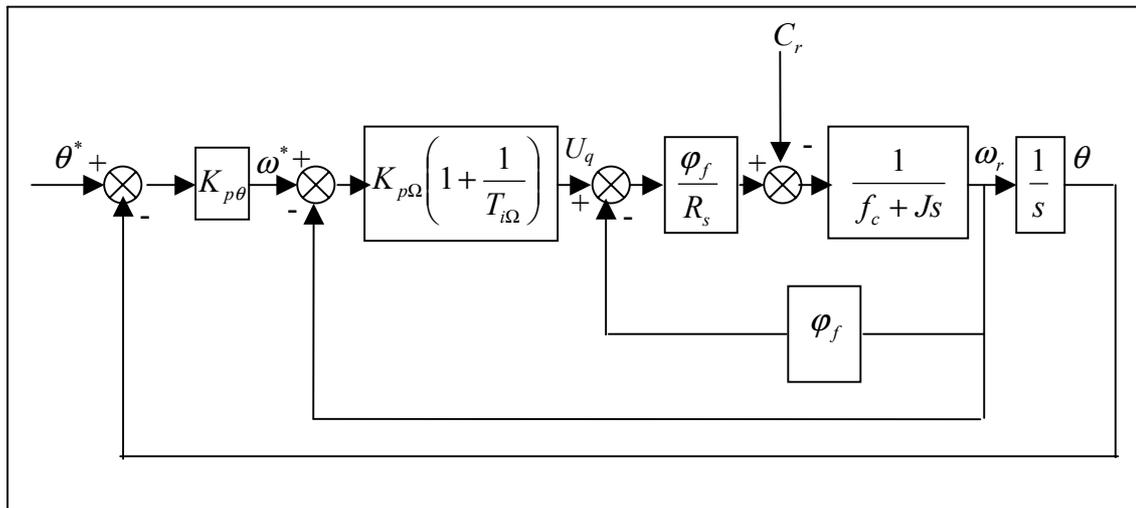


Figure 210 : Schéma de régulation de la vitesse et de la position du système découplé

### 2.10.2 Synthèse du régulateur de position

Nous avons vu que le courant statorique direct pouvait être maintenu nul grâce au retour d'état découplant l'axe ( $q$ ) sur l'axe ( $d$ ). Ce découplage a pour effet de ramener, en ce qui concerne la commande de la vitesse ou de la position, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents à un modèle linéaire équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. A l'aide de ce modèle, le régulateur de vitesse (comme il a été déjà vu) ou de position peut être synthétisé aisément au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires.

Notons que la cascade (position, vitesse, courant  $i_{qs}$ ) impose une dynamique de position très lente par rapport à celle de la vitesse. La constante de temps de position doit être 5 à 10 fois plus grande que celle de la vitesse.

### 2.10.3 Résultats de la simulation

La figure 2.11 présente les résultats d'une simulation concernant le réglage de la position afin d'évaluer le comportement de la MSAP avec pilotage vectoriel muni de réglage de position, vitesse et des courants. La simulation a été effectuée avec application brusque d'un couple de charge ( $C_r = 2 \text{ N.}$ ) entre les instants  $t = 0.2 \text{ s}$  et  $t = 0.4 \text{ s}$ , et inversion de la position de  $10 \text{ rad}$  à  $-10 \text{ rad}$  à l'instant  $t = 0.5 \text{ s}$ .

La position suit parfaitement la consigne si nous prenons en considération le temps de déplacement du rotor de la position zéro à la nouvelle position. L'application de la perturbation n'influe pratiquement pas sur les performances de réglage. Nous remarquons que la vitesse de rotation aux instants de variation de la position est très grande et pour les autres instants elle est nulle.

La variation de la composante du courant direct est plus au moins importante, mais elle ne dure qu'un instant très court, et ceci prouve l'efficacité du contrôle vectoriel avec un retour d'état basé sur une mesure directe du courant statorique en quadrature.

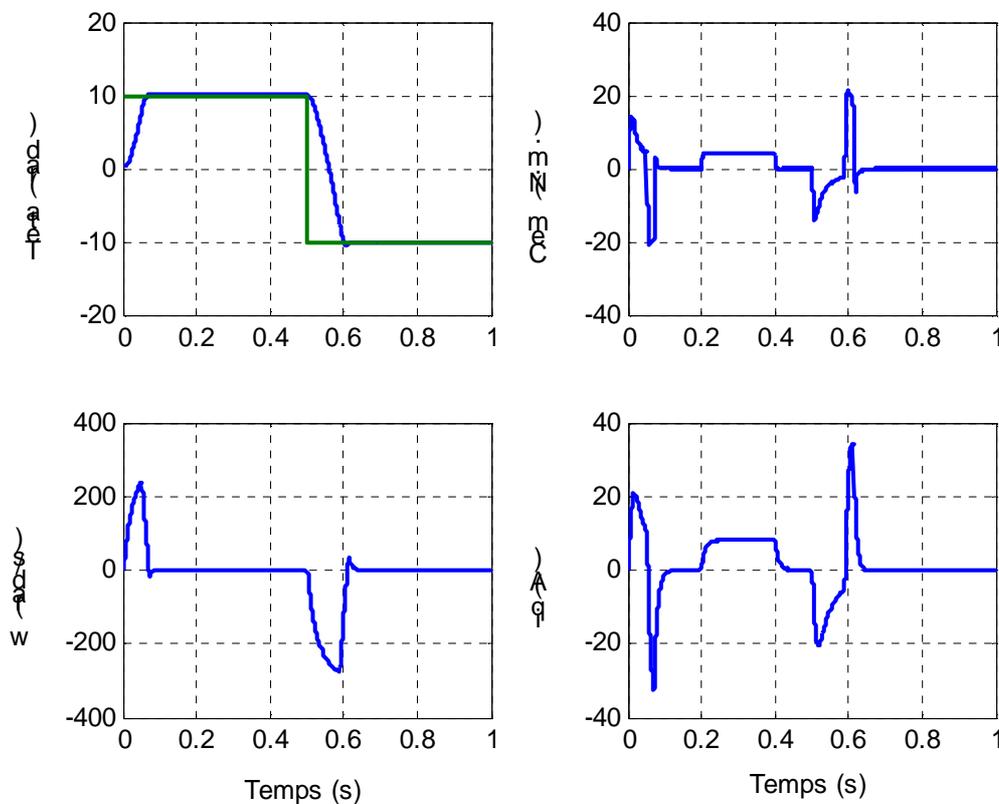


Figure 2.11: Commande en position de la MSAP

## 2.11 Conclusion

Nous avons essayé de présenter dans ce chapitre quelques stratégies de la commande vectorielle de la MSAP.

Nous avons examiné par simulation plusieurs combinaisons de régulation de vitesse et de courants. En premier lieu, nous avons examiné une régulation de vitesse par le correcteur PI avec régulation de courant basée sur des correcteurs classiques de type PI, puis une régulation de vitesse par le même correcteur PI mais avec une commande de courant associant une action prédictive et une rétroaction. Cette dernière a présenté des résultats performants (fig. 2.9) par rapport à la régulation des courants utilisant des correcteurs PI.

Les résultats obtenus montrent que la commande vectorielle permet d'obtenir un modèle découplé de la machine synchrone à aimants permanents comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Nous avons testé le contrôle de la position en introduisant un régulateur P (proportionnel) en cascade avec la régulation de la vitesse et du courant en quadrature utilisant la combinaison d'une régulation prédictive associant une action prédictive. Elle présente des performances de réglage et découplages satisfaisants.

Dans le but de surmonter les difficultés de non linéarité (saturation), le découplage complexe du modèle, ainsi que les bruits de mesure, tout en assurant des performances de commande très élevées, une approche algorithmique basée sur la logique floue est utilisée pour la synthèse structurelle du contrôleur flou.

Le développement algorithmique et la mise en œuvre de cette approche feront l'objet du chapitre suivant.

# **CHAPITRE III**

## **INTRODUCTION A LA LOGIQUE FLOUE**

L'objet de ce chapitre est de présenter rapidement la théorie sur les ensembles flous, les différentes parties composant un régulateur flou, et les différents types de régulateurs.

### 3.1 Introduction

Depuis ces vingt dernières années, l'utilisation de la théorie des ensembles flous dans la modélisation et la commande des systèmes complexes industriels est devenue un outil à part entière. Le concept d'ensemble flou a été proposé en 1965 à l'Université de Berkeley en Californie par le professeur Lotfi Zadeh, et initialement introduit en France par le professeur Arnold Kaufman.

Le principe de la régulation floue a été expérimenté avec succès sur une turbine à vapeur dès 1974, par l'équipe du professeur E.H. Mamdani, au Queen Mary Collège de Londres. Ces résultats étaient bientôt confirmés et développés par plusieurs équipes en Europe de l'Ouest dont celle des professeurs D. Willaëys et N. Malvache à l'université de Valenciennes, puis ensuite par l'institut de Technologie de Tokyo [27] et de quelques autres universités japonaises. Citons notamment la première application industrielle d'envergure de la société Hitachi, en 1986, après plusieurs années d'études, d'un organe de conduite pour un système de transport ferroviaire à Sendai, dans le Nord du Japon, dont les performances (précision d'arrêt, confort des passagers, énergie consommée) rivalisent avec celles d'un système de commande classique.

En l'état actuel, les deux domaines d'applications de la logique floue qui deviennent de plus en plus importants, sont [28]:

- La conception de régulateurs pour des procédés difficilement modélisables,
- La conception de régulateurs non linéaires pour des procédés modélisables.

Dans le premier cas, la régulation floue se distingue d'une régulation classique par le fait que l'approche par logique floue synthétise une loi de commande à partir de l'expertise de l'opérateur humain, alors que les approches classiques de l'automatique consistent à élaborer une loi de commande à partir d'un modèle mathématique du procédé. Tout l'intérêt de la commande floue pour des procédés complexes, difficiles à modéliser, réside donc dans le recueil de l'expertise d'un opérateur humain sachant piloter, ou ayant une bonne connaissance de la commande du procédé. La difficulté réside, évidemment dans l'obtention de cette expertise.

Dans le deuxième cas, la structure non linéaire du régulateur flou peut améliorer les performances en terme de précision, de stabilité et de robustesse des lois de commande linéaires. Il peut être appliqué en utilisant des modèles classiques, linéaires ou non, ou des modèles flous spécifiques, de type Takagi-Sugeno-Kang (TSK) par exemple [29].

Dans le domaine de l'électrotechnique, la commande par la logique floue a fait l'objet de plusieurs travaux :

- Dans la commande des convertisseurs statiques.
- Dans la commande des machines électriques.

Toutes ces applications ont démontré qu'un régulateur à logique floue est plus robuste qu'un régulateur conventionnel.

La logique floue est un langage qui manipule des variables linguistiques (condition et conclusion) reliées par des liens linguistiques (les règles) tels que lent, rapide, moyen, c'est à dire analogue à ceux utilisés dans la communication entre les personnes [28].

### 3-2 Définitions et terminologie

Les principales opérations de la théorie des ensembles ont été étendues aux ensembles flous par le professeur Lotfi Zadeh [30].

#### 3-2-1 Sous-ensemble flou

Un sous-ensemble flou est défini par une fonction d'appartenance qui a deux extrêmes, zéro et un, c'est à dire d'autoriser un élément d'appartenir plus ou moins fortement à cette classe. Cette notion permet le passage progressif et exclusif d'un ensemble à un autre.

Soit un référentiel  $U$  dénombrable ou non et  $u$  un élément de  $U$ , alors un ensemble flou  $X$  de  $U$  est un ensemble de couples tel que :

$$X = \{(u, \mu_x(u)) / u \in U\} \quad (3.1)$$

$\mu_x(u)$  est le degré d'appartenance de  $u$  à  $X$ .

Elle est définie par :

$$\mu_x : U \rightarrow [0,1] \quad (3.2)$$

$$u \rightarrow \mu_x(u)$$

Un sous ensemble  $F$  est noté par :

$$F = \mu_f(u_1)/u_1 + \dots + \mu_f(u_n)/u_n = \sum_{i=1}^n \mu_f(u_i)/u_i \quad (3.3)$$

Où  $+$  représente l'opérateur union et  $/$  symbolise une certaine fonction d'appartenance à une valeur sur l'univers de discours.

### 3.2.2 Opérations sur les sous-ensembles flous

Les principales opérations de la théorie des ensembles flous se résument en :

Soient  $X$  et  $Y$  deux sous-ensembles flous et  $\mu_y(u)$  et  $\mu_x(u)$  le degré d'appartenance de  $u$  dans l'ensemble flou.

- **Egalité :**

$$X=Y \text{ si et seulement si } \mu_x(u) = \mu_y(u) \text{ pour tout } u \text{ de } U.$$

- **Inclusion :**

$$X \subseteq Y \text{ si et seulement si } \mu_x(u) \leq \mu_y(u) \text{ pour tout } u \text{ de } U.$$

- **Intersection :**

$$C = X \cap Y \text{ si et seulement si pour tout } u \text{ de } U \mu_c(u) = \min(\mu_x(u), \mu_y(u))$$

- **Union :**

$$C = X \cup Y \text{ si et seulement si pour tout } u \text{ de } U : \mu_c(u) = \max(\mu_x(u), \mu_y(u))$$

- **Complément**

$$\mu_{\bar{x}}(u) = 1 - \mu_x(u) \text{ pour tout } u \text{ de } U.$$

- **Quelques variantes**

D'autres définitions existent que nous rappelons :

$$\mu_x(u) \cap \mu_y(u) = \mu_x(u) \cdot \mu_y(u)$$

$$\mu_x(u) \cup \mu_y(u) = \mu_x(u) + \mu_y(u) - \mu_x(u) \cdot \mu_y(u)$$

- **T-Norme et Co-norme (S norme) :**

Norme triangulaire : T-Norme (intersection).

Un opérateur appartient à une *T-Norme* s'il répond aux conditions suivantes :

- $T(0,0) = 0$
- $T(1, \mu_x) = T(\mu_x, 1) = \mu_x$
- $T(\mu_x, \mu_y) \leq T(\mu_y, \mu_x)$  si  $\mu_x \leq \mu_y$  : condition de monotonie,
- $T(\mu_x, \mu_y) = T(\mu_y, \mu_x)$  : condition de commutativité,
- $T(\mu_x, T(\mu_y, \mu_z)) = T(T(\mu_x, \mu_y), \mu_z)$  : condition d'associativité.

C'est le cas de l'opérateur *minimum* comme celui du *produit algébrique*.

Un opérateur appartient à une *T-Co-Norme (S norme)* s'il répond aux conditions suivantes :

- $S(1,1) = 1$
- $S(0, \mu_x) = S(\mu_x, 0) = \mu_x$
- $S(\mu_x, \mu_y) \leq S(\mu_z, \mu_y)$  si  $\mu_x \leq \mu_z$  : condition de monotonie,
- $S(\mu_x, \mu_y) = S(\mu_y, \mu_x)$  : condition de commutativité,
- $S(\mu_x, S(\mu_y, \mu_z)) = S(S(\mu_x, \mu_y), \mu_z)$  : condition d'associativité.

### 3.3 Les relations floues

Les relations floues permettent d'introduire des concepts mathématiques utilisés pour mettre en évidence des relations imprécises ou graduelles entre les éléments d'un même ensemble.

Soient deux ensembles de référence X et Y.

Une relation floue entre X et Y est définie comme étant un sous-ensemble flou de X et Y. Si X et Y sont finis, la relation floue entre X et Y est décrite par la matrice des valeurs de sa fonction d'appartenance  $\mu_R(X, Y)$  comme suit :

$$X = (X_1, X_2, X_3) \quad Y = (Y_1, Y_2, Y_3)$$

	Y <sub>1</sub>	Y <sub>2</sub>	Y <sub>3</sub>
X <sub>1</sub>	0.0	0.2	0.9
X <sub>2</sub>	1	0.7	0.6
X <sub>3</sub>	0.8	0.1	1.0

### 3.3.1 Union de deux relations floues

L'union de deux relations floues R et Q notée  $R \cup Q$  est définie par :

$$\mu_{R \cup Q} = \max\{\mu_R(x, y), \mu_Q(x, y)\} \quad (3.4)$$

### 3.3.2 Intersection de deux relations floues

L'intersection de deux relations floues R et Q notée  $R \cap Q$  est définie par :

$$\mu_{R \cap Q} = \min\{\mu_R(x, y), \mu_Q(x, y)\} \quad (3.5)$$

### 3.3.3 Produit algébrique de deux relations floues

Le produit algébrique de deux relations floues R et Q, noté R.Q est donné par :

$$\mu_{R.Q}(x, y) = \mu_R(x, y) \cdot \mu_Q(x, y) \quad (3.6)$$

### 3.3.4 La somme algébrique de deux relations floues

La somme algébrique de deux relations floues R et D, notée R+Q est donnée par :

$$\mu_{R+Q}(x, y) = \mu_R(x, y) + \mu_Q(x, y) - \mu_R(x, y) \cdot \mu_Q(x, y) \quad (3.7)$$

### 3.3.5 Complément d'une relation floue

Le complément d'une relation floue R est noté par  $R'$ , donné par :

$$\mu_{R'} = 1 - \mu_R(x, y) \quad (3.8)$$

## 3.4 Composition de deux relations floues

### 3.4.1 Composition Sup-min.

Soient deux relations floues R et Q telles que.

$$R \subset X \times Y \quad \text{et} \quad Q \subset Y \times Z$$

On définit Sup-min de R et Q par :

$$\mu_{R \circ Q}(x, z) = \sup [ \min [ \mu_R(x, y), \mu_Q(y, z) ] ] \quad (3.9)$$

Où  $x \in X$ ,  $y \in Y$  et  $z \in Z$

### 3.4.2 Composition Sup-Etoile

C'est une composition où l'opérateur *min* est remplacé par l'opérateur étoile (\*), on écrit alors :

$$\mu_{R * Q}(x, z) = \sup [ \mu_R(x, y) * \mu_Q(y, z) ] \quad (3.10)$$

### 3.4.3 Composition sup-produit

C'est une composition où l'opérateur (\*) est remplacé par le produit (•).

$$\mu_{R \bullet Q}(x, z) = \sup [ \mu_R(x, y) \bullet \mu_Q(y, z) ] \quad (3.11)$$

## 3.5 Les variables linguistiques

La notion de variable linguistique est utilisée pour traiter et modéliser des connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur exacte n'est pas connue.

Une variable linguistique est caractérisée par un ensemble tel que :

$$\{v, T(v), X\}$$

Où :  $v$  est le nom de la variable.

$X$  est l'univers de discours ou l'ensemble de référence où est définie la variable.

$T(v) = \{A_1, A_2, \dots, A_n\}$  est un ensemble fini ou infini de sous-ensembles flous de  $X$ .

Les sous-ensembles  $A_i$  caractérisent des descriptions de la variable  $v$ . Nous notons par  $A_i$  les termes linguistiques comme lent, moyen, rapide.

#### Exemple :

Variables linguistiques :  $(v, T(v), X)$

$v$  : la vitesse,  $X = R^+$ ,  $T(v)$  : (Très lent, lent, moyen, rapide)

### 3.6 Propositions floues

Les propositions floues utilisées lors de l'établissement des règles floues de commande sont de la forme « V est A » par exemple : « la vitesse est élevée ».

Une proposition floue élémentaire est caractérisée par la variable linguistique (v,A, X).

Où :      v : est la vitesse  
             A : élevée  
             X :  $\mathbb{R}^+$

La valeur de vérité d'une proposition floue élémentaire v est A, est définie par la fonction d'appartenance  $\mu_A$  de A. Une proposition floue générale est formée soit par conjonction, soit par disjonction de propositions floues élémentaires.

#### 3.6.1 Composition de deux propositions floues par conjonction

Soit « V est A ET W est B »

V et W sont des variables définies dans l'univers de discours X et Y. La proposition ainsi formée est associée au produit cartésien  $A \times B$ , sa valeur de vérité est donc définie par :

$\text{Min}\{\mu_A(x), \mu_B(y)\}$  en tout point (x, y) de X,Y.

#### 3.6.2 Composition de deux propositions floues par disjonction

« V est A OU W est B »

La valeur de vérité de la proposition floue obtenue est définie par :

$\text{Max}\{\mu_A(x), \mu_B(y)\}$  en tout point (x, y) de X,Y.

### 3.7 Règle linguistique

Une règle linguistique se met sous la forme **SI....ALORS....** et s'exprime de la manière suivante :

**SI** (un ensemble de conditions est satisfait)

**ALORS** (un ensemble d'actions doit être exécuté)

Une règle est composée de deux parties :

- Partie antécédente appelée prémisse ou condition qui est exprimée par **SI....** Donne la description du système.
- Partie conséquente (conclusion) qui est exprimée par **ALORS....** Exprime l'action qui doit être exécutée.

Chaque règle floue est basée sur une implication floue.



- $W$  : la grandeur de consigne ;  
 $U_{cm}$  : le signal de commande fourni par RLF ;  
 $U$  : La grandeur de commande fournie par l'OCM ;  
 $r$  : Perturbation ;  
 $y$  : La grandeur à régler ;  
 $y_m$  : Le vecteur qui contient les grandeurs à régler.

Nous devons explorer le comportement du système à régler vis à vis des variations de la grandeur de commande et déterminer les grandeurs internes mesurables. La description peut faire appel aux variables linguistiques et être accompagnée d'une définition par fonction d'appartenance.

Nous passons alors à la détermination de la stratégie de réglage. La mise en œuvre en temps réel de l'algorithme de réglage nécessite la réalisation de test sur l'installation. En général, il est indispensable de modifier la stratégie de réglage itérativement en plusieurs passages afin de trouver un comportement convenable.

### 3.10 Mise en œuvre d'un régulateur par logique floue (RLF)

La régulation floue se distingue d'une régulation classique par le fait que l'approche par logique floue synthétise une loi de commande à partir de l'expertise de l'opérateur humain, alors que les approches classiques de l'automatique consistent à élaborer une loi de commande à partir d'un modèle mathématique du procédé.

La commande floue a les mêmes objectifs de régulation et de poursuite qu'une commande réalisée en automatique classique. Cependant, il est possible de se passer d'un modèle explicite du procédé à commander. C'est le plus souvent, le savoir-faire d'un expert ou d'opérateurs qualifiés manipulant le procédé qui est pris en compte pour l'élaboration de la loi de commande.

Cette approche est basée sur deux concepts essentiels : celui de la décomposition d'une plage de variation d'une variable sous forme de nuances linguistiques "faible", "moyen", "élevé"... et des règles provenant de l'expertise de l'opérateur humain, qui expriment, sous forme linguistique, comment doivent évoluer les commandes du système en fonction des variables observées.

«**Si** l'erreur est positivement grande **et**  
la variation de l'erreur est positivement grande  
**Alors** la variation de la sortie est très négative".

Ces concepts sont basés sur une partie de la théorie des sous-ensembles flous introduite par L. Zadeh [26].

Un régulateur flou peut être présenté de différentes façons, mais en général la présentation adoptée se scinde en trois parties : la fuzzification qui permet de passer des variables réelles aux variables floues, le cœur du régulateur représenté par les règles reliant les entrées et sorties, et enfin l'inférence et la défuzzification qui permettent à partir des ensembles flous d'entrées de déterminer la valeur réelle de sorties, figure 3.3. L'ensemble des entrées du procédé est noté  $U$  (ensemble des actions calculées par le régulateur flou appliqué au procédé commandé), l'ensemble des sorties observées  $S$ , l'ensemble des consignes  $C$  et l'ensemble des entrées du régulateur flou  $X$  (par exemple taille, température, pression, angle, vitesse, humidité). L'ensemble des gains de normalisation des entrées  $GE$  et les gains de sorties  $GS$  du régulateur permettent d'adapter le domaine normalisé de définition des différentes variables (par exemple écart de réglage, dérivée approximative d'une grandeur ou d'autres grandeurs internes).

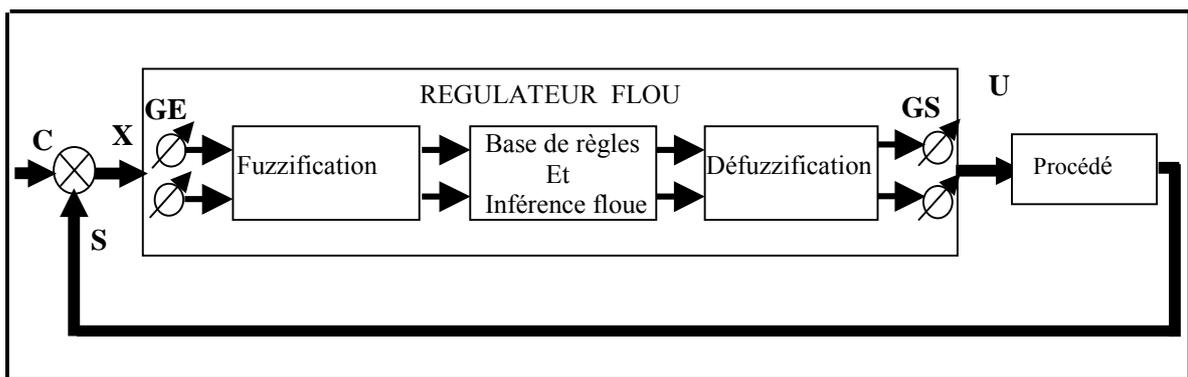


Figure 3.3 : Schéma de principe de la régulation floue

Les paragraphes suivants décrivent les trois blocs du régulateur flou.

### 3.10.1 Fuzzification des entrées

L'objectif de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables floues, c'est à dire en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour ces différentes variables d'entrée.

Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes ; mais les formes trapézoïdales, triangulaires ou issues de modèles mathématiques sont les plus couramment utilisées.

Les grandeurs physiques d'entrée  $X$  sont réduites à des grandeurs normalisées dans une plage de variation, souvent  $[-1 1]$ , appelée univers de discours, qui peut être soit discret, soit continu. Bien souvent, cet univers de discours est borné, en appliquant une limitation sur la valeur numérique de  $|x| \leq 1$ , pour pallier le problème des grandes variations de  $X$ . Les gains de normalisation caractérisent les facteurs d'échelle entre  $x$  et  $X$ .

Dans le cas d'un univers de discours continu, le nombre de valeurs linguistiques (très négatif, négatif, zéro, positif, très positif...) représenté par des fonctions d'appartenance pour une variable  $x_1$  peut varier (par exemple trois, cinq ou sept). Un exemple de fuzzification continue est illustré figure 3.4 pour une seule variable de  $x$ , avec des fonctions d'appartenance trapézoïdales ; les valeurs linguistiques correspondantes sont caractérisées par des symboles tels que N pour négatif, Z pour zéro, et P pour positif. Ainsi  $x_1 = 0,2$  devient après fuzzification le sous-ensemble flou  $x_1 = (0 \ 0.2 \ 0.8)$ .

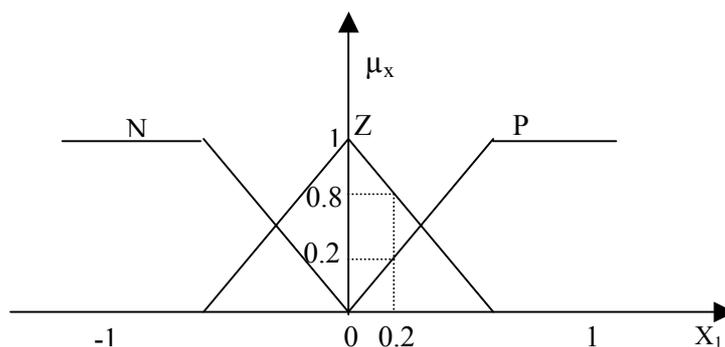


Figure 3.4 : fuzzification continue avec trois fonctions d'appartenance.

En général, les fonctions d'appartenance prennent leur valeur dans l'intervalle  $[0 1]$ .

### 3.10.2 Règles de la logique floue et méthodes d'inférence

Tout d'abord, une description linguistique des règles, ainsi que les matrices d'inférences ou matrices des règles sont présentées.

#### 3.10.2.1 Règles floues - matrices d'inférence

Les règles floues représentent le cœur du régulateur, et permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système. Nous pouvons décrire l'inférence de manière explicite par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles.

Un type de règle peut-être par exemple :

Si  $x_1$  est "**positif**" et  $x_2$  est "**zéro**" alors  $u$  est "**négatif**"

Où  $x_1$  et  $x_2$  représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que : l'écart de réglage, sa variation et  $u$  la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle important.

Cependant, la littérature nous donne quelques méthodes qui peuvent être mises en œuvre pour recueillir ces règles, pouvant être classées en deux types d'études.

Dans le cas d'un système classique, où les entrées et sorties du régulateur sont bien définies, il est inutile de passer par une étape d'extraction de connaissances pour les déterminer [32]. En général, le nombre de règles est peu important, de quatre à une vingtaine.

Dans le cas d'un système complexe, ces méthodes sont basées sur le savoir-faire de l'opérateur humain où celui-ci décrit lui-même des stratégies de commande [33].

Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou matrice des règles, couramment utilisée dans la littérature permet de synthétiser le cœur du régulateur flou.

Le tableau 3.1 représente un exemple de matrice d'inférence pour les deux variables linguistiques d'entrée  $x_1$  et  $x_2$  et la variable floue de sortie  $u$  utilisées au paragraphe précédent. Les symboles TP et TN représentent respectivement Très Négatif et Très Positif.

		$x_2$		
		N	Z	P
$x_1$	N	TP	P	Z
	Z	P	Z	N
	P	Z	N	TN

Tableau 3.1 : Exemple de matrice d'inférence

La case en grisé du tableau 1.1 représente la règle :

Si  $x_1$  est « positif » et  $x_2$  est « zéro » alors  $u$  est « négatif »

Lorsque toutes les cases de la matrice d'inférence sont remplies (comme pour l'exemple du tableau 3.1), il s'agit de règles d'inférence complètes, dans le cas contraire, de règles d'inférence incomplètes. Cependant, cette représentation graphique devient plus complexe, s'il y a plus de trois variables linguistiques d'entrée.

Après avoir présenté la manière d'établir les règles du régulateur flou, il est nécessaire d'en déduire une sortie par raisonnement, qui est présenté dans le sous paragraphe suivant.

### 3.10.2.2 Raisonnement flou

Le raisonnement flou a pour objectif de déterminer en fonction des variables linguistiques d'entrée  $x$ , issues de la fuzzification des variables réelles d'entrée  $X$  et des règles floues de commande, un ensemble flou de valeurs possibles pour la variable linguistique de sortie  $u$ . Il y a en général deux façons de raisonner. La première est basée sur l'inférence de règles floues, et la deuxième sur la logique floue.

#### *Raisonnement basé sur l'inférence de règles floues*

Cette méthode d'inférence est directement issue de celles basées sur les systèmes experts [34].

Cette façon de raisonner dépend des implications utilisées, de la forme des fonctions d'appartenance et utilise des métas implication du type :

Si  $x$  est  $P$  alors  $u$  est  $N$

Cette méta implication souvent appelée relation (notée  $R$ ), peut être représentée par une fonction d'appartenance  $\mu_R(x_i, u)$  dépendant des fonctions d'appartenance  $\mu_P(x_i)$  et  $\mu_N(u)$ . Citons quelques modélisations possibles :

$$\mu_R(x_i) = \min(\mu_P(x_i), \mu_N(u)) \quad [46]$$

$$\mu_R(x_i) = \mu_P(x_i) \cdot \mu_N(u) \quad [47]$$

$$\mu_R(x_i) = \min[1, 1 - \mu_P(x_i) + \mu_N(u)] \quad [48]$$

$$\mu_R(x_i) = 1 - \mu_P(x_i) + \mu_P(x_i) \cdot \mu_N(u) \quad [35]$$

L'application à la commande se fait de la manière suivante :

Soit la règle de commande  $iR$  : Si  $x_1$  est  $P$  et  $x_2$  est  $Z$  alors  $u$  est  $N$

Où  $P$ ,  $Z$  et  $N$  représentent les valeurs linguistiques floues respectivement définies sur les univers de discours des variables linguistiques  $x_1$ ,  $x_2$  et  $u$ .

Si à un instant  $t$ ,  $x_1$  et  $x_2$  prennent respectivement les valeurs  $x_{10}$  et  $x_{20}$ , les valeurs de vérité (ou degré d'appartenance) des deux prédicats «  $x_1$  est  $P$  » et «  $x_2$  est  $Z$  » seront respectivement égales à  $\mu_P(x_{10})$  et  $\mu_Z(x_{20})$  celle de la proposition floue «  $u$  est  $N$  » sera  $\mu_N(u)$ .

Ainsi, le résultat de l'inférence, représentant la valeur de vérité de la règle  $R_i$  (noté  $\mu_{R_i}$ ), sera fonction des différents degrés d'appartenance cités ci-dessus, ainsi que des opérateurs (ET,  $f$ ) choisis pour modéliser la conjonction « et » et l'implication « Si... alors... ».

$$\mu_{R_i}(x_{10}, x_{20}, u) = f(ET[\mu_P(x_{10}), \mu_Z(x_{20})], \mu_N(u))$$

Le choix des opérateurs aboutit à des résultats différents, comme le montrent les figures 3.4 et 3.5 ( $\mu_{R_i}(x_{10}, x_{20}, u)$  est représenté en grisé).

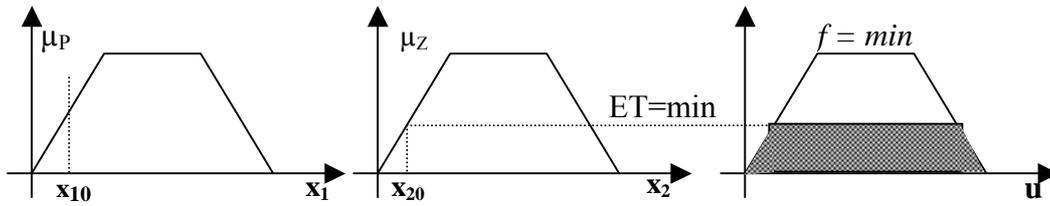


Figure 3.5 :  $ET(a, b) = \min(a, b)$ ,  $f(a, b) = \min(a, b)$

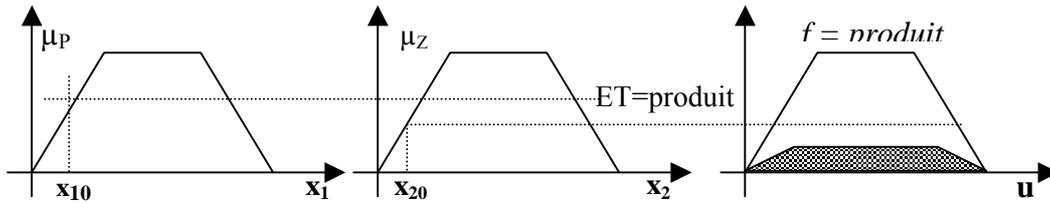


Figure 3.6 :  $ET(a, b) = a.b$ ,  $f(a, b) = a.b$

Ensuite, après avoir évalué chaque règle, il est nécessaire de reconstruire la sortie globale du régulateur, c'est-à-dire prendre en compte l'ensemble des valeurs de vérité.

Dans ce but, les règles sont connectées par des « **sinon** », qui s'interprètent dans le cas où  $\mu_{R_i}(x_{10}, x_{20}, u)$  est contenue dans, par une co-norme triangulaire, dans le cas contraire, une norme triangulaire [35].

L'inférence sur l'ensemble de  $n$  règles du régulateur flou donne le résultat suivant :

$$\mu_u(u) = \text{ELSE}_{i=1}^n \mu_{R_i}(x_{10}, x_{20}, u)$$

L'obtention de l'ensemble flou  $u$  diffère selon le choix du « **sinon** ». Un régulateur à

$R_1$  : Si  $x_1$  est **P** et  $x_2$  **P** alors  $u$  est **N**

$R_2$  : S  $x_1$  est **N** et  $x_2$  **N** alors  $u$  est **P**

Après avoir présenté la première approche basée sur le raisonnement flou par inférences, la partie suivante présente la seconde qui est basée sur la logique floue.

#### *Raisonnement basé sur la logique floue*

Cette seconde approche est issue de la logique floue et plus particulièrement de la logique de Lukasiewicz [36]. Il n'y a plus à proprement parler de modélisation de l'inférence.

Contrairement au raisonnement par inférences, où toute combinaison différente des entrées donne une nouvelle règle (même si la valeur linguistique de sortie est identique), le raisonnement fondé sur la logique floue, consiste pour une seule règle à prendre en compte l'ensemble des combinaisons des entrées qui aboutissent à la même valeur linguistique de sortie. Dans ce cas, les prémisses des règles ayant une même conclusion sont liées par un connecteur « **ou** » pour ne former qu'une seule règle.

A chaque règle  $R_i$ , est associée un poids  $w_i$ . Ce poids dépend de la prémisse de chaque règle  $i$ , mais également des opérateurs « **et** » et « **ou** ».

Par exemple, les trois règles suivantes au sens de la première méthode :

Si  $x_1$  est **TP** et  $x_2$  est **TN** alors  $u$  est **N**

Sinon Si  $x_1$  est **P** et  $x_2$  est **N** alors  $u$  est **N**

Sinon Si  $x_1$  est **N** et  $x_2$  est **N** alors  $u$  est **N**

se transforment dans le cas de la régulation par logique floue à une seule règle :

Si  $x_1$  est **TP** et  $x_2$  est **TN**  
 ou  $x_1$  est **P** et  $x_2$  est **N**  
 ou  $x_1$  est **N** et  $x_2$  est **N**  
 alors  $u$  est **N**

Le poids associé à cette règle est donné par [37] :

$$w_i = \text{OU}(\text{ET}[\mu_{x_{1j}}(x_{10}), \mu_{x_{2k}}(x_{20})])$$

où  $i$  est l'indice de la règle,  $j$  et  $k$  les indices correspondant aux valeurs linguistiques prises en compte pour les variables floues (dans l'exemple : TP, P, N pour  $x_1$  et TN, N pour  $x_2$ ), et  $t$  le nombre de prédicats de la prémisse connectés par des « **ou** ». La sortie peut se résumer à un ensemble flou comme dans le cas du raisonnement par inférences.

Les sorties issues de l'évaluation des règles sont donc encore floues ; par conséquent une étape de défuzzification est nécessaire, ce qui fait l'objet du paragraphe suivant.

### 3.10.3 Défuzzification

C'est l'opération qui permet de passer d'une représentation sous forme de variable linguistique à une variable numérique applicable physiquement.

Pour un état donné des entrées, plusieurs règles peuvent être validées simultanément et fournir des consignes différentes pour les sorties. Il faut donc disposer d'une méthode de composition des règles pour obtenir les valeurs finales des sorties.

Dans le cas d'un raisonnement basé sur l'inférence de règles floues, plusieurs algorithmes existent. Mais les deux méthodes les plus utilisées sont le Centre de Gravité (CG) et la Moyenne des Maxima (MM) dont les définitions sont les suivantes :

$$u_{CG} = \frac{\int_{-1}^{+1} u \mu_u(u) \cdot du}{\int_{-1} \mu_u(u) \cdot du}, \quad u_{MM} = \frac{\sum_{i=1}^n u_i}{n} \quad \text{Où les } \mu_{u_i} \text{ sont définis tels que : } \mu_{u_i}(u) = \max_n(\mu_n(u))$$

Dans l'autre cas, celui d'un raisonnement basé sur la logique floue, la défuzzification peut s'effectuer de deux manières possibles : sous la forme linéaire (L) ou non linéaire (NL) [32]. Les définitions sont les suivantes :

$$u_L = \frac{\sum_{i=1}^n w_i u_i}{\sum_{i=1}^n w_i}, \quad u_{NL} = \frac{\sum_{i=1}^n w_i u_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \quad \text{où } n \text{ représente le nombre de règles.}$$

## 3.11 Différents types de régulateurs flous

Cette classification est basée sur la manière dont la commande du système est obtenue en fonction des différents paramètres d'entrée du régulateur [38].

### 3.11.1 Régulateur flou à structure PID

Dans cette classe de régulateurs, quatre formes classiques sont distinguées, en fonction de leur équivalence aux régulateurs classiques. Par analogie, la fonction reliant la sortie du régulateur à ses entrées devient non linéaire.

- **Régulateur flou proportionnel (RLF-P)**

La loi de commande d'un régulateur flou de ce type est proportionnelle à la valeur de l'erreur entre la sortie du système est la consigne ; les règles sont de forme : Si  $(e)k$  est E alors  $(u)k$  est U. La loi de commande s'apparente à celle d'un régulateur proportionnel classique avec un gain non linéaire :

$$u(k) = K_p(k)e(k) \quad (3.11)$$

- **Régulateur flou proportionnel Dérivée (RLF-PD)**

Pour ce type de régulateur, la commande du système s'obtient en fonction des erreurs et de leurs dérivées premières suivant des règles de la forme : Si  $e(k)$  est E et  $De(k)$  est DE alors  $u(k)$  est U .

La loi de commande du régulateur PD classique équivalente est :

$$u(k) = K_p(k)e(k) + K_D(k)(e(k) - e(k-1)) \quad (3.12)$$

- **Régulateur flou proportionnel Intégral (RLF-PI)**

C'est le plus classique des régulateurs à structure PID utilisés pour les systèmes d'ordre inférieur ou égal à deux. Une règle s'écrit alors sous la forme : Si  $e(k)$  est E et  $De(k)$  est DE alors  $Du(k)$  est DU. Le régulateur classique équivalent s'écrit :

$$\Delta u(k) = K_p(k)(e(k) - e(k-1)) + K_i(k)e(k) \quad (3.13)$$

- **Régulateur flou Proportionnel Intégral et Dérivée (RLF-P ID)**

Ce dernier type de régulateur utilise l'erreur, l'intégrale de l'erreur et la variation de l'erreur pour élaborer les règles avec :

$$\delta e(k) = \sum_{i=k}^k e(i)$$

Les règles sont de la forme :

Si  $e(k)$  est E et  $De(k)$  est DE et  $\delta e(k)$  est SE alors  $u(k)$  est U.

### 3.11.2 Régulateur flou de type Sugeno (RF-Sugeno)

En supposant accessible les différentes variables d'état  $X(k)$  du système, les règles sont exprimées de la manière suivante [37][38] : avec les  $N(n-1)$  coefficients  $p_i'$  des règles  $R_j (j = 1, \dots, r)$ .

$$R_j : \text{Si } x_i(k) \text{ est } X_i \text{ et } \dots x_n(k) \text{ est } X_n \text{ alors } u'(k) = p_o' + \sum_{i=1}^{i=n} p_i' x_i(k)$$

A chaque règle  $R_j$  est associé un poids  $w_j$  correspondant à la façon de modéliser l'implication floue et l'opérateur « ET ». La commande finale est alors calculée comme suit :

$$u(k) = \frac{\sum_{i=1}^n w_i u'(k)}{\sum_{i=1}^n w_i} \quad (3.14)$$

### 3.12 Conclusion

Les récents progrès théoriques et le nombre de plus en plus important des applications industrielles ont donné à la commande floue une place respectable dans le domaine de la commande.

En effet des applications de la commande floue existent maintenant dans les domaines très variés, tels que la robotique, les machines outils, les véhicules, le domaine ferroviaire, les applications domestiques (climatisation, douche, appareils photographiques, appareils électroménagers...).

Il semble que la réalisation d'un contrôleur flou soit particulièrement recommandée lorsque le procédé est mal connu ou difficile à décrire, dû à une complexité trop importante. Dans ce cas, la facilité de mise en œuvre dépend bien entendu de l'application, la difficulté réside dans l'obtention de l'expertise liée à l'application. Il subsiste quelques points difficiles notamment en ce qui concerne le problème du choix des techniques spécifiques aux contrôleurs flous à mettre en œuvre pour un type de procédé donné. Ce problème est compensé par la facilité de mise en œuvre des contrôleurs flous et leur aptitude à implémenter l'expertise humaine sous forme de règles.

Un reproche initialement fait à la commande floue est le manque de théorie d'analyse de la stabilité et de la robustesse au sens classique du terme : quantification et calculs des marges et condition de stabilité... Les travaux réalisés par plusieurs équipes dans ce domaine ont permis de répondre en partie à ces questions, même pour le moment les conditions obtenues sont les plus souvent des conditions de stabilité, et peuvent donc se révéler conservatrices.

Le prochain chapitre est consacré à l'application de la commande floue pour l'élaboration des régulateurs flous qui seront utilisés pour le contrôle de la machine synchrone à aimants permanents.

## **CHAPITRE IV**

# **APPLICATION DE LA COMMANDE FLOUE À LA MSAP**

#### 4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser au remplacement des régulateurs classiques des schémas de commande vectorielle précédents par des régulateurs à logique floue.

Pour la mise en œuvre de la commande floue appliquée à la machine synchrone à aimants permanents, nous nous basons sur la structure illustrée sur la figure 4.1.

La commande représentée sur la figure 4.1 est une commande vectorielle dans laquelle nous avons exploité certaines caractéristiques du système pour définir la loi de commande qui nous permet de garantir la validité du modèle découplé et d'obtenir des performances dynamiques élevées.

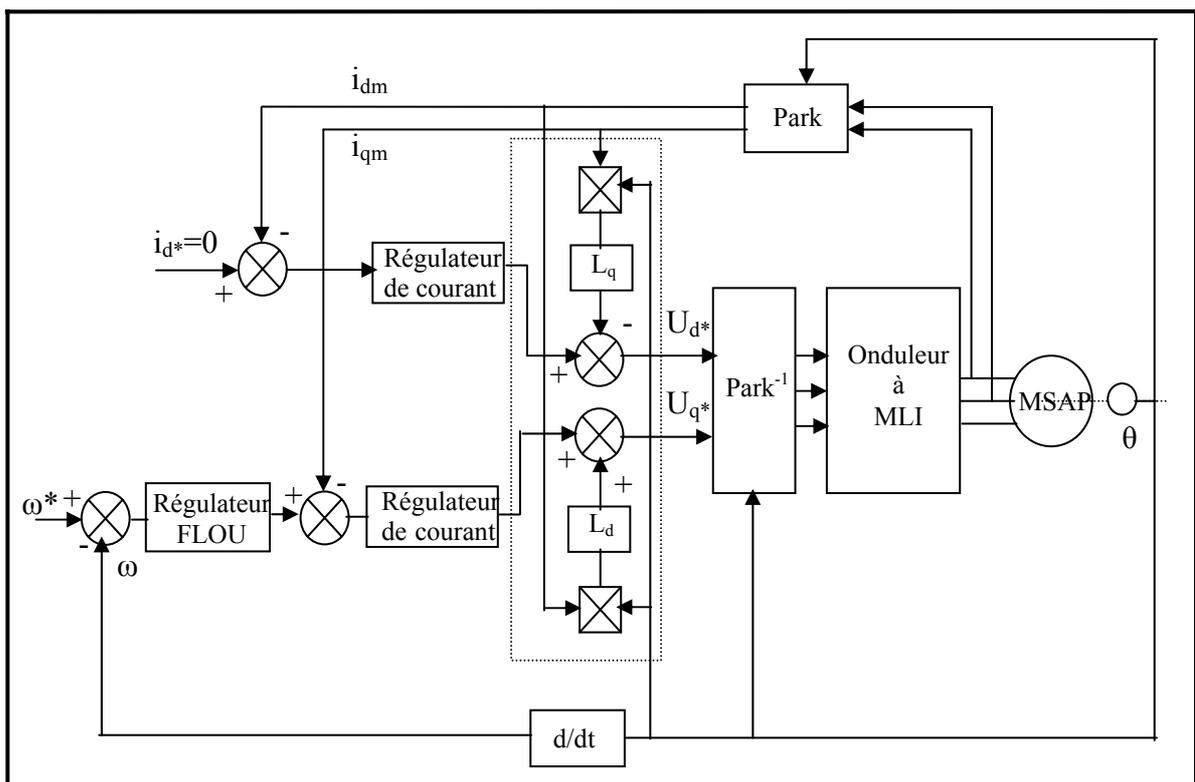


Figure 4.1 : Schéma global de la commande vectorielle d'une MSAP

Nous allons considérer plusieurs combinaisons possibles de contrôle afin de permettre une étude plus comparative.

Nous utiliserons des régulateurs flous à trois et sept ensembles.

**Cas 1 :**

- La vitesse est commandée par un régulateur flou ( $PD, PI, PID$ ) ;
- Les régulateurs de courants utilisés comportent une action proportionnelle et une action intégrale.

**Cas 2 :**

- La vitesse est commandée par un régulateur flou ( $PI, PD, PID$ );
- Les régulateurs de courants utilisent une action prédictive associant une action rétroactive.

**Cas 3 :**

- La vitesse est commandée par un régulateur flou  $PID$  ;
- Les courants utilisent des régulateurs flous  $PI$ .

**Cas 4 :**

- Synthèse d'un régulateur adaptatif flou.

#### 4.2 Description du régulateur flou utilisé

Nous avons utilisé, pour la régulation de la vitesse, un contrôleur flou qui possède deux entrées :

- L'erreur (qui est la différence entre la consigne  $r$  et la sortie  $y$  du procédé);
- La dérivée de l'erreur.

Et une sortie  $u$  qui est la commande que nous devons appliquer à l'entrée du processus figure 4.2.

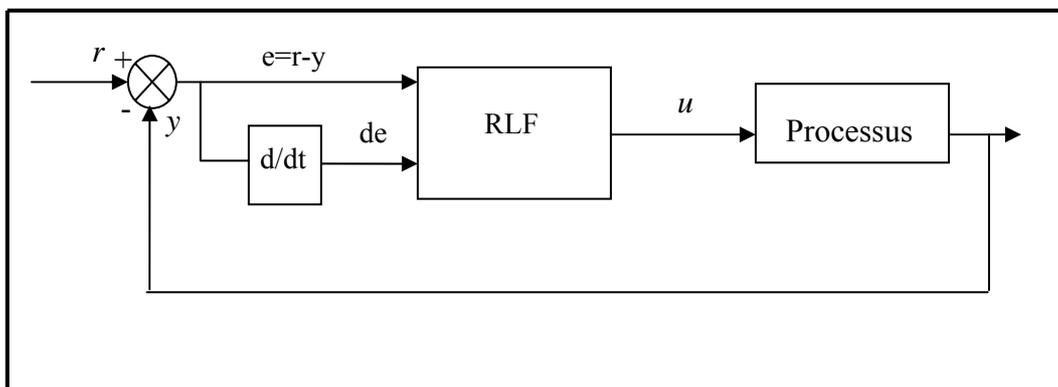


Figure 4.2 : Représentation des entrées et de sortie du RLF

### 4.2.1 Choix de l'univers de discours

Pour chaque variable d'entrée ou de sortie, nous devons connaître, à priori, son intervalle de définition. Notre choix s'est fait en se basant sur une série de tests en simulation.

- Variable  $e(t)$

$$e_{\max} = 20 \text{ rad/s}$$

$$e_{\min} = -20 \text{ rad/s}$$

- Variable  $de(t)$

$$de_{\max} = 10 \text{ rad/s}^2$$

$$de_{\min} = -10 \text{ rad/s}^2$$

Si  $i_q$  est le courant de référence circulant dans les enroulements de l'induit du moteur, qui est la sortie du régulateur, est limité entre  $[-30, 30]$ , nous définissons les valeurs minimales et maximales de la sortie  $u(t)$  par :

$$u_{\max} = 30 \text{ A}$$

$$u_{\min} = -30 \text{ A}$$

### 4.2.2 Choix des fonctions d'appartenance

La figure 4.3 montre les formes des fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie. Nous avons choisi le cas de trois ensembles flous de forme triangulaire et trapézoïdale.

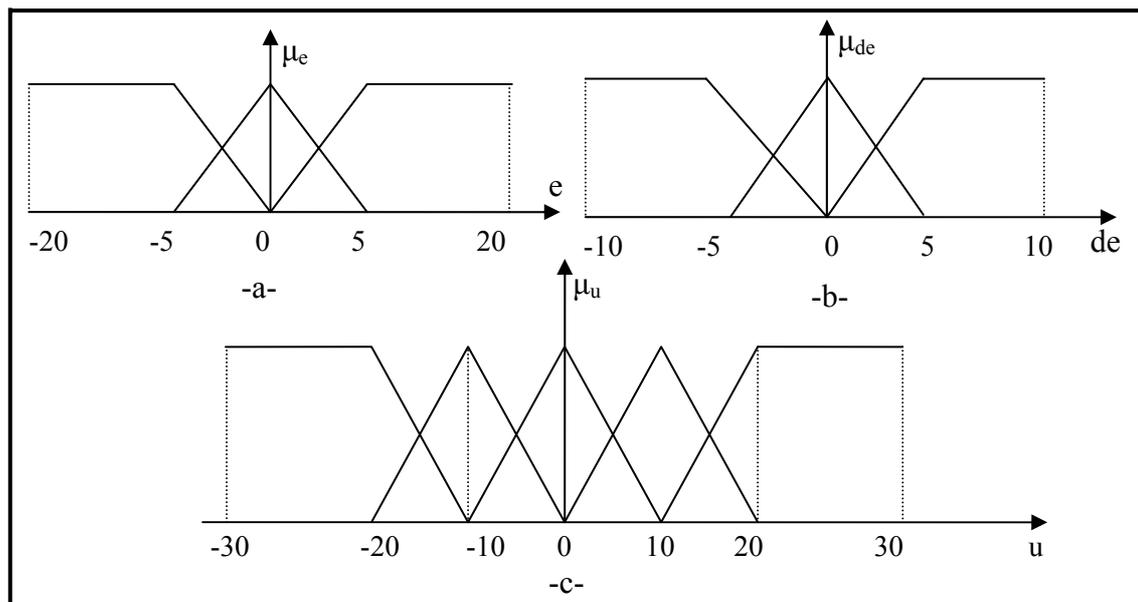


Figure 4.3 : Les formes des fonctions d'appartenance

a- l'erreur  $e(t)$  ; b- dérivée de l'erreur  $de$  ; c- la sortie  $u(t)$

### 4.2.3 Choix de la base des règles

La formulation des règles de commande linguistique représente le point de départ critique dans toute synthèse de régulateur flou.

Les règles sont écrites sous la forme suivante [39] :

« Si erreur  $e$  est  $A$  et changement d'erreur  $de$  est  $B$  Alors  $C$  est la sortie de contrôle ».

En général, la réponse d'un système stable en boucle fermée a l'allure représentée sur la figure 4.4 [40].

L'analyse de cette réponse indique quatre parties :  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$ ,  $A_4$  ; et deux ensembles  $\{b_1, b_2\}$  et  $\{C_1, C_2\}$ .

Les méthodes d'analyse les plus utilisées actuellement sont :

- La méthode d'analyse dans le plan de phase de l'erreur et sa dérivée.
- La méthode d'analyse de la réponse du système.

Nous avons choisi la deuxième méthode à cause de sa simplicité. Son principe est le suivant :

Considérons la réponse d'un processus de second ordre figure 4.4.

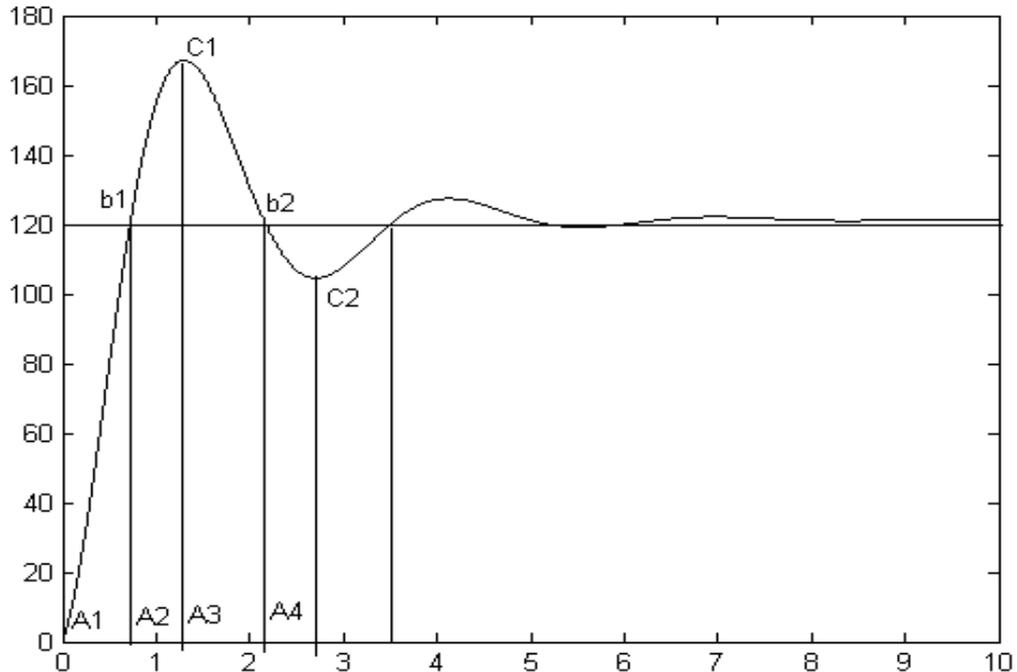


Figure 4.4 : Exemple de formulation des règles d'inférences

Un expert s'intéresse fortement sur les points d'intersections et les points où la réponse est un minimale ou un maximale, et tente de trouver l'action appropriée pour avoir une réponse avec dépassement le plus minimal possible en régime transitoire réduit. Nous pouvons relever.

$A_1 : e > 0$	et	$de < 0$
$A_2 : e < 0$	et	$de < 0$
$A_3 : e < 0$	et	$de > 0$
$A_4 : e > 0$	et	$de > 0$
$b_1 : e > 0 \rightarrow e < 0$	et	$de < 0$
$b_2 : e > 0 \rightarrow e > 0$	et	$de > 0$
$C_1 : de = 0$	et	$e < 0$
$C_2 : de = 0$	et	$e > 0$

La base des règles peut être construite comme le montre le tableau suivant [35] :

e	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
de							
PG	$A_3$	$A_3$	$A_3$	$b_2$	$A_4$	$A_4$	$A_4$
PM	$A_3$	$A_3$	$A_3$	$b_2$	$A_4$	$A_4$	$A_4$
PP	$A_3$	$A_3$	$A_3$	$b_2$	$A_4$	$A_4$	$A_4$
EZ	$C_1$	$C_1$	$C_1$	EZ	$C_2$	$C_2$	$C_2$
NG	$A_2$	$A_2$	$A_2$	$b_1$	$A_1$	$A_1$	$A_1$
NM	$A_2$	$A_2$	$A_2$	$b_1$	$A_1$	$A_1$	$A_1$
NP	$A_2$	$A_2$	$A_2$	$b_1$	$A_1$	$A_1$	$A_1$

Tableau 4.1 : Table de la base de règles

Nous pouvons tirer les règles à partir du tableau 4.1.

1. Si  $e = 0$  ET  $de = 0$  Alors  $u = 0$
2. Si  $e \rightarrow 0$  ET  $de = 0$  Alors  $u = 0$
3. Si  $e$  n'est pas auto connecté ET  $de = 0$  nous pouvons obtenir plus en détail les règles.

- Règle des points de l'ensemble  $\{B_1 ; B_2\}$   
*du* de même signe que *de*.
- Règle des points de l'ensemble  $\{C_1 ; C_2\}$   
*du* de même signe que *de*.
- Règle dans la partie  $A_1$   
*du*  $> 0$  si *e* reste assez loin de *zéro*,  
*du*  $= 0$  ou *de*  $> 0$  quand la réponse s'approche de l'ensemble des points.
- Règle dans la partie  $A_2$   
*du*  $< 0$
- Règle dans la partie  $A_3$  : miroir des règles  $A_1$ .
- Règle dans la partie  $A_4$   
*du*  $> 0$

#### 4.2.4 Choix de la méthode de traitement des inférences

La méthode choisie, pour le traitement numérique des inférences, est la méthode d'inférence Max-Min. Cette méthode réalise au niveau de la condition, l'opérateur « OU » par la formation du maximum tandis que l'opérateur « ET » par la formation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », lie les facteurs d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur « ET », réaliser par la formation du minimum. Enfin, l'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du minimum.

#### 4.2.5 Choix de la méthode de defuzzification

Lors de la fuzzification, pour chaque variable d'entrée réelle, nous calculons ses degrés d'appartenances aux ensembles flous qui lui sont associés. Dans l'étape de fuzzification, nous réalisons l'opération inverse, à savoir, obtenir une valeur réelle de la sortie à partir des surfaces obtenues dans l'étape d'inférence. Notons qu'il existe plusieurs méthodes de defuzzification, parmi les méthodes utilisées, nous avons choisi la méthode du centre de gravité.

### 4.3 Synthèse des algorithmes RLF

Dans ce paragraphe, des régulateurs flous de trois et sept ensembles seront testés avec des régulateurs de courant PI et, avec des régulateurs de courant associant une action prédictive et une rétroaction.

#### 4.3.1 Régulation des courants par PI

##### 4.3.1.1 Synthèse de l'algorithme RLF PI à 3 ensembles (RLF\_3PI)

La figure 4.5 représente le régulateur à logique floue à action proportionnelle et intégrale à trois ensembles.

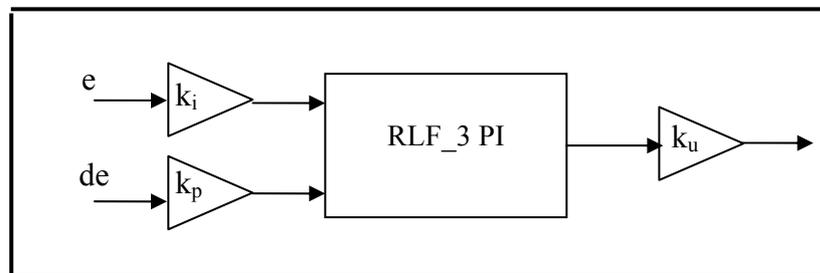


Figure 4.5 : Régulateur RLF-3 PI

A partir du paragraphe 4.3.2, nous remplissons la table des règles pour ce type de régulateur qui est donnée par le tableau 4.2 [41].

e	NG	EZ	PG
de			
NG	NG	NM	EZ
EZ	NG	EZ	PG
PG	EZ	PM	PG

Tableau 4.2 : Table des règles de RLF-3-PI

Nous choisissons la forme du segment triangulaire pour EZ, et, trapézoïdale pour PG et NG [42][43].

## Simulation et interprétation

La figure 4.6 montre le comportement dynamique de la machine lorsque la régulation de la boucle de vitesse est réalisée par un contrôleur flou, dont l'étude a été détaillée dans le chapitre précédent.

Les caractéristiques regroupées dans la figure 4.6 donne un démarrage avec un couple de charge nul pour une référence de vitesse de 200 rad/s. A l'établissement du régime permanent, nous appliquons un couple résistant entre les instants  $t=0.2s$  et  $t=0.4s$ . Ensuite une inversion du sens de rotation est effectuée à  $t=0.5s$ .

Sur la base de ces résultats, nous pouvons relever que :

La dynamique de poursuite de la consigne est beaucoup améliorée, le dépassement a disparu, avec un temps de réponse très réduit ( $t = 0.03s$ ). Le rejet de la perturbation est efficace. Les oscillations n'existent plus.

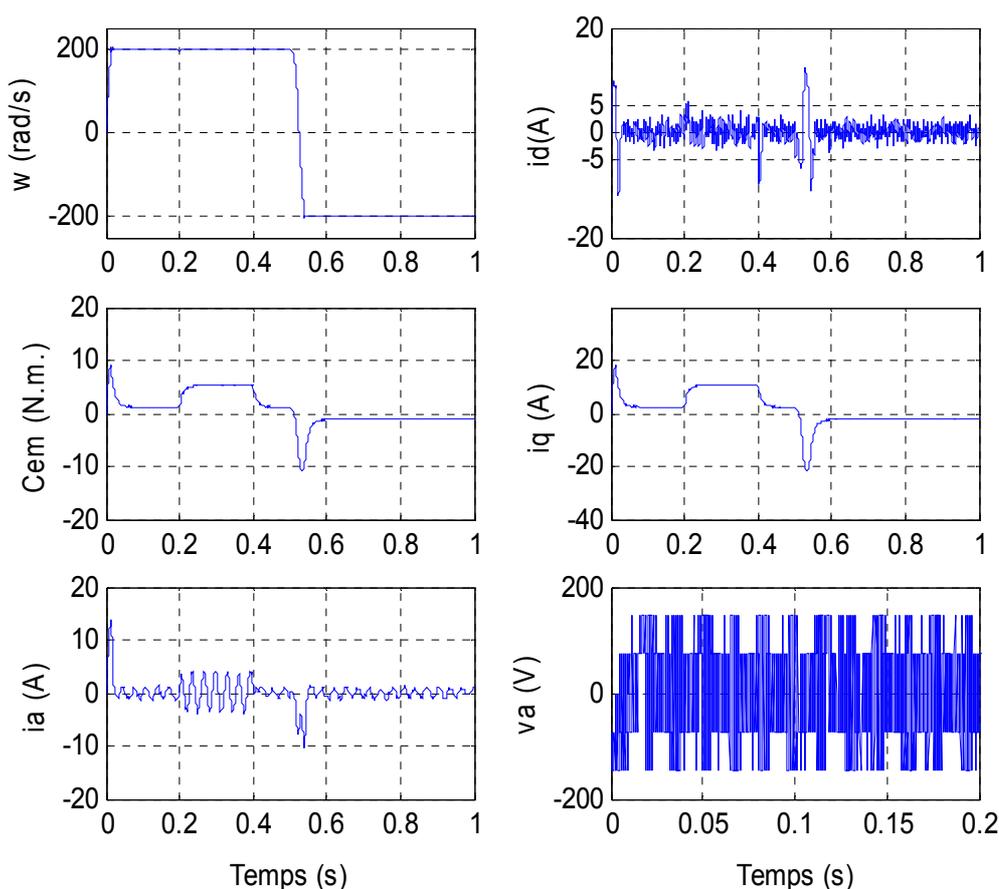


Figure 4.6 : commande de la vitesse avec régulateur RLF\_3 PI et courants par des régulateurs PI

### 4.3.1.2 Synthèse de l'algorithme RLF PD à 3 ensembles (RLF\_3PD)

La figure 4.7 représente le régulateur RLF-3 PD qui a pour rôle d'améliorer le régime permanent.

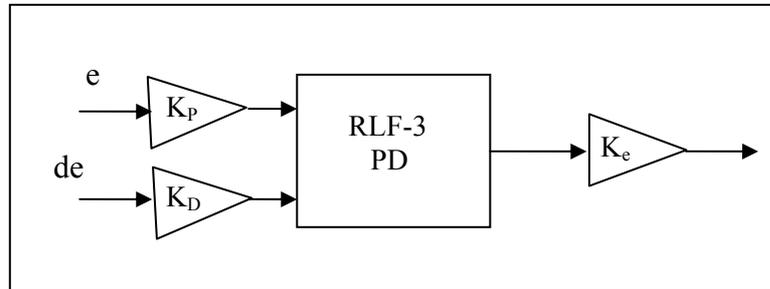


Figure 4 7 : Régulateur RLF\_3PD

de \ e	NG	EZ	PG
NG	NG	PM	NG
EZ	NG	EZ	PG
PG	PG	PG	PG

Tableau 4.3 : Table des règles du RLF-PD à 3 ensembles

### Simulation et interprétation

La figure 4.8 montre le comportement dynamique de la machine lorsque la régulation de la boucle de vitesse est réalisée par un contrôleur flou RLF\_3PD.

Sur la base des résultats, nous pouvons relever que :

Le temps de réponse est plus grand par rapport à celui du régulateur flou PI, il y'a présence d'oscillations mais l'erreur statique est meilleure.

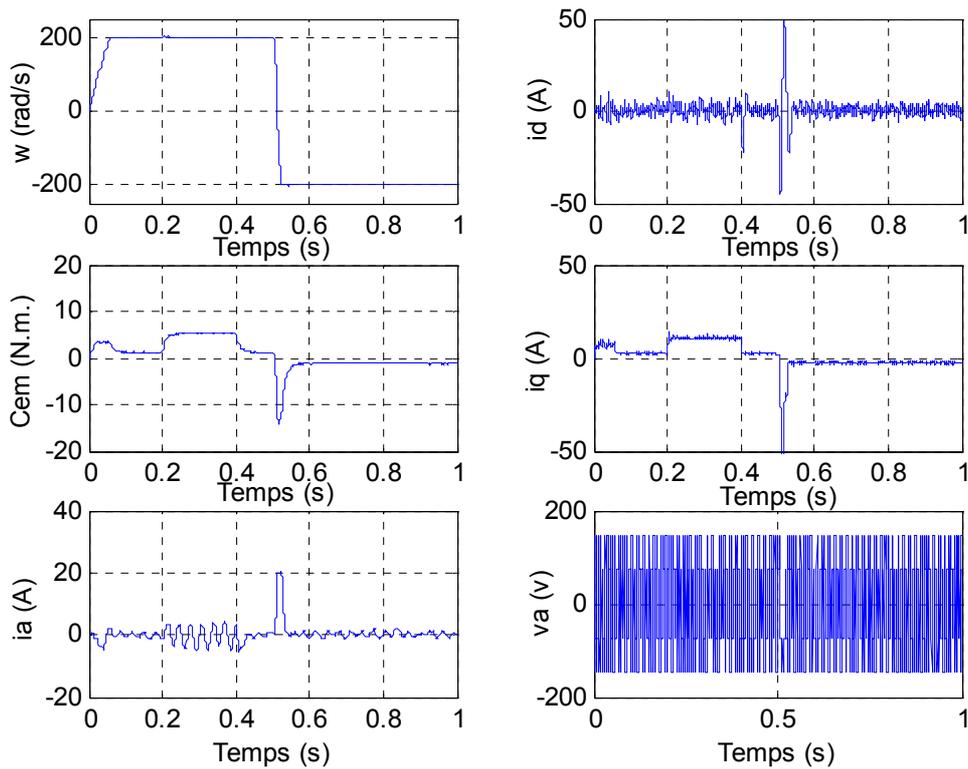


Figure 4.8 : Commande de la vitesse avec un régulateur flou\_3PD et courants par des régulateurs à action prédictive associant une action rétroactive

#### 4.3.2 Régulateur de courant avec action prédictive associant une rétroaction

Dans ce paragraphe, nous testerons un régulateur flou PI et un régulateur flou PD avec trois ensembles pour le contrôle de la vitesse avec des régulateurs de courant utilisant une action prédictive associant une rétroaction.

##### Résultats de la simulation

Les résultats sont donnés par les figures 4.9 et 4.10. Dans ce cas, la dynamique est meilleure que dans le cas de la régulation des courants par une action PI ( $t = 0.02s$ ).

Mais il y'a présence au niveau du couple d'oscillations d'amplitudes très faibles, sinon négligeables.

Il y'a également amélioration du temps de montée qui est de l'ordre de 0.023 s.

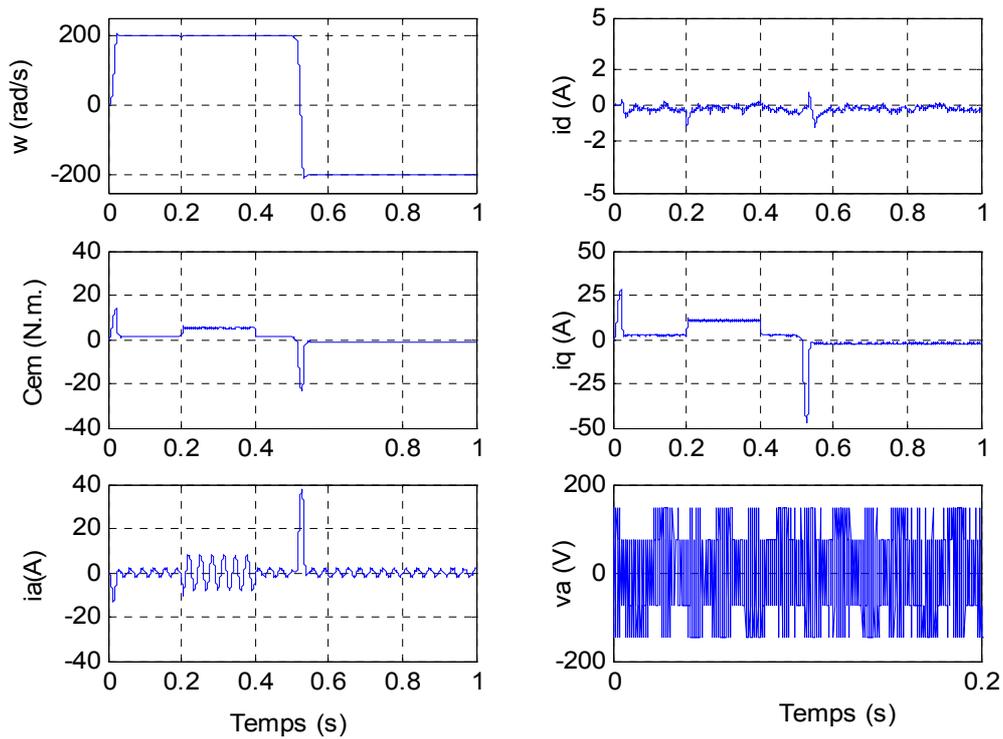


Figure 4.9 : Commande de la vitesse avec RLF\_3PI et courants par des régulateurs à action prédictive associant une rétroaction

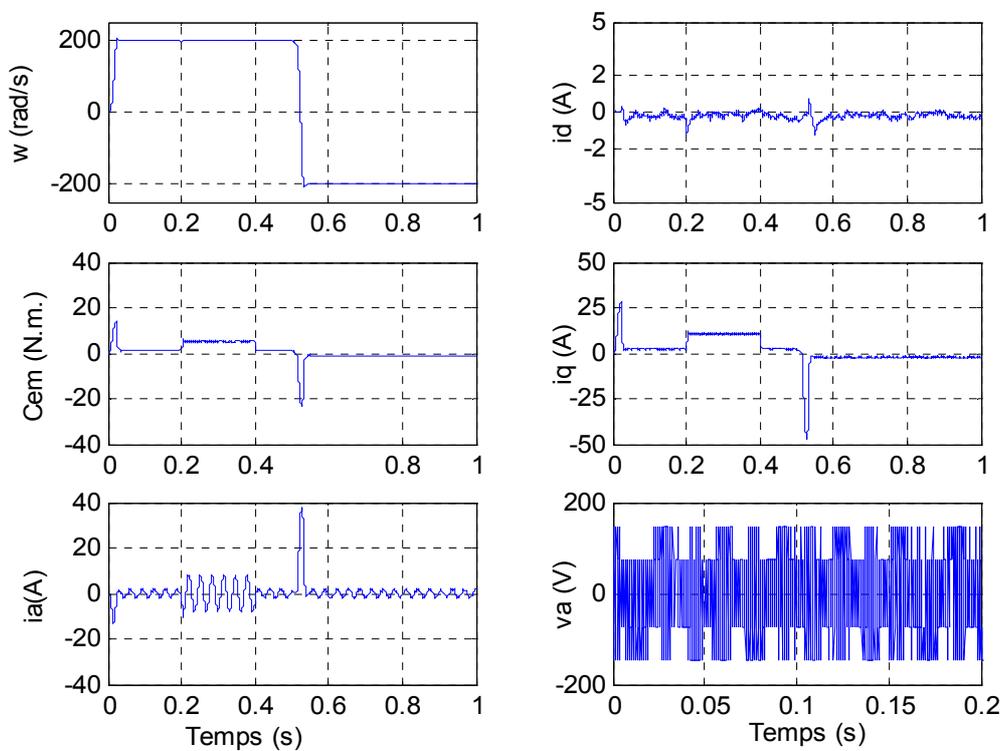


Figure 4.10 : Commande de la vitesse avec RLF\_3PD et courants par des régulateurs à action prédictive associant une rétroaction.

### 4.3.3 Synthèse de l'algorithme RLF-3\_PID

Dans ce cas nous présentons un régulateur flou de type *PID*, nous proposons deux schémas bloc différents indiqués sur les figures 4.11 et 4.12.

Rappelons la performance du contrôleur conventionnel *PID* qui est déterminée par le paramètre proportionnel  $k_p$ , le paramètre intégral  $k_i$  et le paramètre dérivatif  $k_D$ . L'action proportionnelle de contrôle peut garantir un temps de montée plus court pour la réponse du système, l'action intégrale permet d'éliminer l'erreur statique, et l'action dérivée permet d'accélérer la réponse du système.

Un régulateur flou de type *PI* a un temps de montée lent si le paramètre  $k_p$  est choisi petit, par contre si les paramètres  $k_p$  et  $k_i$  sont larges le dépassement de la réponse devient plus grand. Ceci nous oblige à introduire l'action proportionnelle, intégrale et dérivée en même temps dans le contrôleur flou.

Ceci peut être réalisé si nous introduisons trois variables d'entrée dans le contrôleur flou c'est-à-dire l'erreur, la dérivée de l'erreur et son intégrale ou de mettre un contrôleur *PD* flou en parallèle avec un *PI* flou figure 4.11 [40]. La première méthode conduit à une base de règles complexe et par suite un énorme calcul, la deuxième porte l'inconvénient d'avoir deux contrôleurs en parallèle ce qui va augmenter le temps de calcul et la complexité du contrôleur.

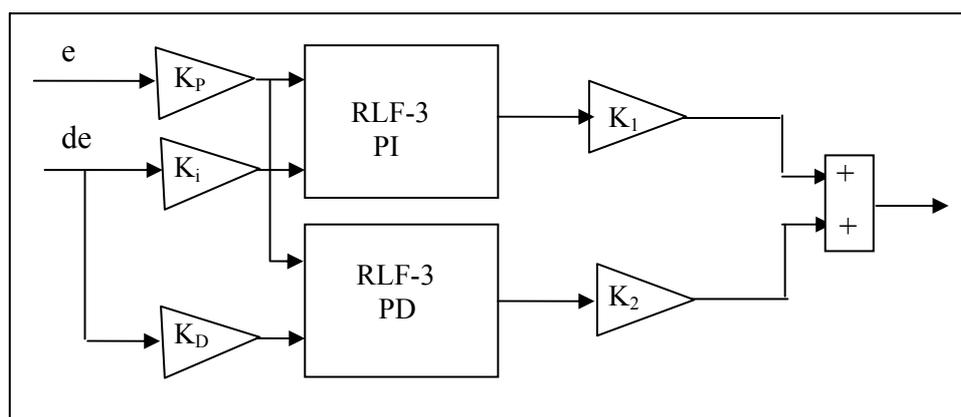


Figure 4 11 : Régulateur RLF\_PID

Donc l'idée principale est d'avoir un contrôleur flou de type *PID* avec deux variables d'entrée. Pour réaliser cet algorithme il faut mettre un intégrateur en série avec la sortie du contrôleur flou comme le montre la figure 4.12.

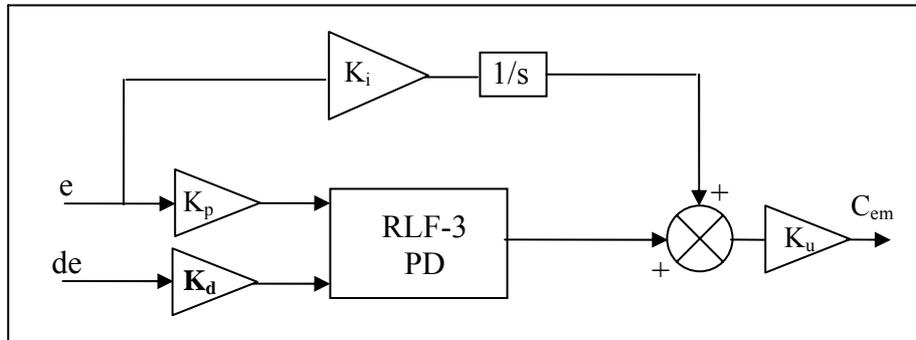


Figure 4.12 : Régulateur RLF-3 PID (régulateur RLF\_3PD en série avec un intégrateur

#### 4.3.3.1 Régulation de la vitesse par RLF\_3PID et régulation des courants par PI

Nous allons tester le régulateur flou PID à trois ensembles où les courants sont régulés par des régulateurs PI les résultats de simulation sont donnés par la figure 4.13.

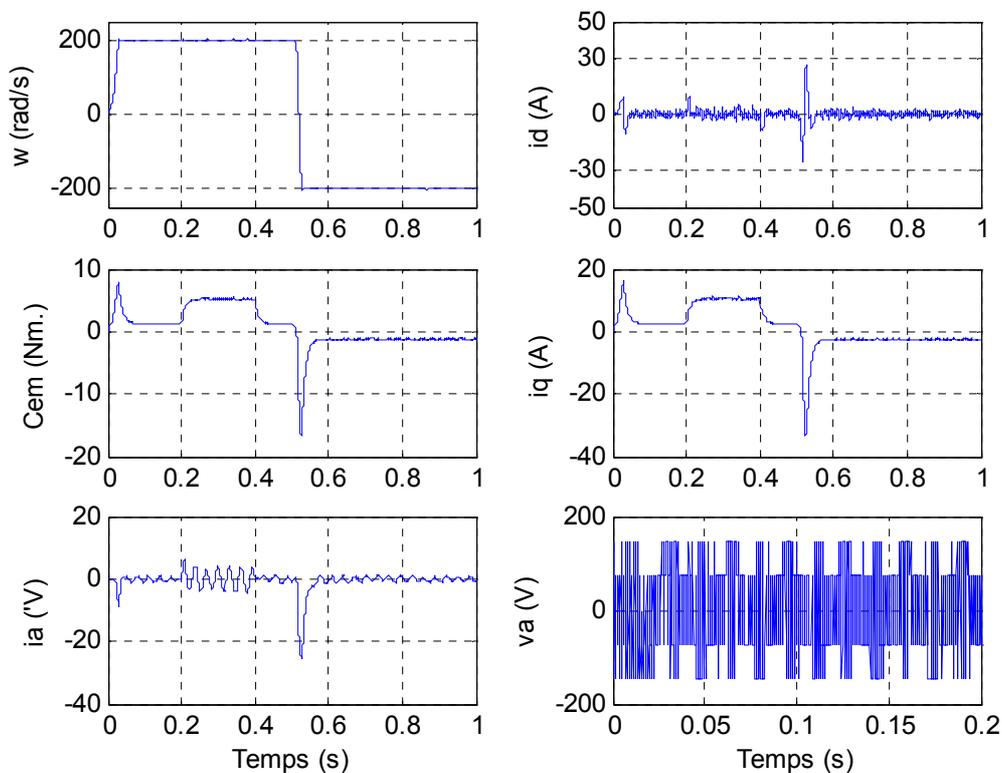


Figure 4.13 : Commande de la vitesse par RLF\_3PID et courants par des régulateurs PI

### 4.3.3.2 Régulation de courant par action prédictive associant une rétroaction

La figure 4.14 montre les performances d'une régulation de la vitesse avec un régulateur RLF PID à trois ensembles.

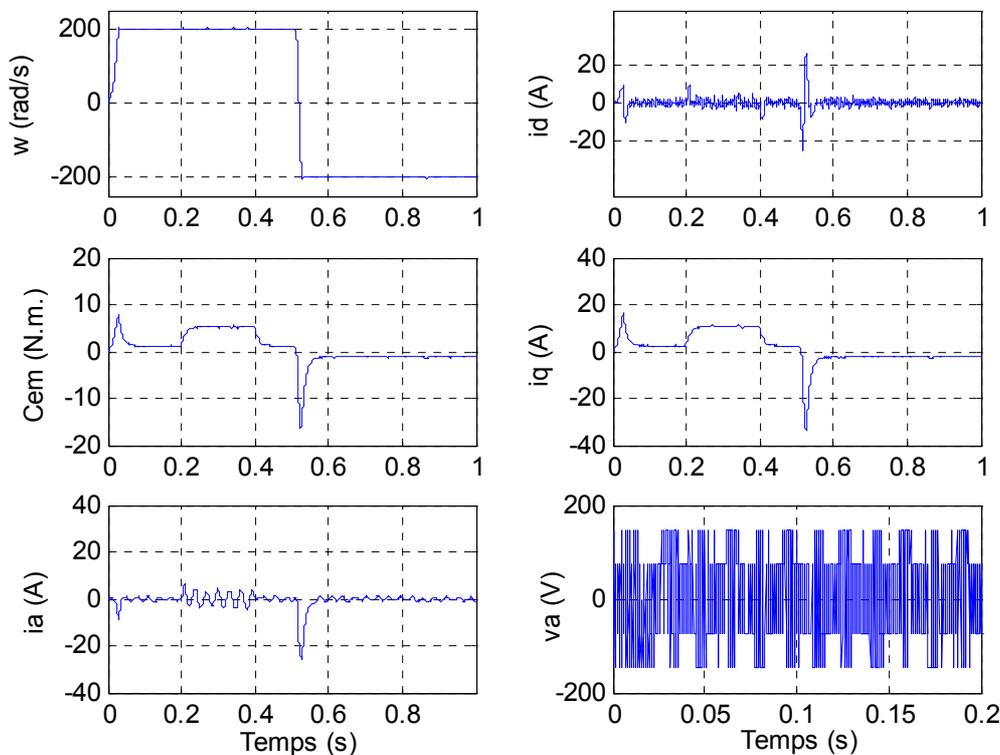


Figure 4.14 : Commande de la vitesse par RLF\_3PID et courants par régulateurs à action prédictive associant une action prédictive.

#### Interprétation des résultats

Dans cette section nous avons testé les deux types de régulateur de courant, à savoir le régulateur PI et le régulateur à action prédictive associant une action rétroactive avec régulation de la vitesse par un régulateur flou PID à trois ensembles figure 4.13 et figure 4.14. Il y'a amélioration de temps de réponse et diminution des pics du couple et des courants.

La figure 4.15 montre que le régulateur utilisant les régulateurs de courant à action prédictive associant une rétroaction est plus performant à savoir un temps de montée plus court, l'erreur statique est quasiment nulle. Les pics du couple et des courants sont plus faibles.

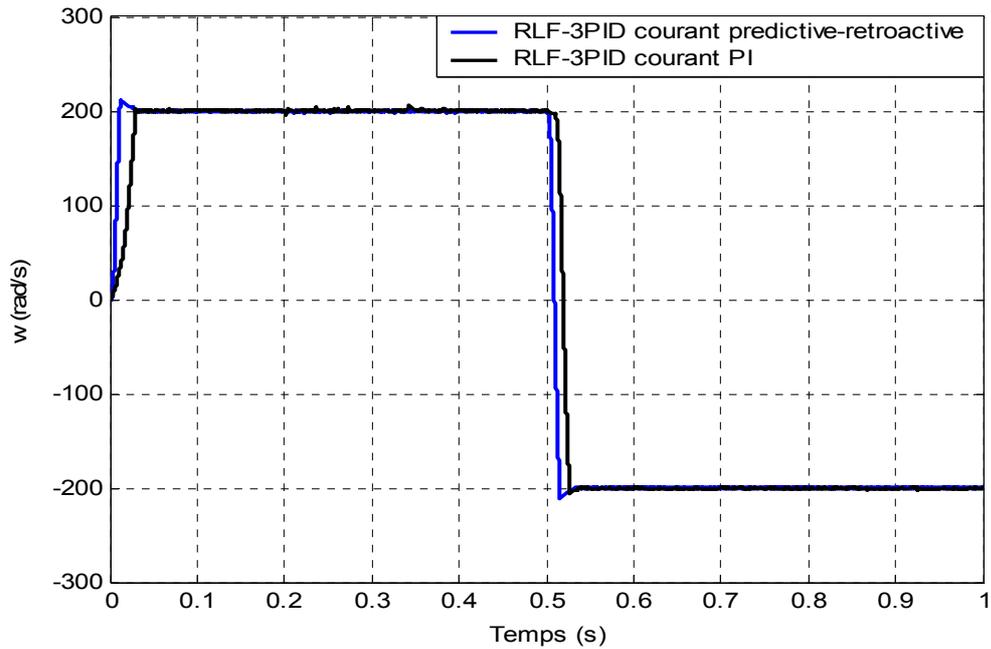


Figure 4.15 : Réponse de la vitesse avec RLF\_3PID

#### 4.4 Synthèse des RLF\_7

Dans le cas d'un régulateur à trois ensembles flous, les réglages se font surtout par l'action sur les facteurs d'échelle à l'entrée et à la sortie du régulateur. Par contre, si nous passons à un nombre plus important d'ensembles flous, sept par exemples, un choix plus large s'offre notamment sur la matrice d'inférence et la répartition des fonctions d'appartenance.

Chacune des variables d'entrée et de sortie est décomposée en sept ensembles NG, NM, NP, EZ, PP, PM PG et définie par des fonctions d'appartenance, comme le montre la figure 4.16.

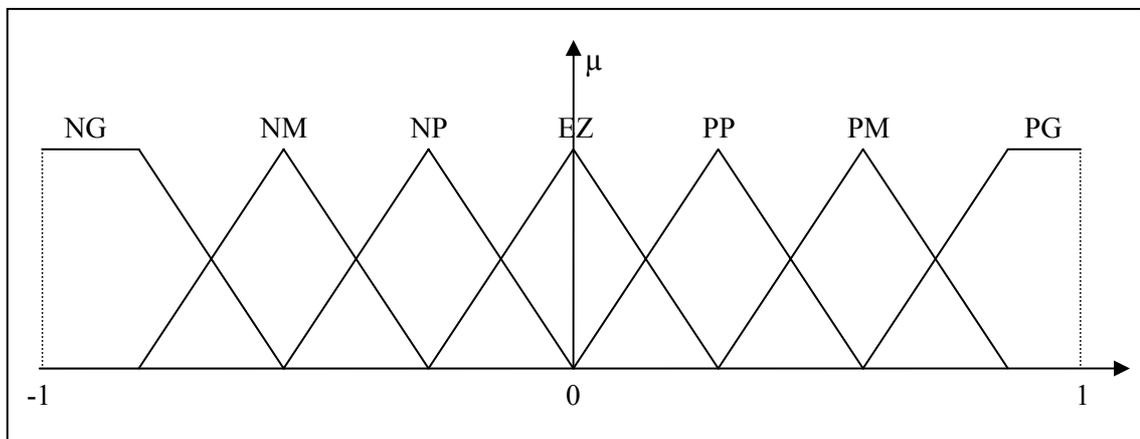


Figure 4.16 : Fonction d'appartenance à sept ensembles

Les règles d'inférences sont décrites par le tableau suivant :

e	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
de							
NG	NG	NG	NG	NM	NM	NP	NP
NM	NG	NG	NG	NM	NP	NP	EZ
NP	NG	NG	NG	NP	NP	EZ	PP
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	EZ	PP	PP	PM	PG	PG
PM	EZ	PP	PP	PM	PG	PG	PG
PG	PP	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau 4.4 : Matrice d'inférence du RLF -7 – PD

#### 4.4.1 Régulation vitesse par RLF\_7PID et les courants par PI

La simulation est exécutée en utilisant pour la vitesse un régulateur flou à sept ensembles qui est construit sur la base d'un régulateur flou en série avec un intégrateur. Les courants utilisent un régulateur PI. Les résultats sont donnés par la figure 4.17.

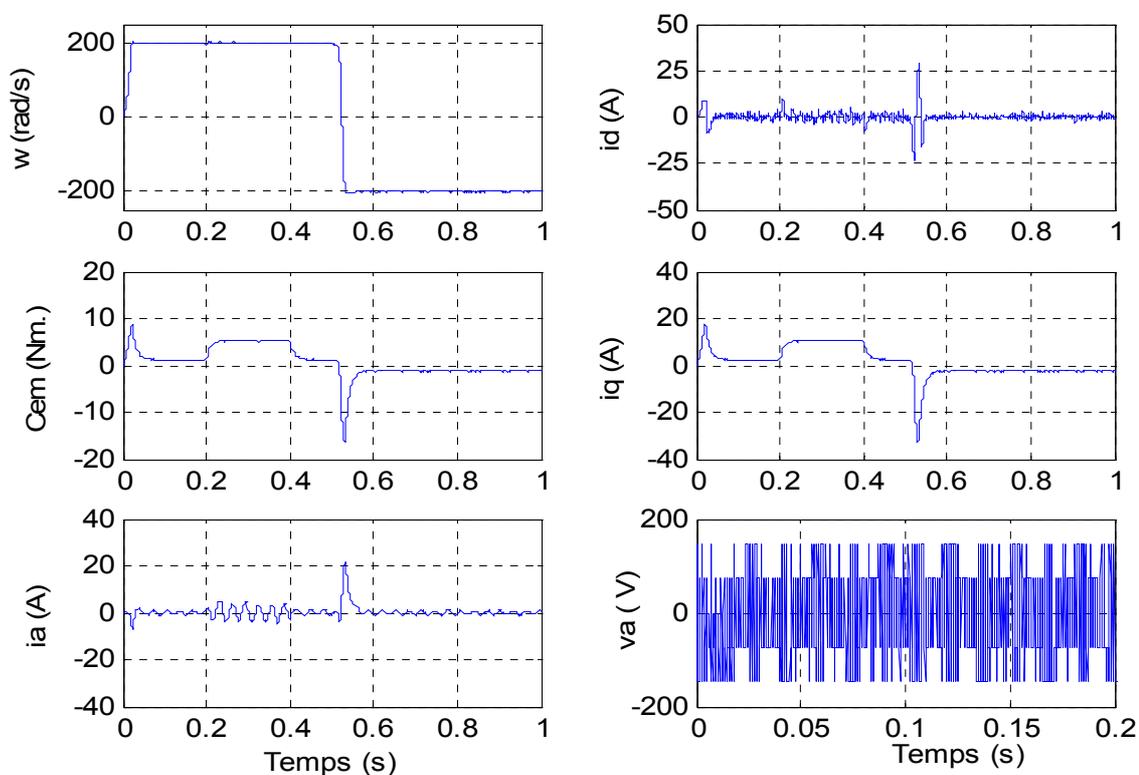


Figure 4.17 : Commande de la vitesse RLF\_7PID « courant PI»

#### 4.4.2 Régulateur RLF\_7 PID Courant action prédictive - rétroactive

La simulation est exécutée dans les mêmes conditions que dans la simulation précédente avec la régulation des courants utilisant un régulateur prédictif associant une rétroaction. Les résultats sont donnés par la figure 4.18.

#### 4.4.3 Résultats de la simulation

Dans cette partie, nous avons testé le régulateur flou PID à sept ensembles avec les deux types de régulateur de courant, à savoir le régulateur PI et le régulateur à action prédictive associant une action rétroactive.

Les figures 4.17 et 4.18 montrent que l'extension d'un régulateur de trois à sept ensembles flous a permis de gagner légèrement sur la dynamique sans affecter sa sensibilité par rapport aux perturbations introduites par un changement du couple résistant.

L'erreur statique est faible par rapport à celle du RLF-PID à trois segments.

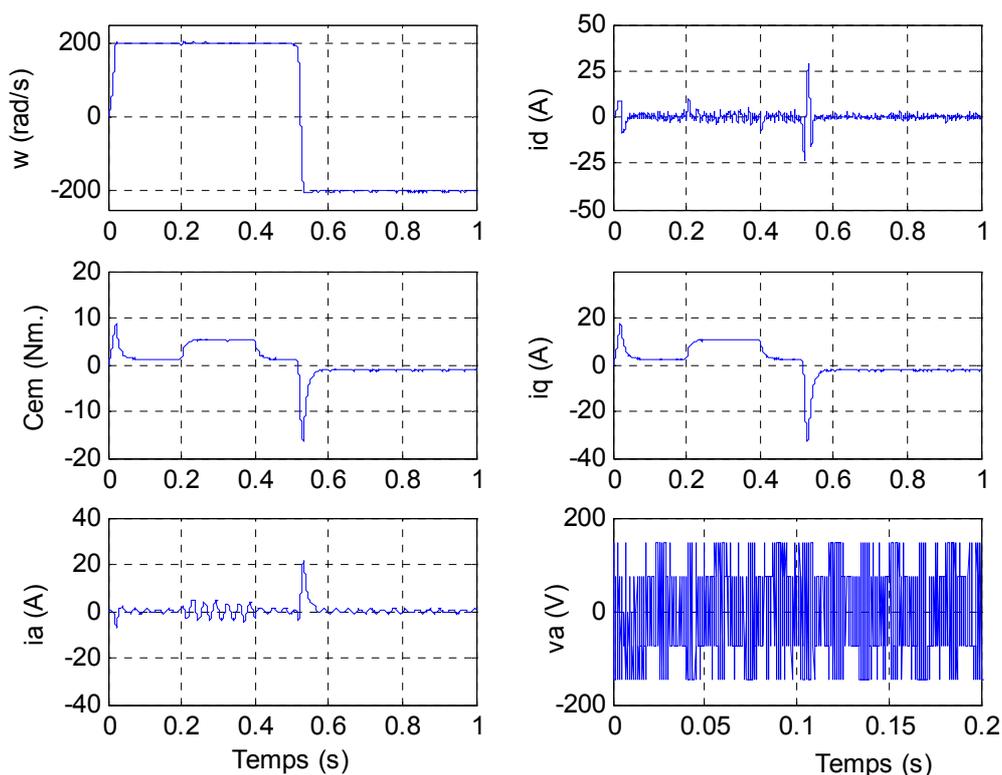


Figure 4.18 : Commande de la vitesse avec RLF\_7PID « courant prédictive rétroaction »

#### 4.5 Synthèse du contrôleur de vitesse par PID adaptatif flou

Dans ce paragraphe, nous allons utiliser le régulateur logique flou comme adaptateur. Le but est de réduire la complexité du régulateur, tout en gardant, un niveau

élevé de performances dynamiques et statiques du processus dont la modélisation est difficile ou les paramètres sont inaccessibles. La structure que nous proposons, utilise une solution qui a été appliquée sur le modèle d'une machine à courant continu associée à une charge variable [44].

Le régulateur flou a pour objectif d'adapter les paramètres du PI de la vitesse afin de réduire, au minimum, certaines caractéristiques inhérentes (exemple : dépassement, temps de réponse...) de l'erreur liée à la réponse du système. La différence entre le régulateur flou adaptatif et le contrôleur adaptatif est que le premier a son mécanisme tiré d'un système flou établi sur un ensemble de règles dérivant de la connaissance et de la perception intuitive d'un opérateur habile et générique, le second tire son mécanisme d'une matrice donnée. La considération heuristique suivante peut être dérivée de l'observation du comportement du processus [45].

- L'action intégrale a tendance à augmenter les oscillations de la variable commandée ;
- L'action dérivée est l'amélioration du régime transitoire ;
- L'action proportionnelle améliore les performances de la vitesse et de la réponse de la grandeur de la sortie.

#### 4.5.1 Synthèse du contrôleur flou utilisé

La structure du régulateur flou étudié pour l'adaptation des paramètres du régulateur classique PI de la vitesse est donnée par la figure 4.19.

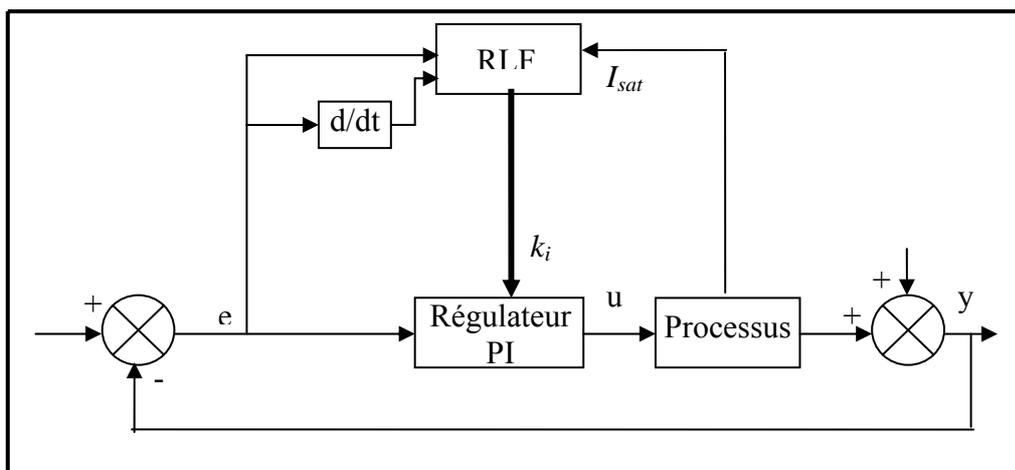


Figure 4.19 : Structure de la commande floue associée au régulateur PI

Il est formé de trois variables d'entrée l'erreur, la dérivée première de l'erreur et la variable qui contrôle l'existence des non linéarités résultant des limites physiques du moteur et qui est définie par :  $I_{sat} = I_{qmax} - i_q$

La variable de sortie est donnée par  $ki$  qui représente le poids de l'action proportionnel  $k$  du régulateur PI.

Les fonctions d'appartenance des ensembles flous sont données par la figure 4.20, les règles floues sont données par le tableau 4.5 [46]

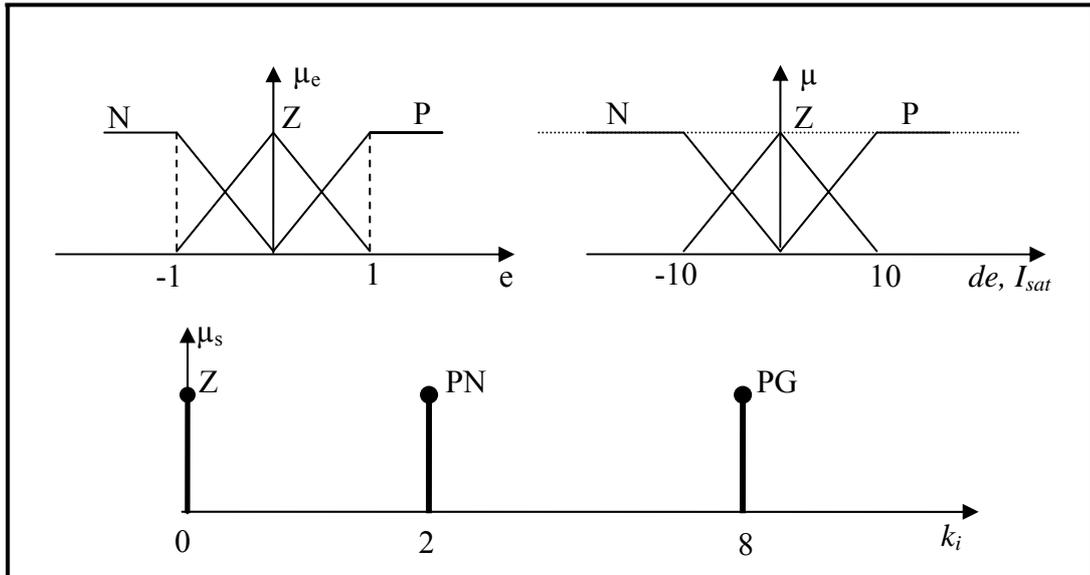


Figure 4.20 : Forme des fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie

e	de	$I_{sat}$	$Ki$
N	/	N	Z
N	/	P	PG
P	/	N	PG
P	/	P	Z
Z	/	/	PN
/	/	Z	PN
/	Z	/	PN
N	N	Z	PG
p	P	Z	PG

Tableau 4.5 Les règles floues pour régulateur adaptatif

Le moteur d'inférence utilisé dans ce cas est le min - max de Zadeh.

La méthode du centre de gravité est utilisée pour la defuzzification de la sortie.

#### 4.5.2 Simulation et interprétation

Les résultats de la simulation sont donnés par la figure 4.21. Nous remarquons que la dynamique de la vitesse est améliorée par rapport à la régulation par PI, dont les paramètres sont calculés et imposés sans les avoir modifiés.

Par comparaison des deux régulations, d'après la figure 4.22, nous constatons que le dépassement de la vitesse est réduit.

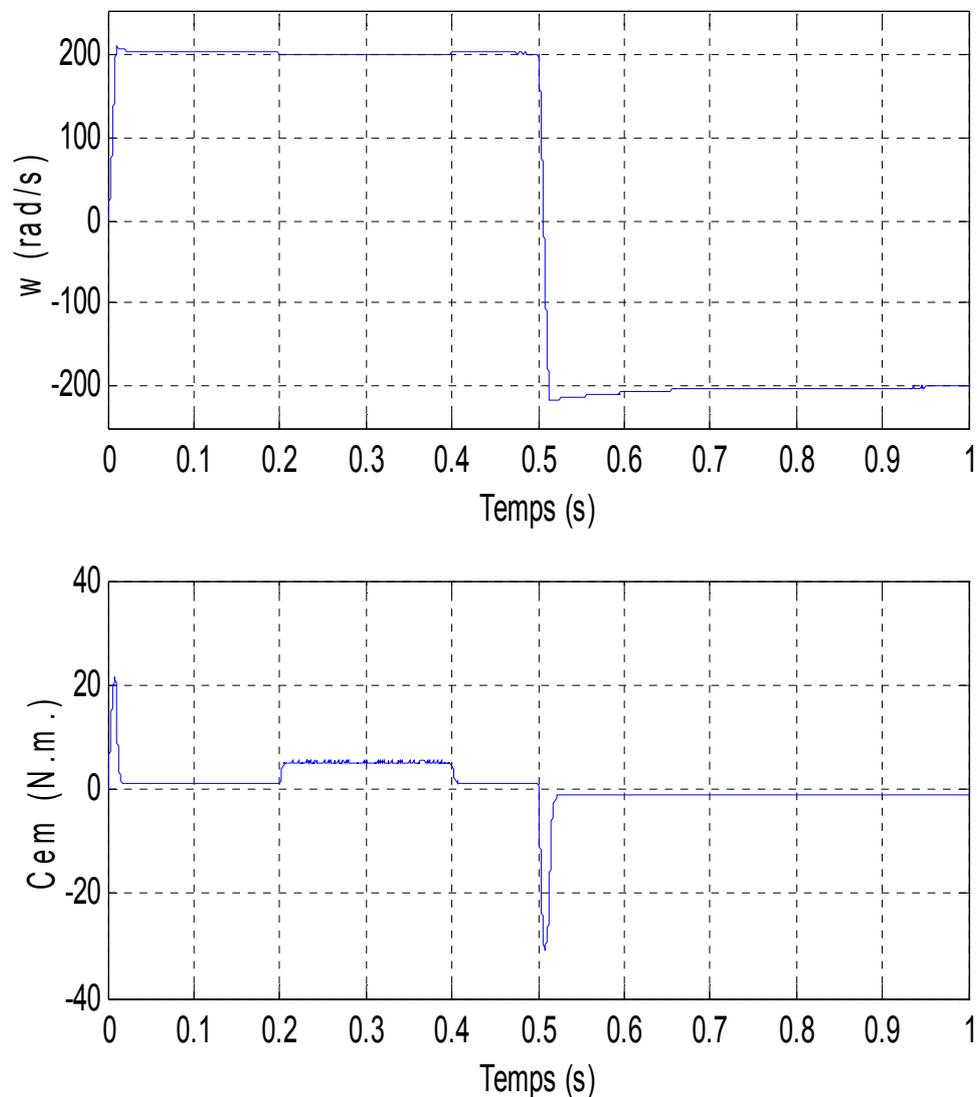


Figure 4.21 : Régulation avec régulateur flou adaptatif

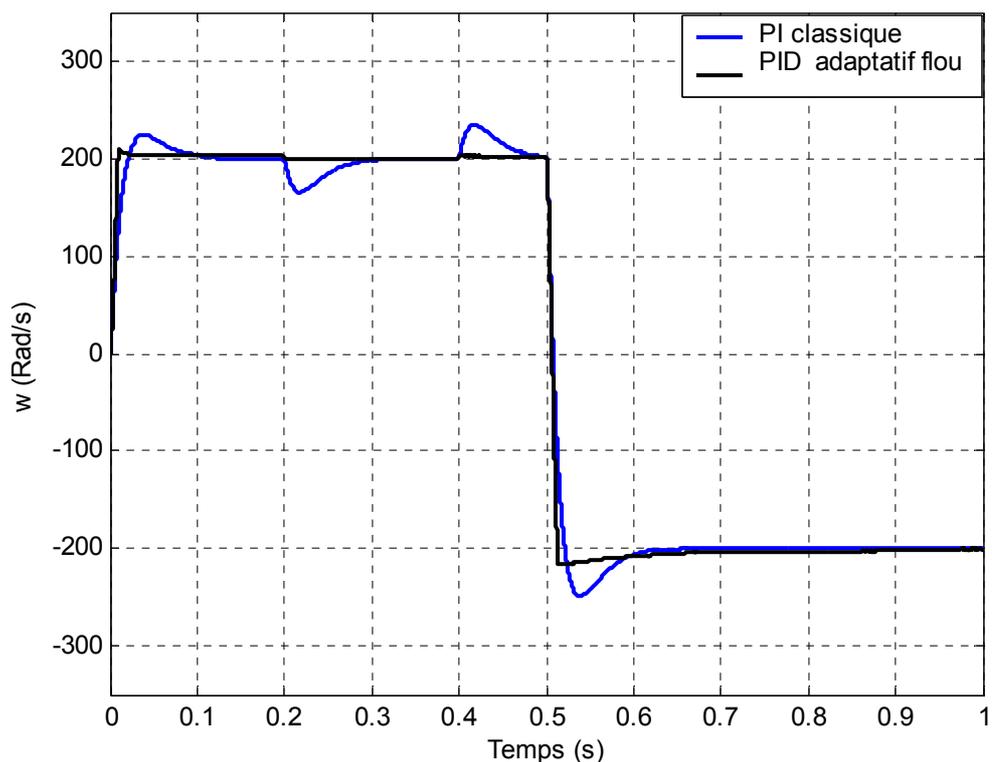


Figure 4.22 : Dynamique de la vitesse par régulateur classique et par adaptatif flou

#### 4.6 Contrôle de la vitesse et des courants par des RLF

Nous allons traiter le cas de régulation où la vitesse et les courants seront régulés par des régulateurs à logique floue [47]. Nous utilisons un régulateur à logique floue à trois ensembles qui est traité dans la section précédente. Le schéma structurel d'une telle régulation est donné par la figure 4.23.

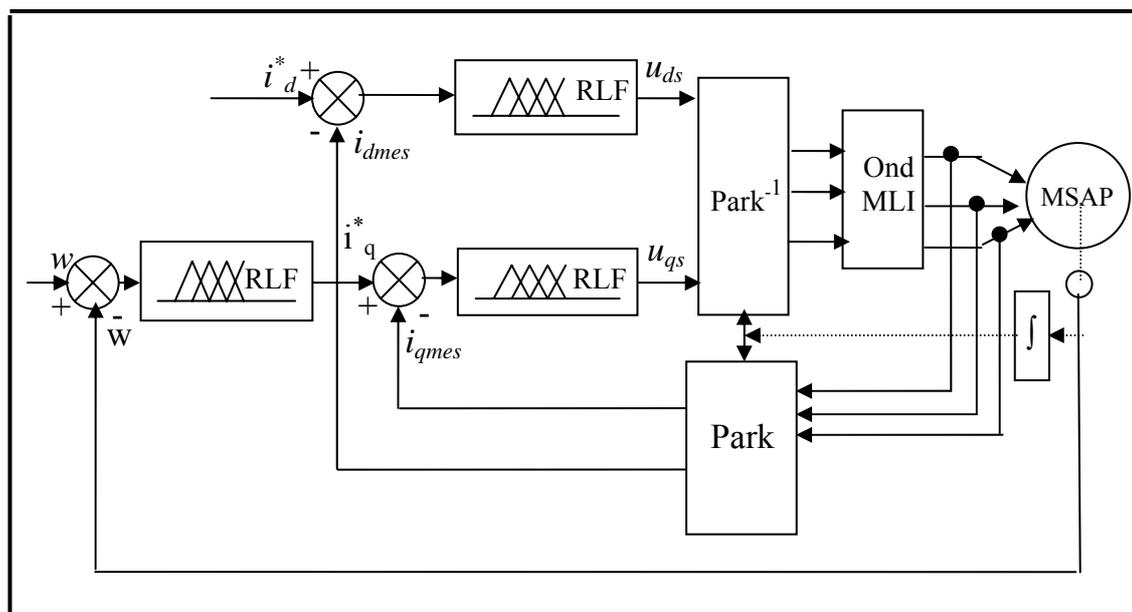


Figure 4.23 : Structure de contrôle vitesse et courant par RLF.

## Interprétation des résultats

La figure 4.24 nous montre les résultats d'un algorithme de régulateur utilisant un régulateur logique flou PID à trois ensembles qui est utilisé pour le contrôle de la vitesse et les courants.

D'après la figure nous remarquons que :

Le temps de montée de l'ordre de 0.06 s, est très grand par rapport aux autres contrôleurs testés. Les oscillations n'existent plus, l'erreur statique est nulle comparée au contrôleur utilisant un régulateur flou à trois et sept ensembles.

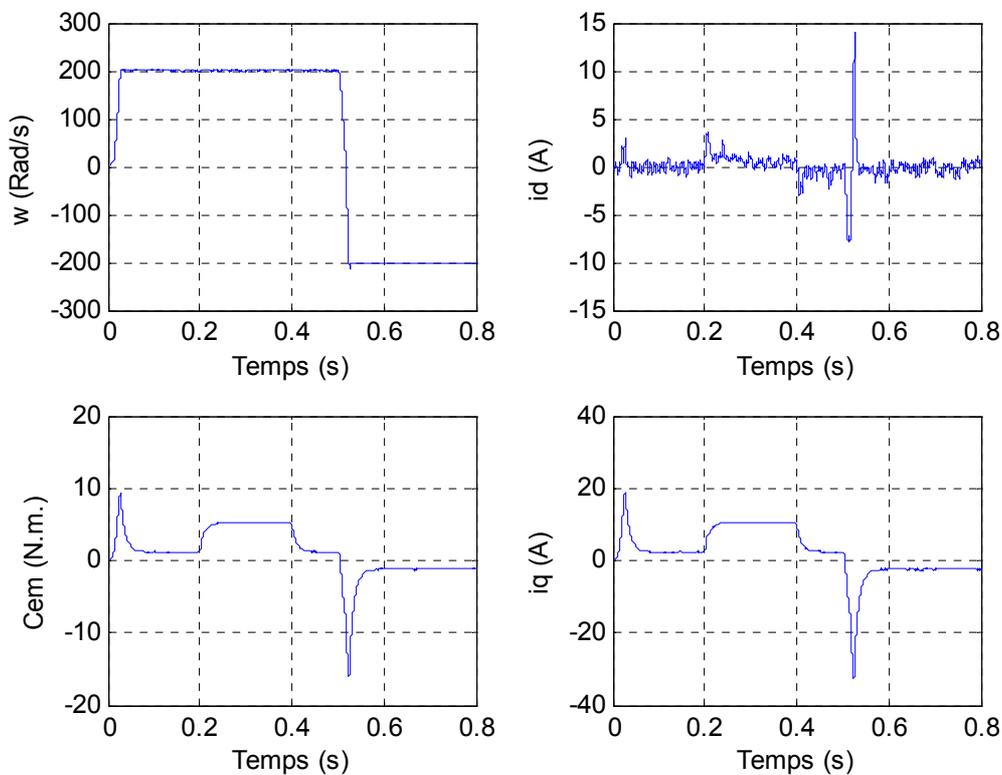


Figure 4.24 : Réponse avec RLF\_3 PID avec contrôle pour vitesse et courants

Le paragraphe qui suit fait l'objet d'une évaluation comparative du point de vue performances dynamiques et statiques et du point de vue robustesse vis-à-vis des variations paramétriques qui peuvent affecter le fonctionnement de la machine. Ce qui nous permettra de dégager la commande la plus performante et d'obtenir la bonne robustesse dans les différentes conditions de fonctionnement.

## 4.7 Etude de la robustesse de réglage

Dans les chapitres précédents, nous avons vu que le découplage et la régulation dépendent des paramètres électriques de la machine ( $R_s$ ,  $L_d$ , et  $L_q$ ) ainsi que du moment d'inertie  $J$ . Pour tester la sensibilité des régulateurs utilisés dans ce travail, nous avons fait une étude de robustesse.

Dans cette section, nous étudions la sensibilité des régulateurs du système ainsi que les performances des commandes synthétisées en fonction des erreurs commises dans l'identification des différents paramètres ou de leurs variations.

### 4.7.1 Simulation avec les paramètres $R_s$ et $J$ séparément

#### 4.7.1.1 Régulation vitesse PI - courants PI

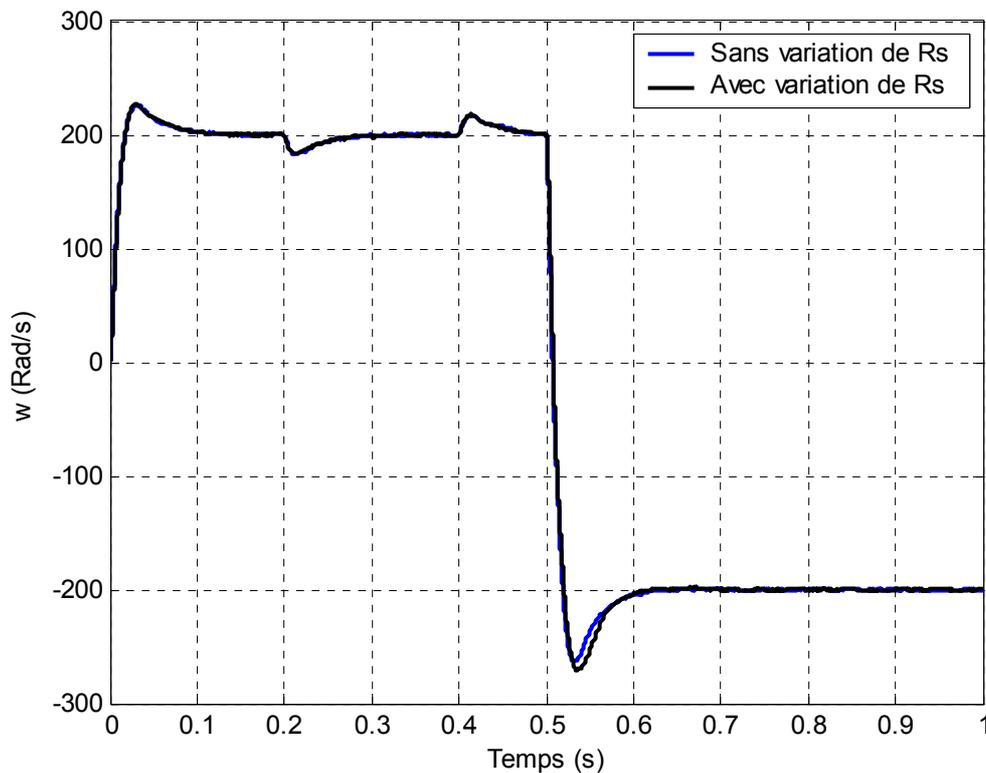


Figure 4.25 : Réponse de la vitesse contrôlée par un PI, courant par régulateurs PI. Variation de  $R_s$  50%

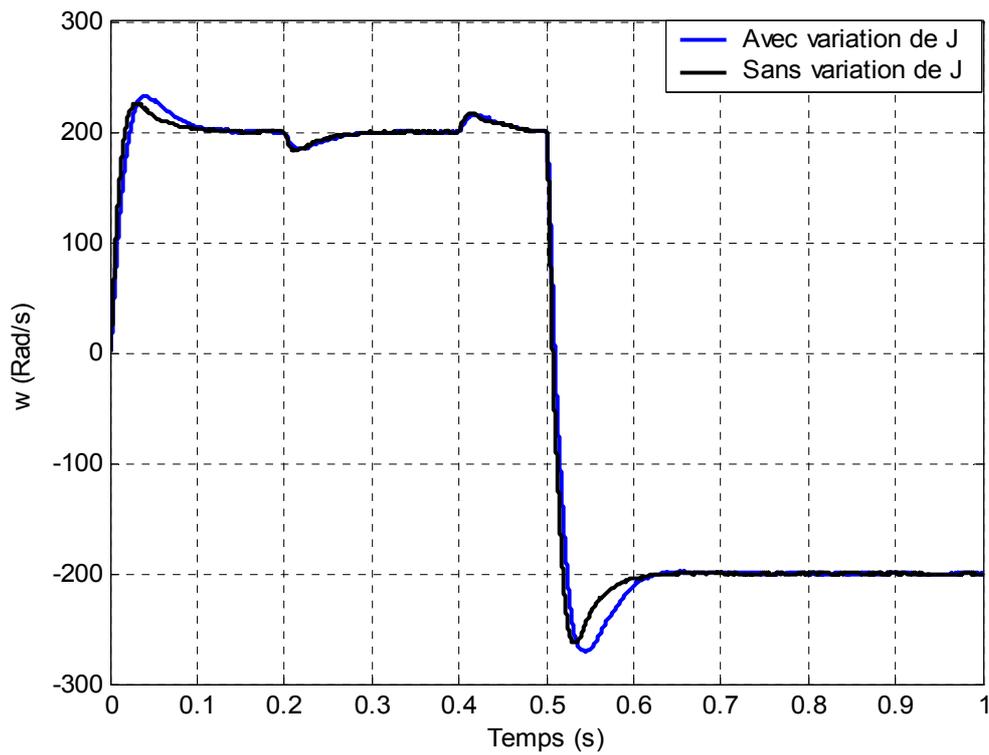


Figure 4.26 : Réponse de la vitesse contrôlée par PI variation de J 50 %

#### 4.7.1.2 Régulation vitesse PI courant Prédictive rétroactive

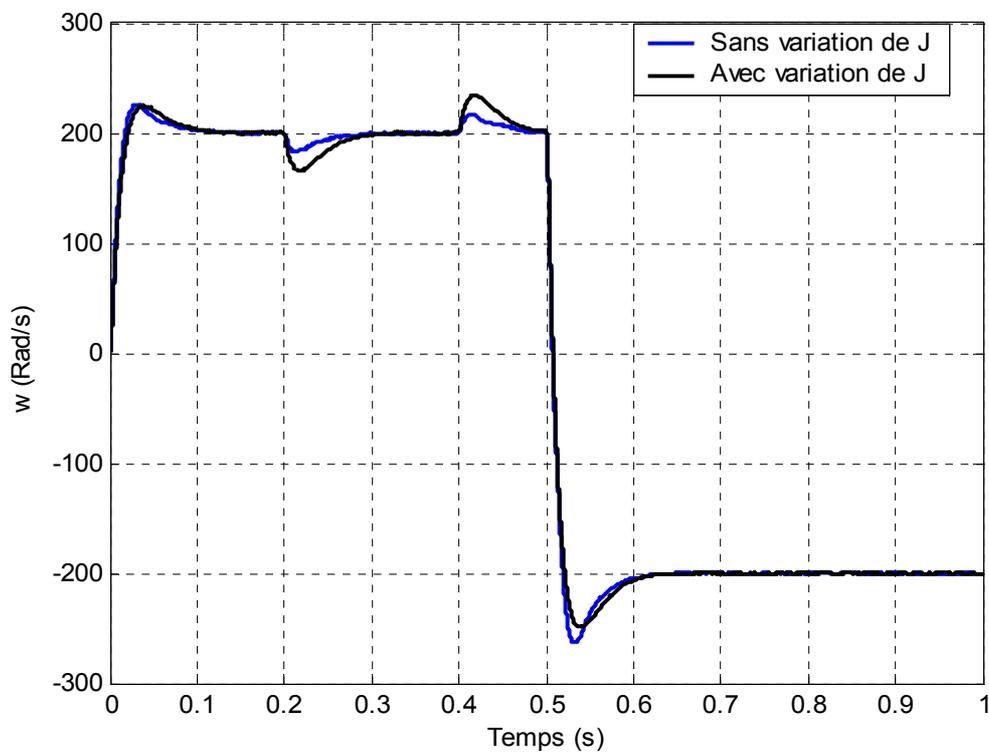


Figure 4.27 : Réponse de la vitesse contrôlée par PI variation de  $R_s$  50 %

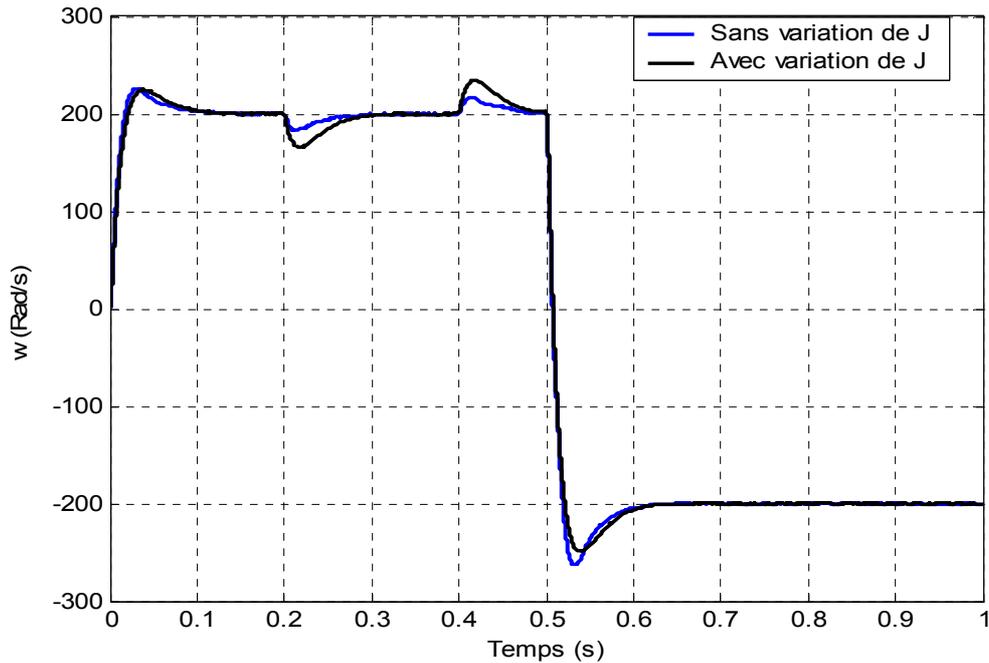


Figure 4.28 : Réponse de la vitesse contrôlée par PI variation de J 50%

#### 4.7.1.3 Régulation vitesse adaptatif flou courant action prédictive \_ rétroactive

Dans cette simulation, nous allons tester le régulateur PI adaptatif flou avec une régulation de courant par action prédictive associant une action rétroactive.

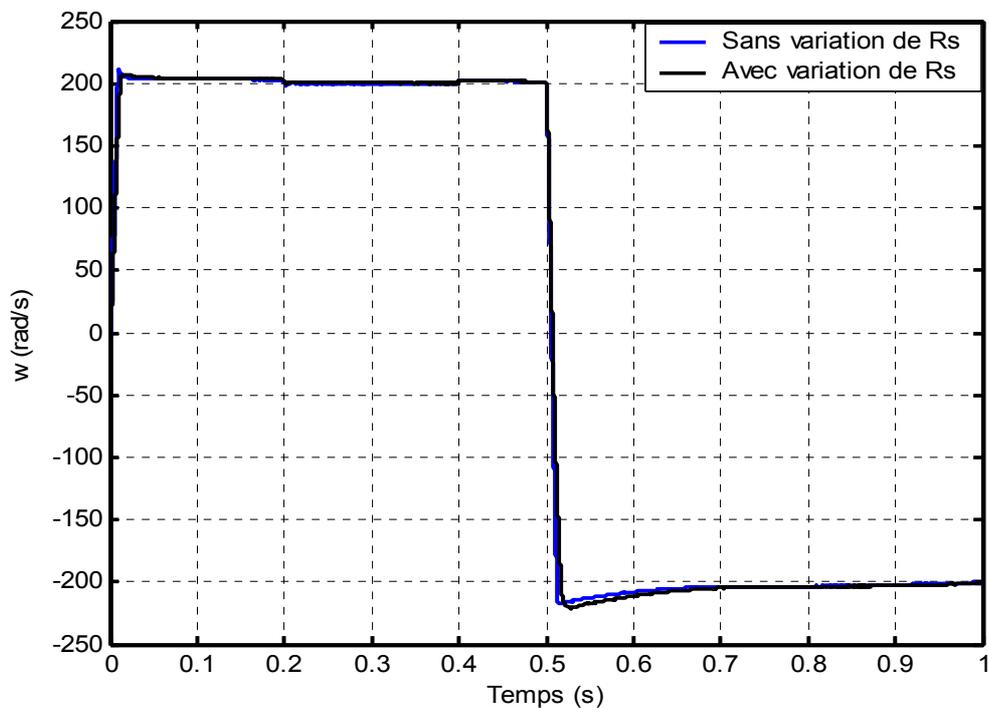


Figure 4.29 : Réponse de la vitesse contrôlée par PI \_ adaptatif flou variation de Rs 50 %

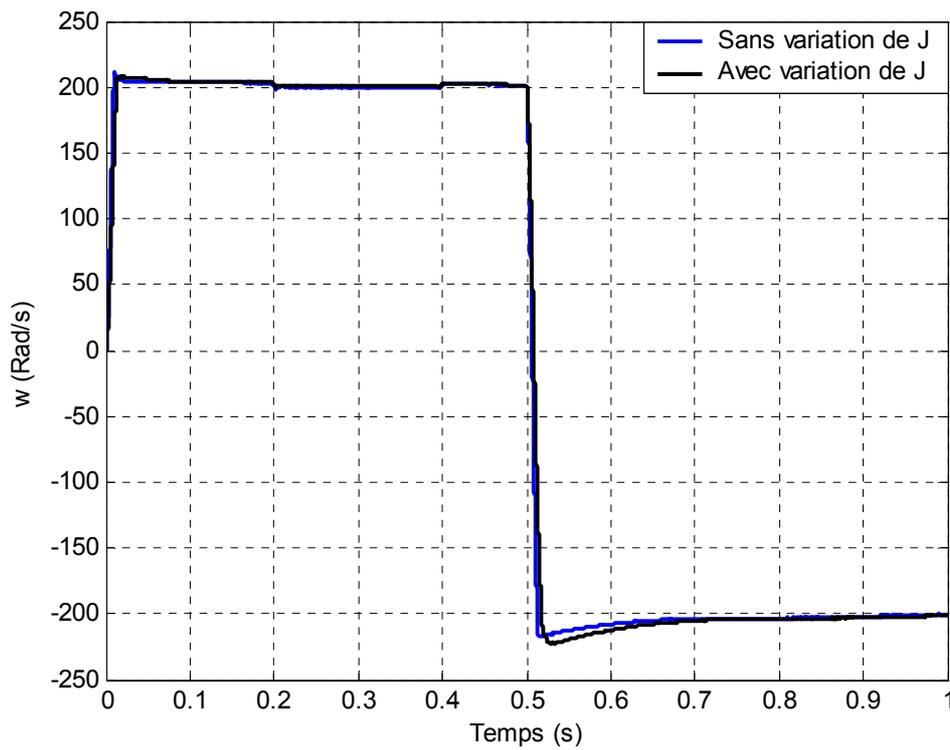


Figure 4.30 : Réponse de la vitesse contrôlée par PI\_adaptatif flou variation de  $J$  50 %

#### 4.7.1.4 Régulateur RLF\_3PID

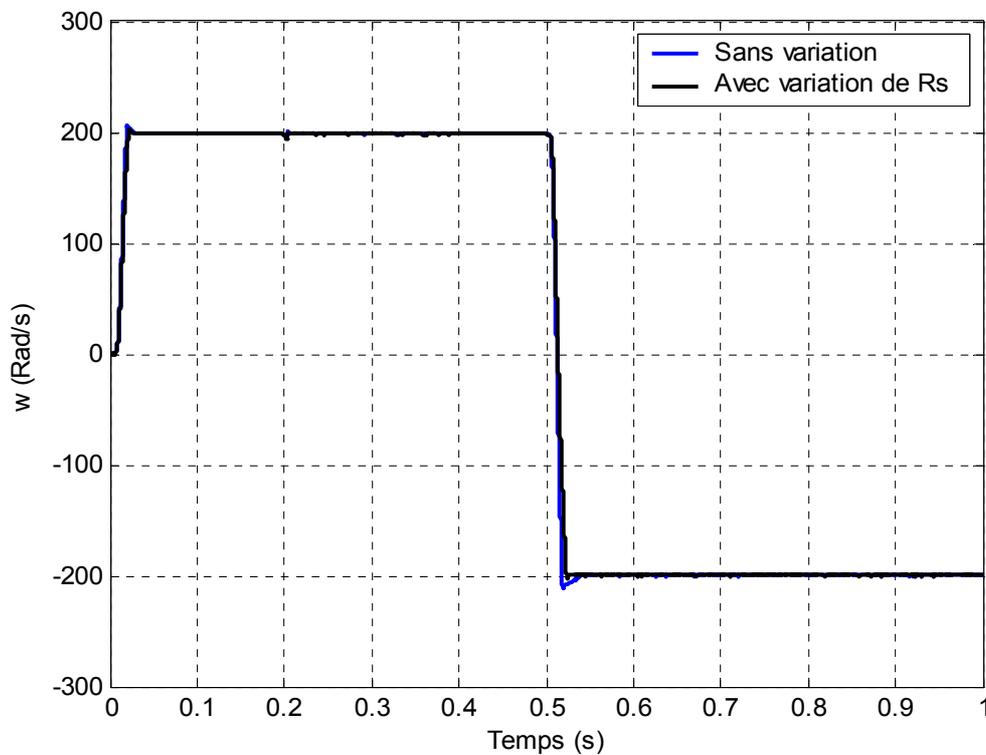


Figure 4.31 : Réponse de la vitesse contrôlée par RLF\_3PID, courants par régulation prédictive - rétroactive» variation de  $R_s$  50 %

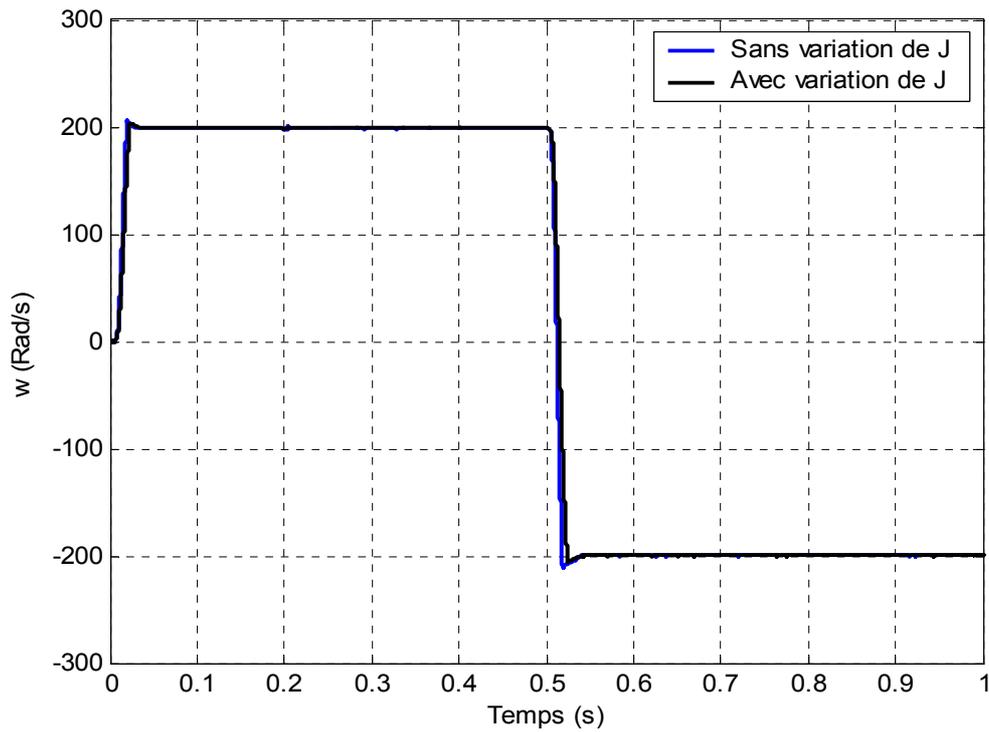


Figure 4.32 : Réponse de la vitesse contrôlée par RLF\_3PID, courants par régulation prédictive - rétroactive» variation de J 50 %

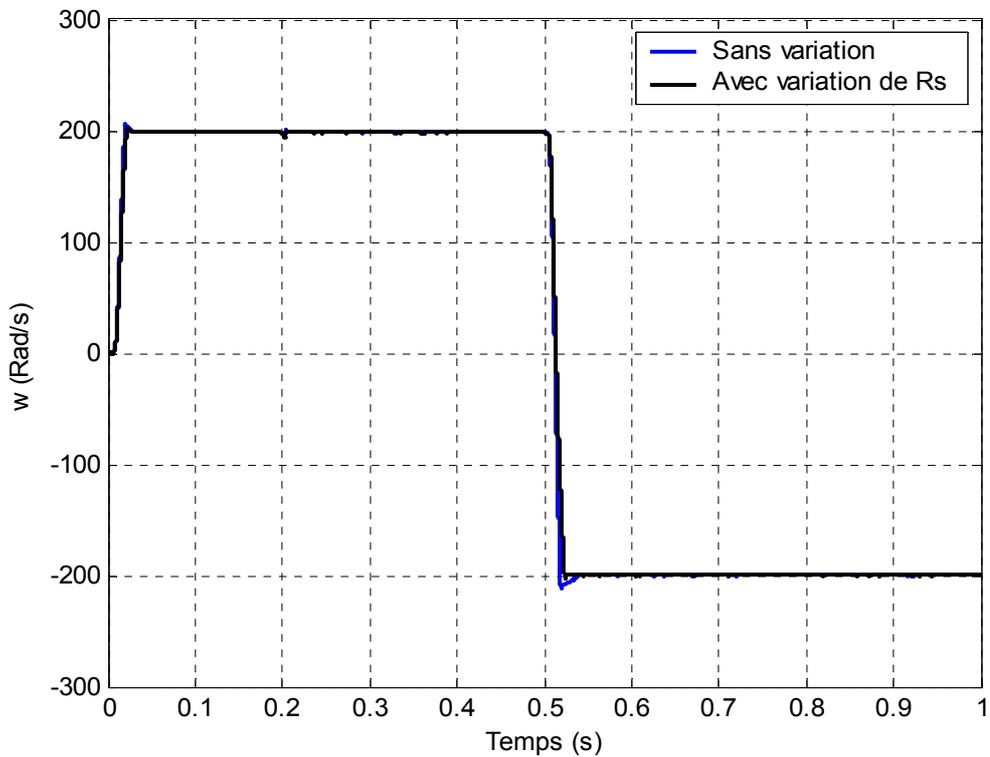


Figure 4.33 : Réponse de la vitesse contrôlée par RLF\_3PID « courant PI» variation de Rs 50 %

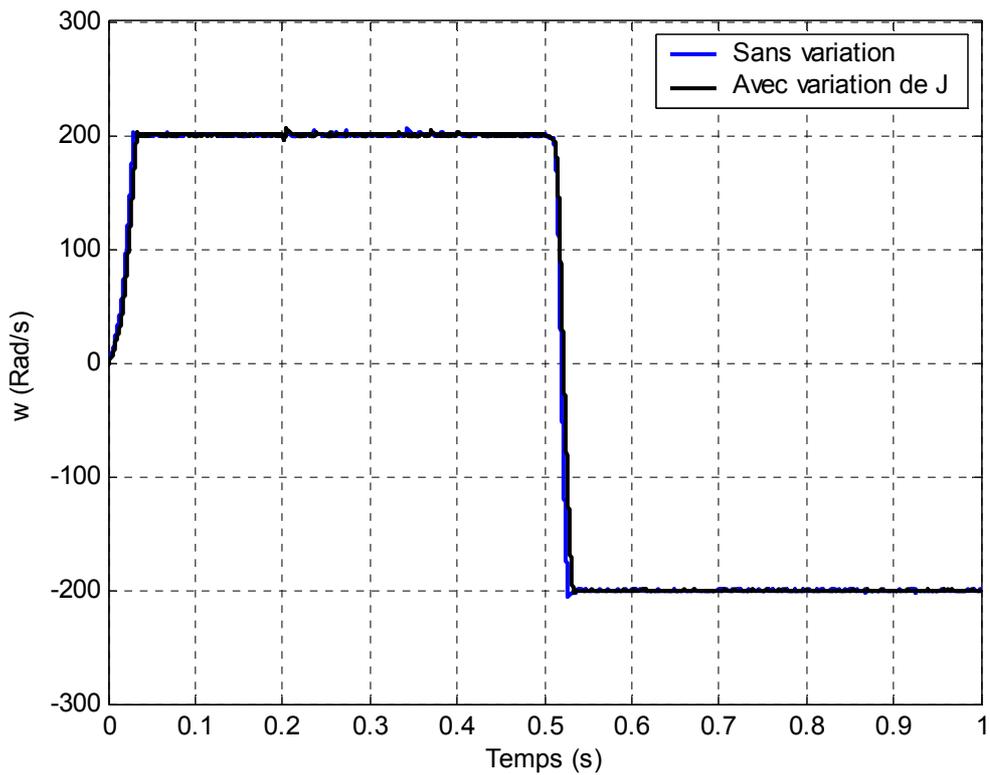


Figure 4.34 : Réponse de la vitesse contrôlée par RLF\_3PID « courant PI » variation de J 50 %

#### 4.7.1.5 Régulateur RLF\_7PID

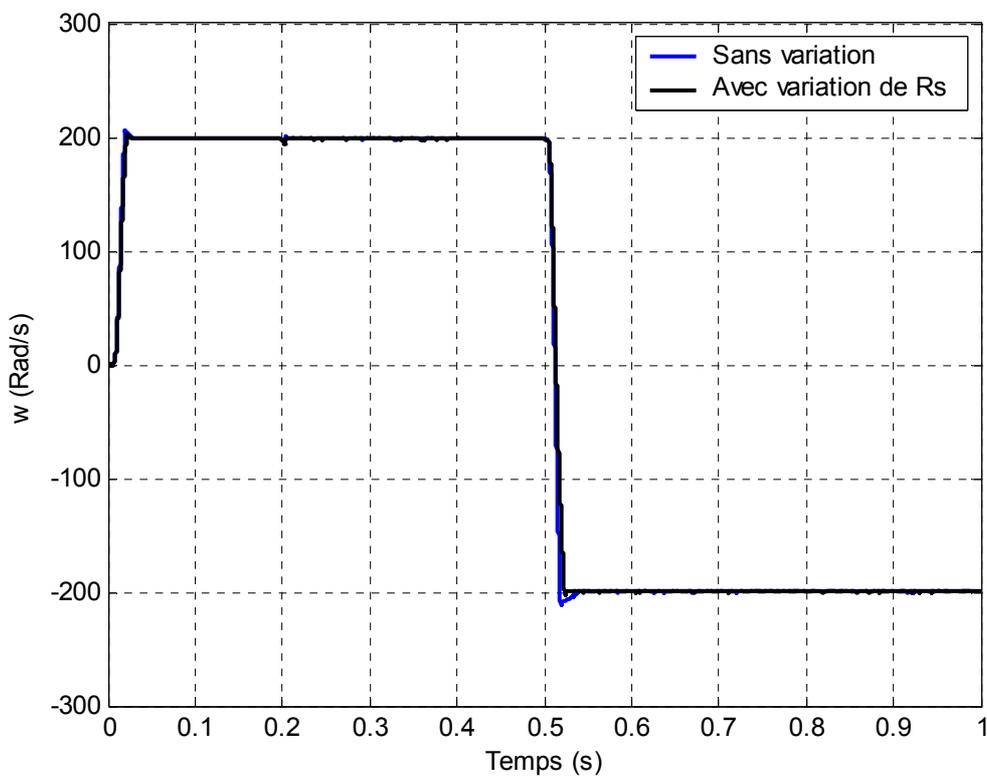


Figure 4.35 : Réponse de la vitesse contrôlée par RLF\_7PID « PI » variation de  $R_s$  50 %

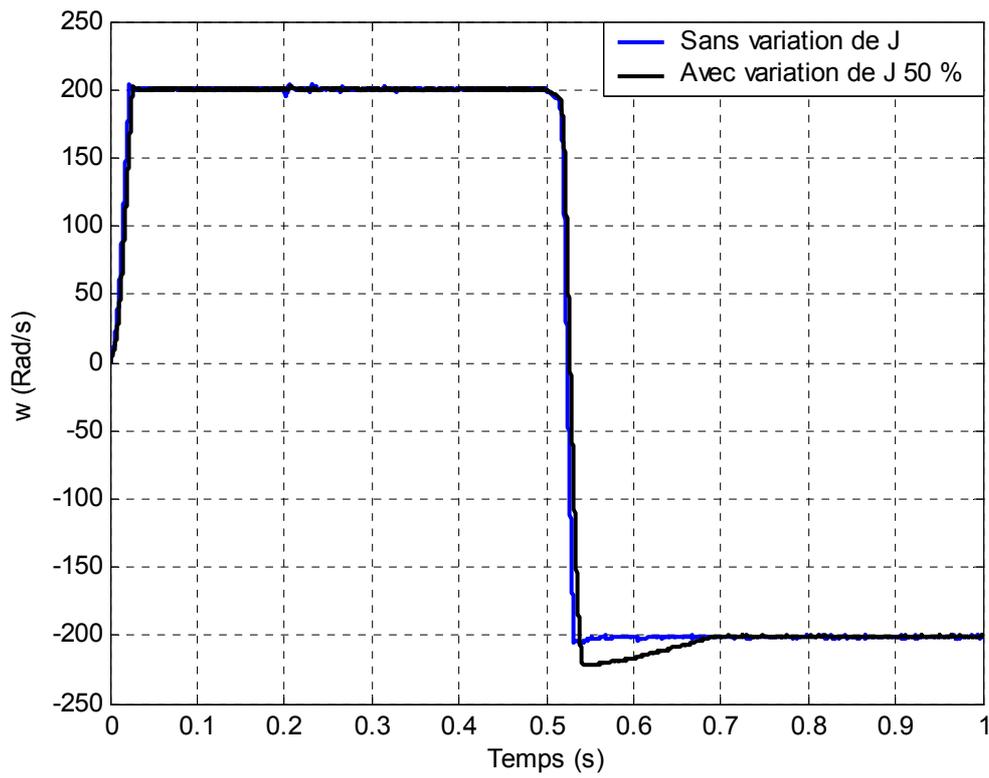


Figure 4.36 : Réponse de la vitesse contrôlée par RLF\_7PID «courant PI» variation de J 50 %

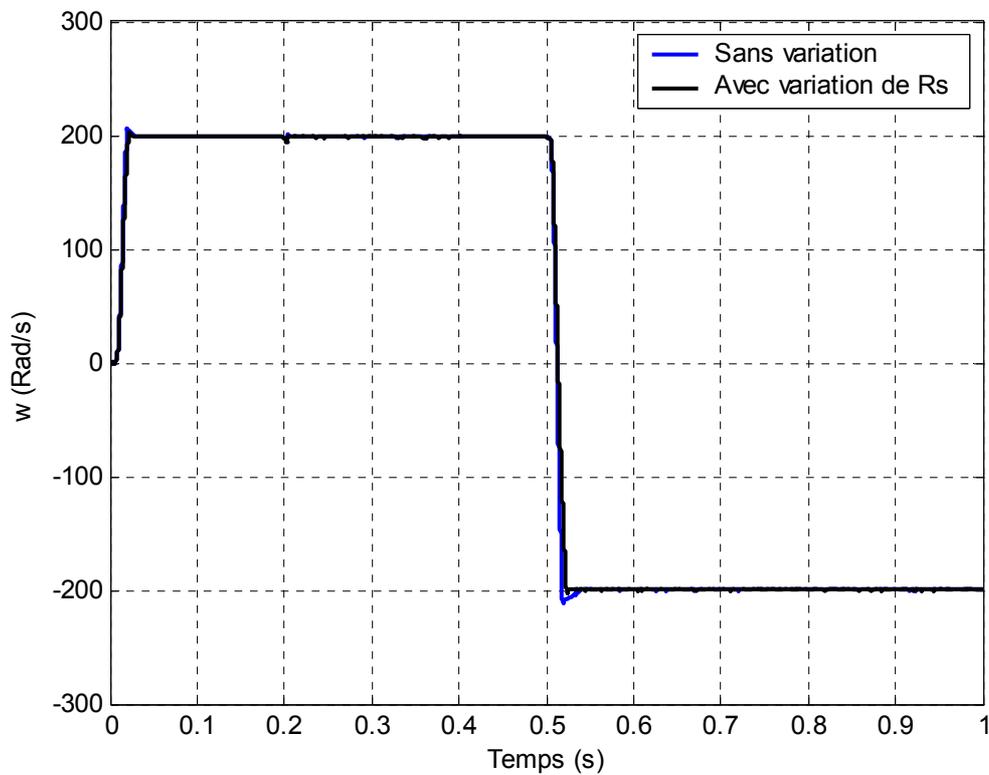


Figure 4.37 : Réponse de la vitesse contrôlée par RLF\_7PID, courants par régulation prédictive – rétroactive. Variation de  $R_s$  50 %

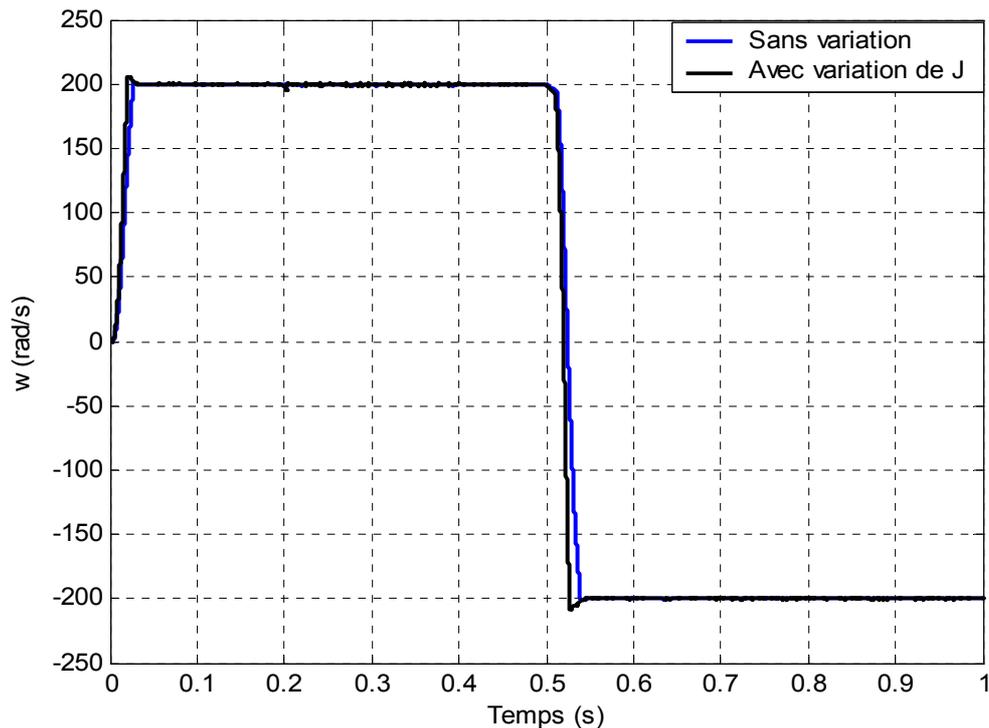


Figure 4.38: Réponse de la vitesse contrôlée par RLF\_7PID, courants par régulation prédictive – rétroactive. Variation de  $J$  50 %

### Interprétation des résultats

Nous remarquons sur les figures de simulation (figures 4.25 à 4.38), pour des variations des paramètres séparément de  $R_s$  50 % et  $J$  50 %, que la commande qui utilise le régulateur flou avec le contrôle des courants par une action prédictive associant une action rétroactive (figure 4.37 et 4.38) est la plus robuste comparées aux autres commandes. La poursuite de la consigne est très bien suivie malgré les variations de  $R_s$  ou  $J$ . la commande classique par le régulateur PI amélioré par le correcteur flou donne une meilleure robustesse que celle obtenue par un régulateur classique seul, figures 4.29 et 4.30.

Les algorithmes basés sur la commande floue ont démontré de très bonnes performances par rapport aux régulateurs classiques.

#### 4.7.2 Variation des paramètres simultanément

Dans ce qui suit, l'étude de la robustesse sera étudiée pour chaque méthode de régulation avec une majoration de 50 % des paramètres électriques de la machine, à savoir  $R_s$ ,  $L_q$ ,  $L_d$  et le moment d'inertie  $J$ .

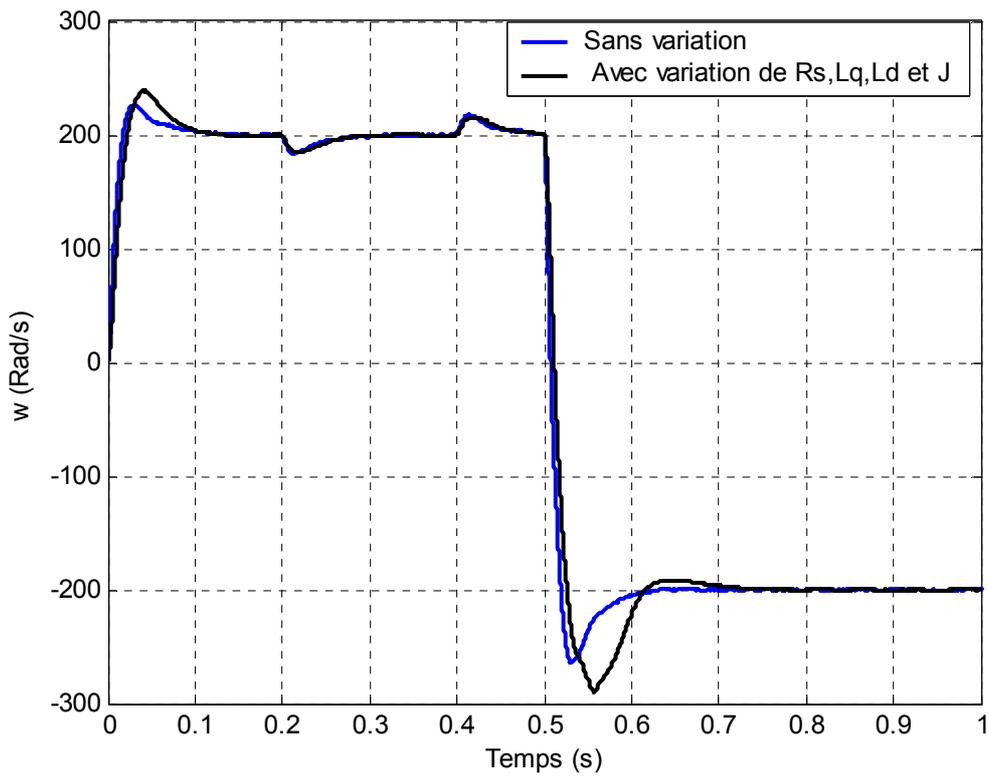


Figure 439 : Réponse de la vitesse contrôlée par PI, courants par des régulateurs PI. Variation de  $R_s, L_d, L_q$  et  $J$  de 50 %

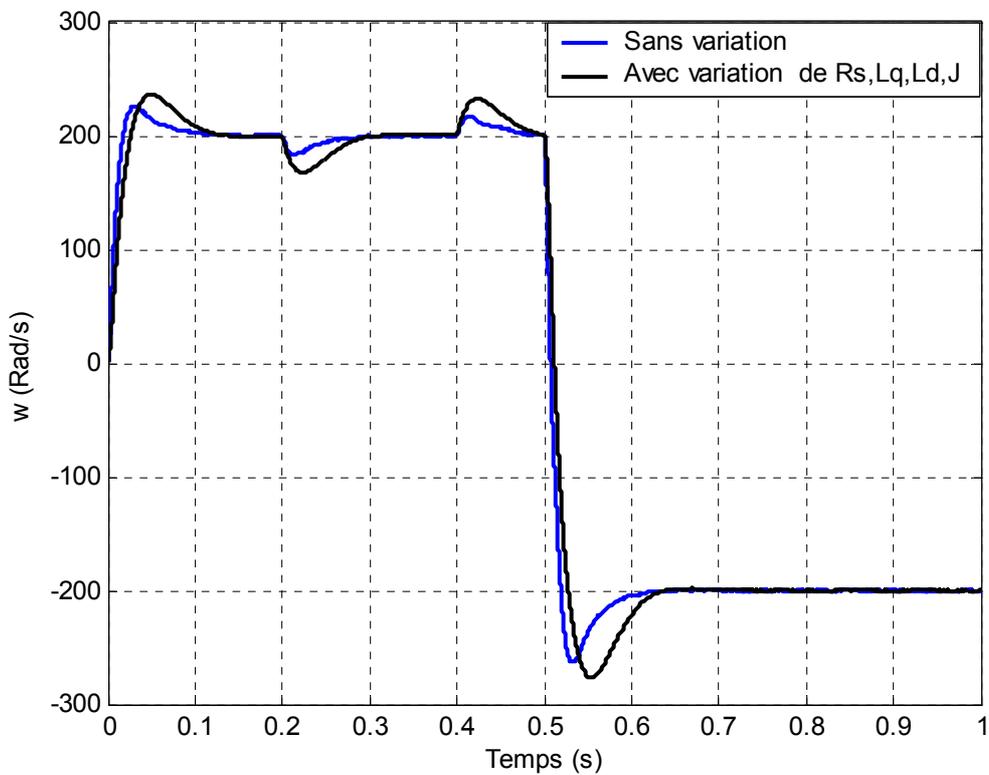


Figure 4.40 : Réponse de la vitesse contrôlée par PI, courants par régulation prédictive – rétroactive. Variation de  $R_s, L_d, L_q$  et  $J$  de 50 %.

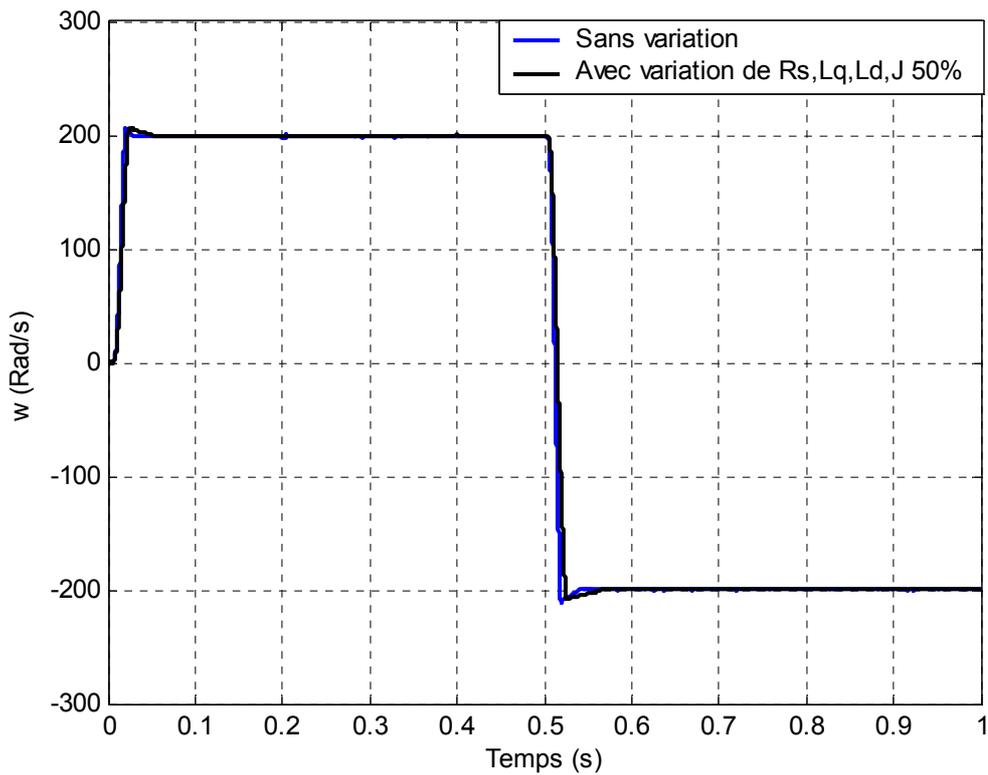


Figure 4.41 : Réponse de la vitesse contrôlée par PID\_RLF\_3, courants par régulation prédictive rétroactive. Variation de  $R_s$ ,  $L_d$ ,  $L_q$  et  $J$  de 50 %

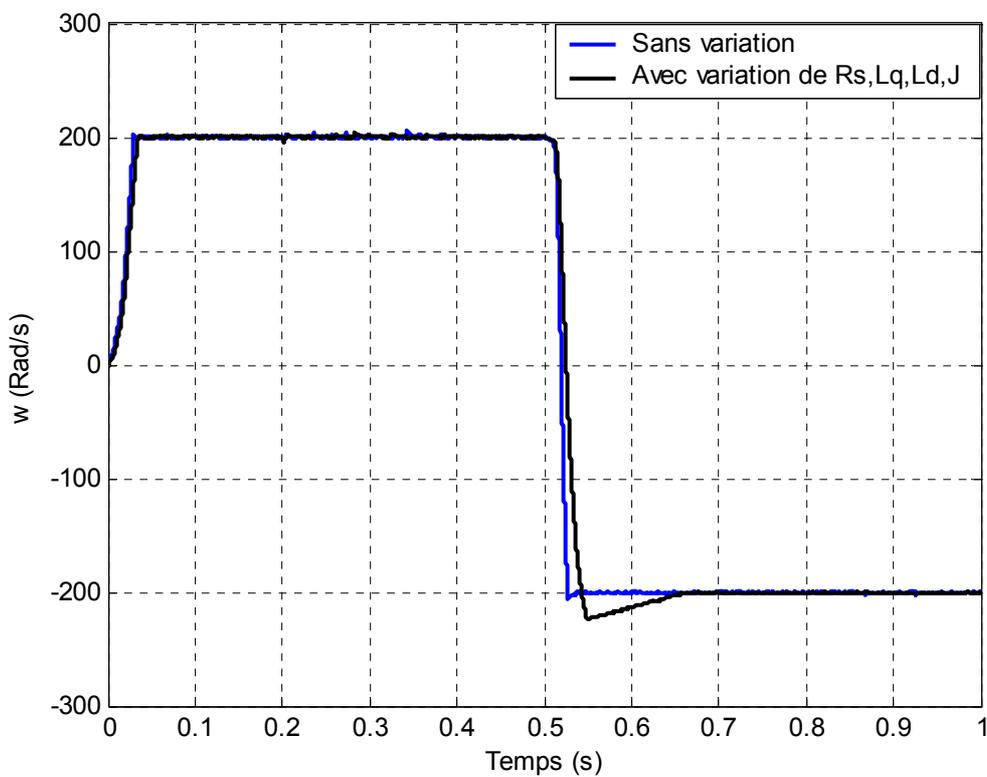


Figure 4.42 : Réponse de la vitesse contrôlée par PID\_RLF\_3, courants par des régulateurs PI. Variation de  $R_s$ ,  $L_d$ ,  $L_q$  et  $J$  de 50 %

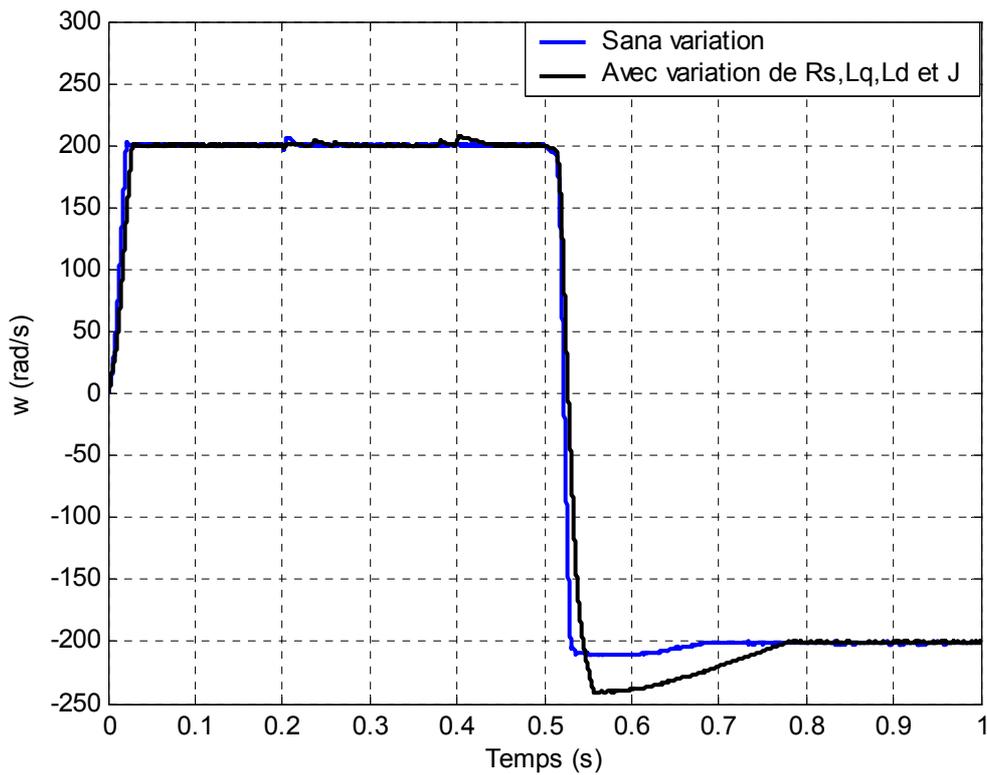


Figure 4.43 : Réponse de la vitesse contrôlée par PID\_RLF\_7, courants par des régulateurs PI. Variation de  $R_s$ ,  $L_d$ ,  $L_q$  et  $J$  de 50 %

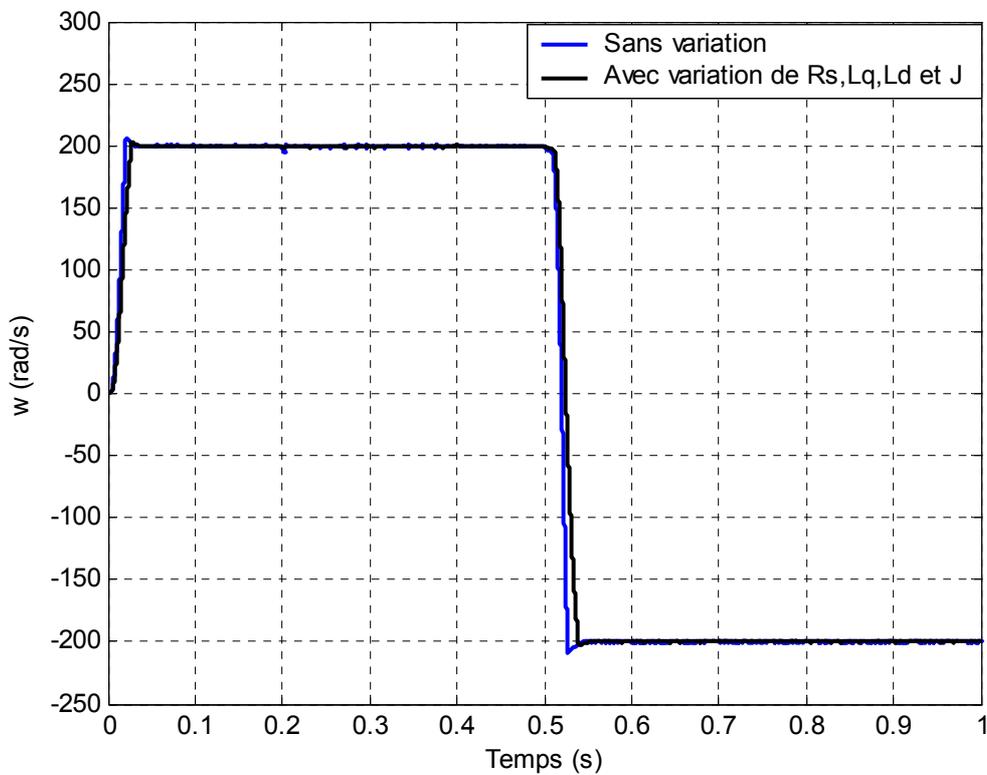


Figure 4.44 : Réponse de la vitesse contrôlée par PID\_RLF\_7, courant par régulation prédictive\_rétroactive. Variation de  $R_s$ ,  $L_d$ ,  $L_q$  et  $J$  de 50 %

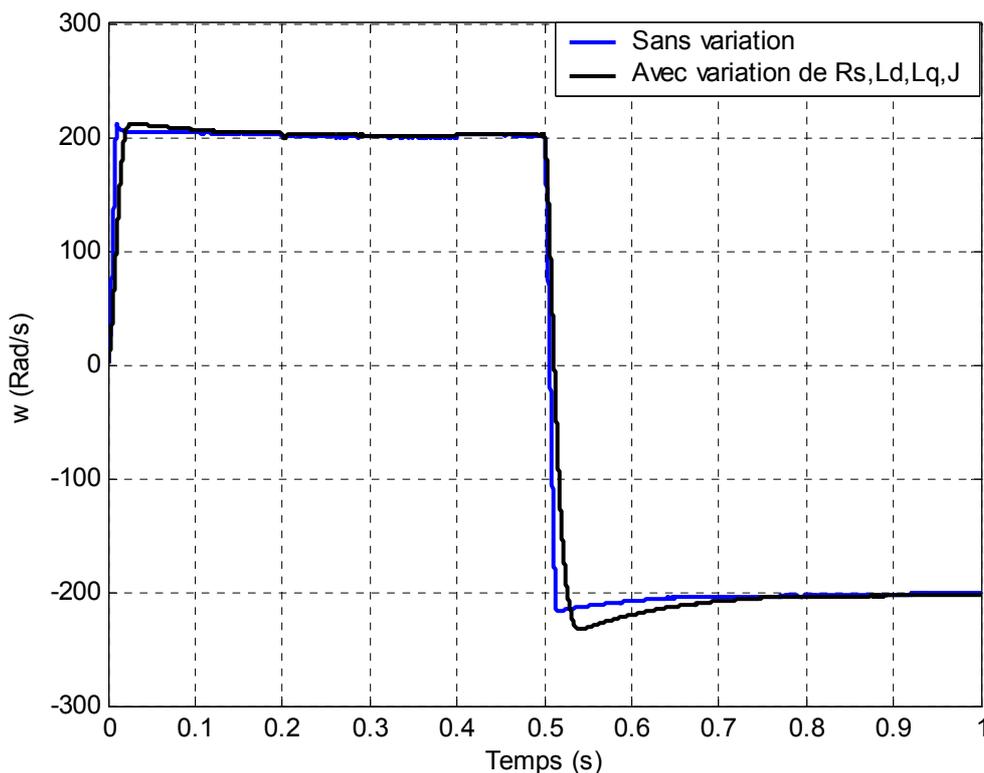


Figure 4.45 : Réponse de la vitesse contrôlée par  $PI_{\text{adaptatif flou}}$ , courant par régulation prédictive – rétroactive. Variation de  $R_s, L_d, L_q$  et  $J$  de 50 %.

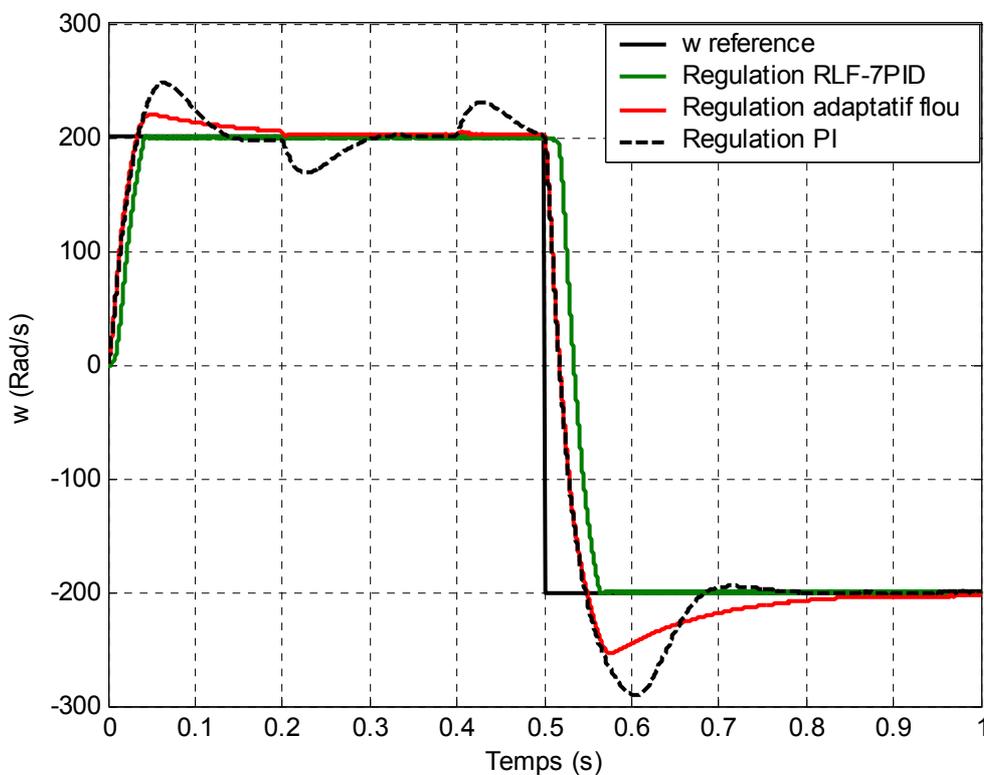


Figure 4.46 : Réponse de la vitesse avec régulation des courants par une action prédictive associant une rétroaction pour 3 cas : Régulation classique (PI), RLF\_7PID,  $PI_{\text{adaptatif flou}}$ . Pour une variation de  $L_q, L_s, R_s$  et  $J$  de 100 %

### Interprétation des résultats

Les figures 4.41 à 4.45 montrent que la dynamique de la vitesse est meilleure pour les contrôleurs utilisant les régulateurs flous. Le régulateur flou combinant le contrôle des courants par une action prédictive associant une action rétroactive est le plus performant comparé aux autres régulateurs à savoir les régulateurs classiques et le régulateur adaptatif flou. Pour les régulateurs flous nous constatons que le couple de charge appliqué à l'instant  $t = 0.2$  s et  $t = 0.4$  s est ignoré.

Un test est réalisé avec une augmentation de 100 % des paramètres électriques et du moment d'inertie pour confirmer la solidité des résultats précédents (figure 4.46) ce qui confirme la robustesse des régulateurs utilisant la logique floue.

### 4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une application de la logique floue à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents. Elle est ensuite comparée à une commande classique (PI) du point de vue robustesse (réponse à une perturbation externe). L'expression analytique des régulateurs par logique floue montre que ces derniers sont complètement indépendants des paramètres de la machine. L'extension d'un régulateur de trois à sept ensembles flous a permis de gagner légèrement en dynamique sans affecter sa sensibilité par rapport aux perturbations.

Les résultats obtenus montrent qu'avec ces régulateurs, la vitesse reste toujours contrôlée avec de bonnes performances dynamiques et statiques.

Ensuite, nous avons essayé d'améliorer les performances du régulateur PI en utilisant les techniques de la logique floue. Dans ce contexte, nous avons employé un correcteur flou dont le rôle est d'adapter les paramètres du PI, précisément le terme de l'intégral  $ki$ . Les résultats montrent que l'adaptation des paramètres du PI est justifiable et donne de bonnes performances avec des améliorations notables dans la dynamique de réponse du système.

Dans les deux derniers paragraphes, nous avons présenté l'étude de la robustesse vis-à-vis du changement des paramètres de la machine synchrone à aimants permanents. Le premier test est réalisé en changeant les paramètres individuellement ( $R_s$  et le moment

d'inertie  $J$ ). Le deuxième test est réalisé avec une variation simultanée de tous les paramètres de la machine ( $R_s$ ,  $L_q$ ,  $L_d$  et  $J$ ).

Nous constatons que les performances dynamiques obtenues par la commande avec le régulateur à logique floue sont très satisfaisantes par rapport à celles des régulateurs classiques. Ces derniers étant plus affectés par les variations simultanées des paramètres de la machine et du moment d'inertie.

# Conclusion générale

## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire fait la synthèse d'une commande destinée à un variateur synchrone à aimants permanents alimenté en tension, commandé par l'orientation du champ permettant de simuler le contrôle de la vitesse.

Dans la première étape de notre recherche nous avons développé le modèle de la machine synchrone à aimants permanents. Ce modèle a été validé en simulation.

La commande vectorielle reste la plus répondue. En effet, elle permet de rendre le système de la MSAP similaire à celui de la machine à courant continu. Ainsi le système devient linéaire et monovisible.

Pour la commande vectorielle de la MSAP, nous remarquons que le réglage classique ne contrôle pas d'une manière satisfaisante le régime transitoire de la machine lors des variations de grandes amplitudes (application d'un couple résistant, inversion du sens de rotation).

La commande vectorielle combinant de manière judicieuse des actions prédictives et des rétroactions au niveau des algorithmes, gardent des performances dynamiques et statiques acceptables.

Devant l'insuffisance des performances du régulateur PI de la vitesse associé avec des régulateurs de courant à action proportionnelle et intégrale nous avons fait appel à des régulateurs à action prédictive et rétroactive qui se prêtent bien pour la commande de la MSAP. L'ajustement du comportement dynamique du système est basé sur le choix des pôles imposés en boucle fermée. Nous avons constaté, un rejet efficace du couple résistant, une dynamique de poursuite de la consigne satisfaisante, et un découplage maintenu.

Afin d'améliorer les performances du réglage de notre système, nous avons appliqué une technique récente. Cette dernière utilise un régulateur flou basé essentiellement sur une synthèse linguistique intégrant des considérations heuristiques. Ce régulateur a été testé dans deux cas différents, le premier test est basé sur l'utilisation d'un contrôleur flou à la place du régulateur PI, pour asservir la dynamique de la vitesse de la machine. Le second test a été fait pour l'amélioration des performances du régulateur PI de la vitesse.

Le contrôleur flou, utilisé dans notre cas, a donné des bons résultats dans son application à la MSAP, une nette amélioration au régime transitoire et un rejet parfait de perturbations.

Pour le second, son rôle est d'adapter les paramètres du PI de la vitesse avec toute variation de la consigne ou perturbation affectant le système, ce qui a permis d'obtenir des performances meilleures par rapport au réglage classique.

Enfin, pour terminer ce travail, une étude sur la robustesse des régulateurs a été développée. Des variations des paramètres électriques de la machine ont été faites. Les résultats des simulations, donnés dans le dernier chapitre, montrent que la régulation classique est beaucoup affectée par les perturbations. L'introduction du contrôleur flou, associé avec des régulateurs de courant à action prédictive et une rétroaction, pour l'adaptation des paramètres du régulateur classique apporte au comportement de la machine une bonne conduite par rapport à la régulation classique. La commande par des régulateurs à logique floue a permis de compenser de façon remarquable les perturbations et les variations causées par les paramètres de la machine. Elle a permis d'obtenir une bonne poursuite, et un temps de réponse très réduit et les meilleures performances.

Il apparaît notamment que la commande classique par des régulateurs PI est beaucoup plus simple à mettre en œuvre, alors que la commande par des régulateurs à logique floue permet d'obtenir de bonnes performances en régulation et en poursuite. Elle est moins sensible aux erreurs de modélisation du processus.

En perspective, ce travail n'est qu'un début ouvrant de nombreuses directions qui peuvent être exploitées dans l'avenir. Nous pouvons citer entre autres :

- Introduction des réseaux de neurones pour le choix des fonctions d'appartenance et l'optimisation des règles d'inférence;
- L'utilisation des algorithmes génétiques pour l'optimisation des paramètres.

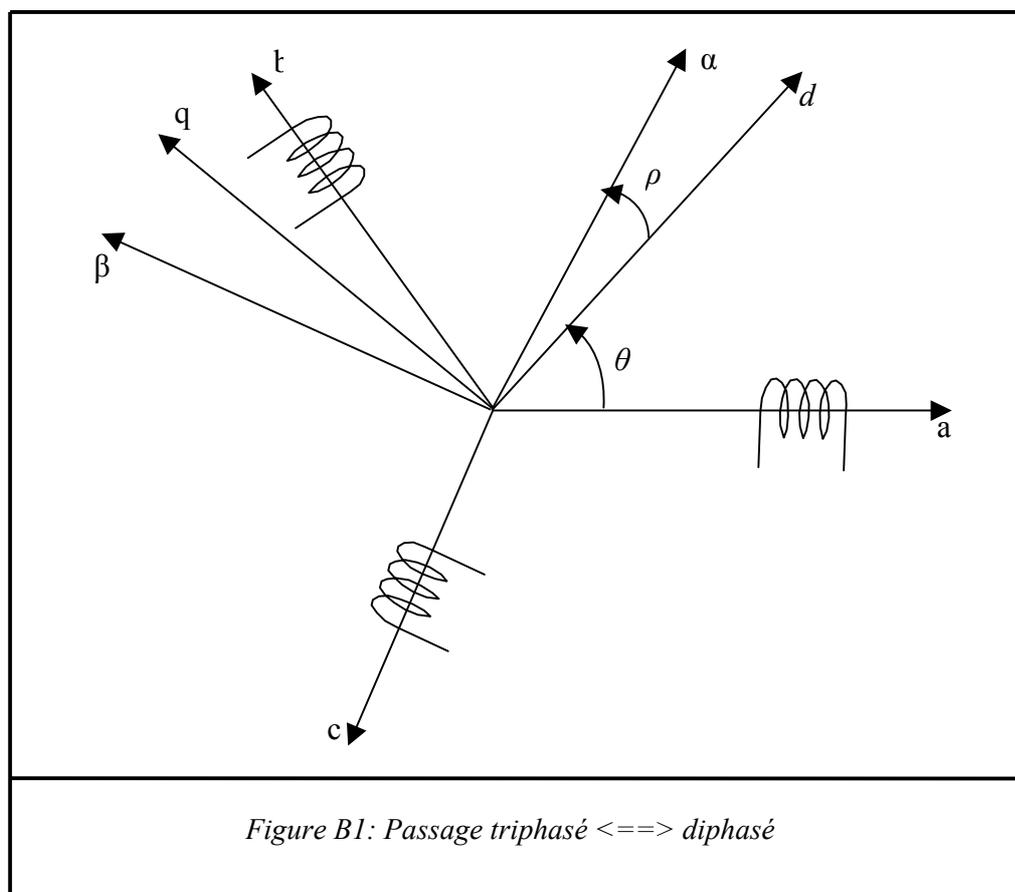
# **Annexes**

## Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents

<b>Annotation</b>	<b>Unité</b>	<b>Valeur</b>	<b>Description</b>
P	kW	1.1	Puissance nominale
V	Volt	220	Tension nominale
$\text{Cos}\varphi$		0.83	Rendement de la machine
n	Tr/min	3000	Vitesse nominale
f	Hz	50	Fréquence nominale
$R_s$	$\Omega$	2.540	Résistance statorique
$L_d$	mH	8.5	Inductance statorique directe (d)
$L_q$	mH	8.5	Inductance statorique en quadrature (q)
$\varphi$	Wb	0.165	Flux du au aimants permanents
$p$		3	Nombre de paire de pôles
$J$	$\text{kg.m}^2$	0.8	Moment d'inertie
$f_c$	Nm.s/rad	$6.0 \cdot 10^{-2}$	Coefficient de frottement

**Transformation de Park**

La modélisation la plus utilisée pour l'étude des régimes transitoires des machines à courant alternatif est la modélisation de Park [18]. Elle consiste à transformer une machine triphasée équilibrée en une machine diphasée équivalente. Les équations obtenues peuvent alors être écrites soit dans un repère fixe (le repère est lié au rotor par exemple), soit dans un repère mobile (lié au rotor, au champ tournant...) En utilisant des grandeurs réelles, ou des grandeurs complexes. La figure B.1 donne la position des différents repères.



$\theta$  : Angle entre l'axe de référence triphasé et l'axe de référence diphasé ;

$d, q$  : Repère de référence diphasé (fixe ou mobile);

$a, b, c$  : Axes des enroulements du stator triphasé ;

$\alpha, \beta$  : Repère de référence diphasé lié au rotor.

Les matrices de transformation d'un repère à un autre sont données par :

*Passage triphasé au diphasé*

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

*Passage diphasé au triphasé*

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}$$

$X$  Peut représenter une tension, un courant ou un flux.

La transformation triphasé-diphasé correspond ici aux coefficients originaux de Park. La matrice de passage n'est pas orthonormée. Pour la rendre orthonormée, il suffit de remplacer  $2/3$  par  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  et  $\frac{1}{2}$  par  $\sqrt{\frac{1}{2}}$  dans la matrice de passage triphasée – diphasé. L'avantage de la matrice orthonormée est l'invariance de la puissance lors de la transformation du triphasé au diphasé.

Les grandeurs tensions, courants et flux peuvent être exprimées soit dans un repère fixe, soit dans un repère mobile. Les matrices de passage sont données par :

Repere mobile  $\rightarrow$  repère fixe

Repere fixe  $\rightarrow$  repère mobile

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$

De plus, en supposant que la machine étudiée est couplée en étoile et équilibrée, la composante homopolaire  $x_o$  est toujours nulle.

## Modélisation de l'onduleur

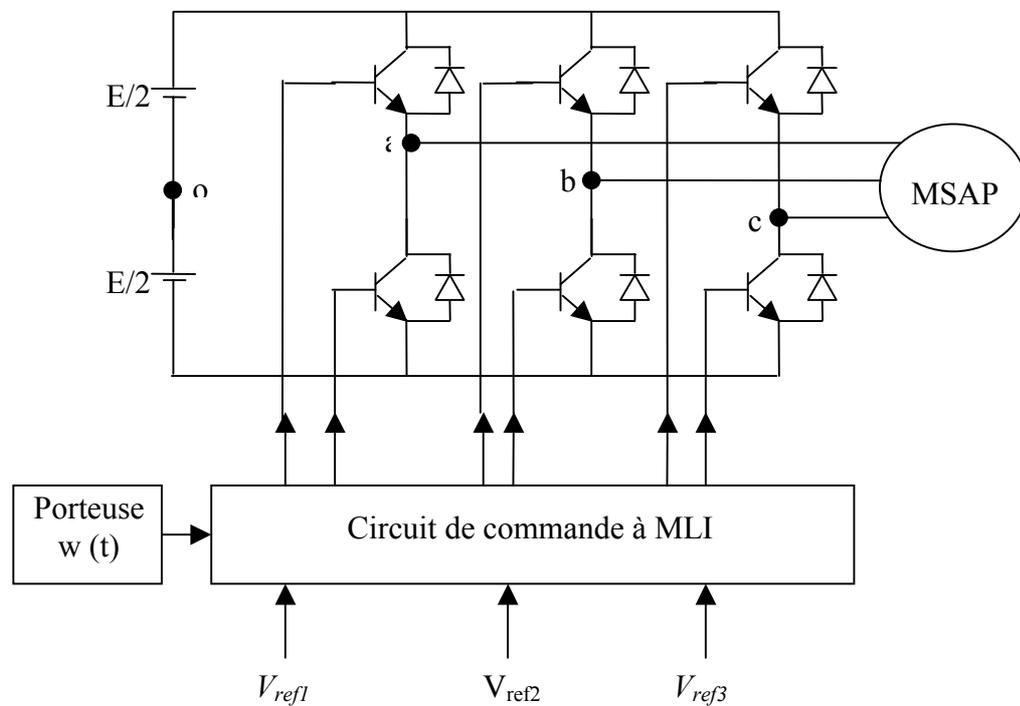


Figure C.1 : Schéma de principe d'un onduleur à MLI

Les tensions aux bornes du stator de la MSAP sont définies par le système suivant :

$$\begin{aligned} V_{an} &= V_{ao} + V_{on} \\ V_{bn} &= V_{bo} + V_{on} \\ V_{cn} &= V_{co} + V_{on} \end{aligned} \quad (\text{C.1})$$

Sachant que :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{C.2})$$

Après calcul nous obtenons :

$$V_{on} = -\frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{C.3})$$

Le système (C.1) devient :

$$\begin{aligned}
 V_{an} &= +\frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\
 V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\
 V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co}
 \end{aligned}
 \tag{C.4}$$

Nous pouvons écrire ce système sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}
 \tag{C.5}$$

Nous définissons la fonction logique  $S_i$  ( $i=1, 2,3$ ) ; telle que :

$$\begin{aligned}
 S_1 &= \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref1} \geq p_r \\ -1 & \text{sin on} \end{cases} \\
 S_2 &= \begin{cases} -1 & \text{si } V_{ref2} \geq p_r \\ 1 & \text{sin on} \end{cases} \\
 S_3 &= \begin{cases} -1 & \text{si } V_{ref3} \geq p_r \\ 1 & \text{sin on} \end{cases}
 \end{aligned}$$

Les fonctions  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  peuvent être exprimées en fonction de  $S_i$  :

$$\begin{cases} V_{ao} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{bo} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{co} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases}$$

Le système C.5 devient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}
 \tag{C.6}$$

# Bibliographie

## Bibliographie

- [1] **M. Pieterzak**  
*Algorithme de commande d'un variateur électrique asynchrone*  
Thèse de doctorat, INP, Toulouse, 1988.
- [2] **Wang L.X.**  
*Adaptive Fuzzy Systems and Control*  
Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1994.
- [3] **Tanaka K., Ikeda T. and Wang H.O.**  
*Robust Stabilization of a Class of Uncertain Nonlinear Systems Via Fuzzy Control Quadratic Stabilizability, Control Theory and Linear Matrix Inequalities.*  
IEEE Trans. on Fuzzy Systems, Vol. 4, No.1, February 1996.
- [4] **Tanaka T., Ikeda T. and Wang H.O.**  
*An LMI Approach to Fuzzy Controller Designs Based on Relaxed Stability Conditions,*  
Proc. of the IEEE Conf. on Fuzzy Systems (Fuzz'IEEE 97), pp. 171-176, Barcelone, Espagne, 1997.
- [5] **Takagi T. and Sugeno M.**  
*Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modelling and Control*  
IEEE Trans. on Syst. Man and Cybernetics, Vol. 15, pp. 116-132, 1985.
- [6] **Su C. and Stepanenko Y.**  
*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.
- [7] **J. Marcel**  
*Electromécanique*  
Ecole polytechnique de Lausanne, 1995.
- [8] **A.Y. Achour, F. Boudjama, M. Tadjine, H. Rezine**  
*Commande en vitesse basée sur la passivité de la MSAP*  
Conférence internationale SSA2'99, Blida, Algérie 1999
- [9] **J. Venant**  
*Etude et réalisation de la commande numérique d'un variateur de vitesse à transistor pour machine asynchrone, application à la traction électrique.*  
Thèse de doctorat, INP, Toulouse 1983.
- [10] **H. Bühler**  
*Impact of modern automatic, control theories on electrical drivers*  
10<sup>th</sup> IFAC world congress on automatic control, preprints, vol3, Munich, 1987.
- [11] **K.B. Bose**  
*Power electronics and AC drives*  
Edition: Price Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1988.
- [12] **R. Chauprade**  
*Commande électrique des moteurs à courants alternatifs*  
Edition Eyrolles, 1980.
- [13] **S. Patel, G. Hoft**  
*Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters.*  
IEEE-IA, Vol IA-9, May/June 1974.

- [14] **G.S. Buja, F. Labrique, B. Ribyns et P. Sent**  
*Robuste positional control with an induction actuator by using a PID controller associated with field orientation.*  
 IEEE MELCON'91, Ljubljana, 22-24 May 1995
- [15] **M. Paludetto**  
*Etude critique des performances d'automates de commande rapprochée d'ensemble convertisseur machines.*  
 Rapport DEA automatique, INP, 1987.
- [16] **J.P. Louis et C. Viarouge**  
*Commande numérique : régimes intermédiaires et transitoires*  
 D 3643, Techniques de l'ingénieur.
- [17] **M. Lajoie-Mazenc, P. Viarouge**  
*Alimentation des machines synchrones*  
 D 3630, Techniques de l'ingénieur.
- [18] **J. Chatelain**  
*Machines Electriques, Tome I, Edition Dunod, 1983.*
- [19] **R. Abdessemed, M. Kadjoudj**  
*Modélisation des machines électriques.*  
 Presse de l'Université de Batna, 1997.
- [20] **P. Pas**  
*Vector control of AC machines*  
 Oxford Science Publication 1990.
- [21] **M. Lajoie-Mazenc**  
*Les techniques de commande vectorielle des machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à hautes performances.*  
 EDF-DER, Service IPN, Département SID, 1992.
- [22] **F. Blasschke**  
*The principal of field orientation as application to the new transvector closed loop control system for rotating field machines.*  
 Siemens Review, Vol 34, May 1972. pp 210-220
- [23] **T. Kume, T. Iyakame**  
*High performance vector controlled AC motor drives: Application and new technologies.*  
 IEEE Trans. On Industry Applications Vol IA 23, N°5, Septembre/octobre 1987.
- [24] **B. Robyns, Y. Fu, F. Labrique et H. Buyse**  
*Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance.*  
 J. Phy. III France 5, August 1995.
- [25] **Louis. J. P., Bergmann. C.**  
*Commande numérique des ensembles convertisseurs - machines.*  
 RGE. N°5/92, 1992.
- [26] **Ougueb F.**  
*Contribution à la commande adaptative appliquée sur une machine synchrone à aimants permanents.*  
 Thèse de Magister, ENSET d'Oran, Septembre 2002.
- [27] **M. Sugeno**  
*An introductory survey of fuzzy control*  
 Informationsciences, Vol 36, pp 59-83, 1986.

- [28] **H. Buhler**  
*Réglage par la logique floue*  
Presses polytechniques et universitaires romandes, Lausanne, 1994.
- [29] **T. Takagi, M. Sugeno**  
*Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control*  
IEEE Transaction on systems Man and Cybernetics, Vol 15, N°1, PP116-132, 1985.
- [30] **R. Sutton, D.R. Towill**  
*Introduction to the use of fuzzy set implementation of control algorithm*  
Journal of the Institution of Electronic and Radio Engineers, Vol 50, N° 10, October 1985, pp. 357-367.
- [31] **L. A. Zadeh**  
*Information and control*  
Fuzzy Sets, Vol 8, pp 338-353, 1965.
- [32] **H. Ying, W. Silver, J.J. Buckley**  
*Fuzzy control theory: a nonlinear case*  
Automatica, Vol 26, N°3, pp 513-520, 1990
- [33] **E.H. Mamdani, S. Assilian**  
*An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller.*  
International Journal of Man-Machine Studies, Vol 7, N°1, pp 1-13, 1995.
- [34] **T.M. Guerra**  
*Analyse des données objectives-subjectives: approche par la théorie des sous ensembles flous.*  
Thèse de doctorat, L.A.I.H., Université de Valenciennes, 1991.
- [35] **M. Mizumoto, H.J. Zimmermann**  
*Comparison of fuzzy reasoning methods*  
Fuzzy sets and Systems, Vol 8, N°3, pp 253-283, 1982.
- [36] **Arnold Kaufmann**  
Introduction à la théorie des sous-ensembles flous, volume 1. Masson, Paris, 1973.
- [37] **T.M. Guerra, P. Loslever, C. Gomes**  
*Contrôle flou : méthode et élément de réglage*  
C.N.R.S., Rapport du G.R. Automatique 92-1Projet CS & N, 1992.
- [38] **D. Driankov, H. Hellendoorn, M. Reifranck**  
*An introduction to fuzzy control.*  
Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1993.
- [39] **Han-Xiong.Li, H.B. Gatland**  
*Conventional fuzzy control and enhancement.*  
IEEE Transactions on systems, Man and Cybernetics-Part B Cybernetics, Vol 26, N°5, October 1996, pp 791\_797.
- [40] **Han-Xiong.Li, H.B. Gatland**  
*A new methodology for designing a fuzzy logic controller*  
IEEE Transactions On System , Man and cybernetics, Vol 25 N° 3, March 1995.
- [41] **Alberto Cavallo, R. Setola, F. Vaca**  
*Using Matlab, Simulink and control System Toolbox, 1996.*
- [42] **J.S. Roger Jeang, and Ned Gulley**  
*Fuzzy logic toolbox for Use with Matlab The Mathworks Inc, 1995.*
- [43] **Y. Mihoub**  
*Commande Neuro-floue d'une machine asynchrone.*  
Thèse de Magister, USTO, Juin 2002.

- [44] **H. Abdeldjebar, Y. Fatima**  
*Evaluation d'un régulateur PID à paramètres linguistiques dans le contrôle d'un système non linéaire.*  
Thèse d'ingénieur, USTO, 1995.
- [45] **B. Mrozek, Z. Mrozek**  
*Modelling and fuzzy control of DC Drive*  
14<sup>th</sup> European Simulation Multiconférence ESM2000, May 23-26, Ghent, pp 186-190.
- [46] **E.H. Mamdani**  
*Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant*  
Proceedings of IEEE, Vol 121, N°12, pp1585-1588,1974
- [47] **P.M. Larsen**  
*Industrial applications of fuzzy logic control*  
International Journal of Man-Machine studies, Vol 12, N°1, pp 3-10, 1988
- [48] **L.A. Zadeh**  
*Calculus of fuzzy restrictions*  
Fuzzy sets and their applications to Cognitive and Decision Processes, pp 1-40,  
Zadeh, fu, Tanaka, Shimura editors, 1975.