

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA  
Faculté des Sciences Appliquées  
Département de Génie Electrique



Mémoire  
MASTER ACADEMIQUE  
Domaine : Sciences et technologies  
Filière : Electrotechnique  
Spécialité : Machines électriques  
Présenté par :

CHAIB Abdalah

BENNOUNA Mohammed Saïd

Thème:

Commande de la vitesse d'une machine synchrone à aimant permanent à double étoile par logique floue

Soumis au jury composé de :

M <sup>f</sup> Laamayad Tahar	MCA	Président	UKM Ouargla
M <sup>f</sup> Bourek Yacine	MCA	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
M <sup>f</sup> Taïbi Djamel	MAA	Co-encadrant	UKM Ouargla
M <sup>m</sup> Ider Zahir	MAA	Examineur	UKM Ouargla

Année universitaire 2021\2022

## Remerciement

Avant tout, nous remercions ALLAH tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, ET la patience pour terminer Ce travail.

Nos vifs et sincères remerciements s'adressent tout particulièrement à notre Université de Kasdi Merbah – Ouargla-, qui nous a procuré une bonne formation.

En premier lieu, nous tenons à remercier tout d'abord nous encadreurs : Messieurs, BOUREK YACINE et TAIBI DJAMEL d'avoir offrir l'opportunité de réaliser ce travail et de bien vouloir accepter de le diriger avec beaucoup de compréhension.

Nous n'oublions pas de remercier les membres de jury

Mr LAAMAYAD TAHAR , MCA à la Faculté de sciences appliquée de l'université de Kasdi MerbahOuargla; d'avoir accepté de présider ce jury.

Mr IDER ZAHIR , MAA à la Faculté de sciences appliquée de l'université de Kasdi MerbahOuargla; d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Nous tenons à remercier aussi le chef de département Mr LOUAZENE LAKHDAR qui nous a fourni une aide et des conseils.

Nous tenons à remercier aussi: toutes les personnes qui ont participés de près ou de loin pour la réalisation de ce travail.

En fin, nous remercier tous nous amis en particulier, ceux de notre promotion 2021/2022

## Dédicaces

A mes parents avec toute ma gratitude pour toute ces

Années de sacrifices et encouragement

A mes frères

A mes sœurs

A toute ma famille

A tous mes Amis ...

A tous ceux que j'aime

Je dédie ce travail

Abdallah



# Dédicaces

A mon père et à ma mère avec toute

ma gratitude pour toute ces

Années de sacrifices et encouragement

A mes frères

A mes sœurs

A toute ma famille

A tous mes Amis ...

A tous ceux que j'aime

Je dédie ce travail

saïd

# Sommaire

Sommaire	I
Liste des figures	V
Glossaire	VII
Introduction générale	2
Chapitre I : Modélisation et simulation dU moteur synchrone à aimant PERMANENT A double ETOILE (MSAPDE)	
I.1 Introduction	5
I.2 principe de fonctionnement de la MSAPDE [1][2]	5
I.3 Avantages et les inconvénients des (MSAPDE)	7
I.3.1 Avantages : [3]	7
I.3.2 Inconvénients : [4]	7
I.4 Domaines d'application : [5]	7
I.5 Modélisation de la machine synchrone double étoile à aimant permanent :[6]	8
I.5.1 Hypothèses simplificatrices	8
I.5.2 Equations électriques	8
I.5.2.1 Stator	9
I.5.3 Equations magnétiques	10
I.5.3.1 Flux statorique	10
I.5.3.2 Flux rotorique	11
I.5.4 Equations mécanique	11
I.6 Principe de la transformée de Park[6]	11
I.7 Modélisation de la MSAPDE dans le plan de Park	12
I.7.1 Equations électriques	13
I.7.2 Equations magnétiques	13
I.7.3 Equations Couple électromagnétique	13

I.7.4 Forme Matricielle	13
I.7.5 Equation d'état	14
I.7.5.1 Equation mécaniques	14
I.8 Bloc de simulation de la machine MASPDE	15
I.8.1 Résultats de simulation	15
I.9 Conclusion	16
chapitre II : commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent double étoile (MSAPDE)	
II.1 Introduction	19
II.2 Principe de la commande vectorielle de la MSAPDE	19
II.3 Technique de découplage	20
II.3.1 Découplage par compensation	21
II.4 Régulateurs des courants	22
II.5 Régulateur de vitesse	23
II.6 Simulation	25
II.6.1 Schéma block	25
II.6.2 Résultats et discussion	25
II.7 Conclusion	27
chapitre III : régulateur de la logique floue de la machine synchrone à aimant permanent double étoile (MSAPDE)	
III.1 Introduction	29
III.2 Commande par logique floue	29
III.3 Contrôleur floue	30
III.3.1 Base de connaissance	31
III.3.1.1 Base de données	31
III.3.1.2 Base de règles	31
III.3.2 Logique de prise de décision (moteur d'inférence)	32
III.3.3 Fuzzification	32

III.3.4 L'inférence[10][11][12][13][14]	33
III.3.5 Traitement numérique de l'inférence	33
III.3.5.1 Méthode d'inférence Max-Min	34
III.3.5.2 Méthode d'inférence Max-Produit	35
!Fin de formule inattendue	35
III.3.5.4 Méthode d'inférence Somme-Produit	36
III.3.6 Défuzzification	36
III.3.6.1 Méthode du maximum	36
III.3.6.2 Méthode de la moyenne des maximums	37
III.3.6.3 Méthode du centre de gravité	37
III.4 Loi de commande	38
III.5 Réglage de vitesse de la MSAP	38
III.6 Simulation	40
III.6.1 Résultats de simulation	40
III.6.1.1 Etude comparative entre la commande par la logique floue et la commande vectorielle	41
III.7 Conclusion	42
Conclusion générale	43
Bibliographe	44
Les paramètres de la machine	46



# Liste des figures

- Figure (I.1) représentation schématique des enroulements de la MSDE** Erreur ! Signet non défini.
- Figure (I.2) différents types de rotors d'une MSAPDE** .....Erreur ! Signet non défini.
- D'après la figure (I.3), Les équations électriques du modèle de la machine MASPDE s'écrivent respectivement**.....Erreur ! Signet non défini.
- Figure (I.4): Couples de la MSAP** .....Erreur ! Signet non défini.
- Figure (I.5) :Schéma équivalent d'une (MSAPDE) dans le repère (d,q).**Erreur ! Signet non défini.
- Figure(I.6) : schéma block de MSAPDE** .....Erreur ! Signet non défini.
- Figure (I.7) Vitesse de rotation**.....Erreur ! Signet non défini.
- Figure (I.8) Couple électromagnétique** .....Erreur ! Signet non défini.
- Figure(II.1) : Machine à courant continu**.....Erreur ! Signet non défini.
- Figure (II.2) Reconstitution des tensions  $V_{d1}$  et  $V_{q1}$**  .....Erreur ! Signet non défini.
- figure(II.3) principe de découplage par compensation** .....Erreur ! Signet non défini.
- Figure(II.4) boucle de régulateur du courant  $I_{d1}$** .....Erreur ! Signet non défini.
- Figure(II.5) boucle de régulateur du courant  $I_{q1}$** .....Erreur ! Signet non défini.
- Figure(II.6) boucle de régulation de vitesse** .....Erreur ! Signet non défini.
- Figure (II.7) Schéma block de commande vectorielle du MSAPDE**Erreur ! Signet non défini.
- Figure (II.8) La vitesse de rotation**.....Erreur ! Signet non défini.
- Figure (II.9) Le couple électromagnétique** .....Erreur ! Signet non défini.
- Figure (II.10) courant statorique (stator1 et stator2)**.....Erreur ! Signet non défini.
- Figure (III.1) Structure d'un régulateur à logique floue (RLF)...**Erreur ! Signet non défini.
- Figure(III.2) (a) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou**.....2

**Figure (III.3) Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques pour l'erreur , la variation de l'erreur et la commande pour notre contrôleur...Erreur ! Signet non défini.**

**Figure (III.4) fonctions d'appartenance pour  $X_1$ ,  $X_2$  et  $X_R$  .....Erreur ! Signet non défini.**

**Figure (III.5) : Méthode d'inférence Max-Min [15] .....Erreur ! Signet non défini.**

**Figure (III.6) Défuzzification par valeur maximum.....Erreur ! Signet non défini.**

**Figure (III.7) : Défuzzification par la méthode moyenne de maximum.Erreur ! Signet non défini.**

**Figure (III.8) : Défuzzification par le centre de gravité. ....Erreur ! Signet non défini.**

**Figure (III.9) Schéma bloc de régulation à contrôleur flou .....Erreur ! Signet non défini.**

**Figure (III.10) Schéma bloc de régulation à contrôleur flou. ....Erreur ! Signet non défini.**

**Figure (III.11) – vitesse de rotation par la commande vectorielleErreur ! Signet non défini.**

## Glossaire

MSAPDE	Moteur synchrone à aimant permanent double étoiles
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
CNA	Convertisseurs numérique analogique
$K_p, k_i$	Coefficient proportionnel- intégral
$\tau$	Constante du temps électrique
PI	Régulateur Proportionnel Intégrateur
S	Opérateur de Laplace
$J_p$	Polarisation magnétique permanente
B	Induction magnétique
H	Le champ magnétique
A, B, C	Axes liés aux enroulements triphasés
d,q,	Axes de référentiel de Park
$\theta$	Angle entre le stator et le rotor
$V_a, V_b, V_c$	Tension statorique phase a, b, ou c
$V_d, V_q$	Tension statorique sur l'axe d et l'axe q
$I_a, I_b, I_c$	Courant statorique phase a, b, ou c
$I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$	Les courants de phases de référence
$I_d, I_q$	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q
$I_{dref}, I_{qref}$	Courant de référence sur l'axe d et l'axe q
$I_\alpha, I_\beta$	Courant statorique sur l'axe $\alpha, \beta$
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique phase a, b, ou c
$\varphi_d, \varphi_q$	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q
$\varphi_\alpha, \varphi_\beta$	Flux statorique sur l'axe $\alpha, \beta$
$\varphi_r$	Flux magnétique du rotor
$L_f$	Inductance de la bobine d'excitation
$L_s$	Inductance cyclique propre statorique
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductance statorique
$[M_{sf}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage stator/ rotor
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park
$[V_{an}, V_{bn}, V_{cn}]$	Tension de sortie de l'onduleur
$S_i (i=1, 2,3)$	Grandeurs booléennes de commande (des interrupteurs de l'onduleur)
$U_c$	Tension continue

$\Omega$	Vitesse mécanique de rotor
$\Omega_{\text{réf}}$	Vitesse de référence
$\omega_s$	Pulsation de fréquence statorique
$\Omega$	Pulsation de fréquence rotorique
$C_e$	Couple électromagnétique délivré par le moteur $C_r$ Couple résistant
$C_f$	Couple de frottement
$L_d$	L'inductance sur l'axe d
$L_q$	L'inductance sur l'axe q
P	Nombre de paires de pôles
J	Moment d'inertie du moteur
f	Coefficient de frottement visqueux
$R_s$	La résistance statorique
m	indice de modulation
$\xi$	L'angle entre deux commutations
R	Rapport cyclique
$F_c$	Fréquence de commutation des interrupteurs
RST	Coefficients de régulateur





---

## Introduction générale

Ces dernières années, les variateurs de vitesse constitués d'une machine à courant alternatif associés à un convertisseur statique, ont attirés beaucoup d'attention des groupes de recherche et de l'industrie. Ils sont de plus en plus présents dans les domaines d'applications industrielles de fortes puissances. Ces applications font appel en général à des machines synchrones à aimants permanents commandées par des convertisseurs statiques. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation, et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phase (multi-phases ( $n > 3$ )- ou multi-étoile). Ces machines représentent depuis plusieurs années un intérêt grandissant dans le domaine des machines électriques, elles peuvent être utilisées pour des systèmes de traction électrique automobile, de propulsion électrique maritime, aérogénérateurs ou bien pour des applications électriques industrielles de haute puissance.

Un des exemples les plus courants est la machine synchrone à double étoile (MSDE), dans la configuration classique, son stator porte deux enroulements triphasés identiques décalé d'un angle électrique de  $30^\circ$ . La structure du rotor reste identique à celle d'une machine synchrone triphasée, il peut donc être soit à aimants permanents, soit bobiné. Ces dernières années plusieurs techniques de commande ont été développées pour améliorer les performances de ces machines électriques [1].

Parmi celles-ci, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique de construction simple ( pas de collecteurs mécaniques), robuste, fiable et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteur, systèmes de traction...etc.). [2]

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande en utilisant des régulateurs classiques de type PI nécessite que les paramètres de la machine soient précis puisque la variation paramétrique internes et externes du système dues à la température, l'humidité, et aux surcharge occasionnelles engendrent la perte de la stabilité des régulateurs classiques considérés. Ceci exige une bonne

identification des paramètres, En conséquence, le recours à des régulateurs de commande robuste pour maintenir un niveau de découplage et de performances acceptable, est nécessaire.

La commande recherchée pour un procédé doit assurer certaines propriétés notamment le suivi d'une consigne malgré la présence de phénomène perturbateurs. Cette commande devra être compatible avec les contraintes dynamiques que l'on a sur le processus à commander la diversité des structures de commande est essentiellement liée aux objectifs donnés par le cahier des charges. Parmi ces structures, On utilisera une méthode de régulation, par la structure d'un régulateur à logique floue [3].

### **1. Objectif du travail**

L'objectif principal de notre travail est d'étudier la structure d'un régulateur à logique floue et d'essayer de l'appliquer au réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimant permanent à double étoile (MSAPDE)

### **2. Structure du mémoire**

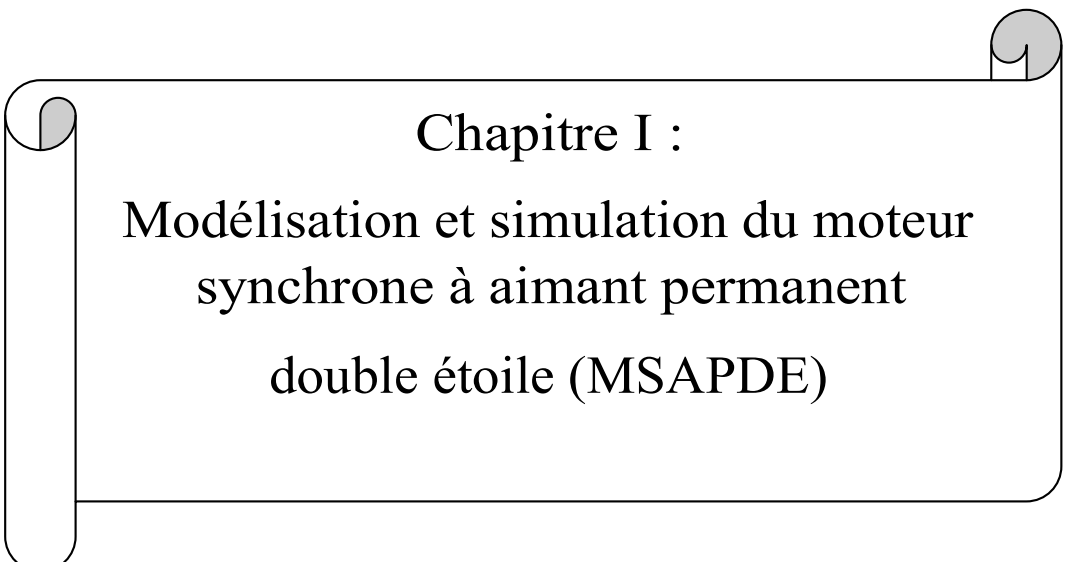
Ce mémoire est présenté et organisé en trois chapitres :

- Le premier chapitre concerne, la modélisation et simulation de MSAPDE
- Le deuxième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle à la MSAPDE ou la vitesse est réglée par un régulateur classique de type PI
- Le troisième chapitre on abordera l'étude de la commande par régulateur à logique floue, on détaillera d'abord sa structure puis on essayera de l'appliquer à MSAPDE

On terminera par une conclusion générale ainsi d'une bibliographie indiquant quelques sources d'information utilisées.



---

A decorative scroll frame with a black outline and rounded corners. The top-right and bottom-left corners are rolled up, showing a grey interior. The text is centered within the frame.

**Chapitre I :**  
**Modélisation et simulation du moteur**  
**synchrone à aimant permanent**  
**double étoile (MSAPDE)**

## I.1 Introduction

Les machines synchrones jouent un rôle important dans l'industrie. Leur domaines d'emplois consistent à transformer l'énergie mécanique en énergie électrique ou viceversa[2].

Ces dernières années le moteur synchrone à aimants permanents est devenu le moteur le plus utilisé dans beaucoup de domaines industriels, Grâce aux progrès de l'électronique de puissance et l'informatique, le moteur synchrone à aimants permanents a pu s'imposer dans les systèmes d'entraînement [4].

Dans ce chapitre, nous allons étudier la machine synchrone à aimant permanent à double étoile (MSAPDE) qui présente l'un des types des machines synchrones reconnue dans l'industrie. Cependant, nous allons présenter la modélisation mathématique de cette machine dans un repère simplifié du Park. Les résultats de simulation numérique obtenus seront présentés à la fin du chapitre.

## I.2 principe de fonctionnement de la MSAPDE [5][6]

La machine MSAPDE est formée d'un stator constitué de deux enroulements triphasés identiques montés en étoile décalés d'un angle électrique  $\gamma$ .

Le rotor est formé d'un enroulement alimenté en continu qui est décalé par rapport à l'axe de la phase statorique ( $a_1, a_2$ ) d'un angle  $\theta$ .

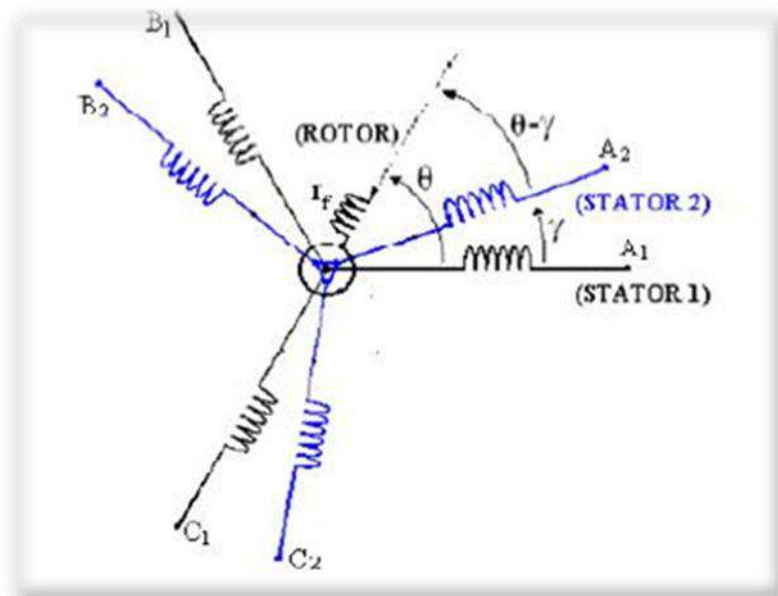


Figure (I.1) Représentation schématique des enroulements de la MSDE

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile-1-alimenté triphasés et l'étoile-2-alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle  $\gamma$ ).

La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques( $f$ ) c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme ( $W_s$ ).

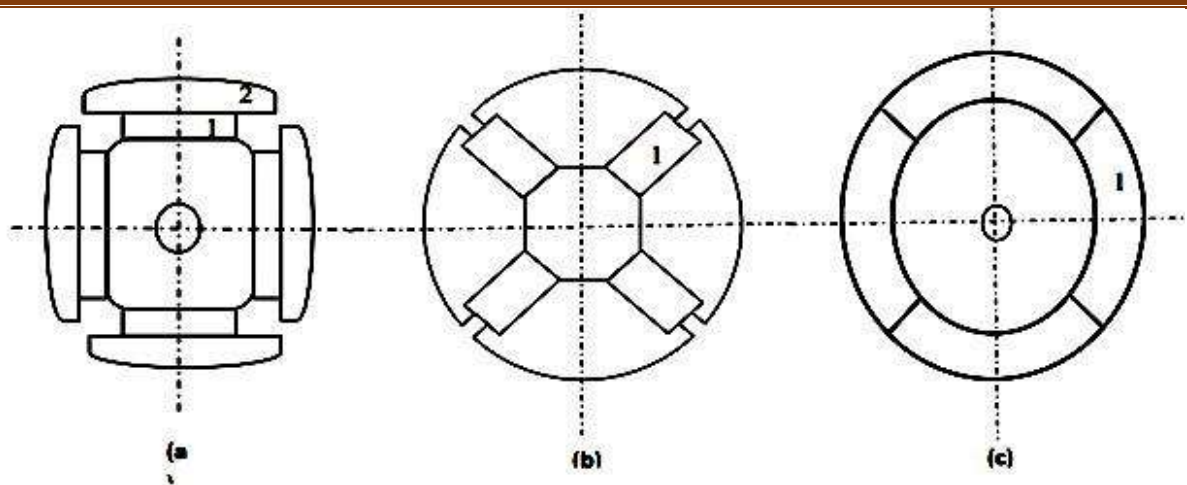
Dans notre étude nous intéresserons à une machine synchrone à aimant permanent double étoile formée d'un stator constitué de deux bobinages triphasés montés en étoile et décalés entre eux d'un angle électrique ( $\gamma = \pi/6$ ), et un aimant permanent décalé par rapport statoriques de référence d'un angle ( $\delta$ ) mesurant la position du rotor. Sa description est la suivante :

\* **Le stator ou l'induit** : est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Il est constitué d'un certain nombre de bobines réparties dans des encoches qui constituent six bobinages décalés de  $30^\circ$  électriques dans l'espace. Elles sont destinées à créer un champ magnétique tournant lorsqu'on les alimente par un système triphasé équilibré de tensions.

\* **Le rotor ou l'inducteur** : il est constitué d'un aimant permanent. Dans ce type de rotor, l'enroulement est remplacé par des aimants, ce qui a pour but l'élimination des balais et des bagues des aimants ; c'est-à-dire que l'aimantation est naturelle (matériaux diamagnétiques qui composent la roue polaire). Le rotor possède différentes configurations, La figure (I.2) montre trois cas :

Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée dans la figure (I.2.a). Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial. Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor).

Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure (I.2.b). Enfin la figure (I.2.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale. A cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance  $L_d$  sur l'axe direct est égale à l'inductance  $L_q$  sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas.



**Figure (I.2) différents types de rotors d'une MSAPDE**

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2).
- (b) aimants permanents (1) noyés.
- (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

### **I.3 Avantages et les inconvénients des (MSAPDE)**

#### **I.3.1 Avantages : [7]**

Lors de construction des machines synchrones à aimants permanents double étoile l'utilisation des aimants permanents à la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup d'avantage :

- ❖ Facteur de puissance et rendement du moteur est améliorées.
- ❖ Construction et maintenance plus simple.
- ❖ Suppression de l'alimentation du rotor (absence du contact bagues balais).
- ❖ Une meilleure performance dynamique.

#### **I.3.2 Inconvénients : [8]**

- ❖ Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les des contraintes. Comme la température max, courant max...etc.
- ❖ Pertes par courant de Foucault dans les aimants.
- ❖ Prix des aimants le rend plus cher.
- ❖ La présence de pulsation de couple.

#### **I.4 Domaines d'application : [6]**

Le moteur synchrone à aimant permanents double étoile est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires), C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- ❖ Les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins,

- ❖ Les applications robotiques,
- ❖ Les applications de l'énergie de l'éolienne,
- ❖ Les automobiles,
- ❖ Les équipements de technologie de l'information (DVD drives), □ Les servomoteurs.

## **I.5. Modélisation de la machine synchrone double étoile à aimant permanent :[3]**

### **I.5.1 Hypothèses simplificatrices**

Pour l'établissement du modèle de la machine synchrone à double étoile on a adopté les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La machine n'est pas saturée
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligées
- Les pertes par hystérésis et par courants Foucault sont négligées
- L'effet de peau est négligé
- Le couplage capacitif des enroulements est négligé
- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air
- Le rotor est supposé lisse de point de vue magnétique
- Les f.é.m. sont sinusoïdales
- En conséquence, les inductances de la machine sont constantes et indépendantes de la position du rotor
- Les effets des encoches ne sont pas pris en compte ;
- Les deux étoiles identiques et déphasées ( $\gamma$ ).

### **I.5.2 Equations électriques**

Avant d'établir le modèle mathématique nous nous imposons quelques hypothèses :

L'effet de la température sur les résistances est négligeable

L'entrefer est d'épaisseur uniforme

Les f.e.m sont à répartition sinusoïdale

La figure suivante une représentation électrique de la MASPDE

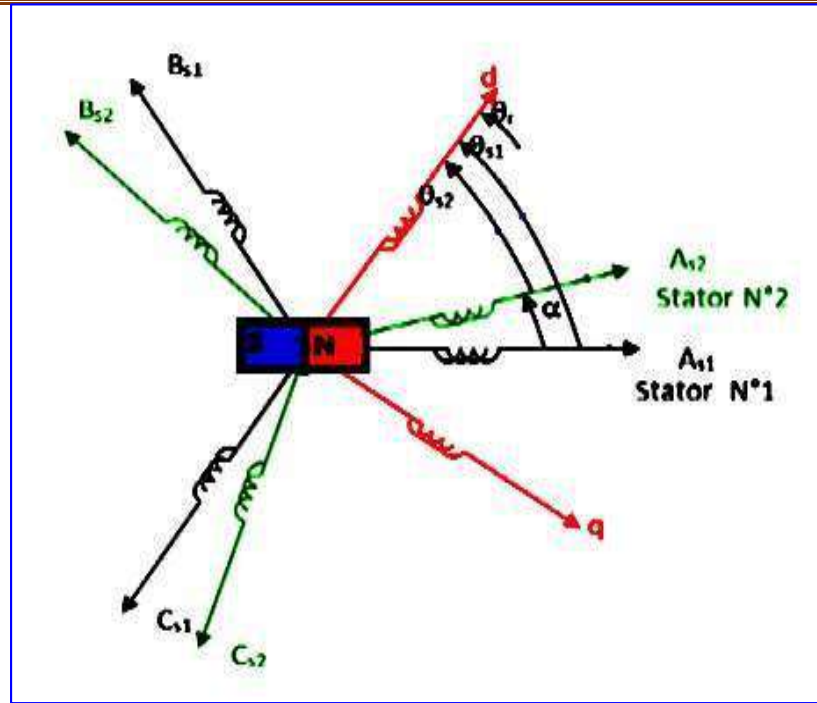


Figure (I.3) Schéma équivalent d'une (MSAPDE) .

D'après la figure (I.3), Les équations électriques du modèle de la machine MASPDE s'écrivent respectivement

#### I.5.2.1 Stator

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Avec :

$[V_a \ V_b \ V_c]^T$  : Vecteur tension des phases statorique ;

$[I_a \ I_b \ I_c]^T$  : Vecteur courant des phases statorique ;

$[\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$  : Vecteur flux des phases statorique ;

$$\text{Stator 1 : } [V_{sab'c}] = R_s [I_{sab'c}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sab'c}] \quad (I.2)$$

$$\text{Stator 2 : } [V_{sa'b'c'}]S' = R_s [I_{sa'b'c'}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sa'b'c'}]S' \quad (I.3)$$

La résistance des phases statorique est :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

### I.5.3 Equations magnétiques

#### I.5.3.1 Flux statorique

$$\varphi_s = [L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad (I.5)$$

La matrice  $[L_s]$  est une matrice carrée et d'ordre  $5 \times 5$ , elle contient des termes constants que nous regroupons dans  $[L_{s0}]$ , et les termes variables dépendent de  $\theta$ , que nous regroupons dans  $[(\theta)]$  posons :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (I.6)$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_s & 0 & M_s \\ 0 & L_s & 0 & M_s & 0 \\ M_s & 0 & L_s & 0 & M_s \\ 0 & M_s & 0 & L_s & 0 \\ M_s & 0 & M_s & 0 & L_s \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$\text{Stator 1 : } [\varphi_{sabc}] = I_s [i_{sabc}] + [\varphi_{fabc}] \quad (I.8)$$

$$\text{Stator 2 : } [\varphi_{sa'b'c'}] = I_s [i_{sa'b'c'}] + [\varphi_{fa'b'c'}] \quad (I.9)$$

Où :

$$[V_{sabc}]_s = [V_a V_b V_c]_T : \text{vecteur tension statorique.}$$

$$[V_{sa'b'c'}]_s = [V_{a'} V_{b'} V_{c'}]_T : \text{vecteur tension statorique2.}$$

$$[i_{sabc}] = [i_a i_b i_c]_T : \text{vecteur courant statorique.}$$

$$[i_{sa'b'c'}] = [i_{a'} i_{b'} i_{c'}]_T : \text{vecteur courant statorique2.}$$

$$[\varphi_{sabc}] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]_T : \text{vecteur flux statorique.}$$

$$[\varphi_{sa'b'c'}] = [\varphi_{a'} \varphi_{b'} \varphi_{c'}]_T : \text{vecteur flux statorique2.}$$

$$[\varphi_{fabc}] = [\varphi_{af} \varphi_{bf} \varphi_{cf}]_T : \text{vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique1}$$

$$[\varphi_{fa'b'c'}] = [\varphi_{a'f} \varphi_{b'f} \varphi_{c'f}]_T : \text{vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique2}$$

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos 2\theta & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Les inductances propres et mutuelles,  $L_{s0}, M_{s2}, L_{s2'}$ , sont des constantes.

#### I.5.3.2 Flux rotorique

$$\varphi_f = [L_f][I_f] + \frac{d}{dt} [M_{sf}][I_s] \quad (I.11)$$

$$[L_f] = \begin{bmatrix} [L_f] & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$[M_{sf}]$  : est la matrice inductance

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos 2\theta \\ \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

### I.5.4 Equations mécanique

La figure suivante montre les différents couples qui agissent sur le rotor de la machine en mouvement

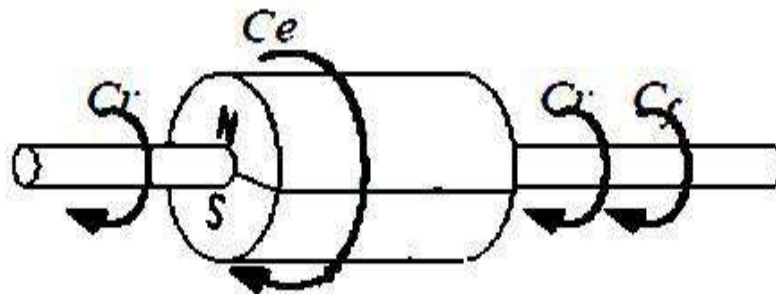


Figure (I.4): Couples de la MSAP

L'équation du mouvement de la machine est donnée par :

$$\sum_i C_i = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.14)$$

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.15)$$

$$C_f = f \Omega \quad (I.16)$$

### I.6 Principe de la transformée de Park[3]

La transformée de Park souvent connue par la transformée dqo est un outil mathématique utilisé en électrotechnique et en particulier de modéliser un système triphasé grâce à un modèle diphasé il s'agit d'un changement de repère, les deux premiers axes dans la nouvelle base sont traditionnellement nommés d ,q les grandeurs transformées sont généralement des courants , des tension ou des flux dans le cas d'une machine tournante le repère de Park est fixé au rotor.

Les trois enroulements du stator peuvent être remplacés par deux enroulements fictifs à  $\pi/2$  dans l'espace et alimentés par des courants à  $\pi/2$  dans le temps. Les deux enroulements virtuels sont disposés sur les l'axes d et q.

Pour passer du système triphasé, abc, au système biphasé dq, il faut utiliser les transformations suivant :



$$[V_{abc}] = [P(\theta)][V_{abc}] \quad (I.17)$$

$[PS1(\theta)]$ ,  $[PS2(\theta)]$  et  $[P(\theta)]^{-1}$  sont des matrices de passage directe pour les deux stator et inverse, elles sont données par :

La matrice de park pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

La matrice de park pour l'étoile 2:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

La matrice inverse de park :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

### I.7 Modélisation de la MSAPDE dans le plan de Park

En appliquant la transformation de Park au système d'équations triphasé pour toutes les grandeurs électriques et magnétiques de la machine et après développement des équations, on obtient un système d'équation simplifié de la machine synchrone.

La figure suivante donne la représentation de la machine dans le repère diphasé (d,q).

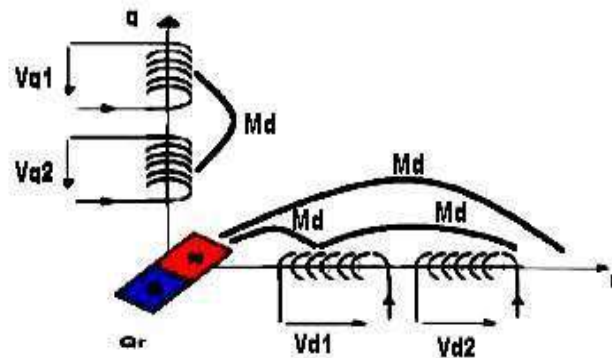


Figure (I.5) : Schéma équivalent d'une (MSAPDE) dans le repère (d,q).

### I.7.1 Equations électriques

Après la réalisation des changements des variables de repère triphasé au repère diphasé on a obtenu les équations électriques suivantes :

$$V_{d1} = R_s I_{d1} + \frac{d}{dt} \varphi_{d1} - \omega_r \varphi_{q1} \quad (I.21)$$

$$V_{q1} = R_s I_{q1} + \frac{d}{dt} \varphi_{q1} + \omega_r \varphi_{d1} \quad (I.22)$$

$$V_{d2} = R_s I_{d2} + \frac{d}{dt} \varphi_{d2} - \omega_s \varphi_{q2} \quad (I.23)$$

$$V_{q2} = R_s I_{q2} + \frac{d}{dt} \varphi_{q2} + \omega_s \varphi_{d2} \quad (I.24)$$

### I.7.2 Equations magnétiques

Même changement sont effectués pour les grandeurs magnétiques et on a obtenu les équations suivantes :

$$\text{Sur l'axe d : } \varphi_{d1} = L_{d1} I_{d1} + \varphi_r + M_d I_{d2} \quad (I.25)$$

$$\varphi_{d2} = L_{d2} I_{d2} + \varphi_r + M_d I_{d1} \quad (I.26)$$

$$\text{Sur l'axe q : } \varphi_{q1} = L_{q1} I_{q1} + M_d I_{q2} \quad (I.27)$$

$$\varphi_{q2} = L_{q2} I_{q2} + M_d I_{q1} \quad (I.28)$$

### I.7.3 Equations Couple électromagnétique

Après l'affectation des opérations nécessaire on peut écrire :

$$C_{e1} = \frac{3}{2} P (\varphi_{d1} I_{q1} - \varphi_{q1} I_{d1}) \quad (I.29)$$

$$C_{e2} = \frac{3}{2} P (\varphi_{d2} I_{q2} - \varphi_{q2} I_{d2}) \quad (I.30)$$

### I.7.4 Forme Matricielle

La représentation matricielle des grandeurs électriques et magnétique est donnée comme suit :

$$[V] = [R][I] + [L] \left[ \frac{dI}{dt} \right] + \omega_s [M][I] + \omega_s [Q] \quad (I.31)$$

$$[Q] = \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_r \\ 0 \\ \varphi_r \end{bmatrix} [L] = \begin{bmatrix} L_{d1} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_{q1} & 0 & M_d \\ M_d & 0 & L_{d2} & 0 \\ 0 & M_d & 0 & L_{q2} \end{bmatrix} [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & -L_{q1} & 0 & -M_d \\ L_{d1} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & -M_d & 0 & -L_{q2} \\ M_d & 0 & L_{d2} & 0 \end{bmatrix}$$

### I.7.5 Equation d'état

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équations d'état suivante :

$$\begin{aligned} \dot{[X]} &= [A][X] + [B][V] \\ [Y] &= [C][X] + [D][V] \end{aligned}$$

[A] : est la matrice fondamentale qui caractérise le système

[B] : est la matrice d'entrée

[C] : est la matrice de sortie (matrice d'observation)

[D] : matrice de transmission directe

[V] : est le vecteur de commande

[X] : est le vecteur d'état (posons,  $[X] = [I_{sd1} \quad I_{sq1} \quad I_{sd2} \quad I_{sq2}]^T$ )

D'après les équations électriques et magnétiques précédentes, on peut écrire le système d'équations suivant :

$$\frac{dI_{d1}}{dt} = \frac{1}{L_{d1}} \left( V_{d1} - R_s I_{d1} - M_d \frac{dI_{d2}}{dt} + \omega_r L_{q1} I_{q1} + \omega_r M_d I_{q2} \right) \quad (I.32)$$

$$\frac{dI_{q1}}{dt} = \frac{1}{L_{q1}} \left( V_{q1} - R_s I_{q1} - M_d \frac{dI_{q2}}{dt} - \omega_r L_{d1} I_{d1} - \omega_r \varphi_r - \omega_r M_d I_{d2} \right) \quad (I.33)$$

$$\frac{dI_{d2}}{dt} = \frac{1}{L_{d2}} \left( V_{d2} - R_s I_{d2} - M_d \frac{dI_{d1}}{dt} + \omega_r L_{q2} I_{q2} + \omega_r M_d I_{q1} \right) \quad (I.34)$$

$$\frac{dI_{q2}}{dt} = \frac{1}{L_{q2}} \left( V_{q2} - R_s I_{q2} - M_d \frac{dI_{q1}}{dt} - \omega_r L_{d2} I_{d2} - \omega_r \varphi_r - \omega_r M_d I_{d1} \right) \quad (I.35)$$

#### I.7.5.1 Equation mécaniques

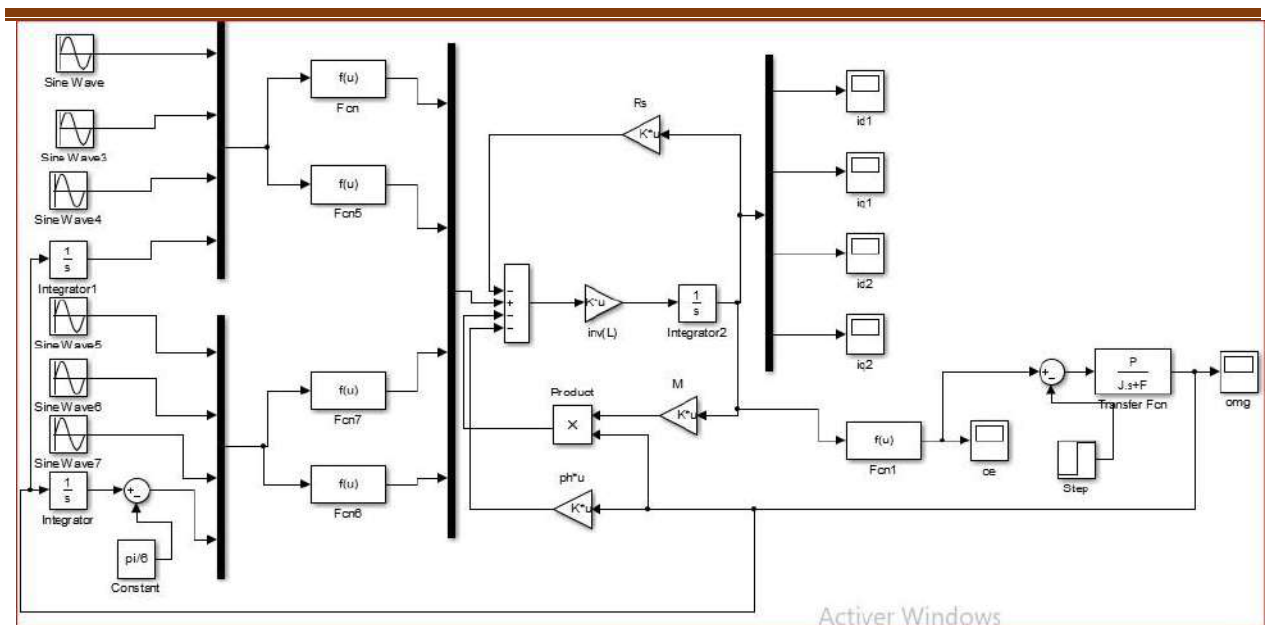
L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \quad (I.36)$$

$$C_e = \frac{3}{2} P \left[ \left( (\varphi_{d1}) I_{q1} - (\varphi_{q1}) I_{d1} \right) + \left( (\varphi_{d2}) I_{q2} - (\varphi_{q2}) I_{d2} \right) \right] \quad (I.37)$$

### I.8 Bloc de simulation de la machine MASPDE

Pour réaliser cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les équations électrique et magnétiques sous formes matricielles montré précédemment. La structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure suivante :



**Figure(I.6) : schéma de simulation de la MSAPDE**

## II.9 Convertisseurs statiques continue-alternatif

L'onduleur de nos jours très largement utilisé dans les systèmes d'entraînement industriels.

En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques et commandes.

### II.9.1 Types d'onduleurs

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

\* **Selon la source :**

- onduleurs de tension.
- onduleurs de courant.

\* **Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),**

\* **Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.) [20]**

### II.9.2 Définition de l'onduleur

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui.

L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques.

L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau.

L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en antiparallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la machine une fois les interrupteurs sont ouverts.

### II.9.3 Association MSAP-Onduleur de tension

La figure suivante présente un schéma d'alimentation pour la MSAP avec un onduleur de tension à deux niveaux.

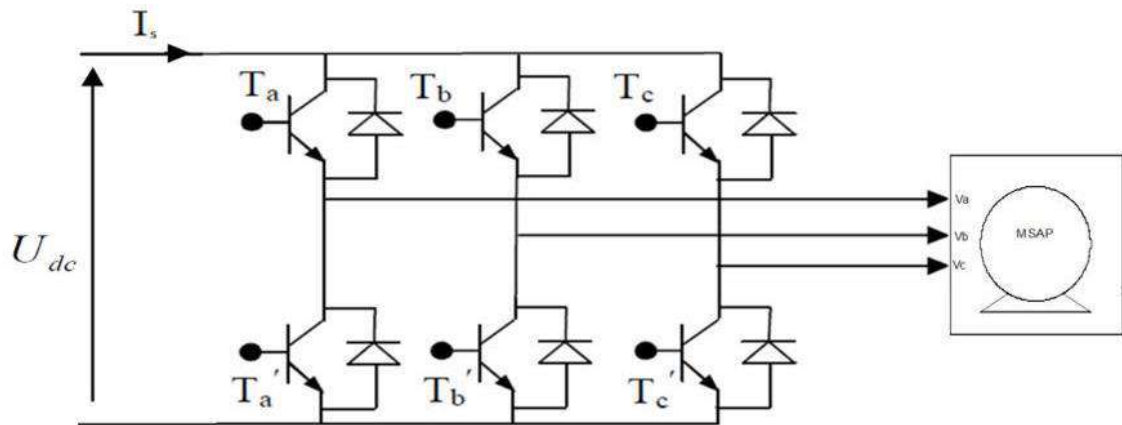


Figure (I.7) : Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension

Avec :

$T_i$  et  $T'_i$

avec  $i = (a, b, c)$  sont des transistors.

$S_i$  et  $S'_i$

sont les commandes logiques qui leur sont associées telle que :

– si  $S_i = 1$ , l'interrupteur  $T_i$  est passant et  $T'_i$

est ouvert.

– si  $S_i = 0$ , l'interrupteur  $T'_i$  est ouvert et  $T_i$

est passant

### II.10 Différents types de commande des interrupteurs

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie.

Parmi les différents types de commande, on trouve :

- La commande à onde rectangulaire.
- La commande à créneaux de largeur variable.

- La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI). On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI.

## **II.11 Modulation de largeurs d'impulsions MLI**

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles.

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l'onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM pour Pulse Width Modulation en anglais) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques.

Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.
- Les modulations post calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

## **II.12 Principe de la commande par MLI sinus-triangle**

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

\* Caractéristique de la MLI

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r}$$

$$r = \frac{v_r}{v_p}$$

Avec :

$m$  : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence

$f_r$  de la référence.

$r$  : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_r$  à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse.

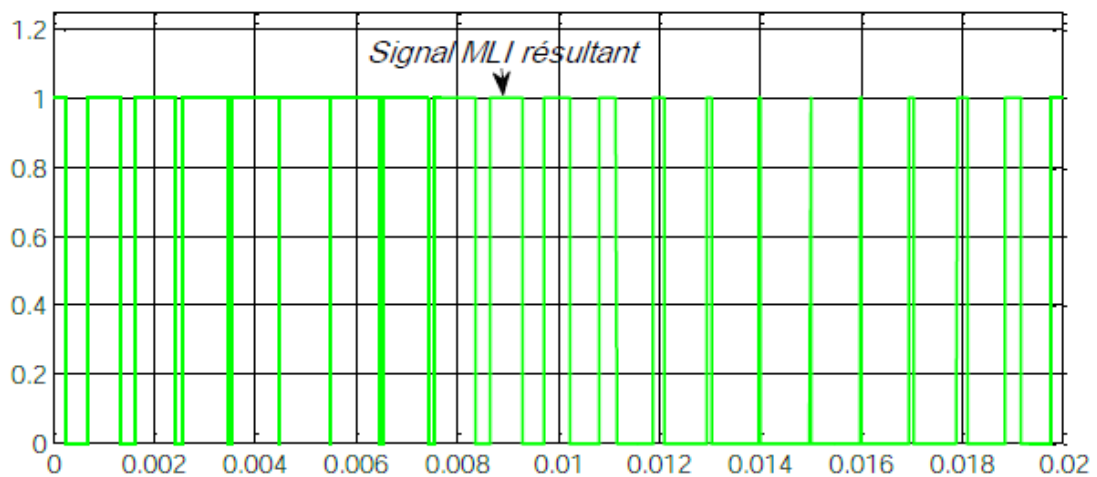
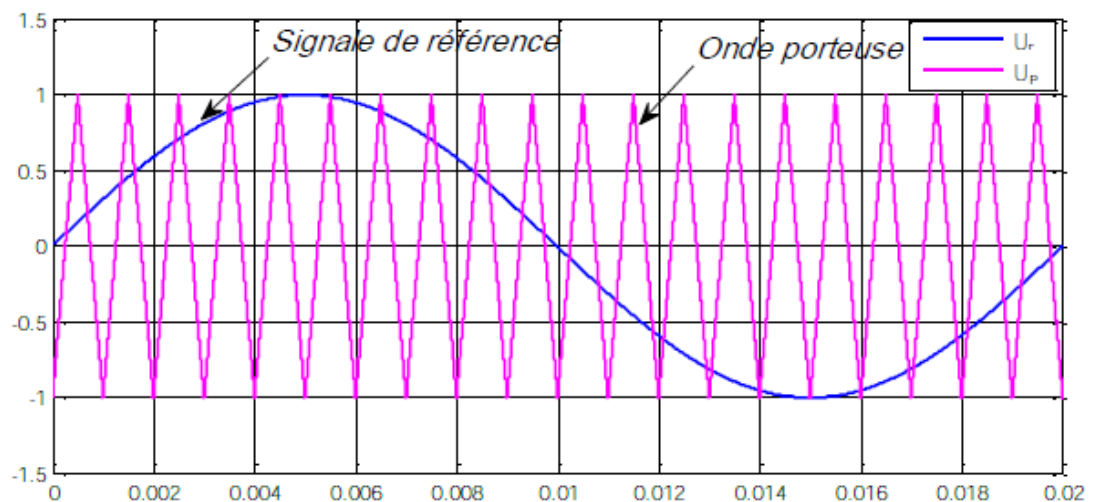


Figure (I.8) : Principe de la commande MLI

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.e.m. égale à  $\frac{E}{2}$  connectés entre eux par un point commun (0).

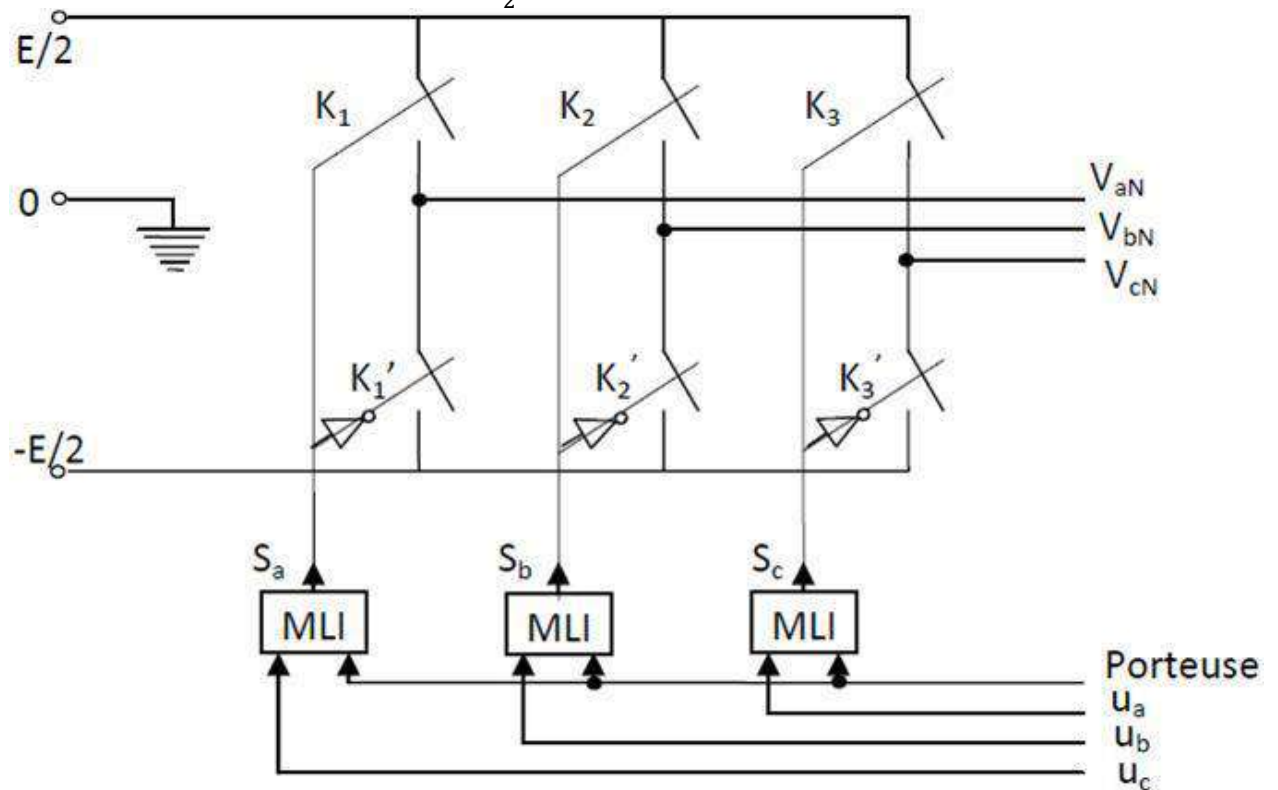


Figure (I.9): Schéma équivalent de l'onduleur à MLI

### II.12.1 Intérêt de la commande MLI

La modulation de largeur d'impulsions vectorielle n'offre pas d'avantages sensibles par rapport à la modulation sinus-triangle sub-optimale en ce qui concerne le déchet de tension ou le résidu harmonique.

On donne, de plus en plus fréquemment, la préférence à la modulation vectorielle dans le domaine des entraînements à vitesse variable avec moteurs synchrones ou asynchrones alimentés par des onduleurs de tension. C'est parce que ce type de modulation s'intègre de façon naturelle dans les systèmes de régulation de ces entraînements.

### II.12.2 Modélisation du convertisseur statique continue-alternatif et de sa commande

Les tensions aux bornes de l'onduleur :

$$V_{ab} = V_{ao} - V_{bo}$$

$$V_{bc} = V_{bo} - V_{co}$$

$$V_{ca} = V_{co} - V_{ao}$$

Les tensions ,  $V_{aN}$ ,  $V_{bN}$  et  $V_{cN}$  , et forment un système de tension triphasées équilibrées, donc :



$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 0 \quad (\text{II.38})$$

$$V_{aN} = V_{a0} - V_{oN}$$

$$V_{bN} = V_{b0} - V_{oN}$$

$$V_{cN} = V_{c0} - V_{oN}$$

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 3V_{oN} + V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} = 0 \quad (\text{II.39})$$

De (II.22) on déduit :

$$V_{oN} = \frac{1}{3} (V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (\text{II.40})$$

A partir de l'équation (II.22) et (II.23), on a :

$$\begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix}$$

Dans une branche d'onduleur, un interrupteur statique ( $k$ ) peut prendre la valeur +1 ou -1 selon les conditions suivantes :

$$V_{\text{aref}} \geq V_p \Rightarrow S_a = 1 \text{ sinon } S_a = -1$$

$$V_{\text{bref}} \geq V_p \Rightarrow S_b = 1 \text{ sinon } S_b = -1$$

$$V_{\text{cref}} \geq V_p \Rightarrow S_c = 1 \text{ sinon } S_c = -1$$

avec :

$V_{\text{ref}}$  : amplitude de référence.

$V_p$  : amplitude de porteuse.

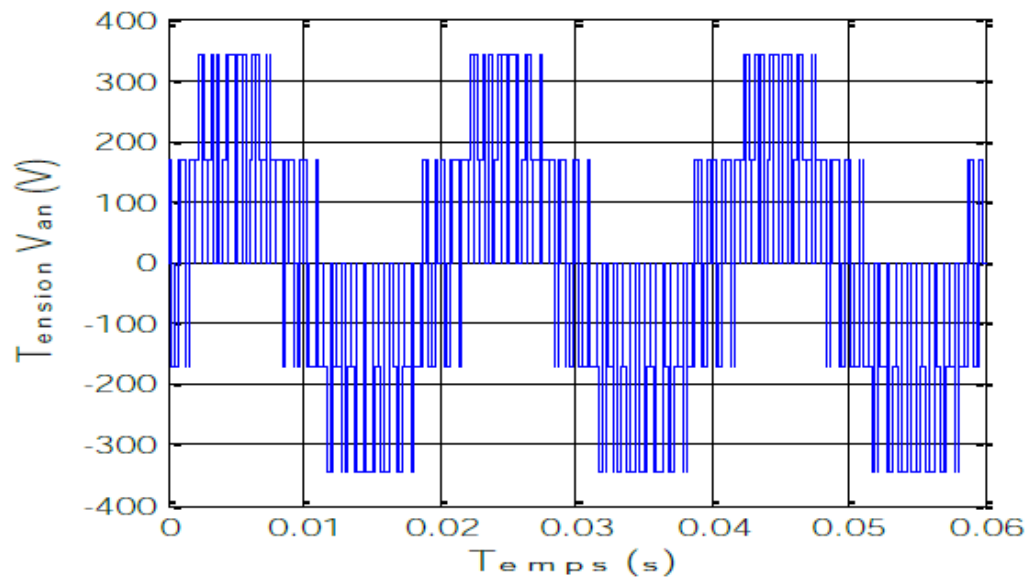
Et les branches  $V_{ko}$  peuvent être exprimées en fonction des switches «  $S_k$  » par :

$$V_{ko} = S_k \cdot \frac{E}{2}$$

avec :  $k = (a, b, c)$

d'où la matrice de connexion :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

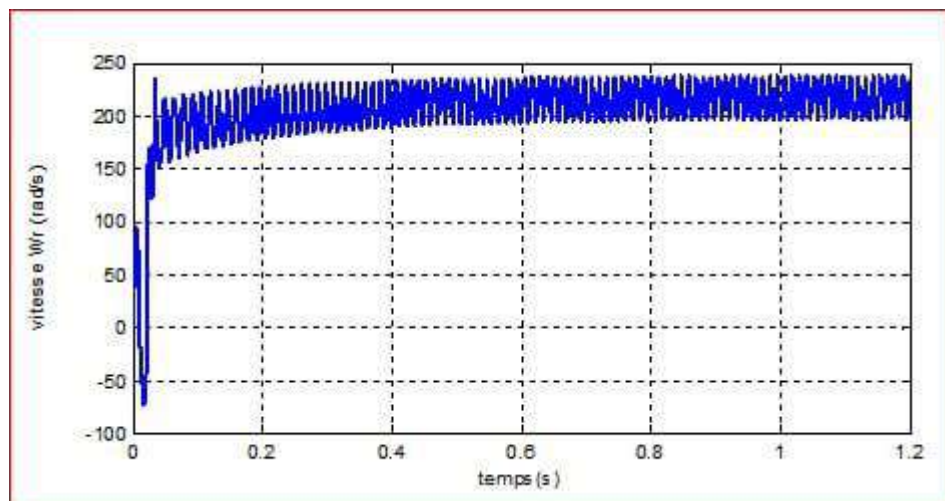


**Figure (I.10):** La Tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI triangulo-sinusoidale pour  $m=20$ ,  $r=1$ .

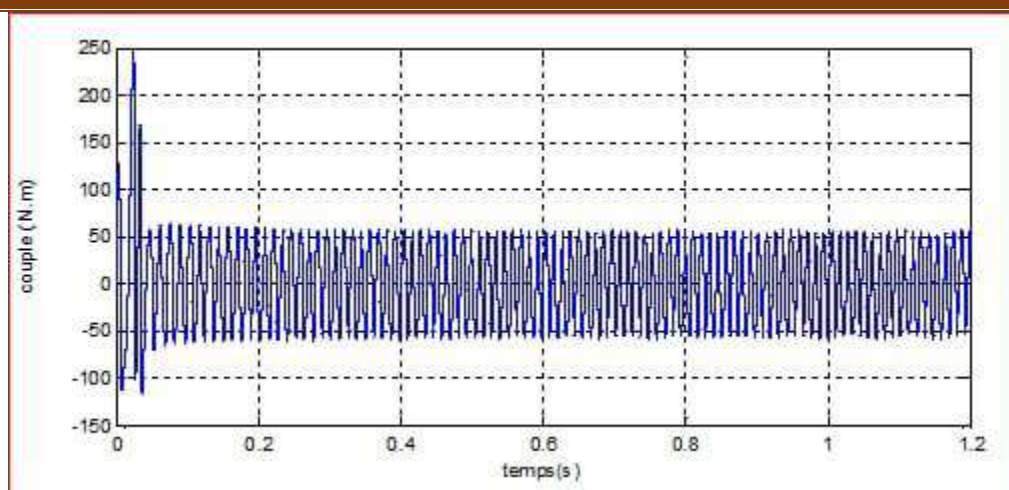
### I.13 Résultats de simulation

Notons que les paramètres de la machine utilisée sont donnés dans l'annexe (A), et le temps de simulation est 1,2 s.

Les résultats de simulation représentent l'évolution de la vitesse (rad/s), le couple électromagnétique (N.m) sont les suivants :



**Figure (I.11) Vitesse de rotation**



**Figure (I.12) Couple électromagnétique**

L'allure des courbes de la vitesse et celle du couple présentent des battements importants durant le régime transitoire et d'autres avec moins d'amplitude dans le régime permanent. La vitesse tend d'aller vers la vitesse de synchronisme dans le régime permanent et la couple tend d'être nul dans le régime permanent.

Comme connu dans l'industrie la MSAPDE n'est jamais utilisée sans d'être implémentée dans un système de commande à cause des forts battements dans le couple et la vitesse durant le fonctionnement de la machine seule sans commande pour cela nous n'avons pas appliqué la charge à notre machine durant la simulation de la machine seule.

#### **I.14 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur les machines synchrones à aimant permanent à double étoiles dans un système triphasé ensuite dans un système biphasé à l'aide de transformé de Park, qui nous a permis de simplifier les équations électriques et magnétiques de ce moteur.

Le modèle de la MSAPDE est un modèle de sept équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. L'utilisation de la transformation de Park permet de réduire le système d'états électrique de la machine de sept à cinq équation et d'éliminer la complexité du modèle.

Nous pouvons conclure que les résultats obtenus par nous ont donné une vision assez claire sur le comportement de la machine synchrone MSAPDE

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesses variables. Afin d'avoir des bonnes performances de la machine dans ces systèmes, des techniques de commande sont introduites pour contrôler son comportement dynamique au différentes contraintes rencontrées durant son fonctionnement en charge. Parmi lesquelles, on opte

pour la commande vectorielle, ainsi que pour la logique floue qui seront expliquées durant les deux chapitres qui suivent.



## Chapitre II :

Commande vectorielle de la machine  
Synchrone à aimant permanent à  
double étoile (MSAPDE)

## II.1 Introduction

La commande des machines à courant alternatif est difficile car le modèle mathématique du système dans le repère de Park est non linéaire et il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les armatures rotorique et statorique.

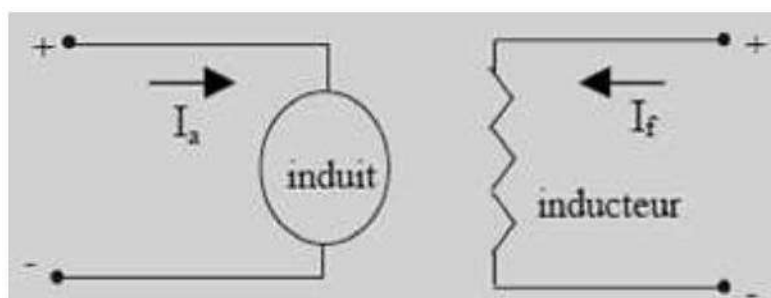
Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, Blaschke et Hasse en 1972, ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux FOC (Field Oriented Control). L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, à excitation séparée. C'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone à aimant permanent double étoile (MSAPDE) les boucles des courants et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs classiques PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

## II.2 Principe de la commande vectorielle de la MSAPDE

L'objectif principal de la commande vectorielle de la MSAPDE est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Compte tenu de l'importance de la contrainte thermique dans les machines électriques, le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes joule à couple donné.[9]

Le principe du découplage permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant  $I_{q1}$  via la tension  $V_{q1}$ . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation.



Figure(II.1) : Machine à courant continu

La commande vectorielle sert alors à contrôler les deux composantes ( $i_{d1}$ ), ( $i_{q1}$ ), du courants statorique, en imposant les tensions ( $V_{d1}$ ) et ( $V_{q1}$ ) qui conviennent. Quand le courant ( $i_{d1}$ ) est nul, le modèle de la MSAPDE se réduit à sa représentation sur l'axe (q), identique à celui d'une MCC a excitation séparée

Le principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statorique et la vitesse à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI.

### II.3 Technique de découplage

La loi du commande vectorielle des moteurs alimentés en tension existe couplage entre actions sur les axes (d) et (q). dans un repère (d) et (q) avec l'axe (d) aligné sur le flux rotorique, on a les équations suivantes [9][10] :

$$V_{d1} = R_s \cdot i_{d1} + L_{d1} \frac{di_{d1}}{dt} - W_m \cdot L_{q1} \cdot i_{q1} \quad (\text{II.1})$$

$$V_{q1} = R_s \cdot i_{q1} + L_{q1} \frac{di_{q1}}{dt} + W_m \cdot (L_{d1} \cdot i_{d1} + \phi_r) \quad (\text{II.2})$$

$$V_{d2} = R_s \cdot i_{d2} + L_{d2} \frac{di_{d2}}{dt} - W_m \cdot L_{q2} \cdot i_{q2} \quad (\text{II.3})$$

$$V_{q2} = R_s \cdot i_{q2} + L_{q2} \frac{di_{q2}}{dt} + W_m \cdot (L_{d2} \cdot i_{d2} + \phi_r) \quad (\text{II.4})$$

Evolution du courant de découplage  $i_{d1}$ ,  $i_{q1}$ ,  $i_{d2}$ ,  $i_{q2}$  concernant les commandes, nous allons condition de rémunération définies  $F_{emd1}$ ,  $F_{emq1}$ ,  $F_{emd2}$ ,  $F_{emq2}$  comme :

$$V_{d1} = V'_{d1} - F_{emd1} \quad (\text{II.5})$$

$$V_{q1} = V'_{q1} + F_{emq1} \quad (\text{II.6})$$

$$V_{d2} = V'_{d2} - F_{emd2} \quad (\text{II.7})$$

$$V_{q2} = V'_{q2} + F_{emq2} \quad (\text{II.8})$$

$$V'_{d1} = R_s \cdot i_{d1} + L_{d1} \frac{di_{d1}}{dt} \quad (\text{II.9})$$

$$V'_{q1} = R_s \cdot i_{q1} + L_{q1} \frac{di_{q1}}{dt} \quad (\text{II.10})$$

$$V'_{d2} = R_s \cdot i_{d2} + L_{d2} \frac{di_{d2}}{dt} \quad (\text{II.11})$$

$$V'_{q2} = R_s \cdot i_{q2} + L_{q2} \frac{di_{q2}}{dt} \quad (\text{II.12})$$

$$F_{emd1} = W_m \cdot L_{q1} \cdot i_{q1} \quad (\text{II.13})$$

$$F_{emq1} = W_m \cdot (L_{d1} \cdot i_{d1} + \phi_r) \quad (\text{II.14})$$

$$F_{emd2} = W_m \cdot L_{q2} \cdot i_{q2} \quad (\text{II.15})$$

$$F_{emq2} = W_m \cdot (L_{d2} \cdot i_{d2} + \phi_r) \quad (\text{II.16})$$

Les tensions  $V_{d1}$  et  $V_{q1}$  sont alors reconstitués à partir des tensions  $V'_{d1}$  et  $V'_{q1}$  et illustrés sur la figure(II.2):

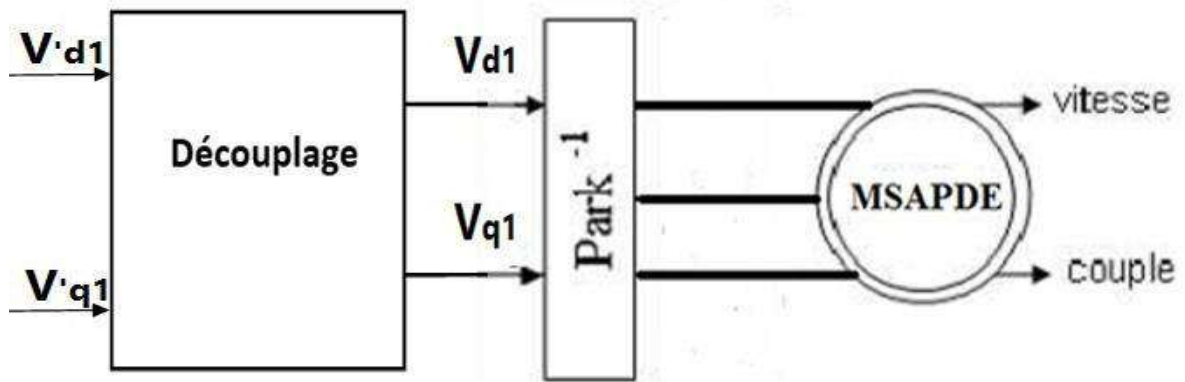


Figure (II.2) Reconstitution des tensions  $V_{d1}$  et  $V_{q1}$

### II.3.1 Découplage par compensation

Par conséquent, le but de la compensation est de séparer les axes d et q. ce découplage permet d'écrire les equations de la machine et de la partie régulatrice sont calculées de manière simple les coefficients du régulateur sont facilement obtenus[1011].

Le principe du découplage cz revient à définir deux nouvelles variables commandes Femd1, Femq1, Femd2, Femq2.

On a donc les courants  $i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}$ , ne depend que de  $V_{d1}, V_{q1}, V_{d2}$  et  $V_{q2}$ . Ces expressions s'écrivent comme suit:

$$i_{d1} = V'_{d1} / R_s + s.L_{d1} \tag{I.17}$$

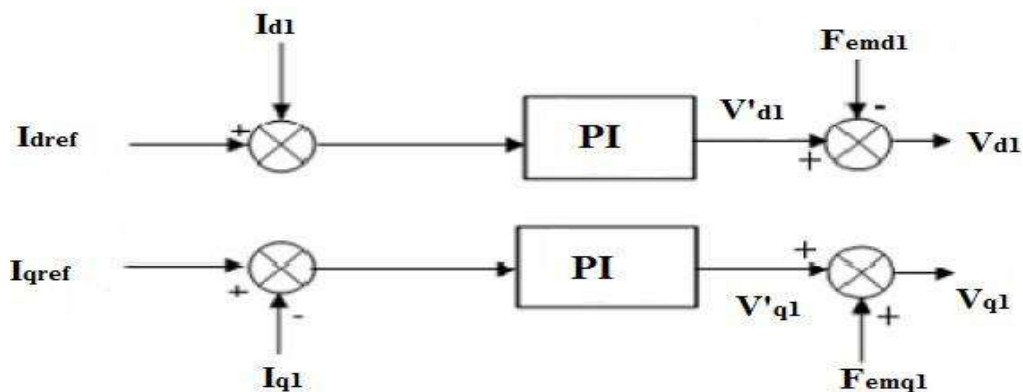
$$i_{q1} = V'_{q1} / R_s + s.L_{q1} \tag{I.18}$$

$$i_{d2} = V'_{d2} / R_s + s.L_{d2} \tag{I.19}$$

$$i_{q2} = V'_{q2} / R_s + s.L_{q2} \tag{I.20}$$

### II.4 Régulateurs des courants

Le principe de correction (régulateur) consiste à réguler les courants statorique à partir des grandeurs de référence (désirés) par les régulateurs classiques PI. Le schéma de principe de régulation des courants statorique est représenté par la figure (II.3)



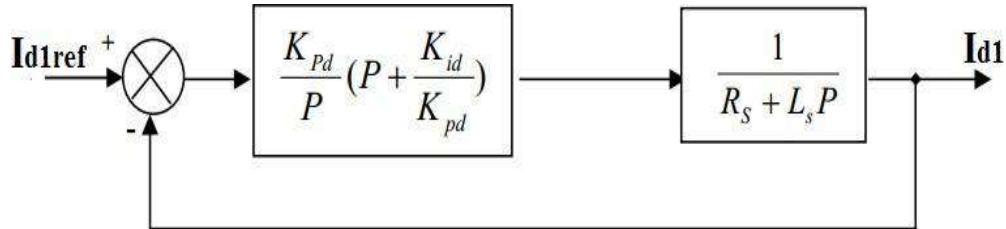
figure(II.3) Principe de régulation des courants en biphasé



Les paramètres du régulateur sont choisis de manière à ce que le zéro introduit chacun d'eux est compensé dynamiquement par des courants (figure II.4) [11].

La boucle de régulation du courant  $I_{d1}$  est donnée par la figure suivante :

**a. Régulateur du courant  $I_{d1}$**



**Figure(II.4) boucle de régulateur du courant  $I_{d1}$**

Soit la fonction de transfert suivante :

$$G_d(p) = \frac{1}{R_s + L_s P} = \frac{1}{R_s (1 + T_{d1} P)} \tag{II.21}$$

Avec :  $T_d = \frac{L_s}{R_s}$  (II.22)

$T_{d1}$  : est la constante de temps électrique relative à l'axe d1.

Cependant la FTBO du système de la figure précédente est :

$$G_{od}(p) = \frac{K_{id}}{P} \left( 1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} P \right) \frac{1}{R_s (1 + T_d P)} \tag{II.23}$$

Es constantes du correcteur, on dégage la fonction de transfert en boucle ouverte :

En plaçant le zéro du correcteur de façon à compenser le pole du système en boucle ouverte :

$$T_{d1} = \frac{K_{pd}}{K_{id}} \tag{II.24}$$

La fonction de transfert des courants en boucle fermée est la suivante :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO}$$

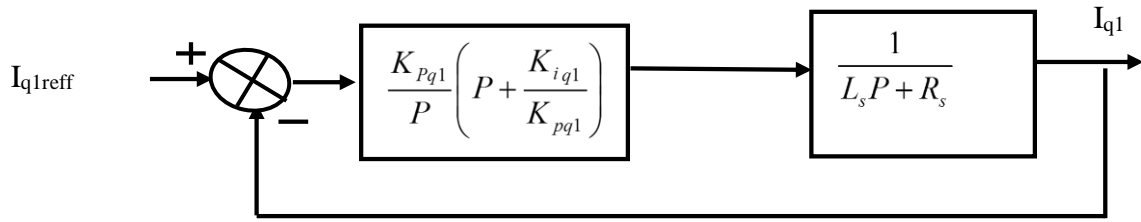
$$G_{fd}(p) = \frac{I_d}{I_{dref}} = \frac{G_{od}}{1 + G_{od}} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{id}} P} = \frac{1}{1 + \tau_d P} \tag{II.25}$$

En choisissant ( $\tau_d = T_d$ ), donc :  $K_{id} = \frac{R_s}{T_s} = \frac{R_s^2}{L_s}$

D'où :  $K_{pd} = K_{id} \cdot T_d$

**b. Régulateur du courant  $I_{q1}$**

Le schéma fonctionnel de la régulation du courant  $I_{q1}$  est le suivant :



**Figure (II.5) : Boucle de régulateur du courant  $I_{q1}$**

Sachant que régulateur PI du courant  $I_{q1}$  a la même forme que celui de  $I_{d1}$ .

Si on choisit  $\tau_{qs} = T_{qs}$ , on obtient les coefficients suivants :

$$K_{iq1} = \frac{R_s}{T_s} = \frac{R_s^2}{L_s} \tag{II.26}$$

$$K_{pq1} = K_{id} \cdot T_{q1} \tag{II.27}$$

### II.5 Régulateur de vitesse

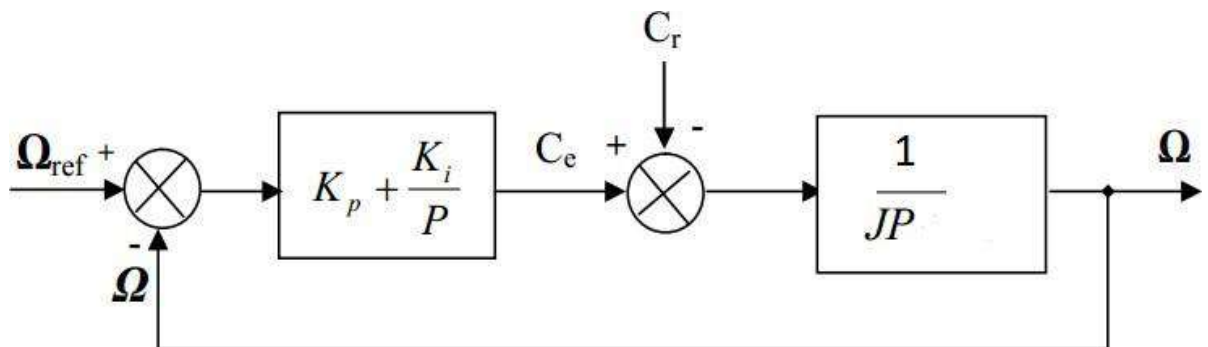
La régulateur de la vitesse permet de déterminer le couple référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivant [11] :

$$\frac{j d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \rightarrow \Omega = \frac{C_e - C_r}{jP + f}$$

Pour  $f=0$ , on aura :

$$\Omega = \frac{C_e - C_r}{jP} \tag{II.28}$$

La boucle de régulation du courant de la vitesse est donnée par la figure suivante :



**Figure(II.6) boucle de régulation de vitesse**

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_P + \frac{K_i}{P} = \frac{K_P}{P} \left( P + \frac{K_i}{K_P} \right) \tag{II.29}$$

La fonction de transfert du système précédent en boucle ouverte pour  $C_r = 0$  est donnée par :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_p}{P} \left( P + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{jP} \quad (II.30)$$

En adoptant la méthode de placement de pole et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K_p \left( P + \frac{K_i}{K_p} \right)}{jP^2 + PK_p + K_i} \quad (II.31)$$

La  $FTBF_{\Omega}$  possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre, par identification à la forme canonique du 2<sup>ème</sup> ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} P^2 + \left( \frac{2\varepsilon}{\omega_0} \right) P + 1 = 0 \quad (II.32)$$

$$\text{Alors : } \frac{j}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2}$$

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{2\varepsilon}{\omega_0}$$

$$\text{Avec : } k_i = j\omega_0^2$$

Si on pose :  $\varepsilon = 0.7$

$$K_p = \frac{2\varepsilon K_i}{\omega_0} \quad (II.33)$$

On obtient :  $\left\{ \begin{array}{l} \frac{4j}{\tau^2} \\ K_i \cdot \tau \end{array} \right.$  avec :

$$\tau = \frac{L_s}{R_s} \quad (II.34)$$

## II.6 Simulation

En utilisant le schéma de simulation de la figure (II.7), on a procédé aux essais suivants pendant une durée de 1,2s et on a réalisé deux série de robustesse suivantes :

### a. Série 1

Les tests de cette série sont réalisés comme suit :

- Pour  $0 \leq t \leq 0.8s$  : La consigne de la vitesse  $\Omega_{ref}$  est fixée à 50 rd /s
- Pour  $t=0,4 s$  : On a appliqué une charge  $C_r = 2 \text{ N.m}$
- Pour  $t \geq 0,8s$ , le couple de charge est maintenue à  $C_n$  et on fait brusquement augmenter

la vitesse de référence à  $\Omega_{ref}$  à 100 rd /s

### b. Série2

Les tests de cette série sont réalisés comme suit :

- Pour  $0 \leq t \leq 0.8s$  : La consigne de la vitesse  $\Omega_{ref}$  est fixée à 50 rd /s
- Pour  $t=0,4 s$  : On a appliqué une charge  $C_r = 2 \text{ N.m}$



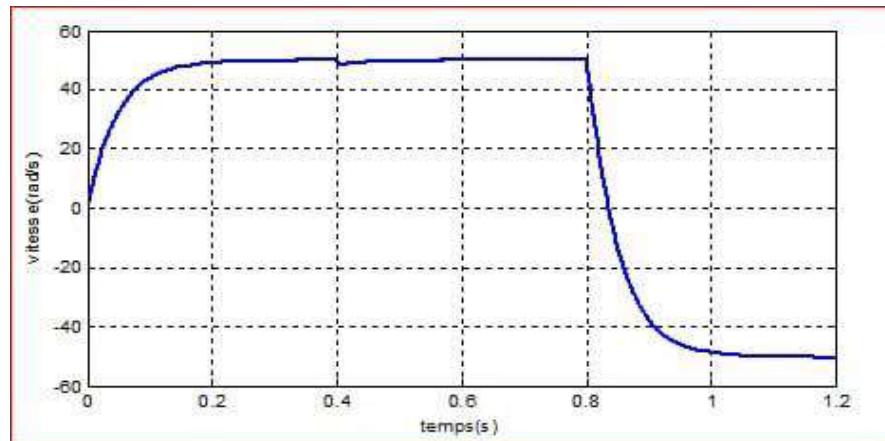
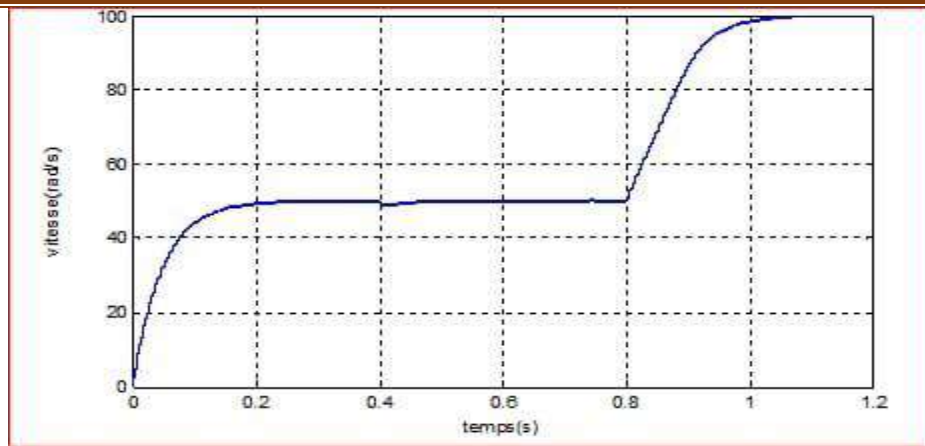


Figure (II.8) La vitesse de rotation

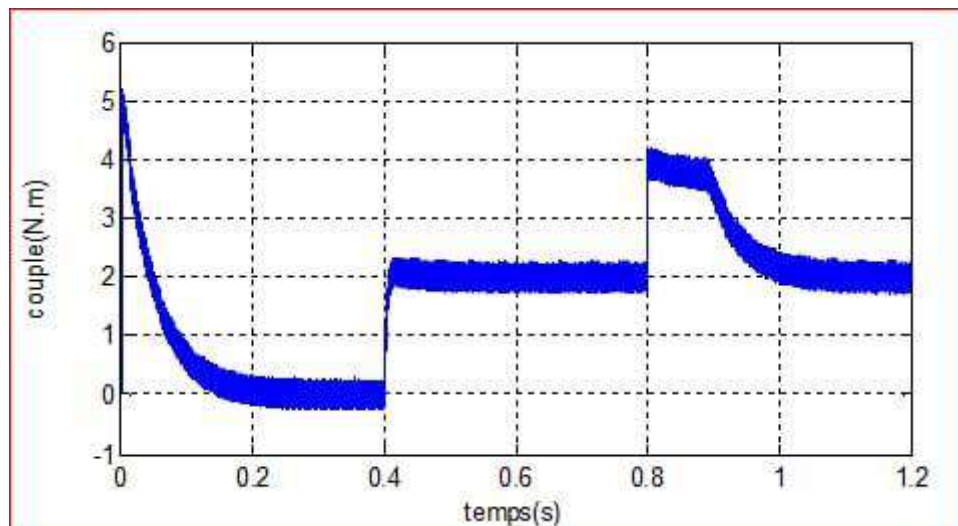
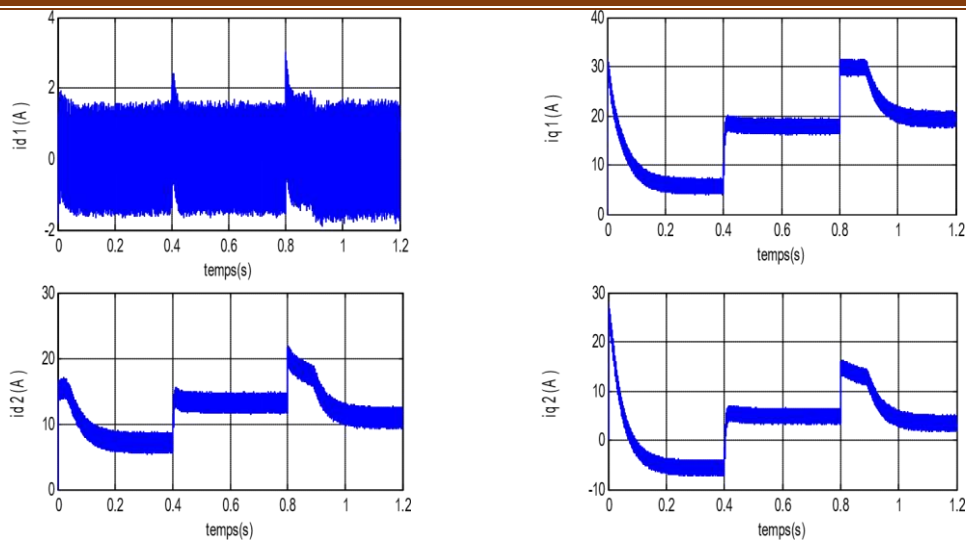


Figure (II.9) Le couple électromagnétique



**Figure (II.10) courant statorique (stator1 et stator2)**

Les figure (II.8-9) montrent que le réglage donne des résultats satisfaisants :

- ❖ La vitesse de rotation suit la vitesse de référence.
- ❖ Le courant est bien limité à sa valeur admissible.
- ❖ Le découplage est obtenu entre les courant statoriques direct  $I_{d1}, I_{d2}$ , et quadrature  $I_{q1}, I_{q2}$  respectivement.

La variation de vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influent sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique

On remarque que le système répond positivement à cette à ces tests. La vitesse suit ces différentes références, cela vue dire que la régulation est robuste, le couple subit un pic de transaction lors le passage au mode des sur – vitesse, puis regagne sa valeur sans erreur.

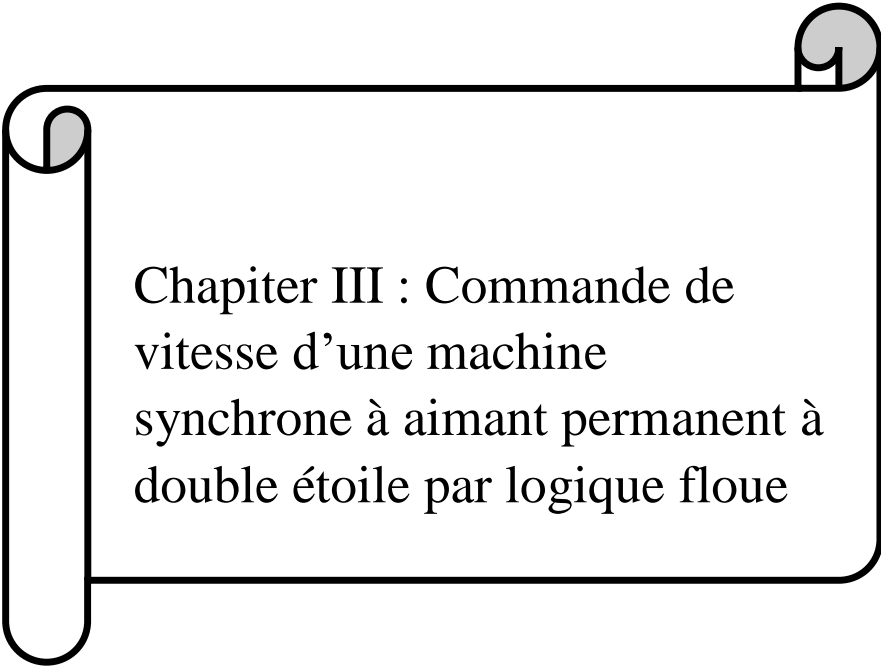
## II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a vu l'application de la commande vectorielle sur la MSAPDE. Cette stratégie qui nous permet de faire un découplage entre le couple et le flux pour assurer une commande efficace.

Avec cette commande, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur PI.

Afin de juger de l'efficacité de la commande proposée, des différents tests ont été effectués où les résultats indiquent le degré de robustesse offerte par ce type de commande.

Dans le prochain chapitre nous allons présenter une technique de commande de la MSAPDE à la base de la théorie des inférences floues.



Chapiter III : Commande de  
vitesse d'une machine  
synchrone à aimant permanent à  
double étoile par logique floue

### III.1 Introduction

La théorie de la logique floue est devenue un domaine de recherche très actif en particulier pour l'étude des phénomènes physiques et systèmes complexes difficiles à présenter par des modèles mathématiques exactes. Cette théorie est basée sur l'approche linguistique et prise de décision humaines[12].

Le développement de la théorie du contrôle flou en boucle fermée a participé d'une façon remarquable dans le contrôle des processus basé sur la prise de décision à travers un ensemble de règles linguistiques proposées par des experts. Ainsi, les contrôleurs utilisés dans tels systèmes nécessitent un algorithme qui permet la conversion de la stratégie de contrôle linguistique, en une stratégie de contrôle automatique [13].

Le contrôleur flou apparaît utile pour la commande de tous systèmes complexes et non linéaires dans lesquels la modélisation est difficile ou impossible. Son intérêt réside dans sa capacité de traiter l'incertitude dans les systèmes de control imprécis [14].

Dans le cadre de ce travail, on présentera dans ce dernier chapitre une description de la commande par logique floue avec ses différentes étapes de fuzzification, inférence et défuzzification, et on appliquera cette commande pour le réglage de vitesse de la machine synchrone à double stator. Les résultats de simulation seront aussi présentés afin de montrer la robustesse du comportement dynamique du système étudié vis-à-vis la commande floue.

### III.2 Commande par logique floue

La commande floue est basée sur le savoir-faire d'un expert ou d'opérateurs qualifiés traduit par des règles linguistiques proposées pour l'élaboration de la loi de commande d'un processus donné.

Pour certaines machines particulièrement complexes, seul l'expert connaît réellement après des années d'expérience, comment la piloter. Il est impossible de donner proposer des méthodes claires et précises pour l'établissement de ces règles[15].

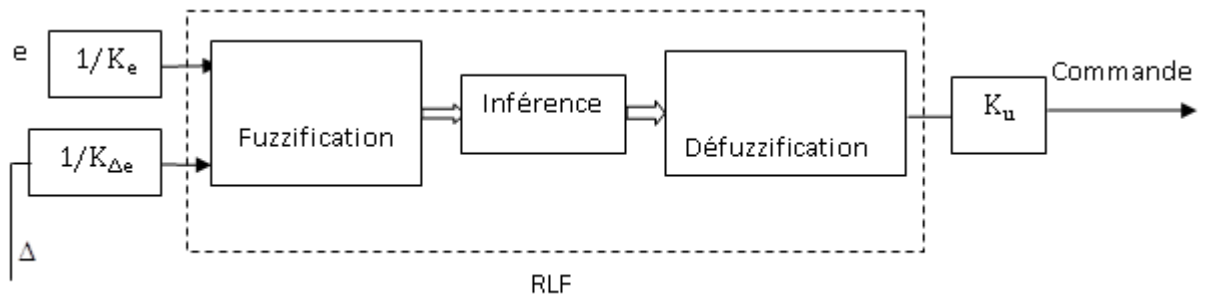
La règle linguistique suivante présente l'une des règles qui peut être proposée par un expert pour la commande de la vitesse d'une machine :

Si l'erreur de la vitesse est positivement grande  
Et la variation de l'erreur est positivement grande  
Alors la variation de la sortie est négative

Les mots clés de la forme « assez grande », « beaucoup », « trop petite » ... utilisés dans la description de la variation des entrees et la sortie représentent les intervalles des données imprécises sont appelés « variable floue » ou « variable linguistiques ». Ces données imprécises sont présentées par des fonctions d'appartenance dans des sous ensemble flou d'un univers de discours.



La figure suivante présente une structure générale d'un régulateur flou utilisé pour contrôler la vitesse de notre machine à étudier.



**Figure (III.1) Structure générale d'un régulateur flou**

### III.3 Contrôleur flou

Un contrôleur flou est un système à base de connaissance traduit par des règles d'actions sur les entrées et sorties du contrôleur sous formes des règles floues (linguistiques). Le traitement de ces règles se fait selon une procédure d'inférence floues. Cette procédure d'inférence permet à sa fin de déterminer les valeurs numériques des sorties correspondantes aux valeurs numériques des entrées concernées.

La description linguistique des inférences peut être écrite soit sous la forme suivante [18]:

#### 1. Linguistique

**SI** ( $x_1$  est négatif grand **ET**  $x_2$  est environ zéro) **ALORS** ( $x_r$  est négatif grand)

**Ou**

**SI** ( $x_1$  est négatif grand **ET**  $x_2$  est positif moyen) **ALORS** ( $x_r$  est positif moyen)

...

**b. Symboliquement :** Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

**SI** ( $x_1$  NG **ET**  $x_2$  EZ) **ALORS**  $x_r = NG$

**OU**

**SI** ( $x_1$  NG **ET**  $x_2$  PM) **ALORS**  $x_r = PM$

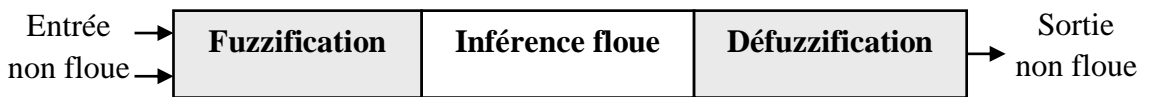
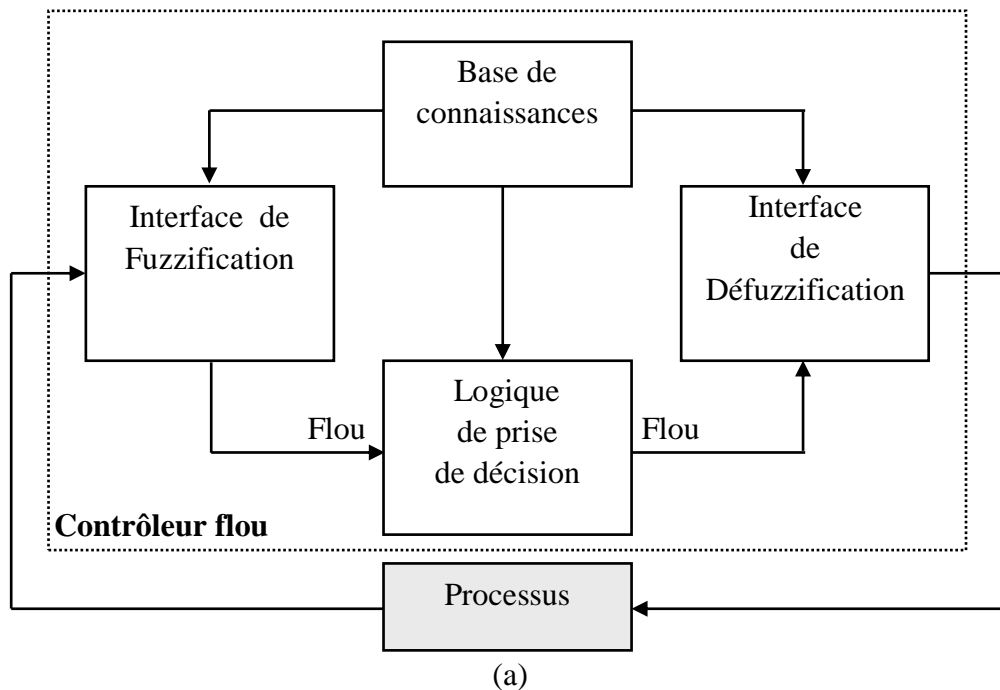
Ainsi de suite.

**b. Matrice d'inférence :** La matrice d'inférence rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées ( $x_1$  et  $x_2$ ). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne

l'ensemble flou de la variable de sortie ( $x_r$ ) définie par la règle. Si toutes les cases de la matrice sont remplies, on parle alors de règles d'inférence complètes.

Il est important de rappeler que pour le régulateur flou que on utilisera,  $x_1$  et  $x_2$  représentent respectivement l'erreur de la vitesse et la dérivée de cette erreur. La variable de sortie  $x_r$  représente le couple électromagnétique.

La structure générale d'un contrôleur à logique floue est montrée par la figure (III.2)



Figure(III.2) (a) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou  
(b) : configuration d'un contrôleur flou.

### III.3.1.1 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.

### III.3.1.2 Base de règles

Elle caractérise l'ensemble des règles linguistiques du contrôle flou.

### III.3.2 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[17].

### III.3.3 Fuzzification

La fuzzification représente d'une part le choix de l'univers de discours des variables linguistiques. 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

NM : Négatif Moyen

NP : Négatif Petit

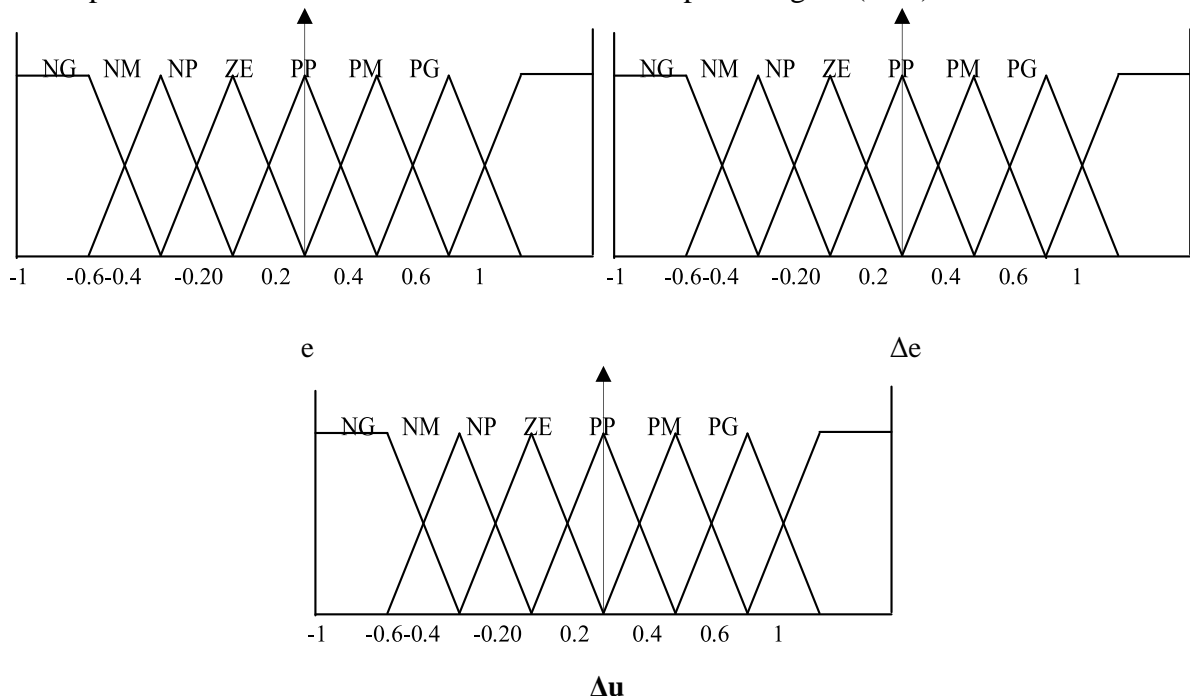
EZ : Environ Zéro

PP : Positif Petit

PM : Positif Moyen

PG : Positif Grand

La représentation de ces ensembles flous est donné par la Figure (III.3)



**Figure (III.3) Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques pour l'erreur, la variation de l'erreur et le couple électromagnétique pour notre**

### III.3.4 L'inférence[18][19][20][21][22]

Le nombre des ensembles flous pour l'erreur et la dérivée d'erreur est sept pour chacune, 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).

$\Delta e_w$ $e_w$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

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

### III.3.5 Traitement numérique de l'inférence

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs qui combinent les valeurs d'entrée et les valeurs de sortie en considérant la base des règles d'inférence. C'est ce qu'on appelle la méthode d'inférence ou agrégation des règles d'inférence. Les méthodes les plus utilisées pour l'agrégation de la base des règles pour des valeurs bien déterminer des entrées sont :

- Méthode d'inférence MAX-MIN.
- Méthode d'inférence MAX-PROD.
- Méthode d'inférence SOMME-PROD.

Pour illustrer le mieux possible ces méthodes, on fera appel dans ce qui suit à un cas particulier avec  $X_1$  et  $X_2$  deux variables d'entrée et  $X_R$  une variable de sortie. Chacune est décomposée en trois ensembles NG, EZ et PG, la figure (III.4) montre l'allure des fonctions d'appartenance. On suppose que les valeurs numériques sont :  $X_1=0.44$  , $X_2=-0.67$  L'inférence est composée de deux règles :

SI ( $X_1$  est PG ET  $X_2$  est EZ) ALORS  $X_R$  est EZ

OU

SI ( $X_1$  est EZ ET  $X_2$  est NG) ALORS  $X_R$  est NG

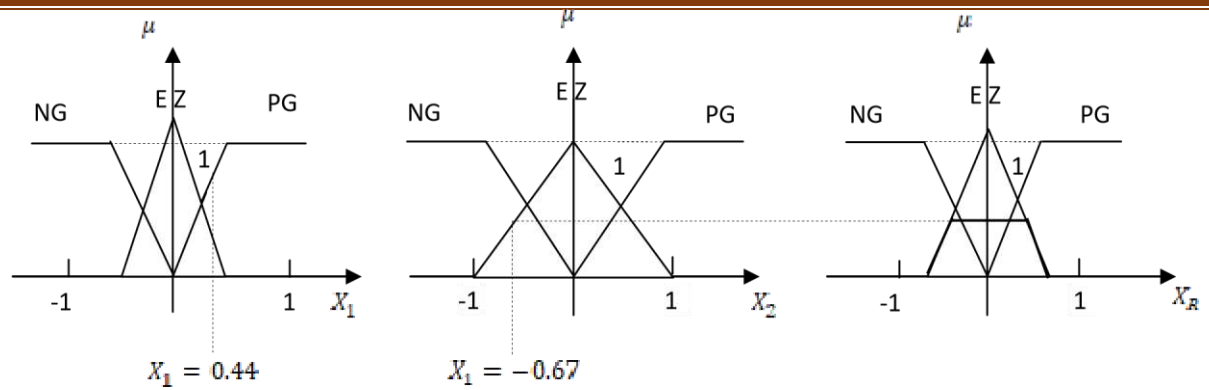


Figure (III.4) fonctions d'appartenance pour  $X_1$ ,  $X_2$  et  $X_R$

### III.3.5.1 Méthode d'inférence Max-Min

Cette méthode réalise l'opérateur « OU » par la formation du maximum, et l'opérateur « ET » par la fonction du minimum.

La condition  $X_1$  PG ET  $X_2$  EZ pour  $X_1=0.44$  ET  $X_2=-0.67$ , donne les facteurs d'appartenance  $\mu_{PG}(X_1=0.44)=0.67$  et  $\mu_{EZ}(X_2=-0.67)=0.33$ , la fonction d'appartenance partielle  $\mu_{R1}(X_R)$  pour  $X_R$  est représentée par un trait renforcé sur la figure précédente. La condition ( $X_1$  EZ OU  $X_2$  NG) donne les facteurs d'appartenance  $\mu_{EZ}(X_1=0.44)=0.33$  et  $\mu_{NG}(X_2=-0.67)=0.67$ . La relation de « ALORS » se fait par la fonction du MIN (Figure (III.5))

Pour chaque règle, on obtient la fonction d'appartenance partielle suivante :

$$\mu_{Ri}(X_R) = \text{MIN} [\mu_{ci}, \mu_{oi}(X_R)]. \quad (\text{III.1})$$

Avec :  $\mu_{ci}$  : fonction d'appartenance de la condition.  $\mu_{oi}$

( $X_R$ ) : fonction d'appartenance de l'opération.

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu_{res}(X_R) = \text{MAX} [\mu_{R1}(X_R), \mu_{R2}(X_R), \dots]. \quad (\text{III.2})$$

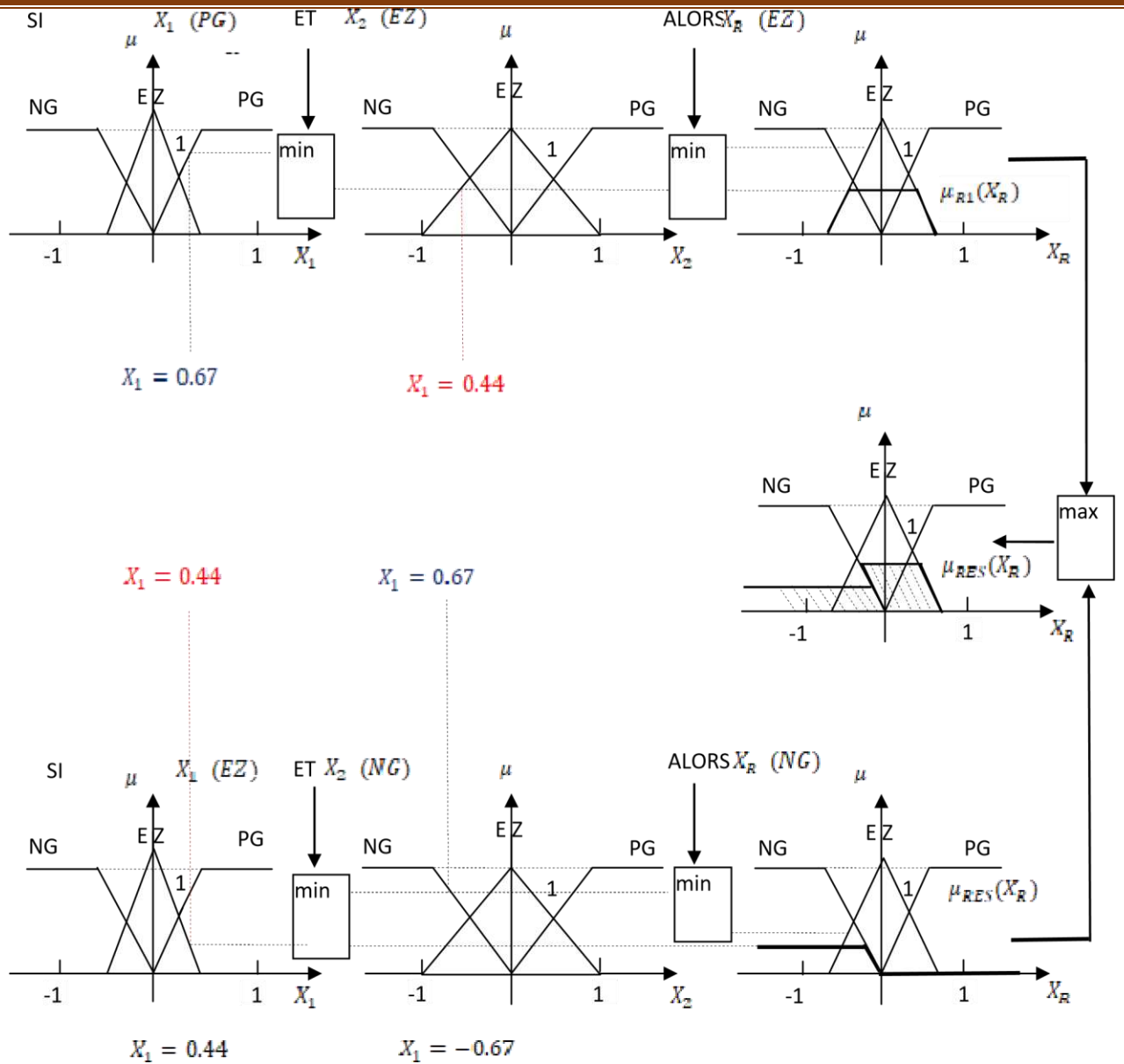


Figure (III.5) : Méthode d'inférence Max-Min [15]

### III.3.5.2 Méthode d'inférence Max-Produit

La différence entre cette méthode et la méthode précédente réside dans le fait que le « ALORS » est obtenu par la formation du produit.

Cette méthode est appliquée au contrôleur dit de type « LARSEN », cet dernier est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la même règle donne la décision :

$$\mu_{Ri} = \mu_{RM}(\alpha_i \mu_{ei}(Z)) = \min(\alpha_i \mu_{ei}(Z)) \quad (III.3)$$

Avec :

$$(\alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(X_0), \mu_{Bi}(Y_0)) = \min(\mu_{Ai}(X_0), \mu_{Bi}(Y_0)) \text{ qui représente la valeur des règles d'inférences.}$$

Le résultat des deux règles est construit comme suit :

$$\mu_{R0S}(Z) = \max[\mu_{R1}(Z), \mu_{R2}(Z)] \quad (III.4)$$

### III.3.5.3 Méthode d'inférence Somme-Produit

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

$$\mu_{R_i} = \alpha_i \mu_{e_i}(Z) \quad (\text{III.5})$$

$$\mu_{RoS}(Z) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{R_i} \quad (\text{III.6})$$

Avec : m nombre de règle

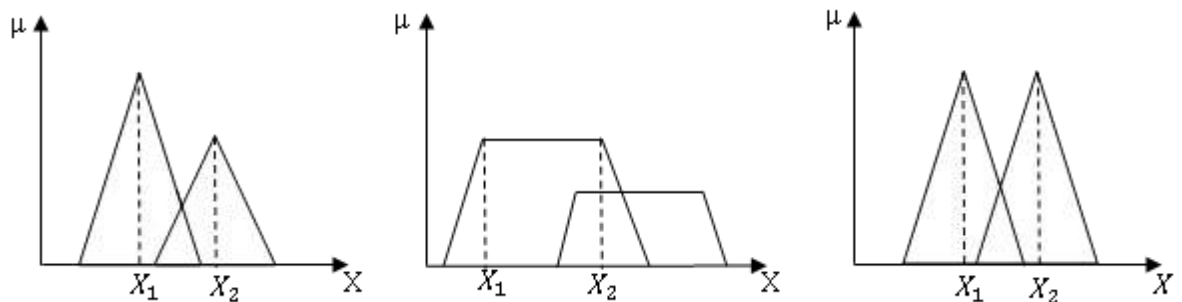
### III.3.6 Défuzzification

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 [15]:

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

#### III.3.6.1 Méthode du maximum

La sortie correspond à l'abscisse du maximum de la fonction d'appartenance résultante. Trois cas peuvent se produire comme montre la Figure(III.6)



**Figure (III.6) Défuzzification par valeur maximum.**

Dans le premier cas, il n'y a pas de problèmes.

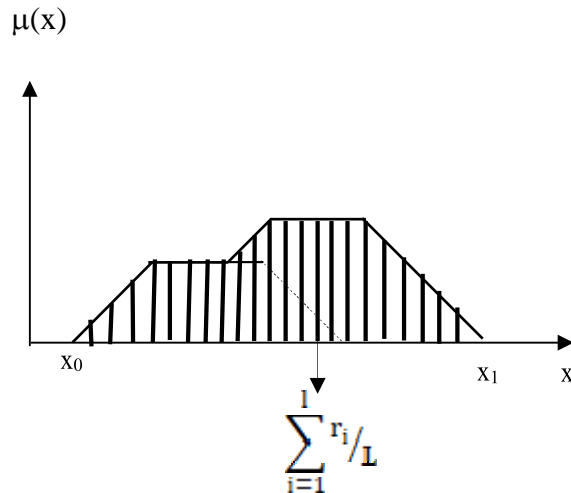
Dans les deux autres cas, une ambiguïté apparaît. Il n'y a pas de règle générale sur la décision à prendre.

Certains opérateurs préfèrent prendre la plus petite sortie, d'autres la plus grande et d'autres une valeur entre  $X_1$  et  $X_2$  (uniquement pour le deuxième cas)

Méthode simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie [23].

#### III.3.6.2 Méthode de la moyenne des maximums

Cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale.



**Figure (III.7) : Défuzzification par la méthode moyenne de maximum.**

Si la fonction est discrétisée, comme montré à la Figure (III.7), la valeur défuzzifiée est donnée par :

$$u = \sum_{i=1}^L \frac{r_i}{L} \tag{III.7}$$

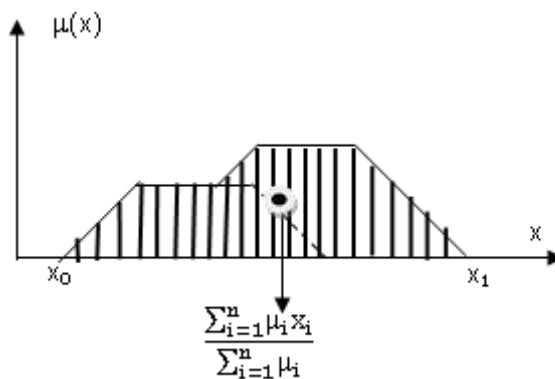
Où « L » est le nombre de valeurs quantifiées r pour lesquelles l'appartenance est maximale.

### III.3.6.3 Méthode du centre de gravité

La méthode du centre de gravité est la méthode la plus mentionnée dans la littérature. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée en utilisant la formule générale :

$$u = \frac{\int_{x_0}^{x_1} x \mu(x) dx}{\int_{x_0}^{x_1} \mu(x) dx} \tag{III.8}$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.



**Figure (III.8) : Défuzzification par le centre de gravité.**



Lorsque la fonction  $\mu(x)$  est discrétisée (figure III.8), le centre de gravité est donné par :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i x_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i} \quad (\text{III.9})$$

Où  $n$  est le nombre des niveaux de candidation,  $x_i$  la valeur de sortie pour le niveau  $i$  et  $\mu_i$  sa valeur d'appartenance.

### III.4 Loi de commande

Cette loi est en 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 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 [24]:

$$u_{k+1} = u_k + G_{\Delta u} \Delta u_{k+1} \quad (\text{III.10})$$

Où :

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

$\Delta u_{k+1}$ : variation de la commande.

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

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

Où :

$G_e$  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.

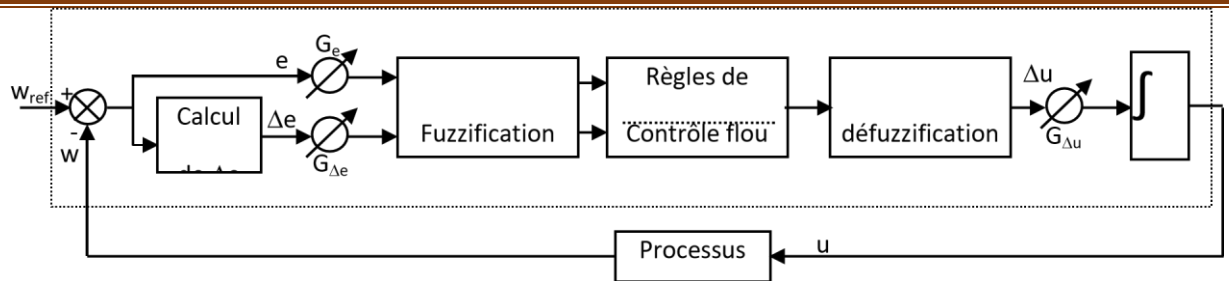
### III.5 Réglage de vitesse de la MSAP

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 valeurs floues c'est la fuzzification.

En fonction de ces variables floues et des règles de décision, le contrôleur flou calcul la valeur floue de la commande, c'est l'inférence.

Il suffit ensuite de convertir cette valeur floue en une valeur numérique c'est la défuzzification.[15]

La Figure (III.9) présente le schéma de principe d'un régulateur flou (FLC, fuzzy logic Controller) proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.



**Figure (III.9) Schéma bloc de régulation par un 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 d'intégration.

Le succès des algorithmes flous dans les systèmes industriels complexes réside dans le choix des méthodes relativement pratique, permettant avec une simplicité notable, la mise au point de tels algorithmes. Ces méthodes permettent de formuler un ensemble de décisions en termes linguistiques en 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 créer des tables de décision permettant de donner les valeurs de la sortie du contrôleur correspondant aux différentes entrées de ces systèmes.

Dans le cas du réglage par logique floue, en générale des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance sont utilisées. Bien qu'ils n'existent pas de règle précise pour la définition des fonctions d'appartenance, quelques conseils généraux sont donnés, 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.

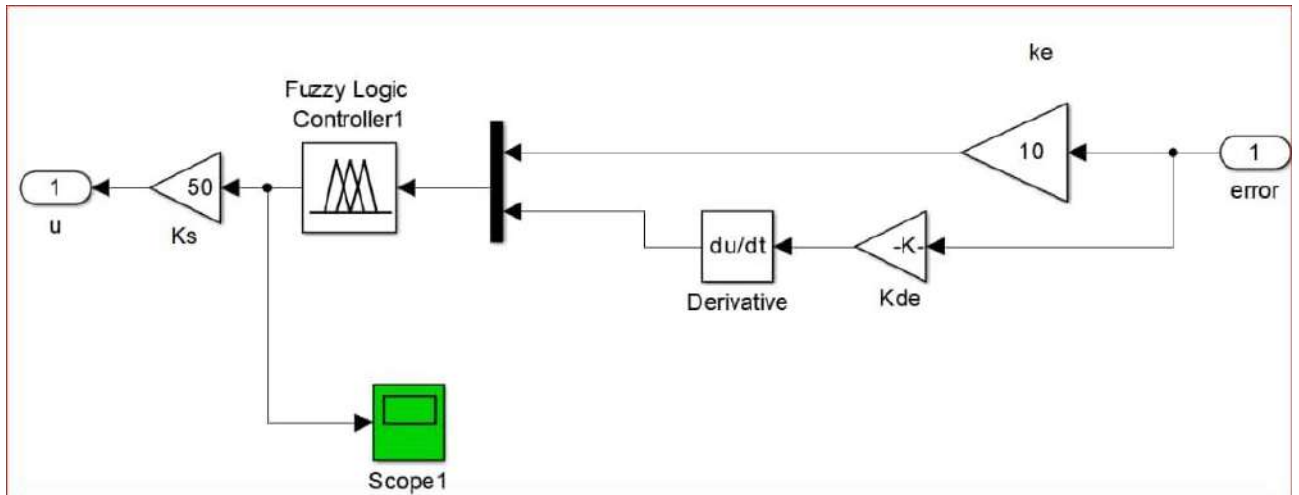
En effet, cela provoque des zones de non-intervention du régulateur (zones mortes), ce qui conduit le plus souvent à une instabilité du régulateur. De même, est d'éviter un chevauchement trop important, surtout avec  $\mu = 1$  entre deux ensembles voisins.

Pour la variable de sortie, la présence des chevauchements 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.

### III.6 Simulation

La simulation de la commande floue est réalisée sous l'environnement MATLAB/Simulink. Il est important de signaler qu'on a utilisé la structure de la commande vectorielle réalisée dans le chapitre précédent, sauf qu'on a changé le régulateur de la vitesse de type PI par un régulateur flou.

La figure suivante montre le schéma bloc du régulateur flou utilisé dans notre simulation.



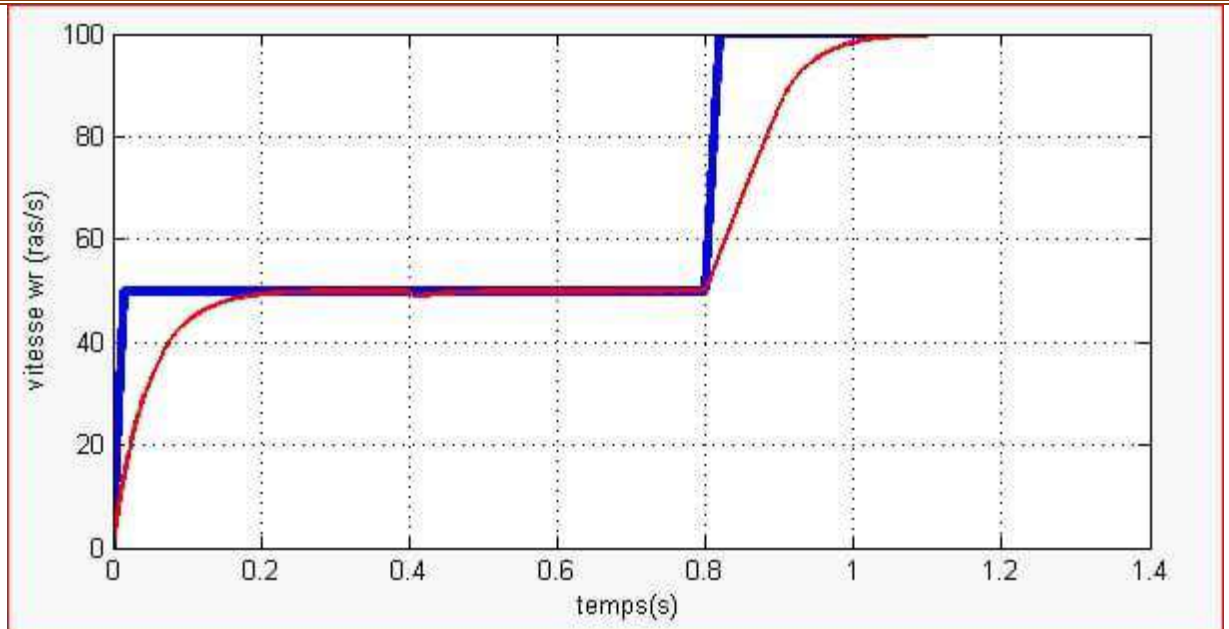
**Figure (III.10) Schéma de simulation de régulation à contrôleur flou.**

### III.6.1 Résultats de simulation

Pour tester la robustesse de la commande floue, on a procédé le test suivant :

- Pour  $0 \leq t \leq 2s$  :  $W_{\text{reff}}$  est fixée à 50 rad/s, et on applique brusquement un couple de charge qui vaut  $C_r = C_n$  à l'instant  $t=0,4s$
- Pour  $0,4 \leq t \leq 0,8s$  : Le couple de charge est maintenu à  $C_n$
- Pour  $0,8 \leq t \leq 1,4s$  : Le couple de charge est maintenu à  $C_n$  et on fait brusquement on fait brusquement varier la vitesse à 100 rad /s

Les résultats de simulation effectuée en SIMULINK sous MATLAB les essais (application d'une charge et augmentation de la vitesse) sont présentés par la figure suivante.



- Vitesse de rotation par la commande vectorielle
- Vitesse de rotation par régulateur de la logique floue

**Figure (III.11) : Simulation d'une commande floue d'un MSAPDE lors d'application d'une charge et augmentation de la vitesse de la machine**

### III.6.1.1 Etude comparative entre la commande par la logique floue et la commande vectorielle

En comparant les résultats obtenus dans les deux techniques de commande, on peut dire que :

- Dans le cas d'application d'une charge, on remarque que dans les deux techniques de commande la vitesse regagne sa référence.
- Dans le cas d'augmentation de la vitesse de référence la vitesse de la machine suit parfaitement sa consigne, aussi même en appliquant une charge.

Le temps de réponse de la commande floue est plus petit que dans la commande vectorielle, ainsi que la machine regagne sa vitesse plus vite dans la commande floue que dans la commande vectorielle. Ce qui donne une impression notable sur la robustesse de la commande floue vis-à-vis la commande vectorielle au moins aux tests réalisés à travers notre travail.

Pour mieux juger ces deux techniques de commande, la commande floue et vectorielle et même d'autres techniques, il est important de réaliser d'autres tests comme la variation des paramètres électriques, magnétique et l'inertie de la machine ainsi que l'inversion de sens de rotation de la machine en charge...etc. Ces tests ne sont pas réalisés dans notre étude, mais rien n'empêche de les mettre en évidence dans d'autres études dans le futur proche s'il est possible.

### **III.7 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technique de la commande par la logique floue, avec un bref rappel théorique sur le principe du raisonnement flou pour bien comprendre le fonctionnement du régulateur flou utilisé.

Le régulateur flou utilisé est introduit pour le réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents (MSAPDE) en fonctionnement moteur. Tous les détails concernant l'implémentation de cette technique (fonctions d'appartenance, règles flou, agrégation flou...) ont été expliqués.

Les résultats de simulation montrent que la commande de la vitesse par la logique floue est robuste à travers plusieurs types de tests effectués durant ce chapitre, tels que la variation de la vitesse de la MSAPDE et même l'application d'une charge.



# Conclusion générale

## 1. Travail accompli

Le travail présenté dans ce mémoire a consisté en une recherche et une description de deux différentes méthodes de réglage et de contrôle de la vitesse de machine synchrone à aimant permanent à double étoile (MSAPDE) qui sont : la commande vectorielle à base des régulateurs classiques PI et la commande floue à base d'un régulateur flou.

Le choix s'est porté sur la MSAPDE pour ses nombreux avantages, citons sa simplicité de construction (pas de collecteurs mécaniques, ce qui évite un entretien permanent), moins encombrante, moins de sources d'alimentation que les machines à courant continu ou asynchrones à rotor bobiné. Et aussi, elle peut fournir des puissances importantes par rapport à sa masse comparée à la machine synchrone à rotor bobiné. Grace aux qualités techniques précédentes, la MSAPDE s'est vue propulsée dans des applications telles que ; robotique, systèmes de traction, remplacement des actionneurs hydrauliques et pneumatiques, ... etc.

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, concerne la commande floue (à base d'un régulateur flou).

En premier lieu nous avons vu brièvement la théorie de base de la machine synchrone à aimants permanents à double stator. Dans la dernière partie du travail, nous avons traité la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur les équations électriques et mécaniques régissant son comportement dynamique.

Dans une deuxième étape, nous avons présenté la machine synchrone MSAPDE commandée vectoriellement. La mise en œuvre de cette commande par simulation numérique a été l'essentiel de cette étape du travail.

Dans la dernière partie du travail, nous avons pu valider la théorie de la logique floue (inférence de Mamdani) par une simulation numérique, et nous avons pu montrer que la commande floue, est une méthode souple de contrôle, performante et précise.

La commande floue est une structure qui ne fait pas intervenir les paramètres de la machine sensibles à la variation de la température et de la saturation. On peut donc conclure que la technique de commande floue utilisée dans notre travail a conduit à de bonnes performances, cette dernière offre certains avantages.

- Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.
- Une dynamique très performante " temps de réponse acceptable et erreur stationnaire

pratiquement nul ”

- La simplicité de la mise en œuvre

## **2. Perspective et suggestions**

Nos suggestions peuvent être formulées comme suit :

1/ Faire une étude pratique des deux commandes étudiées sur site réel en utilisant des carte d’acquisition numérique.

2/ Faire une étude comparative pour juger les performances de chaque commande vis-à-vis d’autre critère de performance comme la variation des paramètres magnétique, électriques et mécanique de la machine.

Enfin, nous espérons que ce travail sera d’une aide appréciable à ceux qui veulent poursuivre cette étude, en évoquant les parties absentes dans ce mémoire.

## **Paramètres de la machine**

$R_{s1}=0.12;$

résistances statorique 1

$R_{s2}=0.12;$

résistances statorique 2



$L_{s1}=0.8e-3;$  inductance de stator 1  
 $L_{s2}=0.8e-3;$  inductance de stator 2  
 $M=0.3e-9;$   
 $J=5e-3; F=0;$   
 $\text{flux}=0.022$   
 $P=4;$   
 $L=[(L_{s1}) \ 0 \ M \ 0;0 \ (L_{s1}) \ 0 \ M;M \ 0 \ (L_{s2}) \ 0;0 \ M \ 0 \ (L_{s2})]$   
 $L1=\text{inv}(L);$   
 $R=[R_{s1} \ 0 \ 0 \ 0;0 \ R_{s1} \ 0 \ 0;0 \ 0 \ R_{s2} \ 0;0 \ 0 \ 0 \ R_{s2}]$   
 $M1=[0 \ -(L_{s1}) \ 0 \ -M;(L_{s1}) \ 0 \ M \ 0;0 \ -M \ 0 \ -(L_{s2});M \ 0 \ (L_{s2}) \ 0]$   $\text{ph}=[0;\text{flux};0;\text{flux};]$

Les paramètres du régulateur

$K_p = 1.2 ;$   
 $K_i = 150 ;$   
 $K_e = 10 ;$   
 $K_{de}/ = 0.01 ;$   
 $K_s = 50 ;$

## Bibliographie

- [1] LAGGOUN Louanasse, « Contribution au machine synchrone double étoile » mémoire magister, Université De Batna, 2018/2019
- [2] SAHLI et OURARI, « Réglage et contrôle de la vitesse de la machine synchrone à aimant permanent », Université Abderrahmane Mira De Bejaia, 2014/2015

- [3] CHADOU et BENDANIA, « Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents double étoiles », mémoire master académique, Université Kasdi Merbah Ourgla 2016/2017
- [4] SENHDI et CHALABI, « Commande du moteur synchrone à aimants permanents par backstepping », mémoire de master, Université Abou Bekr Belkaid-Tlemcen, 2014/2015
- [5] ABBAD et FERHAT, « Commande la machine synchrone double étoile par la technique DTFC », mémoire master académique, Université Mohamed Bodiaf – M'sila, 2019/2020
- [6] BADRAOUI et BEREKSI, « Etude et modélisation du moteur synchrone simple et double étoile avec application de la commande backstepping à la machine synchrone », mémoire master académique, Université Abou Bekrbelkaid – Tlemcen, 2015/2016
- [7] LAKHDAR REBAH et AISSA MEKIDECHE « Commande directe du couple de machine synchrone double étoile MSDE », mémoire master, Université Mohamed Bodiaf – M'sila 2018/2019
- [8] A.R.BOUDJEMA, « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents », mémoire master, Université De Biskra , 2014
- [9] HAROUZ et OULEDALI « Etude et commande de la machine synchrone à aimant permanent MSAP », mémoire master, Université Ahmed Draia – Adrar, 2020/2021
- [10] N.BOUNSLA, « Commande par mode glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents », mémoire master, Université De Setif, 2014
- [11] M.I.HEMMAMI, «Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant », mémoire de magister, Université De Biskra, 2012
- [12] M.PAUL-ANTOINE BLISGAMBIGLIA ,« Approche de modélisation approximative pour des systèmes à événements discrets : Application à l'étude de propagation de feux de forêt », Thèse de doctorat, Université De Corse Ecole Doctorale Environnement Et Siciete, 2008
- [13] OUAHIB GUENOUNOU, « Méthodologie de conception de contrôleurs intelligents par l'approche génétique application à un bioprocédé », thèse de Doctorat, Université De Toulouse, 2009

- [14] SYLVIE GALICHET, « Contrôle flou : de l'interpolation numérique au codage de l'expertise » Université De Savoie, 2001
- [15] DJOKHRAB ALA EDDINE, « Commande par la logique floue de la machine synchrone à aimants permanents », mémoire master académique, Université Echahid Hamma Lakhdar D'el-Oued, 2020/2021
- [16] PHILIPPE WATBLED, « Les théories linguistiques, les pratiques pédagogiques et l'acquisition de la détermination nominale en anglais chez les apprenants francophones » Doctorales Université De La Reunion, 2007
- [17] MOHAMED NEMICHE, « Analyse et conception du système d'information (Merise) » 2012/2013
- [18] GUERFI YOUCEF, « Régulation des onduleurs multi niveaux par un régulateur à logique floue », mémoire magister, Université De Badji Mokhtare – ANNABA, 2008/2009
- [19] L.BAGLI, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse De Doctorat, Université Nancy-I, Janvier 1999
- [20] O.LANDOLT, P.MARCHAL et E.VITTOZ, « Processeurs floue », EISI-MICRO Swiss, Semaine d'enseignement spécifique, exposé on st-Imier, décembre 2000
- [21] K.CHAICHE, M<sup>ed</sup>.BEN HLIS , « Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone » mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Bodiaf – M'sila, Juin 2003.
- [22] P. A. ARIAS, « Improvements in direct torque control of induction motors », Thèse De Doctorat, Université De Catalunya, Espagne, 2000
- [23] COCQUEREZ et PHILIPP, « Analyse d'images : Filtrage et segmentation » , Livre publié en 1995.
- [24] LAAMAYAD TAHAR, « Commande optimale d'une machine asynchrone - apport de la logique floue » , Mémoire magister, Université De Batna, 2008

## Résumé :

La commande des machines électriques est essentielle dans leurs applications industrielles. Les machines synchrones à aimants permanents à double stator (MSAPDE) sont parmi les machines électriques les plus implémentée dans l'industrie. La commande floue est l'une des techniques importantes utilisée pour la commande de la vitesse de ce type des machines. L'objectif de ce mémoire est d'étudier par simulation numérique le comportement dynamique de la MSAPDE vis-à-vis ce type de contrôle en fonctionnement moteur.

Après avoir présenté la modélisation de la machine, nous avons abordé la commande de la machine étudiée par un contrôleur PI classique, en suite nous avons introduit la technique du contrôle flou pour l'analyse du fonctionnement de notre machine. Les résultats de simulations obtenus ont été réalisés sous l'environnement Matlab. Ces résultats ont montré une très grande efficacité de la commande floue dans la commande de la machine MSAPDE par rapport la commande vectorielle classique.

Mots clés : Commande vectorielle, logique floue, MSAPDE, régulateur PI

## Abstract:

The controlling of electrical machines is de essential in their industrial applications. Synchronous machines with permanent magnets with double stator (msapde) are among the most implemented electrical machines in the industry. The fuzzying control is one of the important techniques used to control the speed of this type of machines. The purpose of this memory is to study by numerical simulation the dynamic behavior of the MSAPDE is compared with this type of control in motor operation.

After presenting the modeling of the machine, we have discussed the control of the machine have been studied by a classic PI controller, in a rowe We have introduced the technique of blurred control for the analysis of the operation of our machine. The results have obtained in simulations were made under the MATLAB environment. These results have showed a very high efficiency of the blurred control in the control of the MSAPDE machine compared to the conventional vector control.

Key Words: vector control, fuzzy logique, MSAPDE, PI controller

## المخلص

يعد التحكم في الآلات الكهربائية أمراً ضرورياً في تطبيقاتها الصناعية، لذلك يتبين أن الآلات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم مع الجزء الثابت MSAPDE هي من بين أكثر الآلات الكهربائية تنفيذاً في الصناعة فالتحكم في المنطق الضبابي لهذا يعتبر أحد الأساليب المزودج المهمة المستخدمة في سرعة هذا النوع من الآلات.

الغرض من هذه البحث العلمي هو دراسة المحاكاة العددية للسلوك الديناميكي ل MSAPDE مقارنة بهذا النوع من التحكم في تشغيل المحرك. فيعد تقديم نمذجة الماكينة، ناقشنا التحكم في الماكينة التي تمت دراستها بواسطة وحدة تحكم PI كلاسيكية، على التوالي فقمنا بإدخال تقنية التحكم في المنطق الضبابي لتحليل آلية تشغيل الآلة. فما نتج عن دراستنا في المحاكاة تم إجراؤها في بيئة MSAPDE أظهرت هذه النتائج كفاءة عالية جداً للتحكم في المنطق الضبابي لآلة MSAPDE مقارنة بالتحكم في النواقل الكلاسيكية الكلمات المفتاحية: التحكم في المتجهات، المنطق الضبابي، MSAPDE، تحكم PI.