

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la  
recherche scientifique

700

Université du 08 mai 1945 de Guelma  
Faculté des Sciences et de Technologie



Département : Génie Électrotechnique et Automatique  
Spécialité : Commande des machines électriques  
Option : Génie électrique.

**Mémoire de Master**

Présenté par : Bentimama Manel

---

---

**Commande Par Logique Floue D'une  
Machine Asynchrone**

---

---

Sous la Direction de : Mr.S.Mendaci

Juin 2011



# sommaire

Introduction générale.....1

**CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone.**

Introduction.....3

1.1 Modèle dynamique dans les axes réels de la MAS .....4

    1.1.1 Hypothèses simplificatrices.....4

    1.1.2 Equations des tensions et des flux.....6

1.2 Modèle de Park de la machine asynchrone.....8

    1.2.1 Transformation de park.....9

    1.2.2 Application aux équations des tensions.....10

    1.2.3 Application aux équations des flux.....12

    1.2.4 Choix du référentiel.....13

1.3 Expressions du couple électromagnétique.....15

1.4 Simulation d'un démarrage direct.....16

1.5 Interprétation des courbes.....17

1.6 Conclusion

**CHAPITRE II: Commande vectorielle de la machine asynchrone.**

Introduction.....20

2.1 Théorie de la commande vectorielle de la MAS.....21

    2.1.1 Condition de contrôle du flux rotorique et du couple.....22

    2.1.2 Méthode de contrôle par orientation du flux rotorique.....25

2.2 Contrôle vectorielle d'une MAS alimentée en courant.....28

Conclusion.....29

**CHAPITRE III: commande par logique floue de la MAS.**

Introduction.....30

3.1 Le concept de la logique floue.....30

3.2 Les sous ensembles flous.....	32
3.3 Formes des sous ensembles flous.....	33
3.4 Opérateurs de la logique floue.....	34
3.4.1 L'opérateur ET.....	34
3.4.2 L'opérateur OU.....	34
3.4.3 L'opérateur NON.....	34
3.5 La commande floue.....	35
3.5.1 Structure d'une commande floue.....	35
3.5.2 La fuzzification.....	36
3.5.3 L'inférence floue.....	36
3.5.4 La défuzzification.....	39
3.6 Structure du régulateur flou pour la commande de la MAS.....	40
3.6.1 Définition des régulateurs de la machine asynchrone.....	40
3.6.2 Procédure de la régulateur flou de la machine asynchrone.....	41
a. La fuzzification.....	41
b. L'inférence floue.....	42
c. La défuzzification.....	43
3.7 Les résultats de simulation.....	45
Conclusion.....	45
Conclusion générale.....	48
Annexe A.....	49
Bibliographie.....	50



# Introduction générale



## ***Introduction générale :***

La qualité de la MAS, son faible coût, ses performances et sa facilité d'entretien, justifie son intérêt particulier dans l'industrie moderne, elle est la plus utilisée comme moteur et tend à remplacer le moteur à courant continu dans plusieurs applications. Le modèle de Park et l'orientation du flux qui rendent le modèle compliqué de la machine similaire au modèle de la machine à courant continu, un modèle simple présentant un découplage entre le couple électromagnétique et le flux, ce qui rend sa commande plus facile et plus performante, surtout avec le développement de l'électronique de puissance et les systèmes de commande qui peuvent fournir un signal d'entrée à fréquence et amplitude variable.

Les travaux de recherche proposent beaucoup des méthodes pour commander la machine, citant à titre d'exemple la commande scalaire qui donne un couple maximal dans une large plage de variation de la vitesse, mais, ce couple est faible en basses vitesses, avec un temps de réponse gênant. La commande vectorielle est la plus utilisée jusqu'aujourd'hui, elle fournit une dynamique plus rapide et des performances plus importantes, elle assure un couple même en basses vitesses de la machine.

Un nombre croissant de projet de recherche dans le monde entier essayait d'exploiter le maximum la commande vectorielle avec le minimum de coût et faire face à quelque insuffisances sur cette commande, comme : la présence des capteurs, la variation des paramètres ...etc.

Dans ce mémoire de projet de fin d'études, nous utilisons le contrôle vectoriel, qui est le plus utilisé jusqu'à ces jours, nous introduisons des régulateurs pour assurer un temps de réponse minimal de la machine. Une première approche repose sur l'utilisation des régulateurs classiques du type PI. Une deuxième repose sur une théorie complètement différente et récemment utilisée en électrotechnique par rapport à la première qui est la logique floue. Cette technique prouve ses performances, mais, on ne peut pas dire qu'elle est meilleure, vu les performances que présentent les régulateurs PI améliorés. Chaque type de régulateurs présente ses propres avantages et inconvénients et le choix se fait selon les performances désirées.

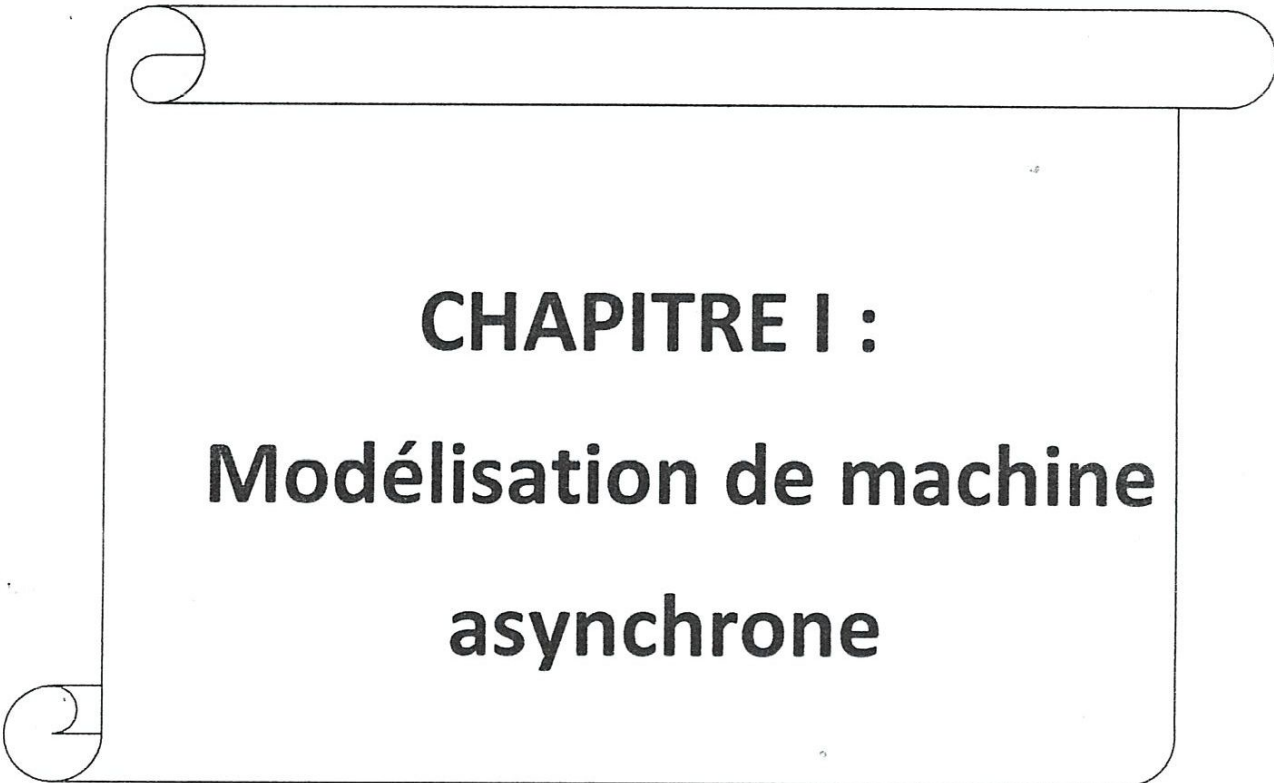
Ce mémoire est divisé en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à l'étude du modèle de la machine asynchrone, nous développons la transformation de Park pour rendre ce dernier plus simple. Puis, nous présentons les résultats de simulation pour un démarrage direct.

Nous étudions au deuxième chapitre, la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandé en courant.

Le dernier chapitre concerne la logique floue, nous introduisons ce type de commande et son application sur la machine asynchrone, avant de faire de comparaisons entre ce dernier et deux correcteurs classiques (PI et IP).

Nous terminerons notre travail par une conclusion générale et les perspectives envisagées.



**CHAPITRE I :**  
**Modélisation de machine**  
**asynchrone**

## Introduction :

Pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone, ou encore, pour étudier sa commande en régime transitoire ou en régime permanent, il faut choisir un modèle aussi simple que possible qui représente réellement la machine et traduit fidèlement son fonctionnement.

La machine asynchrone est représentée par un système de six équations électriques en plus d'une équation mécanique. Travailler avec ces sept équations n'est pas facile même avec l'utile numérique, l'utilisation d'une transformation est alors indispensable.

La transformation de Park aboutit à un modèle biphase équivalent plus simple à utiliser et permet de déboucher sur une commande suivant un schéma de contrôle vectoriel, [1], [2], [3], [4].

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la Machine Asynchrone et sa transformation, selon PARK, dans le système diphasé. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation du démarrage de la Machine Asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé.



## 1.1 Modèle dynamique dans les axes réels de la MAS

Un modèle dynamique de la MAS, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer la commande vectorielle. Dû au fait que chaque bonne commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel ; de plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire, et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants.

Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes (Transformation de Park) des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine.

### 1.1.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, le courant de Foucault...etc. Ces phénomènes ont des formules mathématiques très difficiles quoique leurs influences sur la machine soient négligeables.

Généralement, on suppose certaines hypothèses simplificatrices pour faire la modélisation en vue de la commande de la machine asynchrone, [1], [2], [3], [4] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.

- Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- o L'additive des flux.
- o La constance des inductances propres.
- o La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

Ainsi, nous pouvons schématiser la MAS comme la montre la figure (1.1). Elle est constituée de six enroulements :

Le stator est formé de trois enroulements fixes décalés dans l'espace de  $120^\circ$  et traversés par trois courants variables.

Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de  $120^\circ$ .

Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

Nous posons  $\theta$  l'angle électrique entre la phase A statorique et la phase a rotorique.

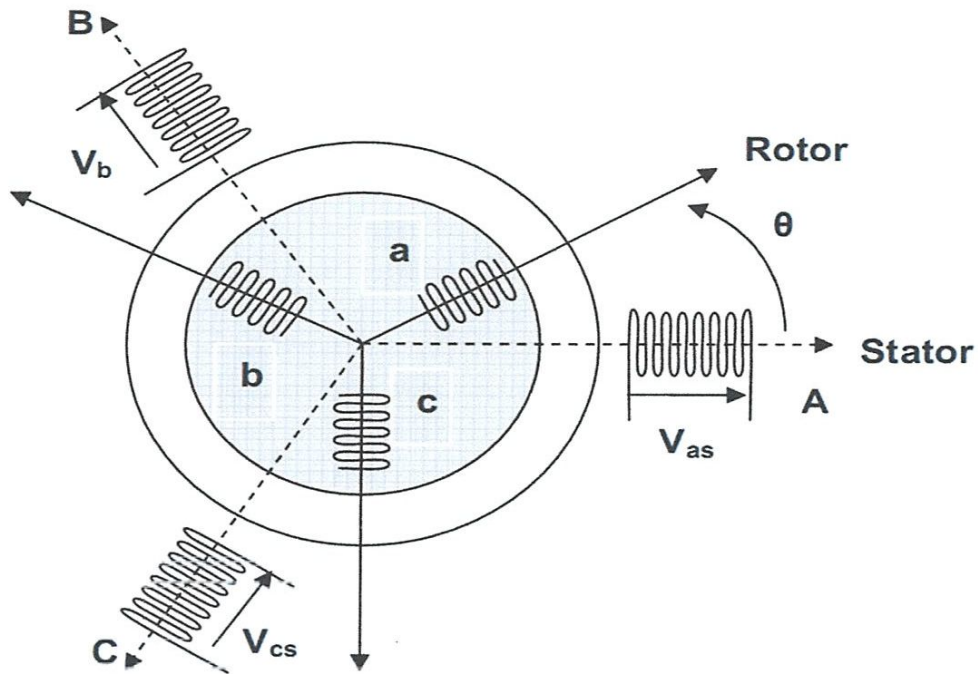


Figure 1.1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.

### 1.1.2 Equations des tensions et des flux :

Les équations des tensions statoriques, écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle, par :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (1-1)$$

Les équations des tensions rotoriques, écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées par :

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (1-2)$$

où :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix};$$

$$[\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}; \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix};$$

Les flux statoriques et rotoriques instantanés par phase, sont donnés par :

$$[\Phi_s] = [l_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (1-3)$$

$$[\Phi_r] = [l_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \quad (1-4)$$

Où :

$$[l_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [l_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

et :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

En mettant (1.3) et (1.4) dans, respectivement, (1.1) et (1.2), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] \cdot [I_r] \} \quad (1-5)$$

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}] \cdot [I_s] \} \quad (1-6)$$

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables en fonction de la vitesse du rotor ((1.5) et (1.6)).



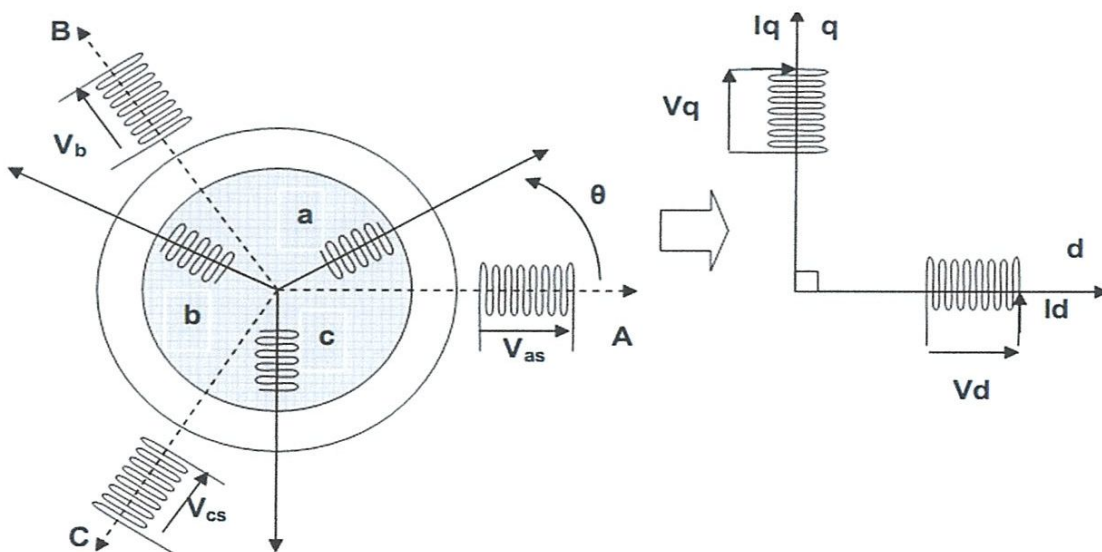
L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocity des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de R.H.Park.

## 1.2 Modèle de Park de la Machine Asynchrone :

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle revient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la figure (1.2) ,[1] , [2], [3] ,[4] :



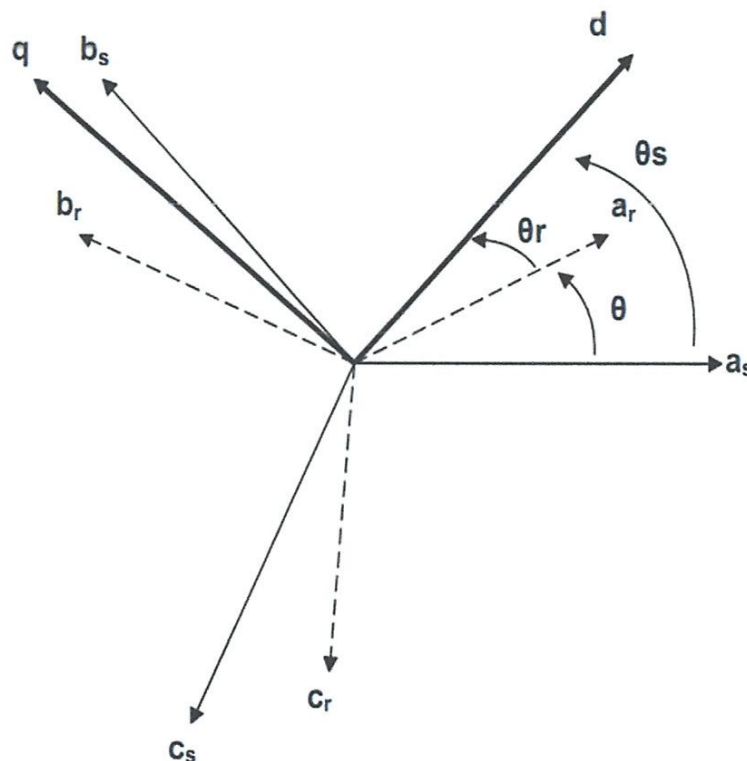
**Figure 1.2** Modèle de Park de la MAS.



### 1.2.1 Transformation de Park :

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère **abc** vers le repère mobile **dq**. Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle, les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider. En effet, si l'on note par  $\theta_s$  (resp. par  $\theta_r$ ) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques) (figure 1.3), ceci se fait en liant les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation :

$$\theta + \theta_r = \theta_s \quad (1-7)$$



**Figure 1.3 Représentation des axes de la machine.**

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit:

- *Transformation de Park (abc→dq)*

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} &= c \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - 2\pi/3) & \cos(\theta_s + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & -\sin(\theta_s + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \\ &= [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1-8)$$

- *Transformation inverse de Park (dq→abc)*

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} &= c' \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_s - 2\pi/3) & -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_s + 2\pi/3) & -\sin(\theta_s + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \\ &= [P^1(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1-9)$$

Où c et c' sont une constantes qui peuvent prendre, respectivement, soit les valeurs  $\frac{2}{3}$  et 1 pour la non conservation de puissance, soit la valeur  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  pour une conservation de puissance. Dans notre cas, nous prendrons:

$$c = c' = \sqrt{\frac{2}{3}}. \quad (1-10)$$

Ces équations précédentes peuvent être appliquées aussi pour n'importe quelles autres grandeurs telles que les courants et les flux.

### 1.2.2 Application aux équations des tensions :

Appliquons la transformation de Park ((1.8) et (1.9)) à l'expression (1.1) :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\Phi_{sdq}] \} \quad (1-11)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par  $[P(\theta_s)]$  et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (1-12)$$

Or :

$$\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & -\cos(\theta_s - 2\pi/3) & 0 \\ -\sin(\theta_s + 2\pi/3) & -\cos(\theta_s + 2\pi/3) & 0 \end{bmatrix} \quad (1-13)$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1-14)$$

Et l'expression (1.12) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (1-15)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1-16)$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1-17)$$

### 1.2.3 Application aux équations des flux :

Appliquons la transformation de Park ((1.8) et (1.9)) à l'expression (1.3) :

$$[P^{-1}(\theta_s)][\Phi_{sdq}] = [L_{ss}][P^{-1}(\theta_s)][I_{sdq}] + [M_{sr}][P^{-1}(\theta_r)][I_{rdq}] \quad (1-18)$$

Soit:

$$[\Phi_{sdq}] = [P(\theta_s)][L_{ss}][P^{-1}(\theta_s)][I_{sdq}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][P^{-1}(\theta_r)][I_{rdq}] \quad (1-19)$$

Un calcul simple nous donne :

$$[P(\theta_s)][L_{ss}][P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (1-20)$$

Et :

$$[P(\theta_s)][M_{sr}][P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1-21)$$

Or, d'après l'égalité (1.7), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_s)][M_{sr}][P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1-22)$$

En introduisant les inductances cycliques :

$$L_s = l_s - M_s \quad (1-23)$$

$$L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$$

L'expression (1.19) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1-24)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique:

$$L_r = l_r - M_r \quad (1-25)$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (1-26)$$

### 1.2.4 Choix du référentiel :

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan dq, d'après (1.16), (1.17), (1.24) et (1.26), sont les suivantes :

**Equations des tensions :**

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{ds} \\ 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (1-27)$$

**Equations des flux :**

$$\begin{aligned} \Phi_{ds} &= L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} &= L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{dr} &= L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} &= L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{aligned} \quad (1-28)$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour dq. En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

- **Référentiel lié au stator :**

Caractérisé par  $\theta_s=0$ , et par conséquence  $\theta_r= -\theta$  Le système d'équations (1.27) devient alors :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \quad (1-29)$$



$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt}$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \Phi_{qr}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega \Phi_{dr}$$

Où :  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$  est la pulsation mécanique.

• **Référentiel lié au rotor :**

Caractérisé par  $\theta_r=0$ , et par conséquence  $\theta_s = \theta$  Le système d'équations (1.27) devient alors :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \Phi_{qs} \quad (1-30)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \Phi_{ds}$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt}$$

• **Référentiel lié au synchronisme :**

Dans ce cas, la vitesse repère dq est la vitesse du synchronisme  $\omega_s$  (vitesse du champ tournant), donc  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ , et  $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$ .

Le système d'équations (1.27) devient alors :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \quad (1-31)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{ds}$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr}$$

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent [4]. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

### 1.3 Expressions du couple électromagnétique :

La détermination du couple instantané dans une machine peut être effectuée de deux manières :

- o Par un bilan de puissance instantanée.
- o Par la méthode dite "des travaux virtuels".

Nous allons utiliser la première méthode. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes d, q est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{ds}I_{ds} + V_{qs}I_{qs} + V_{dr}I_{dr} + V_{qr}I_{qr} \quad (1-32)$$

En développant cette dernière expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes Joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique :

$$P_e = P_j + P_{em} + P_{mec} \quad (1-33)$$

Où :

$$P_j = R_s(I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r(I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (1-34)$$

$$P_{em} = I_{ds} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \quad (1-35)$$

$$P_{mec} = \omega(I_{dr}\Phi_{qr} - I_{qr}\Phi_{dr}) \quad (1-36)$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = P \frac{P_{mec}}{\omega} \quad (1-37)$$

En tenant compte des expressions (1.28), (1.36) et (1.37), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$C_e = P(\Phi_{qr}I_{qr} - \Phi_{dr}I_{dr}) \quad (1-38)$$

$$C_e = P(\Phi_{ds}I_{qs} - \Phi_{qs}I_{ds})$$

$$C_e = PL_m(I_{dr}I_{qs} - I_{ds}I_{qr})$$

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr}I_{qs} - \Phi_{dr}I_{ds})$$

#### 1.4 Simulation d'un démarrage direct :

La première application, désormais classique, du modèle proposé de la machine asynchrone est sa mise en œuvre dans la simulation numérique du démarrage direct sur un réseau triphasé équilibré de fréquence fixe, pour cela on utilise le modèle de la MAS sous forme vectorielle, obtenu par l'écriture complexe du modèle biphasé (**d** axe des réels et **q** axe des imaginaires), ce modèle compact est plus simple à programmer sous MATLAB:

- Les équations électriques vectorielles pour un référentiel lié au stator :

$$\begin{cases} U_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ 0 = R_r I_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - j\omega \Phi_r \end{cases} \quad (1-39)$$

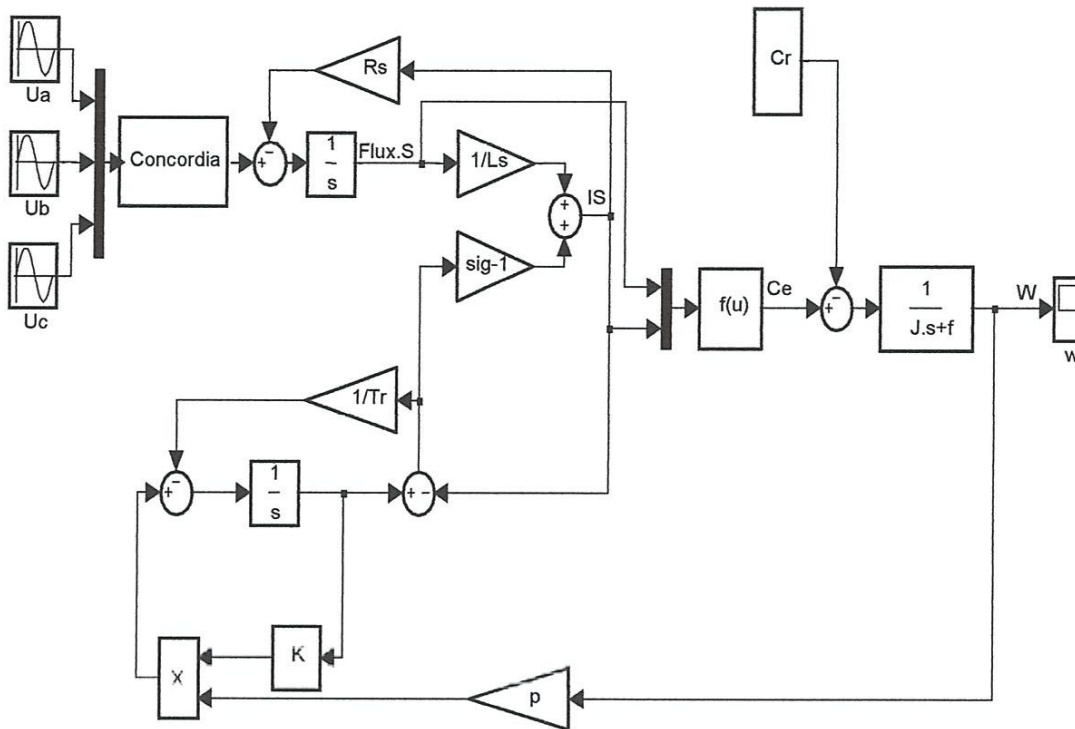
- L'équation du couple électromagnétique :

$$C_e = PL_m(I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qr}) \quad (1-40)$$

- L'équation fondamentale de la mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \quad (1-41)$$

Le schéma de simulation en vectoriel utilisé en MATLAB/SIMULINK est donné par la **figure 1.4**. Notons que les paramètres utilisés en simulation sont donnés en annexe **A**.



**Fig. 1.4 Schéma de simulation en vectoriel**

### 1.5 Interprétation des courbes:

Les courbes de la **figure (1.5)** représentent les résultats de simulation de la MAS pour un démarrage à vide et en charge (20 Nm).

La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme. Au démarrage à vide et en charge, le couple est fortement oscillatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de 3.5 et 5.5 fois le couple nominale respectivement. Ceci est dû aux bruits engendrés par la partie mécanique, et après disparition du régime transitoire, il tend vers la valeur correspondante.

L'appel au courant est fort au démarrage, il est égal à environ sept fois le courant nominal à vide et plus en charge. Au régime permanent, il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur.

Quant au courant rotorique, il est fort au démarrage puis il s'annule au régime permanent à vide, et en charge il atteint une certaine valeur correspondante à cette dernière.



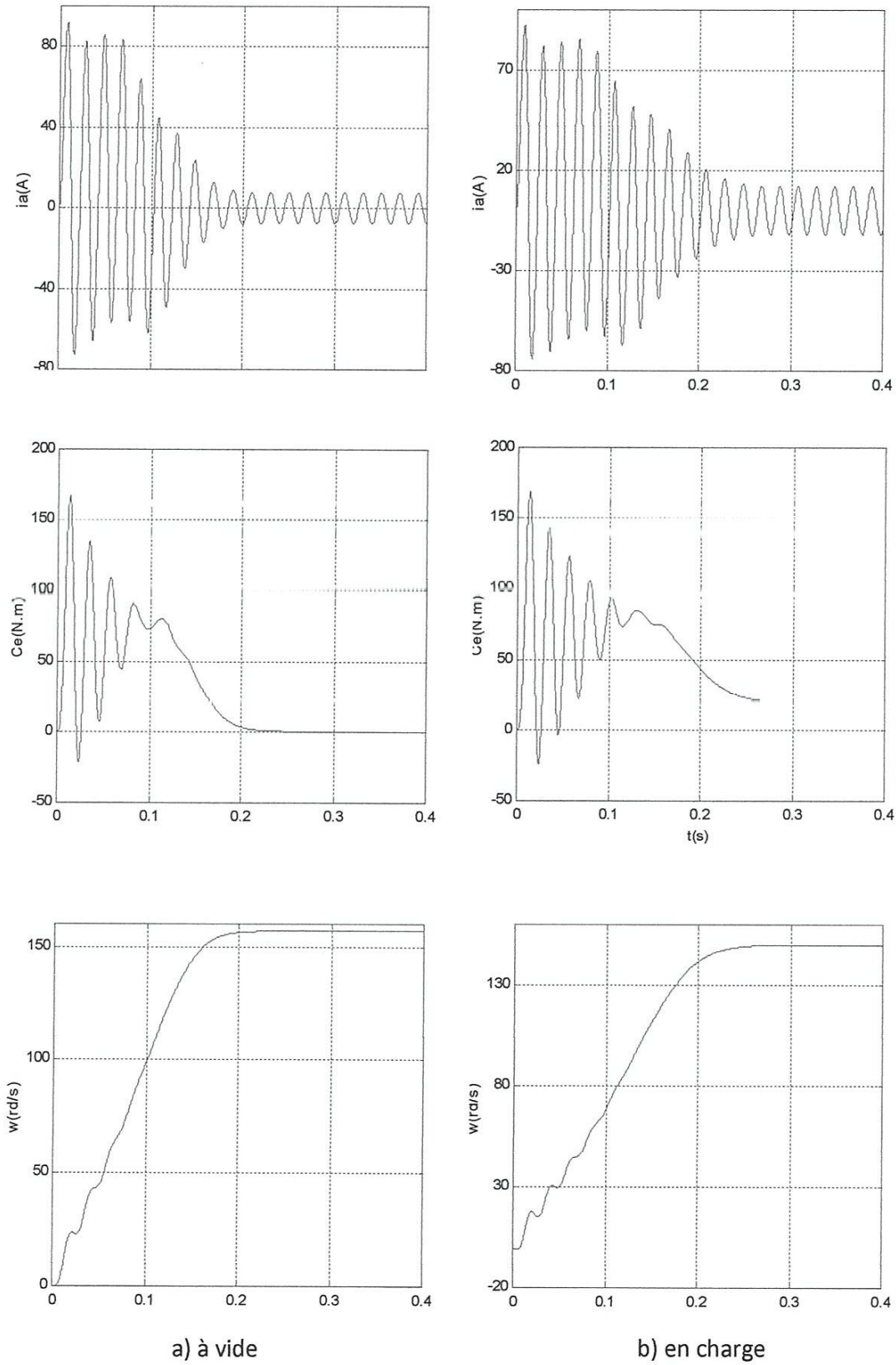


Figure 1.5 démarrage de la MAS

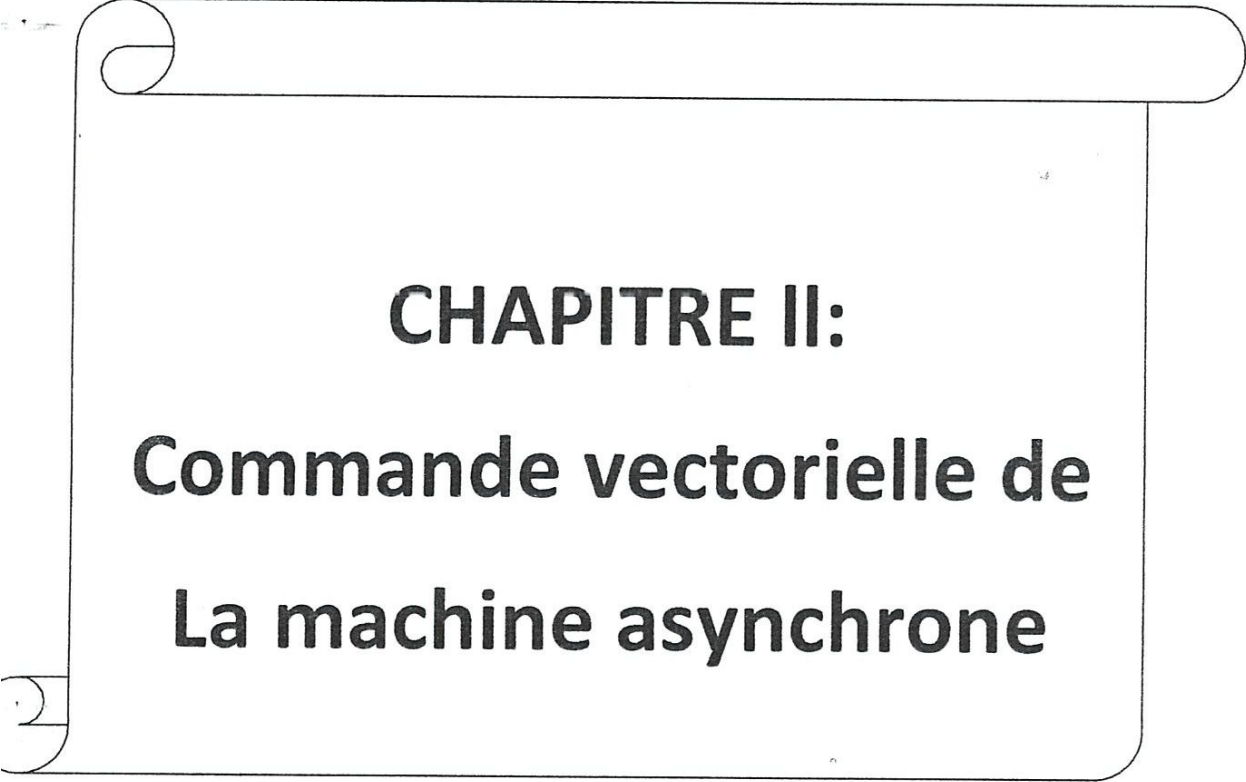


## 1.6 Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté la modélisation et la simulation du moteur asynchrone à cage d'écureuil.

Son modèle est fortement non linéaire à cause de la variation des inductances mutuelles entre le stator et le rotor en fonction de la vitesse de ce dernier. L'utilisation de la transformation de PARK nous a permis de simplifier le modèle.

Le processus du démarrage du moteur a été modélisé et simulé à vide et en charge. Les résultats obtenus montrent la validité du modèle développé.



**CHAPITRE II:**  
**Commande vectorielle de**  
**La machine asynchrone**

## Introduction :

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment. Grâce à cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant, la présence du collecteur mécanique limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse, milieu, etc.), [1], [2], [4].

Face à ces limitations, la simplicité de construction, la robustesse et le faible coût de la machine asynchrone sont devenus très attrayants pour l'industrie. Toutefois, de nombreuses difficultés de sa commande existent à cause de ses principes de fonctionnement. Comme pour les moteurs à courant continu, on cherche aussi à obtenir une commande de la machine asynchrone découplée pour régler le flux et le couple qu'elle développe indépendamment l'un de l'autre.

Pour y parvenir, la méthode dite du flux orienté permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe pour le flux et un autre pour le couple.

Dans ce chapitre on va essayer de présenter le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandé en courant. Des résultats de simulation sous MATLAB seront présentés aussi pour valider notre étude.

## 2.1 Théorie de la commande vectorielle de la MAS :

Il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courant continu. La machine à courant continu à excitation indépendante offre comme principal avantage d'être facilement commandable, le couple et le flux sont découplés et contrôlables indépendamment. Le flux est contrôlé par l'inducteur et le couple est contrôlé par le courant de l'induit.

Le contrôle de la MAS, requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Le contrôle le plus primaire est ce lui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu que le couple pouvant s'écrire directement en fonction des courants :

$$C_e = PL_m(I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qr}). \quad (2.1)$$

Ce pendant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage du flux et celui du couple rend sa commande simple. On se retrouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple.

En 1971, BLASCHKE a proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du flux qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu. Cette commande, appelée par la suite commande vectorielle, vient de régler ce problème de découplage du flux et du couple à l'intérieure de la MAS, [1] [2], [3], [4].

De nombreuses variantes basées sur ce principe d'orientation ont été présentées dans la littérature. Généralement ces techniques se diffèrent :

- Selon la source d'énergie : commande en tension ou en courant.
- Selon l'orientation du repère (d,q): suivant le flux statorique ou rotorique ou d'entrefer.
- Selon le contrôle du flux : direct par mesure (observation) ou indirect

Dans notre étude, on s'intéresse à la commande par orientation du flux rotorique, utilisée largement dans l'industrie, de la MAS alimentée par un onduleur de tension commandé en courant.

### 2.1.1 Condition de contrôle du flux rotorique et du couple

A partir des expressions des flux (1-24) et (1-26), on peut en déduire les relations vectorielles suivantes, [3]:

$$i_r = \frac{1}{L_r} (\phi_r - L_m \cdot i_s) \quad (2.1)$$

$$\phi_s = \frac{L_m}{L_r} \phi_r + \sigma L_s \cdot i_s \quad (2.2)$$

En remplaçant ces expressions dans les équations de tension de la machine dans un repère lié au champ tournant (T), on obtient le système suivant:



$$u_s = R_s i_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} + j\omega_s \sigma L_s + j\omega_s \frac{L_m}{L_s} \phi_r + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} \quad (2.3)$$

$$0 = -L_m i_s + (1 + j\omega_r T_r) \phi_r + T_r \frac{d\phi_r}{dt} \quad (2.4)$$

avec:  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : constante de temps rotorique.

En régime permanent, lorsque l'amplitude du flux rotorique atteint une valeur fixe, on déduit son expression de l'équation rotorique (2.4), soit:

$$\phi_r = \frac{L_m}{(1 + j\omega_r T_r)} i_s \quad (2.5)$$

L'angle entre  $i_s$  et  $\phi_r$  est calculé par:

$$\zeta = \arctg(\omega_r T_r) \quad (2.6)$$

avec :

$$\begin{cases} \cos \zeta = \frac{1}{\sqrt{(1 + \omega_r^2 T_r^2)}} \\ \sin \zeta = \frac{\omega_r T_r}{\sqrt{(1 + \omega_r^2 T_r^2)}} \end{cases}$$

Si le contrôle du flux est correct, alors  $\phi_r$  reste égale à  $\phi_{r0}$  lorsque le courant statorique  $i_s$  varie à partir de  $i_{s0}$  (quand la charge varie), comme le montre la figure 2.1.

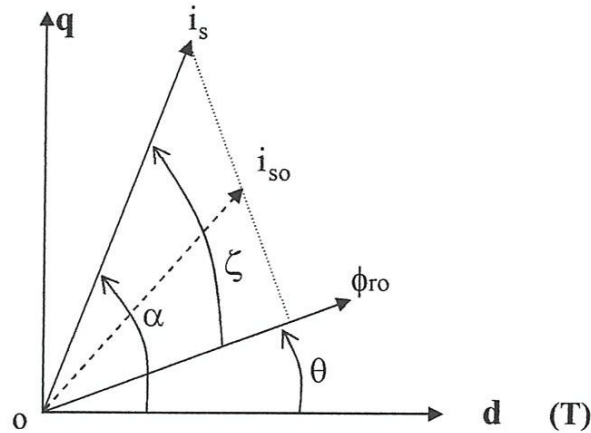


Fig 2.1 Représentation vectorielle des vecteurs  $i_s, i_{so}$  et  $\phi_{ro}$  dans un référentiel lié au champ tournant ( $T$ ).

Par conséquent, le contrôle du flux rotorique impose au courant statorique  $i_s$  de respecter la relation suivante:

$$\phi_r = \frac{L_m}{(1 + j\omega_r T_r)} i_s = |\phi_{ro}| e^{j\theta} \tag{2.7}$$

donc on peut en déduire:

$$|i_s| = \frac{|\phi_{ro}|}{L_m} \sqrt{(1 + \omega_r^2 T_r^2)} = \frac{|\phi_{ro}|}{L_m} \frac{1}{\cos \zeta}$$

On aura finalement:

$$|i_s| \cos \zeta = \frac{|\phi_{ro}|}{L_m} \tag{2.8}$$

Le contrôle du flux rotorique revient donc à maintenir le terme  $i_s \cos \zeta$  constant.

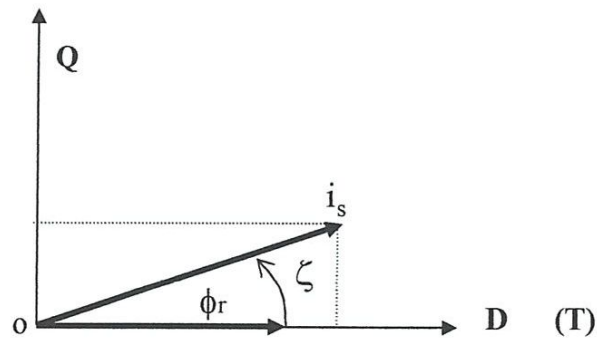
L'expression du couple électromagnétique peut s'écrire en fonction de  $\phi_r$  et  $i_s$  par:

$$\begin{aligned}
 C_e &= p \frac{L_m}{L_r} (\phi_r \times i_s) \\
 &= p \frac{L_m}{L_r} |\phi_r| |i_s| \sin \zeta
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

Si le flux rotorique est maintenu fixe dans le référentiel (T), le couple électromagnétique peut être contrôlé par  $i_s \sin \zeta$ .

### 2.1.2 Méthode de contrôle par orientation du flux rotorique :

Pour commander convenablement les termes  $i_s \cos \zeta$  et  $i_s \sin \zeta$  et par conséquent le flux  $\phi_r$  et le couple électromagnétique  $C_e$ , la meilleure solution est de choisir un repère tournant tel que l'axe D soit confondu avec la direction de  $\phi_r$ , [3], comme le montre la figure 3.2.



*Fig 2.2 Représentation des vecteurs  $i_s$  et  $\phi_r$  dans un repère orienté selon le flux rotorique  $\phi_r$ .*

On note alors:

$$\begin{array}{lll}
 i_s \cos \zeta = i_{sd} & \text{et} & \phi_{rd} = \phi_r \\
 i_s \sin \zeta = i_{sq} & \text{et} & \phi_{rq} = 0
 \end{array}$$

Dans ces conditions l'expression du couple électromagnétique (2.9) devient :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (2.10)$$

Aussi l'équation rotorique, (2.4), donne suivant les axes **d,q** le système suivant :

$$0 = -L_m i_s + \phi_r + T_r \frac{d\phi_r}{dt}$$

$$0 = -L_m i_s + \omega_r T_r \phi_r$$

De la première équation, axe **d**, on trouve une relation linéaire entre le flux rotorique et le courant statorique  $I_{ds}$ :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{sd} \quad (2.11)$$

La deuxième équation, axe **q**, donne l'équation de la vitesse du flux rotorique, donc du repère de PARK, par rapport au rotor :

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_r} \quad (2.12)$$

Nous pouvons remarquer d'après les relations (2.10) et (2.11) que seule la composante directe  $I_{ds}$  détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature  $I_{qs}$  si le flux rotorique est maintenu constant.

Ainsi, nous avons réalisé la décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple, et par

conséquence, nous avons obtenu une structure semblable à celle d'une machine à courant continu.

- En posant  $i_\phi = \frac{\phi_r}{L_m}$ , **image du flux ou courant magnétisant**, les équations précédentes deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_\phi = \frac{1}{(1 + T_r \frac{d}{dt})} i_{sd} \end{array} \right. \quad (2.13)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} w_r = \frac{1}{T_r i_\phi} i_{sq} \end{array} \right. \quad (2.14)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = p L_s (1 - \sigma) i_\phi i_{sq} \end{array} \right. \quad (2.15)$$

Il n'y a pas alors aucun couplage des actions de  $i_{sd}$  et de  $i_{sq}$  et on retrouve la configuration des machines à courant continu. Ceci constitue la base de la commande à flux rotorique orienté. Aussi les équations (2.13) et (2.14) constituent des estimateurs simples du courant magnétisant et de la vitesse du référentiel (d,q) dans le repère rotorique.

Par contre, malgré l'orientation du flux les équations de tensions statorique restent couplées, comme le montre les expressions des tensions dans le repère (d,q) obtenues à partir de l'équation vectorielle (2.3).

$$u_{sd} = R_s (1 + (T_s + T_r) \frac{d}{dt} + \sigma T_s T_r \frac{d^2}{dt^2}) i_\phi - \sigma L_s w_s i_{sq} \quad (2.16)$$

$$u_{sq} = R_s (1 + \sigma T_s \frac{d}{dt}) i_{sq} + L_s w_s \left( \frac{1 + \sigma T_r (d/dt)}{1 + T_r (d/dt)} \right) i_{sd} \quad (2.17)$$



Ce couplage entre les axes  $d$  et  $q$  est éliminé généralement par une méthode de compensation par anticipation des termes de couplage, pour le cas des machines alimentée par des onduleurs de tension, ou par une imposition des courants dans la machine par des alimentations en courant, [3], [4].

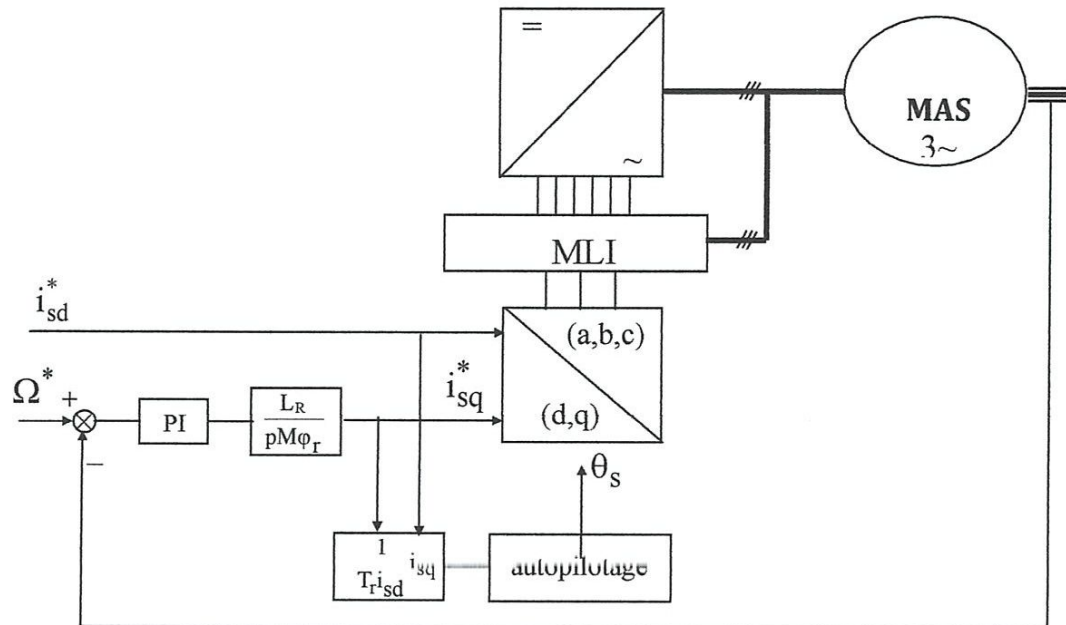
Pour notre étude, nous avons choisi la deuxième méthode qui très simple par rapport à l'autre, en plus elle est très utilisée dans l'industrie.

## 2.2 Contrôle vectoriel d'une MAS alimentée en courant

Dans cette méthode, on considère le cas le plus simple où le flux rotorique n'est ni contrôlé ni mesuré. Sa position est calculée indirectement, par l'équation d'autopilotage, en fonction des grandeurs de références (2.14). Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur du flux, [3].

Pour éviter le couplage non linéaire existant dans les équations statoriques (2.16) et (2.17), on impose les courants de référence dans la machine par l'utilisation d'un onduleur de tension contrôlé en courant par des correcteurs à hystérésis. De plus, ce contrôleur permet de commander efficacement le flux rotorique et le couple par l'imposition des courants dans la machine.

Le schéma de commande basé sur cette technique est donné par la figure suivante :

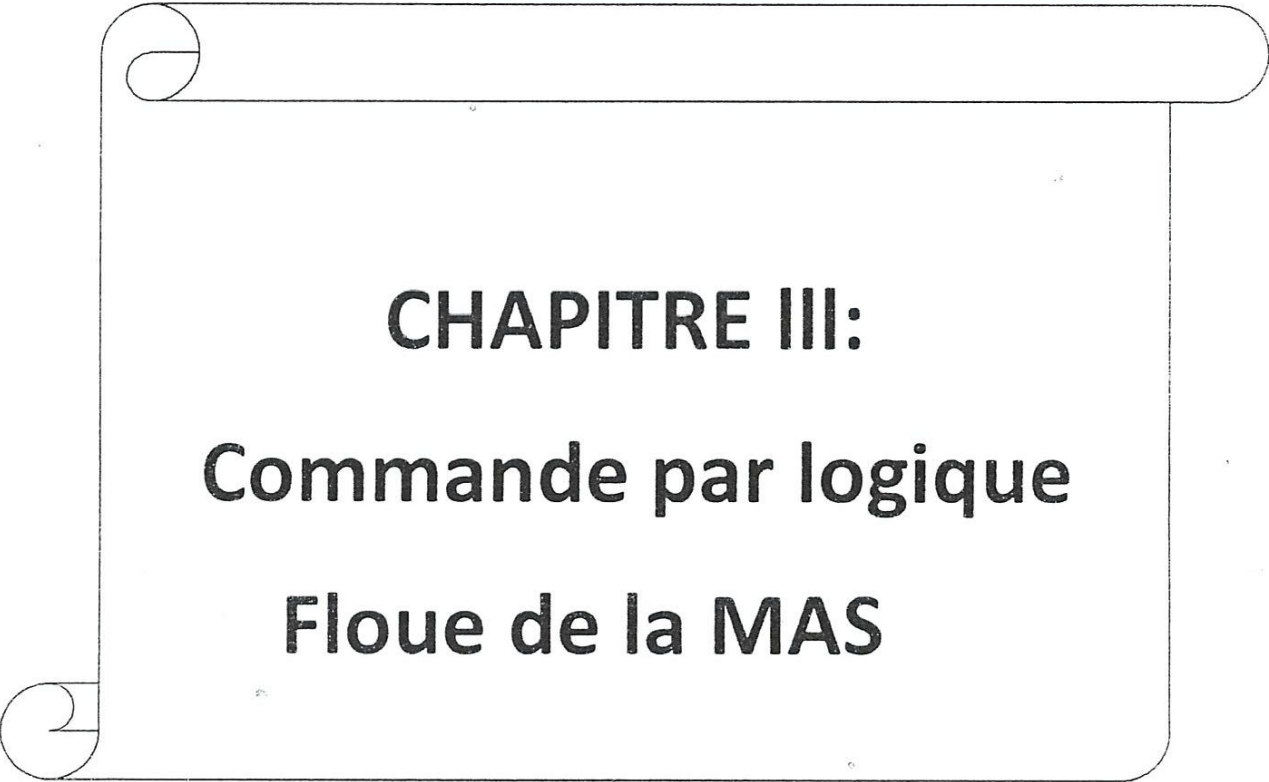


**Fig 2.3 Schéma block de la commande vectorielle par flux rotorique orienté  
D'une MAS alimentée en courant**

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les aspects de la commande vectorielle à flux rotorique orienté ainsi que son application à la machine asynchrone. La technique de commande proposée est basée sur une alimentation en courant. En effet, cette méthode est la plus simple des techniques vectorielles puisque elle n'utilise ni bloc de découplage par anticipation ni estimateur ou observateur du flux rotorique.

Dans le but d'étudier efficacement les performances de cette commande par orientation du flux rotorique, on présentera les résultats de simulation dans le chapitre suivant pour trois types de correcteurs: un PI simple, un IP et un correcteur flou.



**CHAPITRE III:**  
**Commande par logique**  
**Floue de la MAS**

## Introduction :

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous avec un formalisme mathématique fortement développé, ses premières approches ont apparu avant les années 40 par des chercheurs américains, mais, le concept de sous ensembles flous a été proposé la première fois par Lotfi ZADEH, professeur à l'université de Berkeley en Californie. Il a contribué à la modélisation des phénomènes sous forme floue. La première fois où on a appliqué la commande floue dans la régulation d'un processus industriel était en 1974 par M. Mamdani sur une chaudière. Après ce travail, elle a connu un réel succès dans la modélisation des systèmes non linéaires et complexes ainsi que dans la commande des processus [6], [7], [8].

Les avantages de la logique floue sont nombreux ; elle permet de commander des systèmes non linéaires et qui ont des modèles compliqués. En fait, le calcul des paramètres du système n'est pas nécessaire pour réaliser cette commande. D'un autre la commande floue est une technique à coût bas et facile à implémenter.

Le but de ce chapitre est de représenter en premier lieu un bref rappel sur les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone triphasée. En suite une comparaison par simulation entre les performances de trois correcteurs : un PI simple, un IP et un correcteur flou sera présentée à la fin du chapitre.

### 3.1 Le concept de la logique floue :

Contrairement aux sous ensembles booléens dont la fonction caractéristique prend seulement une des deux valeurs 0 ou 1, la logique floue permet un rapport admettant de considérer des classes d'objets dont les limites ne sont pas clairement déterminées par une fonction caractéristique pouvant prendre des valeurs comprises entre 0 et 1. Ces ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation

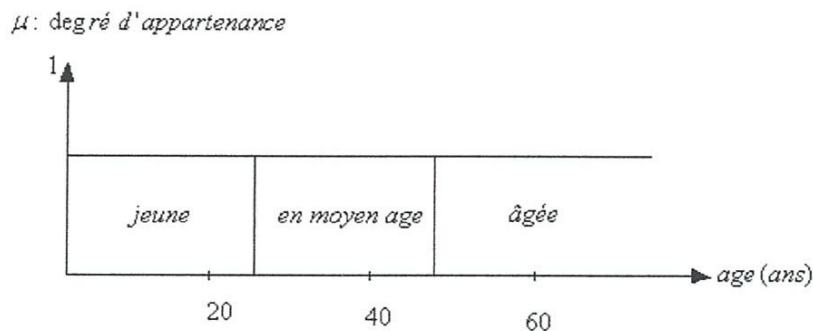


mathématique de labels linguistiques largement utilisés dans l'expression de connaissances expertes, qualitatives et manipulées dans le raisonnement approché qui sera fait à partir de cette connaissance. Ils apparaissent donc comme un moyen de réaliser l'interface entre l'information numérique (quantitative) et l'information symbolique (linguistique, qualitative) [6], [7].

En logique booléenne, le degré d'appartenance  $\mu$  ne peut prendre qu'une de deux valeurs différentes (0 et 1), (*figure 3.1*), ainsi, une personne est dite jeune, en moyenne âge ou âgée, donc on peut résumer le degré d'appartenance par [8]:

- **Personne jeune, Alor :  $\mu_{jeune}(\hat{age})=1, \mu_{moyen\hat{age}}(\hat{age})=0, \mu_{\hat{agee}}(\hat{age})=0$**
- **Elle est en moyen âge, Alor :  $\mu_{jeune}(\hat{age})=0, \mu_{moyen\hat{age}}(\hat{age})=1, \mu_{\hat{agee}}(\hat{age})=0$**
- **Elle est âgée, Alor :  $\mu_{jeune}(\hat{age})=0, \mu_{moyen\hat{age}}(\hat{age})=0, \mu_{\hat{agee}}(\hat{age})=1$**

Dans cette logique, la variable n'est exprimée que par un avis très tranché du qualificatif de l'âge, l'aspect vague de ce qualificatif n'est pas représenté, en fait, le passage par une limite n'est pas soudain et une personne ne va jamais devenir âgée soudainement, le passage est naturellement progressif.

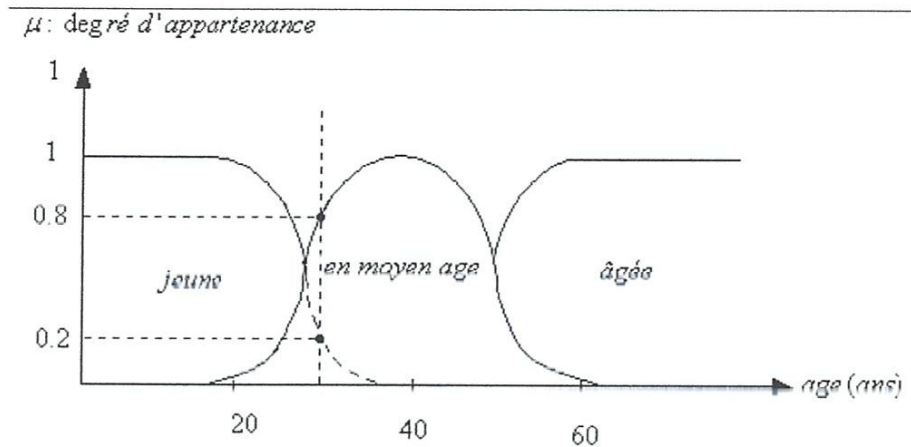


**Fig. 3.1 : Classification des personnes selon l'âge en logique booléenne.**

Dans la logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction prenant une valeur comprise entre 0 et 1, ainsi, une personne de 30 ans qu'on peut considérer en moyenne âge est qualifiée à la fois comme en moyenne âge avec un degré d'appartenance de 0.8 et comme jeune avec

un degré d'appartenance de 0.2 , le degré d'appartenance est nul en considérant la personne comme étant âgée, (figure 3.2):

- **Personne de 30 ans, Alor :  $\mu_{jeune}(\hat{age})=0.2$ ,  $\mu_{moyen\hat{age}}(\hat{age})=0.8$ ,  $\mu_{\hat{agee}}(\hat{age})=0$**



**Fig. 3.2 : classification des personnes selon l'âge en logique floue.  
Degré d'appartenance de la personne de 30 ans.**

### 3.2 Les sous ensembles flous :

Considérant un élément  $x$  appartenant à un intervalle  $X$ , on définit un sous ensemble  $A$  sur  $X$  par une fonction degré d'appartenance  $u$  tel que :

$$x \in X \Rightarrow u_A \in [0,1] \quad (3.1)$$

L'intervalle  $X$  est l'univers discours qui définit l'ensemble des valeurs que peut prendre la variable floue  $x$ . Ainsi, dans l'exemple de la classification des personnes, la variable floue  $x$ , qui est l'âge, appartient à l'univers discours (entre 0 et 100), trois sous ensembles flous  $y$  sont associés : jeune, en moyen âge et âgée, chacun est caractérisé par une fonction d'appartenance  $u_{jeune}(\hat{age})$ ,  $u_{moyen\hat{age}}(\hat{age})$  et  $u_{\hat{agee}}(\hat{agee})$

L'association des trois sous ensembles flou définit l'ensemble flou de la variable floue  $x$ .

### 3.3 Formes des sous ensembles flous :

Souvent, les fonctions d'appartenance ont trois formes principales : triangulaires (*figure 3.3*), trapézoïdales (*figure 3.4*) ou sous forme d'une cloche (*figure 3.5*). Mais on peut choisir d'autres formes [8].

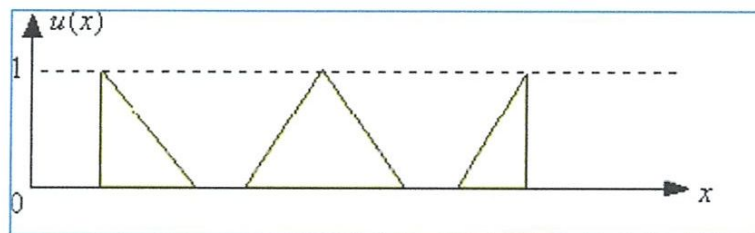


Fig. 3.3 : fonctions d'appartenance de forme triangulaire.

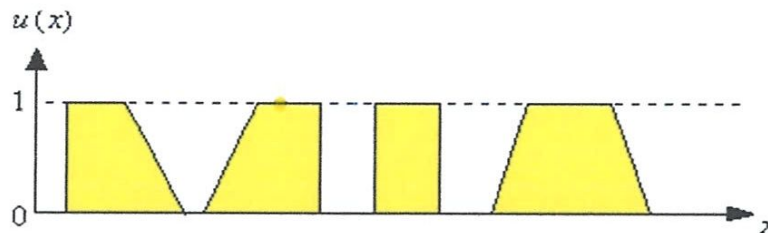


fig.4 : Fonctions d'appartenance de forme trapézoïdale.

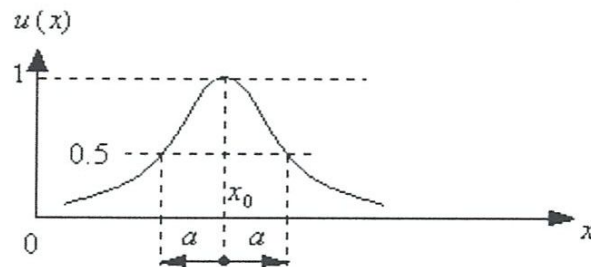


Fig.5 : Fonction d'appartenance en forme de cloche.

Cette dernière forme s'exprime mathématiquement par

$$u(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x-x_0}{a}\right)^2} \quad (3.2)$$

### 3.4 Opérateurs de la logique floue:

Supposant deux fonctions d'appartenance  $u_A(x)$  et  $u_B(x)$  de deux variables floues  $x$  et  $y$  caractérisant la température de l'air et la force du vent, l'exemple "l'air est froid et le vent est fort" ou encore "si l'air est froid ou le vent n'est pas faible" il faut fermer la porte. Les compositions ET et OU en plus de la négation apparaissent et doivent être définies.

#### 3.4.1 L'opérateur ET :

L'opérateur ET est réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum (intersection) des deux fonctions d'appartenance:

$$u_c(z) = u_{A \text{ et } B}(z) = \min(u_A(x), u_B(x)) \quad (3.3)$$

Cet opérateur est commutatif, associatif, admet 0 comme élément absorbant et 1 comme élément neutre.

#### 3.4.2 L'opérateur OU :

En général, l'opérateur OU est réalisé par la formation du maximum des deux fonctions d'appartenance :

$$u_c(z) = u_{A \text{ ou } B}(z) = \max(u_A(x), u_B(x)) \quad (3.4)$$

Cet opérateur est commutatif, associatif, admet 1 comme élément absorbant et 0 comme élément neutre.

#### 3.4.3 L'opérateur NON :

Il est caractérisé en logique floue par la fonction :



Il est caractérisé en logique floue par la fonction :

$$u_c(z) = u_{\bar{A}}(z) = 1 - u_A(x) \quad (3.5)$$

Dans certaines circonstances, il est judicieux de choisir d'autres opérateurs en plus de OU, ET et NON.

### 3.5 La commande floue :

#### 3.5.1 Structure d'une commande floue :

Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie, comme le fait un régulateur PI, il utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques, ces inférences sont traitées par des opérateurs propres à la logique floue.

Le schéma de *figure 6* donne la structure interne d'une commande par logique floue, cette figure fait apparaître trois parties : fuzzification, inférence floue et défuzzification [6], [7], [8].

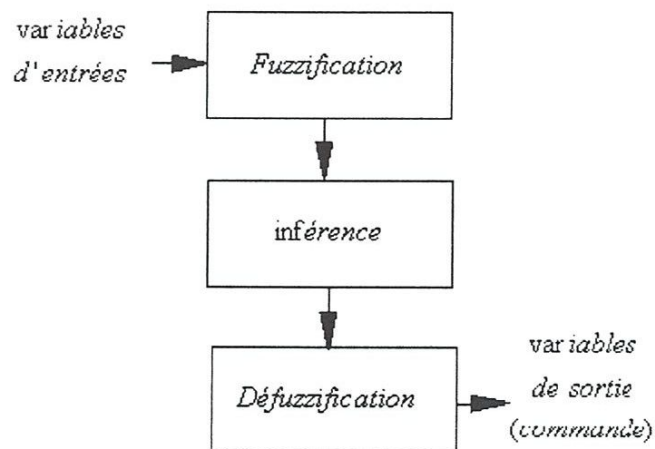
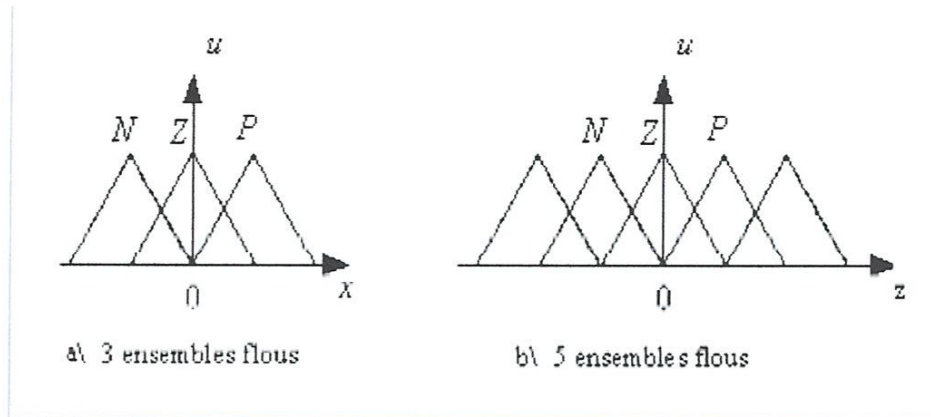


Fig.6 : Structure de la commande floue.



Définissant, par exemple, neuf règles dans un système de réglages, le système a deux entrées  $x$  et  $y$  et une sortie  $Z$ . On en associe trois ensembles flous pour les variables d'entrée

( $N$ ,  $Z$  et  $P$ ), (figure 7.a), et cinq ensembles flous pour la variable de sortie ( $GN$ ,  $N$ ,  $Z$ ,  $P$ ,  $GP$ ), (figure 7.b), (fonctions d'appartenance triangulaires)



**Fig.7 : Représentation des ensembles flous:**

Les règles d'inférence s'écrivent de trois manières différentes

**-La forme linguistique :**

Si ( $x$  est négatif) et ( $y$  est zéro) alors ( $z$  est positif)

**-La forme symbolique :** est une simplification de la forme linguistique ; aux cinq ensembles flous de la variable de sortie correspondent cinq déductions floues :

- o Règle 1 : Si  $\{(x \text{ est } N) \text{ et } (y \text{ est } N)\}$ . Alors ( $z$  est  $PG$ ).
- o Règle 2 : Si  $\{(x \text{ est } N) \text{ et } (y \text{ est } Z)\}$  ou  $\{(x \text{ est } Z) \text{ et } (y \text{ est } N)\}$ . Alors ( $z$  est  $Z$ ).
- o Règle 3 : Si  $\{(x \text{ est } Z) \text{ et } (y \text{ est } Z)\}$  ou  $\{(x \text{ est } P) \text{ et } (y \text{ est } N)\}$  ou  $\{(x \text{ est } N) \text{ et } (y \text{ est } P)\}$ . Alors ( $z$  est  $P$ ).
- o Règle 4 : Si  $\{(x \text{ est } P) \text{ et } (y \text{ est } Z)\}$  ou  $\{(x \text{ est } Z) \text{ et } (y \text{ est } P)\}$ . Alors ( $z$  est  $N$ ).
- o Règle 5 : Si  $\{(x \text{ est } P) \text{ et } (y \text{ est } P)\}$ . Alors ( $z$  est  $NG$ ).

**-La matrice d'inférence:** qui est une autre simplification de la forme linguistique en utilisant une représentation graphique. La forme symbolique écrite précédemment se traduit par:

x \ y	N	Z	P
N	<b>PG</b>	<b>P</b>	<b>Z</b>
Z	<b>P</b>	<b>Z</b>	<b>N</b>
P	<b>Z</b>	<b>N</b>	<b>NG</b>

**Tableau.1 : Matrice d'inférence.**

Il arrive que la matrice d'inférence ne soit pas entièrement remplie, cela ne veut pas dire que la sortie n'existe pas, mais le degré d'appartenance est nul pour la règle en question.

Maintenant, on définit les degrés d'appartenance de la variable de sortie, les méthodes permettant d'y arriver sont nombreuses, la différence entre eux se définit essentiellement par la façon de réaliser les opérateurs flous (ET OU et NON). On distingue trois méthodes principales et usuelles ; Max-Min, Max-Produit et Somme-Produit. La méthode que nous avons utilisée dans ce travail est la méthode Max-Min (implication de Mamdani).

### **La méthode Max-Min :**

Cette méthode consiste à réaliser l'opérateur ET par la fonction Min, l'opérateur OU par la fonction Max et la conclusion ALORS par la fonction Min. Dans la règle 1, la sortie est égale au minimum des deux degrés d'appartenance de x et y, qui possède une seule prémisse, l'ensemble PG de la variable z de



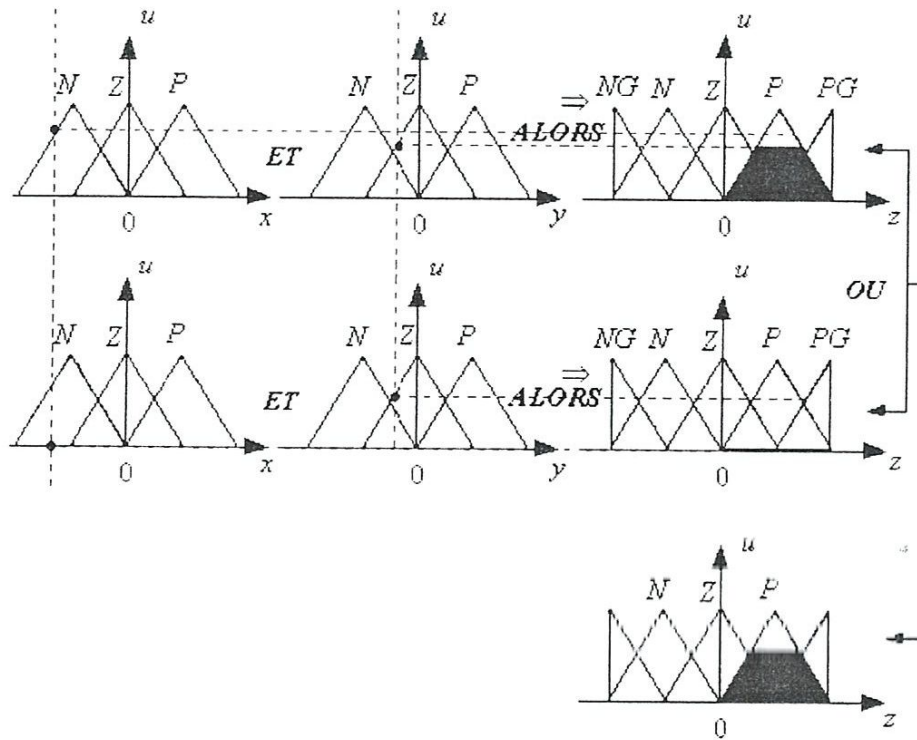


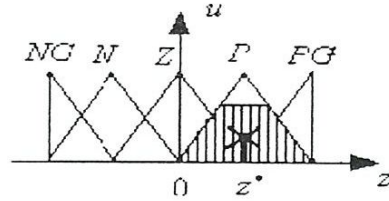
Fig.8 : Inférence par la méthode Max-Min de la règle 2.

La règle 2 possède 2 prémisses liées par l'opérateur OU, pour chaque prémisses, on réalise la même opération que la règle 1 (c'est-à-dire le minimum). L'ensemble  $P$  de la variable  $z$  de sortie est donné par le maximum des deux surfaces obtenues (fig.8).

### 3.5.4 La défuzzification :

Cette étape consiste à réaliser l'opération inverse de la fuzzification, c'est-à-dire, obtenir une valeur physique de la sortie à partir de la surface obtenue. Plusieurs méthodes de défuzzification existent [6], [7], [8]:

La méthode du centre de gravité est la plus utilisée, (figure 9)



**Fig.9 : Défuzzification de la sortie par la méthode du centre de gravité.**

Cette méthode consiste à trouver le centre de gravité de la surface obtenue. L'abscisse du centre de gravité de la sortie  $z$  peut se déterminer à l'aide de la **relation générale**

$$Z^* = \frac{\int_{-1}^1 Z U_Z(Z) dz}{\int_{-1}^1 U_Z(Z) dz} \quad (3.6)$$

Une deuxième méthode, nommée : inférence par valeur max, consiste à définir la valeur de sortie comme étant l'abscisse correspondante à la moyenne de la valeur maximale de la fonction d'appartenance,

### 3.6 Structure du régulateur flou pour la commande de la MAS:

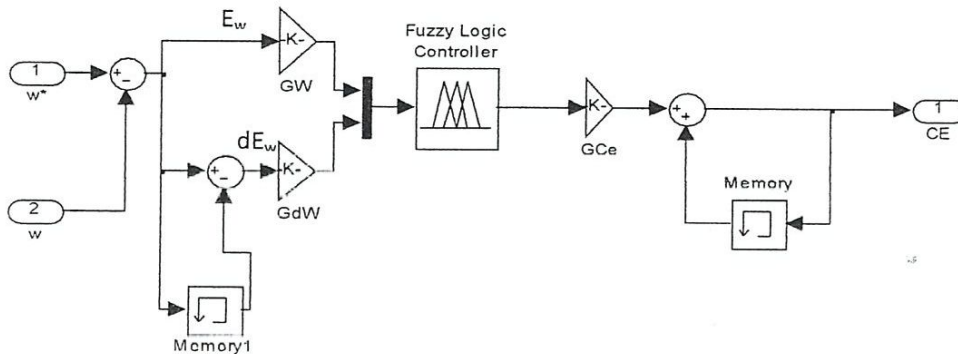
#### 3.6.1. Définition des régulateurs de la machine asynchrone :

Comme dans le cas de la commande par des régulateurs classiques, nous avons introduit un régulateur flou de la vitesse de rotation.

La majorité des régulateurs utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, [6], [7], [8]. Les variables floues utilisées sont l'erreur entre la valeur réelle et la valeur de consigne en plus de la dérivée de cette erreur.

Pour notre cas, La vitesse de référence  $W^*$  est imposée par un opérateur externe, l'entrée de régulateur est la différence entre la vitesse de

référence et la vitesse mesurée  $W$ , la sortie du régulateur est la variation du couple électromagnétique de référence  $dC_e^*$  qu'on rajoute au couple précédent. La structure du régulateur est alors la même qu'un régulateur de type PI, avec comme entrée la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée et en sortie le couple électromagnétique (*figure 10*).



**Fig.10 : Schéma d'un régulateur flou de vitesse**

On retrouve en entrée et à la sortie du contrôleur des gains dits « facteurs d'échelle », qui permettent de trouver des grandeurs normalisées indicées par 'n'. La dérivé de l'erreur est approchée par :

$$E_w = G_w \cdot E_n$$

$$dE_w = G_{dw} \cdot dE_n \quad (3.7)$$

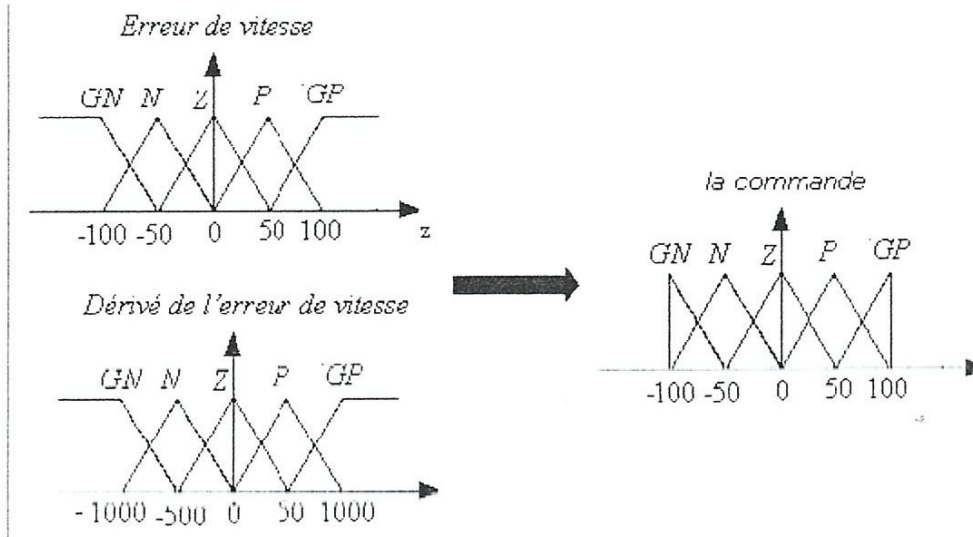
$$dC_e = (1/G_{ce}) \cdot dC_n$$

### 3.6.2 Procédure de la régulation floue de la machine asynchrone :

#### a. La fuzzification :

Dans notre travail, nous avons choisit cinq ensembles flous pour les deux variables d'entrée ( $E_w$  et  $dE_w$ ) en plus de cinq ensembles pour la variable de sortie  $dC_e$ . Les ensembles sont :

Grand Négatif, Négatif, Zéro, Positif et Grand Positif, figure 11.



**Fig.11 : Fonctions d'appartenance pour les deux entrées et la sortie**

La fuzzification permet de définir le degré d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous. Les fonctions d'appartenance triangulaires sont plus faciles à implémenter et demande moins de temps de calcul, alors nous utilisons dans notre travail ce type d'ensembles.

#### **b. L'inférence floue :**

La réalisation de la matrice d'inférence repose sur une analyse du système, cette analyse doit prendre en considération la trajectoire qu'on veut donner au système.

Dans le cas suivant : ( $E$  est GN) et ( $dE$  est GN), c'est-à-dire que l'erreur de vitesse est trop négative, sa dérivé l'est aussi et l'erreur est entrain d'augmenter fortement. La commande la plus adaptée pour freiner cette augmentation rapide sera NG (on peut choisir N, mais, ça serai clairement moins efficace).

Nous poursuivons cette analyse pour remplir la matrice d'inférence. Un choix possible aura la forme de *Tableau 1*, [6], [7], [8].



<i>dE</i>	<i>E</i>	NG	N	Z	P	NP
NG		NG	NG	N	N	Z
N		GN	N	N	Z	P
Z		N	N	Z	P	P
P		N	Z	P	P	PG
NP		Z	P	P	PG	PG

**Tableau I : Matrice d'inférence de 5 ensembles des deux entrées et 5 ensembles pour la sortie.**

Dans ce cas, on a 5 règles de sortie ; la première règle est celle qui donne NG, elle contient 3 prémisses :

**Règle 1 : si  $\{(E \text{ est NG}) \text{ et } (dE \text{ est NG})\}$  OU  $\{(E \text{ est NG}) \text{ et } (dE \text{ est N})\}$  OU  $\{(E \text{ est N}) \text{ et } (dE \text{ est NG})\}$ . Alors (C est NG).**

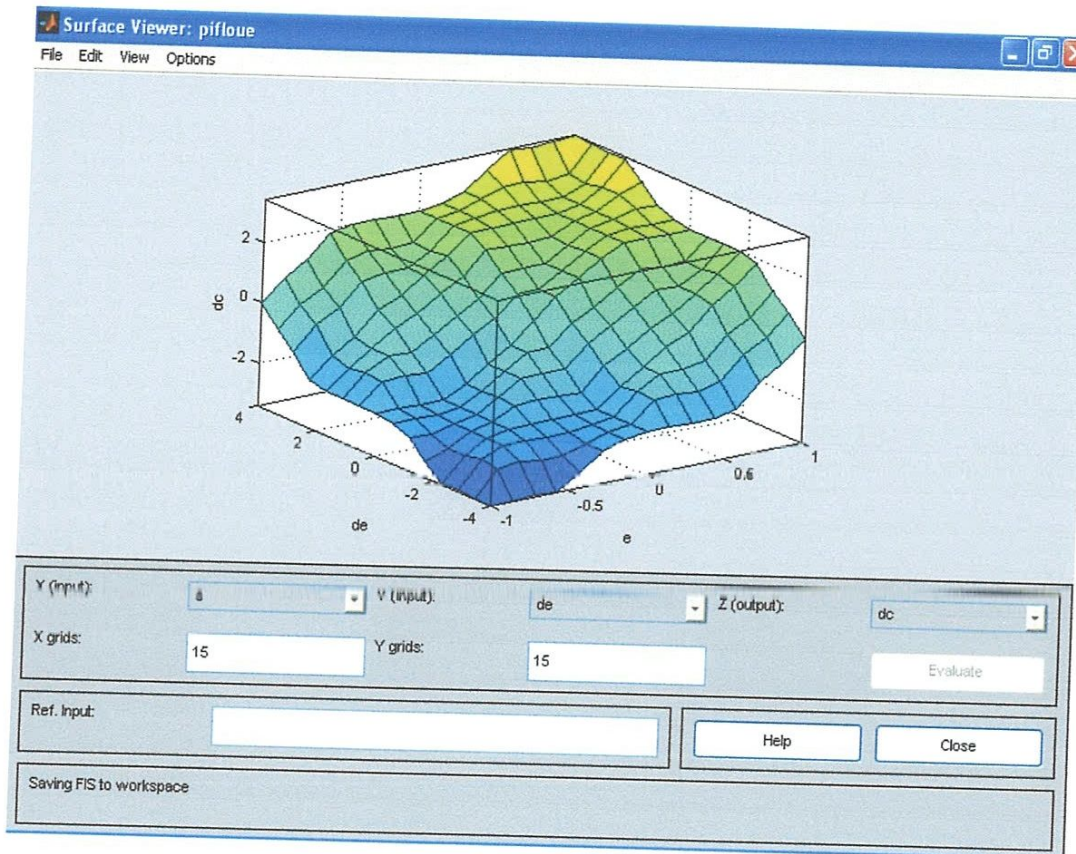
La sortie est définie par la méthode Max-Min qu'on a détaillée précédemment.

### c. La défuzzification :

Dans Le régulateur flou, ayant deux entrées et une sortie, la régulation est représentée par une surface caractéristique nommée représentation dans l'espace d'état tridimensionnel.

Elle exprime les variations de la sortie  $dC_e$  (commande) en fonction de variations des deux entrées (l'erreur  $E$  et sa dérivée  $dE$ ) dans l'univers discours, *figure 12*.

Pour la défuzzification, nous avons utilisé la méthode du centre de gravité présentée précédemment.



**Fig.12: Surface caractéristique du correcteur flou utilisé dans notre système de réglage**

Pour la réalisation de ce correcteur flou, nous avons utilisé l'éditeur graphique des systèmes flous (FIS Editor) proposé par MATLAB. En effet, cet éditeur permet :

- le choix du type du correcteur (Mamdani, sugeno)
- le choix des ensembles flous pour les entrées et les sorties.
- L'élaboration de règles floues.
- La visualisation graphique des fonctions d'appartenances et de la surface caractéristique

### 3.7 Les résultats de simulation:

Afin de déduire des conclusions objectives sur l'apport de la logique floue, Nous avons fait les simulations pour trois types de correcteurs: un PI simple (sans compensation), un PI avec compensation du zéro dominant (IP) et un correcteur flou.

Les paramètres de la machine ainsi que les paramètres des correcteurs sont donnés dans l'annexe A.

Pour les différentes simulations, nous avons calculé les paramètres de réglage pour avoir des dynamiques qui donnent un pic du couple au démarrage de 60 (N.m). Un couple de charge de 15 (N.m) est appliqué après 3 secondes.

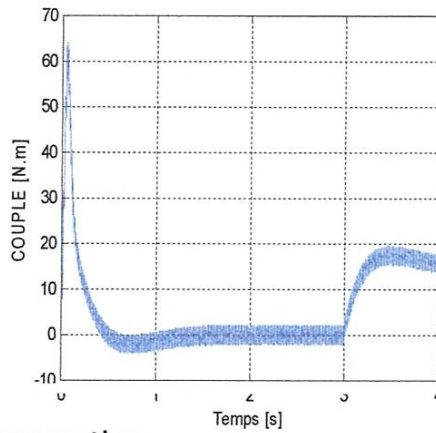
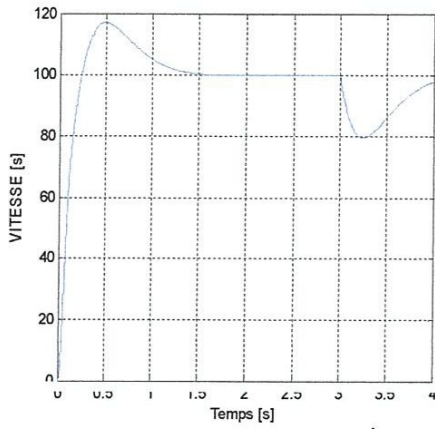
Les figures 13 et 14 montrent les performances de la régulation pour les trois correcteurs. On note que le correcteurs PI sans compensation présente des dépassements importants et la dynamique de réponse de la vitesse ainsi que le rejet de la perturbation sont très influencés par le zéro dominant, donc on ne peut pas fixer la dynamique par un calcul exact.

**Pour le PI avec compensation et le correcteur flou (de Mamdani), nous avons constaté qu'ils donnent pratiquement les mêmes résultats de dynamique et rejet de perturbation (conclusion faite après plusieurs tests de simulation).**

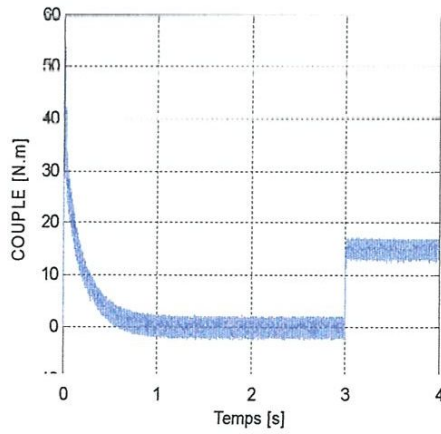
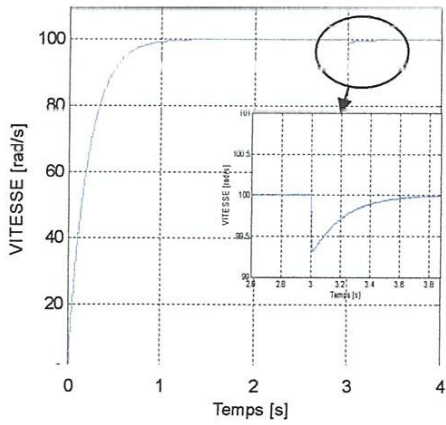
#### Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté les aspects de la conception d'un correcteur flou pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone à flux rotorique orienté. Les différentes simulations sous MATLAB/SIMULINK nous à montées que les performances du régulateur flou sont meilleures par rapport à celles du PI simple (sans compensation) par contre il présente les mêmes performances que celles d'un PI avec compensation (IP).

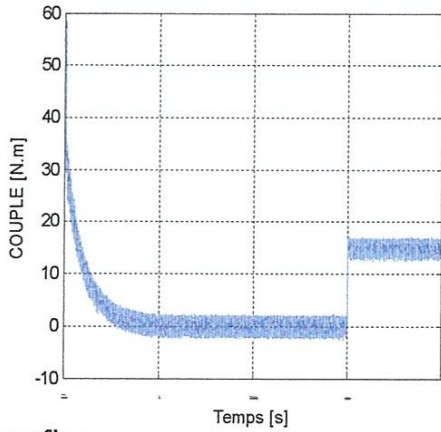
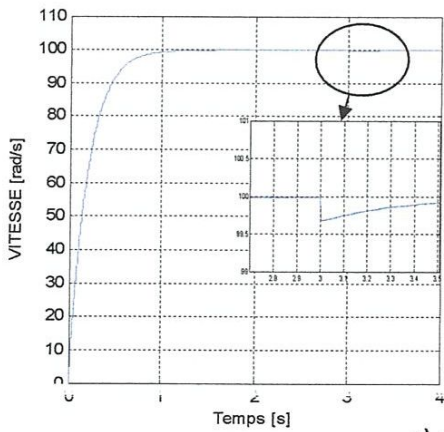




a) PI sans compensation

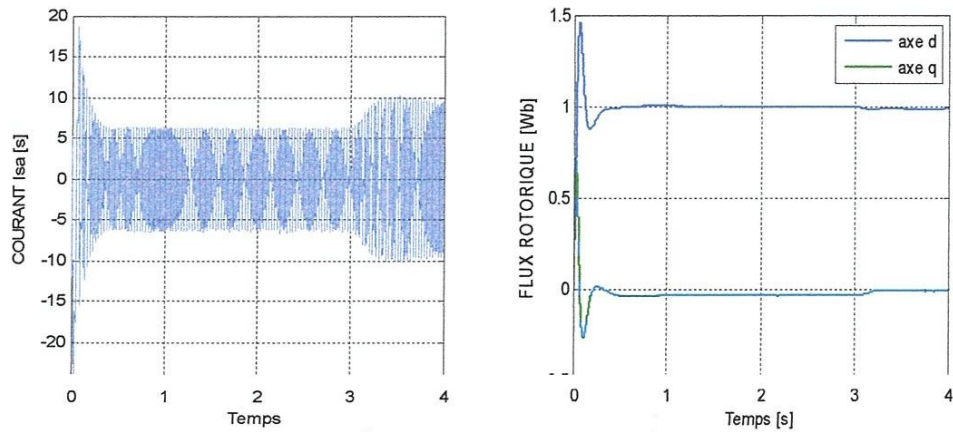


b) PI avec compensation

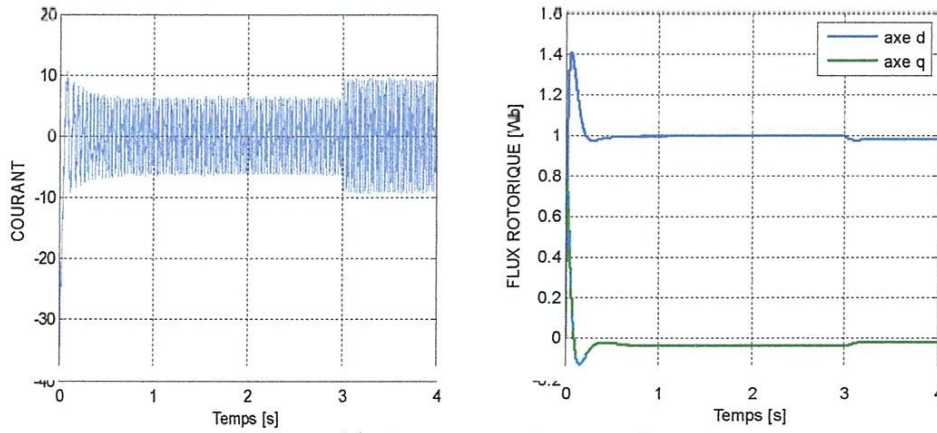


c) correcteur flou

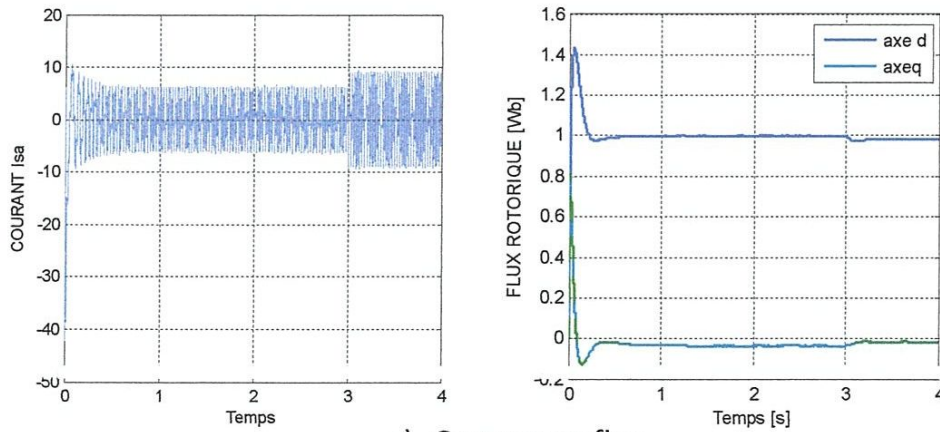
Fig. 13: Réponse en vitesse et en couple



a) PI sans compensation



b) PI avec compensation



c) Correcteur flou

Fig.14: Réponse en courant et en flux rotorique





# **Conclusion générale**

## ***Conclusion générale***

Le travail réalisé dans ce mémoire présente une étude de la commande vectorielle par flux orienté rotorique d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension, grâce à cette technique de commande, on a pu réaliser le découplage entre la commande du flux et du couple électromagnétique de la machine asynchrone.

L'étude des comportements dynamiques et statiques de la MAS exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude a été faite dans le premier chapitre par l'utilisation de la transformation de PARK.

Dans le deuxième chapitre, on a assuré le découplage entre le flux et le couple par une commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. Ce découplage est prouvé par une série de simulation pour différents correcteurs dans le troisième chapitre.

Enfin, dans le dernier chapitre nous avons proposé la méthode de conception d'un correcteur flou de type Mamdani. Nous avons constaté, d'après les résultats de simulations sous MATLAB/SIMULINK, que le PI avec compensation (IP) et le correcteur flou présentent des performances similaires mais supérieures à celle d'un PI simple (sans compensation).

Notre travail pourra être prolongé dans plusieurs directions, en particulier :

- L'utilisation d'un algorithme d'adaptation et d'optimisation (algorithme génétique, RNA, PSO, ANT, ...) du système flou.
- L'utilisation des observateurs pour l'estimation de la vitesse.
- L'application de cette technique à d'autres machines.



# Annexe

# Annexe A

## 1. Paramètres et caractéristiques de la machine utilisée en simulation

[Ref : Thèse de Magister de M. MENDACI Sofiane, " Différentes Stratégies du Contrôle Direct du Couple d'un Moteur à Induction associées à un Observateur de Flux par Modes de Glissement". Thèse soutenue en juillet 2003 à Batna]

### A.1 Caractéristiques :

$$P = 4 \text{ kW}$$

$$220/380$$

$$i_{sn} = 15 \text{ A}$$

$$f_s = 50 \text{ Hz}$$

$$\Omega = 1430 \text{ tr/mn}$$

$$C_{rn} = 25 \text{ N.m}$$

### A.2 Paramètres :

$$R_s = 1.2 \Omega$$

$$R_r = 1.8 \Omega$$

$$L_s = 0.1554 \text{ H}$$

$$L_r = 0.1568 \text{ H}$$

$$M = 0.15 \text{ H}$$

$$J = 0.07 \text{ kg.m}^2$$

$$P = 2$$

$$F = 0.0001 \text{ Nm.s/rad}$$

## 2. Paramètres des différents correcteurs

A.1 PI sans compensation :  $K_p=1.3$  et  $T_i=0.4$

A.2 PI avec compensation :  $K_p=100$  et  $T_i=0.21$  avec filtrage de  $T_i$

A.3 Correcteur flou :  $G_w = 1/200$ ,  $G_{dw} = 80$  ,  $G_{ce} = 0.5$



# **Bibliographie**



## *Bibliographie :*

- [1] **S. MENDACI**, " Différentes Stratégies du Contrôle Direct du Couple d'un Moteur à Induction associées à un Observateur de Flux par Modes de Glissement ", Thèse de Magister, Université de Batna, 2003.
- [2] **J. P. Caron, J. P. Hautier**, " Modélisation et commande de la machine asynchrone ", Edition Technip, 1995.
- [3] **G. Grellet, G. Clerc**, " Actionneurs électriques : Principe/Modèle/Commande", Edition Eyrolles, 1999.
- [4] **M. FODIL**, " Commande adaptative par logique floue de la machine asynchrone", Thèse de Magister, Université de M'SILA.
- [5] **Abdelghani El Ougli**, " Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs ", Thèse de Doctorat, Université de Sidi Mohamed Ben Abdellah Fès, 2009.
- [6] **Salah Eddine REZGUI**, " COMMANDE DE MACHINE ELECTRIQUE EN ENVIRONNEMENT Matlab/Simulink et Temps Réel ", Thèse de Magister, Université de Constantine, 2008.
- [7] **R. BELHADEF, B. BOUTAYA**, " Commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur ", mémoire d'Ingénieur d'état, Ecole Nationale Polytechnique, 2008.
- [8] **L.BAGHLI**, "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 Henir pioncaré, Nancy ,1999.