

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



**UNIVERSITE DE M'SILA**  
**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**  
**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME**  
**DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**  
**SPECIALITE: AUTOMATIQUE**

**THEME**

---

***COMMANDE NON-LINEAIRE ROBUSTE D'UNE MACHINE***  
***SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS***

---

**Proposé et dirigé par :**

**- M<sup>r</sup>. BELHAMDI SAAD**

**Présenté par :**

**-LATTOUI SALAH EDDINE**

**Année Universitaire: 2011/2012**

**N° d'ordre : 11**

## *DEDICACE*

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ  
قُلْ إِنْ صَلَاتِي وَنُسُكِي وَمَحْيَايَ وَمَمَاتِي لِلَّهِ رَبِّ الْعَالَمِينَ لَا  
شَرِيكَ لَهُ وَبِذَلِكَ أُمِرْتُ وَأَنَا أَوَّلُ الْمُسْلِمِينَ  
صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمَ

*A. ADEL ET YUCEF*

# Remerciements

---

## Remerciements

*Avant toute chose, je remercie **Dieu** le tout puissant de m'avoir donnée courage, patience et force durant toutes ces années d'étude.*

*Je remercie particulièrement mon promoteur Monsieur **S. Belhamdi** qui m'a donné les bases de mon travail, l'a orienté et l'a suivi avec attention et patience. Et je n'oublie son encouragement et son soutien moral.*

*J'exprime ma reconnaissance à tous les enseignants de département de génie électrique*

*Je remercie Mr **Bendjaima.B**, chef de département*

*Je ne saurais oublier d'exprimer ma gratitude à mes amis ,pour leurs encouragements et leur soutien moral.*

*-lattoui. salah-*

---

## liste des figures

### CHAPITRE I: MODELISATION D'UNE MSAP

Figure [I.1] courbes de désaimantation.....	5
Figure [I.2] : courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.....	7
Figure [I.3] : Structures d'une machine à aimant permanents sans pièces polaires .....	7
Figure [I.4] : Structures d'une machine à aimant permanent avec pièces polaires .....	8
Figure [I.5]: Schéma de la MSAP.....	10
Figure [I.6]: Schéma de la machine synchrone dans le référentiel $(d,q)$ .....	12
Figure [I.7]: Schéma fonctionnel du modèle de Park.....	14
Figure [I.8]: Schéma de l'onduleur de tension alimenté à partir du réseau triphasé.....	15
Figure [I.9]: Schéma du Redresseur à diodes.....	15
Figure [I.10]: Représentation d'un filtre.....	16
Figure [I.11]: Schéma de Principe de l'onduleur de tension.....	17
Figure [I.12]: Schéma synoptique de la commande du premiers bras de l'onduleur.....	18
Figure [I.13]: Schéma de l'ensemble Convertisseur- MSAP.....	19
Figure [I.14]: Réponses de la MSAP sans onduleur à vide.....	20
Figure [I.15]: Réponses de la MSAP sans onduleur en charge .....	21
Figure [I.16]: Réponses de la MSAP avec onduleur à vide.....	23
Figure [I.17]: Réponses de la MSAP avec onduleur en charge .....	24

### CHAPITRE II: COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Figure [II.1]: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	29
Figure [II.2]: Description des couplages.....	30
Figure [II.3]: Découplage par compensation.....	31
Figure [II.4]: Commande découplée.....	31
Figure [II.5]: Boucle de régulation du courant $I_d$ .....	32
Figure [II.6]: Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.....	33
Figure [II.7]: Réponses de la MSAP à vide.....	35
Figure [II.8]: Réponses de la MSAP en charge avec onduleur .....	36
Figure [II.9]: Réponses de la MSAP pour une inversion de vitesse avec onduleur.....	37

---

**CHAPITRE III :COMMANDE PAR MODE DE GLISSANT DE LA MSAP**

<b>Figure [III.1]:</b> Existence du mode de glissement.....	42
<b>Figure [III.2]:</b> Linéarisation exacte de l'écart.....	44
<b>Figure [III.3]:</b> Interprétation de $U_{eq}$ .....	45
<b>Figure [III.4]:</b> Définition de la fonction sign.....	46
<b>Figure [III.5]:</b> Structure de commande de la vitesse pour la MSAP.....	47
<b>Figure [III.6]:</b> Réponses de la MSAP à vide.....	50
<b>Figure [III.7]:</b> Résultats de simulation de la MSAP en charge .....	51
<b>Figure [III.8]:</b> Réponses de la MSAP pour une inversion de vitesse en charge.....	52

**CHAPITRE IV : COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DE LA MSAP**

<b>Figure [IV.1] :</b> Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique...56	56
<b>Figure[IV.2] :</b> Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.....57	57
<b>Figure[IV.3] :</b> Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue.....57	57
<b>Figure[IV.4] :</b> Les Caractéristique d'un sous ensemble flou.....59	59
<b>Figure[IV.5] :</b> Différentes formes de la fonction d'appartenance.....60	60
<b>Figure [IV.6] :</b> Représentation des variables linguistiques.....70	70
<b>Figure [IV.7] :</b> Principe de l'agrégation de deux.....64	64
<b>Figure [IV. 8]:</b> Schéma synoptique d'un régulateur flou.....65	65
<b>Figure [IV. 9]:</b> Centre de gravité de grandeur de sortie.....68	68
<b>Figure [IV. 10]:</b> Schéma bloc de régulation à contrôleur flou.....71	71
<b>Figure [IV. 11]:</b> Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.....72	72
<b>Figure [IV. 12]:</b> Comportement dynamique de la MSAP lors d'un démarrage à vide avec...75 onduleur	75
<b>Figure [IV. 13]:</b> Comportement dynamique de la MSAP en charge avec onduleur.....76	76
<b>Figure [IV. 14]:</b> Comportement dynamique de la MSAP en charge lors d'un changement de consigne de vitesse .....	77
<b>Figure [IV.15]:</b> Comparaison(des couples) au niveau d'application d'une charge.....78	78

---

## **liste des figures et des tableaux**

---

<b>Figure [IV.16]:</b> Comparaison(des vitesse) au niveau d'application d'une charge.....	79
<b>Figure [IV.17]:</b> Comparaison(des couples) au niveau de variation de la vitesse.....	80
<b>Figure [IV.18]:</b> Comparaison(des vitesse) au niveau de variation de la vitesse.....	80

### **LISTE DES TABLEAUX**

<b>Tableau [IV.1]:</b> Tableau récapitulatif.....	62
<b>Tableau [IV.2]:</b> Méthodes usuelles de l'inférence floue.....	66
<b>Tableau [IV.3]:</b> Matrice d'inférence des règles floues.....	73

## symboles

<b>Symboles</b>	<b>signification</b>
a, b, c	Les axes triphasés.
d, q	Les axes biphasés respectivement directe et en quadrature.
$R_s$	la résistance par phase statorique,
$V_a, V_b, V_c$	Les tensions des phases statoriques .
$i_a, i_b, i_c$	Les courants des phases statoriques.
$\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c$	Les flux totaux à travers les bobines statoriques
$V_d, V_q$	Tensions statoriques d'axe direct et en quadratique.
$I_d, I_q$	Courants statoriques d'axe direct et en quadratique
$M_{s0}$	inductance mutuelle entre deux phases statorique,
$L_{s0}$	inductance propre d'une phase statorique.
f	coefficient d'amortissement.
$C_r$	Le couple résistant.
$C_{em}$	Le couple électromagnétique.
j	Le moment d'inertie de la machine tournante.
p:	Le nombre de paires de pôles.
$\omega_r$ :	La vitesse électrique du rotor.
X	Le vecteur de courant, tension ou flux.
$\theta$	La position du rotor.
$L_d$ :	Inductance suivant l'axe d

---

## notations et symboles

---

Symboles	signification
$L_q$	Inductance suivant l'axe q
$\varphi_{sf}$	Flux constant aux aimants permanents.
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de <i>PARK</i> .
$\omega$	Vitesse mécanique du rotor
$U_0$	Tension à l'entrée du l'onduleur.
$U_n$	Commande discontinue non linéaire.
$S$	Surface de glissement.
$B_r$	Induction rémanente.
$H_{cb}$	Champ coercitif de l'induction.
$e$	L'erreur
$\Delta e$	La variation de l'erreur.
$G_e, G\Delta e, G\Delta ce$	Facteurs d'échelles du régulateur flou

---

**LISTE DES ABREVIATIONS**

<b>Abréviations</b>	<b>désignation</b>
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MSAP	Machine synchrone à aimants permanents.
MCC	Machine à courant continu
PI	Proportionnel Intégrale
Park <sup>-1</sup>	transformation de Park inverse
CV	commande vectorielle
CMG	commande par mode glissement
CMGF	commande par mode glissement flou

# *sommaire*

*DEDICACE*

*REMERCIEMENT*

*TABLES DES NOTATIONS ET SYMBOLES*

*LISTE DES FIGURES*

*LISTE DES TABLEAUX*

*INTRODUCTION GENERALE*

## CHAPITRE I: MODELISATION D'UNE MSAP

I.1	Introduction.....	5
I.2	Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents.....	5
I.2.1	Aimants permanents et leurs caractéristiques.....	5
I.2.2	Machines synchrones à aimants permanents.....	7
a.	La machine à pôles lisse.....	7
b.	La machine à pôles saillants.....	8
I.2.3	Les avantages et les inconvénients de la MSAP.....	8
I.2.4	Domaine d'application.....	9
I.3	Modélisation de la MSAP.....	9
I.3.1	Description.....	9
I.3.2	Mise en équations de la machine.....	10
a)	Equations électriques.....	10
b)	Equations magnétiques.....	10
c)	Equation mécanique.....	11
I.3.3	Transformation de Park.....	12
I.4	Modélisation de l'alimentation de la machine.....	14
I.4.1	Modélisation du convertisseur statique.....	14
I.4.1.1	Modélisation du redresseur.....	15
I.4.1.2	- Modélisation du filtre.....	16
I.4.1.3	Modélisation de l'onduleur.....	16
I.4.1.4	Modélisation du convertisseur.....	18
I.5	Les résultats de simulation.....	19
I.5.1	Alimentation par le réseau.....	19

---

# Sommaire

---

I.5.2 Alimentation par un onduleur de tension .....	22
I.6 Conclusion.....	25

## **CHAPITRE II: COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP**

II.1 Introduction.....	27
II.2 commande vectorielle de la MSAP.....	27
II. 2.1 Principe de la commande vectorielle.....	28
II. 2.2 Structure globale de la commande .....	28
II. 2.3 Régulation.....	29
II. 2.4 Découplage .....	30
II .2.5 Détermination des régulateurs de courants.....	32
II .2.6 Détermination du régulateur de vitesse .....	33
II.3 Résultats de simulation.....	34
II.3.1 Commande en vitesse avec onduleur à vide .....	34
II.3.2 Commande en vitesse avec onduleur en charge.....	35
II.3.3 Commande en inversion de la vitesse avec onduleur .....	37
II.4 Conclusion.....	38

## **CHAPITRE III COMMANDE PAR MODE DE GLISSANT DE LA MSAP**

III.1 Introduction.....	40
III.2 Théorie de la commande par mode de glissant .....	40
III.2.1 Système à structure variable .....	40
III.2.2 Bases mathématiques de la commande à structure variable .....	41
III.2.3 Objectif de la commande par mode glissant.....	41
III.2.4 Conditions pour l'existence du mode de glissant .....	42
III.3- Conception de la commande par mode de glissement.....	43
III.3.1 Choix de la surface de glissement .....	43
III.3.2 Etablissement de la condition de la convergence .....	44
III.3.3 Détermination de la loi de commande .....	45
III.3.3.1 Commande équivalente .....	45
III.3.3.2 Commande discontinue de base .....	46
III.4 Application de la CSV à la machine synchrone à aimants permanents .....	46
III.4.1 Stratégie de réglage à trois surfaces .....	47
III.4.2 Résultats de simulation .....	50
III.4.2.1 Réponses de la MSAP à vide .....	50

---

III.4.2.2 Réponses de la MSAP en charge .....	51
III.4.2.3 Commande en inversion de la vitesse .....	52
III.5 conclusion.....	53
<b><u>CHAPITRE IV : COMMANDE PAR MODE DE GLISSANT FLOUE DE LA MSAP</u></b>	
IV.1 Introduction .....	55
IV.2 Historique de la logique floue.....	55
IV.3 la Théorie de la logique floue .....	56
IV.3-1 Définition .....	56
IV.3.2 Ensembles flous.....	57
IV.3.3 Caractéristique d'un sous ensemble flou.....	58
IV.3.4 Fonction d'appartenance.....	59
IV.3.5 Variable linguistique .....	60
IV.4 Opérations sur les ensembles flous .....	61
IV-5 Le raisonnement flou.....	62
IV-5-1 Généralités.....	62
IV.5.2 L'implication floue.....	62
IV.5.3 L'inférence floue.....	62
IV.5.4 Agrégation des règles.....	63
IV.6Commande par logique floue .....	64
IV.6.1 Interface de fuzzification .....	65
IV.6.2 Mécanisme d'inférence flou .....	65
IV.6.3 Stratégie de déffuzzification.....	67
IV.7 Contrôleurs flous usuels .....	69
IV.8 Application de la logique floue à la commande de la MSAP.....	70
IV.8-1 Régulateur de type de Mamdani.....	70
IV.8.2 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse .....	70
IV.8.2.1 Fuzzification .....	72
IV.8.2.2 Inférence .....	72
IV.8.2.3 Traitement numérique de l'inférence.....	73
IV.8.2.4 Déffuzzification .....	74
IV.8.2.4.1 Déffuzzification par centre de gravité.....	74
IV.8.3 Réglage de la vitesse .....	74
IV.8.4 Résultats de simulation de l'association onduleur-MSAP .....	74
IV.8.4.1 Démarrage à vide.....	74

---

# Sommaire

---

I.8.4.2 Réponses de la MSAP en charge.....	76
IV.8.4.3 Changement de consigne.....	77
IV.9: Etude comparative entre les techniques de commande.....	78
IV.9.1 Teste de robustesse à l'application d'une charge.....	78
IV.9.2 Teste de robustesse A la variation de la vitesse .....	79
IV.10 Conclusion.....	81
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>83</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>86</b>
<b>Annexe.....</b>	<b>89</b>

---

# Introduction Général

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées : tant du point de vue de la dynamique de vitesse que de la précision du couple délivré.

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes.

La commande vectorielle est apparue dans le monde industriel grâce au développement de techniques numériques, ce type de commande permis de simplifier le système au maximum et d'obtenir un modèle découplé analogue à celui d'un moteur à CC, avec une seule entrée ce qui facilité la commande de la machine.

La commande par mode glissant qui a été développée en Union soviétique il y a plus de 30 ans, fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Elle possède des avantages incontestables pour les systèmes mal identifiés ou à paramètres variables. Cependant la nature commutant (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, Les contrôleurs par mode glissant diffèrent des contrôleurs simples de relais, c'est-à-dire ils se fondent sur la commutation à grande vitesse parmi les valeurs de commande. Les progrès effectués dans le domaine de l'électronique de puissance ont rendu l'instrument de commutation à grande vitesse pratiquement réalisable. Cette méthode associée aux systèmes à structure variable. Elle permet la commutation directe des organes de commande sans introduire des retards supplémentaires, en outre l'obtention des lois de commande robustes et performantes. [19]

La logique floue, depuis les travaux de Lofti Zadeh, a connu un réel succès non seulement dans la modélisation mais aussi dans la commande de systèmes complexes non linéaires . Des applications utilisant les systèmes flous ont été développées dans plusieurs domaines du génie électrique. Les modèles flous ont la propriété d'approximer n'importe quelle fonction non linéaire et l'autre avantage est qu'il est possible de s'en passer d'un modèle explicite du procédé. Un jeu de règles floues traduit alors le comportement des opérateurs en termes de stratégie de commande. Une telle approche permet d'éviter la phase de modélisation

nécessaire à la mise en œuvre des techniques de synthèse de l'automatique conventionnelle.[14]

Le travail effectué dans ce mémoire est présenté dans les quatre chapitres suivants :

- Le premier chapitre contient deux parties :
  - ✓ Dans la première partie, nous présenterons les différents types d'aimants permanents, et la grande variété des structures des machines à aimants permanents, et à leur principe de fonctionnement.
  - ✓ Dans la deuxième partie, nous présenterons le modèle mathématique du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adopté est basé sur la transformation de Park. Nous présentons ensuite la modélisation des différentes parties du convertisseur statique. La MSAP est alimentée par une source de tension parfaite, puis par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- Le deuxième chapitre présente la commande vectorielle de la MSAP qui nous a permis d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit une dynamique linéaire et du couple.
- Le troisième chapitre est une étude de La commande par mode glissant qui, par sa nature, est une commande non linéaire et s'application au MSAP,
- Le dernier chapitre a pour but de présenter les aspects théoriques de la logique floue et ses applications dans les systèmes de commande. On va aussi construire un régulateur de vitesse à base de la logique floue. Les résultats de simulation obtenus par ce régulateur flou seront comparés à ceux obtenus par La commande mode glissant afin de juger les performances dans les deux cas.

Enfin, une conclusion générale viendra faire le point sur notre travail et mettra en évidence les principaux résultats aux quels nous avons aboutis.

## I.1 Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique. Historiquement, les servomoteurs utilisant des moteurs à courant continu ont assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines outils) [01].

A cet effet, nous avons pris comme point de départ des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents et son modèle mathématique, suivi de la simplification des équations par la transformation de Park, en vue d'une modélisation de la machine synchrone à aimants permanents triphasée en une machine biphasée équivalente. Ceci permet d'en déduire le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents.

Les performances des machines électriques sont fortement liées aux caractéristiques des matériaux qui y sont employés. L'évolution de ces matériaux, notamment les aimants permanents et les matériaux ferromagnétiques, a contribué à l'amélioration des performances des machines électriques [02].

## I.2 Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

### I.2.1 Aimants permanents et leurs caractéristiques

La définition de l'aimant permanent peut se formuler de la manière suivante : «Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique qui possède une aimantation rigide susceptible de créer un champ magnétique extérieur et de maintenir en permanence une force magnétique» [03].

On appelle aimants permanents le corps ont la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente, et qui se désaimantent difficilement lorsqu'ils ont été aimantés[04].

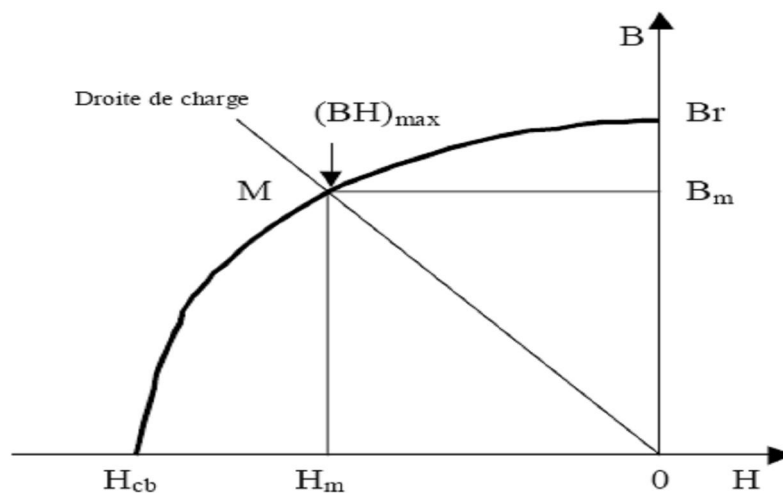


Figure [I.1] courbes de désaimantation

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique d'une machine.

Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B(H) (figure I-1). Cette courbe est caractérisée par :

\*l'induction rémanente  $B_r$  , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé ;

\*le champ coercitif de l'induction  $H_{cb}$  qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable ;

\*le produit d'énergie volumique  $(BH)_{max}$  ;

\*les valeurs  $H_m$  et  $B_m$  du point de fonctionnement optimal M correspondant à  $(BH)_{max}$ .

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres. Comme suit :

**Les ALNICO :** sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes.

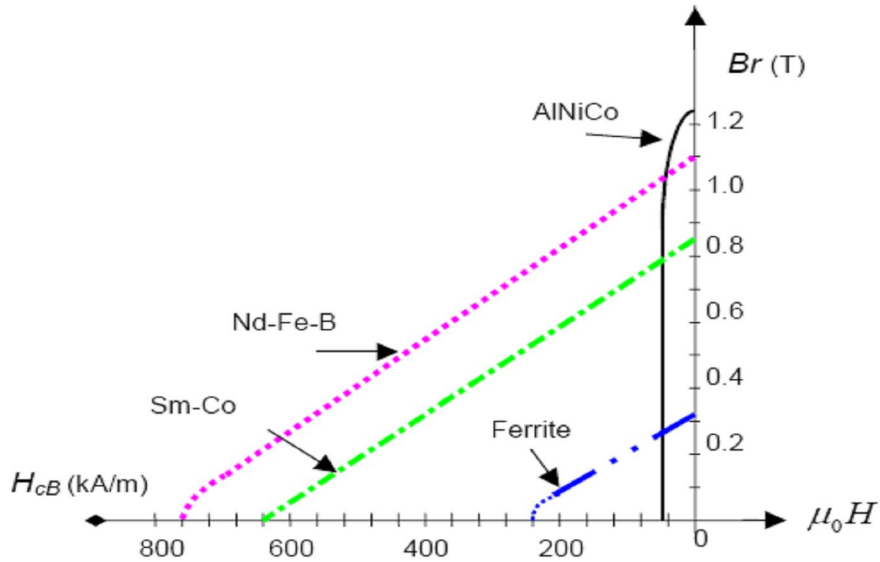
Les aimant ALNICO sont utilisés dans les instruments de mesure ou leur grande stabilité thermique constitue un paramètre essentiel, ainsi que comme capteurs.

**Les ferrites :** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes.

Les aimants ferrites, trouvent l'essentiel de leur application dans les moteurs de faible puissance, utilisés dans l'industrie automobile.

**Les 'terres rares' tels que :**

- les Samarium-Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition. De plus, le cobalt est interdit dans le domaine automobile pour des raisons de normes environnementales.
- Les Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C ) Les aimants de type nd-Fe B sont principalement utilisés dans la micro-informatique et les télécommunications ils constituent en particulier l'élément centrale des actionneurs de têtes de lecture [05].

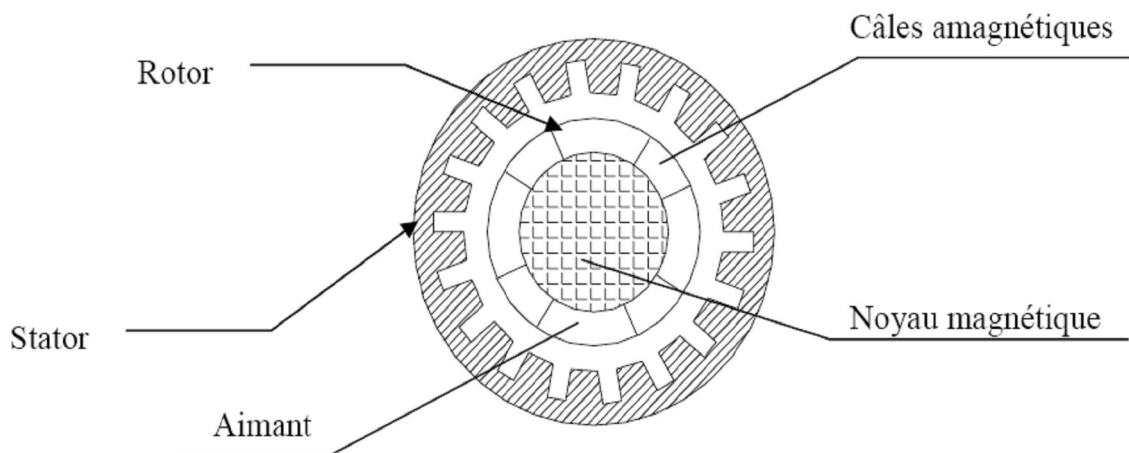


**Figure [I.2] :** courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

### I.2.2 Machines synchrones à aimants permanents :

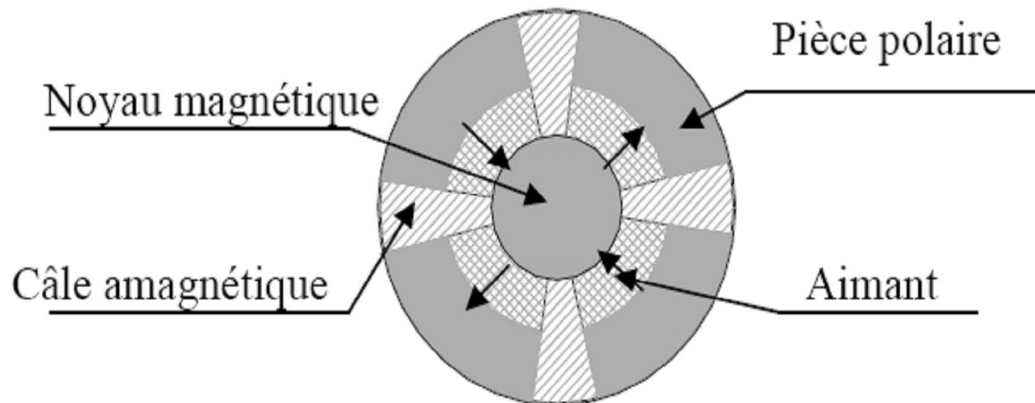
Le moteur synchrone à aimants permanents comporte un stator muni d'un enroulement polyphasé, triphasé dans la plupart des cas, et un rotor muni d'aimants permanents. Selon la manière dont les aimants sont disposés, on distingue deux types de machines [06]:

**a. La machine à pôles lisse :** où les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène. Celle qu'on a choisi pour la suite de ce travail.



**Figure [I.3] :** Structures d'une machine à aimant permanents sans pièces polaires ( pôles lisse )

**b. La machine à pôles saillants** : où les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance [06].



**Figure [I.4]** : Structures d'une machine à aimant permanent avec pièces polaires ( pôles saillants )

Les machines à pièces polaires permettent non seulement d'obtenir un couple massique supérieur à celui obtenu par des machines sans pièces polaires, mais aussi de réduire la quantité d'aimants. Cependant, la variation de la réluctance provenant de l'anisotropie du rotor contribue aussi à la production d'ondulations de couple. Du point de vue structurel, l'effet de saillance peut provenir des pièces polaires accolées aux aimants, ou de la disposition des aimants au rotor (aimants enterrés). En outre, leur commande à couple par ampère maximal est plus complexe[05].

C'est pourquoi, en vue d'une commande permettant de réduire les ondulations de couple de façon active, sans avoir à prendre en compte l'effet de saillance et d'éventuels courants induits au rotor, nous avons choisi une structure sans pièces polaires à aimants permanents montés en surface (pas de couple de saillance).

### I.2.3 Les avantages et les inconvénients de la MSAP

Par rapport aux moteurs asynchrones, les machines à aimants présentent un facteur de puissance plus élevé.

La commande vectorielle du moteur asynchrone est sensiblement plus complexe que celle du moteur synchrone à aimants. En effet, dans le moteur à aimants, le flux rotorique est engendré par les aimants, alors que dans le cas du moteur asynchrone il doit être imposé à partir des grandeurs statorique.

Comparées aux machines synchrones classiques, c'est au niveau du volume de rotor que les machines à aimants sont privilégiées. En effet, elles sont capables d'apporter rusticité et

compacité. De ce fait, les moteurs à aimants s'imposent dans des applications nécessitant des performances dynamiques élevées dans la gamme des faibles et de moyennes puissances. Le principal inconvénient de la machine à aimants est que son flux inducteur est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieure en particulier dans le cas d'inducteur à pôle saillants.

#### **I.2.4 Domaine d'application**

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction[09].

### **I.3 Modélisation de la MSAP**

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique. Il est donc évidemment que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

#### **I.3.1 Description**

Les machines synchrones en général, sont alimentées au stator par des enroulements triphasés et au rotor par une tension continue. Alimentée à fréquence constante, sa vitesse est synchrone avec le champ tournant et ne dépend que de la fréquence de l'alimentation et du nombre de pôles de la machine[07].

Au rotor, la bobine d'excitation peut être remplacée par des aimants permanents. Ce type de machine possède un bon rendement puisque les pertes Joule sont localisées au stator. En outre, la compacité du rotor conduit à un bon rapport couple/inertie, autorisant des accélérations élevées.

Afin de simplifier la modélisation de la machine, les hypothèses suivantes sont adoptées :[02]

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- La distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice créée par les enroulements du stator.
- L'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

On représente ci-dessous le schéma de la MSAP.

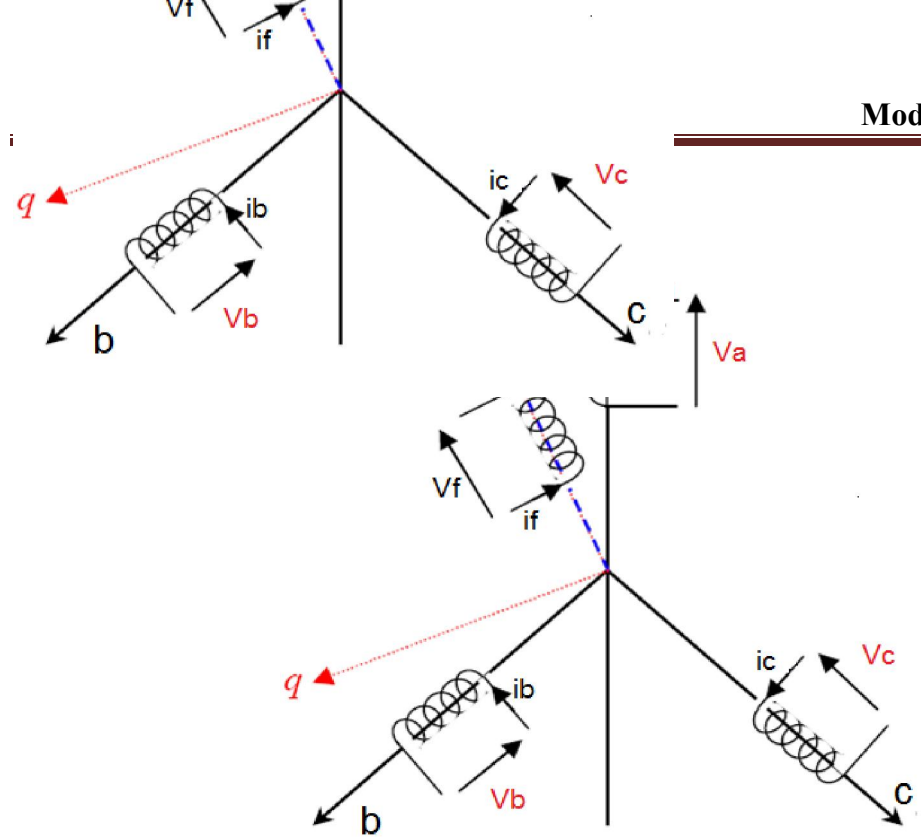


Figure [I.5]: Schéma de la MSAP

### I.3.2 Mise en équations de la machine

La figure (I .5) représente schématiquement la MSAP considérée. Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- les équations électriques ;
- les équations magnétiques ;
- les équations mécaniques.

#### a) Equations électriques

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

Avec:

$R_s$  : la résistance par phase statorique,

$V_a, V_b, V_c$ : Les tensions des phases statoriques .

$i_a, i_b, i_c$ : Les courants des phases statoriques.

$\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c$ : Les flux totaux à travers les bobines statoriques.

#### b) Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad (1.2)$$

La matrice  $[L_s]$  est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans  $[L_{s0}]$  alors que les termes variables dépendant de  $(\theta)$  sont regroupés dans  $[L_{s2}(\theta)]$ . Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (1.3)$$

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{pmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{pmatrix}$$

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{pmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

Où :

$M_{s0}$  : inductance mutuelle entre deux phases statorique,

$L_{s0}$  : inductance propre d'une phase statorique.

$\theta$ : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.  $[M_{sf}] = M_f \begin{pmatrix} \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix}$

### c) Equation mécanique

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} - C_r = j \frac{dw_r}{dt} + f w_r \quad (1.4)$$

Où

$f$ : coefficient d'amortissement.

$C_r$ : Le couple résistant.

$C_{em}$ : Le couple électromagnétique.

$j$  : Le moment d'inertie de la machine tournante.

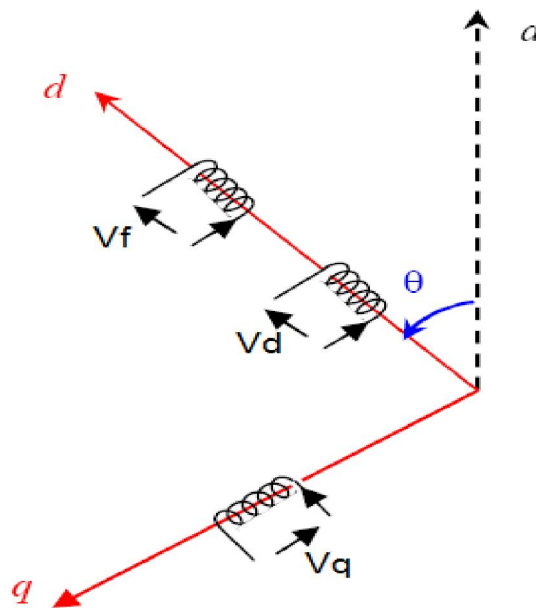
$p$ : Le nombre de paires de pôles.

$w_r$ : La vitesse électrique du rotor.

Les coefficients des équations de la machine étant en fonctions des paramètres( $\theta$ ), l'application de la transformation de Park s'avère nécessaire. Cette transformation appliquée aux courants, tensions et flux permet l'obtention d'équations différentielles à coefficients constants [02].

### I.3.3 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables qui consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois hases à des enroulements orthogonaux ( $d, q$ ), tournant à une vitesse  $w_r$ .



**Figure [I.6]:** Schéma de la machine synchrone dans le référentiel ( $d, q$ )

Le passage des grandeurs statoriques  $X_{abc}$  aux composantes directe et en quadrature  $X_{dq}$  est défini par :

$$\bullet \quad [X_{abc}] = [p(\theta)] [X_{dq0}] \quad (1.5)$$

$$\bullet \quad [X_{dq0}] = [p(\theta)]^{-1} [X_{abc}] \quad (1.6)$$

Où  $[p(\theta)]$  et  $[p(\theta)]^{-1}$  sont les matrices de passage directe et inverse.

$X$ : Le vecteur de courant, tension ou flux.

$\theta$  : La position du rotor.

La matrice de transformation  $[p(\theta)]$  est donnée par:

$$p(\theta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (1.7)$$

La matrice de transformation inverse  $[p(\theta)]^{-1}$  est la suivante:

$$P(\theta)^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \quad (1.8)$$

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer toutes les grandeurs dans un repère lié au rotor. Les équations qui résultent sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \Phi_d - W_r \Phi_q \end{array} \right. \quad (1.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \Phi_q + W_r \Phi_d \end{array} \right. \quad (1.10)$$

Avec:

$R_s$ : résistance par phase statorique

$L_d$ : Inductance suivant l'axe d

$L_q$ : Inductance suivant l'axe q

$W_r$  Pulsation des tensions et des courants triphasés

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

Sur l'axe d :

$$\Phi_d = L_d i_d + \Phi_{sf} \quad (1.11)$$

Sur l'axe q :

$$\Phi_q = L_q i_q \quad (1.12)$$

En remplaçant les expressions des flux  $\Phi_d$  et  $\Phi_q$  dans le système (1.7), (1.8) nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - W_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + W_r (L_d i_d + \Phi_{sf}) \end{array} \right. \quad (1.13)$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \Phi_{sf}] \quad (1.14)$$

Pour une machine à pôles lisses ( $L_d = L_q$ ) l'équation (1.14) devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p i_q \Phi_{sf} \quad (1.15)$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la figure (I.7).

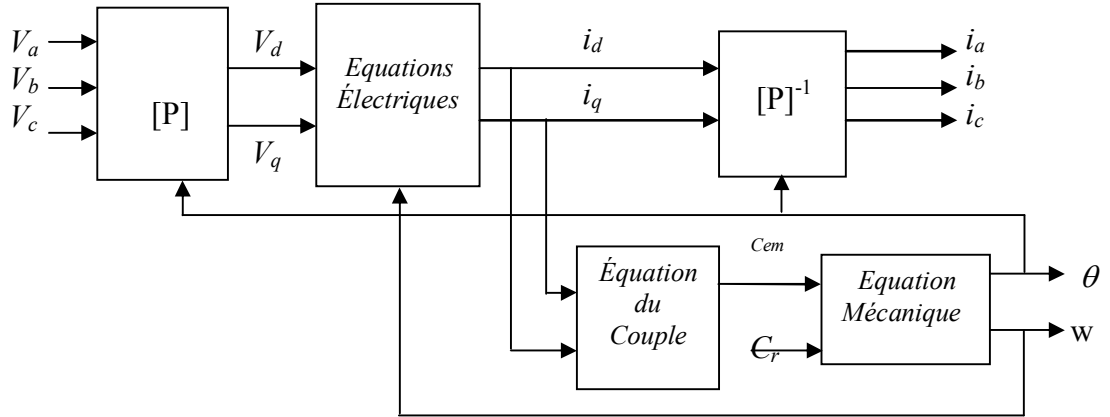


Figure [I.7]:: Schéma fonctionnel du modèle de Park

#### I.4 Modélisation de l'alimentation de la machine

L'alimentation par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI), s'avère d'un grand intérêt pour la commande des machines électriques. En effet elle permet le réglage en amplitude et en fréquence de la tension d'alimentation et de repousser les harmoniques vers des rangs plus élevés [07].

##### I.4.1 Modélisation du convertisseur statique

Le convertisseur statique est utilisé généralement pour transformer l'alimentation à fréquence et amplitude fixes en une autre à fréquence et amplitude variables. Il se constitue de trois étages : un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable. Pour réduire l'effet des harmoniques, qui gênent le fonctionnement de la machine, l'onduleur est commandé par une des techniques de modulation de largeur d'impulsions (MLI). La structure générale de l'alimentation est donnée à la (figure (I.8)).

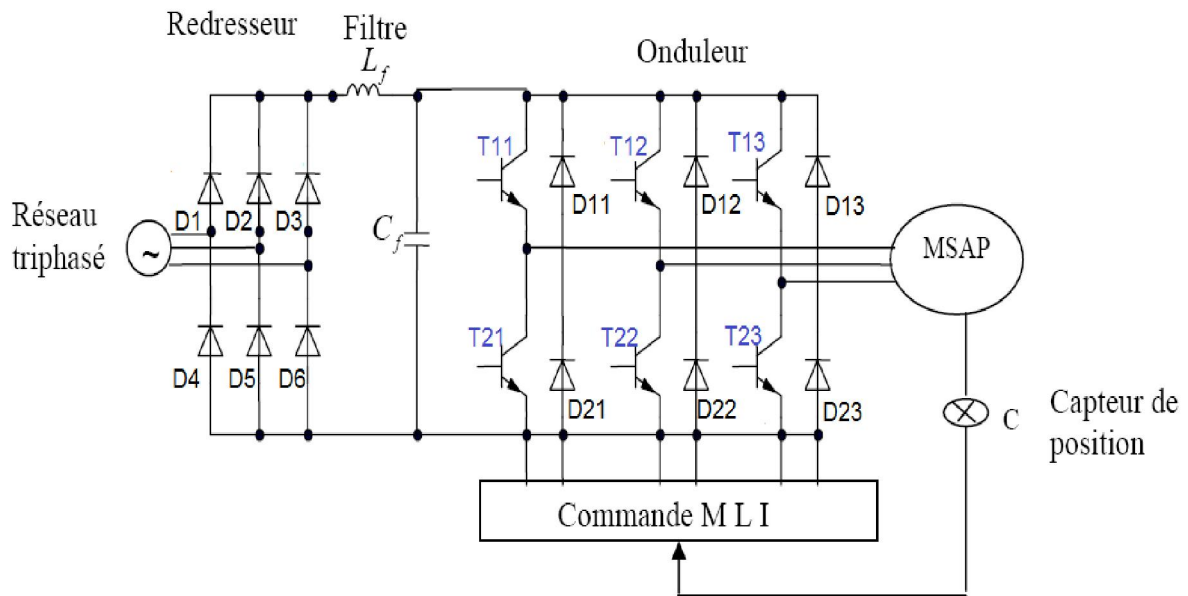


Figure [I.8]: Schéma de l'onduleur de tension alimenté à partir du réseau triphasé

#### I.4.1.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un pont en Graetz à six diodes qui convertie une tension alternative à l'entrée à une tension continue à la sortie, il est représenté par la figure (I.9)

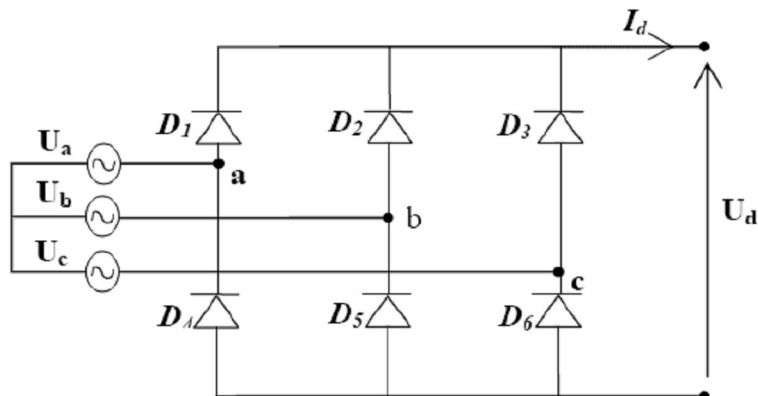


Figure [I.9]: Schéma du Redresseur à diodes

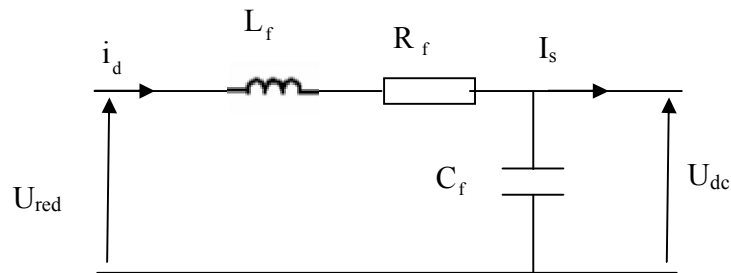
Ce redresseur comporte trois diodes  $D_1, D_2, D_3$  à cathode commune assurant l'aller du courant  $I_d$  trois diodes  $D_4, D_5, D_6$  à anode commune assurant le retour du courant ( $I_d$ ). Si on

suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension , la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit [08].

$$U_{red}(t)=\max[U_a(t) ,U_b (t), U_c (t) ]-\min [U_a(t) ,U_b (t), U_c (t) ] \quad (1.16)$$

**I.4.1.2 - Modélisation du filtre**

Le filtre est constitué par une inductance (L<sub>f</sub>) en série avec une capacité (C<sub>f</sub>) en parallèle comme il est représenté à la figure (I.10)



**Figure [I.10]:** Representation d'un filtre.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_f} (U_{red} - U_{dc}) - \frac{R_f}{L_f} i_d \\ \frac{d}{dt} U_{dc} = \frac{1}{C_f} i_c = \frac{1}{C_f} (i_d - i_0) \end{cases} \quad (1.17)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par

$$F(s) = \frac{U_{d.c}(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (1.18)$$

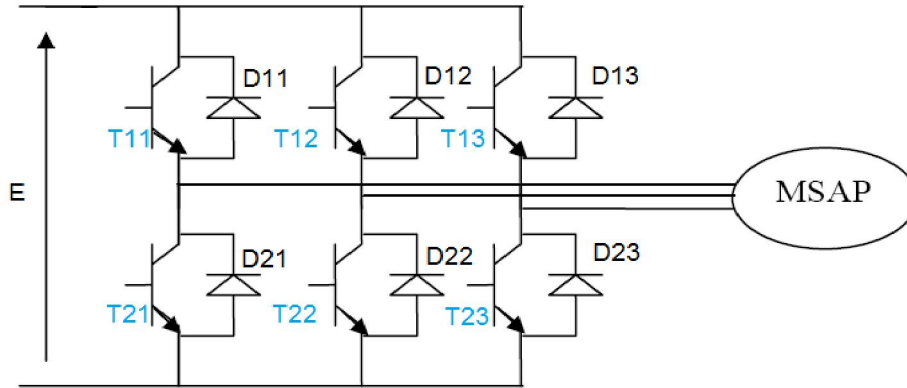
C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (1.19)$$

**I.4.1.3 Modélisation de l'onduleur :**

L'onduleur est un convertisseur statique utilisé généralement pour transformer l'alimentation à fréquence et amplitude fixes en une autre à fréquence et amplitude

variables. La figure (I.11) représente le schéma de principe d'un onduleur, composé de six transistors ( $T_{11}, T_{12}, T_{13}, T_{21}, T_{22}, T_{23}$ ), shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération ( $D_{11}, D_{12}, D_{13}, D_{21}, D_{22}, D_{23}$ ). Les semi-conducteurs de l'onduleur sont considérés comme des éléments idéalisés.



**Figure [I.11]:** Schéma de Principe de l'onduleur de tension

A fin de simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion  $F_j$  ( $j=1,2,3$ ).

Nous définissons les fonctions logiques comme suit :

$F_j = 1$  si  $T_i$  est fermé et  $T'_i$  ouvert

$F_j = 0$  si  $T'_i$  est fermé et  $T_i$  ouvert

Les tensions de lignes aiguillées par l'onduleur sont alors :

$$U_{ab} = V_a - V_b = E (F_1 - F_2)$$

$$U_{bc} = V_b - V_c = E (F_2 - F_3) \tag{1.20}$$

$$U_{ca} = V_c - V_a = E (F_3 - F_1)$$

Du fait que les enroulements du stator de la machine sont à neutre isolé, les tensions de phase vérifient la relation :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \tag{1.21}$$

En tenant compte des deux relations (1.20) et (1.21), on obtient les tensions simples suivantes

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_f}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b = \frac{U_f}{3}(-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c = \frac{U_f}{3}(-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{cases} \quad (1.22)$$

les tensions simples sont comme suit :

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \frac{E}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \quad (1.23)$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques  $F_j$  . Celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur. Le principe de ce contrôle par hystérésis de courant consiste à maintenir les courants réels à l'intérieur d'une bande, de largeur donnée, centrée autour des courants de référence. Une comparaison permanente est faite entre les courants réels et les courants de référence. Les sorties des comparateurs représentent la logique de commande des interrupteurs (figures I.12)

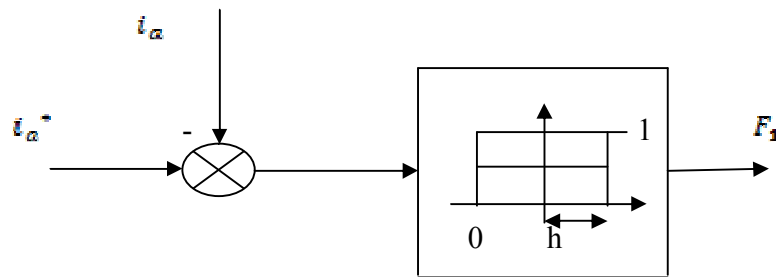
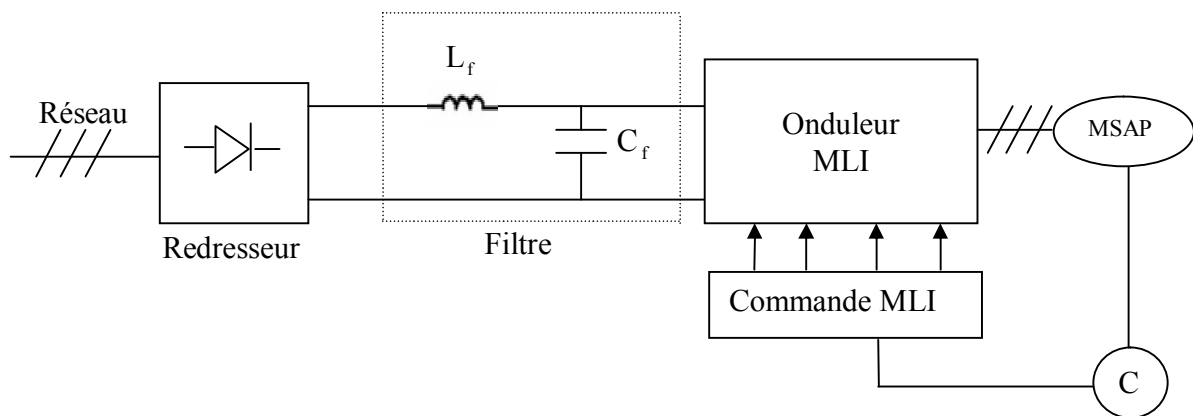


Figure [I.12]: Schéma synoptique de la commande du premiers bras de l'onduleur

#### I.4.1.4 Modélisation du convertisseur

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif à vitesse variable où la fréquence d'alimentation est délivrée par un convertisseur statique asservi à partir de la position du rotor. Pour cela, un capteur de position est placé pour capter la position du rotor. La MSAP est alimentée par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsions

(MLI). L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir d'une tension via un redresseur à diodes et un filtre LC Figure (I.13).



**Figure [I.13]:** Schéma de l'ensemble Convertisseur- MSAP

## I.5 Les résultats de simulation

Pour réaliser la simulation nous traduisons le modèle mathématique de la machine utilisant les blocs de simulation par le logiciel **Matlab/Simulink** les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe.

### I.5.1 Alimentation par le réseau

La figure (I-14) présente les résultats de la simulation de la MSAP pour un fonctionnement à vide.

Nous remarquons que la vitesse de rotation se stabilise à la valeur de (157) rad/sec au bout d'un temps de (0.65s) environ, qui est un temps de réponse.

Le couple électromagnétique présente une allure identique à celle du courant d'axe 'q' du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs. Sa valeur de crête est de (0.81N.m) et se stabilise à une valeur de (0.12 N.m), qui compense les pertes par frottement (couple à vide).

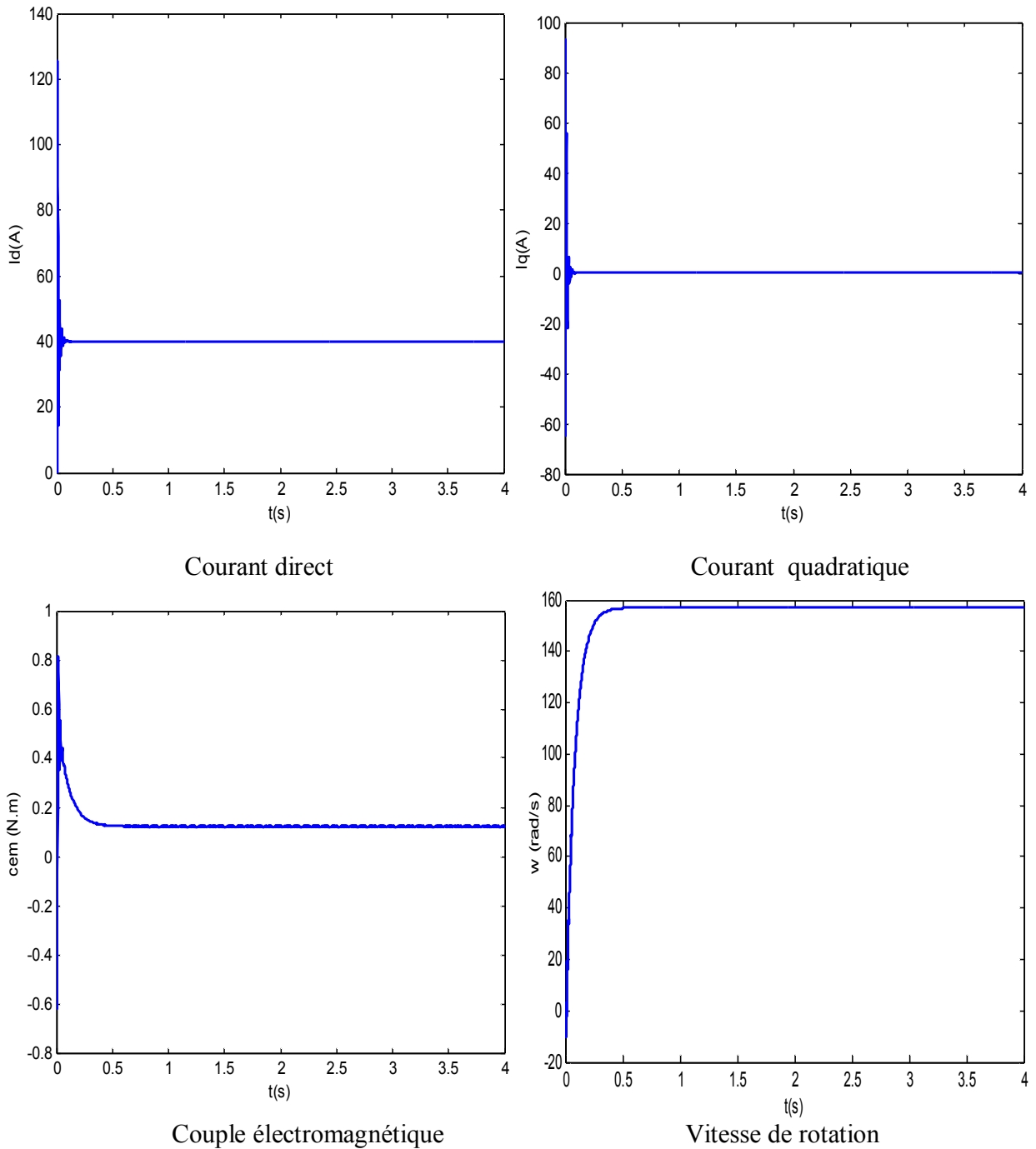
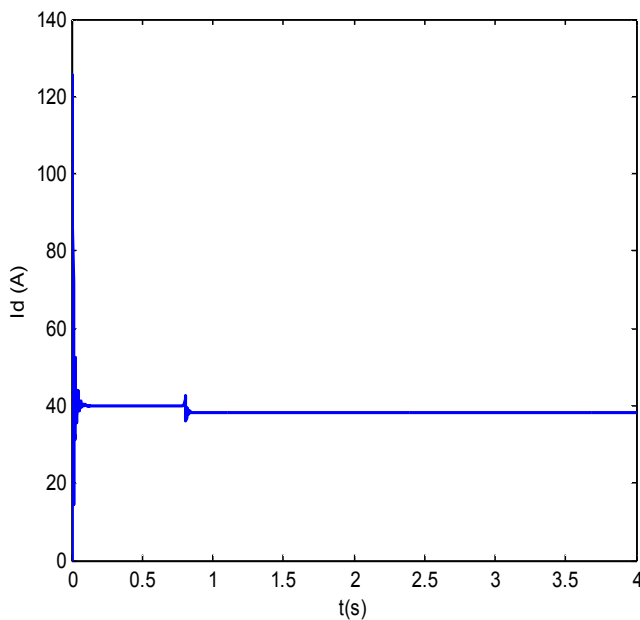


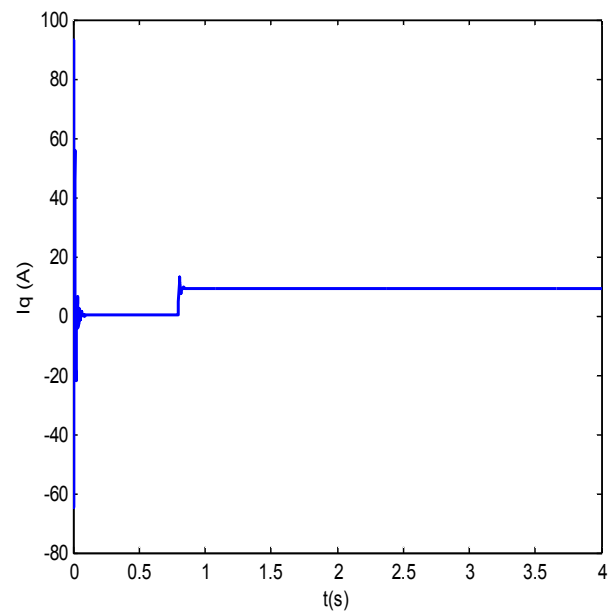
Figure [I.14]: Réponses de la MSAP sans onduleur à vide

La figure (I.15) présente les résultats de simulation de la machine synchrone à aimants permanents couplée directement au réseau, lors d'un démarrage en charge. On constate bien que la vitesse présente des oscillations dans le régime transitoire puis se stabilise à une valeur proche de (157 rad/s). au bout d'un temps de (0.65 s) environ, qui est un temps de réponse assez élevé pour certaines applications

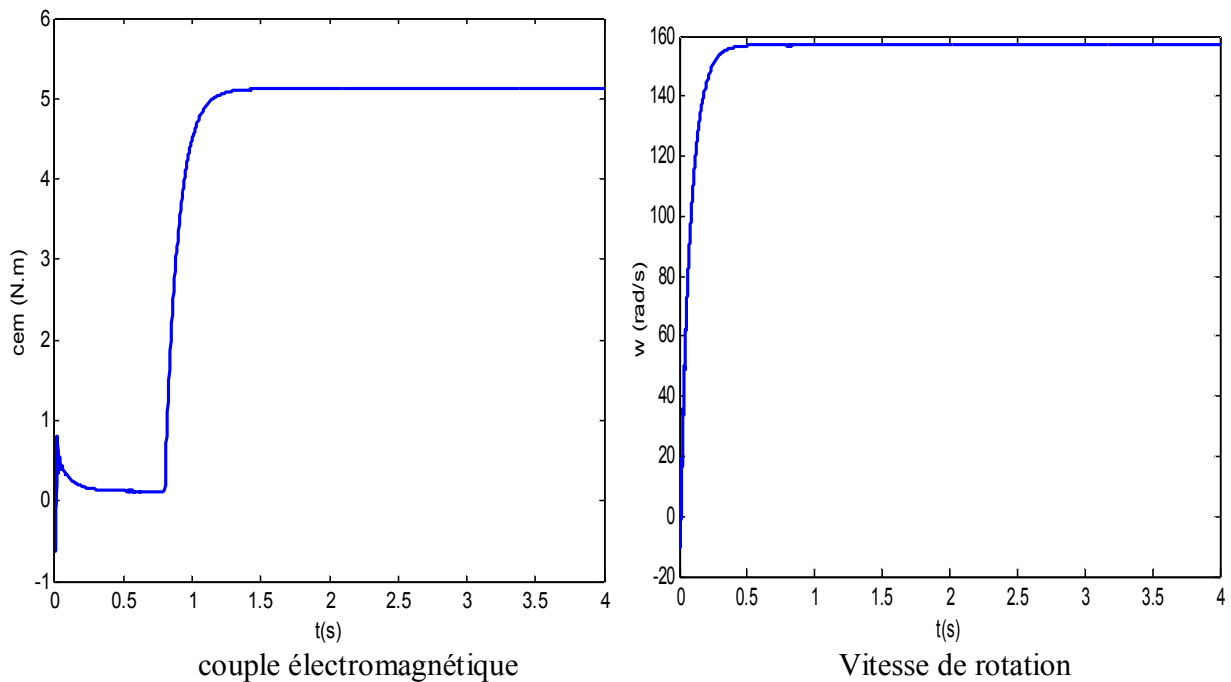
Le démarrage en charge de la machine synchrone à aimants permanents, engendre des pics de courants assez importants. Ces courants vont se stabiliser à leurs valeurs nominales en régime permanent. L'allure du couple électromagnétique, présente lors du démarrage des pulsations très importantes ; Sa valeur de crête est de (0.81N.m) et se stabilise à une valeur de (5.12 N.m) qui compense le couple de charge appliqué.



Courant direct



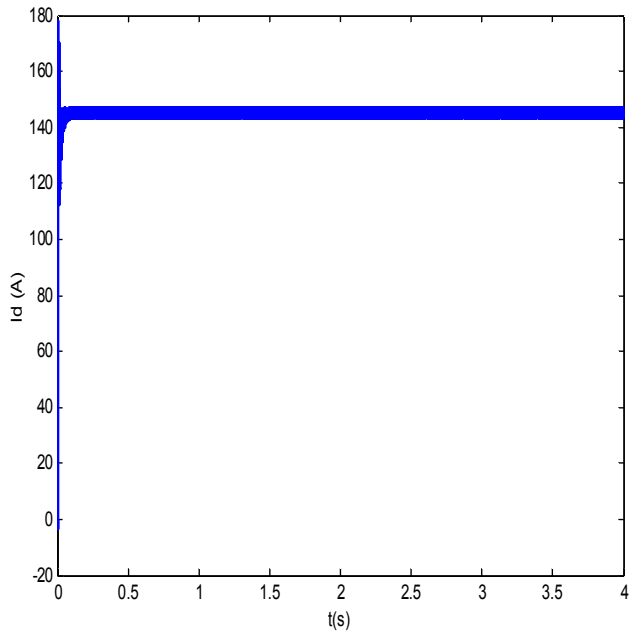
Courant quadratique



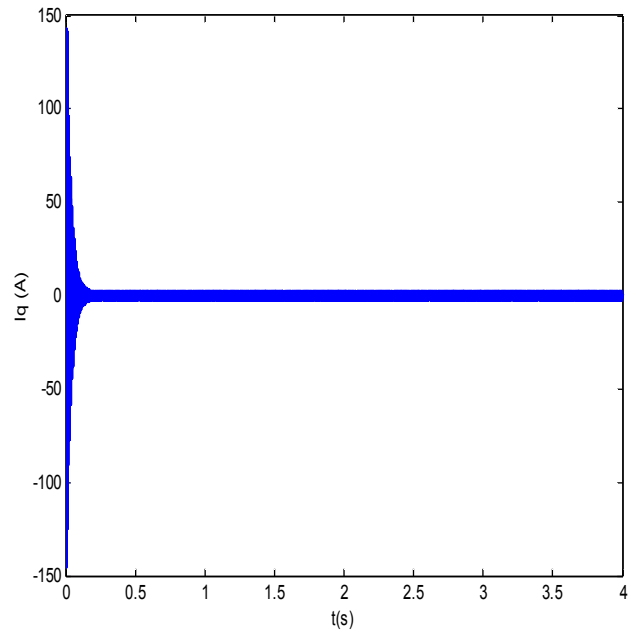
**Figure [I.15]:** Réponses de la MSAP sans onduleur en charge avec ( $C_r=5$  N.m à  $t=0.8$  s)

### I.5.2 Alimentation par un onduleur de tension

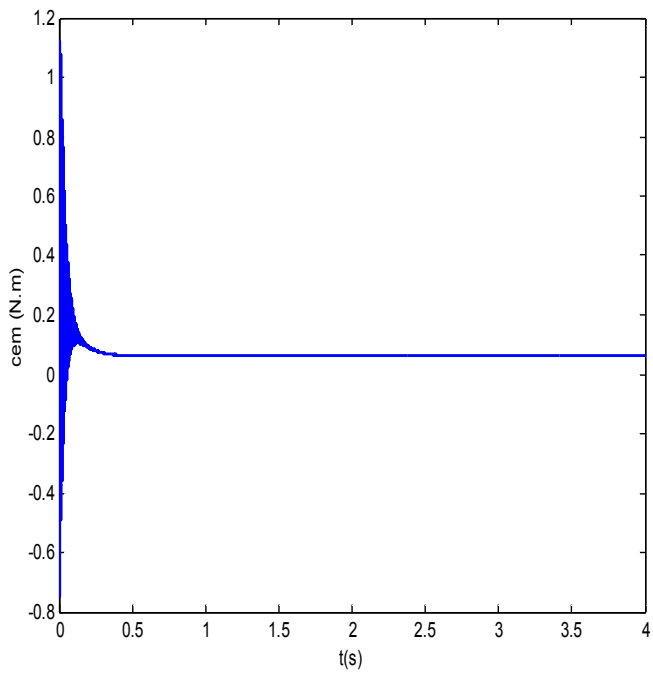
Nous avons simulé l'association convertisseur statique-MSAP, pour un fonctionnement à vide puis en charge. L'onduleur est commandé par la technique de modulation triangulo-sinusoidale. La comparaison de ces figures (I-16) et (I-17) avec celles obtenues avec le modèle de la machine alimentée par un système de tensions sinusoidales montre une ressemblance dans l'allure; cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour des valeurs moyennes.



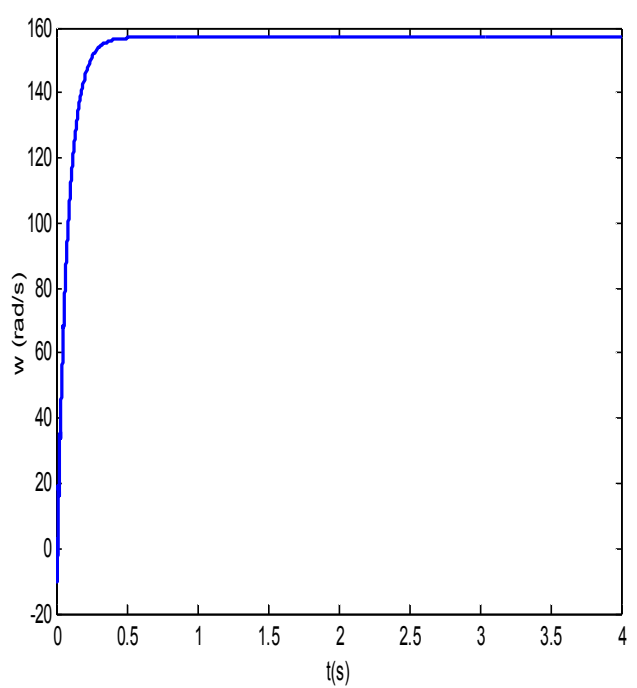
Courant direct



Courant quadratique

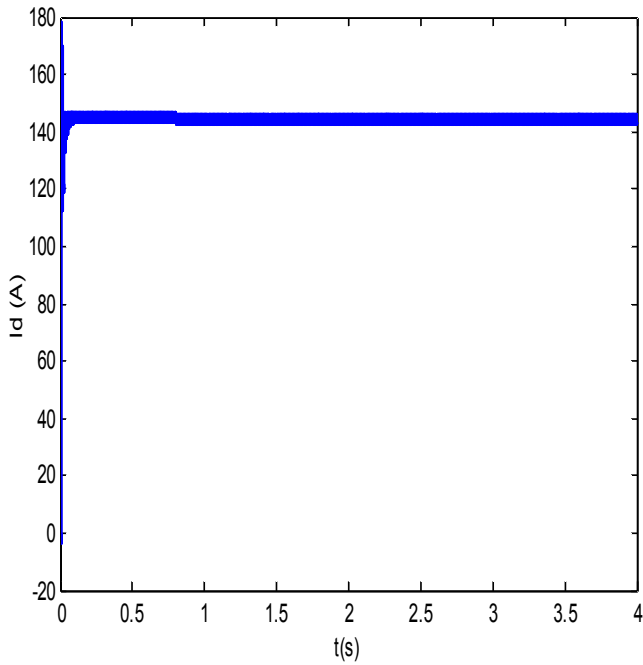


Couple électromagnétique

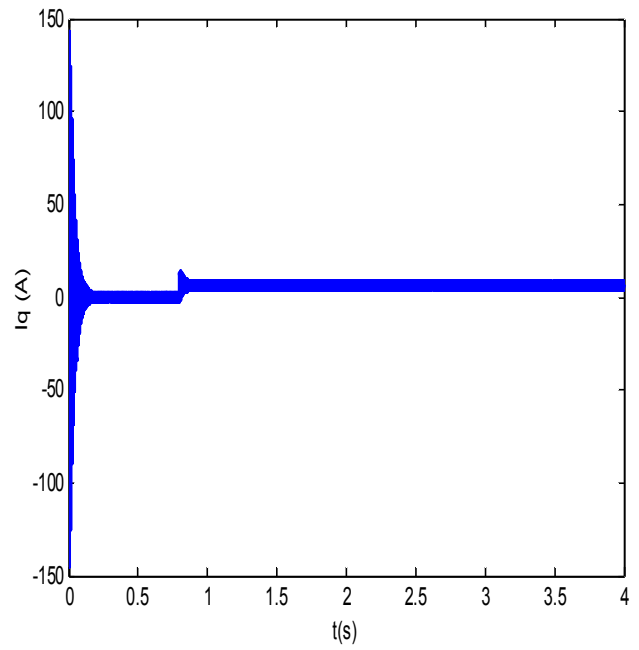


Vitesse de rotation

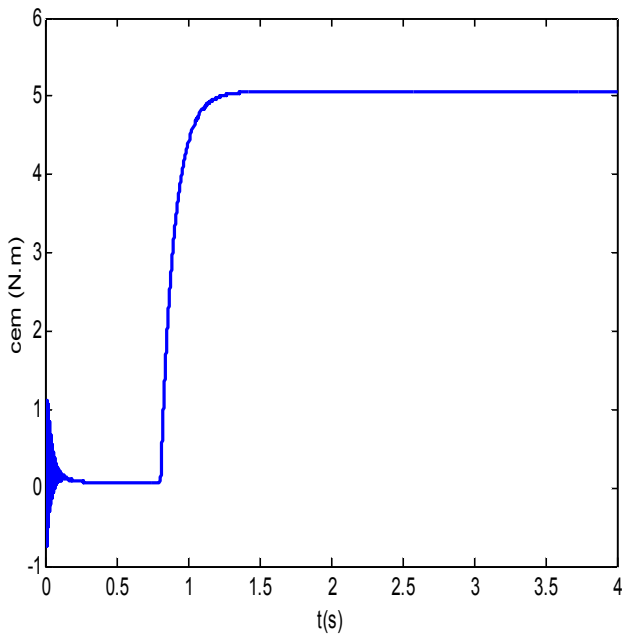
Figure [I.16]: Réponses de la MSAP avec onduleur à vide



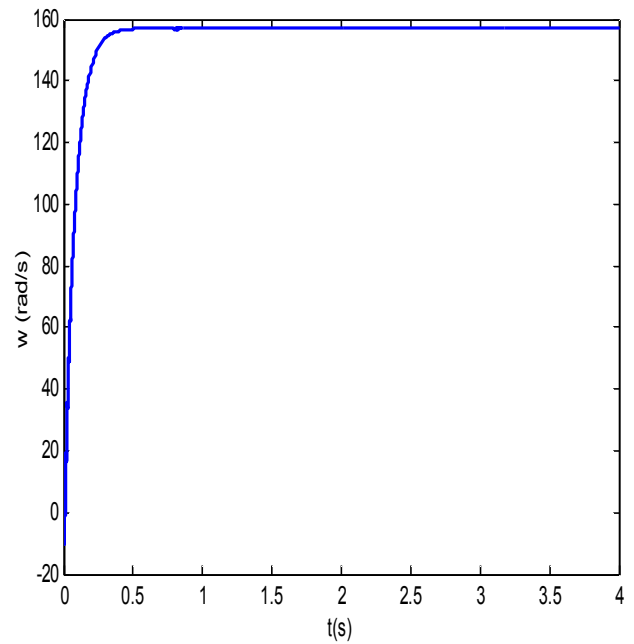
Courant direct



Courant quadratique



Couple électromagnétique



Vitesse de rotation

Figure [I.17]: Réponses de la MSAP avec onduleur en charge avec ( $C_r=5$  N.m à  $t=0.8$  s)

## I.6 Conclusion

Le but de ce chapitre est de valider le modèle de la machine synchrone alimenté par le réseau, ainsi que le modèle de l'onduleur de tension.

On a présenté , le modèle de la machine synchrone à aimants permanents triphasé alimenté en tension et le modèle de Park (biphasé) équivalent. Sachant que la commande de la machine impose que celle-ci soit soumise à des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude variable. Le convertisseur de tension permet d'imposer un système de tensions triphasées, obtenues à partir d'une tension continue d'entrée. A partir de ces résultats, on remarque que les performances ne sont pas bon suite à l'application de la charge avec et sans onduleur de tension, malgré l'apport de la transformation de Park dans le sens où le modèle devient plus simple et les non linéarités réduites.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on applique la commande vectorielle dans le chapitre suivant.

## II.1 Introduction

Dans un entraînement à vitesse variable, le moteur constitue un élément de la boucle de régulation. Il est donc nécessaire de prendre en compte son comportement dynamique.

Suivant le niveau des performances demandées par l'utilisation, on sera amené à considérer un modèle de la machine plus ou moins complexe adapté au type de commande choisie [10].

Lorsque les performances dynamiques demandées ne sont pas trop contraignantes (variation du couple électromagnétique assez faible), ce qui est le cas des entraînements de pompes, ventilateurs, compresseurs, ..., on peut utiliser des commandes relativement simples (commandes scalaire par exemple).

Lorsqu'on est plus exigeant sur les performances dynamiques, ce qui est le cas des machines-outils, des appareils de levage, des entraînements de laminoirs, ... etc., il est nécessaire de maîtriser le couple à faible vitesse et pendant les régimes transitoires. On utilise alors des commandes dites "vectorielles" où à "orientation de flux" qui permettent de contrôler les courants statoriques et rotoriques et donc le couple [10].

Ces commandes, a été proposée en 1971 par Blaschke. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple par orientation du flux selon l'axe directe du repère (d, q). Par la suite on s'intéresse à l'étude de la commande vectorielle de la MSAP [02].

## II.2 Commande vectorielle de la MSAP

Le développement des nouvelles technologies des semi-conducteurs et des convertisseurs statiques a permis de fonctionner à des fréquences de commutation très élevée et, par conséquent, une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, des calculateurs puissants ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, en régime transitoire qu'en régime permanent [10].

Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes (d et q) Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant

Afin de contrôler le couple d'une machine synchrone à aimants permanents, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant. Ceci est possible en contrôlant instantanément son

amplitude et son retard par rapport à la F.e.m, ou bien ces composantes suivant l'axe direct et l'axe en quadrature [10].

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant:

- La première consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence : c'est le contrôle direct
- La deuxième exige la connaissance du modèle de la machine et permet, en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références, de déterminer les tensions de références d'une commande MLI d'un onduleur de tension alimentant la machine. [12].

### II. 2.1 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle de la machine synchrone consiste à orienter le vecteur courant et le vecteur flux afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit de placer le référentiel (d, q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante. La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à aimants en une machine équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée du point de vue couple, pour permettre un découplage entre le couple et le flux. Par conséquent, l'expression du couple montre que pour le contrôler, il faut contrôler les courants  $i_d$  et  $i_q$ [02].

Les variables d'état dans l'équation du couple (2.1) sont les courants direct et en quadrature  $i_d$  et  $i_q$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \Phi_{sf}] \quad (2.1)$$

Dans le cas d'une machine à pôles lisses  $L_d=L_q$  le couple est maximale pour une valeur de  $i_d=0$ , Nous contrôlons le couple uniquement par la composante  $i_q$ . On règle ainsi la vitesse par la composante  $i_q$ .

### II. 2.2 Structure globale de la commande

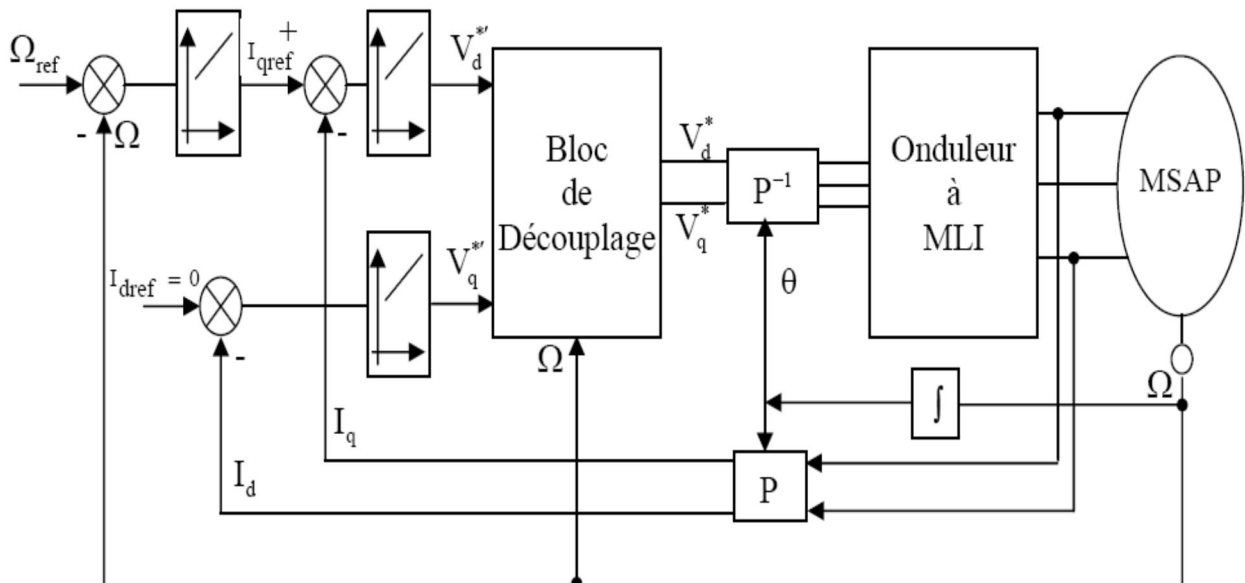
La figure (II-1) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

La référence du courant direct  $I_{dref}$  est fixe et la sortie du régulateur de vitesse  $I_{qref}$  constitue la consigne de couple  $C_e^*$ . Les références des courants  $I_{dref}$  et  $I_{qref}$  sont comparées séparément avec les courants réels de la machine  $I_d$  et  $I_q$ .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type **PI**. Un bloc de découplage génère les tensions de références  $V_d^*, V_q^*$ .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant  $I_{qref}$ . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant  $I_{dref}$  est imposé nul dans notre cas.

Les sorties de la régulation des courants  $I_d$  et  $I_q$ , après passage dans le repère (a, b, c), servent de références de tensions ( $V_a^*, V_b^*, V_c^*$ ) pour la commande de l'onduleur à **MLI**.



**Figure [II.1]:** Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

### II. 2.3 Régulation:

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôleur PI qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle de point de vue (stabilité, précision, rapidité).

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis [13], à savoir :

- ✓ Précision en poursuite.
- ✓ Précision en régulation :
  - Temps de montée.
  - Temps de réponse.
  - Dépassement.
  - Stabilité.
- ✓ Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie).
- ✓ Sensibilité à la variation de paramètres

A partir de ce point, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander [14].

**II. 2.4 Découplage**

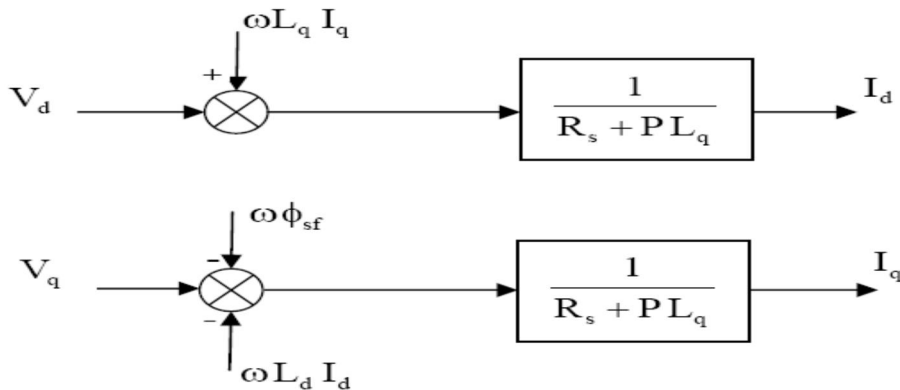
L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q [15].

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [15].

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent:

$$\begin{aligned} V_d &= (R_s + PL_d)I_d - \omega L_q I_q \\ V_q &= (R_s + PL_q)I_q - \omega L_d I_d + \Phi_{sf} \end{aligned} \tag{2.2}$$

La figure (II-2) représente le couplage entre les axes d et q



**Figure [II.2]:** Description des couplages.

A partir des équations (2-2), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions (figure II-4). Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$V_d = V'_d + e_d$$

$$e_d = -wL_q I_q \tag{2.3}$$

Alors: 
$$\frac{I_d}{V'_d} = \frac{1}{R_s + pL_d} \tag{2.4}$$

La perturbation  $e_d$  est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$V_q = V'_q + e_q$$

$$e_q = wL_d I_d + w \Phi_{sf} \tag{2.5}$$

De la même façon, le terme  $e_d$  ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_q}{V'_q} = \frac{1}{R_s + pL_q} \tag{2.6}$$

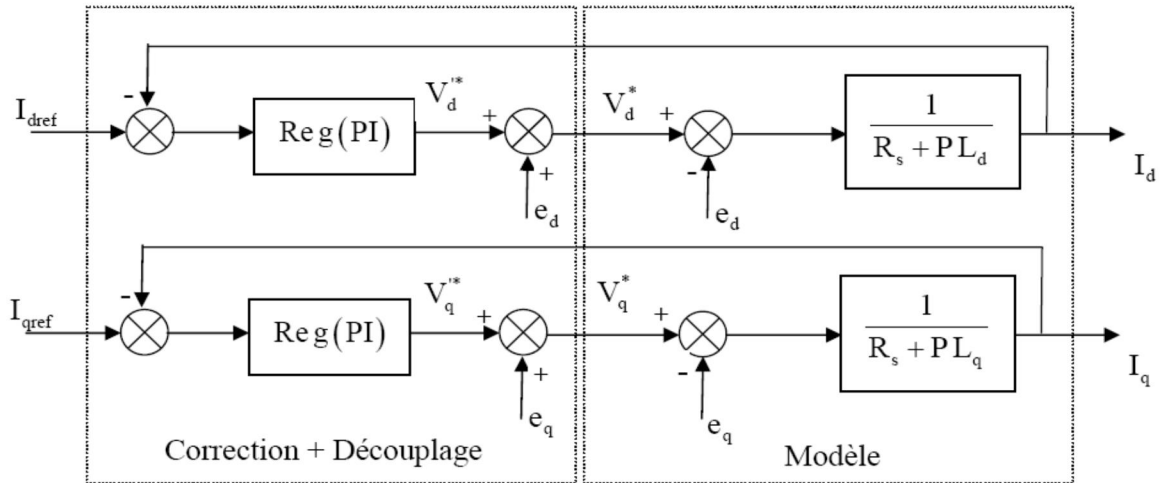


Figure [II.3]: Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées

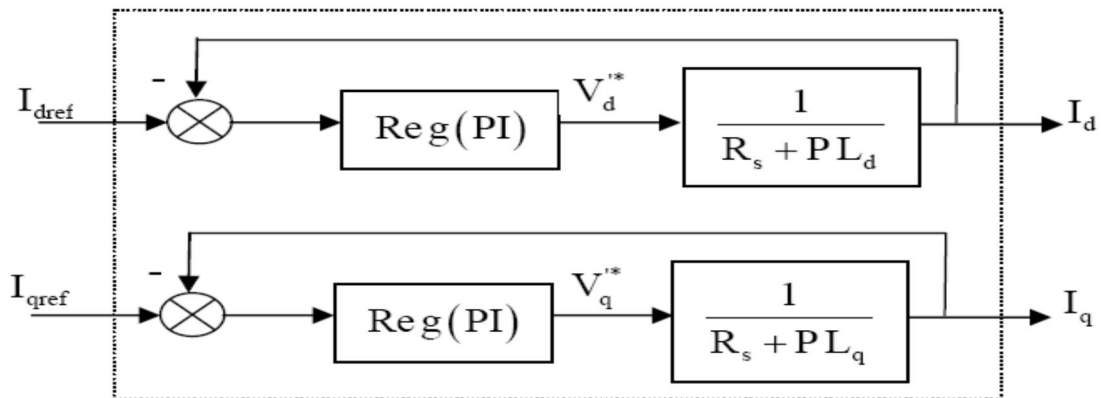


Figure [II.4]: Commande découplée.

### II.2.5 Détermination des régulateurs de courants

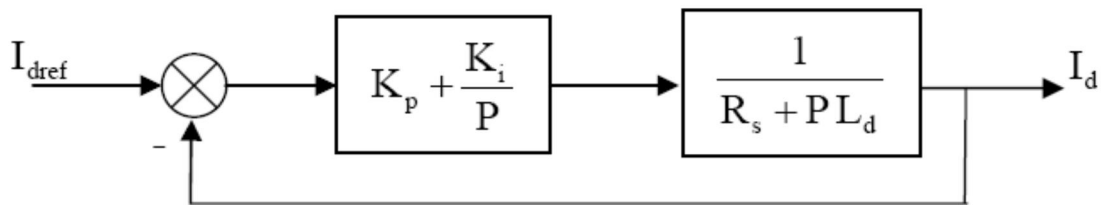
Les structures des régulateurs sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités, il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse et le couple, il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires. Les plus importantes concernent les protections.

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus.

Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en oeuvre.

Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions **PID** (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur **PI** (proportionnel – intégral). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée, l'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [15].

Le système présente donc pour la régulation de  $I_d$  un schéma bloc selon la figure (II-6).



**Figure [II.5]:** Boucle de régulation du courant  $I_d$

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant.  $I_q$

La fonction de transfert en boucle ouverte  $F_{bo(0)}$  est :

$$F_{bo}(p) = \left( K_p + \frac{k_i}{p} \right) \left( \frac{1}{R_s + pL_d} \right) \quad (2.7)$$

Compensons le pôle  $\frac{L_d}{R_s}$  par  $\frac{K_p}{K_I}$  ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_p}{K_I} = \frac{L_d}{R_s} \quad (2.8)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F_{bo}(p) = \frac{K_I}{PR_s} \quad (2.9)$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de type (1er ordre) avec une constante de temps:

$$\tau_{bf} = \frac{R_s}{K_i}$$

$$F_{bf} = \frac{1}{\frac{R_s}{K_i} p + 1} \tag{2.10}$$

L'action intégrale du **PI** est obtenue comme suit:

$$K_i = \frac{R_s}{\tau_{bf}}$$

Si l'on choisit le temps de réponse  $t_{rep} = 3 \tau_{bf}$

On a

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p = \frac{1}{Jp + f} \\ K_i = \frac{3R_s}{t_{rep}} \end{array} \right. \tag{2.11}$$

### II .2.6 Détermination du régulateur de vitesse

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la conception du contrôle de vitesse. Ainsi, le réglage peut être envisagé suivant le schéma fonctionnel (figure II-6) où le régulateur adopté est un régulateur IP [10].

On a :

$$\Omega(p) = \frac{1}{Jp + f} [C_e(p) - C_r(p)]$$

Avec:

$$C_e(p) = p\Phi_{sf} I_{qref} = K_t I_{qref} \tag{2.12}$$

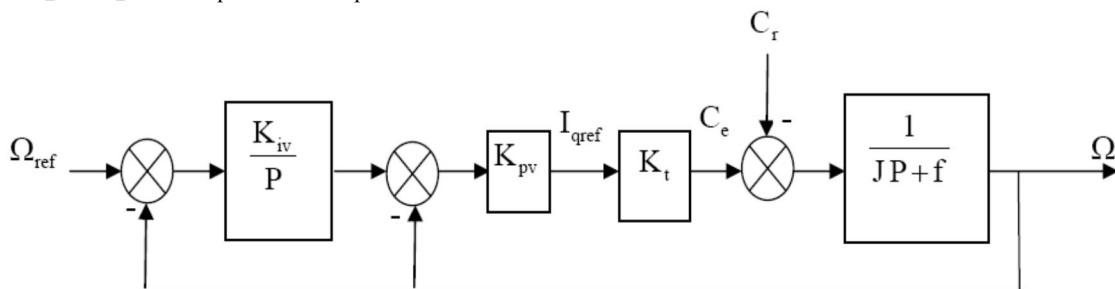


Figure [II.6]: Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.

Avec:

$K_{pv}, K_{iv}$  Coefficients du régulateur IP

$$K_t = p \Phi_{sf}$$

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on dispose d'une fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne sous la forme :

$$F_{bf}(p) = \frac{W_0^2}{p^2 + 2\zeta W_0 p + W_0^2} \quad (2.13)$$

Avec:

$$\begin{cases} W_0 = \sqrt{\frac{K_{pv} K_t K_{iv}}{J}} \\ 2\zeta W_0 = \frac{f}{J} + \frac{K_{pv} K_t}{J} \end{cases} \quad (2.14)$$

### II.3 Résultats de simulation

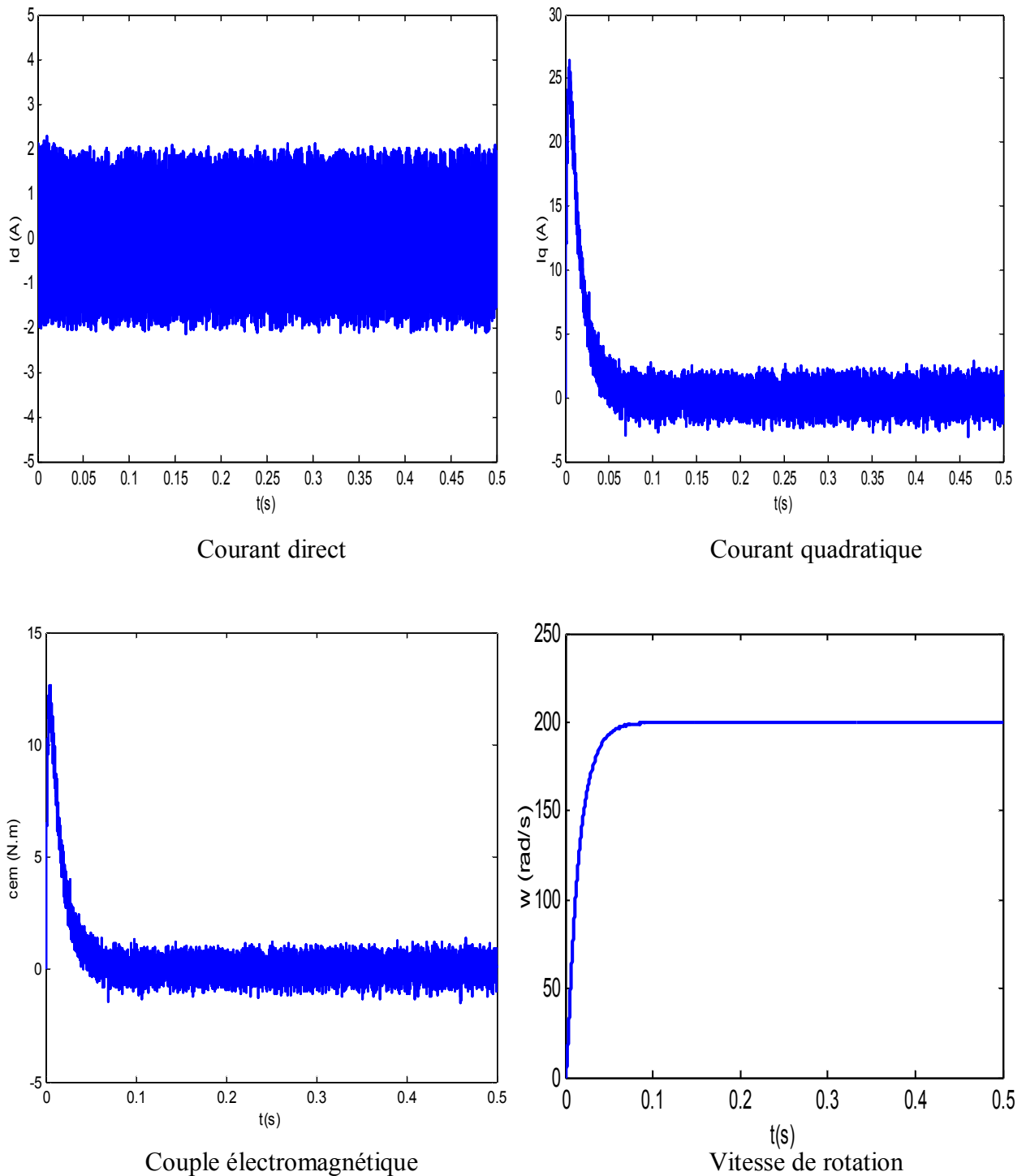
Nous avons testé en simulation la loi de commande vectorielle de la vitesse sur la MSAP.

Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

#### II.3.1 Commande en vitesse avec onduleur à vide

On remarque d'après la Figure (II.7) que, lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 200 rad/s, L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. L'effet de la perturbation est rapidement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur initial 0 N.m

- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP (le courant  $I_d = 0$ ).
- le courant  $I_q$  est l'image du couple.



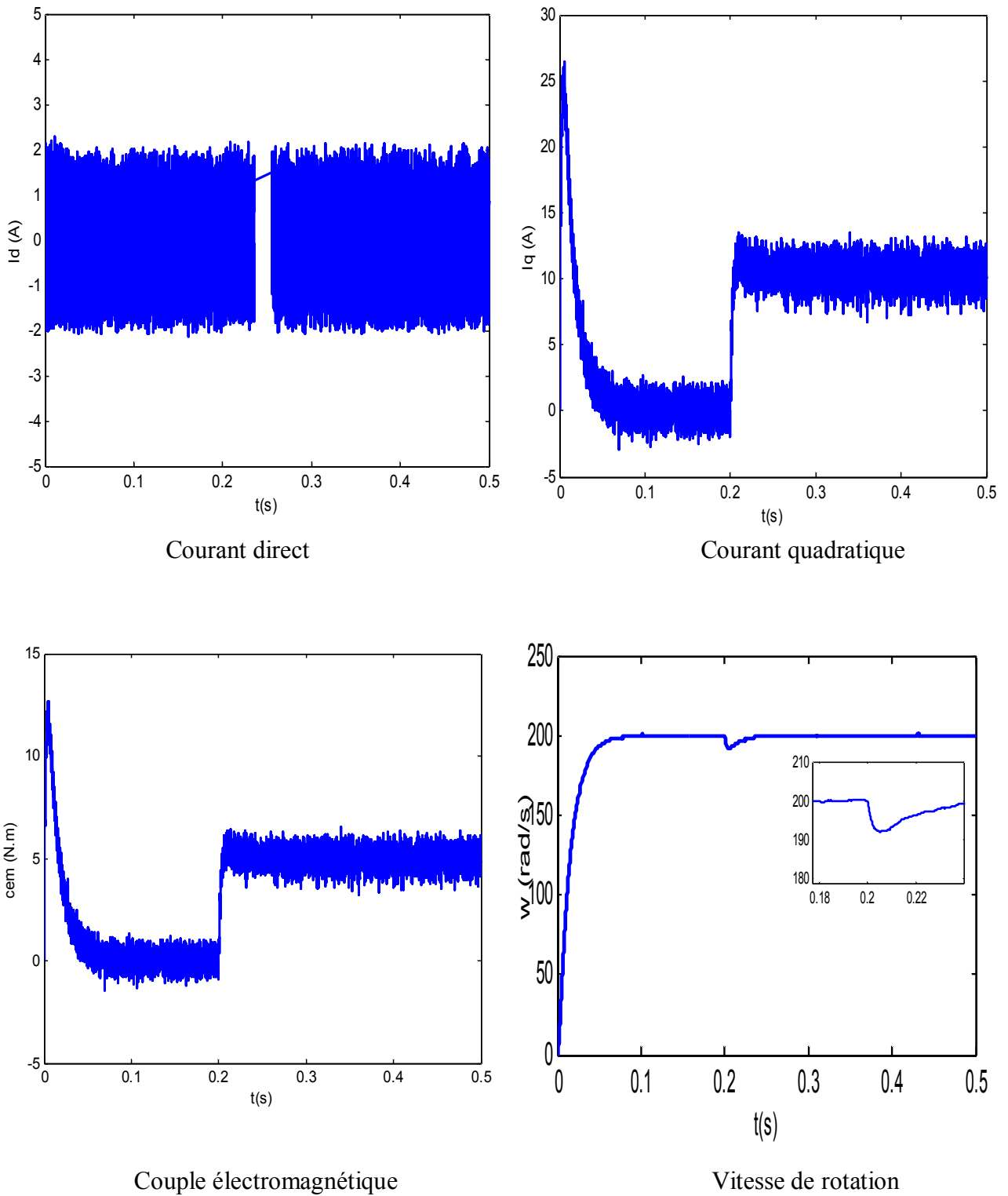
**Figure [II.7]:** Réponses de la MSAP à vide

### II.3.2 Commande en vitesse avec onduleur en charge

La figure (II-8) représente les réponses de la MSAP avec onduleur, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilisée à la valeur de vitesse de référence. A prés l'application de charge ( $C_r = 5$  N.m à  $t = 0.2$  s), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (200 rad/s). Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant

après l'application de charge. Le courant  $I_d$  est nul qui montre le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP.

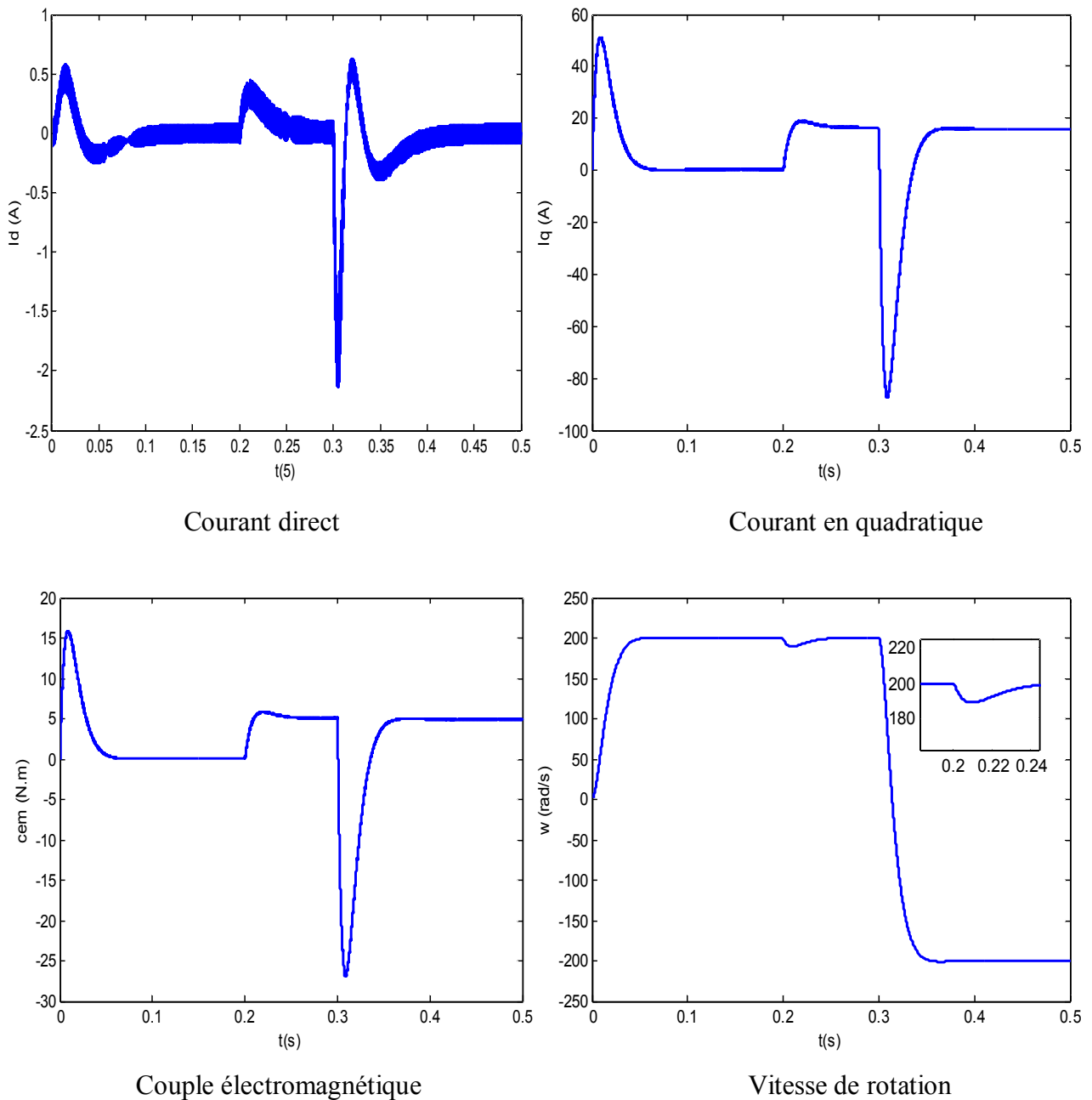
Le courant  $I_q$  est l'image du couple



**Figure [II.8]:** Réponses de la MSAP en charge avec onduleur ( $C_r=5$  N.m à  $t=0.2$  s)

**II.3.3 Commande en inversion de la vitesse avec onduleur**

La figure (II-9) montre les réponses de la MSAP avec onduleur pour une inversion de la vitesse (200 rad/s a -200 rad/s). On remarque que l'allure de la vitesse suit sa valeur de consigne dans un temps de réponse acceptable et la réponse du couple et du courant  $I_q$  au moment de d' inversion la vitesse présente des pics avant la stabilité à la valeur désirée. Le courant  $I_d$  est nul. La robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement



**Figure [II.9]:** Réponses de la MSAP en charge ( $C_r=5$  N.m à  $t=0.2$  s) pour une inversion de vitesse (à  $t = 0.3$  s) avec onduleur

## II.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu que la commande vectorielle est caractérisée par le découplage qu'elle réalise entre le flux et le couple. Elle a permis, par son application aux machines synchrones à aimants permanents l'obtention de performances dynamiques et statiques satisfaisantes. Ces performances sont réalisées avec une structure simple. A partir d'un modèle non linéaire et couplé, nous avons obtenu un modèle simple et découplé, qui permet de contrôler la vitesse du rotor. On conclut que, la commande vectorielle par orientation du flux est un outil de contrôle fort intéressant permettant de traiter la machine synchrone à aimants permanents de façon semblable à celle à courant continu. Ce qui nous permet d'appliquer d'autres techniques modernes pour la conduite de la machine synchrone à aimants permanents. Nous pouvons citer la commande par mode glissant qui sera l'objet de troisième chapitre.

### III.1 Introduction

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de la recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commandes robustes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Nous pouvons citer à titre d'exemple la commande floue, la commande adaptative, la commande par mode de glissant...etc. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [16].

Le mode de glissement est un mode de fonctionnements particulier des systèmes à structure Variable. La commande par mode de glissement est une méthode de réglage dans laquelle la structure est commutée de manière à ce que le vecteur d'état "x" suive une trajectoire  $S(x)=0$  dans l'espace d'état [16].

Cette technique de commande s'adapte aux variations des paramètres du procédé à commander [17].

### III.2 Théorie de la commande par mode de glissant

Les lois de commande classique de type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Ce type de commande (mode de glissant) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité, simplicité et temps de réponse faible. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identification des paramètres, soit à cause de simplifications sur le modèle du système [18].

#### III.2.1 Système à structure variable :

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

Dans la commande des système à structure variable par mode de glissement, La trajectoire d'état est amenée ver une surface ,puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de reste au voisinage de cette surface .Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le longue de laquelle se produite est appelle mouvement de glissement [19].

### III.2.2 Bases mathématiques de la commande à structure variable

La modélisation mathématique de la commande à structure variable conduit à des équations différentielles de la forme :

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{f}(x,t) + \mathbf{B}(x,t) \cdot \mathbf{V} \quad (3.1)$$

Avec :

$x$  : vecteur d'état,

$f$  : vecteur de fonctions de  $x$  et  $t$ ,

$B$  : matrice de fonctions de  $x$  et  $t$  (une matrice  $n \times m$ ),

$V$  : un vecteur commande de dimension  $m$ , dont chaque composante  $V_i$  subit une discontinuité sur une surface  $S_i(x) = 0$ .

La surface « S » peut s'écrire comme :

$$S(x) = 0 \quad (3.2)$$

avec  $X = [X_1, X_2, \dots, X_n]$

$$\left\{ \begin{array}{ll} V_i(x) = V_i^+(x) & \text{si } S_i(x) > 0 \\ V_i(x) = V_i^-(x) & \text{si } S_i(x) < 0 \end{array} \right. \quad \text{pour } i = 1, 2, 3, \dots, m. \quad (3.3)$$

Dans le cas multi variables le régime glissant s'effectue sur une variété de dimension  $(n \times m)$ , Intersection des  $m$  surfaces si  $S(x) = 0$  [17] [19].

### III.2.3 Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels [17]:

✓ Synthétiser une surface  $S(x, t)$ , telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.

✓ Déterminer une loi de commande (commutation)  $U(x, t)$  qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.[17] [19].

### III.2.4 Conditions pour l'existence du mode de glissement

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $U_{\max}$  et  $U_{\min}$  (figure III.1), lorsque le système à régler est considéré du deuxième ordre, les grandeurs d'état sont  $x_{s1}$  et  $x_{s2}$  [18].

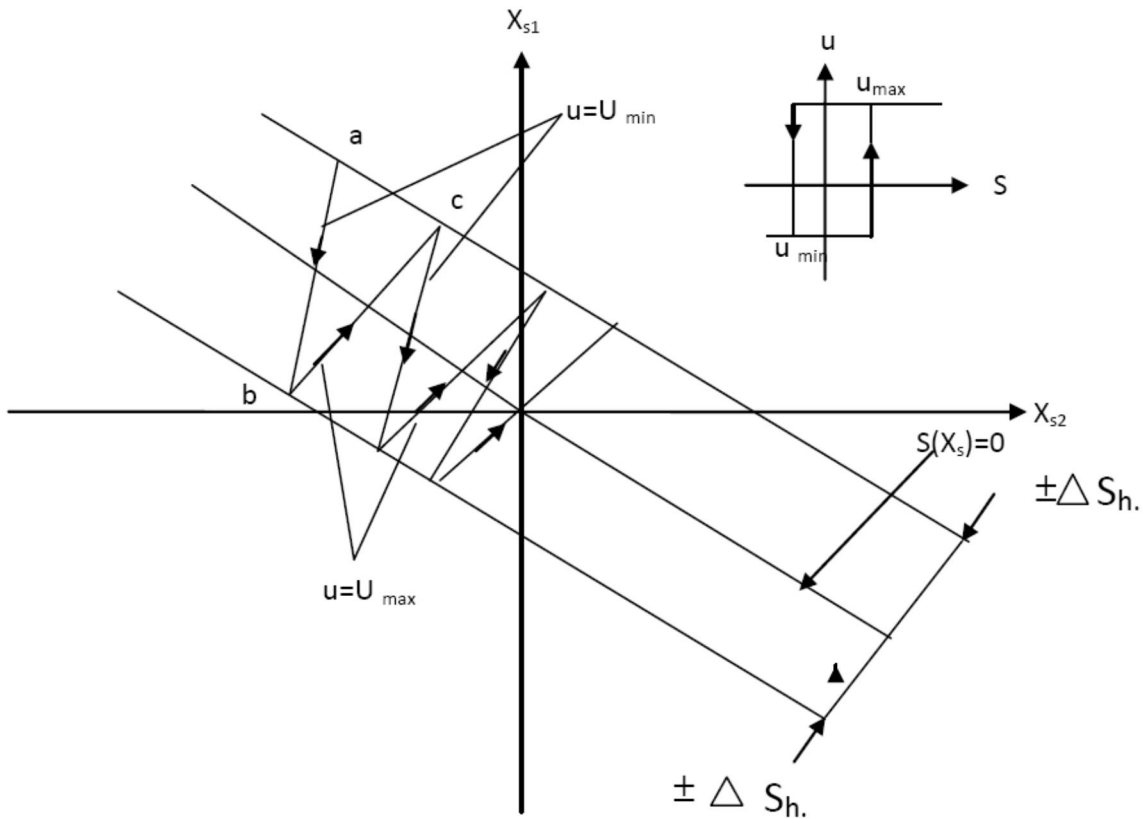


Figure [III.1]: Existence du mode de glissement

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commande  $S(x_s) = 0$ , par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de  $\pm \Delta S_h$ . Une trajectoire avec  $U=U_{\max}$  touche au point (a) le seuil de basculement inférieur. Si avec  $U=U_{\min}$ , la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérèse, elle touche au point (b) le seuil de basculement ou a lieu une commutation sur  $U=U_{\min}$ , Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touche le point (c) le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérèse.

Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone où des commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie. On suppose dans le cas idéal que l'hystérèse est infiniment petite. La loi de commutation fait un mouvement

infiniment petit autour de  $S(x_s) = 0$ . Par conséquent, le vecteur d'état  $X_s$  suit une trajectoire qui respecte cette condition. La fréquence de commutation est donc infiniment élevée [18].

### III.3- Conception de la commande par mode de glissement

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importantes et multiples : tel que la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité d'implantation, l'invariance... etc, et ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis.

Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence, dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique de système durant le mode de glissement, et une autre discontinue représentant la dynamique de système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle.

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre :

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande [17].

#### III.3.1 Choix de la surface de glissement

Il est déterminé sur la base du système et des performances désirées. Dans un cas plus général, considérons le système décrit par la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{cases} X' = f(x) + g(x) U \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.4)$$

La forme d'équation générale pour la surface de glissement, proposée par « J.J.Slotin » et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par :

$$S(x) = \left( \frac{\delta}{\delta t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (3.5)$$

avec

$$e(x) = X_{ref} - X$$

$e(x)$ : écart de la variable à régler.

$\lambda(x)$ : constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$r$  : degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour  $r = 1$ ,  $S(x) = e(x)$ .

Pour  $r = 2$ ,  $S(x) = \lambda_x e(x) + e'(x)$ .

Pour  $r = 3$ ,  $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2 \lambda_x e'(x) + e''(x)$

$S(x) = 0$  est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ .

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $S(x)$  à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre «  $r$  » [19].

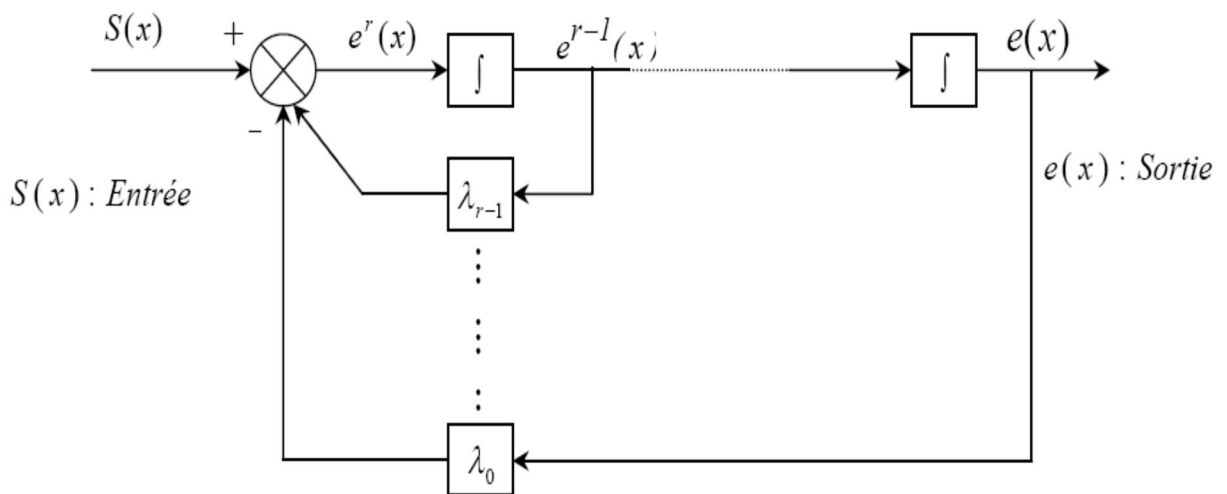


Figure [III.2]: Linéarisation exacte de l'écart.

**III.3.2 Etablissement de la condition de la convergence**

La condition de la convergence ou d'attractivité permet aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement, Il s'agit de formuler une fonction scalaire de Lyapunov  $V(x) > 0$  à énergie finie. Soit la fonction de Lyapunov définie positive. Pour que la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{3.6}$$

Puisque la dérivée est négative, d'où la condition de convergence s'exprime par :

$$S(x) s'(x) < 0 \tag{3.7}$$

### III.3.3 Détermination de la loi de commande

La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties. La première concerne la linéarisation exacte et le deuxième est stabilisant. Cette dernière est très importante dans le réglage par le mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

#### III.3.3.1 Commande équivalente

Un vecteur ( $x$ ) de la commande équivalente ( $U_{eq}$ ) se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. On suppose que les relais n'ont ni seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation et que le modèle mathématique de l'application n'a négligé aucune constante de temps, ce régime n'ayant lieu que sur.

$$S_i(x) = 0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, m \quad (3.8)$$

On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\frac{dS_i}{dt} = S_i = 0 \quad (3.9)$$

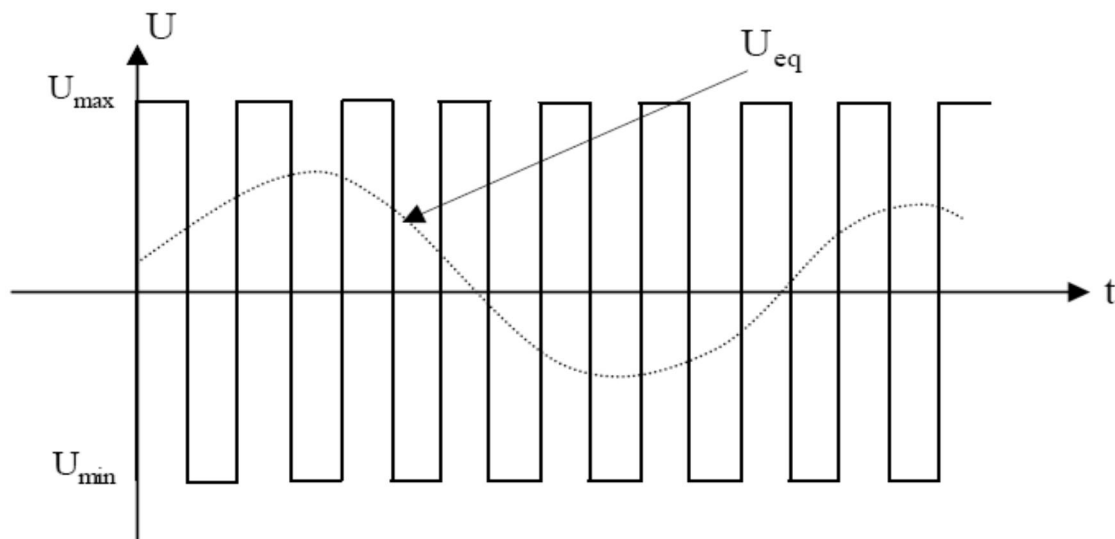


Figure [III.3]: Interprétation de  $U_{eq}$

la commande effective  $U_i$  pour  $i = 1, 2, \dots, m$  peut être constituée par une composante  $U_{ied}$  basse fréquence et une composante  $U_{in}$  non linéaire. On obtient ainsi :

$U_i = U_{ied} + U_{in}$  tel que :

$$U_i = \begin{cases} U_{in}^+ & \text{si } S_i > 0 \\ U_{in}^- & \text{si } S_i < 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

Les amplitudes des oscillations sur les réponses du système en régime glissant peuvent être fortement réduites en utilisant la commande décrite par l'équation (3.4), au lieu de celle représentée par l'équation (3.1) et qui n'introduit pas la commande équivalente.

### III.3.3.2 Commande discontinue de base

Plusieurs choix pour la commande discontinue ( $U_n$ ) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande  $U_n=[U_1, U_2, \dots, U_m]$  avec la fonction sign par rapport à  $S_n=[S_1, S_2, \dots, S_m]$ , tel que:

$$\begin{cases} \text{Sign}(s) = +1 & \text{si } S > 0 \\ \text{Sign}(s) = -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (III-4)

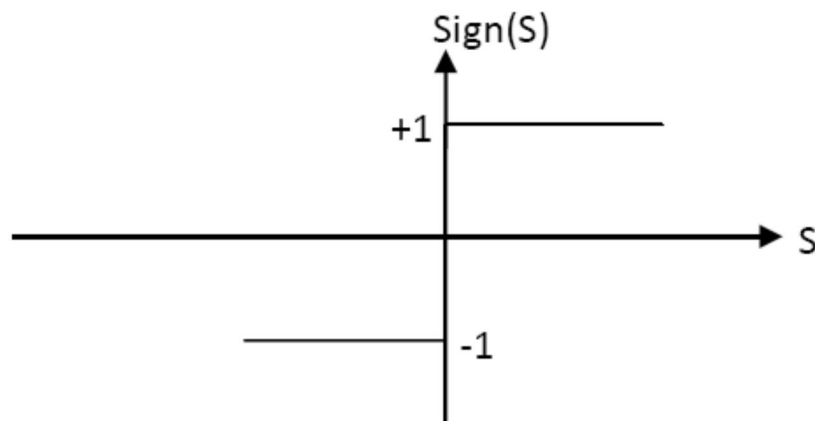


Figure [III.4]: Définition de la fonction sign

$$U \text{ s'exprime donc comme: } U=K. \text{ sign}(s) \quad (3.12)$$

où K est un gain positif.

## III.4 Application de la CSV à la machine synchrone à aimants permanents

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant à la régulation de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents afin de valider l'approche présentée par des résultats de simulation. Les lois de commande pour l'asservissement de vitesse ont pour objectifs :

- d'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées ;
- d'assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et des variations des paramètres de la charge mécanique sur l'arbre du moteur.

Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine.

$$\begin{cases} I'_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{p\Omega}{L_d} I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ I'_q = -\frac{p\Omega L_d}{L_q} I_q - \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{p\phi_{sf}}{L_q} \Omega + \frac{V_q}{L_q} \\ J \Omega' = C_e - C_r - f \Omega \end{cases} \quad (3.13)$$

### III.4.1 Stratégie de réglage à trois surfaces

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure (III-5) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode glissant de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

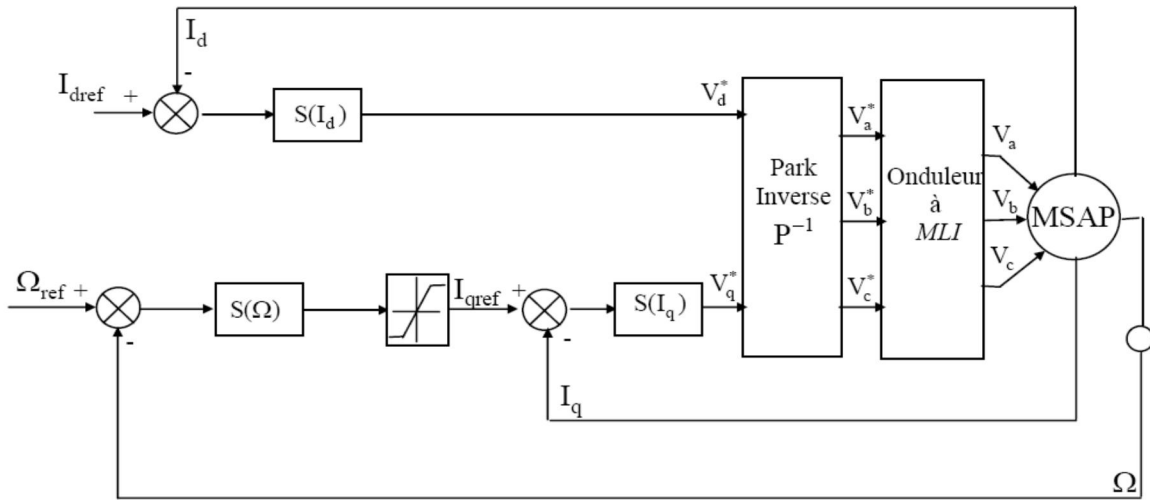


Figure [III.5]: Structure de commande de la vitesse pour la MSAP

Nous définissons les trois surfaces par :

- La première surface, celle de la vitesse, est d'écrite par

$$s(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (3.14)$$

Durant le mode glissant et le régime permanent, nous avons :

$$s(\Omega) = 0 \quad \text{et} \quad s'(\Omega) = 0 \quad (3.15)$$

D'où nous déduisons :

$$I_{qn} = 0$$

$$s'(\Omega) = 0 \Rightarrow I_{qeq} = \frac{f \Omega + C_r}{p[\phi_{sf} - (L_d - L_q)I_d]} \quad (3.16)$$

Durant le mode glissant, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro. Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov suivant [20].

$$\lim_{s \rightarrow 0} s(\Omega) s'(\Omega) < 0 \quad (3.17)$$

En substituant l'expression de la commande équivalente (3.15) dans (3.16), la dérivée de la surface est donnée Par :

$$s'(\Omega) = - \frac{p}{J} [\Phi_{sf} - (L_d - L_q) I_d] I_{qn} \quad (3.18)$$

avec:

$$I_{qn} = K_v \text{sign}(s(\Omega)) \quad (3.19)$$

ainsi, la commande  $I_{qref}$  représente la somme des grandeurs  $I_{qref}$  et  $I_{qn}$ :

$$I_{qref} = I_{qeq} + I_{qn} \quad (3.20)$$

La deuxième surface de la boucle interne, responsable du contrôle du courant  $I_q$ , est décrite par :

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (3.21)$$

la dérivée de la surface est donnée par :

$$s'(I_q) = \frac{L_d \Omega p}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{p \Omega \phi_{sf}}{L_q} - \frac{V_q}{L_q} \quad (3.22)$$

étant donné que:

$$V_q = V_{qeq} + V_{qn}$$

on obtient:

$$s'(I_q) = \frac{L_d \Omega p}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{p \Omega \phi_{sf}}{L_q} - \frac{V_{qeq}}{L_q} - \frac{V_{qn}}{L_q}$$

Durant le mode de glissement en régime permanent, nous avons :

$$s(I_q) = 0 \text{ alors } s'(I_q) = 0 \quad (3.23)$$

$$V_{qn} = 0$$

on obtient :

$$V_{qeq} = R_s I_s + p \Omega [\Phi_{sf} + L_d \cdot I_d] \quad (3.24)$$

et

$$V_{qn} = K_q \text{sign}(s(I_q)) \quad (3.25)$$

D'où l'expression de  $V_{qc}$

$$V_{qc} = V_{qeq} + V_{qn} \quad (3.26)$$

La troisième surface est celle du contrôle du courant  $I_d$ . Elle est décrite par :

$$S(I_q) = I_{dref} - I_d \quad (3.27)$$

Dans ce cas nous donnons juste les expressions de :

$$V_{deq} = R_s I_d - p L_q I_q \Omega \quad (3.28)$$

$$V_{dn} = K_d \text{sign}(s(I_d)) \quad (3.29)$$

$$V_{dc} = V_{deq} + V_{dn} \quad (3.30)$$

La stabilité du système nécessite de vérifier que le produit de la surface et sa dérivée est inférieur ou égal à zéro. Afin d'assurer cette condition, les paramètres ( $K_v$ ,  $K_d$  et  $K_q$ ) sont toujours positifs. Ces paramètres sont choisis de façon à :

- assurer la rapidité de la convergence
- imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement
- limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal.

Dans le régime permanent, on a :

$$I'_d = 0, \quad I'_q = 0, \quad \Omega' = 0 \quad (3.31)$$

en remplaçant (3.31) dans (3.13), on obtient :

$$\begin{cases} -R_s I_d + w L_q I_q + V_d = 0 \\ -R_s I_q + w L_d I_d + V_q - w \Phi_{sf} = 0 \\ C_e - C_r = f \Omega \end{cases} \quad (3.32)$$

Les conditions d'existence du mode glissant sont donc :

$$K_v \geq \left| \frac{1}{p \phi_{sf}} (-f \Omega - C_r) \right|$$

$$K_d \geq \left| -r I_d + w L_q I_q \right| \quad (3.33)$$

$$K_q \geq \left| -R_s I_q + w L_d I_d - w \phi_{sf} \right|$$

### III.4.2 Résultats de simulation

Nous avons testé en simulation (logiciel MTLAB 7.10 simulink) la loi de commande par mode glissant de la vitesse sur la MSAP.

#### III.4.2.1 Réponses de la MSAP à vide

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents, présenté au premier chapitre a été testé figure (III-6). Qui représente les résultats de simulation pour une machine en démarrage directe, alimentée l'onduleur de tension.

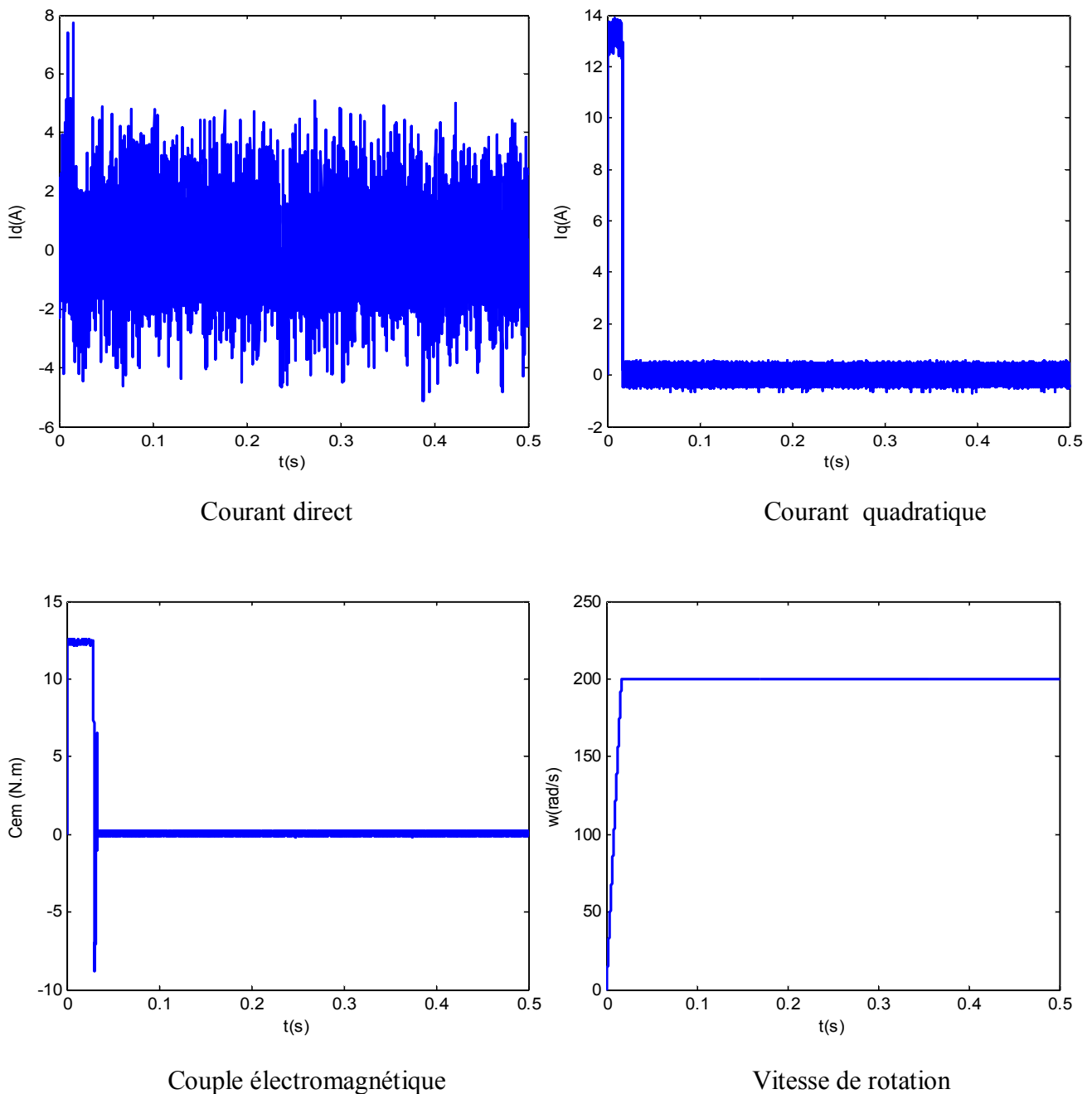


Figure [III.6]: Réponses de la MSAP à vide

III.4.2.2 Réponses de la MSAP en charge

La figure (III-7). représente les résultats de simulation avant et après l'application de la charge ( $C_r = 5 \text{ N.m}$ ), cette figure montre que avant l'application de charge ,la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteinte la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit, et après l'application on constate aucune influence sur l'allure de vitesse. Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant ( $C_r = 5 \text{ N.m}$ ), avant et après l'application de la charge.

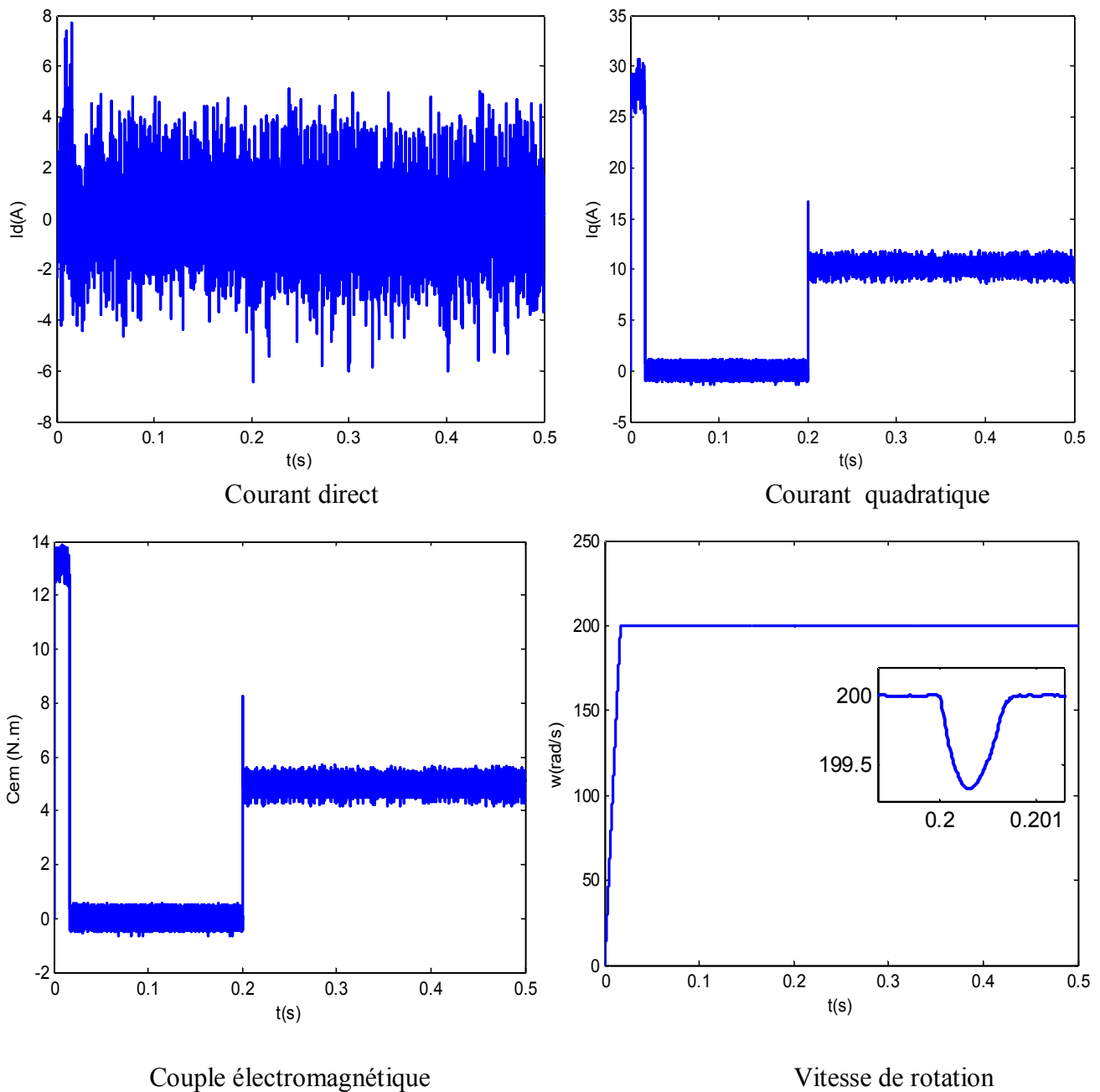


Figure [III.7]: Résultats de simulation en charge avec ( $C_r = 5 \text{ N.m}$  à  $t = 0.2\text{s}$ ).

III.4.2.3 Commande en inversion de la vitesse

La figure (III-8), nous avons inversé la vitesse de rotation de +200 rad/s à -200 rad/s à l'instant  $t = 0.3s$ , et on applique échelon de couple de charge de valeur  $C_r = 5N.m$  à l'instant  $t = 0.2s$ , Les résultats de simulation montrent que la réponse en vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement le même c'est-à-dire la réponse est rapide et précise.

L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément.

L'inversion du sens de rotation permet de déduire que la commande est robuste.

Le courant  $I_q$  et le couple présente des pics lors de L'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée

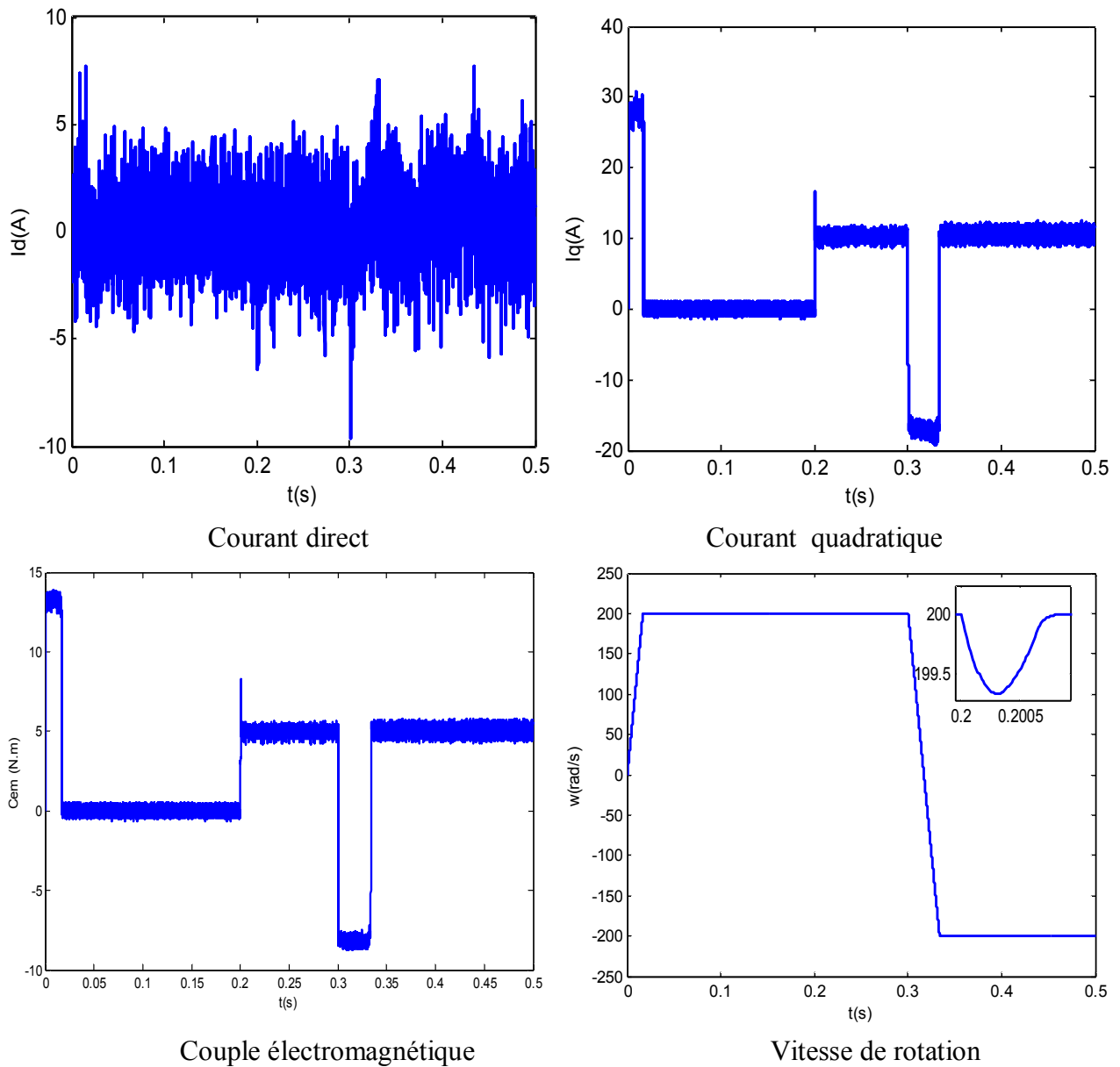


Figure [III.8]: Réponses de la MSAP pour une inversion de vitesse (200 rad/s à -200 rad/s) en charge avec ( $C_r = 5 N.m$  à  $t = 0.2s$ ).

### III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de réglage moderne de la MSAP, c'est le réglage de la commande par mode glissant. Donc, nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande pour l'asservissement en vitesse, et on a présenté le principe de la commande par mode glissant pour la structure de la commande non linéaire  $U_n$ .

La commande par mode glissant montre que les performances sont meilleures autour de point de fonctionnement, aussi bien par rapport aux variations de la vitesse, l'inversion de vitesse, la variation de la charge. De plus cette commande présente la facilité d'implantation en pratique.

Le type de commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

Pour améliorer les performances obtenues par la commande mode glissant; une autre technique de commande sera présentée et utilisée, à savoir la logique floue. Cette dernière occupe une large place parmi les techniques de l'intelligence artificielle. Le but du prochain chapitre est de présenter les aspects de la logique floue et son application au réglage de la vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents.

## IV.1 Introduction

La logique floue a vu le jour après la logique booléenne. Cette dernière est basée sur le principe que toute proposition ne peut être que vraie ou fausse (tout ou rien), et pourtant la pensée humaine est beaucoup plus complexe et plus nuancée qu'un ensemble rigide de lois car, pour un être humain, le mot "rien" n'est pas tout à fait blanc ou noir, on trouve dans notre langage habituel "assez grand, presque chaud, pas chaud...etc". Alors, les propositions nécessitent un élargissement à la logique classique.

C'est donc en 1965, que la logique floue est apparue avec la publication par Lotfi Zadeh de l'université de Californie, Berkeley, USA, d'un article intitulé "les ensembles flous" [22]. Les premières applications de la logique floue étaient confinées dans des domaines non techniques, comme le commerce et la gestion, et ce n'est qu'en 1974 qu'elle s'est appliquée en automatique par E. H. Mamdani qui a commencé par la réalisation du premier contrôleur flou. Dans cette première section, nous traitons deux notions fondamentales : la logique floue et flous et les sous-ensembles[11].

Dans le domaine du génie électrique, la commande à logique floue a fait l'objet de plusieurs travaux : dans la commande des convertisseurs statiques et dans la commande des machines électriques, dans la navigation de robots mobiles. Toutes ces applications ont démontré qu'un régulateur à logique floue est plus robuste qu'un régulateur conventionnel.

Dans ce chapitre, on présentera un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de base. Ensuite, on montrera comment construire un régulateur flou, et l'appliquera au réglage de vitesse de la MSAP. Des résultats de simulation seront aussi présentés et une comparaison entre la commande mode glissant et la commande mode glissant flou, sera effectuée pour montrer l'amélioration du comportement dynamique de la vitesse de la MSAP.

## IV.2 Historique de la logique floue

La logique floue débute officiellement en 1965 avec la publication de l'article « fuzzy\_sets » (ensemble flou) par le professeur **Lotfi Zadeh** (professeur émérite à l'université de Berkeley en Californie s'intéressait à la compréhension de système complexe) il pose les bases théoriques de la logique floue.

Les quelques points de repères historiques suivants permettent de situer dans le temps le développement de la logique floue et ses applications au réglage : Le 1973 Lotfi propose d'appliquer la logique floue aux problèmes de réglage. En 1974, première application du réglage par la logique floue appliquée à une turbine à vapeur, en 1975 **E.H .Mamdani** expérimente un régulateur flou qu'il perfectionne au cours des années suivantes. En 1985 **M.**

**Sugéno** décrit des applications industrielles possibles en régulation floue, tel que premières produits industriels (JAPON) utilisant le principe de la logique floue appliqué à des problèmes de réglage et de commande. En 1995 **J.S.R.Jang** élargit la logique floue aux systèmes à réseaux de neurones et l'intelligence artificielle[22].

### IV.3 La théorie de la logique floue

#### IV.3-1 Définition

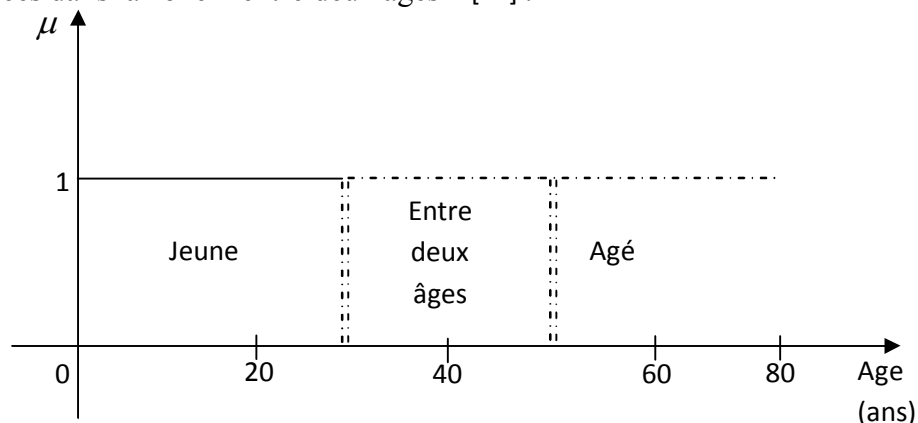
Le terme «logique floue» à deux aspects :

- Le première correspond à tous les développements concernent la théorie des ensembles flous.
- Le deuxième représente une extension de la logique classique dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites.

Afin de connaître le principe fondamental de la logique floue, on introduit un exemple simple, celui de la classification des personnes en trois ensembles « jeune », « entre deux âges » et « âgé » [24].

Pour le cas de la logique classique (logique de boucle) qui admet deux valeurs '0' ou '1', la classification pourrait se faire comme dans la **[Figure IV.1]**. Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans appartiennent à l'ensemble jeune et toutes les personnes âgées de plus 50 ans sont considérées comme appartenir à l'ensemble « âgé ».

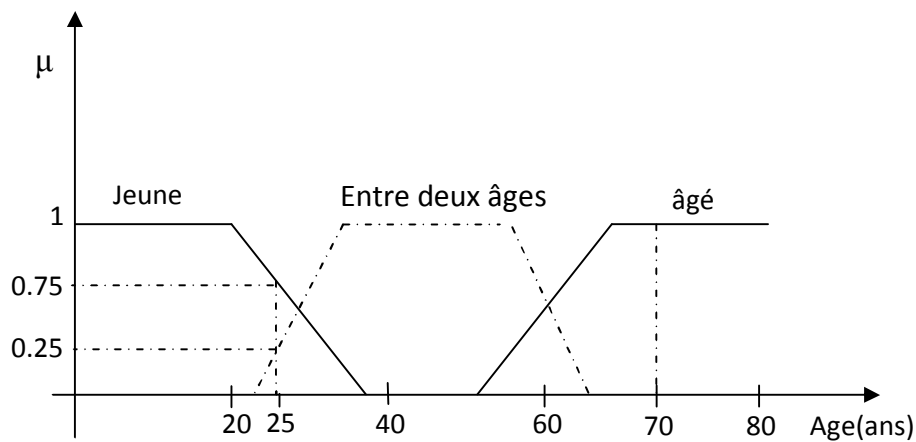
Cependant une telle logique de classification n'est même pas logique car la question qui se pose : pourquoi une personne âgée de 50 ans doit être considérée comme appartenant à l'ensemble « âgé »? En réalité un tel passage se fait progressivement et individuellement. En outre lors de la classification par logique classique on ne prend pas en considération des personnes situées dans la zone « entre deux âges » [24].



**[Figure IV.1]** : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.

La logique floue, dont la fonction d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur entre '0' et '1' permet de tenir compte de cette réalité. Il est donc possible de trouver une autre classification pour l'exemple précédant à l'aide de la logique floue. Les limites ne varient pas soudainement mais progressivement comme le montre la [Figure IV.2].

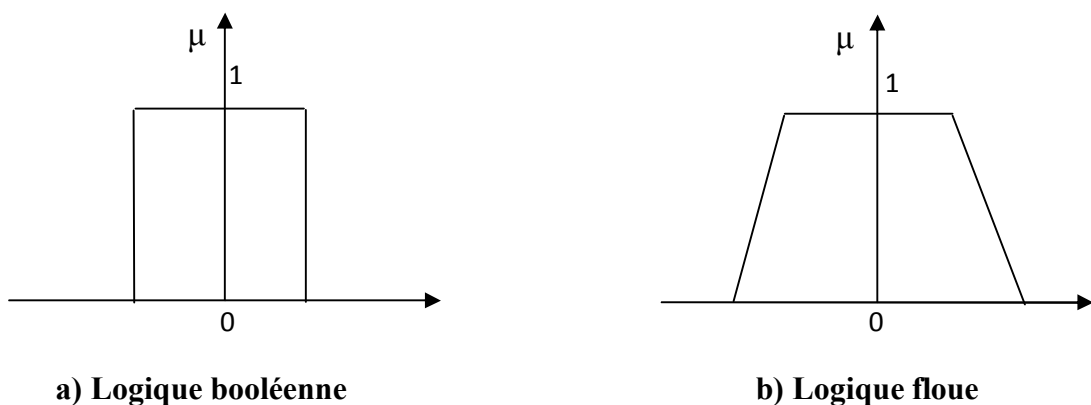
Une personne de 25 ans appartient à l'ensemble « jeun » avec une valeur de la fonction d'appartenance  $\mu=0.75$  et à l'ensemble « entre deux âges » avec  $\mu=0.25$  par contre, une personne de 70 ans appartient avec une valeur  $\mu=1$  à l'ensemble « âgé ».



[Figure IV.2] : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.

### IV.3.2 Ensembles flous

Si on désigne par 'F' un ensemble flou dans un univers de discours 'U', cet ensemble flou est caractérisé par une fonction d'appartenance ' $\mu_F$ ' qui prend des valeurs entre '0' et '1' à la différence pour l'ensemble booléen qui prend deux valeurs '0' ou '1' [Figure IV.3] [23] [11].



[Figure IV.3] : Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue.

Pour la logique floue, la fonction d'appartenance peut être écrite sous la forme :

$$\mu_F : U \rightarrow [0 \ 1] \tag{4.1}$$

$$F = \{(u, \mu_F(u)), u \in U\}$$

On peut avoir une autre forme de F comme :

$$\begin{cases} F = \int_u \frac{\mu_F(u)}{u} & \text{si } U \text{ est continu} \\ F = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_F(u_i)}{u_i} & \text{si } U \text{ est discret} \end{cases} \tag{4.2}$$

**Support** : le support de l'ensemble flou F est l'ensemble numérique de tous les points u dans U tel que  $\mu_F(u) > 0$ .

**Point de croisement** : on appelle un point de croisement, l'élément u de U tel que  $\mu_F(u) = 0.5$ .

**Singleton flou** : si le support de l'ensemble flou contient un seul point  $u \in U$  tel que  $\mu_F = 1$ , on dit qu'il est un singleton flou.

### IV.3.3 Caractéristique d'un sous ensemble flou

Les caractéristiques d'un sous ensemble flou 'A' de 'U' les plus utilisés pour décrire sont celle qui montrent à quel point il diffère d'un sous ensemble ordinaire de 'U'. [14] [24]

support : C'est l'ensemble des éléments qui sont dans U à des degrés divers.

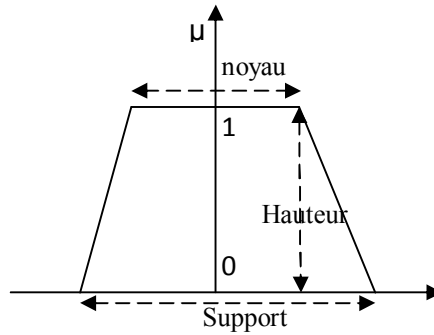
$$\text{Support}(A) = \{x \in U \mid \mu_A \neq 0\}$$

hauteur : C'est la borne supérieure de la fonction d'appartenance :

$$\text{hauteur}(A) = \text{Sup}(x \in U) \{ \mu_A(x) \}$$

noyau : C'est l'ensemble des éléments qui sont vraiment dans U.

$$\text{noyau}(A) = \{x \in U \mid \mu_A(x) = 1\}$$



[Figure IV.4] : Les Caractéristique d'un sous ensemble flou

### IV.3.4 Fonction d'appartenance

La fonction d'appartenance 'u' comprise entre '0' et '1' est associée au sous ensemble  $E_1$  de  $T(X)$  et à la variable X, dont l'ensemble des valeurs possible est  $T(X)$ . Elle s'appelle aussi, degré d'appartenance ou coefficient d'appartenance ou degré de possibilité, qui est la possibilité que la variable 'u' ait la qualité associée au sous-ensemble  $E_1$ . Elle est utilisée pour faire le traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur.

On attribue à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenances 'u', une valeur déterminée pour la variable X sera désignée par facteur d'appartenance. Ils existent plusieurs formes de la fonction d'appartenance a s'avoir La [Figure IV.5] représente les formes de ces trois types de fonctions d'appartenance[23] :

**a) Fonction triangulaire [Figure IV.5-a]**

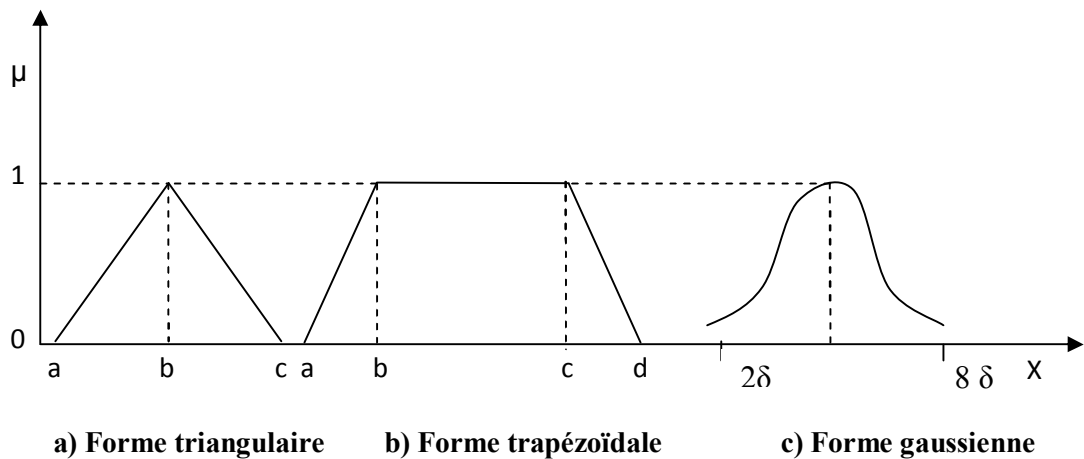
$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{4.3}$$

**b) Fonction d'appartenance trapézoïdale [Figure IV.5-b]**

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{4.4}$$

**c) Fonction d'appartenance gaussienne [Figure IV.5-c]**

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[ - \left( \frac{x - m}{\delta} \right)^2 \right] \quad -\infty < x < +\infty \quad (4.5)$$



[Figure IV.5] : Différentes formes de la fonction d'appartenance.

### IV.3.5 Variable linguistique

La notion de variable linguistique permet de modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise est inconnue. Une variable linguistique, ou variable floue, est donc une variable dont les valeurs appartiennent à des ensembles flous pouvant représenter des mots du langage naturel. Ainsi une variable floue peut prendre simultanément plusieurs valeurs linguistiques.

Une variable linguistique est caractérisée par un triplet  $(x, T(x), u)$  ou :

**x** : le nom de variable

**T(x)** : ensemble de termes de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x dont chaque valeur est un sous-ensemble flou défini dans U.

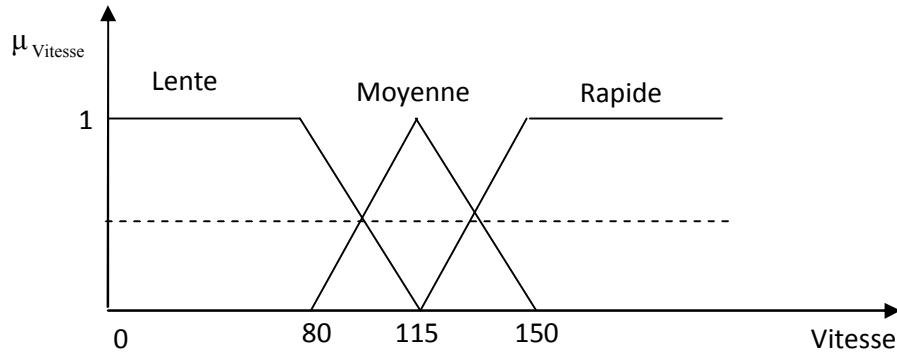
**U** : l'univers de discours.

Comme exemple de variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de termes T (vitesse) peut être :  $T(\text{vitesse}) = \{\text{lente, moyenne, rapide, ...}\}$

Ou chaque termes dans T (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours  $U = [0, 200]$  par exemple.

Pour les vitesses inférieures ou égales à 80 intervient la variable linguistique (lent), et pour les vitesses supérieures ou égales à 150 intervient la variable linguistique (rapide).

Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenances sont montrées sur la [Figure IV.6]



[Figure IV.6] : Représentation des variables linguistiques

**IV.4 Opérations sur les ensembles flous**

La caractérisation des ensembles flous par les fonctions d'appartenance a permis une extension de certaines opérations définies sur les ensembles classique au cas flou.

Soient A et B deux ensembles flous définis dans l'univers de discours X ayant respectivement  $\mu_A$  et  $\mu_B$  comme fonction d'appartenance[22] [14] .

L'union : de A et B, noté par  $A \cup B$ , est définie par

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{4.6}$$

L'intersection : de A et B, noté par  $A \cap B$ , est définie par

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{4.7}$$

Le produit cartésien : de A, B, et C, noté  $A \times B \times C$ , et définie par :

$$\mu_{A \times B \times C}(x_1, x_2, x_3) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x), \mu_C(x)] \tag{4.8}$$

Relation floue : Une relation floue est un ensemble flou dans les univers de discours  $u_1, \dots, u_n$ . Elle

est exprimée comme suit :  $R_{u_1 \times u_2 \times \dots \times u_n} = \left\{ \left( (u_1, \dots, u_n), \mu_{R(u_1, \dots, u_n)} \right) / (u_1, \dots, u_n) \in u_1, \dots, u_n \right\}$

Appellation	ET	OU	NON
Zadeh	$\min(x, y)$	$\max(x, y)$	$1 - x$
Probalistique	$x \cdot y$	$x + y - x \cdot y$	$1 - x$
Lukasiewicz	$\max(x + y - 1, 0)$	$\min(x + y, 1)$	$1 - x$
Hanacher ( $\beta > 0$ )	$x \cdot y / (\beta + (1 - \beta)(x + y - x \cdot y))$	$(x + y + x \cdot y - (1 - \beta) \cdot x \cdot y) / (1 - (1 - \beta) \cdot x \cdot y)$	$1 - x$
Weber	$x$ si $y = 1$ , $y$ si $x = 1$ $0$ sinon	$x$ si $y = 0$ , $y$ si $x = 0$ $1$ sinon	$1 - x$

**Tableau IV.1:** Tableau récapitulatif

## IV-5 Le raisonnement flou

### IV-5-1 Généralités

Après avoir exposé la répartition des valeurs mesurées en ensembles flous et défini les opérations sur ces ensembles, nous allons maintenant introduire le raisonnement flou et voir comment un régulateur peut être exécuté sur la base des règles logiques. L'exemple précédent de la commande de la température nous a donné un aperçu du concept du raisonnement utilisé : **Si** les conditions sont remplies, **Alors** la conclusion est validée. Avec cet unique schéma de raisonnement et les trois opérateurs **Et**, **Ou** et **Non**, nous pouvons déjà prendre un grand nombre de décisions logiques. Nous produisons aussi une nouvelle information (une décision) à partir d'informations anciennes.

Le raisonnement flou fait appel à trois notions et étapes fondamentales:

- l'implication floue,
- l'inférence floue,
- l'agrégation des règles.

#### IV.5.2 L'implication floue

L'implication floue est un opérateur qui a pour but d'évaluer un degré de vérité d'une règle R sous la forme :  $\text{Si } x \text{ est } A \text{ alors } y \text{ est } B$

On notera implication : opérateur imp (équivalent à l'opérateur Alors).

Parmi toutes les normes d'implication qui existent celles qui sont les plus utilisées sont :

$$\text{La norme Mamdani} \quad : \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (4.9)$$

$$\text{La norme Larsen} \quad : \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) = (\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)) \quad (4.10)$$

#### IV.5.3 L'inférence floue

Le problème tel qu'il se pose en pratique n'est généralement pas de mesurer le degré de véracité d'une implication mais bien de déduire, à l'aide de faits et de diverses règles implicatives, des événements potentiels. En logique classique, un tel raisonnement porte le nom de Modus Ponens (raisonnement par l'affirmation).

$$\text{Si } p \Rightarrow q \text{ vrai}$$

$$\text{Et } p \text{ vrai}$$

$$\text{Alors } q \text{ vrai}$$

Il nous faut le généraliser. Vont intervenir dans cette étape la « fonction d'implication » de l'implication floue, image du lien **Et** les fonctions d'appartenance des sous-ensembles des prémisses(s) et conclusion(s), images de l'importance des événements.

De façon générale, les conditions d'utilisation du Modus Ponens Généralisé sont les suivantes :

	<b>prémisse</b>	<b>conclusion</b>
Règle floue :	<b>Si</b> x est A	<b>Alors</b> y est B
Fait observé:	<b>Si</b> x est A'	
Conséquence :		y est B'

A' et B' sont les ensembles flous constatés dans le cas que l'on traite et ne sont pas nécessairement strictement égaux à A et B. B' est l'ensemble flou résultant de A' par l'application de l'implication.

Les informations disponibles pour déterminer la conséquence sont donc d'une part celles relatives à la règle, quantifiées par l'implication floue  $\mu_{B/A}(x, y)$ , d'autre part celles relatives au fait observé, quantifiées par la fonction d'appartenance  $\mu_{A'}$ .

#### IV.5.4 Agrégation des règles

Lorsque la base de connaissance comporte plusieurs règles, l'ensemble flou inféré B' est obtenu après une opération appelée agrégation des règles. En d'autres termes l'agrégation des règles utilise la contribution de toutes les règles activées pour en déduire une action de commande floue. Généralement, les règles sont activées en parallèle et sont liées par l'opérateur **Ou**.

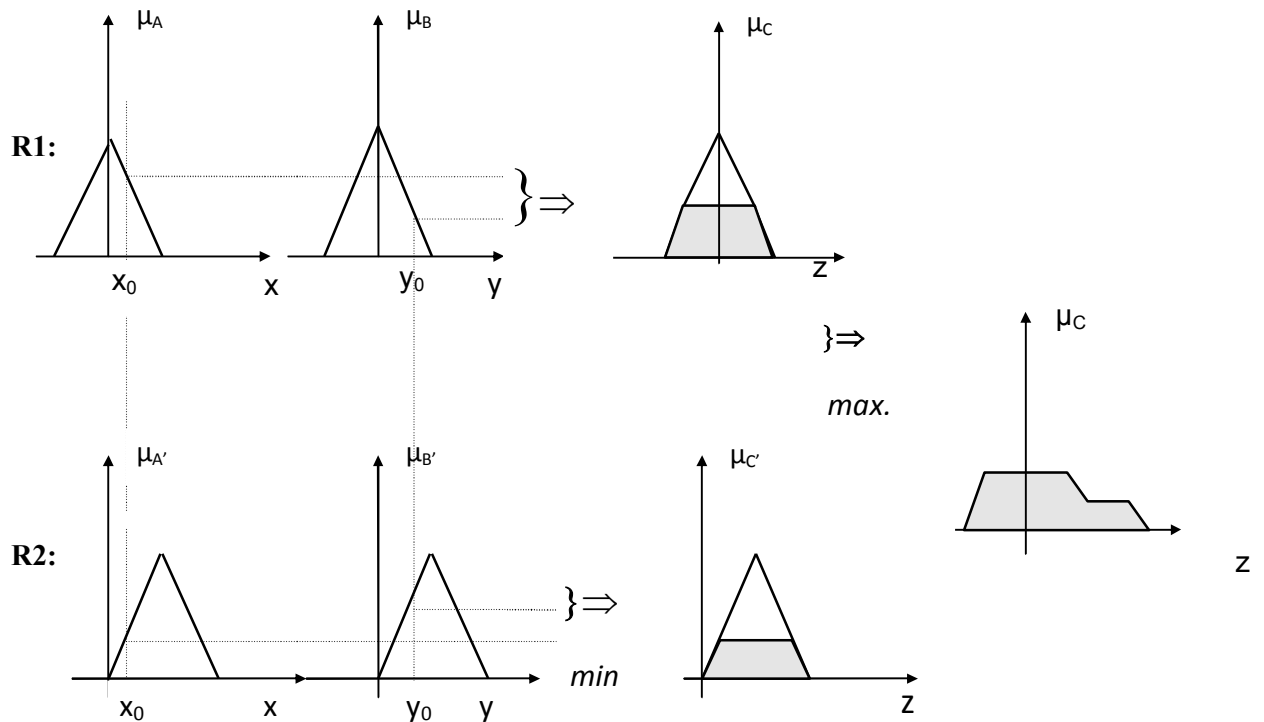
Nous pouvons considérer que chaque règle donne un avis sur la valeur à attribuer au signal de commande, le poids de chaque avis dépend du degré de vérité de la conclusion.

Dans l'exemple suivant :

**Si "x est A" Et "y est B" Alors "z est C" Ou**  
**Si "x est A' " Et "y est B' " Alors "z est C' " Ou .....**

L'ensemble flou résultant est obtenu en prenant, pour chaque valeur de sortie z, la valeur maximale des degrés d'appartenance de chaque contribution. [Figure IV.7].

Dans cet exemple, l'opérateur «Et» est représenté par l'opérateur «**min**», l'implication est représenté par l'opérateur «**min**» et l'opérateur «Ou» est représenté par l'opérateur «**max**» :



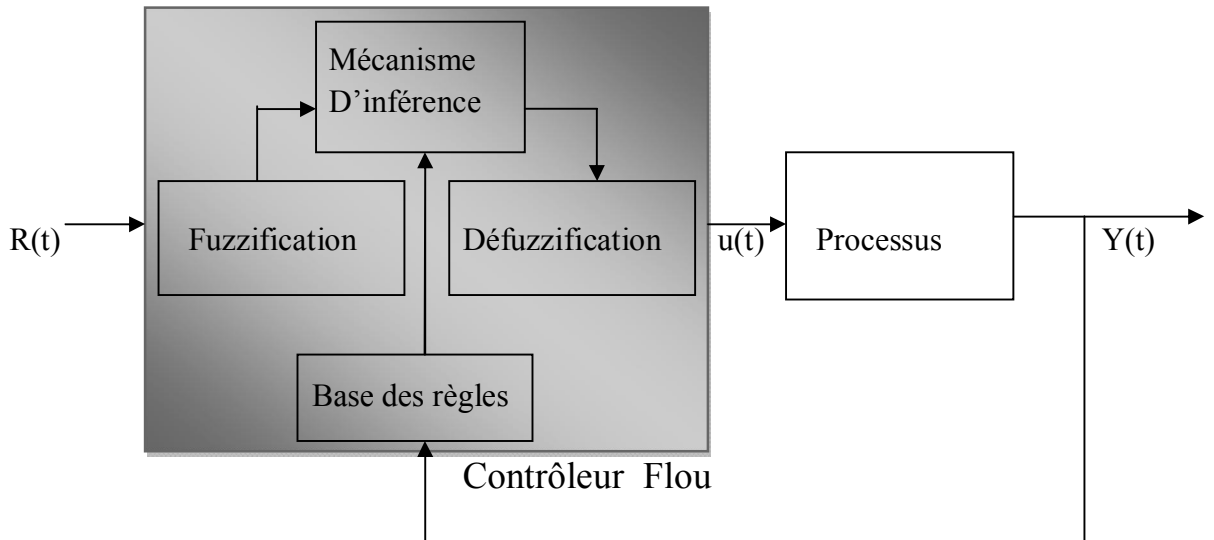
[Figure IV.7] : Principe de l'agrégation de deux

### IV.6 Commande par logique floue :

La commande par la logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique. Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes [21] [11]:

- ❖ La quantification floue des entrées, appelée aussi la **Fuzzification**. Elle permet la conversion des variables des entrées qui sont des grandeurs physiques, en grandeurs floues, ou variables linguistiques
- ❖ L'établissement des règles liant les sorties aux entrées, appelé l'**Inférence floue**.
- ❖ La **Défuzzification** qui est l'opération inverse de la fuzzification. Elle consiste à transformer les variables linguistiques en variables réelles ou numériques.

Le schéma bloc d'un contrôleur flou est illustré par la figure suivante:



[Figure IV. 8]: Schéma synoptique d'un régulateur flou

$R(t)$  est le signal de référence .

$u(t)$  est le signal de commande .

$y(t)$  est la sortie du système à commander .

Le contrôleur flou comporte essentiellement quatre parties ; une interface de fuzzification, une base des règles, un mécanisme d'inférence et une interface de défuzzification[21] .

#### IV.6.1 Interface de fuzzification :

La fuzzification est l'opération de projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables. Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Définition des fonctions d'appartenance de toutes les variables d'entrées ;
- Transformation des grandeurs physiques (réelles ou numériques) à des grandeurs linguistiques ou floues ;
- Représentation d'échelle transférant la plage des variables d'entrées aux univers de discours correspondants ;

Pour les fonctions d'appartenance, on utilise généralement les formes triangulaires et trapézoïdales[21] [11] .

#### IV.6.2 Mécanisme d'inférence flou :

L'inférence floue ou la logique de prise de décision est le cœur du contrôleur flou qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence de la logique floue. Elle utilise les variables floues transformées par la fuzzification et les règles d'inférence pour créer et déterminer les variables floues de sortie, en se basant sur des opérations floues

appliquées aux fonctions d'appartenance. Comme on l'a mentionné, il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. On introduit la notion de mécanisme ou méthode d'inférence, qui dépend des relations utilisées pour réaliser les différents opérateurs dans une inférence, permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière. Pour le réglage par logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes[24] [11]:

➤ **Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani ) :**

La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur « ET » par la formulation du minimum.

La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisée par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum[25].

➤ **Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen) :**

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU », qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum[25].

➤ **Méthode de som-produit (méthode de Sugeno) :**

L'opérateur « ET » est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue[25].

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue "Et,ou et Alors".

Méthode d'inférence	Opération flous	ET	OU	ALORS
	max-min (méthode de Mamdani )		MINIMUM	MAXIMUM
max-produit (méthode de Larsen)		MINIMUM	MAXIMUM	PRODUIT
som-produit (méthode de Sugeno )		PRODUIT	MOYENNE	PRODUIT

**Tableau IV.2**Méthodes usuelles de l'inférence floue.

### IV.6.3 Stratégie de défuzzification

Pour bien définir la loi de commande, le contrôleur flou doit avoir une procédure de défuzzification jouant le rôle de la conversion de la commande floue en valeur physique pour chaque état du processus. Il existe plusieurs stratégies de défuzzification dont les plus utilisées sont [24] [25] :

- Méthode du maximum ;
- Méthode de la moyenne des maximums ;
- Méthode du centre de gravité ;
- Méthode des hauteurs pondérées.

#### 1) Méthode du maximum

Pour cette méthode, la commande est égale à la commande locale ayant la fonction d'appartenance maximale :

$$U = \text{MAX}_{Z \in S} (\mu_{\text{RoS}}(Z)) \quad (4.11)$$

Ou S est le support de  $\mu_{\text{RoS}}$

Dans le cas général : U est indéterminé lorsque il existe plusieurs points qui maximisent  $\mu_{\text{RoS}}(Z)$ . Pour cette raison on fait appel à la méthode des maximums.

#### 2) Méthode de la moyenne des maximums

Cette stratégie de défuzzification génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les actions de contrôle ayant des fonctions d'appartenance maximales.

Dans le cas d'un univers de discours discret, l'action de commande est exprimée par :

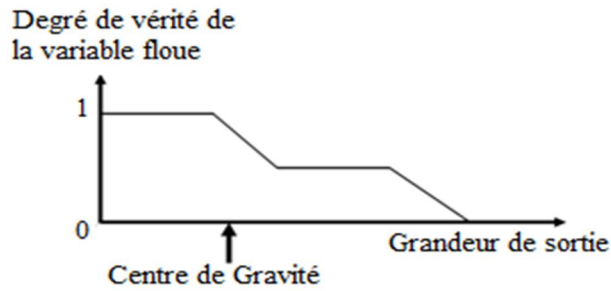
$$U = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^m Z_i \quad (4.12)$$

Ou :  $Z_i$  est la valeur de la commande avec laquelle la fonction d'appartenance associée atteint la valeur maximale  $\mu_{\text{RoS}}(Z)$

L : est la nombre total des valeurs prises par la fonction d'appartenance [25].

#### 3) Méthode du centre de gravité

Il s'agit de calculer le centre de gravité de la fonction d'appartenance de la variable de sortie :



[Figure IV. 9]: Centre de gravité de grandeur de sortie

Le calcul du centre de gravité[14] présenté dans la [Figure II.8] permet d’obtenir une seule valeur pour la grandeur de sortie. Son calcul est, cependant, relativement complexe puisqu’il nécessite le calcul d’une intégrale, ou dans le cas simple de fonctions d’appartenance en raies, d’une somme pondérée .

Le défuzzificateur détermine le centre de gravité  $y_0$  de B et utilise cette valeur comme sortie du FLS (Fuzzy Logic System). Le centre de gravité est donné par :

$$y_0 = \frac{\int y \mu_B (y) dy}{\int \mu_B (y) dy} \tag{4.13.a}$$

Où S représente le support de B. Lorsque S est discrétisé, nous obtenons

$$y_0 = \frac{\sum_{i=1}^L y_i \mu_B (y_i)}{\sum_{i=1}^L \mu_B (y_i)} \tag{4.13.b}$$

**4) Méthode des**

**hauteurs pondérées**

Cette méthode consiste à calculer la sortie du contrôleur en utilisant les centres de gravité  $Z^*$  de chacun des ensembles  $C_i$

$$U = \frac{\sum_{i=1}^m Z_i^* \mu_{C_i}(Z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{C_i}(Z_i)} \tag{4.14}$$

Où m : est le nombre d’ensembles flous associés à la variable de sortie U.

### IV.7 Contrôleurs flous usuels

Les contrôleurs flous sont principalement de deux types:

- Contrôleur flou type Mamdani
- Contrôleur flou type Sugeno

Pour un système à deux variables, les règles floues sont de la forme :

« **SI** x est  $A_i$  **Et** y est  $B_i$  **ALORS** z est  $C_i$  »

où  $A_i$  et  $B_i$  sont des sous-ensembles flous, par contre  $C_i$  peut appartenir aussi bien au domaine symbolique ( sous-ensemble flou) qu'au domaine numérique.

L'originalité de la méthode de Sugeno réside dans le fait que la conclusion de chaque règle n'appartient pas au domaine symbolique, mais est définie sous forme numérique comme une combinaison linéaire des entrées.

Selon la méthode de Sugeno, les règles floues, dans le cas de deux variables, s'expriment donc selon la forme suivante :

« **SI** x est  $A_i$  **Et** y est  $B_i$  **Alors**  $z = p_0 + p_1.x + p_2.y$  »

On parle dans ce cas de contrôleur flou de type Sugeno d'ordre 1.

Dans la suite de ce mémoire, nous n'utiliserons qu'un raisonnement simplifié de Sugeno (contrôleur flou de type Sugeno d'ordre 0 ) où les règles floues utilisées sont du type :

« **SI** x est  $A_i$  **Et** y est  $B_i$  **Alors**  $z = p_0$  »

Dans le contrôleur flou type Sugeno, les étapes d'agrégation et de défuzzification des règles floues se font simultanément et la relation (II.15) devient :

$$u = \frac{\sum \mu_i z_i}{\sum \mu_i} \quad (4.15)$$

Cette méthode est plus simple à mettre en œuvre et donne aussi de bons résultats en commande floue que la méthode de Mamdani . Le calcul en temps réel de cette expression ne pose pas de problème.

Une remarque peut être formulée sur le nom donné à cette étape. En effet, elle est appelée « défuzzification » alors qu'elle ne manipule aucune donnée floue. Ce choix a été dicté afin d'établir une similitude entre ce type de contrôleur et le contrôleur de type Mamdani où le cheminement « fuzzification – inférence floue – défuzzification » a été introduit. a la place de « défuzzification », le terme « agrégation » aurait été préférable

## IV.8 Application de la logique floue a la commande de la MSAP

Dans cette section nous nous intéresserons à l'application de la commande par logique floue à la machine synchrone a aimants permanents. Le type de régulateur est synthétisé pour le réglage de vitesse à savoir, le régulateur de Mamdani

### IV.8-1 Régulateur de type de Mamdani

En 1974, E.H. Mamdani a présenté, pour la première fois, la technique de réglage par la logique floue et conçoit le premier contrôleur flou [26]. Ce contrôleur est construit autour d'un organe de décision manipulant de règle subjectives et imprécises comme celles du langage courant qui appliquées au système, peuvent le contrôler. L'obtention de ces règles auprès des experts qui connaissent bien le système, est facile.

Macvicar et whelan ont fait une analyse sur les bases de règles de King et Mamdani et ont proposé une matrice des règles qui possède deux entrées, l'erreur et sa variation, en se basant sur les deux principes suivants [ 26]:

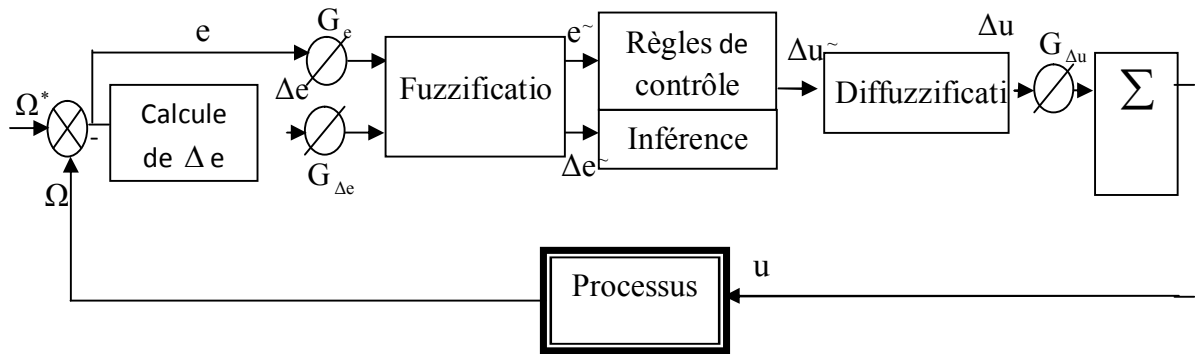
- Si la sortie à régler est égale à la valeur désirée et la variation de l'erreur est nulle, la commande sera maintenue constante.
- Si la sortie à régler diverge de la valeur désirée, l'action sera dépendante du signe et de la valeur de l'erreur et de sa variation.

### IV.8.2 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants:

- Choix des variables linguistiques ;
- Choix des fonctions d'appartenance ;
- Choix de la méthode d'inférence ;
- Choix de la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes monovariabiles simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante :



[Figure IV. 10]: Schéma bloc de régulation à contrôleur flou

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

- L'erreur de vitesse notée  $e$  est définie par :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega r$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée  $\Delta e$  est définie par :

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

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée  $\Delta u$ .

Les trois grandeurs,  $e, \Delta e$  et  $\Delta u$  sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} E = G_e e \\ \Delta E = G_{\Delta e} \Delta e \\ \Delta U = G_{\Delta u} \Delta u \end{cases}$$

Où  $G_e, G_{\Delta e}$  et  $G_{\Delta u}$  sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

Le régulateur flou représenté par la figure (IV.10) est composé de :

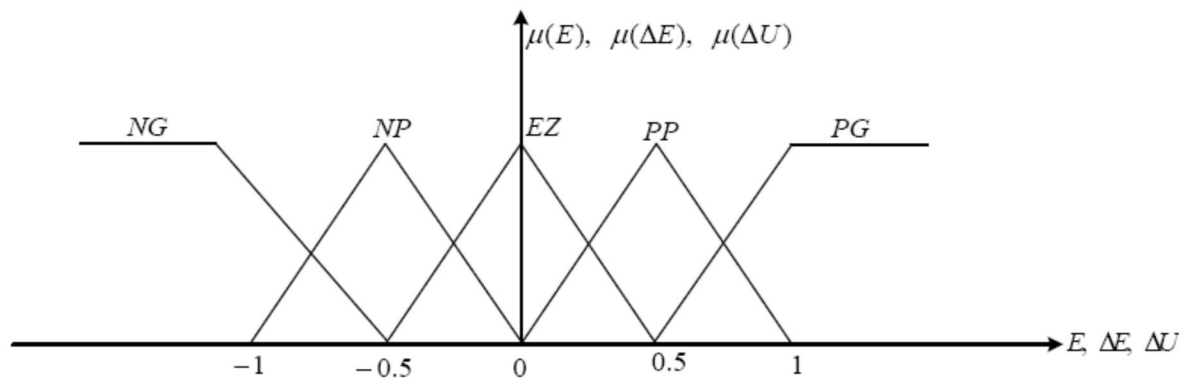
- D'un bloc de calcul de variation de l'erreur au cours du temps ( $\Delta e$ ) ;
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à la variation de la commande ( $\Delta u$ ) ;
- Des règles du contrôleur flou ;
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique ;
- D'un bloc sommateur.

### IV.8.2.1 Fuzzification

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en cinq ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif grand noté **NG** ;
- Négatif petit noté **NP** ;
- Environ de zéro noté **EZ** ;
- Positif petit noté **PP** ;
- Positif grand noté **PG** ;

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure suivante :



[Figure IV. 11]: Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

### IV.8.2.2 Inférence

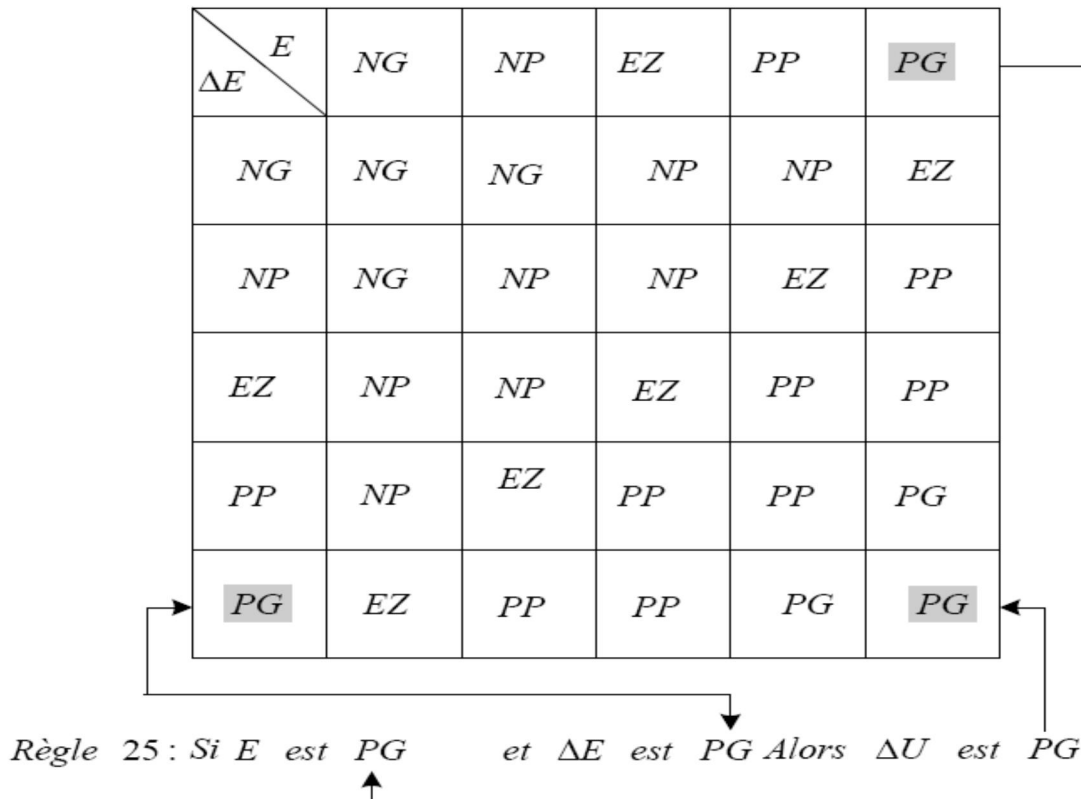
L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence, les règles d'inférence utilisées sont de type :

Si  $e$  est  $x_1$  ET  $\Delta e$  est  $x_2$  ALORS  $C^*$  est  $x_3$

Le nombre des ensembles flous pour  $e$  et  $\Delta e$  est cinq donc il nous faut  $5 \times 5 = 25$  règles d'inférence, sachant qu'il n'existe pas une loi bien déterminée pour la détermination de la décision de chaque règle. L'expérience humaine, dans ce cas joue un rôle très important.

**IV.8.2.3 Traitement numérique de l'inférence**

Après avoir choisi les règles d'inférence, les opérateurs de la logique floue permettent de choisir une méthode pour le traitement de l'inférence. Sachant que l'opérateur ET est le minimum, l'opérateur OU est le maximum et l'opérateur ALORS est le maximum. La méthode retenue sera la méthode min/max.



**[Tableau IV.3]:** Matrice d'inférence des règles floues.

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes :

- "Si E est PG et  $\Delta E$  est PG Alors  $\Delta U$  est PG"
- "Si E est EZ et  $\Delta E$  est EZ Alors  $\Delta U$  est EZ"

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (E est PG), alors il faut un appel de couple grand ( $\Delta U$  est PG) pour ramener la vitesse à sa référence. Et si la vitesse atteint sa référence et s'établit (E est EZ et  $\Delta E$  est EZ) alors garder le même couple ( $\Delta U$  est EZ).

#### IV.8.2.4 Déffuzzification

La déffuzzification consiste à transformer la décision de sortie linguistique en une décision numérique connue pour commander le système. Pour notre cas d'étude nous avons utilisées la méthode du centre de gravité pour la déffuzzification.

##### IV.8.2.4.1 Déffuzzification par centre de gravité

Il s'agit de la méthode la plus utilisée pour la déffuzzification elle consiste en la détermination du centre de gravité à la fonction d'appartenance résultante  $\mu_u(x)$ . Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse, cette dernière peut être déterminée à l'aide de la relation générale :

$$\mu_u = \frac{\sum_{i=1}^n Z_i \cdot \mu_{RoS}(Z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{RoS}(Z_i)}$$

On note que R et S sont d'univers de discours.

#### IV.8.3 Réglage de la vitesse

Le contrôleur flou reçoit en entrée l'erreur de vitesse et de sa variation. Les grandeurs manipulées par le contrôleur sont des ensembles flous, ce qui nécessite une conversion des valeurs numériques en entrée c'est la fuzzification. En fonction de ces variables floues et des règles de décision, le contrôleur flou calcul la valeur flou de la commande, c'est l'inférence. Il suffit en suite de convertir cette valeur flou en une valeur numérique c'est la déffuzzification.

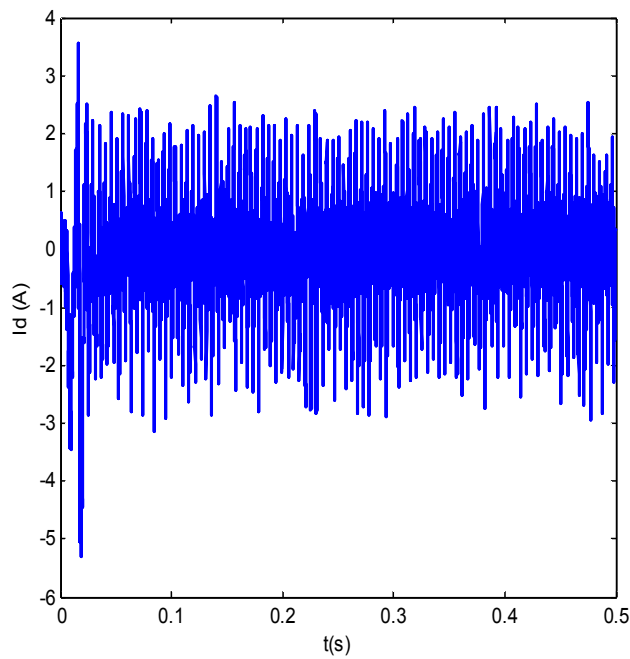
#### IV.8.4 Résultats de simulation

Dans cette partie, on va illustrer les résultats de simulation de la commande de vitesse par la commande mode glissant floue d'une machine synchrone à aimants permanents . Tout ce qui a été simulé dans le troisième chapitre dans le cas d'une commande mode glissant sera aussi simulé dans le cas du régulateur floue et présenté dans cette section.

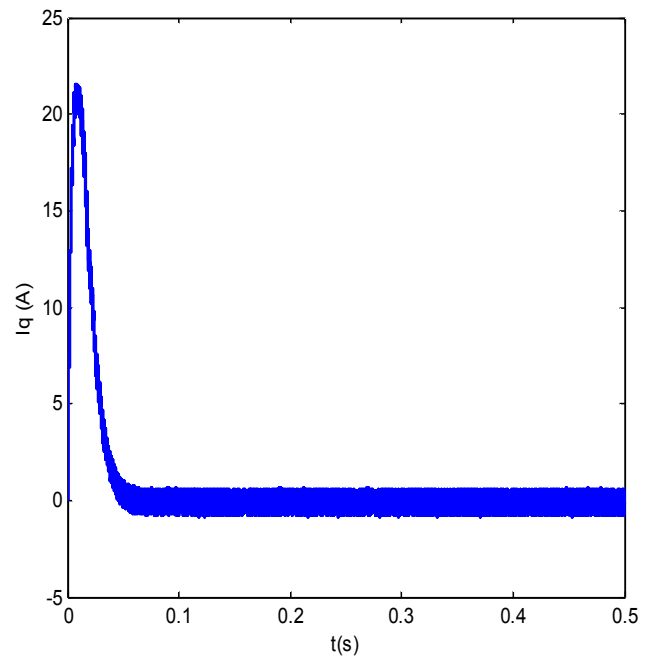
##### IV.8.4.1 Démarrage à vide

On a simulé le comportement dynamique du système d'entraînement pour une vitesse de référence  $\Omega_{ref}=200$  rd/s, lors d'un démarrage à vide. Cela permet d'établir les caractéristiques dynamiques de la machine synchrone à aimants permanents illustrées par la figure (IV.12). Les résultats de simulation obtenus montrent bien l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse. Cette dernière atteint sa référence en un temps de réponse de 0.05 s (réponse rapide l'allure du couple marque un pic de 5.4 N.m, inférieur à celui marqué dans le cas de la

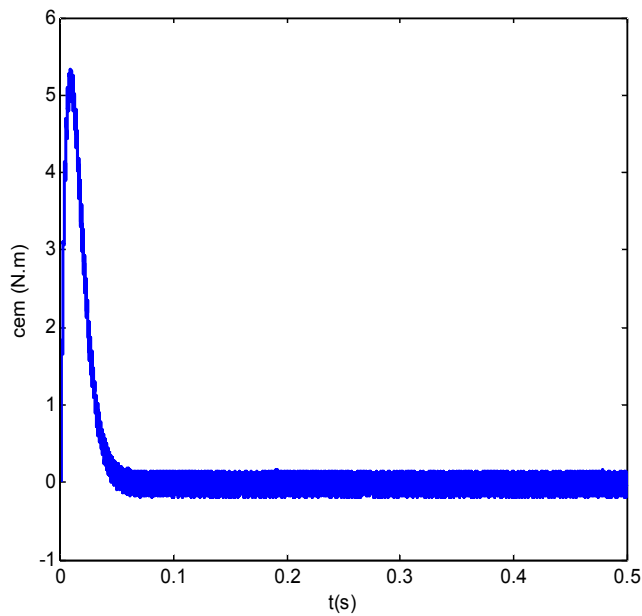
commande mode glissant, les autres réponses dynamiques évoluent presque selon la même allure.



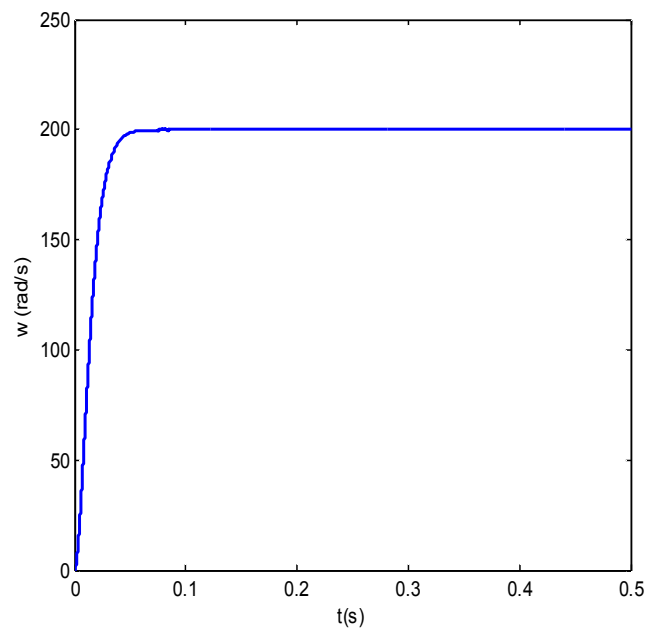
Courant direct



Courant quadratique



Couple électromagnétique

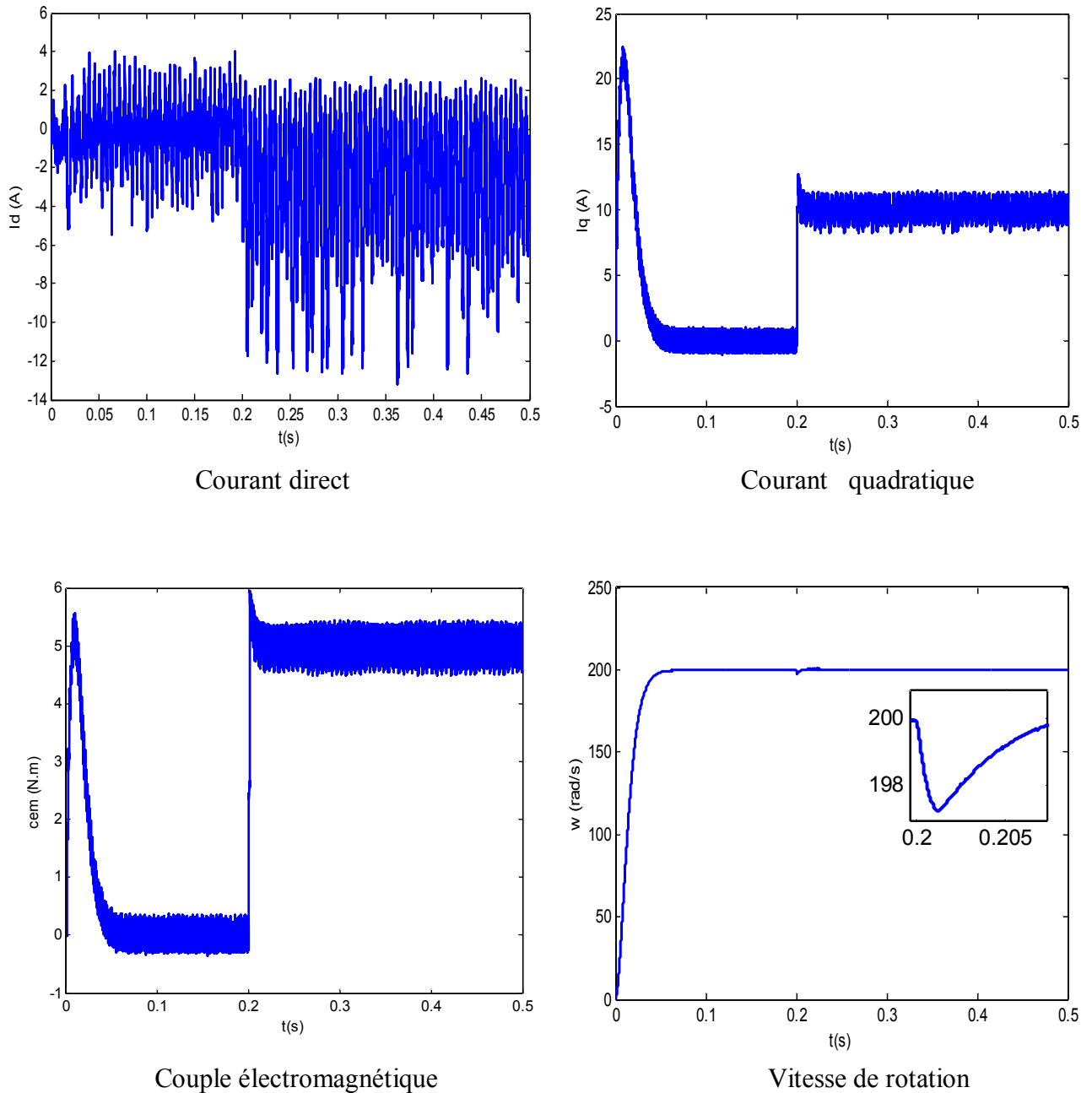


Vitesse de rotation

**[Figure IV. 12]:** Comportement dynamique de la MSAP lors d'un démarrage à vide avec onduleur

**1.8.4.2 Réponses de la MSAP en charge**

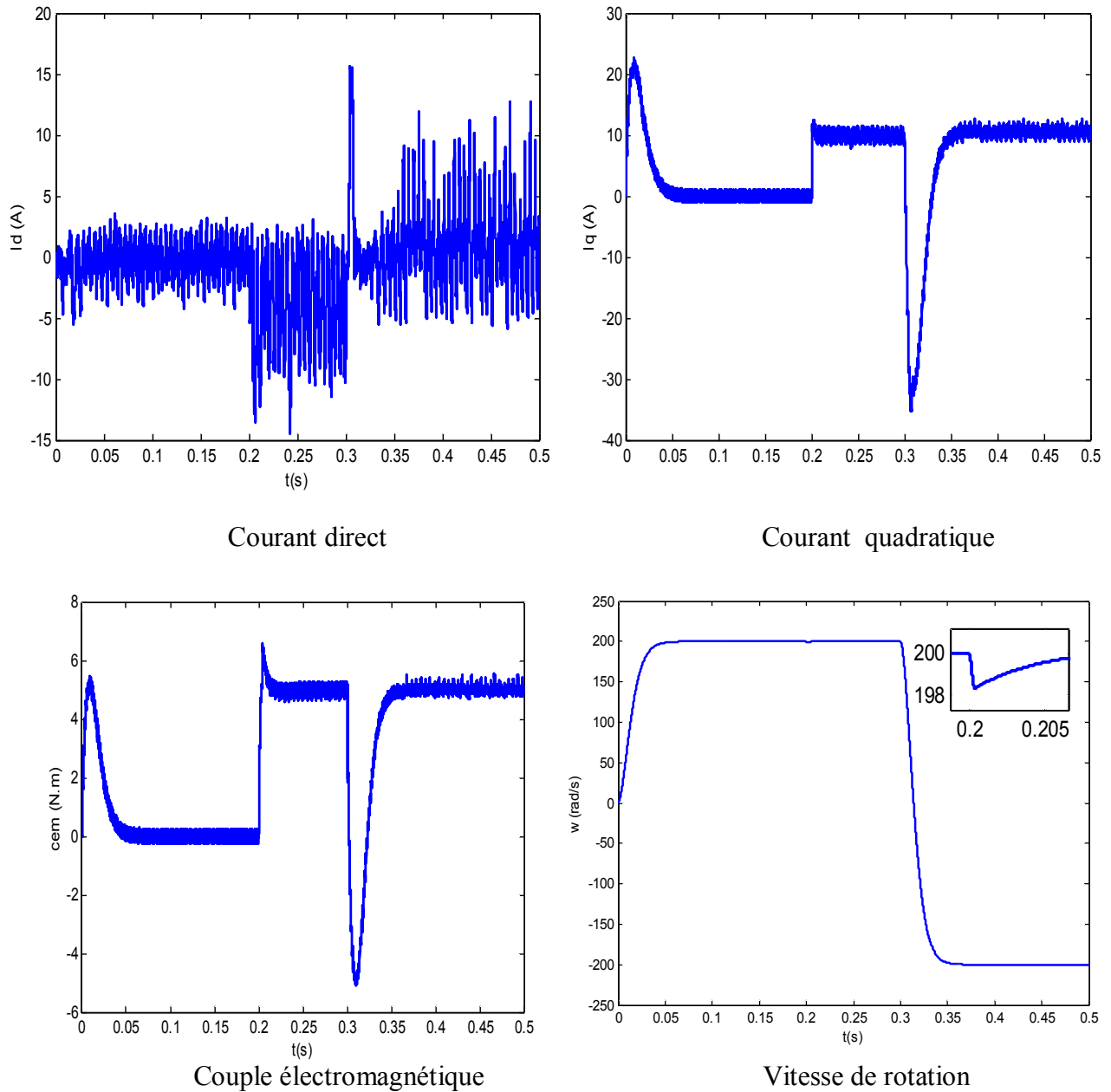
On a simulé aussi le comportement du système entrainé lors de l'application d'un couple de charge de 5 N.m à l'instant ( $t=0.2s$ ). Les résultats obtenus sont représentés par la figure (IV.13). D'après ces résultats de simulation, on remarque principalement que la vitesse reste insensible à l'introduction du couple de charge ce qui montre bien la robustesse du régulateur flou face à cette perturbation comparativement au commande mode glissant



**[Figure IV. 13]:** Comportement dynamique de la MSAP lors d'un démarrage en charge avec ( $C_r = 5$  N.m à  $t = 0.2s$ ) avec onduleur

**IV.8.4.3 Changement de consigne**

Après un démarrage à vide de la machine, nous avons procédé à un changement de consigne de la vitesse de 200 rd/s à -200 rd/s à  $t=0.3$  s, et on applique échelon de couple de charge de valeur  $C_r = 5N.m$  à l'instant  $t = 0.2s$  Les résultats obtenus sont représentés par la figure (IV.14). Vu les résultats obtenus, on note que la vitesse suit sa consigne rapidement comparativement au commande mode glissant et. D'autre part, le couple électromagnétique marque une pic de -8.8N.m pendant le changement de consigne. .



**[Figure IV. 14]:** Comportement dynamique de la MSAP en charge avec ( $C_r = 5$  N.m à  $t = 0.2s$ ) lors d'un changement de consigne de vitesse (à  $t = 0.3$  s)

## IV.9: Etude comparative entre les techniques de commande

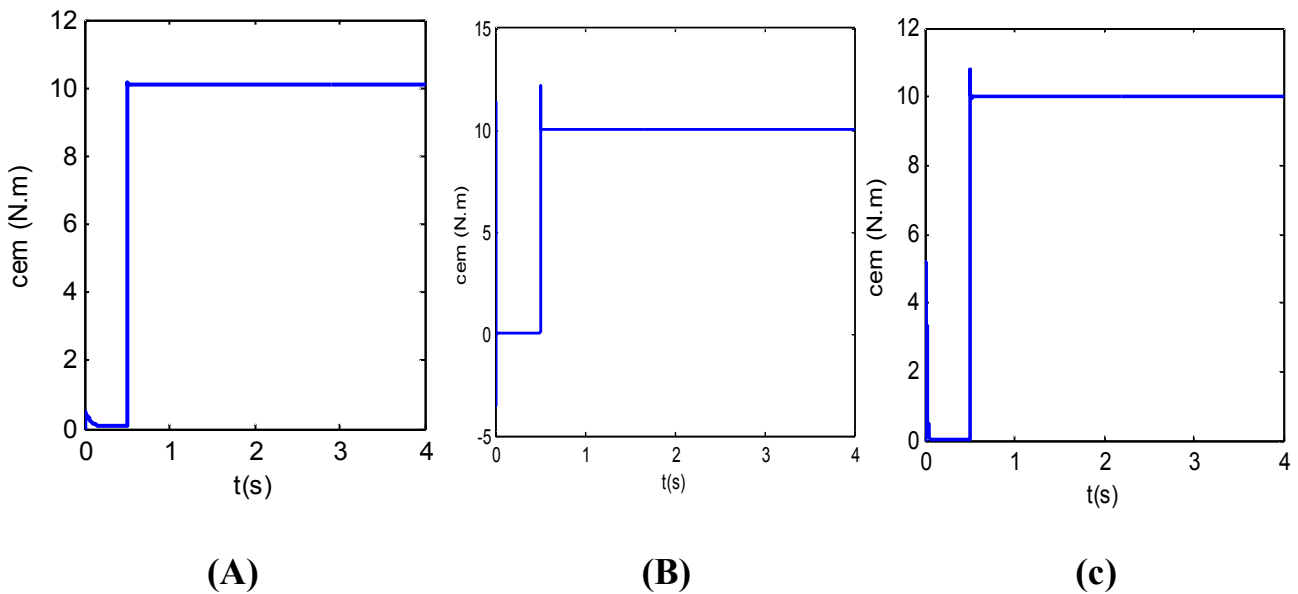
### IV.9.1 Teste de robustesse à l'application d'une charge

Les figures (IV-15) (IV-16) représentent la vitesse, le couple, dans le cas d'un démarrage à vide après on applique une charge ( $C_r=10\text{N.m}$ ) a l'instant ( $t=0.5\text{s}$ ) pour une référence de vitesse ( $200\text{rad/s}$ ).

On constate également que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les trois types de commande mais dans CMG et la CMGF inférieur à celui présenté dans PI, ce temps de réponse peut être expliqué par la rapidité du commande mode glissant et la commande mode glissant floue.

Nous constatons également que Pour le réglage par PI le couple électromécanique ne répond pas instantanément, et la vitesse rejoint sa référence après une déformation.

le couple donné par la CMG et la CMGF présente un pic plus important mais il regagne rapidement sa valeur de référence.



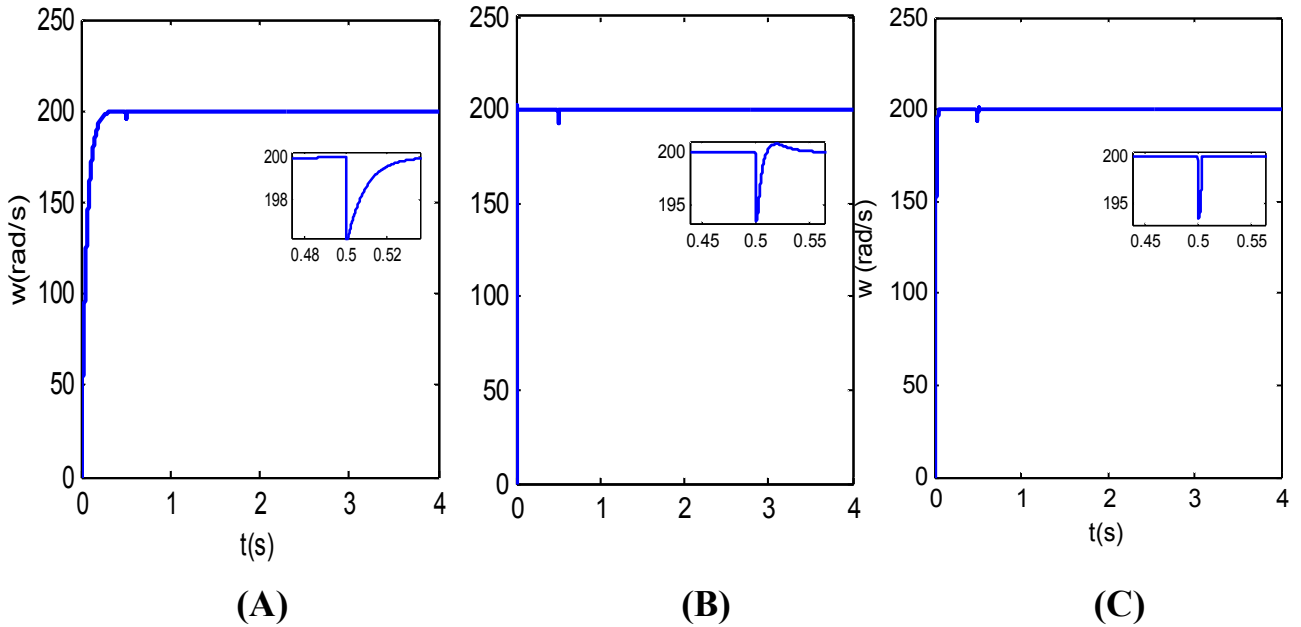
avec

A : Résultats de simulation de la commande vectorielle.

B : Résultats de simulation de la commande par mode glissement.

C: Résultats de simulation de la commande par mode glissement floue.

**Figure [IV.15]: Comparaison (des couples) au niveau d'application d'une charge.**



avec

A : Résultats de simulation de la commande vectorielle.

B : Résultats de simulation de la commande par mode glissement.

C: Résultats de simulation de la commande par mode glissement floue.

**Figure [IV.16]: Comparaison(des vitesses) au niveau d’application d’une charge.**

**IV.9.2 Teste de robustesse A la variation de la vitesse :**

Les figures (IV-17) (IV-18) représentent la vitesse, le couple, dans le cas d’un démarrage en charge ( $C_r = 10 \text{ N.m}$  à  $t = 0.5\text{s}$ ), pour une référence de vitesse (200 rad/s), suivi à l’instant ( $t = 2\text{s}$ ), d’une diminution de vitesse à la valeur (150 rad/s)

On remarque que

- les réponses obtenues avec les deux types de réglage montrent clairement que le système commandé avec la CMG et la CMGF est plus robuste par rapport au réglage par CVEC.
- le temps de réponse du CMG est plus rapide, que pour le CVEC
- La régulation par logique floue donne de bonnes performances pour ce qui est de la qualité des réponses dynamiques du système..

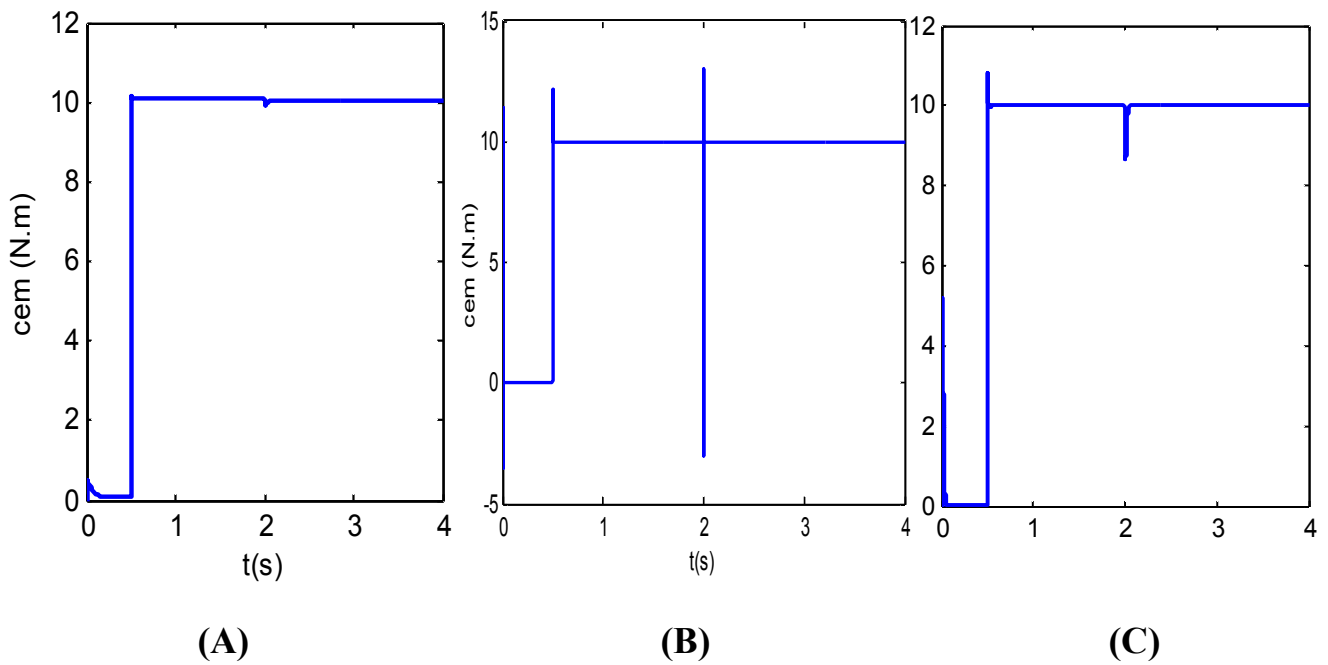
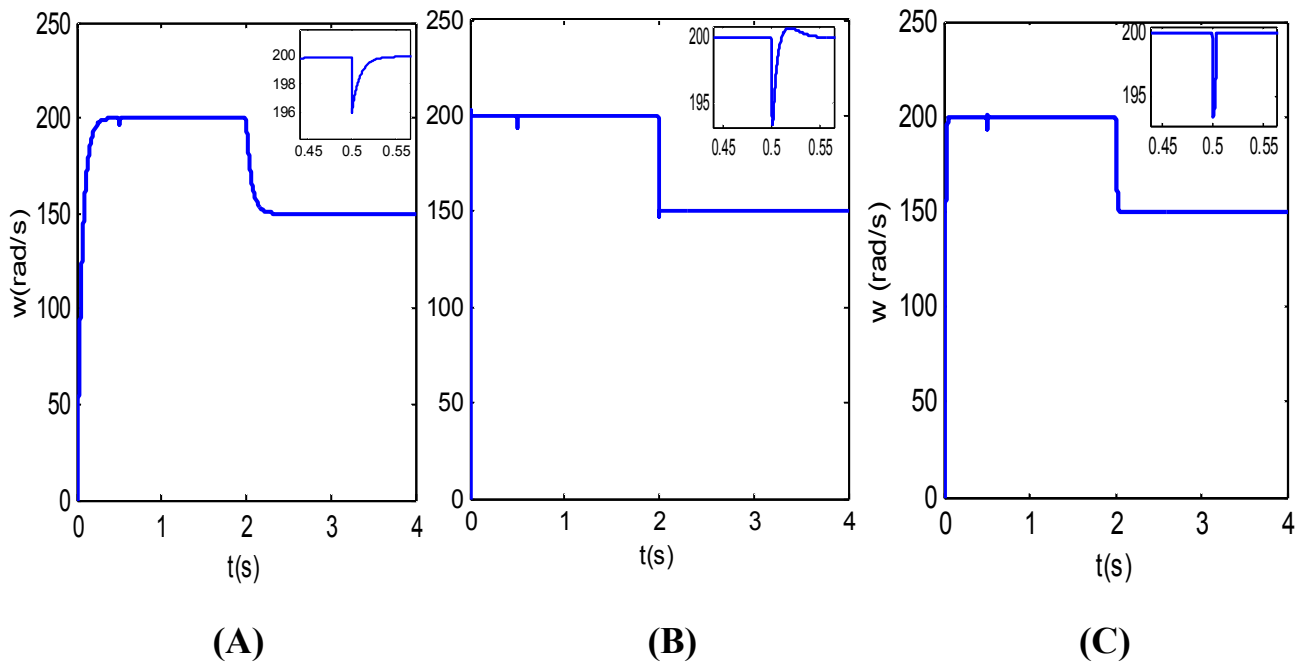


Figure [IV.17]: Comparaison(des couples) au niveau de variation de la vitesse



avec

A : Résultats de simulation de la commande vectorielle.

B : Résultats de simulation de la commande par mode glissement.

C: Résultats de simulation de la commande par mode glissement floue.

Figure [IV.18]: Comparaison(des vitesses) au niveau de variation de la vitesse.

## IV.10 Conclusion

La technique du réglage par logique floue permet à la commande d'être insensible à de telles variations, la vitesse est peu affectée par les perturbations et suit sa consigne. On peut conclure que la commande par logique floue associée à la commande par mode glissant se prête bien pour le réglage de la vitesse et de la machine synchrone à aimants permanents.

Les résultats obtenus en utilisant un contrôleur flou appliqué aux machines synchrone à aimants permanents., permettent de conclure que :

La régulation par logique floue donne de bonnes performances pour ce qui est de la qualité des réponses dynamiques du système. C'est l'une des principales propriétés de la logique floue qui permet de définir et d'atteindre avec facilité un équilibre optimal.

# Conclusion général

Les systèmes industriels ont souvent un comportement significativement non linéaire. La linéarisation autour d'un point de fonctionnement est souvent inadaptée pour les besoins de la commande, par conséquent il est important de développer des méthodes de commande pour les systèmes non linéaires.

Pour notre cas le système non linéaire avec des incertitudes dans ses paramètres, c'est une Machine Synchrones à Aimants Permanents.

Dans ce travail plusieurs méthodes de commande prenant en charge ces problèmes, et simultanément assurer de bonnes performances de suivi de trajectoire et de rejet de perturbation sont utilisées.

Nous avons commencé par une étude générale sur les aimants permanents et ses applications au niveau de la MSAP. Les hypothèses simplificatrices adoptées et l'application de la transformation de PARK ont permis de simplifier considérablement le modèle de la machine synchrone à aimants permanents. Pour cela, nous avons simulé le modèle de la MSAP en utilisant la transformation de PARK. Nous avons constaté que la machine est frottement couplé, ce qui nous a permis de penser à un organe de commande qui est l'alimentation par un onduleur MLI, par la suite le découplage de la machine a été assuré à l'aide de la technique de commande par orientation du flux. L'application de cette technique nous a permis d'obtenir un modèle simple similaire à celui d'une machine à courant continu qui présente un modèle linéaire et simple à contrôler.

D'où la nécessité d'une autre technique basée sur un autre contrôle. Parmi les techniques modernes les plus utilisées actuellement, le réglage par mode glissement.

Nous avons analysé le comportement de CSV pour la forme de la commande discontinue de l'asservissement en vitesse, cette forme consiste à considérer la fonction de la commande  $U_n$  comme un relais. En suite, nous avons fait la comparaison des résultats obtenus de la commande par mode glissement avec ceux obtenus avec une commande vectorielle de type PI.

De l'étude des deux techniques de contrôle de la machine synchrone, on peut conclure que la technique de commande par mode glissant a conduit à des bonnes performances, dans beaucoup de cas, on obtient une meilleure qualité de réglage par rapport à la commande non linéaire, donc la commande par mode glissant offre certains avantages :

## Conclusion général

---

- ✓ Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.
- ✓ Une dynamique très performante “temps de réponse acceptable et erreur stationnaire pratiquement nulle”.

A la fin de ce travail, nous avons testé les performances de technique de réglage de la vitesse à savoir le réglage par logique floue.

L'introduction de la technique de commande par logique floue qui est un domaine de recherche actuel très actif a donné des résultats satisfaisants, cette commande calculée seulement à partir des deux valeurs, l'erreur et la variation de l'erreur a fait preuve de ses performances et de son efficacité dans le réglage de la vitesse par le rejet total de la perturbation

L'approche de la commande floue proposée a été justifiée par les résultats de simulation et les performances obtenus. Une comparaison avec les résultats obtenus par le PI classique et la commande par mode glissant a montré l'amélioration des performances dynamiques. Ce qui rend le régulateur flou un choix acceptable pour les systèmes d'entraînement nécessitant des réglages rapides, précis et moins sensibles aux perturbations extérieures

A la fin de ce mémoire, on a mené ce travail par une étude comparative des performances entre les deux ; Nous concluons que la commande par mode glissant floue est plus robuste que la commande par mode glissant

### **Références Bibliographiques :**

[01] ISSAOUNI . S: "*Commande d'axe sans capteur à base d'un moteur synchrone à aimants permanents*" Mémoire de Magister en Automatique Ecole Nationale Polytechnique El-Harrach **2011**

[02] DR. MEZACHE A-DR. BARKATI S:"*Modélisation et commande des machine électriques*" l'université de M'sila **2010**

[03] CHEMMOURI. B - GAFER. B: "*Commande non-linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents*" mémoire d'ingénieur l'université de M'sila **2006**

[04] OUNNADI. M : "*Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine synchrone à aimants permanents*" Mémoire de Magister l'université de Tizi-Ouzou **2011**

[05] LAURENT. G: "*Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande*" thèse de doctorat l'institut nationale polytechnique de Toulouse **2004**

[06] BOULMERDJ. N:"*Commande Tolérante aux Défauts Application à la MSAP*" mémoire d'ingénieur Ecole Nationale Polytechnique EL-HARRACH **2009**

[07] LAHOUEL. D: "*Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents*" Mémoire de Magister l'université de Batna **2009**

[08]TAMRABET. H:"*Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone*" Mémoire de Magister l'Université d'Annaba **2006**

[09] AMEUR, A. "*Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants*". Thèse de Magistère de l'université de Batna **2003**

[10] NABTI .K : "*Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone*" thèse de doctorat l'université de Constantine **2010**

- [11]; **ELBIA.Y** ; *"Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté"* Université de Batna ; Mémoire « Ingénieur d'Etat en Electrotechnique » ; **2009**
- [12] **LITIM. L.**:*"Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents sans Capteur Mécanique "* Mémoire de Magister l'Université de Batna **2008**
- [13] **BAZI. S.**:*"Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO « Particle Swarm Optimization »"* Mémoire de Magister l'Université de Batna **2009**
- [14] **CHEKROUN. S.**:*"commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée "* Mémoire de Magister l'Université d'Oran **2009**
- [15] **BELHAMDI, S.** : *" Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone "*. Thèse de Magistère de l'université de Biskra **2005**.
- [16] **D. MOHAMED ET G. SALIM.**: *"Commande multi variable par mode glissant d'une machine Asynchrone "*. Mémoire d'ingénieur, Université de Constantine. 2001.
- [17] **KAHIL .Z LATRECHE. H.** : *" commandes par retour d'état non linéaire d'un moteur asynchrone "* mémoire d'ingénieur l'université de M'sila **2006**
- [18] **CHAIBI .M ABDELATIF. B** : *"étude comparative entre la commande pi et celle par mode glissant d'un moteur asynchrone triphasé "*mémoire d'ingénieur l'université de M'sila **2009**
- [19] **HADDAD .S- CHARIF. M.** : *"Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur Asynchrone"* mémoire d'ingénieur l'université de M'sila **2006**
- [20] **BENCHABANE, F.** *"Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering"*. Thèse de Magistère de l'université de Biskra **2005**
- [21] **BOUBAYA.N** ; *"Commandes non Linéaires d'un Palier Magnétique Actif"* Mémoire de Magister Ecole Nationale Polytechnique **2010**

- [22] **HIND .G:** "Projet Bioréacteur de fermentation : *"Applications d'une commande neuro-floue et d'un PI calculé à base d'un contrôleur à modèle interne"*. . Mémoire d'ingénieur, Ecole nationale polytechnique **2010**
- [23] **GUENOUNI. O:** *"Méthodologie de conception de contrôleurs intelligents par l'approche génétique- application à un bioprocédé "* ; thèse de doctorat l'Université Toulouse **2009**
- [24] **AOUICHE.A:** *"réjection des perturbation dans les système non-linéaire"* Mémoire magistère Université de m'sila ; 2005-2006
- [25] **CHIKHI A:** *" Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone- Apport de la Logique Floue "*; Université de Batna ; Magister en Electrotechnique ; 2008
- [26] **BOURAHLI . S et FAID. S:** *" commande par la logique floue de la machine synchrone a aimants permanents"* mémoire d'ingénieur l'université de M'sila **2005**

## Annexe

### Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents utilisée :

Tension nominale	$V_n = 220 \text{ v}$
La fréquence	$F = 50 \text{ Hz}$
Résistance statorique	$R_s = 1.4 \Omega.$
Inductance suivant l'axe d	$L_d = 6.6 \text{ e-3 H}$
Inductance suivant l'axe q	$L_q = 5.8 \text{ e-3 H.}$
Nombre de paire de pôles	$P = 2.$
Le moment d'inertie de la machine tournante.	$\varphi_{sf} = 0.1546 \text{ Wb.}$
Moment d'inertie	$J = 0.000176 \text{ . 2kg.m}$
coefficient d'amortissement.	$f = 0.0003881 \text{ n.m/rad/s.}$
Couple résistant nominal	$C_n = 5 \text{ N.m}$
La vitesse de rotation	$W_n = 1000 \text{ tr/min}$
La puissance nominale	$P_n = 1500 \text{ wat}$