



République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieure et la  
Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTMENT DE GENIE

MECANIQUE

Mémoire De Fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

**MASTER ACADEMIQUE**

**Domaine :** Science Technologie

**Filière :** Electromécanique

**Spécialité :** Electromécanique

**Thème :**

**Réglage de la vitesse de rotation à  
l'aide des régulateurs classiques (PI  
et IP) et des régulateurs modernes  
(régulateurs flou) de la MSAP.**

**Présenté par :**

Neciri Abdessamia

Ghenbazi Arafat

Djaballah Riad

Rezig Yacine

**Dirigé par :**

Djokhrab Ala Eddine

**2023-2024**



## REMERCIEMENTS


*Avant toute chose, on remercie Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la force durant toutes ces années d'études.*

*Nous sommes très reconnaissants à Monsieur Djokhrab Ala Eddine et nos remerciements pour nous avoir encadré et en particulier pour son soutien, sa gentillesse, ses encouragements, ses conseils et sa patience pendant la période de la réalisation de ce travail*

*Nous remercions également les docteurs du Département de Génie Mécanique, spécialité Électromécanique, qui ont contribué à notre formation.*

*Un remerciement spécial aux étudiants de la 2ème année Master de la spécialité Electromécanique.*

*Nous remercions vivement toutes les personnes que ont contribué de près ou de loin , à la réalisation de ce travail.*



**TABLE DES MATIERES****NOMENCLATURE****INTRODUCTION GENERALE**

1

***CHAPITRE I: Generalite et Modélisation sur la machine synchrone à aimants permanents***

I.1	Introduction	3
I.2	Grandes classes des matériaux pour aimants permanents	4
I.3	Types d'aimants permanents utilisés sur la MSAP	4
I.4	Structure des inducteurs des machines à aimants	5
	I.4-1 Structure à pôle lisse	5
	I.4-2 Structures à pôle saillants	6
	I.4-3 Structure avec pièce polaire – sans concentration de flux	6
	I.4-4 Structure avec pièce polaire et concentration de flux	7
	I.4-5 Structure à aimants internes	7
	I.4-6 Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique	8
I.5	Avantages des MSAP par rapport aux autres types de machines	8
	I.5-1 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu	8
	I.5-2 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique	8
	I.5-3 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones	9
I.6	Modélisation de la MSAP	9
	I.6-1 Structure générale d'une MSAP	9
	I.6-2 Les hypothèses simplificatrices	10
	I.6-3 Mise en équations de la machine	10
	I.6-4 Transformation de PARK	11
	I.6-5 L'équation d'état de la MSAP	14
	I.6-6 Résultats de simulation	15
I.7	Modélisation du convertisseur	17
	I.7-1 Modélisation du redresseur	17
	I.7-2 Modélisation du filtre	18
	I.7-3 Modélisation du l'onduleur	19
I.8	Modélisation de l'association Convertisseur-MSAP	22
I.9	Intrepaton Résultats de simulation	

I.10 Conclusion	25
<b><i>CHAPITRE II: Commande vectorielle et réglage de vitesse de la MSAP avec régulateurs PI et IP</i></b>	
II.1 Introduction	26
II.2 Diagramme vectoriel de la MSAP	26
II.3 Principe de la commande vectorielle	27
II.4 Application de la commande vectorielle dans l'espace d'état	29
II.5 Méthode d'orientation de flux	30
II.6 Structure de commande vectorielle de la MSAP	31
II.7 Résultats de simulation	32
II.8 Association Onduleur-MSAP	33
II.9 Résultats de simulation	34
II.10 Principe de régulation	34
II.11 Comparaison de régulateur proportionnel intégral (PI) et intégral proportionnel (IP)	35
II.12 Commande vectorielle des machines à petite constante de temps	35
II.13 Commande vectorielle des machines à grande constante de temps	36
II.14 Régulateur PI	37
II.14-1 Réglage de vitesse	37
II.14-2 Régulation du courant $i_{ds}$	39
II.15 Résultats de simulation	41
II.16 Application sur l'association Onduleur-MSAP (régulateur PI)	42
II.17 Résultats de simulation	44
II.18 Régulateur IP	45
II.18-1 Réglage de vitesse	45
II.18-2 Réglage de courant	45
II.19 Résultats de simulation	47
II.20 Réglage de vitesse par le régulateur IP application sur l'association Onduleur-MSAP	47
II.21 Résultats de simulation	50
II.22 Comparaison et commentaire	50
II.23 Conclusion	50
<b><i>CHAPITRE III : Commande par logique floue de la MSAP</i></b>	
III.1 Introduction	51
III.2 La théorie de la logique floue	51
III.2-1 Définition	51
III.2-2 Ensemble flou	53
III.2-3 Caractéristique d'un sous ensemble flou	53
III.2-4 Fonction d'appartenance	54
III.2-5 Variable linguistique	55
III.2-6 Opérateurs de la logique floue	56

---

III.2-7 Logique floue et raisonnement approximatif	58
III.2-8 Implication flou	58
III.3 Contrôle à logique floue	58
III.3-1 Interface de fuzzification	58
III.3-2 Base de connaissances	59
III.3-3 Logique de prise de décision	59
III.3-4 Déffuzzification	59
III.4 Conception d'un contrôleur à logique floue	59
III.4-1 Stratégie de fuzzification	59
III.4-2 Base de données	60
III.4-3 Base de règles	60
III.4-4 Inférence	60
III.4-5 Stratégie de déffuzzification	62
III.4-6 Stratégie du régulateur par logique floue	64
III.5 Application de la logique floue à la commande de la MSAP	65
III.5-1 Régulateur de type Mamdani	65
III.5-2 Synthèse du régulateur	65
III.5-3 Loi de commande	66
III.6 Conception d'un contrôleur flou pour le réglage de vitesse	67
III.6-1 Le choix des variables d'entrées et de sortie	67
III.6-2 Normalisation des variables d'entrées et de sortie	67
III.6-3 Interface de fuzzification	67
III.6-4 Inférence	68
III.6-5 Traitement numérique de l'inférence	68
III.6-6 Déffuzzification	69
III.7 Réglage de vitesse	69
III.8 Résultats de simulation	71
III.9 Application sur l'association Onduleur MSAP	72
III.10 Résultats de simulation	74
III.11 Conclusion	74
<b>Conclusion générale</b>	75
<b>ANNEXE</b>	77
<b>Références bibliographique</b>	78

---

## **LISTE DES FIGURES**

---

### **Chapitre I : Généralités et modélisation sur la MSAP**

Figure (I.1) Courbe de désaimantation des différents aimants

Figure(I.2) Structures à pôles lisses

Figure(I.3) Structure avec aimantation radiale sans concentration de flux

Figure(I.4) Structure avec pièces polaires et concentration de flux

Figure(I.5) Structure à aimantations interne

Figure(I.6) Structure à aimantations insérées

Figure (I.7) Schéma de la MSAP

Figure (I.8) Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q.

Figure (I.9) Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d, q

Figure (I.10-a) Caractéristiques dynamiques de la MSAP à vide

Figure (I.10-b) Caractéristiques dynamiques de la MSAP lors du démarrage avec l'application d'un échelon de couple au régime permanent ( $C_r=0.05$  N.m).

Figure (I.11) Redresseur a diodes

Figure(I.12) Tension redressée.

Figure(I.13) Schéma de filtre LC

Figure (I.14) Schéma de principe de l'onduleur de tension.

Figure (I.15) Représentation des interrupteurs.

Figure (I.16) MLI triangle-sinusoidal  $m=21$ ,  $r=0.8$

Figure (I.17) L'association convertisseur MSAP

Figure (I.18) Caractéristique dynamique de l'ensemble onduleur de tension-MSAP à vide, l'onduleur est commandé par la technique MLI.

Figure (I.19) Caractéristique dynamique de l'ensemble onduleur de Tension-MSAP en charge.

### **Chapitre II : Commande vectorielle de la MSAP avec régulateurs PI et IP**

Figure (II.1) Diagramme vectoriel de la MSAP

Figure (II.2) Commande par orientation du champ de la MSPA (ids nul).

---

- Figure (II.3) Diagramme illustrant le vecteur courant statorique et le courant d'excitation de la MSAP
- Figure (II.4) Schéma bloc avec le retour d'état non linéaire
- Figure (II.5) Schéma bloc représentant la MSAP après l'orientation du champ.
- Figure (II.6) Commande vectorielle dans le référentiel (d q)
- Figure (II.7) Schéma bloc de la structure de découplage
- Figure (II.8) Couple de référence
- Figure (II.9) Commande vectorielle en boucle ouverte (Application sur le modèle de la MSAP)
- Figure (II.10) Contrôle vectorielle de l'association onduleur machine en boucle ouverte
- Figure (II.11) Contrôle vectoriel en boucle ouverte de l'association Onduleur-MSAP
- Figure (II.12.a) Régulateur PI
- Figure (II.12.b) Régulateur IP
- Figure (II.13) Commande de vitesse de la MSAP a petite constante du temps
- Figure (II.14) Commande de vitesse de la MSAP a grande constante du temps avec deux couplages: (courants de référence et courants mesurés)
- Figure (II.15) Régulation de vitesse
- Figure (II.16) Boucle de régulation
- Figure (II.17) Boucle de réglage de vitesse
- Figure (II.18) Boucle de réglage de courant
- Figure (II.19-a) Réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s(Régulateur PI).
- Figure (II.19-b) Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant  $C_r=0.05\text{Nm}$  (Régulateur PI).
- Figure (II.19-c) Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse 300rd/s à - 300rd/s (Régulateur PI).
- Figure (II.20) Schéma globale de la commande du système dans le repère (d q)
- Figure (II.21-a) Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP pour une consigne de vitesse de 300rd/s (Régulateur PI).
- Figure (II.21-b) Réponse de l'ensemble onduleur-MSAP avec l'application d'un couple résistant entre  $t=0.4\text{s}$  et  $t=0.6\text{s}$  (Régulateur PI).
- Figure (II.21-c) Réponse de l'ensemble Onduleur-MSAP pour l'inversion du sens de rotation de 300dr/s et -300rd/s
- Figure (II.22) Structure de commande par le régulateur (IP)
- Figure (II.23) Schéma réduite de régulation de courant
- Figure (II.24-a) Réponse de la machine pour une consigne de 300rd/s
-

Figure (II.24-b) Réponse de la machine pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant ( $C_r=0.05Nm$ )

Figure (II.24-c) Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse de 300rd/s à -300rd/s

Figure (II.25) Schéma global de la commande du système avec régulateur (IP)

Figure (II.26-a) Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP pour une consigne de vitesse de 300rd/s

Figure (II.26-b) Réponse de l'ensemble onduleur-MSAP avec application d'un couple résistant entre  $t=[0.4, 0.6]s$  (Régulateur IP)

Figure (II.26-c) Réponse de l'ensemble onduleur-MSAP avec inversion de sens de rotation de 300rd/s et -300rd/s

### **Chapitre III : Commande par logique floue de la MSAP**

Figure (III.1) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.

Figure (III.2) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.

Figure (III.3) Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue

Figure (III.4) Différentes formes de la fonction d'appartenance.

Figure (III.5) Représentation des variables linguistiques

Figure (III.6) Synoptique d'un contrôleur flou

Figure (III.7) Univers de discours normalisé dans l'intervalle  $[-1 +1]$  avec une partition de 3, 5, 7 ensembles flous

Figure (III.8) Exemple d'inférence à plusieurs règles

Figure (III.9) Structure d'un régulateur à logique floue (RLF)

Figure (III.10) Schéma bloc de régulation à contrôleur flou

Figure (III.11) Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques pour l'erreur et la variation de l'erreur

Figure (III.12) Fonction d'appartenance des différentes variables linguistique pour la variation de commande

Figure (III.13-a) Réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s

Figure (III.13-b) Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant  $C_r=0.05Nm$

Figure (III.13-c) Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse 300rd/s à - 300rd/s

Figure (III.14) Structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MSAP

---

Figure (III.15-a) Réponse dynamique de l'ensemble Onduleur-MSAP pour une consigne de vitesse de 300rd/s

Figure (III.15-b) Réponse de l'ensemble onduleur-MSAP avec application d'un couple résistant entre  $t=0.6s$  et  $t=0.8s$

Figure (III.15-c) Réponse de l'ensemble Onduleur-MSAP avec inversion de sens de rotation de 300dr/s et -300r

## NOMENCLATURE

- $i_a, i_b, i_c$  : Courants des phases de la machine.  
 $\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$  : Flux des phases de la machine.  
 $\varphi_f$  : Flux des aimants.  
 $V_a, V_b, V_c$  : Tension des phases statoriques.  
 $i_{ds}, i_{qs}$  : Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.  
 $V_{ds}, V_{qs}$  : Tension statoriques d'axe direct et en quadrature.  
 $C_{em}$  : Couple électromagnétique.  
 $C_r$  : Couple résistante.  
 $C_f$  : Capacité de filtrage.  
 $f_c$  : Coefficient de frottement.  
 $[A]$  : Matrice de transformation de PARK.  
 $P$  : nombre de paire de pôles.  
 $i_f$  : Courant à l'entrée de l'onduleur.  
 $J$  : Moment d'inertie.  
 $L_d, L_q$  : Inductances cycliques directe et en quadrature.  
 $L_f$  : Inductance de filtrage.  
 $L_{sc}$  : Inductance cyclique propre.  
 $K_p$  : Coefficient du régulateur de position.  
 $K_{p\Omega}, K_{i\Omega}$  : Coefficient de régulateur de vitesse.  
 $K_{pd}, K_{id}$  : Coefficient de régulateur de courant.  
 $R_s$  : Résistance d'une phase statorique.  
 $s$  : l'opération de Laplace.  
 $U$  : tension continue à l'entrée de l'onduleur.  
 $\omega$  : Pulsation des tensions statoriques.  
 $\Omega$  : Vitesse angulaire du rotor.  
 $\tau_e$  : Constante du temps électrique.  
 $\tau_m$  : Constante du temps mécanique.  
FOC : Flux Oriented Control.  
FLC : Fuzzy Logic Controller.  
 $\theta$  : L'angle électrique.  
 $e$  : L'erreur.  
 $\Delta e$  : La variation de l'erreur.
-



# Introduction

# Générale



## ***INTRODUCTION GENERALE***

Durant les dernières années, la commande des machines électriques a connu un développement significatif, car ces machines représentent des actionneurs économiques et compacts pour les entraînements industriels. La machine à courant continu à excitation séparée est appréciée pour sa facilité de commande, grâce à la découplage du flux et du couple, permettant d'atteindre de hautes performances dynamiques, bien que limitée par le collecteur mécanique. Les machines synchrones à aimants permanents, adaptées pour des vitesses variables et les servomoteurs, ont également émergé. Les avancées en électronique de puissance et en informatique ont permis de remplacer les entraînements à vitesse variable à courant continu par ceux à courant alternatif, utilisant des variateurs de vitesse constitués d'une machine et d'un convertisseur statique. La commande vectorielle, facilitée par les techniques numériques, a simplifié les systèmes en obtenant un modèle découplé similaire à celui d'un moteur à courant continu. Pour répondre aux besoins industriels, divers régulateurs comme P, PI, IP, et PID sont utilisés, bien que leurs performances soient souvent limitées par la complexité des systèmes. Pour pallier ces limitations, la logique floue est employée, permettant de gérer des données incertaines et mal quantifiées, généralisant ainsi la notion d'appartenance à un ensemble donné.

L'objectif de ce présent travail est d'étudier par simulation numérique le comportement dynamique de la MSAP et sa réponse pour un réglage de vitesse par des régulateurs classiques et puis par des régulateurs à base de la logique floue.

Afin de bien présenter notre travail, le mémoire s'articule sur les chapitres suivants :

Dans le premier chapitre, nous donnons en premier lieu les caractéristiques générales des principaux matériaux pour aimants permanents, puis nous présentons les différentes structures envisageables des inducteurs des MSAP. A la fin du chapitre, nous citons les principaux avantages des MSAP par rapport aux autres types de machines tournantes. et nous présentons la modélisation physique de la MSAP dans le repère a,b,c, ainsi que la transformation de park.(d, q) et on termine le chapitre par l'étude de l'association MSAP- onduleur de tension commandé par la technique MLI.

Le deuxième chapitre sera consacré à la synthèse de la commande vectorielle et la régulation de la vitesse en utilisant deux types de régulateurs PI et IP.

Dans le troisième chapitre nous présentons les notions de base de la logique floue liées aux Techniques de commande. et l'application de la logique floue pour une régulation de vitesse de la MSAP en utilisant des régulateurs flous de type Mamdani.

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



# CHAPITRE I :

## Généralités et Modélisation sur la Machine Synchrone à Aimants

Documents



**I.1 INTRODUCTION:**

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont des machines à courant alternatif autopilotées, la caractéristique essentielle de ces machines est que leurs vitesse de rotation est l'image exacte de la fréquence d'alimentation.

Les MSAP sont constituées généralement de :

- Un stator ; bobinages triphasés créant un champ tournant ;
- Un rotor ; l'excitation est obtenue par des aimants permanents montés à la surface du rotor.

La MSAP présente les avantages importantes suivantes:

- Fortes caractéristiques dynamiques (accélération, couple de démarrage) ;
- Une vitesse de rotation élevée ;
- Une bonne durée de vie ;
- Intégration facile dans les applications d'entraînement et d'asservissement ; vue l'encombrement réduit de la machine.
- Absence du collecteur et de balais, ce qui simplifie totalement sa maintenance, et augmente donc sa fiabilité. De plus, le fait que seul son stator soit bobiné, localise les échauffements par effet joules dans sa partie fixe.

L'aimant permanent conserve son état d'aimantation même en présence d'un environnement défavorable, dans lequel se manifestent de nombreux champs antagonistes qu'on qualifie de démagnétisant.

Les aimants permanents peuvent être utilisés comme transducteurs d'une forme d'énergie en une autre forme d'énergie, sans perdre leur propre énergie.

Avec l'application des aimants modernes, les applications sont développées dans la mesure où l'inducteur à aimant pouvait concurrencer l'inducteur bobiné.

Les aimants permanents procurent un certain nombre d'amélioration et d'avantages (inertie faible, couple élevée...) aux machines synchrones à aimants par rapport aux autres types de machines (à courants continu, synchrone à excitation électrique).

La modélisation de la machine synchrone est préméditée aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électriques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande.

Un modèle basé sur les équations de cette machine est généralement suffisant pour faire la synthèse de la commande.

Dans ce chapitre, nous allons présenter une généralité et modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, ainsi que l'ensemble machine-convertisseur.

## **I.2 GRANDES CLASSES DES MATERIAUX POUR AIMANTS PERMANENTS**

Les matériaux que l'on utilise au niveau des machines électriques, du point de vue de leurs propriétés magnétiques peuvent se classer en deux grandes familles:

- Les matériaux magnétiques durs qui sont des aimants permanents ;
- Les matériaux magnétiques doux qui ne présente des propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieure [1].

Il existe maintenant une grande variété de matériaux pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont très diverses. Ce sont, soit des matériaux céramiques, soit des matériaux métalliques, dont on peut citer.

### **I.2-1 Les ferrites dures**

Matériaux céramiques très stables, mais peut puissants et fragiles, sont les aimants les plus compétitifs et les plus utilisés.

### **I.2-2 Les alliages à base d'éléments de terre rares**

Très stables, très puissants, mais chers, sont difficiles à usiner et sensibles à la corrosion.

### **I.2-3 Les alliages à base de fer - nickel - aluminium (ALNICO)**

Puissants mais peu stables et relativement chers, deviennent de moins en moins compétitifs.

### **I.2-4 Les alliages ductiles**

Ne sont pas encore industrialisés à grande échelle malgré leurs excellentes propriétés mécaniques.

### **I.2-5 Les aimants manganèses-aluminium-carbone**

N'ont pas à ce jour répondu aux grands espoirs qu'ils avaient suscités.

### **I.2-6 Les aimants à base de micro poudres**

Généralement chers, sont réservés à des applications spéciales [1].

## **I.3 TYPE D'AIMANTS PERMANENTS UTILISES AU NIVEAU DES MSAP**

Parmi les aimants les plus utilisés, on peut citer les deux types suivants :

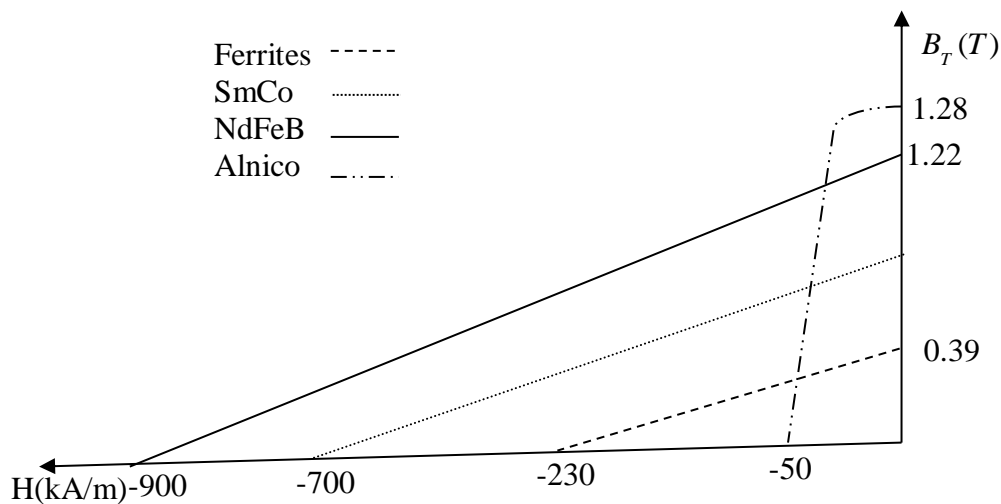
- Les aimants permanents "terres rares" ( $\text{SmCO}_5$  et  $\text{Sm}_2\text{C}_{17}$ ),  $\text{NdFeB}$ ,... [2]

- Les aimants à alliages métalliques, ferrites (aimants robustes et peu coûteuses) Alnicos.

On note que les aimants permanents du type terres rares (SmCo, NdFeB) sont les plus utilisés, car ils présentent une induction rémanente ( $B_r$ ) et un champ coercitif  $H_c$  (kA/m) plus élevés.

Ces aimants sont très appréciés par les constructeurs, car ils permettent une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance, puisque ils possèdent une puissance massique élevée. En effet, la puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans les aimants.

La courbe ci-dessous présente la courbe désaimantation des différents aimants cités.



**Figure (I.1) Courbe de désaimantation des différents aimants [3]**

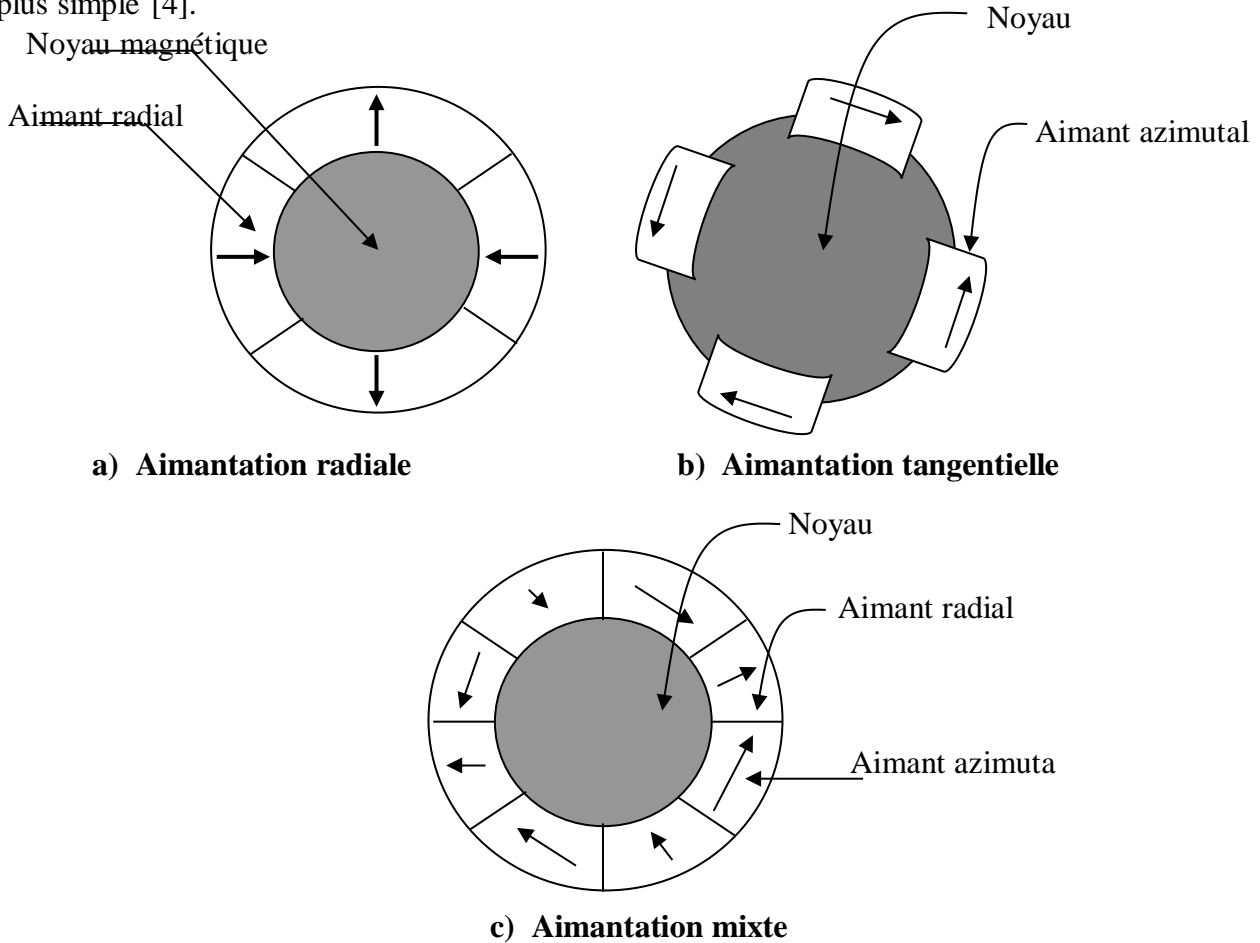
#### **I.4 STRUCTURES DES INDUCTEURS DES MACHINES À AIMANTS**

Comme pour le cas des machines synchrones classiques, nous pouvons distinguer les moteurs à aimants dits "à pôles lisses", et ceux dits "à pôles saillants". La nuance, le sens de l'aimantation, les formes géométriques des aimants et leurs dispositions. Au niveau du rotor. D'autres structures peuvent être envisagées suivant la présence ou l'absence de pièces polaires [4].

##### **I.4-1 Structures à pôles lisses**

Les aimants généralement en forme de "Tuiles", sont fixés à la surface du rotor grâce à des ferrites amagnétiques au niveau de l'entrefer et plaquées sur un noyau magnétique pour tirer le meilleur partie des aimants, on a intérêt de les doter d'une aimantation radiale (Figure I.2-a), tangentielle entre pôles (Figure I.2-b), les aimants peuvent avoir également une aimantation mixte (Figure I.2-c) ou aimantation tournante. Les structures à rotor lisse se caractérisent par un entrefer magnétique important accentué par l'épaisseur des aimants et souvent pour celle de la ferrite amagnétique de maintien.

Ces structures sont intéressantes pour un fonctionnement auto-piloté, car elles présentent une faible inductance de phase et une réaction d'induit réduite, ce qui favorise ainsi une commande plus simple [4].



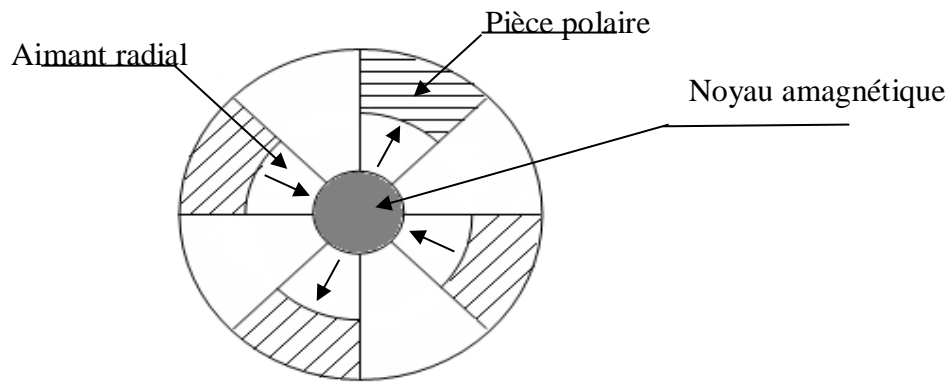
**Figure I.2 Structures à pôles lisses [4]**

#### **I.4-2 Structures à pôles saillants**

La saillance est obtenue par l'addition de pièces polaires ou interpolaires, qui raccourcissent nettement les lignes de flux selon les deux axes "d" et "q" respectivement suivant la position directe et la position on quadrature, ce qui augmente la valeur de l'inductance contrairement aux machines à inducteur bobiné ou la saillance est inversée c'est-à-dire, que l'inductance selon l'axe "q" est supérieure par rapport à celle suivant l'axe "d". On peut obtenir plusieurs catégories d'inducteur à pôles saillants.

#### **I.4-3 Structures avec pièces polaires sans concentration de flux**

Les aimants sont dotés d'une aimantation radiale et placés sous des pièces polaires (Figure I.3) qui permettent de les fixées sans la nécessité d'utiliser de frettes et donc de réduire de façon importante l'entrefer équivalent par rapport à la structure sans pièces polaires, par contre la réaction d'induit sera plus importante, et il faut en tenir compte lors du choix du type d'alimentation [4].

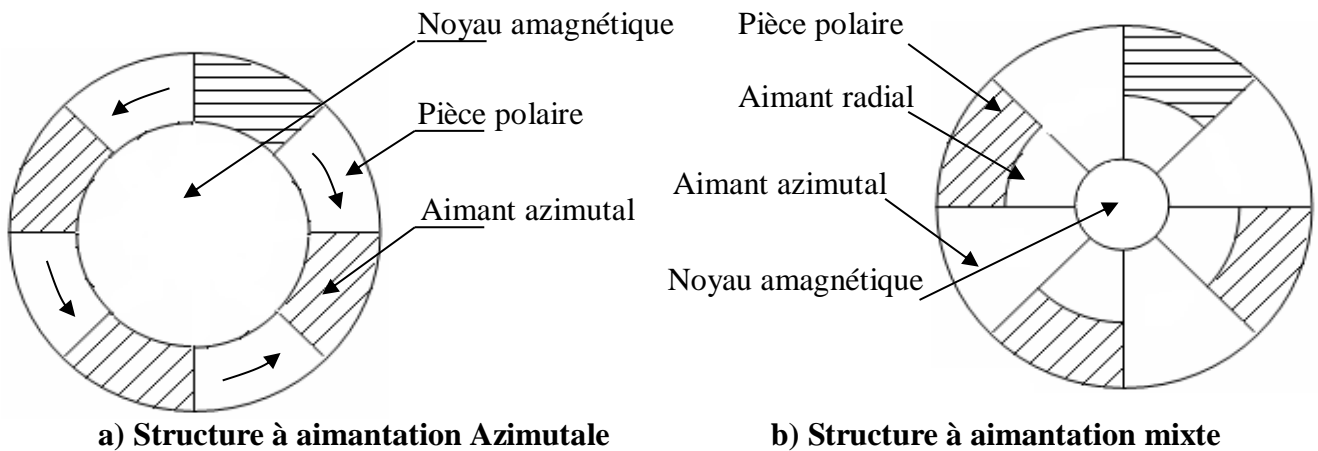


**Figure I.3 Structure avec aimantation radiale sans concentration de flux**

**I.4-4 Structures avec pièces polaires et concentration de flux**

Dans le but d'augmenter l'induction dans l'entrefer, et par conséquent, le couple on peut concevoir des structures rotoriques dites "à concentration de flux". Les aimants les plus performant, tels que les terres rares permettent grâce à leur niveau d'induction élevé de produire une concentration de flux importante. Cependant, les effets de saturation seront plus importants. De même, ces structures présentent une saillance inversée ( $L_q > L_d$ ).

Selon le sens de l'aimantation et la disposition des pièces polaire, on peut envisager deux types de structure (Figure I.4-a et b).



**Fig.I.4 Structure avec pièces polaires et concentration de flux**

**I.4-5 Structures à aimants internes**

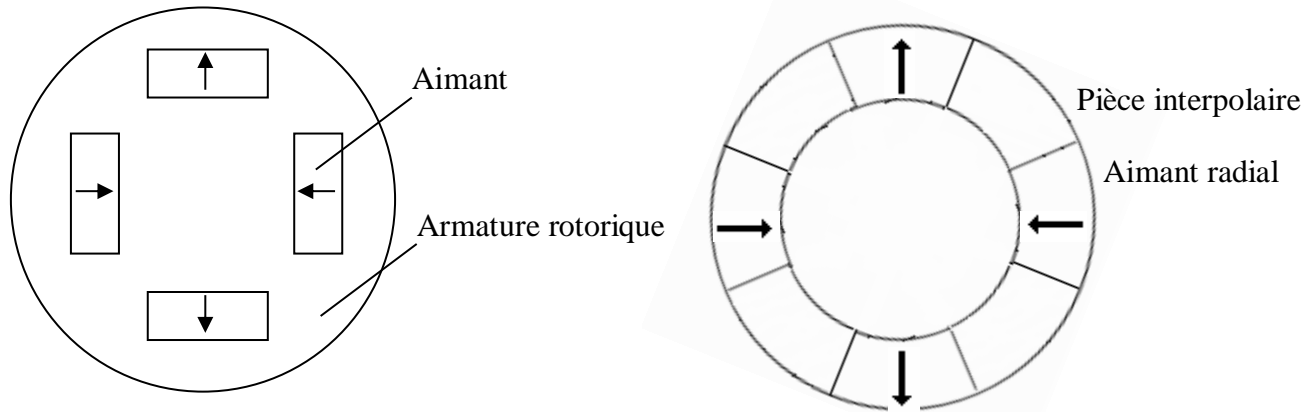
L'augmentation du nombre de pôles et les dimensions géométriques de ces structures simples avec pièces polaires donnent lieu à des rotors "plus complexes" appelées structures d'inducteurs à aimants internes (Figure I.5). Il existe toute une variété de configurations.

Ces structures présentent plusieurs avantages. En effet, la robustesse de leurs rotors leur permet d'atteindre de plus grandes vitesses de rotation et des puissances plus importantes, surtout avec les aimants du type NdFeB. Toute fois, un problème de structuration se passe là où les aimants sont encastrés dans le fer rotorique.

**I.4-6 Structure à aimantations insérées dans l'armature rotorique:**

Dans ce type de structures, les aimants (à aimantation radiale) sont insérées dans l'acier rotorique et débouchent sur l'entrefer (Figure I.6) une saillance inversée y apparaît.

Ces structures permettent en principe d'accroître le couple et la gamme de vitesse comme elles permettent de réduire le volume d'aimants utilisées et donc le coût de revient.



**Figure I.5 Structure à aimantations interne**

**Fig.I.6. Structure à aimantations insérées**

**I.5 AVANTAGES DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS PAR RAPPORT AUX AUTRES TYPES DE MACHINES**

Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur. On peut montrer dans le cas des machines classiques que l'importance relative de ces pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite. Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement certes, les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue puissance, rendement, facteur de puissance et moment d'inertie pour des gammes accessibles à leurs utilisation (coût et fiabilité).

**I.5-1 Moteur synchrones à aimants - Moteur à courant continu**

Les moteurs synchrones à aimants concurrencent les moteurs à courant continu. En effet les moteurs synchrones à aimants produisent un couple élevé, l'absence du système balais lames du collecteur pour les moteurs à aimants permet de réduire la maintenance et d'éviter les problèmes de limitation pour la vitesse maximale.

**I.5-2 Moteur synchrones à aimants - Moteur synchrone classique**

Les aimants modernes et en particulier les plus performants, tel que les terres rares ont une perméabilité voisine de celle de l'air.

Ceci conduit à un entrefer équivalent plus important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cet avantage offre aux moteurs synchrones à aimants une meilleure stabilité. D'autre part, le moteur synchrone classique est limité par le volume de son rotor pour les grandes vitesses de rotation, ce qui n'est pas le cas pour un inducteur à aimants. L'auto pilotage élimine tout problème de décrochage ou de ralentissement.

### **I.5-3 Moteur synchrones à aimants - Moteur asynchrones**

Les moteurs à aimants présentent les avantages suivants par rapport aux moteurs asynchrones:

- Un faible moment d'inertie, ce qui à pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné ;
- Un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques, en effet les pertes joules rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants, tandis que les pertes fer rotoriques d'un moteur asynchrone dépendent du glissement ;
- Le moteur à aimants est avantage par sa rusticité, et il n'a pas besoin de requérir à une source de courant d'excitation, ce qui n'est pas le cas pour le moteur asynchrone ;
- Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite, cet avantage permet d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. Toute fois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrone à aimants [5].

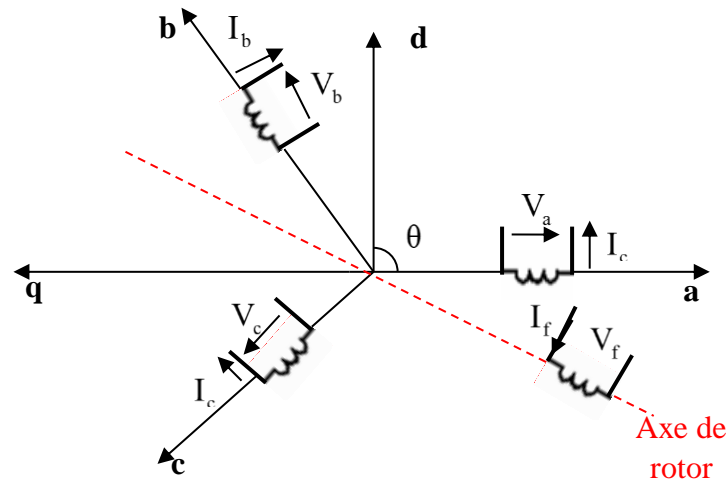
## **I. 6- MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS :**

La machine utilisée pour notre étude est un moteur à distribution sinusoïdale qui se distingue par :

- L'absence de tout dispositif auxiliaire au niveau de l'inducteur constitué par l'aimant Permanent (flux d'excitation constant).
- L'absence des amortisseurs, donc seuls les enroulements d'induit sont parcourus par des courants.

### **I. 6-1- Structure générale d'une MSAP :**

La structure générale d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents est présentée par la figure suivante [2]:



**Figure (I.7) Schéma de la MSAP**

Le stator comporte trois phases a, b et c identiques et décalées l'une par rapport à l'autre par un angle électrique de  $(\frac{2\pi}{3})$ , par contre le rotor comprend deux axes caractérisés par :

- Un axe d'aimantation rotorique longitudinale (d) ;
- Un axe interpolaire en quadrature (q), déphase de  $(\frac{\pi}{2})$  par rapport à l'axe (d) ;
- La position du rotor est repérée par l'angle électrique.  $\theta = \theta_0 + \omega t$

$\theta_0$  : L'angle électrique initial ;  $\omega$  : La pulsation des grandeurs électriques.

### I.6-2 Hypothèses simplificatrices

Dans cette modélisation, nous prenons en considération les hypothèses suivantes :

1. L'effet d'hystérésis et les pertes dans l'acier sont négligeables ;
2. La machine fonctionne dans un régime non saturé ;
3. Les résistances de fuites sont indépendantes de la position du rotor ;
4. La distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale. Ce qui nous permet de considérer seulement le premier harmonique d'espace de la distribution de la F.M.M créée par chaque phase de l'induit [5].

### I.6-3 Mise en équations de la machine

La figure (I .7) représente schématiquement la MSAP considérée.

Avec les hypothèses précédentes, les équations relatives au stator et au rotor dans le cas général d'une MSAP sans amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} [V] = [R_s] [i] + \frac{d[\phi]}{dt} \\ [\phi] = [L_s] [i] + \phi_f \end{cases} \quad (I.1)$$

Tel que:  $[V] = [V_a, V_b, V_c]^t$ : vecteur tension statorique ;

$[\mathbf{i}] = [i_a, i_b, i_c]^t$  : vecteur courant statorique ;

$[\mathbf{R}_s] = R_s [\mathbf{I}]$ ;  $[\mathbf{I}]$ : matrice identité ;

$R_s$  : Résistance de phase statorique ;

$[\mathbf{L}_s]$ : Matrice inductance (propre et mutuelle statorique).

Donc le système [I.1] devient :

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a + \frac{d[\phi_a]}{dt} \\ V_b = R_s i_b + \frac{d[\phi_b]}{dt} \\ V_c = R_s i_c + \frac{d[\phi_c]}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r - C_f) \quad (\text{I.3})$$

$$C_f = f_c \Omega$$

Avec :  $\Omega = \frac{\omega_r}{P}$  : vitesse de rotation de la machine ;

$C_r$  : Couple résistant ;

$C_{em}$ : Couple électromagnétique ;

$C_f$  : Couple de frottement ;

$J$  : moment d'inertie de la machine tournante ;

$P$  : nombre de paires de pôles ;

$\omega_r$  : Vitesse électrique du rotor ;

$f_c$  : Coefficient de frottement.

#### **I.6-4-Transformation de PARK**

Pour supprimer la non linéarité du système d'équations différentielles, on fait des changements de variables qui réduisent la complexité de ce système.

Dans les machines électriques triphasées, ce changement de variable consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois phases à des enroulements orthogonaux (d, q), tournant à une vitesse  $\omega_r$ .

L'équation qui traduit le passage du système triphase au système biphasé (d, q) est donnée par :

$$[\mathbf{F}_{dq0}] = [\mathbf{A}][\mathbf{F}_{abc}] \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$$A = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Le facteur  $\frac{2}{3}$  est choisit de façon à ce que la matrice A soit orthogonale ce qui facilite le calcul de la matrice inverse.

Alors  $A^{-1}$  devient comme suit :

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

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

$$\theta(t) = \int_a^t \omega(t) dt \tag{I.5}$$

Tel que :  $\theta$  : Angle entre l'axe magnétique (a) et l'axe longitudinal (d) ;

$\omega$  : Vitesse de rotation du référentiel choisi.

Selon le choix de  $\omega$ , on distingue :

- **Référentiel lié au stator**

Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de PARK est :  $\omega_\theta = \omega_s = 0$

- **Référentiel lié au rotor**

Dans ce cas la vitesse du repère (d, q) est celle du rotor c'est à dire  $\omega_r$  :  $\omega_\theta = \omega_r$

- **Référentiel lié au champ tournant**

La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant :  $\omega_\theta = \omega$

$\omega$  : Pulsation de l'alimentation

**I. 6-4-1-Equations électriques dans le référentiel de PARK :**

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphase au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant la transformation de park.

$$[V_{dq0}] = [A][V_{abc}] \tag{I.6}$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

et après calculs, on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \end{cases} \quad (I.7)$$

**I. 6-4-2-Equations électromagnétiques**

Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

Les flux sont donnés dans le système (a, b, c) par

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \phi_f \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$L_{sc}$  : Inductance cyclique principale

Nous passons au système (d, q) :  $[\phi_{dqo}] = [A][\phi_{abc}]$

Après calculs, nous obtenons :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_{ds} + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_{qs} \end{cases} \quad (I.9)$$

En remplaçant les expressions des flux  $\phi_d$  et  $\phi_q$  dans le système (I.7) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (I.10)$$

Avec :  $\phi_f$  : Flux dû aux aimants ;  $R_s$  : Résistance d’une phase statorique ;

$L_d$  : Inductance suivant l’axe d ;  $L_q$  : Inductance suivant l’axe q ;

$\omega_r$  : Pulsation des tensions et des courants triphasés.

**I. 6-4-3-Equation mécanique**

L’équation mécanique de la machine peut être écrite comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \tag{I.11}$$

Ou:  $C_{em} = \frac{3}{2} P(\varphi_d i_{qs} - \varphi_q i_{ds})$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P(\varphi_f i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \tag{I.12}$$

Avec:  $\frac{3}{2} P\varphi_f i_{qs}$  : Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses ;

$\frac{3}{2} P(L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}$  : Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

L'énergie totale du moteur dans le système (a, b, c) :  $W = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c$

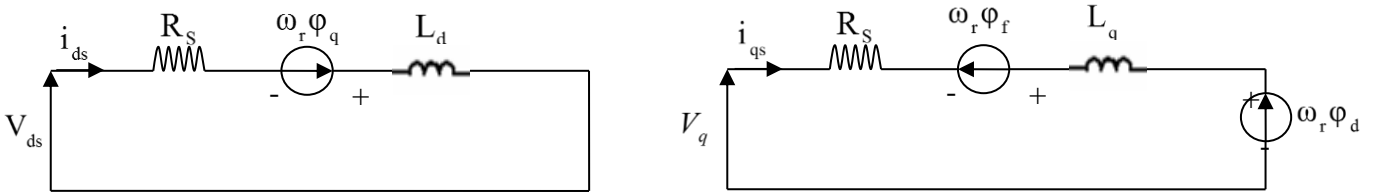
Dans le système dqo :  $W = \frac{3}{2} (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs})$

**I. 6-4-4 Schéma équivalent**

Le schéma équivalent de la MSAP est représenté selon les deux axes d et q (figure I.8)

Selon l'axe d :

Selon l'axe q :



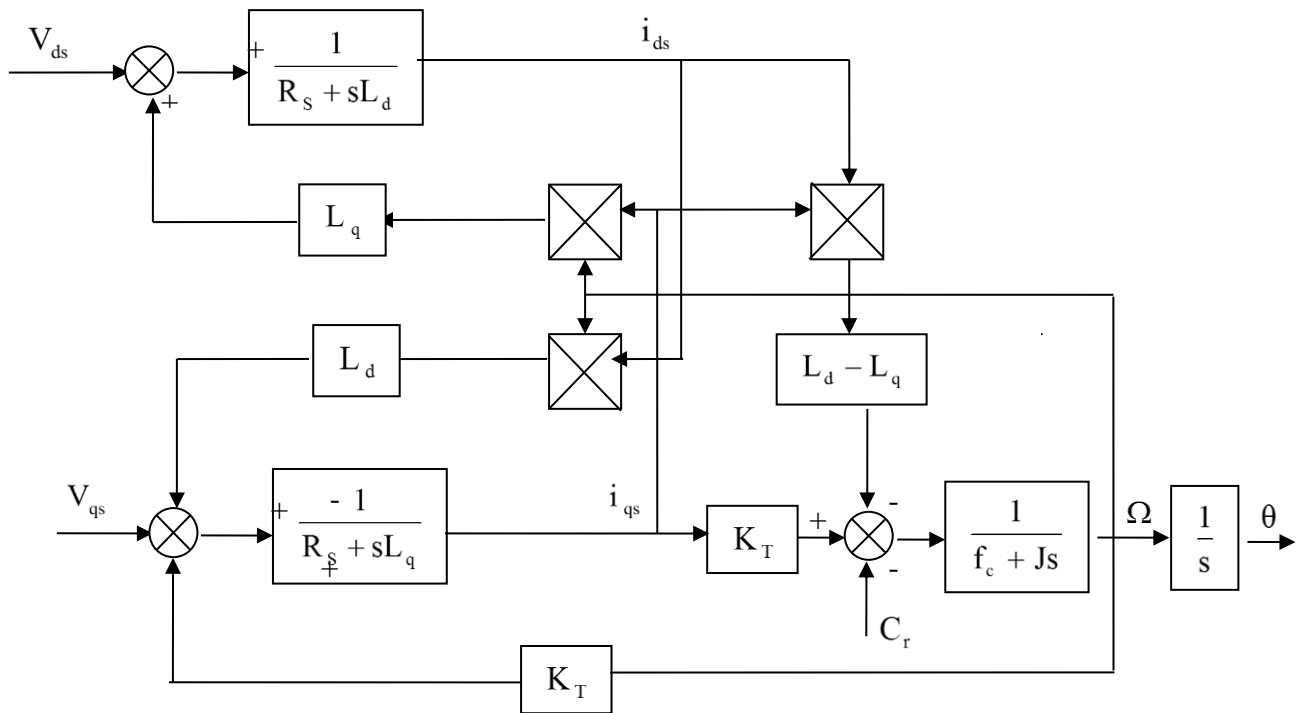
**Figure (I.8) Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q.**

**I.6-5- Equations d'état de la MSAP**

Afin de trouver une résolution analytique et numérique pour le système d'équations du modèle, on peut écrire les équations électriques et l'équation mécanique sous formes d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \Omega \\ \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_d} - \frac{R_s i_{ds}}{L_d} + \omega_r L_q \frac{i_{qs}}{L_d} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_q} - \frac{R_s i_{qs}}{L_q} - \omega_r L_d \frac{i_{ds}}{L_q} + \frac{\omega_r}{L_q} \varphi_f \\ C_{em} = \frac{3}{2} p[(L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + \varphi_f i_{qs}] \end{cases} \tag{I.13}$$

On pose  $K_T = \frac{3}{2} P\varphi_f$



**Figure (I.9) Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d, q**

**I. 6-6 Résultats de simulation**

Nous avons simulé le modèle d’une machine synchrone à aimants permanents dont les paramètres sont indiqués au niveau de l’annexe.

La figure (I.10-a) représente la réponse de la MSAP pour un fonctionnement à vide alimentée à partir d’un système triphasé de tensions de valeurs efficaces  $V_n = 28$  v.

La vitesse de rotation atteint la valeur de (420 rad/s) en un temps de réponse d’environ (2s). Durant le démarrage, le couple maximum atteint le seuil de (0.4N.m) ce qui entraîne un fort appel de courant au démarrage.

La figure (I.10-b) représente la réponse de la MSAP pour un démarrage à vide puis application d’un couple résistant de ( $C_r=0.05$  N.M) à l’instant ( $t=2.5s$ ). La valeur de la vitesse diminue à partir de l’instant de l’application de la charge, alors que le couple électromagnétique augmente afin de compenser la charge appliquée.

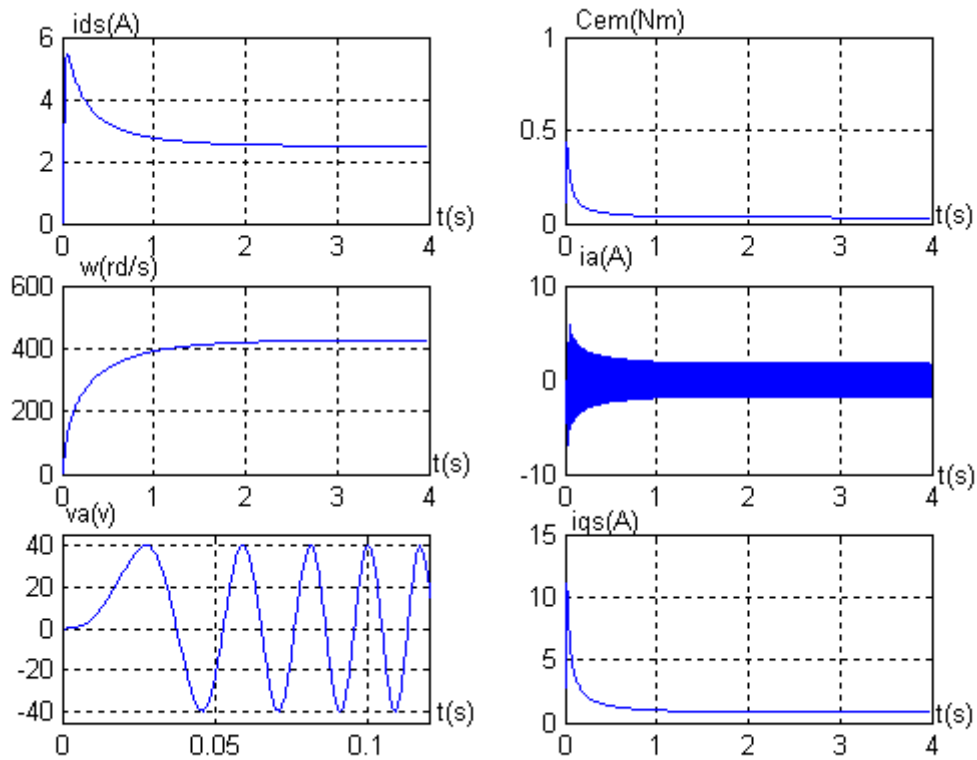


Figure (I.10-a) Caractéristiques dynamiques de la MSAP à vide

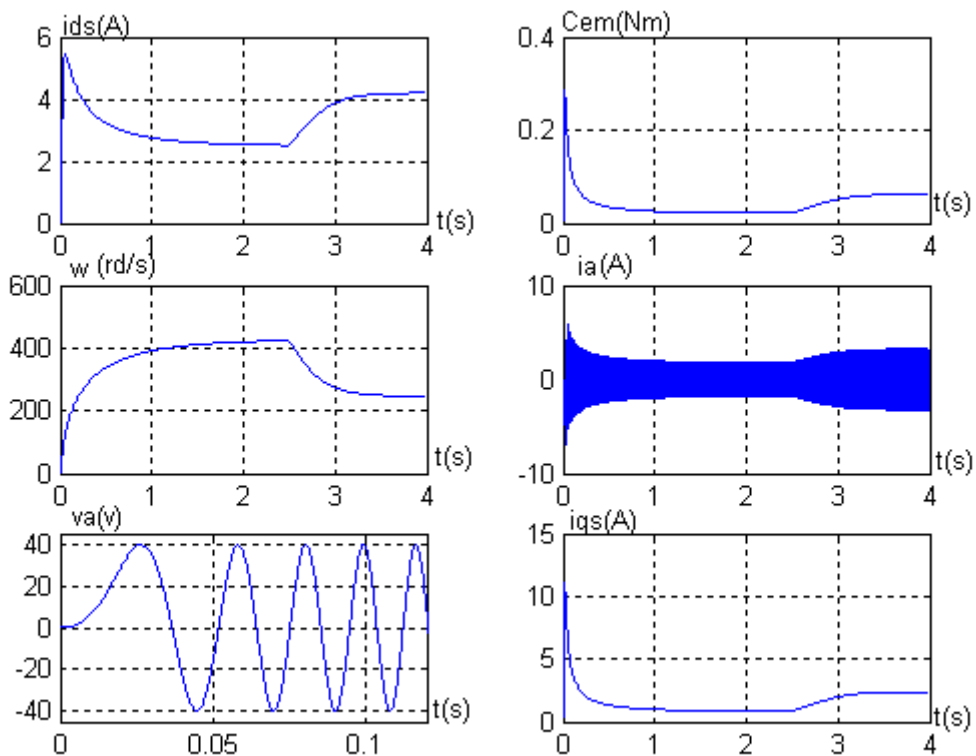


Figure (I.10-b) Caractéristiques dynamiques de la MSAP lors du démarrage avec l'application d'un échelon de couple au régime permanent ( $C_r=0.05$  N.m).

**I.7-MODELISATION 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 .

**I. 7-1-Modélisation du redresseur**

Nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. Deux diodes d'un même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque  $D_1$  conduit l'une des deux diodes  $D'_2$  et  $D'_3$  conduit également ; il en vient que  $D_1$  conduit lorsque

$$V_1 \text{ Est supérieur à } V_2 \text{ et } V_3. \text{ Ou encore : } V_1 = \max (V_j) ; j=1, 2, 3$$

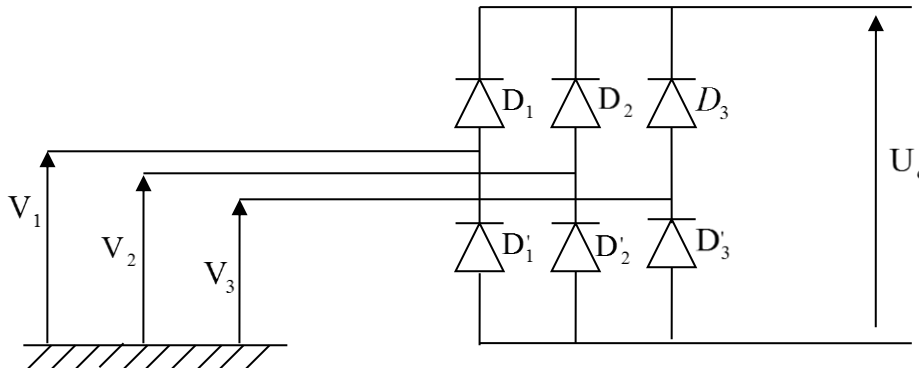
un raisonnement analogue conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \max (V_j) ; j=1, 2, 3 ; i=1, 2, 3$$

$$D'_i \text{ Conduit si } V_i = \min (V_j) ; j=1, 2, 3 ; i=1, 2, 3$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension  $U_d$  à la sortie de redresseur est :

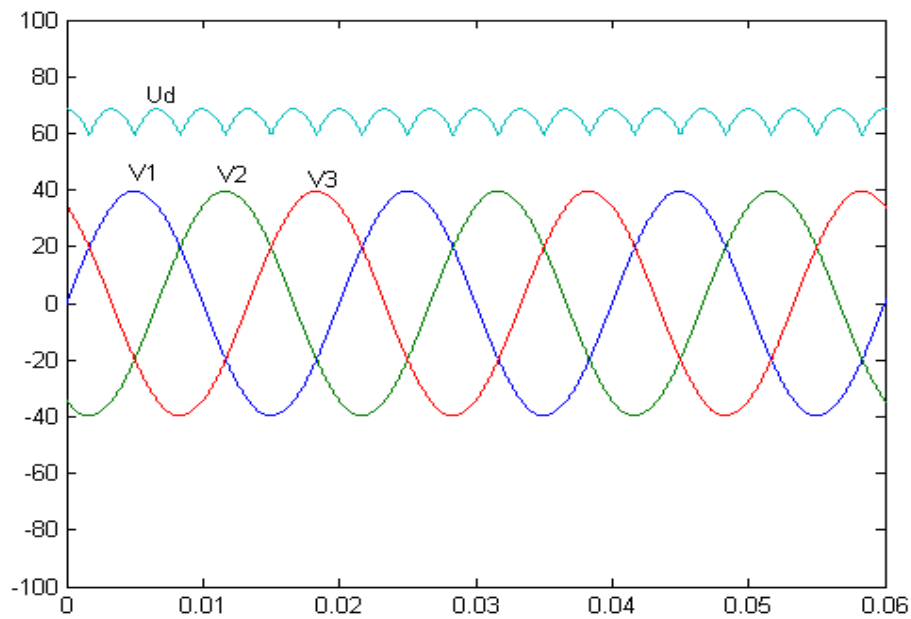
$$U_d = \max (V_j) - \min (V_j) ; j=1, 2, 3.$$



**Figure (I.11) Redresseur à diodes**

**Simulation numérique**

La simulation numérique du redresseur a donné le résultat représenté à la figure (I.12).



**Figure (I.12) Tension redressée**

La tension redressée instantanée obtenue par ce redresseur figure (I.13) présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage.

### **I. 7-2-Modélisation du filtre**

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur, on utilise le montage de la figure (I.14), le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé comme suit :

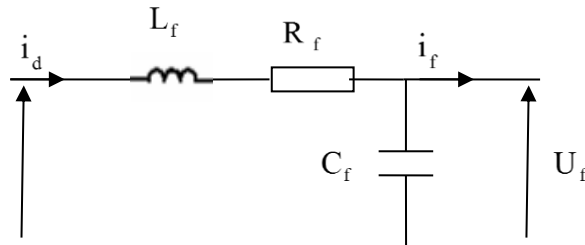
- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance, et transitoirement le stockage des Impulsions renvoyées par l'onduleur ;
- Il dérive les harmoniques de courant créés par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation, que ce soit ces fluctuations viennent du redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur. Le maintien de cette tension continue apparaît comme un facteur favorisant de la stabilité des montages variateurs de vitesse ;
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court circuit en freinant grâce à l'inductance, l'apport d'énergie extérieur en cas de rôle de commutation de l'onduleur.

Les grandeurs qui interviennent pour dimensionner le filtre sont :

1. La tension  $U_f$  d'alimentation de l'onduleur ;
2. La composante continue du courant exigé  $i_f$  ;

3. L'ondulation maximale de ce courant et celle tolérée sur la tension  $U_f$  dans les plus mauvaises conditions.

Dans un tel filtre, l'inductance  $L_f$  (de résistance interne  $R_f$ ) doit le plus souvent correspondre à une valeur élevée (en mH). La capacité  $C_f$  du filtre correspond aussi en général à des valeurs considérables de plusieurs mF le cas d'échéant [6].



**Figure (I.13) Schéma de filtre LC**

Equation du filtre :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d}{dt} = U_d - U_f - R_f i_d \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \end{cases} \quad (I.14)$$

**Calcul des paramètres**

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert  $F(S)$  du filtre :

$$F(S) = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{L_f C_f S^2 + R_f C_f S + 1} \quad (I.15)$$

La pulsation de coupure correspondante est :

$$\omega_f = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \frac{R_f^2}{L_f^2}} \quad (I.16)$$

Pour limiter les ondulations du courant  $i_d$  et de la tension  $U_f$ , il faudra que :

$$\omega_f < 2\pi f \text{ Où } f \text{ est la fréquence de réseau } (f=50 \text{ Hz}).$$

**I. 7-3-Modélisation de l'onduleur**

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative.

La figure (II.9) représente le schéma de principe d'un onduleur, il est composé de six transistors ( $T_1, T_2, T_3, T_1', T_2', T_3'$ ) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération ( $D_1, D_2, D_3, D_1', D_2', D_3'$ ). Les semi conducteurs de l'onduleur sont considérés comme des éléments binaires idéalisés.

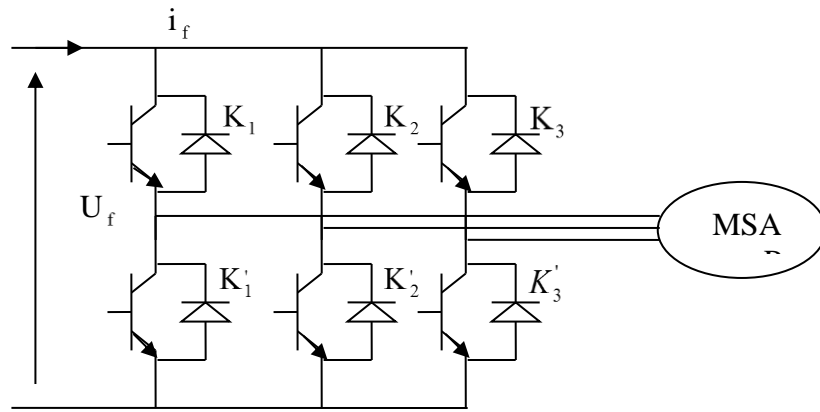


Figure (I.14) Schéma de principe de l'onduleur de tension

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

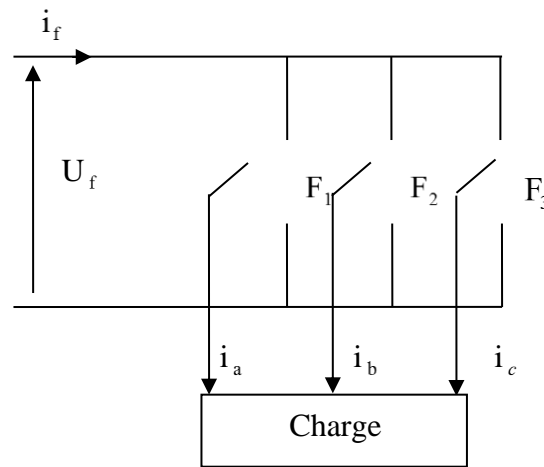


Figure (I.15) Représentation des interrupteurs

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états logiques possibles (0, 1). Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } k_j \text{ est fermé et } k'_j \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_j \text{ est fermé et } k_j \text{ ouvert} \end{cases}$$

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_f (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = U_f (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = U_f (F_3 - F_1) \end{cases} \quad (I.17)$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (I.18)$$

En tenant compte des deux relations (I.15) et (I.16), on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_f}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b = \frac{U_f}{3}(-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c = \frac{U_f}{3}(-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{cases} \quad (I.19)$$

Les systèmes d'équations (I.17) peut s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

L'expression de courant à l'entrée de l'onduleur :

$$i_f = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c$$

### II. 3-3-1- Technique de commande MLI

La technique de modulation de la largeur d'impulsions consiste à multiplier le nombre d'impulsions renvoyées aux interrupteurs de l'onduleur.

Ce procédé présente l'avantage de repousser les harmoniques de rangs faibles à des rangs d'ordre plus élevé ce qui facilite leur filtrage. Il permet aussi la variation à la fois de l'amplitude de fondamentale de la tension de sortie et sa fréquence.

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à la technique MLI qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de références sinusoïdales et une tension de modulation triangulaire.

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) correspond à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée [7].

Les signaux de référence sont donnés par l'équation suivante :

$$V_{ref} = r \sin \left[ 2\pi f t - 2(j-1) \frac{\pi}{3} \right] \quad j=1, 2, 3.$$

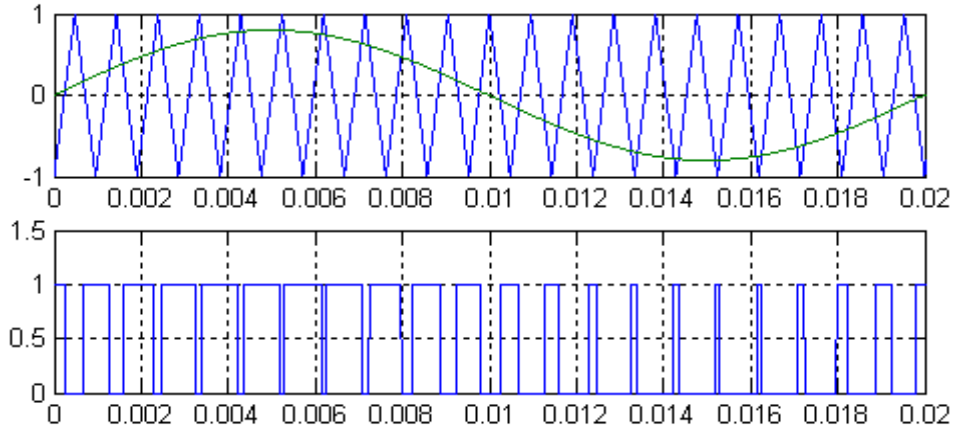
Avec

r : le coefficient de réglage en tension qui représente le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation.

L'équation de la porteuse sur une période est donnée par :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n + 1) & \text{si } nT_p < t < (2n + 1) \frac{T_p}{2} \\ -\frac{4t}{T_p} + (4n + 3) & \text{si } (2n + 1)T_p < t < (n + 1)T_p \end{cases} \quad (I.21)$$

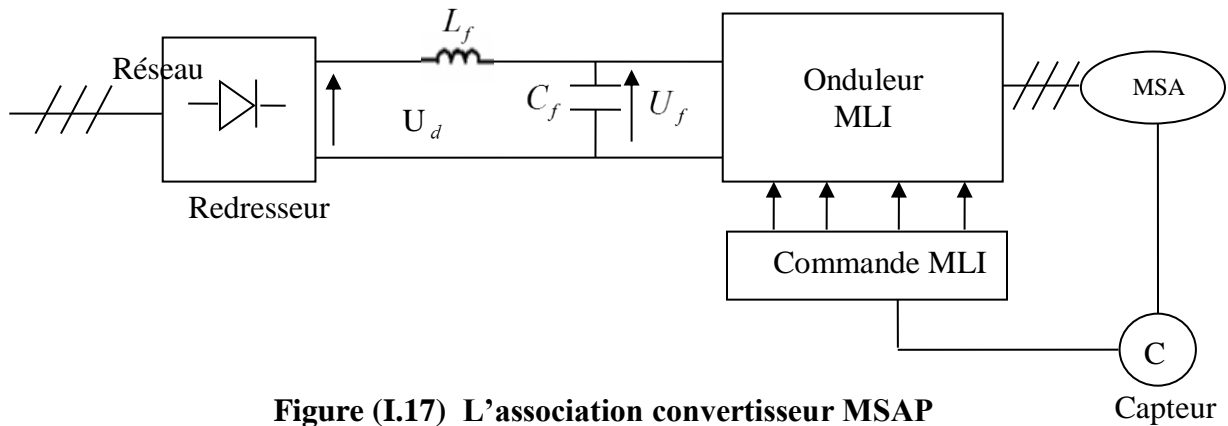
Où :  $T_p = \frac{1}{f_p}$  et  $f_p = m \cdot f$  avec  $m$  : indice de modulation qui est le rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de la référence.



**Figure (I.16) MLI triangle-sinusoidal m=21, r=0.8**

**I. 8 MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MSAP**

L'association MSAP-Onduleur est représentée par la figure suivante :



**Figure (I.17) L'association convertisseur MSAP**

Le redresseur est alimenté par la tension :

$$V_j = V_m \sin(\theta - 2(j-1) \frac{\pi}{3}) \tag{I.22}$$

Avec :  $j=1, 2, 3$

Tension redressée :

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j) \tag{I.23}$$

Avec  $j=1, 2, 3$

Tension filtrée :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f} (U_d - U_f) \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d - i) \end{cases} \tag{I.24}$$

Tension simple à la sortie de l'onduleur :

$$[V_{abc}] = U_f [C][F]$$

Avec :

$[C]$  : Matrice constante

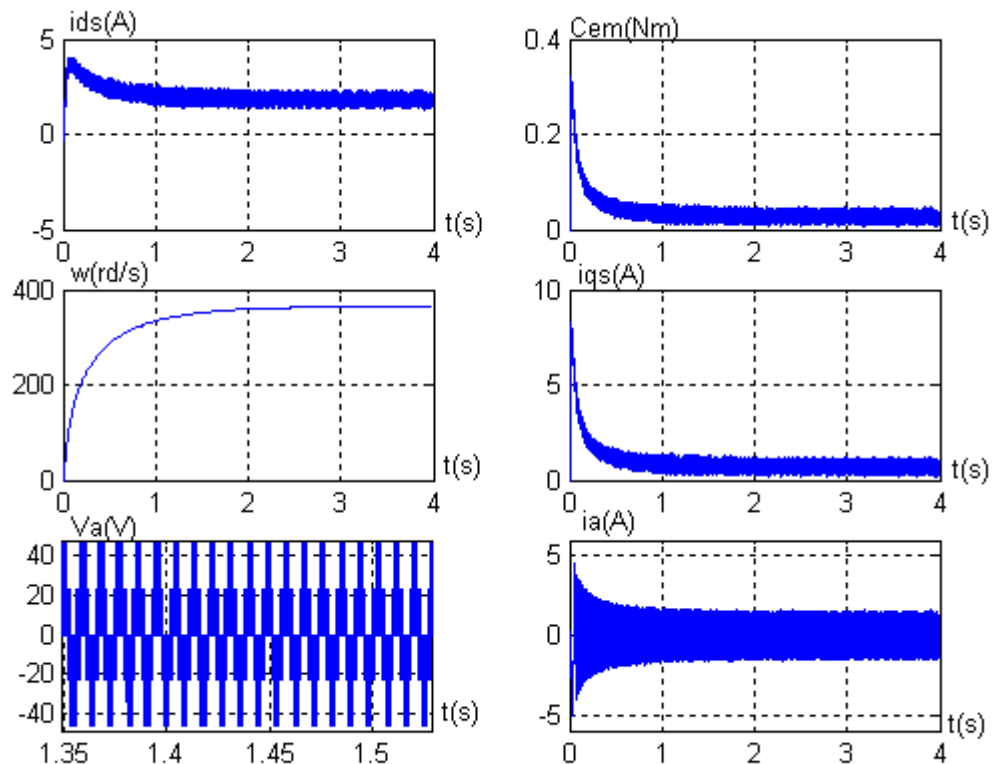
$$[C] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

$$[F] = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix}$$

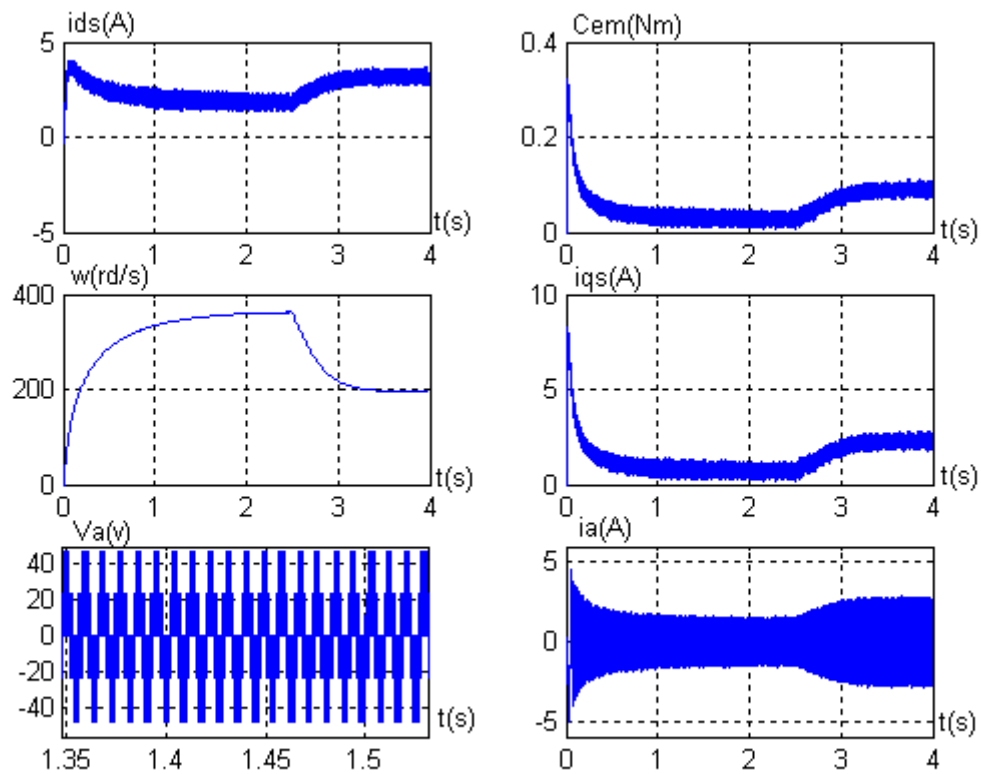
Transformation (a, b, c) vers (d, q).

$$[U_{dqo}] = [A(\theta)][V_{abc}]$$

La résolution numérique des équations différentielles du modèle associé à l'onduleur s'obtient par l'utilisation de l'algorithme de RUNG-KUTTA du quatrième ordre [8].



**Figure (I.18) Caractéristique dynamique de l'ensemble onduleur de tension-MSAP à vide, l'onduleur est commandé par la technique MLI.**



**Figure (I.19) Caractéristique dynamique de l'ensemble onduleur de Tension-MSAP en charge.**


### I. 9 INTREPARTION RESULTATS DE SIMULATION

On a simulé le modèle de la MSAP associé à un onduleur de tension commandé par la technique MLI comme précédemment à vide puis on a appliqué un couple de charge de (0.05 Nm) à l'instant ( $t=2.5s$ ). Si on compare ces résultats avec ceux obtenus avec le modèle seul, on constate qu'ils sont similaires mais ils présentent des oscillations autour d'une valeur moyenne, ces oscillations sont dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

## **I.10 CONCLUSION**

La machine à aimants englobe toute une variété de structures. Le choix d'une structure est lié à l'application et la notion prix performants, l'excitation des machines synchrones par aimants permanentes offre plusieurs avantages. Elle permet la suppression des pertes par effet joule et une réduction de l'encombrement. Une simple comparaison des machines synchrones à aimants avec les autres types des machines laisse deviner un avenir brillant pour la machine à aimants surtout avec l'apparition des aimants très performants. De plus, elles n'exigent pratiquement aucun entretien pendant la durée de vie.

le comportement dynamique de la MSAP alimentée en tension en passant par la modélisation aussi bien de la machine que du convertisseur statique qu'il l'alimente (redresseur, filtre et onduleur). Malgré les hypothèses simplificatrices considérées et la transformation orthogonale de park d, q qu'on a introduit, le system reste complexe à cause de la non linéarité. D'autre part, nous avons constaté que lorsque le moteur est chargé, sa vitesse de rotation chute considérablement. Pour résoudre ce problème, on fait appel à une stratégie de commande appelée la commande vectorielle, qui sera présentée au prochain chapitre.



# CHAPITRE II :

## Commande vectorielle de la MSAP avec régulateurs PI et IP

## II.1 INTRODUCTION

Les machines à courant continu (MCC) sont des machines dont la construction mécanique est assez compliquée, mais leur commande est simple. Par contre pour les machines a courant alternatif, la situation est toute autre. Bien que les modèles soient simplifiés, puisque les commutation se font a l'extérieur de la machine, leurs structures de commande demeurent en coure beaucoup plus compliqués que celle des MCC, cela est du à la rotation de champs rotorique et statorique [9].

Afin de remédier a ces lacunes on introduit la machine synchrone a aimant permanent dans divers application grâce aux avantages suivants :

- Une structure simple et robuste ;
- Un rendement élevé ;
- Une robustesse vis avis des surcharges...etc.

L'inconvénient de ces machines réside dans la difficulté de les commander, et cela à cause du couplage complexe entre le stator et le rotor. Afin de résoudre ce problème, on utilise la commande par orientation du champ.

A partir du modèle de la MSAP, les régulateurs de vitesse et de position peuvent être synthétisés au moyen de techniques classiques développées pour les systèmes linéaires.

## II-2 DIAGRAMME VECTORIEL

Le diagramme vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est basé sur la détermination des caractéristiques de la machine c'est-à-dire les équations de cette machine.

Les équations qui définissent les fonctionnements de la machine déduites des équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_d \frac{di_{qs}}{dt} + \phi_f \omega_r \end{cases} \quad (II.1)$$

A partir des équations précédentes (II.1), on aura :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - X_{qs} i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + X_{ds} i_{ds} + X_{qs} i_{qs} + E_0 \end{cases} \quad (II.2)$$

$E_0$  : Représente la FEM a vide,  $E_0 = \phi_f \omega_r$

$X_{ds}, X_{qs}$  : Réactances longitudinale et transversale

En se basant sur les équations (II.2), on peut tracer le diagramme vectoriel [10].

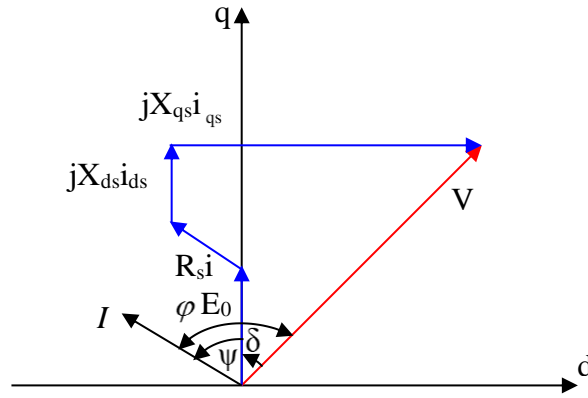


Figure (II.1) Diagramme vectoriel de la MSAP [10].

$$V = [V_{ds}, V_{qs}] ; \quad I = [I_{ds}, I_{qs}] ;$$

$\psi$  : Déphasage du courant par rapport à la force électromotrice ;

$\phi$  : Déphasage du courant par rapport à la tension ;

$\delta$  : Déphasage entre la tension et la FEM.

### II.3 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

La Commande par orientation du champ consiste à orienter le flux dans l'entrefer suivant l'axe quadratique (q), c'est exactement d'annuler l'effet du flux statorique suivant l'axe directe. Cela est obtenu en imposant à  $i_{ds}$  une valeur nulle, donc le système résultant est mono entrée  $V_{qs}$ .

Physiquement cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation, comme il est illustré à la figure (II.2), ou les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant  $i_f$  constant produisant un flux équivalent à celui des aimants [11].

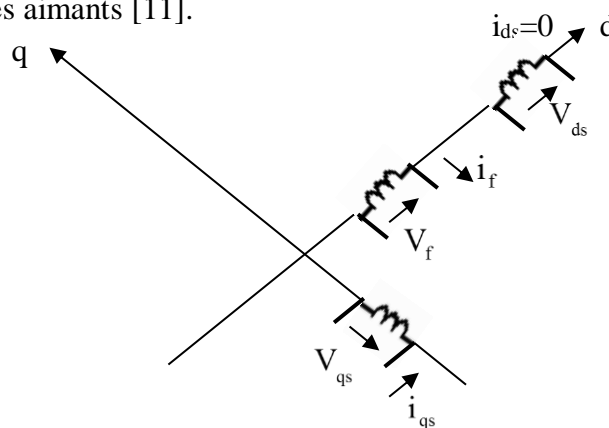


Figure (II.2) Commande par orientation du champ de la MSPA ( $i_{ds}$  nul).

Le couple électromagnétique développé par la MSPA peut s'écrire dans le repère (d q) sous la forme :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [ (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + \phi_f i_{qs} ] \tag{II.3}$$

Avec  $\varphi_f = L_m i_f$

$L_m$  : L'inductance magnétique.

Alors, la relation de couple électromagnétique avec  $i_{ds} = 0$  devient :  $C_{em} = \frac{3}{2} P \varphi_f i_{qs}$

On remarque que l'expression du couple électromagnétique est la même que celle d'une machine à courant continu, ou les courants : ( $i_f$ ) et ( $i_{qs}$ ) produisent respectivement les flux rotorique et statorique séparément.

Afin de maîtriser le couple d'une MSAP, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant ceci en vérifiant instantanément ses composantes suivant l'axe direct  $i_{ds}$  et l'axe en quadrature

$$i_{qs} \cdot \vec{i}_s = \vec{i}_{qs} + \vec{i}_{ds}$$

Soit  $\alpha_s$  : est l'angle entre  $i_s$  et l'axe direct statorique  $d_s$  du référentiel fixe statorique,

D'où  $(\alpha_s - \theta_r)$  est l'angle entre la phase de  $i_s$  et l'axe du référentiel rotorique.

Alors on a :

$\theta_r$  : L'angle entre l'axe statorique  $d_s$  et l'axe direct.

$$\begin{cases} i_{qs} = |i_s| \sin(\alpha_s - \theta_r) \\ i_{ds} = |i_s| \cos(\alpha_s - \theta_r) \end{cases} \quad (II.4)$$

$$D'ou : C_{em} = \frac{3}{2} P \varphi_f |i_s| \sin(\alpha_s - \theta_r) \quad (II.5)$$

Pour avoir ( $i_{ds} = 0$ ) il faut fixer  $(\alpha_s - \theta_r)$  a  $\frac{\pi}{2}$  d'ou le couple électromagnétique atteint sa valeur

maximale [2].  $C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_f |i_s|$  ;  $|i_s| = |i_{qs}|$

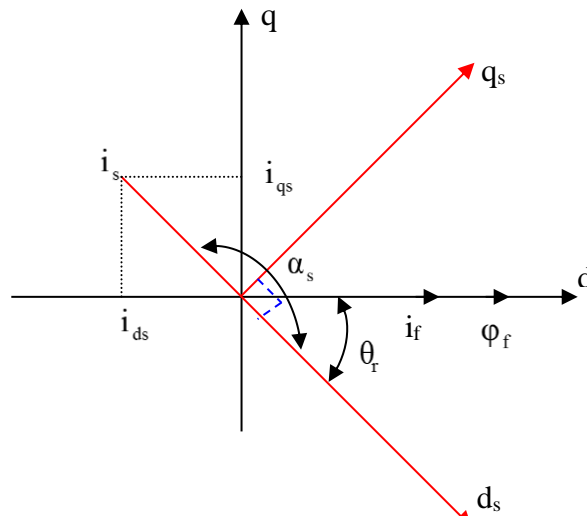


Figure (II.3) Diagramme illustrant le vecteur courant statorique et le courant d'excitation de la MSAP [2].

II.4 APPLICATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE DANS L'ESPACE D'ETAT

On fait appel aux équations du modèle en tension de la MSPA suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_d} - \frac{R_s i_{ds}}{L_d} + \omega_r L_q \frac{i_{qs}}{L_d} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_q} - \frac{R_s i_{qs}}{L_q} - \omega_r \frac{L_d}{L_q} i_{ds} - P\phi_f \frac{\omega_r}{L_q} \end{cases} \quad (II.6)$$

L'équation mécanique est donnée par la relation suivante :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f_c \Omega) \quad (II.7)$$

Afin d'obtenir le courant  $i_{ds}$  nul, il suffit de faire un retour d'état approprié en prenant

$V_{ds} = -L_q \omega_r i_{qs}$  montré a la figure (II.4), cela représente un retour d'état non linéaire.

On pose  $K_T = \frac{3}{2} P\phi_f$

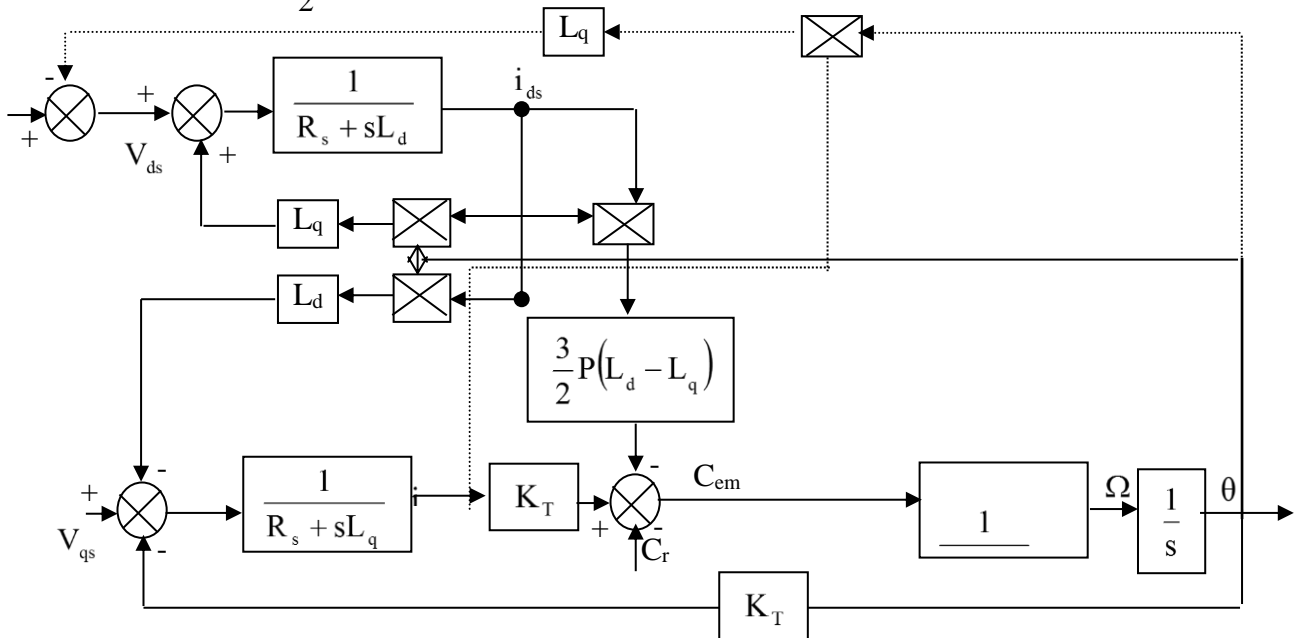


Figure (II.4) Schéma bloc avec le retour d'état non linéaire.

D'où les équations de la MSAP après l'orientation du flux, deviennent :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{L_d \omega_r}{L_q} i_{ds} - \frac{R_s}{L_q} i_{qs} + \frac{V_{qs}}{L_q} - P \frac{\phi_f \omega_r}{L_q} \end{cases} \quad (II.8)$$

La première équation (II.8) s'écrit :  $\frac{di_{ds}}{dt} + \frac{R_s}{L_d} i_{ds} = 0$

C'est une équation différentielle du premier ordre sa solution est donné par :

$$i_{ds}(t) = \exp[\alpha t]; \alpha = -\frac{R_s}{L_d}. \text{ (Est une valeur grande ce qui donne } i_{ds} = 0 \text{)}$$

L'équation du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \varphi_f i_{qs} \quad (II.9)$$

En remplaçant (II.9) dans (II.7) On obtient :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \left[ \frac{3}{2} P \varphi_f i_{qs} - C_r - f_c \Omega \right] \quad (II.10)$$

D'où l'équation du système découplée en prenant comme variable d'état  $[i_{qs}, \Omega]$  est :

$$\begin{cases} \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{qs} - P \frac{\omega_r \varphi_f}{L_q} + \frac{V_{qs}}{L_q} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} P \frac{\varphi_f}{J} i_{qs} - \frac{f_c \Omega}{J} + \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (II.11)$$

Le but de cette commande est obtenir un modèle analogue a celui du moteur a courant continu, dans le schéma bloc est donné par la figure (II.5).

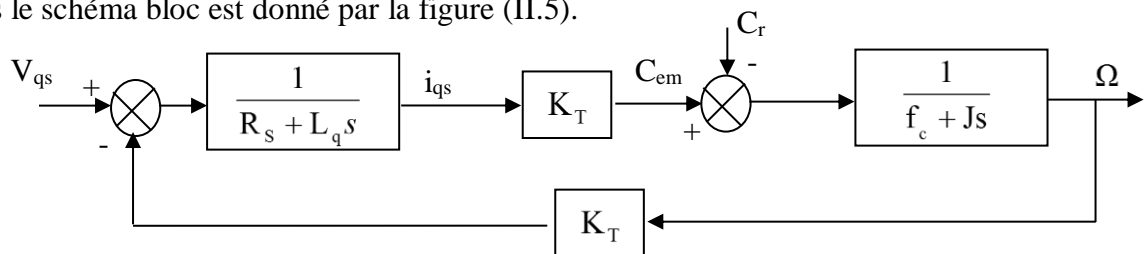


Figure (II.5) Schéma bloc représentant la MSAP après l'orientation du champ.

## II.5 METHODE D'ORIENTATION DE FLUX

La figure (II.6) donne une vue schématique d'un entraînement a vitesse variable utilisant le principe de la commande a flux orienté, muni d'une boucle de régulation de vitesse qui impose la référence du courant  $i_{qs}^*$ , la référence du courant  $i_{ds}^*$  est maintenue à zéro [12].

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il est nécessaire de connaître à chaque instant certaines grandeurs, à savoir [9][12]:

- La position du rotor, nécessaire pour les transformation de coordonnées diphasé, triphasé et inversement ;
- Les courants statiques d'axe directe  $i_{ds}$  et d'axe en quadrature  $i_{qs}$  ;
- La vitesse du rotor  $\Omega$  .

Le contrôle des courants dans le référentiel de PARK se fait naturellement par des régulateurs. Vu les faibles valeurs des constantes de temps électriques des actionneurs considérés, la période d'échantillonnage associée a la régulation des courants devra être petite (inférieure a la milliseconde) ; ce qui impose l'usage de microprocesseurs puissant et donc coûteux.

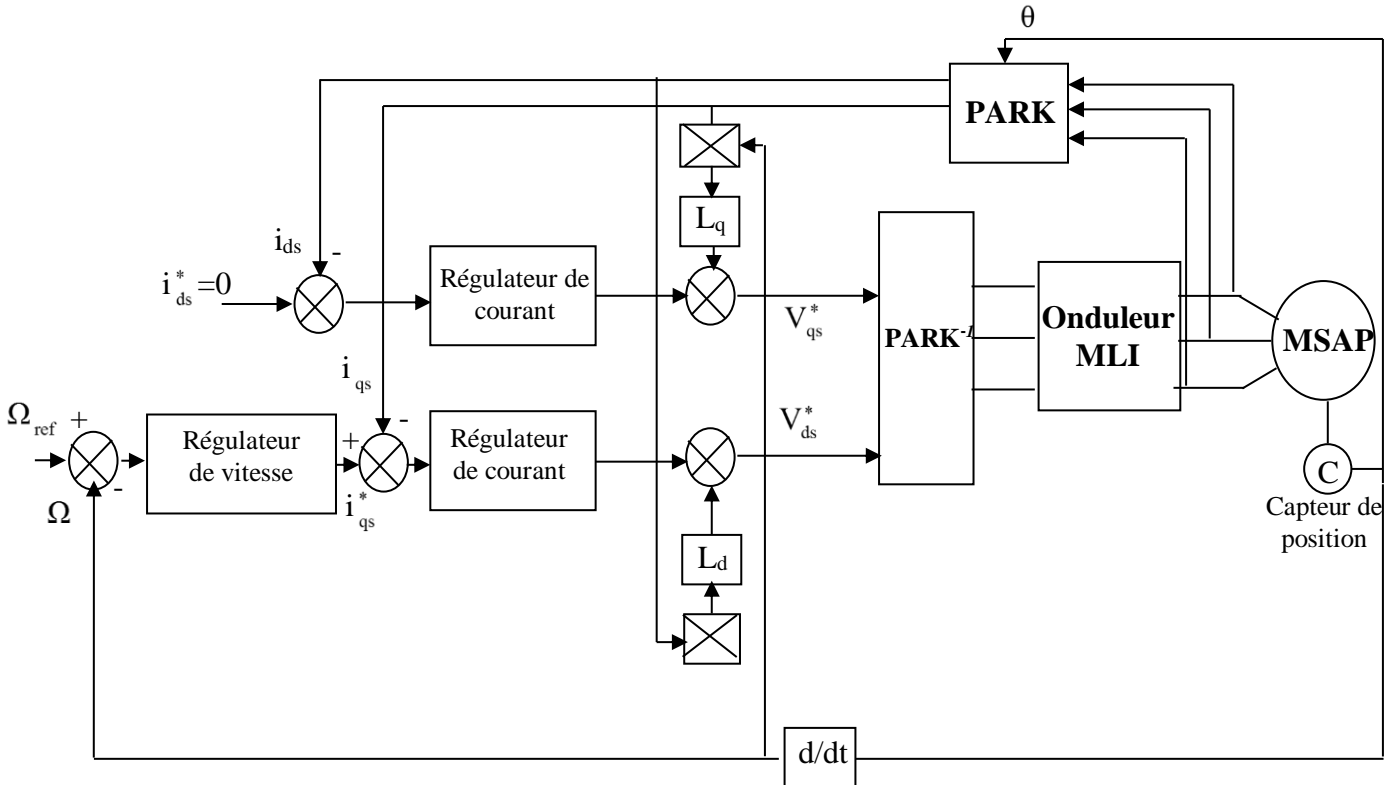


Figure (II.6) Commande vectorielle dans le référentiel (d q)[12].

### II.6 STRUCTURE DE COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

La structure de découplage du contrôle vectoriel de la MSAP donnée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -\omega_r L_q i_{qs}^* = -\omega_r L_q \frac{C_{em}^*}{\frac{3}{2} P \phi_f} = \frac{(-\omega_r L_q C_{em}^*)}{K_t} \\ V_{qs}^* = R_s \frac{C_{em}^*}{K_t} + \frac{L_q}{K_t} \frac{dC_{em}^*}{dt} + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (II.12)$$

Dans ces expressions, les grandeurs de référence se distinguent des grandeurs réelles pour l'exposant « \* ».

Le schéma bloc correspondant à cette structure est donné à la figure (II.7).

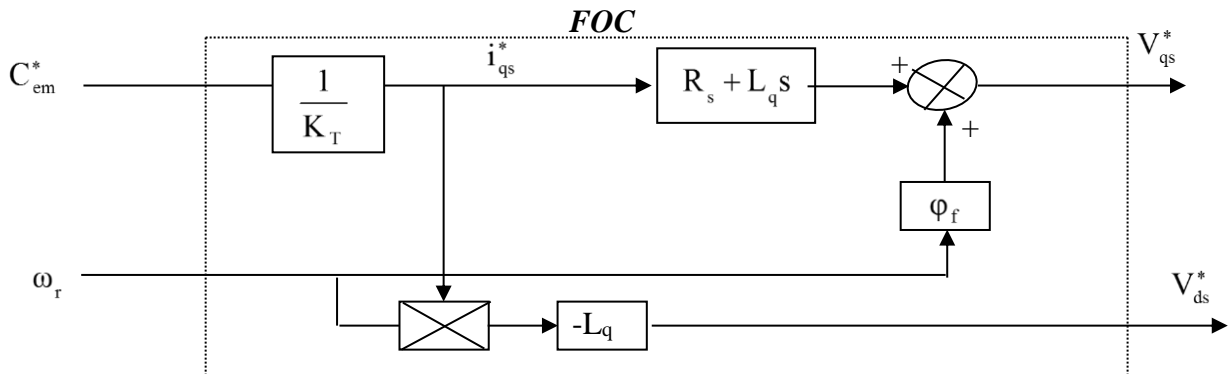


Figure (II.7) Schéma bloc de la structure de découplage

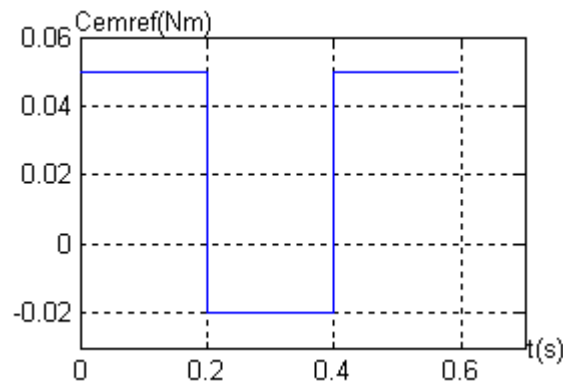


Figure (II.8) Couple de référence

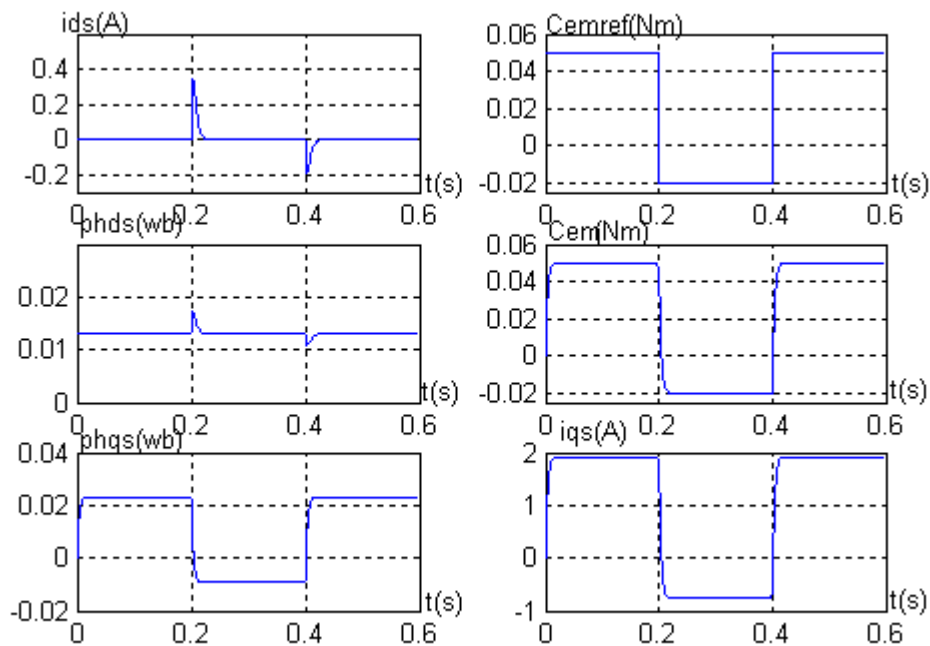


Figure (II.9) Commande vectorielle en boucle ouverte

(Application sur le modèle de la MSAP)

## II.7 RESULTATS DE SIMULATION

La figure (III.9) illustre le comportement de la structure de contrôle indirecte de couple appliqué à la MSAP.

D'après cette figure l'analyse des courbes montre que le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence ( $C_{em}^*$ ) imposé sans dépassement.

Le courant statorique direct ( $i_{ds}$ ) s'annule ce qui est exactement le but de la commande par l'orientation du champ.

Le flux d'axe direct  $\phi_{ds}$  se stabilise à la valeur  $\phi_f = 0.013$  wb indépendamment de la variation du couple électromagnétique, et il suit parfaitement le courant statorique directe dans sa forme avec

l'apparition des pics a ( $t=0.2s$ ) et ( $t=0.4s$ ) qui sont dus à la variation brusque du couple référentiel à ces instants, ce qui vérifie le découplage des axes (d, q)

**II.8 ASSOCIATION ONDULEUR-MSAP**

Dans l'étude précédente, nous avons vu que pour pouvoir réaliser le contrôle vectoriel et avoir un modèle découplé, il faudra que les tensions des références soient :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -\omega_r L_q i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + L_q \frac{di_{qs}^*}{dt} + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (II.13)$$

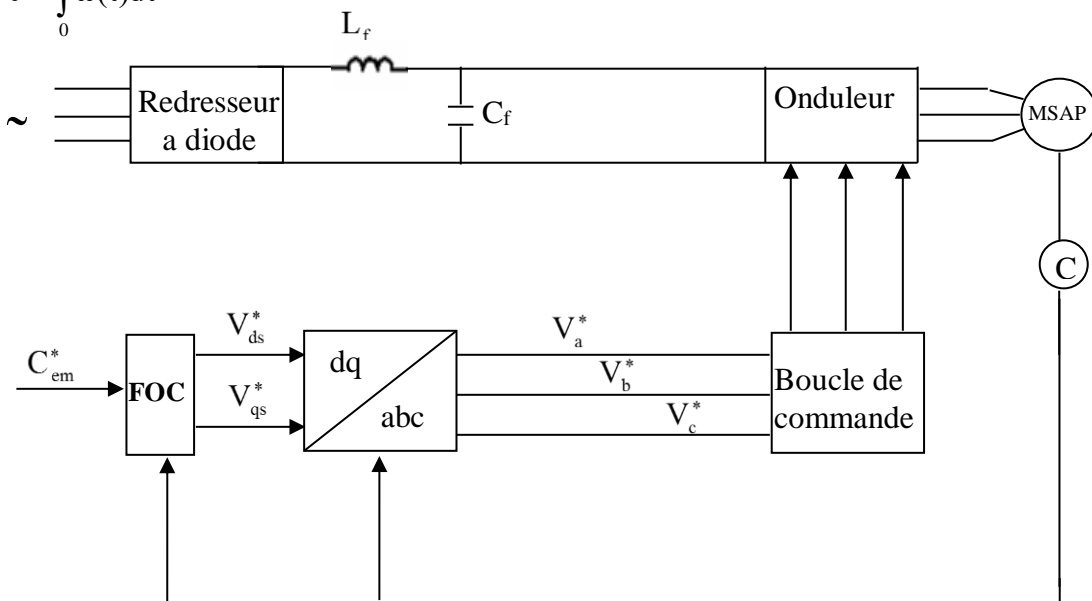
Avec :

$$i_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{K_T}$$

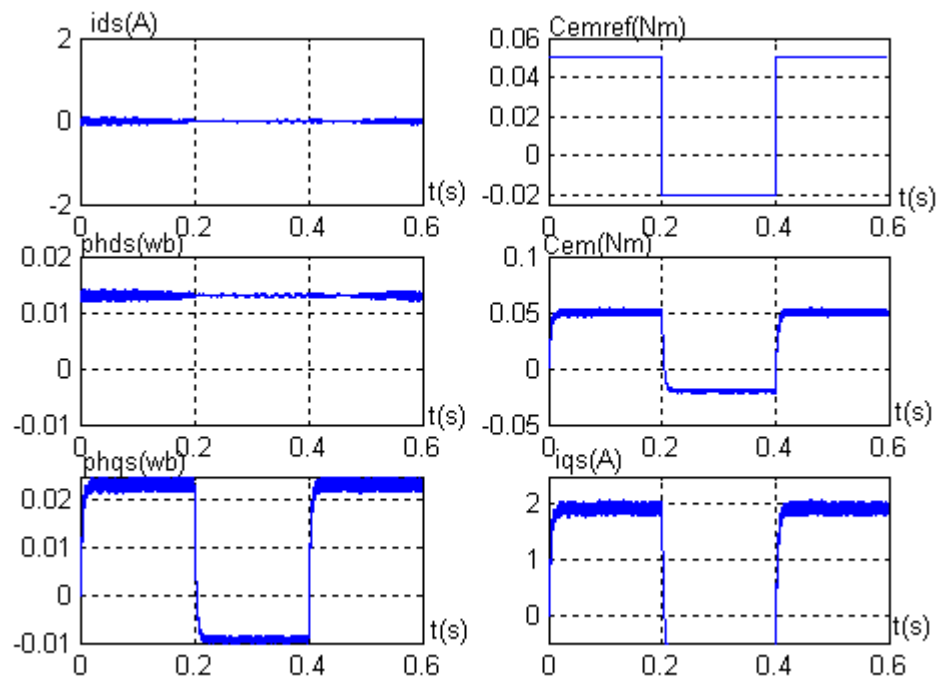
Ayant choisi la référence de couple ( $C_{em}^*$ ), le bloc de découplage fournit les tensions de commande  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  assurant le contrôle des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ . Le passage du repère (d q) aux grandeurs réelles est assuré par la transformation inverse de PARK, ce passage est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} V_a^* = V_{ds}^* \cos(\theta) + V_{qs}^* \sin(\theta) \\ V_b^* = V_{ds}^* \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + V_{qs}^* \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c^* = V_{ds}^* \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + V_{qs}^* \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.14)$$

Ou :  $\theta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau$



**Figure (II.10) Contrôle vectorielle de l'association onduleur machine en boucle ouverte**



**Figure (II.11) Contrôle vectoriel en boucle ouverte de l'association Onduleur-MSAP**

## II.9 RESULTATS DE SIMULATION

Afin de vérifier le découplage introduit par cette commande entre le flux et le couple, nous simulons l'association de l'ensemble FOC-onduleur de tension-MSAP, en imposant un couple de référence sous forme de créneaux [0.05Nm, -0.02Nm, 0.05Nm] dans l'intervalle du temps respectifs suivants : [0 0.2], [0.2 0.4], [0.4 0.6]s.

La figure (II.11) représente la structure du contrôle vectoriel en boucle ouverte, la comparaison de ces résultats avec ceux obtenus par la simulation du modèle plus FOC montre que :

La composante directe du courant est sensiblement nulle, cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour de sa valeur moyenne (zéro).

L'allure du couple électromagnétique est sensiblement identique à celle obtenue dans le cas d'alimentation sans onduleur, avec l'apparition d'ondulations autour de sa valeur moyenne. Ces ondulations sont dues à la présence de l'onduleur.

## II.10 PRINCIPE DE REGULATION

L'approche la plus classique consiste à surveiller la vitesse à l'aide d'un capteur de vitesse et afin d'éviter les problèmes de saturation, un contrôle de courant de phase est nécessaire, et ce par l'intermédiaire de deux boucles de régulation des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ .

Théoriquement, une action proportionnelle suffit à garantir les critères de performances exigés par la boucle de vitesse, mais une action proportionnelle lors d'un changement de

consigne de vitesse fait subsister un écart  $\xi_{\Omega r} = \Omega_{ref} - \Omega$ . Une action intégrale est donc nécessaire pour annuler cette erreur en régime permanent.

On se propose donc, de commander la machine en proposant deux types de régulateurs utilisant différemment ces deux actions, le régulateur PI ou les actions proportionnelle et intégrale sont mises en parallèle et le régulateur IP, ou ces actions sont plutôt mises en série.

Nous commencerons dans un premier temps par une étude comparative, mettant en évidence l'intérêt de l'utilisation du régulateur IP, ensuite les paramètres de chacun des régulateurs seront déterminés, grâce au modèle élaborée. Dans la partie précédente, des résultats de simulation seront présentés pour les deux régulateurs.

**II.11 COMPARISON DE REGULATEURS PROPORTIONNEL INTEGRAL (PI) ET INTEGRAL PROPORTIONNEL (IP)**

Comme nous l'avons déjà défini précédemment, le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale (figure II-12.a), alors que le (IP) est la mise en cascade de ces deux actions (figure II.12-b). Pour notre étude de comparaison, nous travaillerons sur la boucle de régulation de vitesse, sachant que nous supposons l'orientation de flux établie c'est-à-dire que le couple est commandé à partir de la composante en quadrature du courant statorique ( $i_{qs}$ ) et que le flux rotorique ( $\phi_f$ ) est constant. Cette hypothèse nous permet d'écrire l'expression

du couple comme suit : 
$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_{qs} i_{ds} - \phi_f i_{qs}]$$

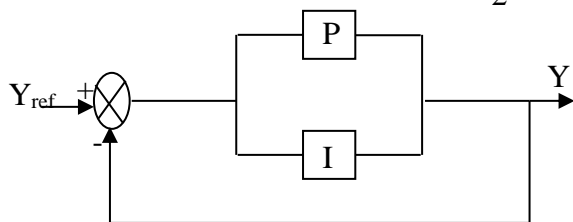


Figure (II.12-a) Régulateur PI

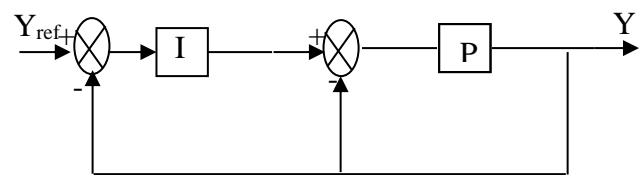


Figure (II.12-b) Régulateur IP

**II.12 COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES A PETITE CONSTANTE DE TEMPS**

Lorsque la constante du temps électrique est négligeable, les courants peuvent être commandés en boucle ouverte comme l'indique la figure (II.13) qui représente la commande de vitesse avec une régulation des courants en boucle ouverte ou la vitesse est assurée par un régulateur (PI) qui fournit un couple de référence  $C_{ref}$ . Les courants de référence  $i_{ds\ ref}$  et  $i_{qs\ ref}$  sont calculés à partir de ce couple de référence et les tensions appliquées à la machine  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  qui sont calculées à partir de  $i_{ds\ ref}$  et  $i_{qs\ ref}$ . Dans ce système, le découplage des courants sont calculés soit à partir des courants mesurés  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  soit à partir des courants de référence  $i_{ds\ ref}$  et  $i_{qs\ ref}$  [10].

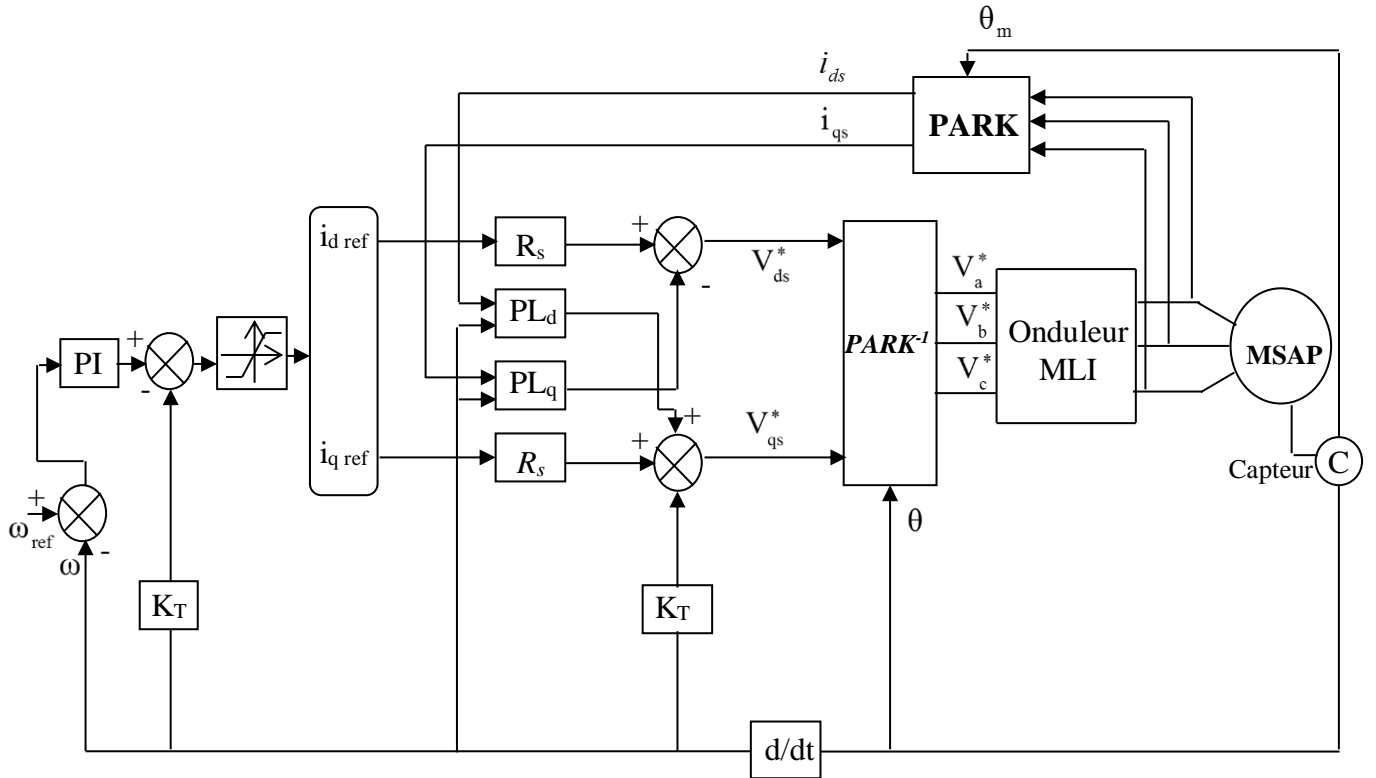


Figure (II.13) Commande de vitesse de la MSAP a petite constante du temps [10]

II.13 COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES DE GRANDES CONSTANTES DE TEMPS

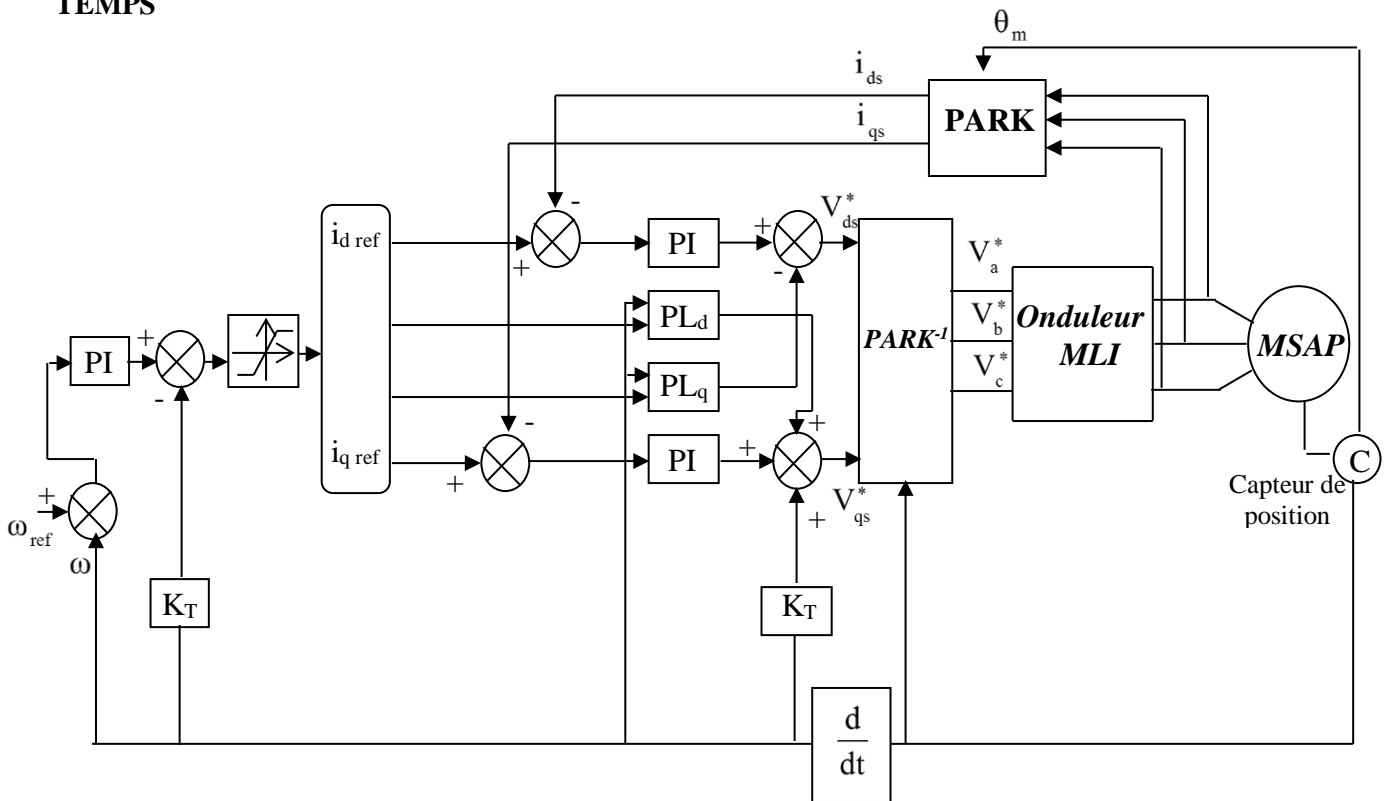


Figure (II.14) Commande de vitesse de la MSAP a grande constante du temps avec deux couplages :(courants de référence et courants mesurés) [10]

Dans le cas où les constantes du temps électriques sont non négligeables, elles doivent être réduites par des régulateurs (PI). La figure (II.13) représente la commande de vitesse avec les régulateurs de courants, et pour réduire cette constante du temps on utilise la rétroaction du courant en utilisant un régulateur proportionnel, comme l'indique la figure (II.14).

**II.14 REGULATEUR PI**

**II.14-1 Réglage de vitesse**

Le régulateur de vitesse peut aisément être déterminé à partir du modèle découplé de la machine. La figure (II.15) montre schématiquement la régulation de vitesse du système découplé.

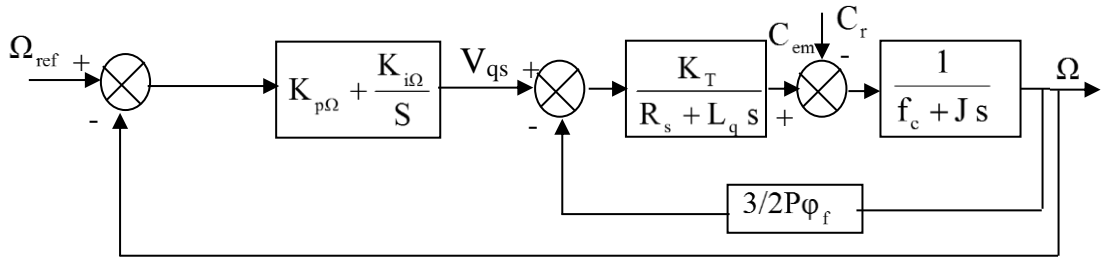


Figure (II.15) Régulation de vitesse

**II.14-1-a) Fonction de transfert en boucle ouverte**

Le modèle de la machine, associé au structure de commande (FOC), et au régulateur de vitesse est représenté à la figure (II.16).

La relation entrée sortie du système précédent en boucle ouverte est donnée par :

$$F_0(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}} \tag{II.15}$$

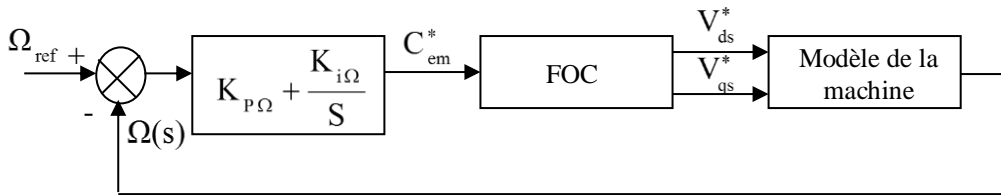


Figure (II.16) Boucle de régulation

A partir du modèle de la machine et de bloc du découplage (FOC), qui fournit les tensions de commande :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -L_q \omega_r i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega_r \phi_f + L_q \frac{di_{qs}^*}{dt} \end{cases} \tag{II.16}$$

Et pour des machines synchrones à aimants montés en surface, la constante de temps électrique

$\left( \frac{L_q}{R_s} \right)$ , est généralement négligeable.

Les tensions de commande précédentes s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -L_q \omega_r i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega_r \phi_f \\ i_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{\frac{3}{2} P \phi_f} \end{cases} \quad (II.17)$$

A partir de ce dernier système et le modèle de la machine on peut écrire :

$$\begin{cases} i_{qs} = \frac{i_{qs}^*}{1 + \tau_e S} \\ C_{em} = \frac{C_{em}^*}{1 + \tau_e S} \end{cases} \quad \text{avec } \tau_e = \frac{L_q}{R_s} \quad (II.18)$$

L'équation mécanique, nous donne :

$$\Omega(s) = \frac{C_{em} - C_r}{f_c + J S} = \frac{(C_{em} - C_r)}{f_c (1 + \tau_m S)} \quad (II.19)$$

Avec :  $\tau_m = \frac{J}{f_c}$

En remplaçant l'expression du couple électromagnétique ( $C_{em}$ ) donné par (II.18) dans (II.19) ; on obtient :

$$\Omega(s) = \frac{1}{f_c (1 + \tau_e S)(1 + \tau_m S)} C_{em}^* - \frac{1}{f_c (1 + \tau_m S)} C_r \quad (II.20)$$

Cette équation est schématisée par la figure (II.17)

En comparant (II.1) et (II.20) ; on obtient :  $F_0(s) = \frac{1}{f_c (1 + \tau_e S)(1 + \tau_m S)}$

**II.14-1-b) Fonction de transfert en boucle fermée**

En ajoutant un régulateur (PI) de fonction de transfert donnée par :

$$F_{reg\Omega} = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \quad (II.21)$$

Alors la boucle de régulation globale se présente comme suit :

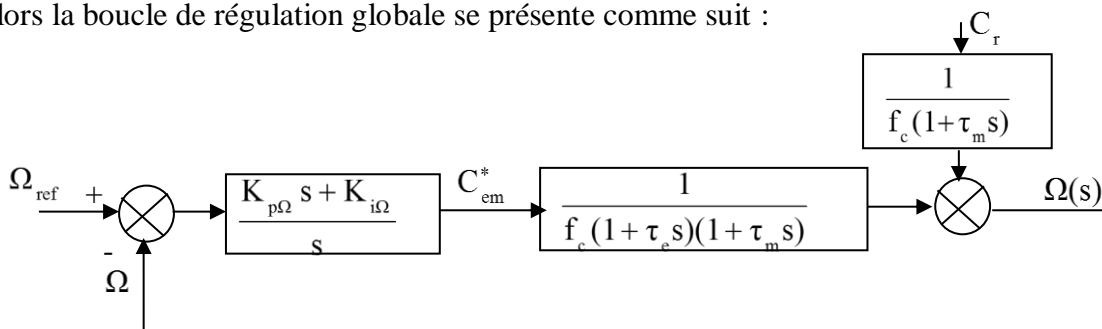


Figure (II.17) Boucle de réglage de vitesse

La fonction de transfert globale en boucle ouverte sera :

$$F_{g0}(s) = \left( K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \right) \frac{1}{f_c (1 + \tau_c S)(1 + \tau_m S)} \quad (II.22)$$

Après un calcul élémentaire, on aura :

$$F_f(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot S + K_{i\Omega}}{J\tau_c S^3 + (J + f_c \tau_c) S^2 + (K_{p\Omega} + f_c) S + K_{i\Omega}} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (II.23)$$

En tenant compte des paramètres de la machine, on peut négliger les deux termes  $J\tau_c$  et  $f_c \tau_c$  alors le dénumérateur  $D(s)$  devient :

$$D(s) = JS^2 + (K_{p\Omega} + f_c)S + K_{i\Omega}$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres des régulateurs ont été choisis par la méthode des pôles imposés. Nous imposons les pôles du système, où la partie réelle est égale à la partie imaginaire ( $s_{1,2} = \rho \pm j\rho$ )

Dans ce cas, les paramètres de régulateur sont :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = 2\rho^2 J \\ K_{p\Omega} = 2\rho J - f_c \end{cases}$$

Tel que « $\rho$ » représente le module de la partie réelle et de la partie imaginaire des deux pôles.

### III.14-2 Régulation du courant $i_{ds}$

De la première équation du système (II.6) et en imposant  $V_{d0} = (R_s + SL_d)i_{ds}$  :

$$i_{ds} = \frac{V_{d0}}{(R_s + SL_d)}$$

En insérant un régulateur (PI) de fonction de transfert donnée par :  $K_{reg\ id_s} = K_{pd} + \frac{K_{id}}{S}$

La boucle de régulation du courant  $i_{ds}$  se présente comme suit :

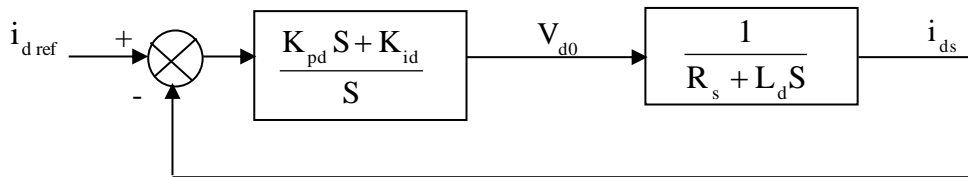


Figure (II.18) Boucle de réglage de courant

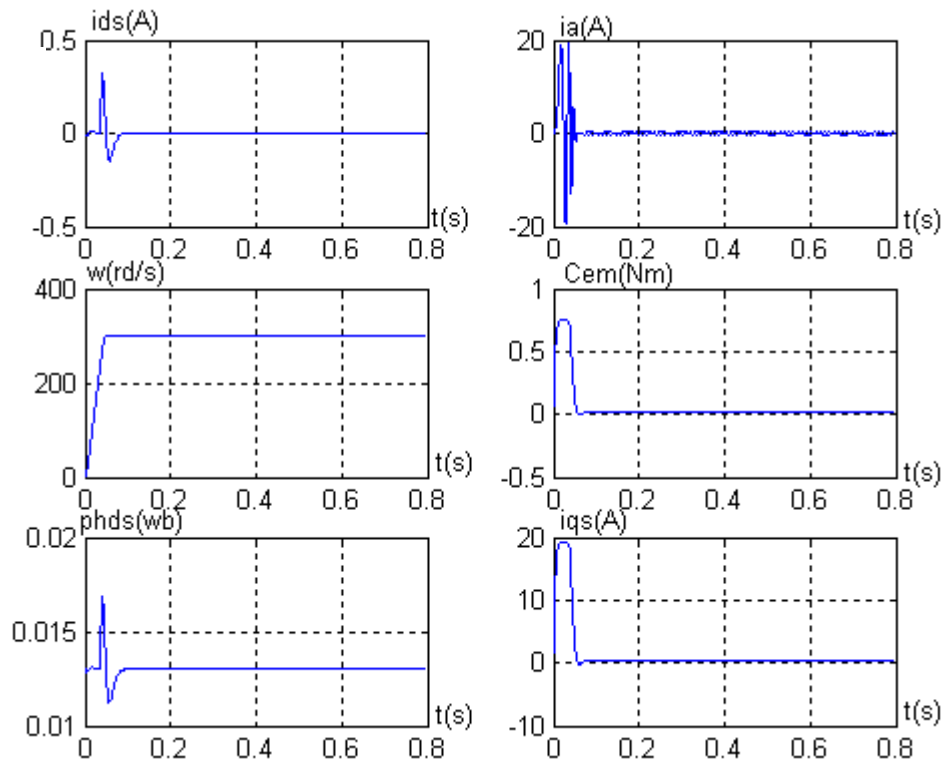
La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée par :

$$K_{Fids} = \frac{K_{pd}S + K_{id}}{L_d S^2 + (K_{pd} + R_s) S + K_{id}} \quad (II.24)$$

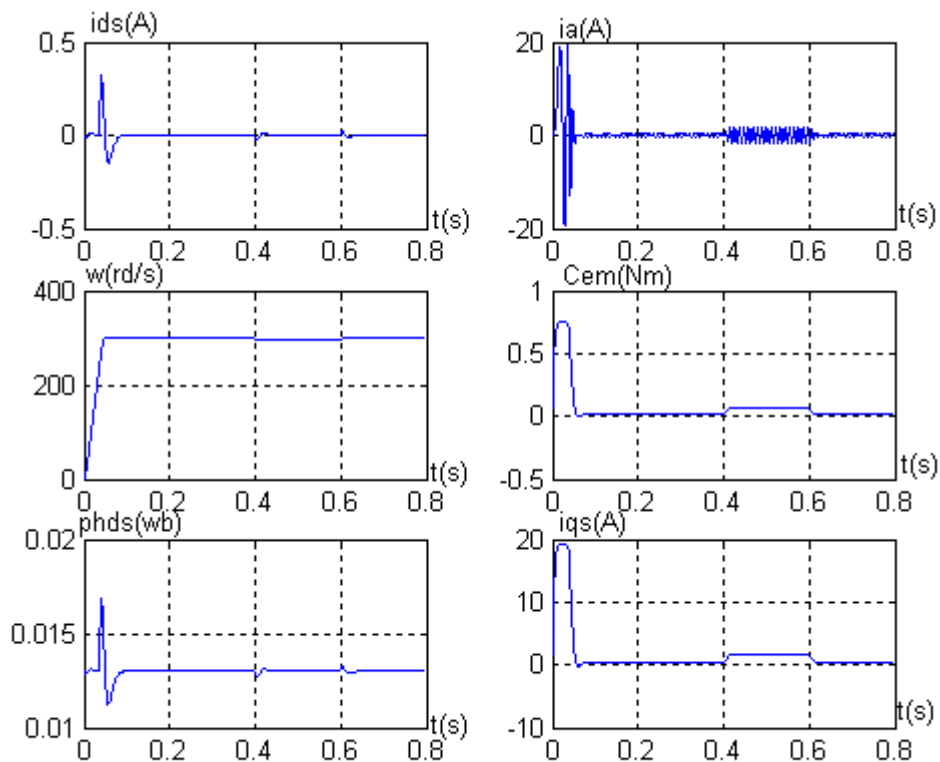
Le calcul des paramètres de régulateur se fait de la même manière que celle de la boucle de

vitesse, ce qui donne :

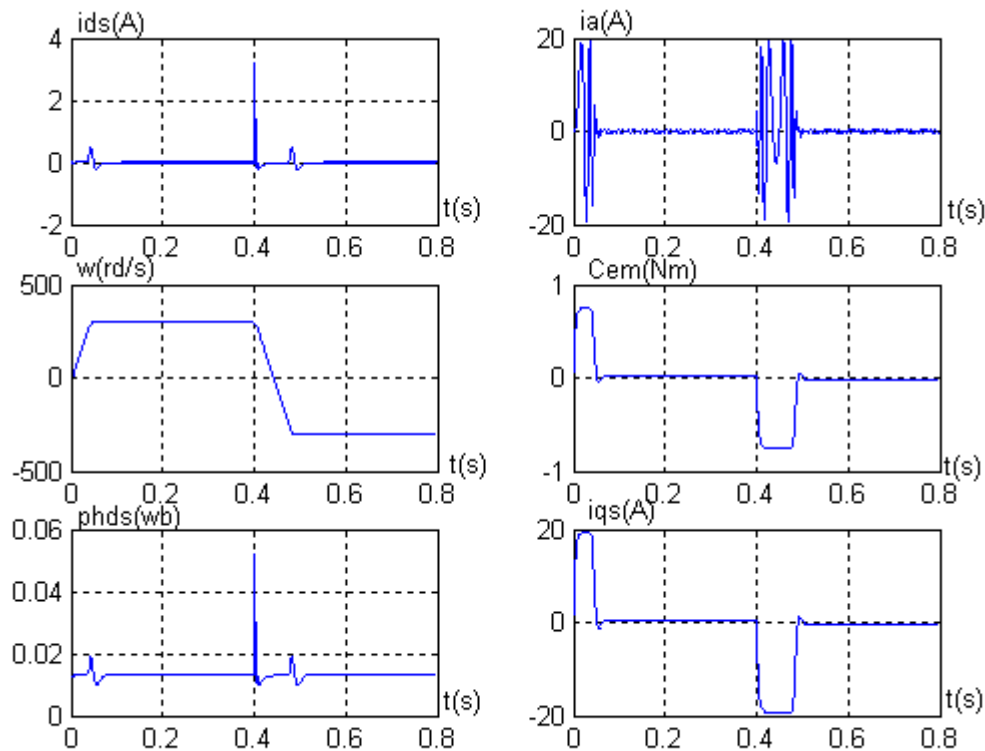
$$\begin{cases} K_{pd} = 2\rho L_d - R_s \\ K_{id} = 2\rho^2 L_d \end{cases}$$



**Figure (II.19-a) Réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s  
(Régulateur PI)**



**Figure (II.19-b) Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de  
300rd/s avec application d'un couple résistant  $C_r=0.05$ Nm  
(Régulateur PI)**



**Figure (II.19-c) Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse 300rd/s à -300rd/s  
(Régulateur PI)**

## II.15 RESULTATS DE SIMULATION

Les courbes de la figure (II.19) représentent :

- Réponse à un échelon de vitesse (démarrage) ;
- Réponse à un échelon de vitesse avec l'application d'une charge ;
- Inversion de vitesse.

La figure (II.19-a) donne la réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s, le flux est installé à la valeur (0.013 Wb) au bout de (0.095s), de manière à fournir un couple important au démarrage. La machine répond rapidement à un échelon de vitesse, la réponse s'effectue sans dépassement avec un pic de courant  $i_{ds}$  de (0.32A) et atteint rapidement la valeur nulle, le couple électromagnétique est alors proportionnel au courant  $i_{qs}$  il se stabiliser à une valeur (0.015Nm) qui compense les pertes par frottement.

Les courbes de la figure (II.19-b) représentent la réponse la machine à l'application d'un couple résistant à l'intervalle [0.4, 0.6]s, le couple électromagnétique répond instantanément à la perturbation, de même pour le courant  $i_{qs}$ , par contre le courant  $i_{ds}$  reste constant.

Les courbes de la figure (II.19-c) représentent l'inversion de la vitesse de 300rd/s,-300rd/s à couple résistant nul, on constate que cette inversion de vitesse est rapide (0.09s) avec l'apparition d'un pic de courant  $i_{ds}$  du au variation brusque de la vitesse.

II.16) APPLICATION SUR L'ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE (REGULATEUR PI)

La figure (II.20), donne le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique Triangulo-Sinusoidale. Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui permet de générer la référence du couple  $C_{em}^*$ , un deuxième régulateur PI est utilisé pour annuler la composante directe du courant  $i_{ds}$  en imposant en entrée une consigne nulle.

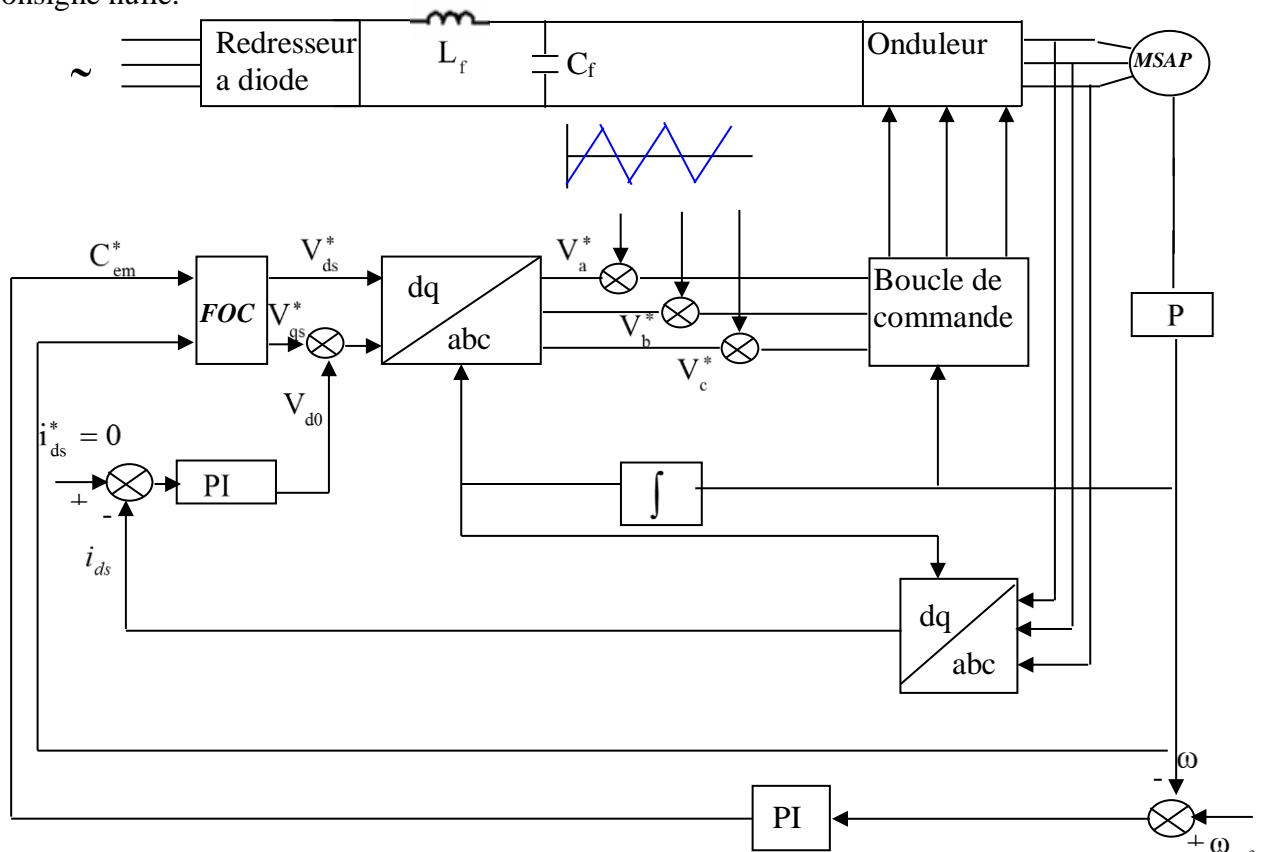


Figure (II.20) Schéma globale de la commande du système dans le repère (d q) [8]

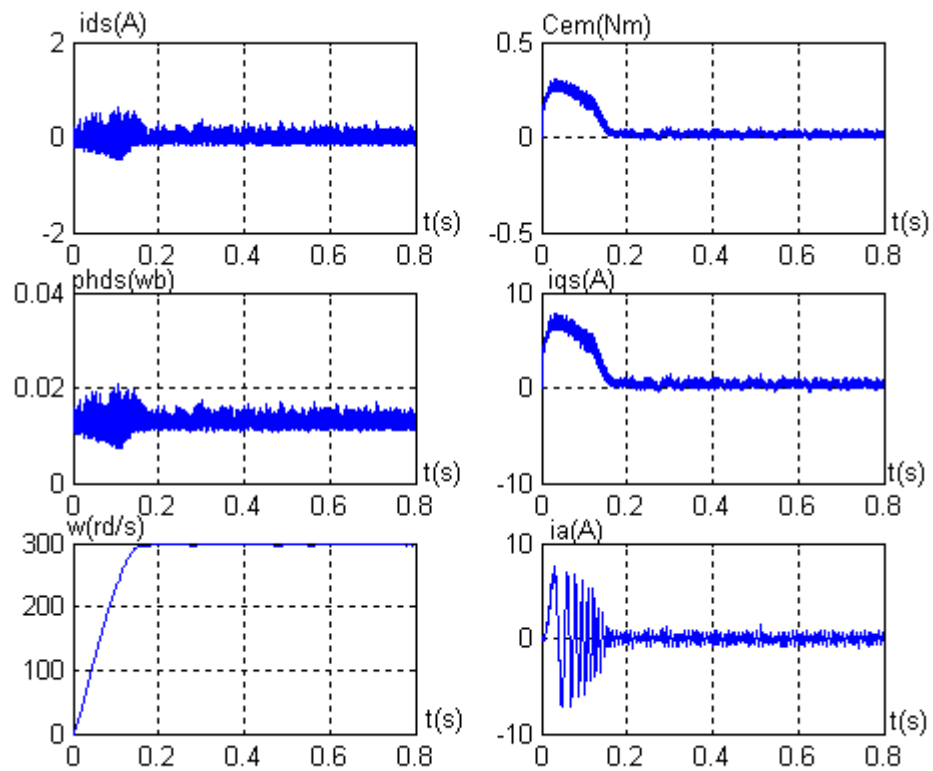


Figure (II.21-a) Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP pour une consigne de vitesse de 300rd/s (régulateur PI)

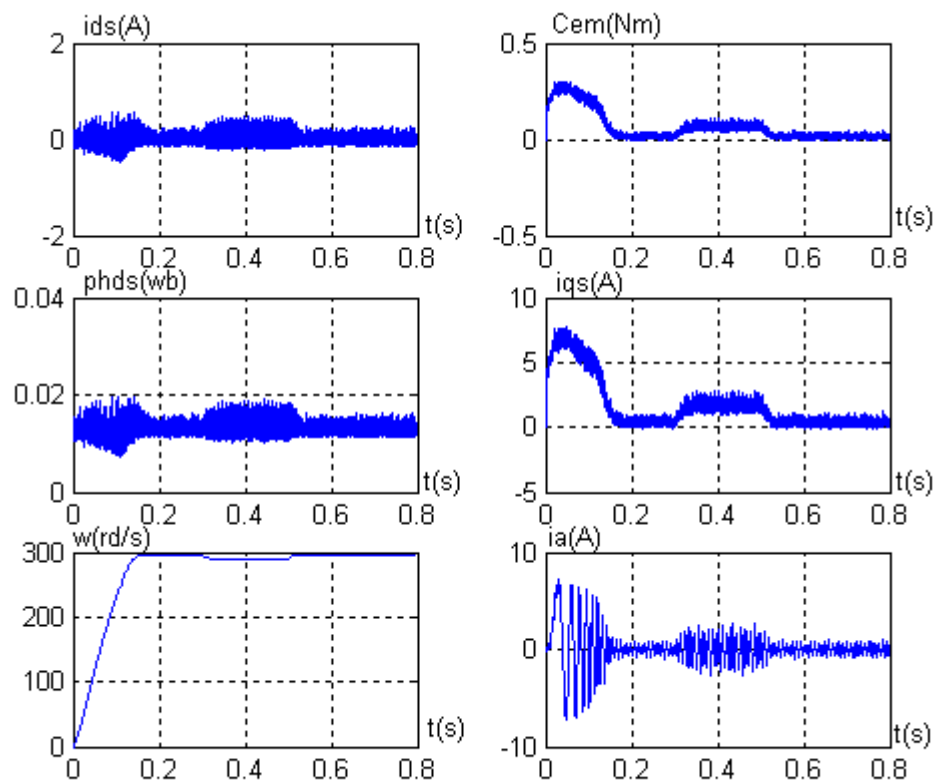
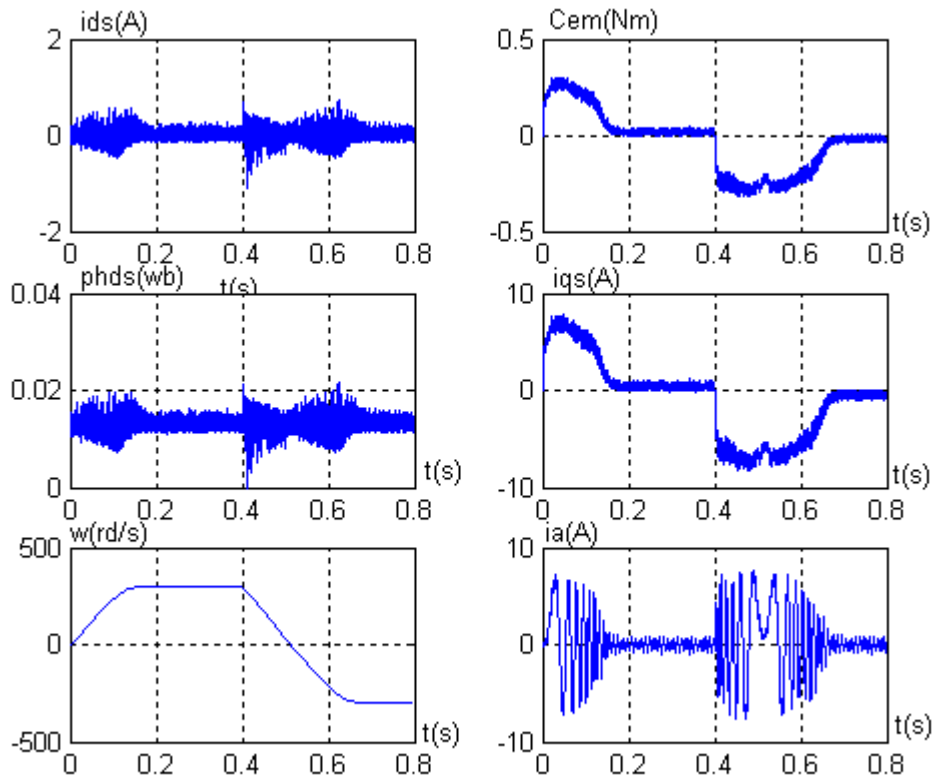


Figure (II.21-b) Réponse de l'ensemble onduleur-MSAP avec l'application d'un couple résistant entre  $t=0.4s$  et  $t=0.6s$



**Figure (II.21-c) Réponse de l'ensemble Onduleur-MSAP pour l'inversion du sens de rotation de 300dr/s et -300rd/**

## II.17 RESULTATS DE SIMULATION

Les testes de simulation ont été effectués pour une perturbation de charge de ( $C_r=0.05\text{Nm}$ ) appliqué entre [0.4, 0.6]s.

Les courbes de la figure (II.21) représentent un démarrage, réponse à un échelon de couple et une inversion de la vitesse de rotation.

La machine étant alimentée par onduleur de tension à stratégie de modulation sinusoïdale.

La vitesse suit la valeur de référence sans dépassement, l'application d'un couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé, ainsi que le courant statorique de la machine qui à un comportement sinusoïdal, la vitesse est affectée d'une faible diminution de l'environ de (1.33%).

La figure (II.21-c) montre les résultats d'une inversion de vitesse de consigne de 300rd/s à -300rd/s, cette inversion s'accompagne d'une légère augmentation du courant statorique et du couple électromagnétique.

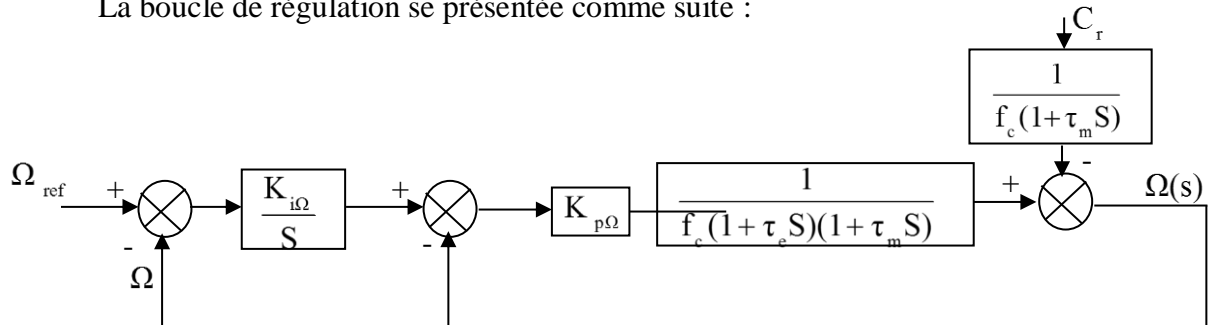
La comparaison des résultats obtenus de la figure (II.21) avec ceux obtenus sans onduleur (figure (II.19)) montre une ressemblance notable, on peut dire que les résultats sont sensiblement

identique, on note que l'application d'un couple résistant ainsi que l'inversion de sens de rotation influent légèrement sur la composante du courant d'axe directe  $i_{ds}$ .

**II.18 REGULATEUR (IP)**

**II.18-1 Réglage de vitesse**

La boucle de régulation se présente comme suite :



**Figure (II.22) Structure de commande par le régulateur (IP)**

La fonction de transfert est donnée par :

$$F(s) = \frac{K_{i\Omega} \cdot K_{p\Omega}}{J S^2 + (f_c + K_{p\Omega}) S + K_{i\Omega} \cdot K_{p\Omega}} \tag{II.25}$$

En imposant une paire de pôles complexe conjugués :

$S_{1,2} = \rho \pm j\rho$ . Le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

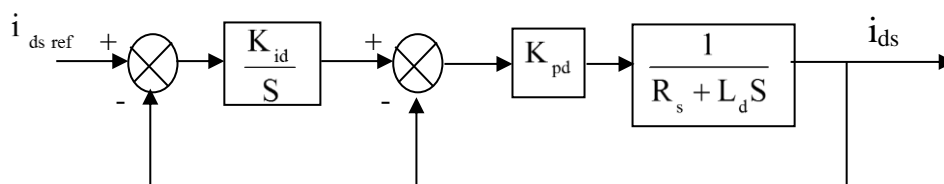
$$\rho(s) = S^2 + 2\rho S + 2\rho^2.$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur (IP) :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\rho - f_c \\ K_{i\Omega} = \frac{2\rho^2 J}{K_{p\Omega}} \end{cases}$$

**II.18-2 Réglage de courant**

La boucle de régulation se présente comme suite :



**Figure (II.23) Schéma réduite de régulation de courant**

La fonction de transfert est donnée par :

$$F_{i_{ds}} = \frac{K_{pds} K_{id}}{L_d S^2 + (K_{pd} + R_s) S + K_{id} K_{pd}} \tag{II.26}$$

En suivant les mêmes étapes dans le cas de la régulation de vitesse, on a :

$$\begin{cases} K_{pd} = 2\rho L_d - R_s \\ K_{i\Omega} = \frac{2\rho^2 L_d}{K_{pd}} \end{cases}$$

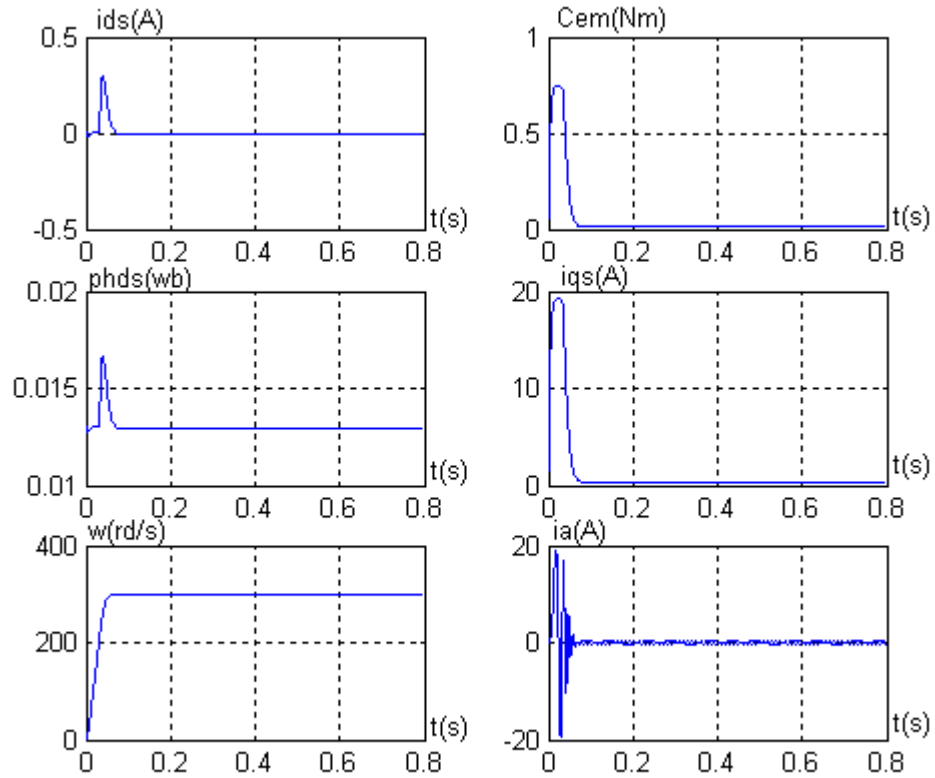
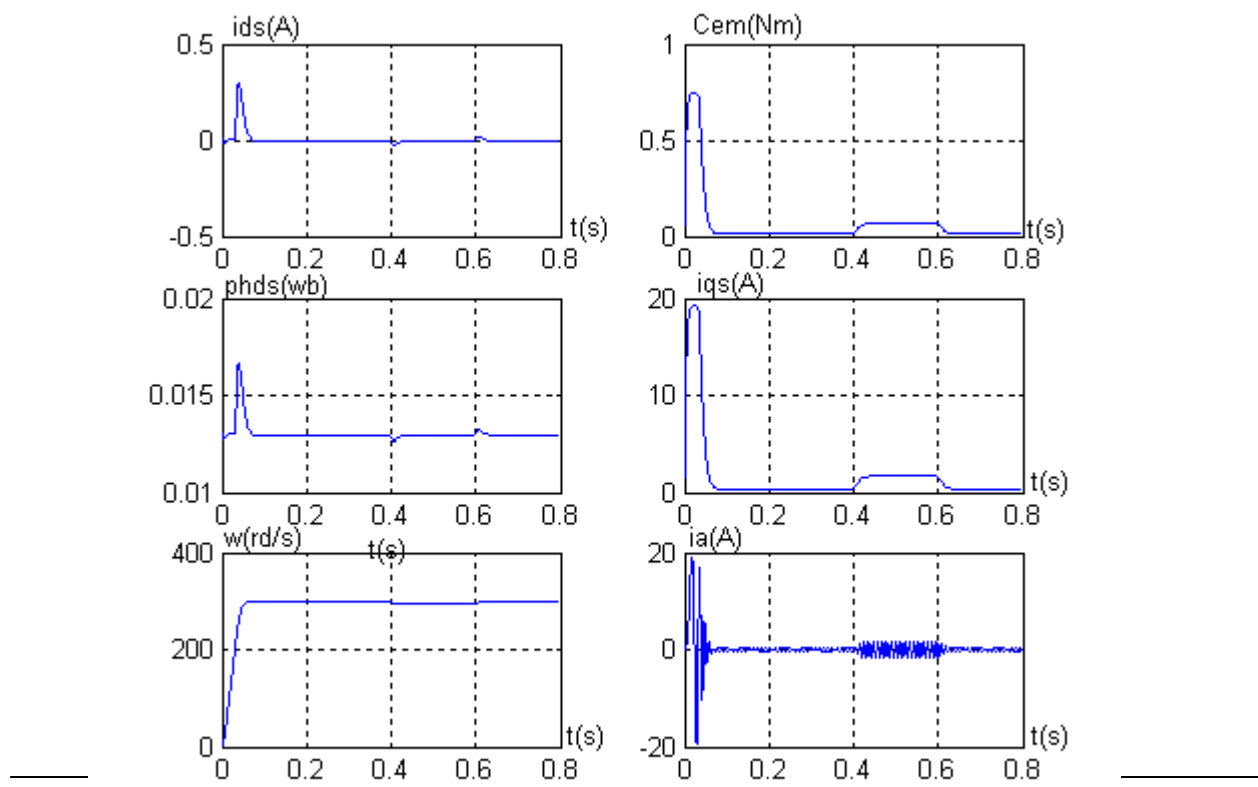
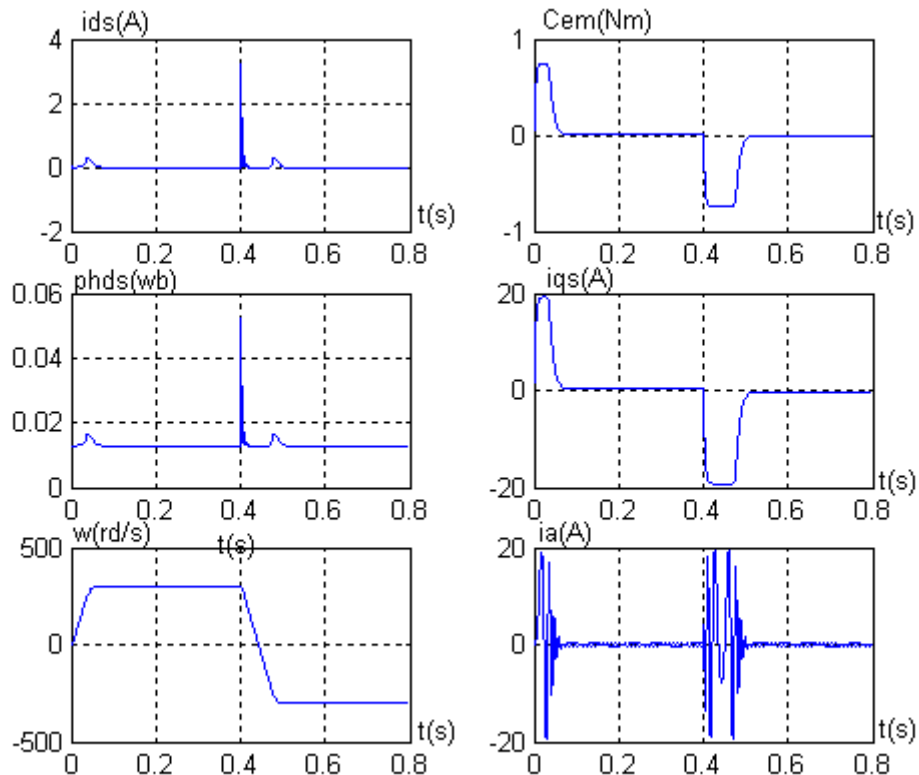


Figure (II.24-a) Réponse de la machine pour une consigne de 300rd/s



**Figure (II.24-b) Réponse de la machine pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant ( $C_r=0.05\text{Nm}$ )**



**Figure (II.24-c) Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse de 300rd/s à -300rd/s**

## II.19 Résultats de simulation

Les résultats de simulation, été effectués pour trois tests :

Le premier s'agit du démarrage pour une consigne de vitesse de 300rd/s, dans le deuxième nous avons appliqué une charge perturbatrice de (0.05 Nm) durant l'intervalle [0.4, 0.6] s et dans le troisième nous avons inversé la vitesse de rotation (300,-300) rd/s à l'instant  $t=0.4$  s.

La vitesse de référence est atteinte au bout de (0.06s), en constate que l'application du couple de charge se traduit par une augmentation du couple électromagnétique ainsi que la composante en quadrature du courant statorique  $i_{qs}$  dont il dépend, cette perturbation à été rejetée efficacement et rapidement.

## II.20 Réglage de vitesse par le régulateur IP application sur l'association Onduleur-Machine

La figure (II.25), donne le schéma globale de la commande du système en utilise régulateur (IP)

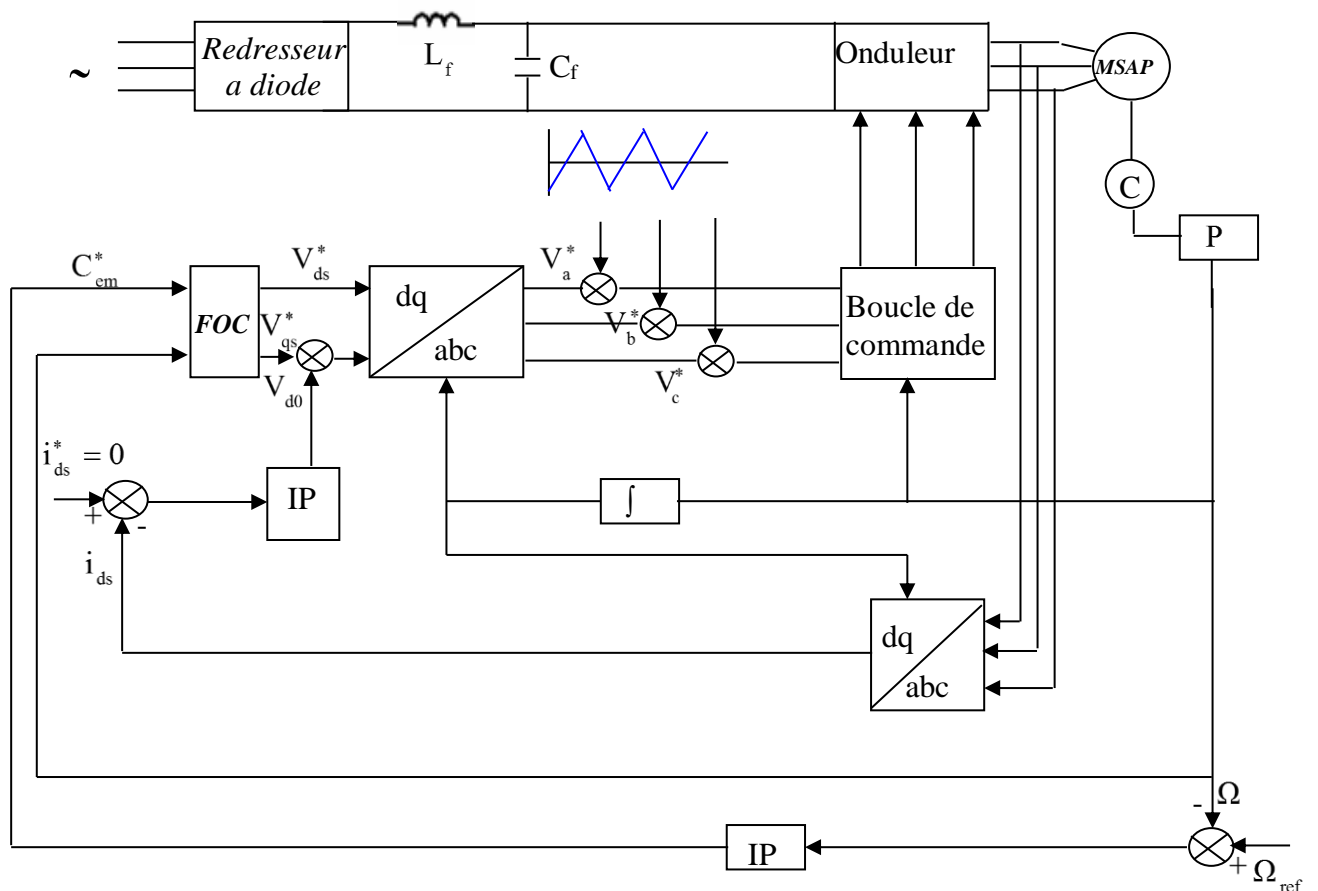
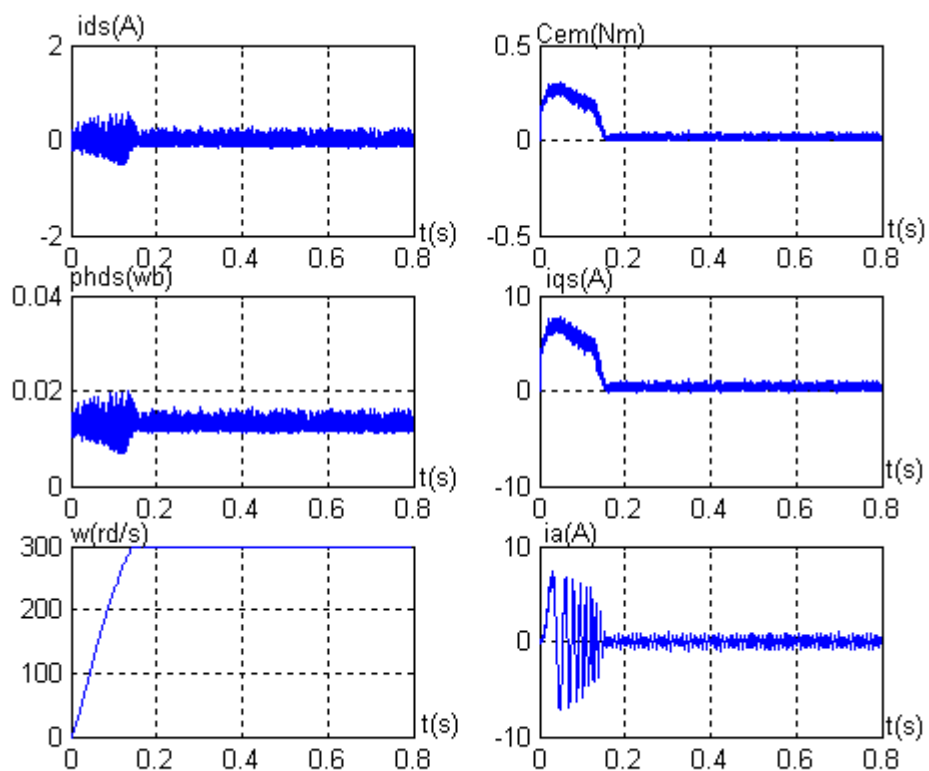
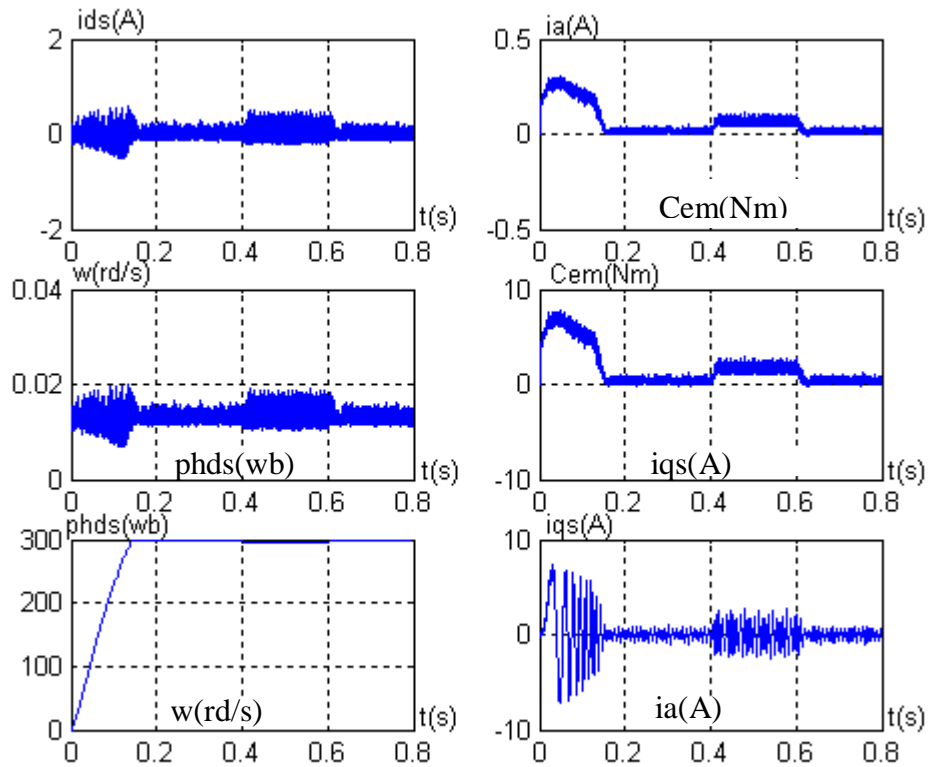


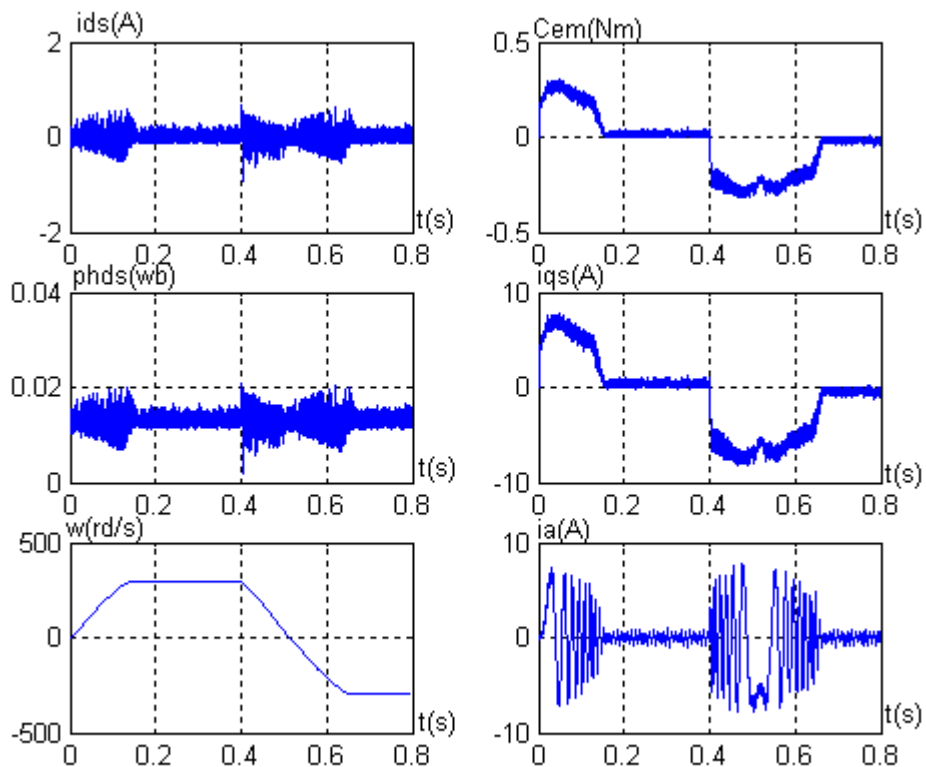
Figure (II.25) Schéma global de la commande du système avec régulateur (IP)



**Figure (II.26-a) Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP pour une consigne de vitesse de 300rd/s**



**Figure (II.26-b) Réponse de l'ensemble onduleur-MSAP avec application d'un couple résistant entre  $t=[0.4, 0.6]s$  (Régulateur IP)**



### Figure (II.26-c) Réponse de l'ensemble onduleur-MSAP avec inversion de sens de rotation de 300rd/s et -300rd/s

#### II.21 RESULTATS DE SIMULATION

On reprend les mêmes testes de performances effectuées pour le régulateur PI, les courbes de la figure (II.26) donne les résultats de simulation pour le réglage IP.

Pour le démarrage, la figure (II.26-a), le flux est installé au bout de (0.15 s) de manière à fournir un couple important au démarrage, la machine répond à un échelon de vitesse au bout de (0.15s) la réponse s'effectuée sans dépassement.

La figure (II.26-b) représente une application d'un couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique ainsi que le courant statorique  $i_{qs}$ .

Dans la figure (II.26-c), nous avons inversé la vitesse de rotation de (300rd /s à -300rd /s) à l'instant (0.4s), la vitesse de référence est atteinte au bout de (0.26s) avec une perturbation du courant d'axe direct dans l'intervalle [0.4 0.6] s ainsi que le flux relatif  $\phi_{ds}$ .

#### II.22 COMPARAISON ET COMMENTAIRES

On peut observer que ces courbes sont presque identiques mais ces résultats qu'on y obtenant sont peu différents que ceux qu'on avait obtenues précédemment (par régulateur PI).

En effet on remarque que ces deux régulateurs se différencient en trois points :

- Le temps de réponse ;
- Le dépassement ;
- La perturbation.

#### II.23 CONCLUSION

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger la qualité de la commande vectorielle dans le plan de PARK de la MSAP alimenté par un onduleur de tension et nous ont permis d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne où oscillations transitoires. 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. Et nous avons testé les performances des deux types de régulateurs PI et IP, le deuxième présente par rapport au premier l'avantage du rejet rapide et efficace de la perturbation, en revanche, il peut présenter des dépassements onéreux dans certaines applications industrielles.





# CHAPITRE III :

## COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE

### DE LA MSAP



**III.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" [13].

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.

La théorie de la logique floue est devenue un domaine de recherche très actif, appliqué aux systèmes complexes, les systèmes mal définis mathématiquement et les phénomènes physique avec les modèles mathématiques exactes. Cette théorie est basée sur l'approche linguistique et la prise de décision.

Le développement de la théorie du contrôle flou en boucle fermée a été le contrôle des processus basés sur la connaissance de l'opération qui a une stratégie de contrôle formée d'un ensemble de règles de décision dont la forme dépend du processus à contrôler. Ainsi, le contrôleur envisagé nécessite un algorithme permettant la conversion de la stratégie de contrôle linguistique basé sur connaissance experte en une stratégie de contrôle automatique [14].

La méthodologie du contrôleur flou apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques quantitatives conventionnelles tel que le principe de la machine synchrone. En effet, le moteur synchrone présente des difficultés quant à sa commande à cause de sa modélisation et de l'utilisation des régulateurs conventionnels pour le réglage de sa vitesse.

**III.2 LA THEORIE DE LA LOGIQUE FLOUE****III.2-1 Définition**

Le terme «logique floue » à deux aspects :

- Le première correspond à tous les développements concernant 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 ».

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 (III.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 ».

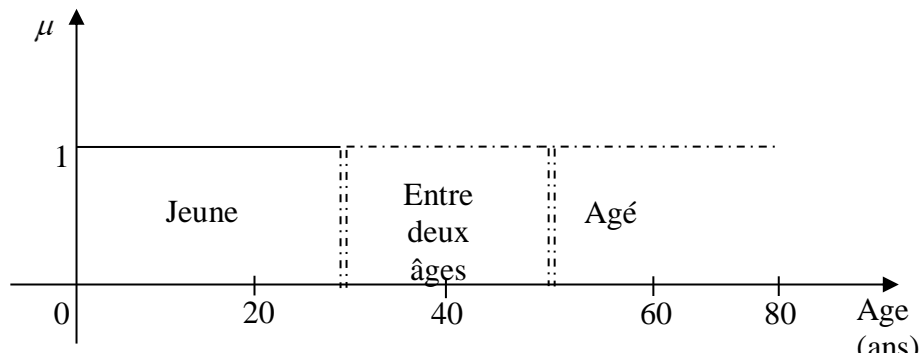


Figure (III.1) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.

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 (III.2).

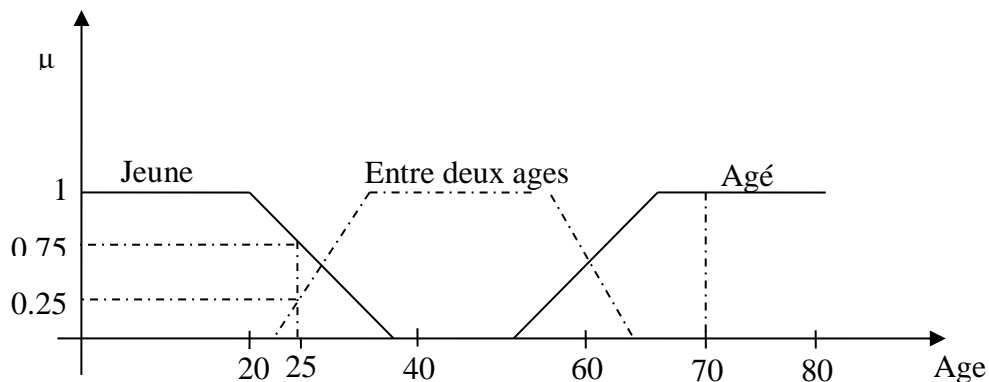
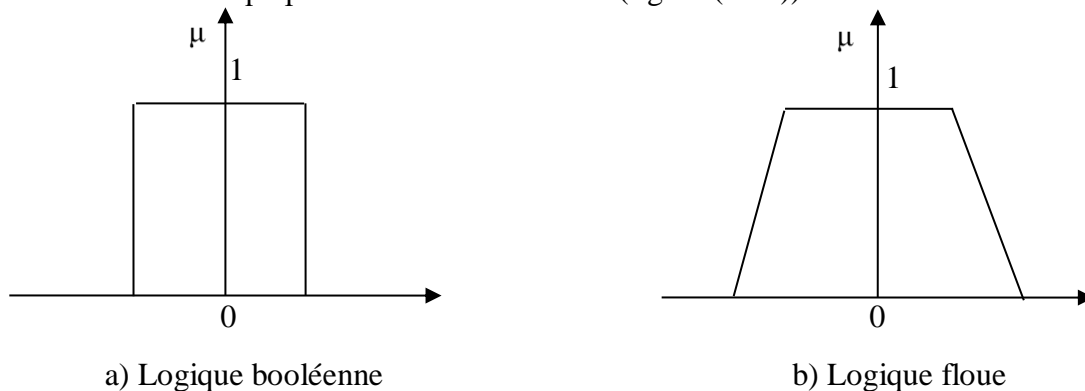


Figure (III.2) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.

Une personne de 25 ans appartient à l'ensemble « jeune » 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 ».

III.2-2 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 (III.3)).



**Figure (III.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 :

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

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

On peut avoir une autre forme de F comme :

$$\begin{cases} F = \int_u \frac{\mu_F(u)}{u} & \text{si } U \text{ est continu} \\ F = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_F(u_i)}{u_i} & \text{si } U \text{ est discret} \end{cases} \tag{III.2}$$

**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.

III.2-3 Caractéristique d'un sous ensemble flou

Les caractéristiques d'un sous ensemble flou  $E_1$  de U les plus utilisés pour décrire sont celle qui montrent à quel point il diffère d'un sous ensemble ordinaire de U [15].

III.2-3-a) Support

Le support de  $E_1$  est l'ensemble des éléments de U appartenant, au moins un peu à  $E_1$

**Définition** le support de  $E_1$ , noté  $\text{supp}(E_1)$ , est la partie U sur laquelle la fonction d'appartenance de  $E_1$  n'est pas nulle :

$$\text{Supp}(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\}$$

**III.2-3-b) Hauteur**

La hauteur de  $E_1$  est le plus fort degré avec lequel un élément de  $U$  appartient à  $E_1$ .

Définition : la hauteur, notée  $h(E_1)$ , du sous ensemble flou  $E_1$  de  $U$  est la plus grande valeur prise par sa fonction d'appartenance :

$$h(E_1) = \sup_{x \in U} \mu_A(x)$$

On utilise souvent des sous ensemble flous normalisés. C'est-à-dire pour lesquels il existe au moins un élément de  $U$  appartient de façon absolue (avec un degré 1) à  $E_1$ .

Définition : le sous ensemble flou  $E_1$  de  $U$  est normalisé si sa hauteur  $h(E_1)$  est égal à 1.

**III.2-3-c) Noyau**

Un ensemble flou normalisé suppose qu'il existe des éléments de  $U$  typique de la propriété à laquelle il est associé. Ce sont les éléments appartenant de façon absolue  $E_1$ . Dont l'ensemble est appelé le noyau de  $E_1$ .

Définition : le noyau de  $E_1$ , noté  $\text{noy}(E_1)$ , est l'ensemble des éléments de  $U$  pour lesquels fonction d'appartenance de  $E_1$  vaut 1.

$$\text{noy}(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\}$$

**III.2-3-d) Cardinalité**

Lorsque  $U$  est fini, on caractérise également le sous ensemble flou  $E_1$  de  $U$  par sa cardinalité, qui indique le degré global avec lequel les éléments de  $U$  appartiennent à  $E_1$ .

**III.2-4 Fonction d'appartenance**

La fonction d'appartenance  $\mu$  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  $\mu$ , 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 [14]:

**a) Fonction triangulaire (figure III.4-a)**

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{III.3}$$

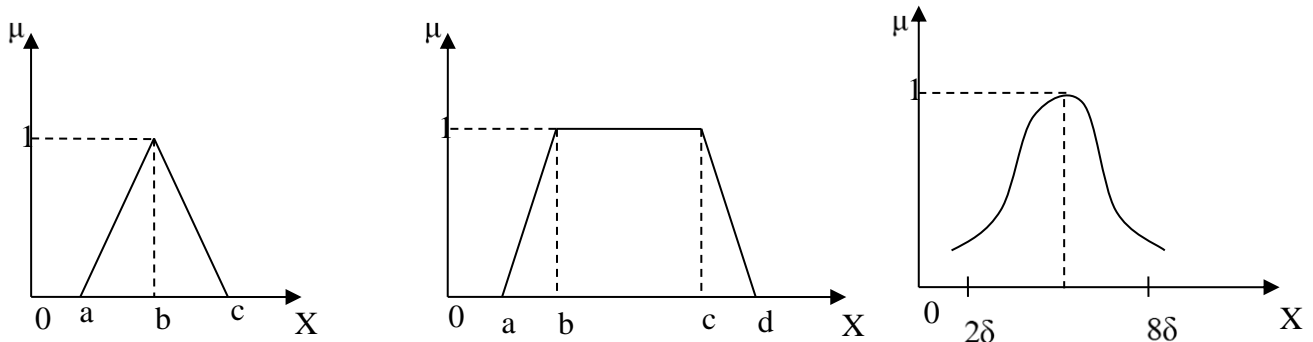
**b) Fonction d'appartenance trapézoïdale (figure III.4-b)**

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (III.4)$$

**c) Fonction d'appartenance gaussienne (figure III.4-c)**

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[ - \left( \frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad -\infty < x < +\infty \quad (III.5)$$

La figure (IV.4) représente les formes de ces trois types de fonctions d'appartenance.



**a) Forme triangulaire**

**b) Forme trapézoïdale**

**c) Forme gaussienne**

**Figure (III.4) Différentes formes de la fonction d'appartenance.**

**III.2-5 Variable linguistique**

Une variable linguistique peut être vue soit comme une variable dont la valeur est un nombre flou, soit comme une variable dont les valeurs sont définies en termes linguistiques [16].

• **Nombre flou**

Un nombre flou  $f$  dans un univers de discours  $U$  continu est un ensemble flou normal et convexe dans  $U$  :

$$\begin{cases} \max_{u \in U} \mu(u) = 1 & \text{(normal)} \\ \mu_F(\lambda u_1 + (1-\lambda)u_2) \geq \min(\mu_F(u_1), \mu_F(u_2)) & \text{(convexe)} \\ u_1, u_2 \in U, \lambda \in [0 \ 1] \end{cases} \quad (III.6)$$

• **Variable linguistique**

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'appartenance sont montrées sur la figure (III.5)

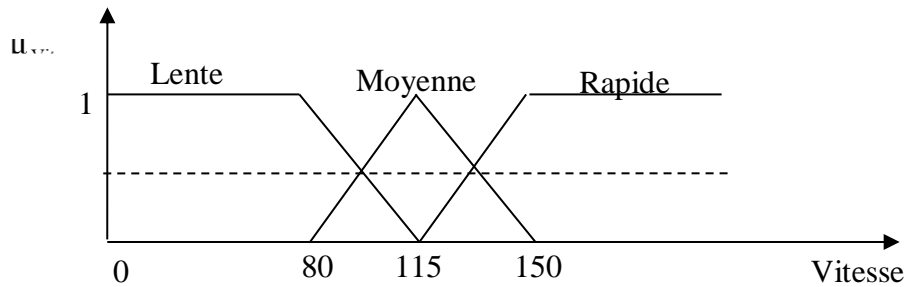


Figure (III.5) Représentation des variables linguistiques

**III.2-6 Opérateurs de la logique floue**

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des règles d'inférence par des opérateurs ET ou OU. Il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. De plus, il existe l'opérateur NON qui s'appelle (complément, négation, inverse)

- **Opérateur OU (l'union)**

La fonction d'appartenance  $\mu_{A \cup B}$  pour l'ensemble flou  $A \cup B$  est définie comme suit :

$$\mu_{A \cup B}(u) = \max \{ \mu_A(u), \mu_B(u) \} \tag{III.7}$$

- **Opérateur ET (l'intersection)**

La fonction d'appartenance  $\mu_{A \cap B}$  pour l'ensemble flou  $A \cap B$  est définie comme suit :

$$\mu_{A \cap B}(u) = \min \{ \mu_A(u), \mu_B(u) \} \tag{III.8}$$

- **Opérateurs NON (complément)**

On définit la fonction d'appartenance  $\mu_{\bar{A}}$  pour l'ensemble flou  $\bar{A}$  par :

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u) \tag{III.9}$$

- **Produit cartésien**

Soit  $A_1, \dots, A_n$  des ensembles flous, dans les univers de discours  $u_1, \dots, u_n$  respectivement. Le produit cartésien de  $A_1, \dots, A_n$  est un ensemble flou dans l'univers de discours  $u_1 \cdot u_2 \cdot \dots \cdot u_n$  dont sa fonction d'appartenance est exprimée par :

$$\mu_{A_1.A_2...A_n}(u_1, u_2, \dots, u_n) = \min \{ \mu_{A_1}(u_1), \dots, \mu_{A_n}(u_n) \}$$

ou :

$$\mu_{A_1.A_2...A_n}(u_1, u_2, \dots, u_n) = \mu_{A_1}(u_1), \dots, \mu_{A_n}(u_n)$$
(III.10)

• **Relation floue**

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

$$R_{u_1 u_2 \dots u_n} = \{ ( (u_1, \dots, u_n), \mu_{R(u_1, \dots, u_n)} ) \mid (u_1, \dots, u_n) \in u_1, \dots, u_n \}$$
(III.11)

• **La composition sup-star**

Soit R et S deux relations floues dans les univers de discours  $U \times V$  et  $V \times W$  respectivement, la composition de R et S est une relation floue notée ROS telle que :

$$ROS = \{ ( (u, w), \sup( \mu_{R(u,v)} * \mu_{S(v,w)} ) ) \mid u \in U, v \in V, w \in W \}$$
(III.12)

Avec :\* est un opérateur appartient à la norme triangulaire T-norme

**III.2-7 Logique floue et raisonnement approximatif**

Règle compositionnelle sup-star pour inférence :

Si R est une relation floue dans  $U \times V$  et si x est un ensemble flou dans U, alors la règle compositionnelle “sup-star” pour l’inférence affirme que l’ensemble flou y dans V peut se déduire par :  $y = X \circ R$

Où  $\circ$  représente sup-star composition.

**III.2-8 Implication floue**

L’implication floue est un opérateur qui a pour but d’évaluer un degré de vérité d’un règle R sous la forme :

Si x est A alors y est B

Cette évaluation est donnée à partir des valeurs de la prémisse et celle de la conclusion.

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_A(x), \mu_B(y))$$
(III.13)

Où I est un opérateur d’implication.

**III.3 CONTROLE À LOGIQUE FLOUE**

L’idée principale de la commande logique floue est la règle de la commande linguistique. Qui peut prendre plusieurs formes. Cependant, elle indique invariablement quelle action de commande prendre face à une condition donnée. Cette condition peut être une diminution ou augmentation de la grandeur à régler, comme par exemple le cas du réglage de la vitesse d’une machine électrique.

La condition peut être une augmentation ou une diminution de la vitesse ou du couple, face aux variations paramétriques de la machine ou une variation du moment d’inertie de la partie tournante. Ces actions de commande peuvent avoir la forme : «si l’erreur de vitesse est assez grande», «si la variation de l’erreur est trop petite» [14].

Les variables floues dans ce cas sont l'erreur et la variation de l'erreur, la sortie est la commande c'est la tension d'alimentation. Les mots clés sont « assez grande », « beaucoup », « trop petite »... qui représentent des informations imprécises mais utiles et sont représentées par un sous ensemble flou d'un univers de discours. Une règle de commande dans ce cas est la combinaison d'une condition et d'une action.

Le contrôleur à logique floue est un algorithme de conversion d'une stratégie de commande linguistique basée sur l'expertise humaine en une stratégie de contrôle automatique décrit par un ensemble de règles de contrôle flou du type :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 : \text{si } x \text{ est } A_1 \text{ et } y \text{ est } B_1 \text{ alors } Z \text{ est } C_1 \\ R_2 : \text{si } x \text{ est } A_2 \text{ et } y \text{ est } B_2 \text{ alors } Z \text{ est } C_2 \\ \vdots \\ R_n : \text{si } x \text{ est } A_n \text{ et } y \text{ est } B_n \text{ alors } Z \text{ est } C_n \end{array} \right. \quad (III.14)$$

Ces règles sont liées par le concept de l'implication floue et la règle compositionnelle "sup-star". Chaque règle de contrôle flou est représentée par une relation floue, le système flou est caractérisé par une seule relation floue qui est déterminée par la combinaison de toutes les règles floues à savoir :

$$R = \text{ALSO}(R_1, R_2, \dots, R_n) \quad (III.15)$$

La structure générale d'un contrôleur à logique floue est montrée par la figure (III.6)

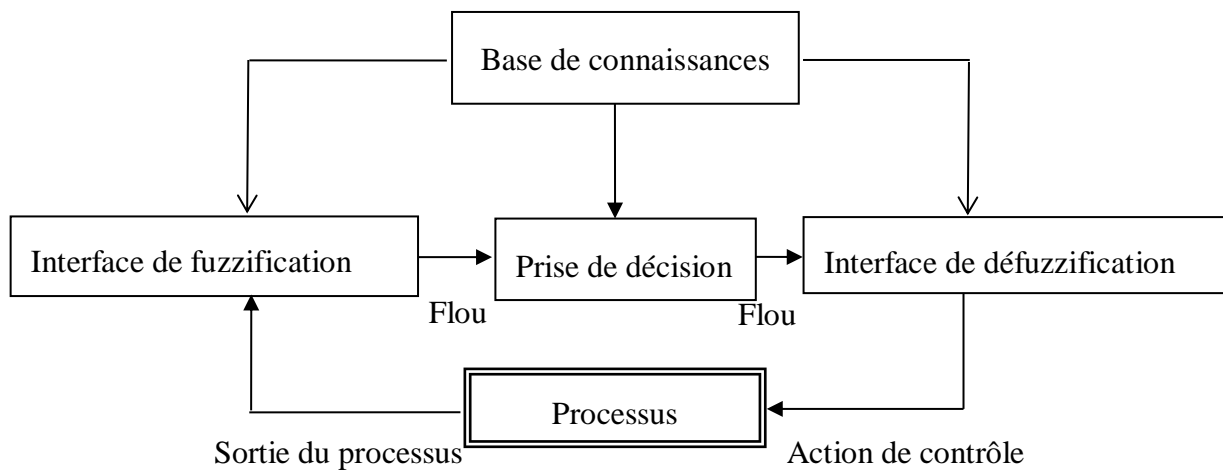


Figure (III.6) Synoptique d'un contrôleur flou [15]

### III.3-1 Interface de fuzzification

L'interface de fuzzification est un bloc qui consiste à :

- Mesurer les valeurs numériques des variables d'entrées ;
- Les projeter dans l'univers de discours en utilisant un facteur d'échelle ;
- Transformer ces valeurs numériques en valeurs linguistiques en utilisant des fonctions

d'appartenances qui ont pour but de subdiviser l'espace d'entrée de l'univers de discours en sous ensembles flous [17]

### **III.3-2 Base de connaissances**

Elle contient les informations du domaine d'application et du contrôle. Elle est définie par les deux bases suivantes [17]:

#### **a) Base de données**

Elle fournit des informations nécessaires qui sont utilisées pour l'exploration des règles de contrôle flou ainsi que la manipulation des données dans le contrôleur flou.

#### **b) Base de règle**

Elle caractérise le but et la politique du contrôle flou via un ensemble de règles de contrôle flou.

### **III.3-3 Logique de prise de décision (moteur d'inférence)**

Ce bloc représente le noyau du contrôleur flou, qui est capable de simuler les décisions humaines basées sur le concept flou et d'inférer les actions de contrôle flou par intervention de l'implication floue et des règles d'inférence.

### **III.3-4 Défuzzification**

La défuzzification a pour but de :

- Transformer les valeurs de la sortie situées dans l'univers du discours en valeurs réelles comprises dans le domaine de variation.
- Extraire de la sortie de vérité la valeur numérique de la sortie [16].

## **III.4 CONCEPTION D'UN CONTRÔLEUR À LOGIQUE FLOUE**

Les étapes de conception d'un contrôleur à logique floue sont les suivantes :

### **III.4-1 Stratégie de fuzzification**

La fuzzification est fondée sur la théorie des ensembles flous et joue un rôle essentiel pour la manipulation des données dans un contrôleur flou. Elle consiste à convertir les valeurs numériques à l'entrée du contrôleur en valeurs linguistiques via des fonctions d'appartenance et ce, par une projection de ces valeurs dans l'univers de discours  $U$  en utilisant un facteur d'échelle  $K_e$ .

On peut dire que la stratégie de fuzzification est un choix de l'univers de discours et des formes des fonctions d'appartenance.

#### **• Univers de discours**

L'univers de discours représente l'intervalle de variation des grandeurs d'entrée du contrôleur flou après une normalisation par un facteur d'échelle.

#### **• Facteur d'échelle**

Est un moyen de normalisation des grandeurs physiques dans un intervalle de  $[-1 \ 1]$ . Le facteur d'échelle doit être choisi sur la base de l'étude du système de sortie à condition que lors de

petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour les grandeurs normalisées ne doit pas être dépassé.

La figure (III.7) représente l'univers de discours normalisé avec une partition 3, 5, 7 en utilisant un facteur d'échelle.

### III.4-2 Base de données

- **Normalisation**

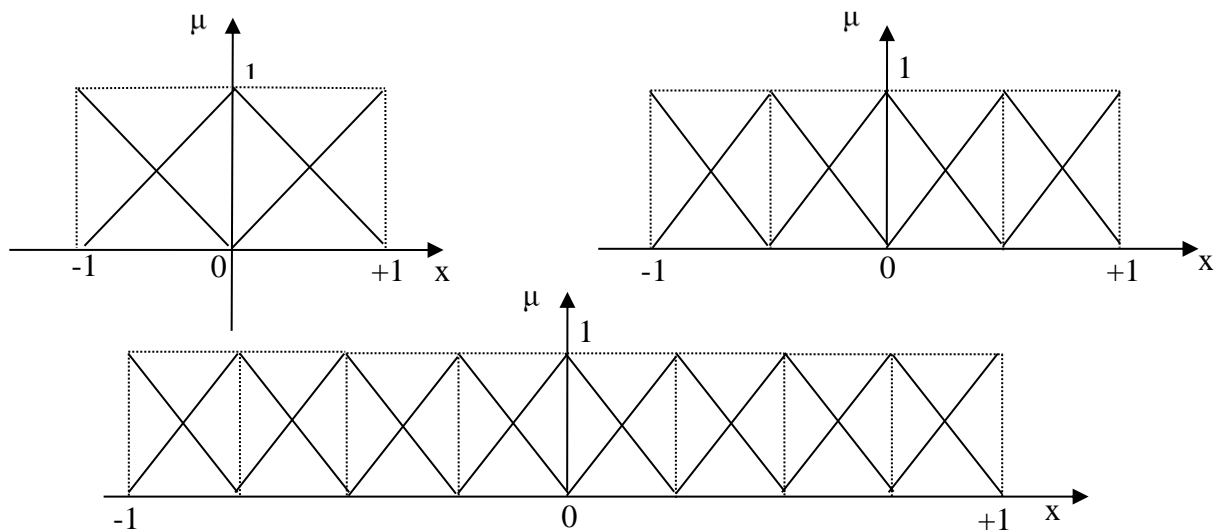
Elle consiste à normaliser l'univers de discours U dans un intervalle bien déterminé.

- **Partition floue de l'espace d'entrée et de sortie**

C'est la division de l'univers de discours en plusieurs ensembles flous.

### III.4-3 Base de règles

Il existe quatre possibilités pour l'exploration de la base de règles. La première est basée sur l'expertise humaine, la deuxième est fondée sur les actions de contrôle fournies par un opérateur, la troisième est l'utilisation du modèle flou du processus, la quatrième et la dernière qui est la plus récente, est basée sur un algorithme d'apprentissage pour l'élaboration des règles [18].



**Figure (III.7) Univers de discours normalisé dans l'intervalle [-1 +1] avec une partition de 3, 5, 7 ensembles flous**

### III.4-4 Inférence

Il existe deux types d'inférence :

- **Inférence à une seule règle**

C'est la comparaison de plusieurs concurrents dans une même situation et le résultat est le choix de l'optimum, ce type d'inférence n'est pas utilisé pour le contrôle flou.

- **Inférence à plusieurs règles**

Dans ce type d'inférence, la prise de décision pour une ou plusieurs variables est différente pour chacune des variables, c'est l'inférence qui est utilisée dans les problèmes de réglage et de

commande par logique floue. Les variables sont, soit des variables déterministes, ou des variables floues. L'exemple de réglage de la température d'un local est cité pour bien cerner ce type d'inférence [19].

La règle est la variation de la position de la valve, ainsi l'objet de réglage est de minimiser l'écart. Pour se faire, les étapes suivantes dites règles d'inférences sont appliquées.

Si  $e > 0$  alors  $\Delta U > 0$  ou

Si  $e < 0$  alors  $\Delta U < 0$  ou

Si  $e = 0$  alors  $\Delta U = 0$

Avec  $\Delta U$  : un variable flou       $e$  : variable linguistique

Les décisions de la sortie  $\Delta U$  sont données par expériences humaines, les règles d'inférences peuvent être représentées par la figure (III.8).

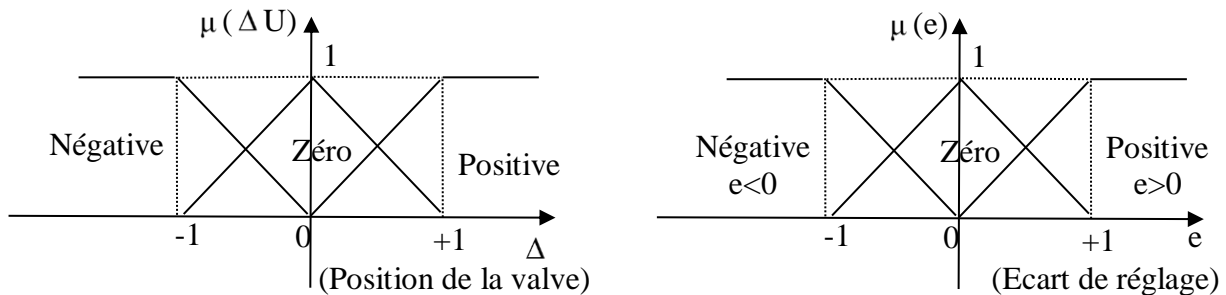


Figure (III.8) Exemple d'inférence à plusieurs règles[18]

Notons que l'inférence est le bloc essentiel ou la stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées. Elles liées les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrée ( $x$ ) transformées en variables floues par la fuzzification en variable de sortie ( $x_R$ ) qui est aussi une variable floue.

La formation concrète des règles d'inférence dépend évidemment du comportement statique et dynamique du système à règle et de l'organe de commande, ainsi que des buts de réglage envisagés. Sachant qu'il n'est pas possible d'indiquer des règles précises, l'expérience joue un rôle important.

• **Traitement numérique des inférences**

Après avoir établi toutes les règles d'inférence on peut les représenter par un tableau ou par une matrice. Un traitement numérique des inférences selon l'une des trois méthodes suivantes est à exécuter [14].

- 1) Méthode d'inférence max-min ;
- 2) Méthode d'inférence max-prod ;
- 3) Méthode d'inférence somme-prod.

Considérons un ensemble de deux règles définies par :

$R_1$  : si  $x$  est  $A_1$  et  $y$  est  $B_1$ , alors  $Z$  est  $C_1$  ou  $R_2$  : si  $x$  est  $A_2$  et  $y$  est  $B_2$ , alors  $Z$  est  $C_2$

**1) Méthode d'inférence max-min**

Cette méthode est appliquée au contrôleur dit de type «Mandani». Dans ce mode de raisonnement, la  $i^{\text{ème}}$  règle aboutit à la décision de contrôle :

$$\mu_{Ri} = \mu_{RM}(\alpha i, \mu_{ei}(Z)) = \min(\alpha i, \mu_{ei}(Z))$$

Avec  $\alpha i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$  qui représente la valeur de vérité des règles d'inférences.

Le résultat des deux règles est construit comme suit :

$$\mu_{RoS}(Z) = \max[\mu_{R1}(Z), \mu_{R2}(Z)] \quad (\text{III.16})$$

**2) Méthode d'inférence max-prod**

C'est la méthode appliquée au contrôleur dite de type « Larsen », cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la  $i^{\text{ème}}$  règle donne la décision [14]:

$$\mu_{Ri} = \alpha i \cdot \mu_{ei}(Z)$$

Avec :  $\alpha i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu_{RoS}(Z) = \max[(\mu_{R1}(Z), \mu_{R2}(Z))] \quad (\text{III.17})$$

**3) Méthode d'inférence som-prod**

Cette méthode est appliquée au contrôleur dit de type « Zadeh ». Elle est définie comme suit [14] :

$$\alpha i = \mu_{Rp}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \mu_{Ai}(x_0) \cdot \mu_{Bi}(y_0) \quad (\text{III.18})$$

$$\mu_{RoS}(Z) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{Ri}$$

Avec : m nombre de règle.

**III.4-5 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 [19]:

- 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 :

$$U = \text{MAX } z \in s(\mu_{\text{RoS}}(Z)) \tag{III.19}$$

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 :

$$U = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^m Z_i \tag{III.20}$$

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.

**3) Méthode du centre de gravité**

C'est la méthode la plus utilisée qui consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{\text{RoS}}(Z)$ .

Dans ce contexte il suffit de calculer l'abscisse U du centre de gravité comme suite :

$$U = \frac{\sum_{i=1}^n Z_i \cdot \mu_{\text{RoS}}(Z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{\text{RoS}}(Z_i)} \tag{III.21}$$

Ou n : est le nombre des niveaux de la sortie du contrôleur. Par cette méthode, en aboutit à une solution unique.

**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  $C_i$

$$U = \frac{\sum_{i=1}^m Z_i^* \mu_{C_i}(Z_i)}{\sum_{i=1}^m \mu_{C_i}(Z_i)} \tag{III.22}$$

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

III.4-6 Structure du régulateur par logique floue

Le régulateur à logique floue possède en générale deux entrées, l'erreur « e » et la variation de l'erreur « Δe » pour un régime transitoire convenable et un bon réglage de la vitesse, on utilise un facteur d'échelle  $K_e$  et  $K_{\Delta e}$ ,  $K_u$ . Le domaine normalisé coïncide avec la variation maximale du signal de commande  $U_{com}$ . Pour cela on choisit une forme triangulaire pour la fonction d'appartenance distribuée de manière équidistante avec chevauchement ce qui conduit à une caractéristique linéaire ou quasi-linéaire. La distribution des fonctions d'appartenance de la variable de sortie est choisie de façon à aboutir à une caractéristique non linéaire [20].

Le bloc RLF est l'organe principal du régulateur contenant l'interface de fuzzification qui représente l'univers de discours et les variables linguistiques, puis l'inférence qui fournit l'action (la décision) de la commande, et l'interface de défuzzification qui transforme la commande floue à une commande non floue pour contrôler notre système.

A la sortie du RLC, la variable  $X_r$  est multipliée par un facteur d'échelle  $K_u$  pour fournir la variable normalisée  $U$  de la commande.

La configuration interne d'un régulateur par logique floue est donnée par la figure (III.9).

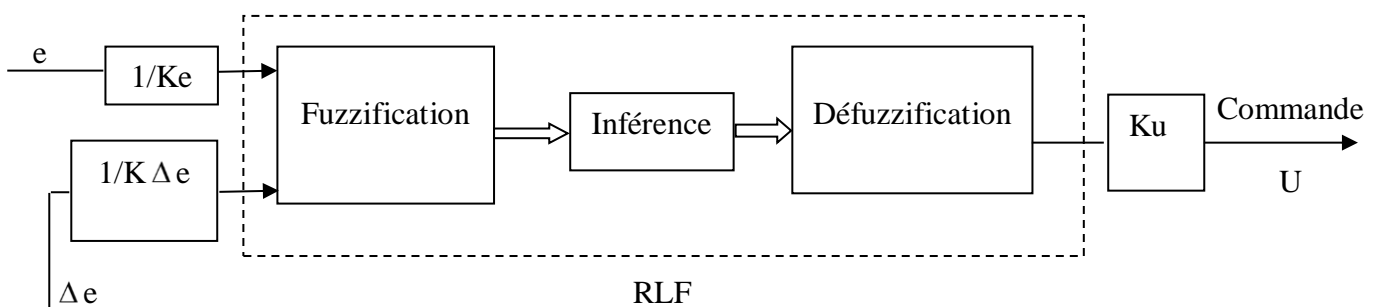


Figure (III.9) Structure d'un régulateur à logique floue (RLF)

### III.5 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 à aimants permanents. Le type de régulateur est synthétisé pour le réglage de vitesse à savoir, le régulateur de Mamdani

#### III.5-1 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 [21] [13]. Ce contrôleur est construit autour d'un organe de décision manipulant de règles 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 [21]:

- 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.

#### III.5-2 Synthèses du régulateur

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure suivante :

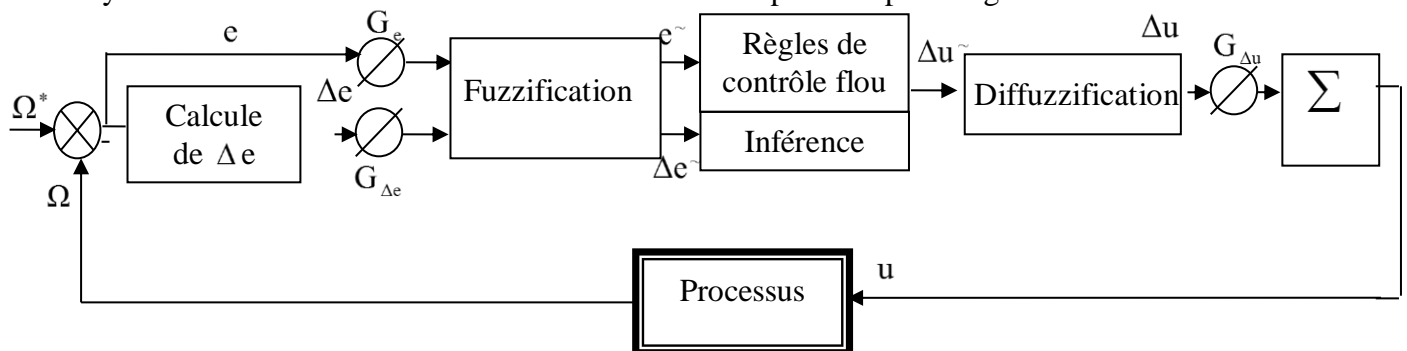


Figure (III.10) Schéma bloc de régulation à contrôleur flou

D'après ce schéma, le système est composé :

- 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.

Le succès des algorithmes flous dans les systèmes industriels complexes est au choix de méthodes relativement pratiques, permettant avec une simplicité notable, la mise au point de tels algorithmes. Ces méthodes permettent de formuler un ensemble de décisions en termes linguistiques, utilisant les ensembles flous pour décrire les amplitudes de l'erreur, de sa variation et de la commande appropriée. En combinant ces règles, on peut dresser des tables de décision permettant de donner les valeurs de la sortie du contrôleur correspondant aux situations d'intérêt [20].

Les facteurs d'échelle doivent être choisis sur la base de l'étude du système de sorte que, lors de petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour l'erreur et sa variation ne soit pas dépassé.

Dans le cas du réglage par logique floue, sont utilisées en générale des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance. Bien qu'ils n'existent pas de règles précises pour la définition des fonctions d'appartenance, quelques directives générales sont données, afin de conduire à un choix convenable.

- En ce qui concerne les variables d'entrée, il faut éviter des lacunes ou un chevauchement insuffisant entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet, cela provoque des zones de non-intervention du régulateur (zones mortes), ce qui conduit le plus souvent à une instabilité du régulateur. De même, est évité un chevauchement trop important, surtout avec  $\mu = 1$  entre deux ensembles voisins.
- Pour la variable de sortie, la présence des lacunes entre les fonctions d'appartenance sont admissibles, même souhaitées, cela aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité (pour une forme rectangulaire sans chevauchement).

### III.5-3 Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation ( $u = f(e, \Delta e)$ ). Par conséquent l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande  $\Delta u$  nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande  $u$ . Dans les cas simples, cette variation de la forme générale de cette loi de commande est donnée par :

$$u_{k+1} = u_k + G_{\Delta u} \Delta u_{k+1}$$

ou :  $G_{\Delta u}$  : gain associé à la commande  $u_{k+1}$  ;  $\Delta u_{k+1}$  : variation de la commande.

L'erreur  $e$  et la variation de l'erreur  $\Delta e$  sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} X_e = G_e e \\ X_{\Delta e} = G_{\Delta e} \Delta e \end{cases}$$

ou :  $G_e$  et  $G_{\Delta e}$  représentent les facteurs d'échelle (normalisation), on fait varier ces facteurs jusqu'à ce qu'on ait trouvé un phénomène transitoire de réglage convenable. En effet se sont ces dernières qui fixeront les performances de la commande.

**III.6 CONCEPTION D’UN CONTROLEUR FLOU POUR LE REGLAGE DE LA VITESSE**

Le choix des variables d’entrées et de sortie est la première étape à mener pour la conception d’un contrôleur flou. Les étapes suivantes sont : la normalisation de ces variables dans un domaine bien défini, la fuzzification, l’inférence et son traitement et finalement la défuzzification.

**III.6-1 Le choix des variables d’entrées et de sortie**

Pour le réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, nous avons choisi comme variables d’entrées l’erreur  $e$  qui est la différence entre la vitesse de référence  $\Omega^*$  imposée par l’opérateur, et la vitesse de rotation du rotor de la machine ( $e = \Omega^* - \Omega$ ). L’autre variable d’entrée est la dérivée de l’erreur qui représente la différence entre l’erreur actuelle et l’erreur précédente ( $\Delta e = e - e_0$ ). Comme variable de sortie une seule variable de commande qui est le couple de référence ( $C_{em}^*$ ) est choisie.

**III.6-2 Normalisation des variables d’entrées et de sorties**

La normalisation se fait par une division des variables  $e$ ,  $\Delta e$  et  $C_{em}^*$  respectivement par les coefficients  $K_e$ ,  $K_{\Delta e}$  et  $K_{C_{em}^*}$  de telle sorte qu’elles travaillent dans le domaine  $[-1 \ +1]$  pour toutes les variables.

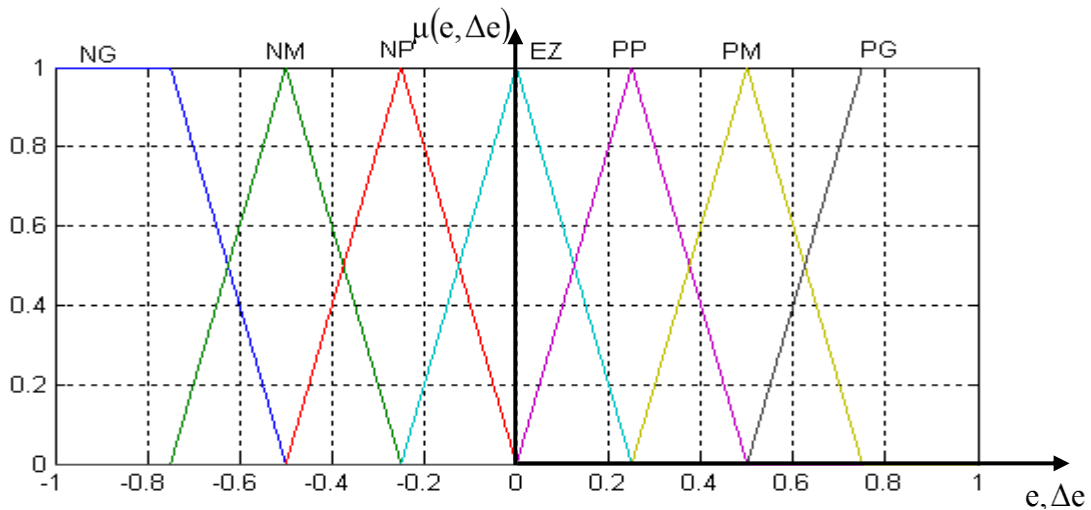
**III.6-3 Interface de fuzzification**

La fuzzification représente d’une part le choix de l’univers de discours des variables linguistique. Ce choix est généralement basé sur l’expérience de l’opérateur.

D’autre part la fuzzification consiste à choisir la forme des fonctions d’appartenance. Pour une raison de simplification en vue d’avoir le même effet de réglage dans les deux sens de rotation, les fonctions d’appartenance de forme triangulaire avec intersection de 50% placées symétriquement par rapport à zéro sont utilisées. Le nombre des ensembles flous est sept pour toutes les variables linguistiques qui sont successivement notées :

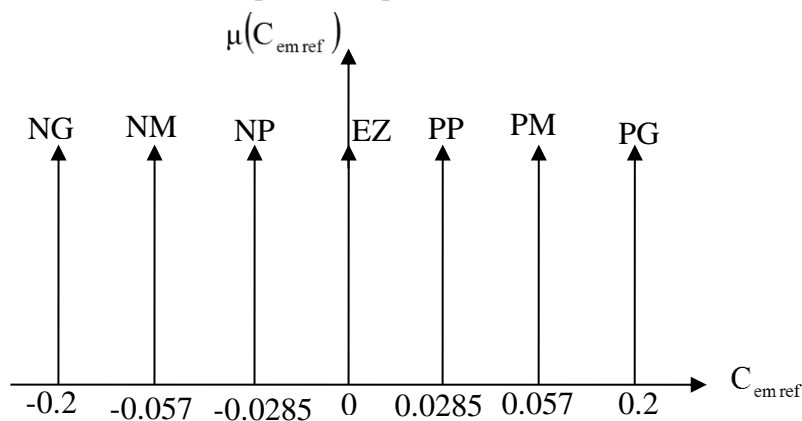
NG :Négatif Grand	EZ :Environ Zéro	PP :Positif Petit
NM :Négatif Moyen		PM :Positif Moyen
NP :Négatif Petit		PG :Positif Grand

La représentation de ces ensembles flous est donné par la figure (III.11)



**Figure (III.11) Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques pour l'erreur et la variation de l'erreur**

La variable de sortie normalisée entre  $[-0.2 \ 0.2]$



**Figure (III.12) Fonction d'appartenance des différentes variables linguistique pour la variation de commande**

**III.6-4 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 sept donc il nous faut  $7 \times 7 = 49$  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.

Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau (III .1)

**III.6-5 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 minimum. La méthode retenue sera la méthode min/max.

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

Tableau (III .1) Table de calcul de la variation de la commande

**III.6-6 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.

**III.6-6-1 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.

**III.7 REGLAGE 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.

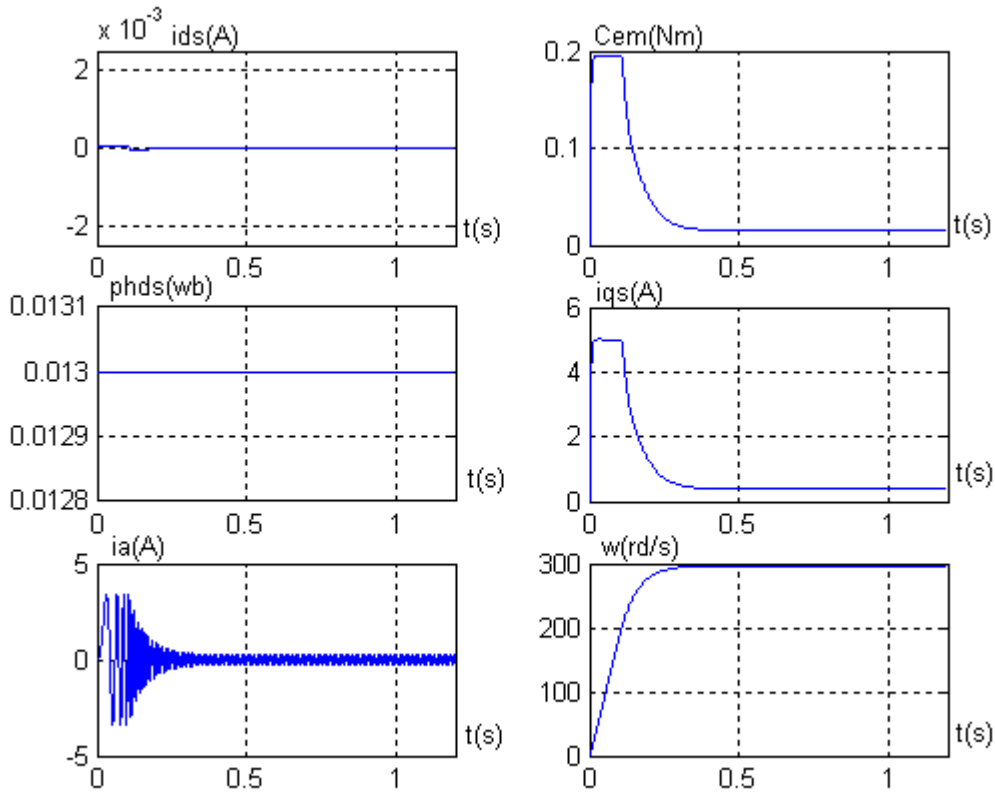


Figure (III.13-a) Réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s

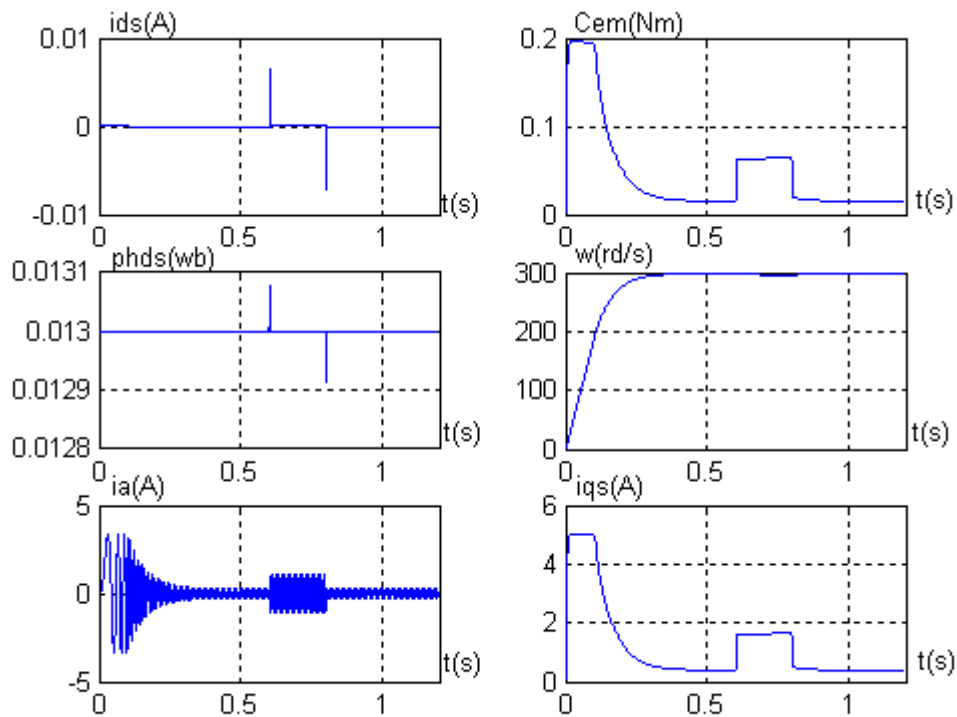


Figure (III.13-b) Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant  $C_r=0.05Nm$

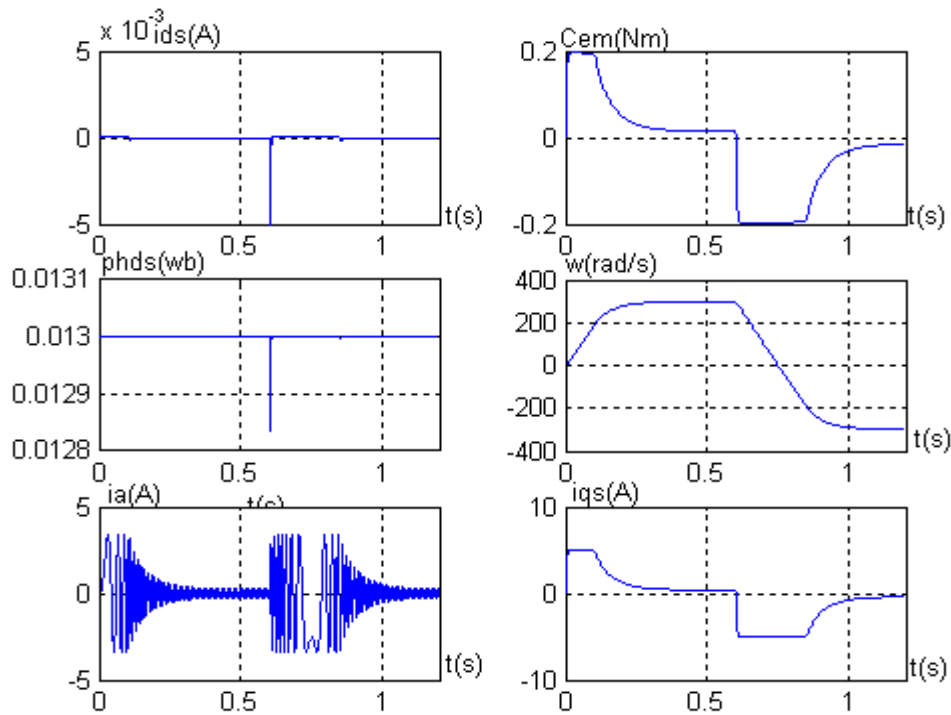


Figure (III.13-c) Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse 300rd/s à -300rd/s

III.8 RESULTATS DE SIMULATION

Pour valider l’application des régulateurs flous synthétisés, pour la commande de la machine synchrone à aimants permanents, nous avons procédé à la simulation numérique, dans le cas du réglage de la vitesse.

Les figure (III.13-a), (III.13-b), (III.13-c) illustrent l’évolution de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, les courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , le courant de phase et le flux suivant l’axe directe .On présente d’abord un démarrage optimal, un démarrage avec application d’une charge entre (0.6 et 0.8) s, puis on applique une inversion de la vitesse de référence (300 rd/s à -300 rd/s).

La figure (III.13-a) donne la réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300 rd/s, le flux est installé à la valeur (0.013 Wb) de manière à fournir un couple important au démarrage, la machine répond a un échelon de vitesse au bout de (0.35s), la réponse s’effectuée sans dépassement avec un pic de courant direct  $i_{ds}$  et atteint rapidement la valeur nulle.

Le couple électromagnétique est alors proportionnel au courant  $i_{qs}$ , et il se stabilise à la valeur (0.015Nm).

Les graphes de la figure (III.13-b) représentant la machine à l’application d’un couple résistant, le couple électromagnétique répond instantanément à la perturbation, et de même pour le courant  $i_{qs}$  par contre le courant  $i_{ds}$  reste constant, avec une diminution de la vitesse de (1.6%).

La figure (III.13-c) représente l’inversion de la vitesse à couple résistant nul. On constate de cette inversion de vitesse est rapide (0.3s), avec un pic de courant  $i_{ds}$ .

III.9 APPLICATION SUR L'ASSOCIATION ONDULEUR-MSAP

Il est utilisé une structure en cascade dans le but de limiter le courant, d'une manière directe, absorbé par la machine. La boucle interne permet de contrôler le courant suivant l'axe q, tandis que la boucle externe assure le contrôle de la vitesse. Un troisième régulateur maintient le courant de perturbation  $i_d$  à zéro et imposant par là un couple optimal. Les trois régulateur sont du même type (régulateur de type de Mamdani à sept classes), et possèdent les mêmes fonctions d'appartenance. La différence réside dans le gain de normalisation (facteurs d'échelle). Le mode de fonctionnement est le même que ce soit pour les contrôleurs des courants ou pour celui de la vitesse. La structure globale de cette commande est représentée à la figure (III.14).

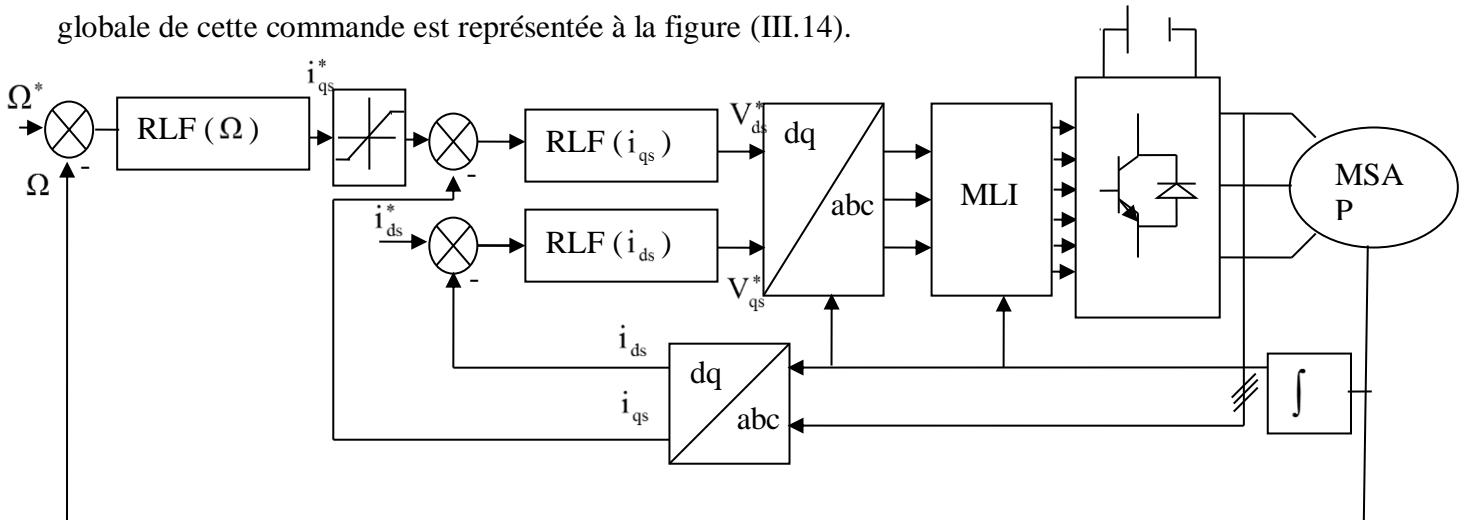


Figure (III.14) Structure globale du réglage de vitesse par la logique floue de la MSAP

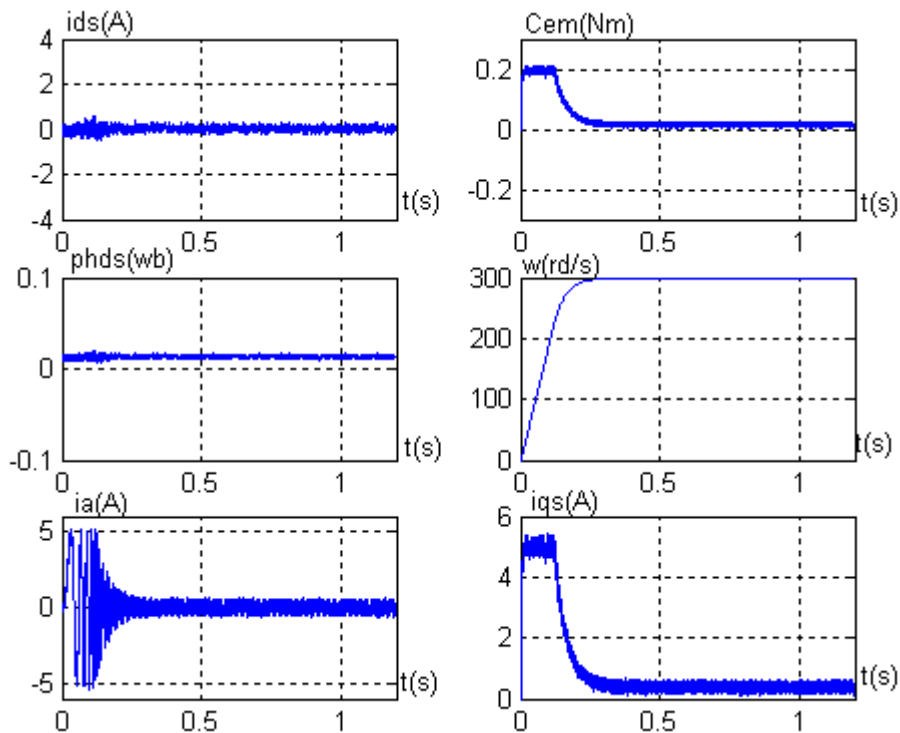


Figure (III.15-a) Réponse dynamique de l'ensemble Onduleur-MSAP pour une consigne de vitesse de 300rd/s

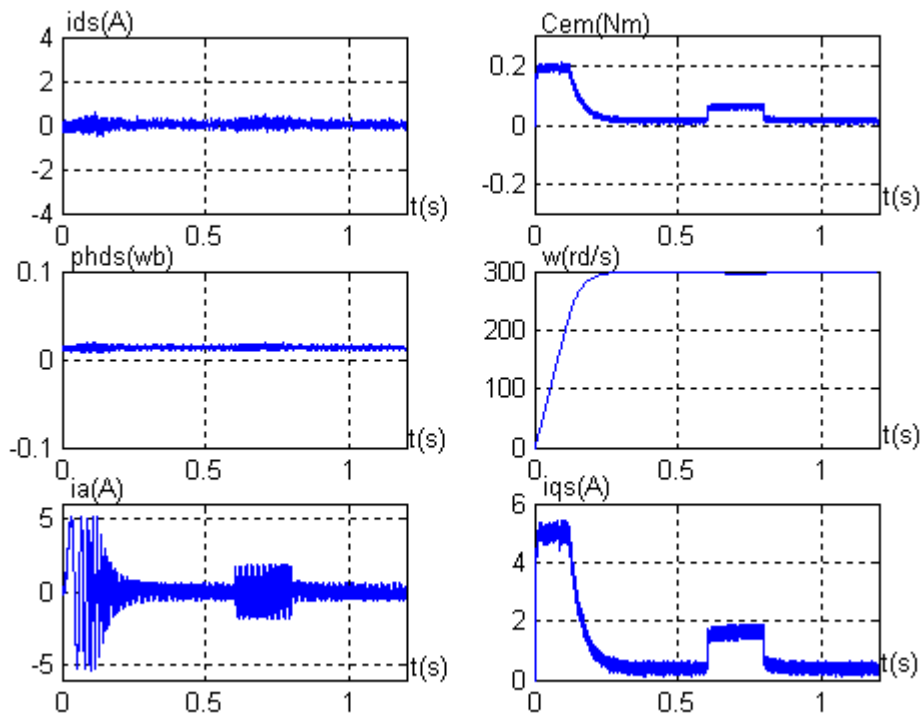


Figure (III.15-b) Réponse de l'ensemble onduleur-MSAP avec application d'un couple résistant entre  $t=0.6s$  et  $t=0.8s$

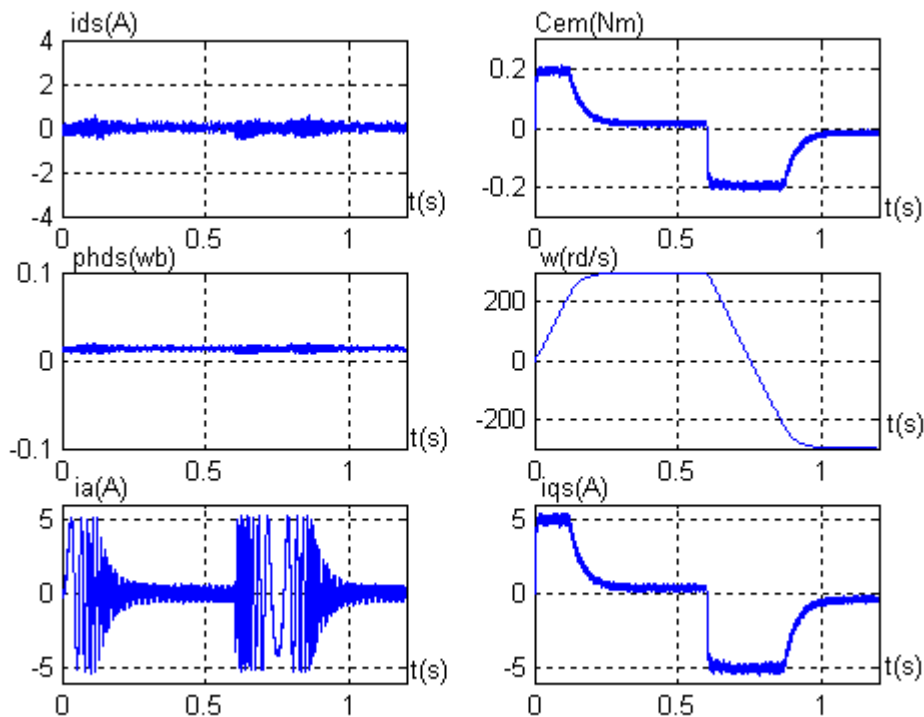


Figure (III.15-c) Réponse de l'ensemble Onduleur-MSAP avec inversion de sens de rotation de 300dr/s et -300rd/s

**III.10 RESULTATS DE SIMULATION**

Les résultats de simulation des figures (III.15-a), (III.15-b), (III.15-c) illustrent l'évolution de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, le courant de phase, le flux suivant l'axe directe et les courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ .

La figure (III.15-a) présente un démarrage pour une consigne de vitesse de 300 rd/s. on constate que la vitesse atteint la vitesse de référence en un temps de (0.3s) et se stabilisée à cette valeur.

La figure (III.15-b) donne les réponses du système lors de démarrage avec application d'une charge entre (0.6 ,0 8)s, on note que la vitesse atteint sa valeur de référence malgré l'application de la charge et reste à l'état permanent.

La figure (III.15-c) représente l'inversion de la vitesse de (300 rd/s, -300rd/s) a couple résistant nul, on constate que cette inversion de vitesse est rapide, ainsi le rejet de la perturbation, et le découplage de la machine est réalisé avec succès.

**III.11 CONCLUSION**

La commande floue est une théorie très puissante qui permet d'obtenir des conclusions et de générer des réponses à partir des informations vagues, incomplètes et imprécises, là où le modèle du système est inconnu ou difficile à formuler.

Dans ce qui suit, nous allons voir comment introduire cette théorie pour un réglage de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, et nous allons traité tous les détails concernant : le type du régulateur à choisir, ainsi que les règle floues et les fonctions d'appartenances.

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 vectorielle se prête bien pour le réglage de la vitesse et de la machine synchrone à aimants permanents. Bien que cette dernière présente un modèle non linéaire assez complexe et fortement couplé, elle assure une bonne orientation du flux rotorique et donc un bon découplage entre le flux et le couple.



Conclusion

Générale



## **CONCLUSION GENERALE**

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude des structures de réglage classique et moderne de la vitesse de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandée par la technique MLI.

A l'issue de ce travail, nous pouvons faire une synthèse des résultats obtenus et établis les perspectives futures envisageables.

Nous avons commencé par une étude générale sur les aimants permanents et ses applications au niveau de la MSAP. L'excitation de cette machine permet une suppression des pertes par effet joule et une réduction de l'encombrement.

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.

A la fin de ce travail, nous avons testé les performances des deux techniques de réglage de la vitesse à savoir le réglage classique à l'aide de régulateurs de type PI et IP et le réglage par logique floue.

Pour la technique de réglage classique de la vitesse, le régulateur de type IP est relativement mieux que le PI, puisqu'il présente l'avantage d'un rejet rapide et efficace de la perturbation.

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.

Ce travail, nous a permis d'une part de connaître les principes de base pour l'étude et la simulation de n'importe quel système électroénergétique complexe, et d'autre part, il a servi à

enrichir notre modeste connaissance sur la technique de programmation, la modélisation d'un système, les techniques d'alimentation, la commande et le réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents.

Il est possible d'améliorer les performances des régulateurs flous en combinant les réseaux neuraux et les algorithmes génétiques pour avoir un régulateur flou robuste et stable.



## ANNEXE

Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont :

Puissance nominale	$P_n=100 \text{ w ;}$
Tension nominale	$V_n=28 \text{ v ;}$
Résistance d'une phase statorique	$R_s=3.4 \text{ } \Omega \text{ ;}$
Inductance cyclique	$L_d=L_q=0.0121 \text{ H ;}$
Flux des aimants	$\varphi_f=0.013 \text{ wb ;}$
Moment d'inertie	$J=10 \text{ Nms /rd ;}$
Coefficient de frottement	$f_c=5 \cdot 10 \text{ Ns /rd ;}$
Couple résistant nominal	$C_r = 0.05 \text{ Nm ;}$
Nombre de paires de pôles	$P=2.$



# BIBLIOGRAPHIE



**REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

- [1] **Jaque Degauque**; « Aimant permanents, Matériaux et applications »; Technique d'Ingénieur, Volume D 2.I.
- [2] **A. Selloum**; « Commande équivalente en vitesse et en position d'une MSAP »; PFE- Université Ferhat Abbas, Setif 2012.
- [3] **A. Achour- A. Zizi**; « Synthèse de la commande équivalente par mode glissant avec orientation du champ application pour une machine synchrone à aimants permanents »; PFE – Université Farhat Abbas, Setif 2009
- [4] **M .Abid- K. Bouchrara**; « Etude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents"; PFE– ENP, Alger 2011.
- [5] **L. Khelfi- F. Adjeroud**; « Étude et réalisation d'une MSAP »; PFE – Université Farhat Abbas, Setif 2010.
- [6] **K.Berafa**; « Commande de position des machine asynchrone avec pilotage vectoriel »; PFE – EMP, Alger 2000.
- [7] **A. Rouabah- L. Sef**; « Commande par retour d'état d'une machine asynchrone alimentée en tension »; PFE-Université de M'sila, M'sila 2000.
- [8] **K. Berabeh- A. Kacemi**; « Commande vectoriel d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en Tension »; PFE- Université M'sila, M'sila 2007.
- [9] **S .Oudina- A. Boukadou**; « Modélisation et simulation d'une MSAP alimentée par onduleur de tension à MLI »; PFE- Université Badji Mokhtar, Annaba 2000.
- [10] **M. Kerouaz**; « Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par; onduleur de tension »; PFE- Université Badji Mokhtar, Annaba 2000.
- [11] **B. Yagoubi- S. Meniche**; « Commande floue d'un actionneur synchrone à aimants permanents»; PFE- Farhat Abbas, Setif 2018.
- [12] **T. Rekioua**; « Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des MSAP »; Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique, Lorraine 2001.
- [13] **K. Latreche- K. Ouadah**; « Commande floue par modèle de référence d'un robot rigide à deux degrés de libertés »; PFE– Farhat Abbas, Setif 2001.
- [14] **R. Lalalou**; « Commande par la logique floue d'une machine asynchrone »; Thèse de Magister, Université Badji Mokhtar, Annaba 2001.
- [15] **K. Derafa**; « Commande de position des machines synchrones avec pilotage vectoriel. Application : Asservissement de position d'une antenne radar »; Thèse de magister- Farhat Abbas, Sétif 2000.
-

- [16] **A. Kerbi**; « Poursuite d'un mobile par la logique floue » ; PFE– Université Farhet Abbes, Setif 2006.
- [17] **A. Rahal- M. Fedjiri**; « Contrôle directe du couple de la machine asynchrone »; PFE- Université M'sila, M'sila 2004.
- [18] **Hansruedi Buhler**; « Réglage par logique floue »; Presses Polytechniques et Universitaires Romandes.
- [19] **A. Boudjelal- E. Cheraga**; « Commande par la logique floue d'un proce en utilise la carte (pcL818.L) »; PFE– Université Farhet Abbes, Setif 2001.
- [20] **H. Barki- M. Bouberoula**; « Segmentation d'image par la logique floue »; PFE– Farhet Abbes, Setif 2004.
- [21] **A. Tlemcani**; « Sur la commande adaptative par les systèmes flous, application à la machine synchrone; à aimants permanents »; Thèse de Magister, ENP, Alger 2000.
- [22] **B. Aliguechi**; « Contrôle direct du couple de la MSAP (DTC) »; PFE- Université Mantouri, Constantine 2004.
-

**Résumé :** Ce Le but de ce travail est d'introduire les principes et la mise en œuvre d'une nouvelle technologie de contrôle, la commande à logique floue, appliquée aux moteurs synchrones à aimants permanents alimentés par des inverseurs de tension contrôlés par cette technologie. La première partie de cette étude a porté sur la modélisation de la machine et le contrôle vectoriel, cette dernière permettant de simplifier grandement le système et d'obtenir un modèle similaire à celui d'un moteur à courant continu. La deuxième partie est consacrée à la régulation de la vitesse de rotation à l'aide de régulateurs classiques (PI et IP) et de régulateurs modernes (c'est-à-dire des régulateurs flous). Ce dernier a prouvé son efficacité en matière de rejet des interférences.

**Mots Cles :** Machine Synchrones à aimants permanents, alimentation en tension, Technique MLI, Commande Vectorielle, Régulateur PI et IP, Logique Floue, Régulateur Flou

**المخلص :** الهدف من هذا العمل هو تقديم مبادئ وتطبيق تكنولوجيا التحكم الجديدة، التحكم المنطقي الضبابي، المطبقة على المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم التي تعمل بواسطة محولات الجهد التي يتم التحكم فيها بواسطة هذه التكنولوجيا. تم التركيز في الجزء الأول من هذه الدراسة على نمذجة الآلة والتحكم في المتجهات، وهذا الأخير يجعل من الممكن تبسيط النظام بشكل كبير والحصول على نموذج مشابه لنموذج محرك تيار المستمر. أما الجزء الثاني فقد خصص لتنظيم سرعة الدوران باستخدام منظمات كلاسيكية ومنظمات حديثة. أي منظمات غامضة. وقد أثبت هذا الأخير فعاليته في رفض التدخل.

**الكلمات المفتاحية :** آلة متزامنة بمغناطيس دائم، إمداد جهد، تقنية MLI، تحكم في القوة الموجهة، منظم IP وPI، منطق ضبابي، منظم ضبابي

**Summary :** The aim of this work is to present the principle and the implementation of a new control technique, namely fuzzy logic control, applied to the permanent magnet synchronous machine powered by a voltage inverter controlled by the modulation technique. pulse width PWM. The first part of this study concerns the modeling of the machine and the vector control, the latter has made it possible to considerably simplify the system, the model obtained is similar to that of a direct current motor. The second part was devoted to adjusting the rotation speed using classic regulators (PI and IP) and modern regulators, namely fuzzy regulators. The latter have demonstrated their effectiveness in terms of disruption rejection.

**Keywords:** Synchronous machine with permanent magnets, voltage supply, MLI technique, Vector control, regulator PI and IP, Fuzzy logic, Fuzzy regulator