

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة  
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا  
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك  
Département d'Électronique



## Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

HAMDOUD Hamza

Pour l'obtention du diplôme de Master en Génie Electrique option Machines Electriques.

Thème

# Commande Vectorielle par la Logique Floue de la Machine Triphasée Asynchrone

Proposé par : Mr. KOUCHIH. Djilali.

Année Universitaire 2012-2013

*Je dédie ce modeste travail*

*A ma mère et mon père*

*A mes chers frères et ma sœur*

*A mon oncle et mes tantes et*

*Mes Cousins et cousines*

*A toute la famille **Hamdoud***

*Et tous qui me connaît de proche ou de loin*

*Cordialement **Hamza Hamdoud***

---

## ملخص:

مذكرة التخرج هذه تتركز اساسا على دراسة النموذج الرياضي للمحرك اللاتزامني، و كذلك دراسة انماط و طرق انظمة التحكم في المحركات اللاتزامنية، مثل التحكم الشعاعي المباشر في اتجاه تدفق الدوران، و دراسة خصائصه، قمنا في هذا المشروع بإضافة معدلات المنطق الغامض.

نتائج التحليل تمت بواسطة برنامج ماتلاب (MATLAB).

**كلمات المفاتيح:** النمذجة، المحرك اللاتزامني، التحكم الشعاعي (DFOC)، التشخيص، المنطق الغامض.

---

## Résumé :

Ce projet de fin d'étude s'intitule à l'élaboration d'une commande performante de la commande vectorielle par la logique floue, après avoir présenté le modèle de Park de la machine asynchrone, nous avons utilisé la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique, l'alimentation est assuré par une cascade redresseur-filtre-onduleur.

Les simulations sont effectuées par le programme MATLAB afin de choisir les paramètres ainsi que test de performances.

**Mots clés :** Modélisation, Machine Asynchrone. commande Vectorielle Directe (DFOC), Logique floue, Robustesse.

---

## Abstract :

This project are used to elaborate the direct field oriented control using the fuzzy logic controller, after presenting the Park model of the synchronous, we used then the direct field oriented control, the power system is provided by a cascade rectifier-filter-inverter.

Simulation results were done in MATLAB to chose the parameters and do performance tests

**Keywords:** Modeling, Synchronous machine, Direct Field Oriented Control (DFOC), Fuzzy logic, Robustness.

---

## Remerciements

---

*Grace à Allah le tout puissant qui ma donné la volonté, la santé et la patience pour mener fin de ce projet après toutes ces longues années d'études.*

*Je remercie également mon encadreur Mr. KOUCHIH. Djilali pour ses conseils, son aide et surtout sa patience qui m'a apporté.*

*Je tien aussi à exprimer mes gratitudes aux membres de jury, qui ont accepté d'examiner mon travail.*

*Mon remerciement va aussi à tous mes enseignants qui ont contribué à ma formation.*

*Je tien également à remercier tous les enseignants qui nous ont enseigné depuis le primaire.*

*Enfin, je tiens à exprimer mes reconnaissances à tous mes amis et collègues qui m'ont aidé.*



# Table des matières

Introduction générale .....	01
<b>Chapitre 1: Modélisation de la MAS triphasée</b>	
<b>1.1 Introduction .....</b>	<b>03</b>
<b>1.2 Constitution de la machine asynchrone .....</b>	<b>03</b>
1.2.1. Le stator .....	04
1.2.2. Le rotor .....	05
1.2.3. Les paliers .....	06
1.2.4. L'entrefer .....	06
<b>1.3 Principe de fonctionnement .....</b>	<b>06</b>
<b>1.4 Modélisation d'une machine asynchrone .....</b>	<b>07</b>
1.4.1. Hypothèses simplificatrices .....	07
1.4.2. Modèle dynamique du moteur .....	08
<i>a</i> Equations électriques .....	08
<i>b</i> Equations magnétiques.....	09
<i>c</i> Equation mécanique .....	10
1.4.3. Modèle de Park d'un MAS .....	10
<i>a</i> Transformation de Park .....	11
<i>b</i> Développement des différentes équations dans le repère d-q.....	12
<i>b.1</i> Les équations électriques .....	12
<i>b.2</i> Les équations des flux .....	13
<i>c</i> Choix de référentiel .....	14
<i>d</i> Le couple électromagnétique .....	15
<b>1.5 Modèle d'état de MAS .....</b>	<b>16</b>
<b>1.6 Modélisation de l'alimentation .....</b>	<b>17</b>
1.6.1. Modélisation du redresseur triphasé à double alternances à diodes...	18
1.6.2. Modélisation du filtre .....	19
<b>1.7 Modélisation de l'onduleur de tension .....</b>	<b>20</b>
1.7.1. Modèle mathématique de l'onduleur de tension.....	21
1.7.2. Stratégies de commande de l'onduleur.....	23
1.7.3. La stratégie de commande pleine onde .....	24
1.7.4. La stratégie de commande « sinus-triangle » MLI.....	24
<i>a</i> Principe de fonctionnement .....	24
<i>b</i> Equation de la porteuse .....	25
1.7.5. Les résultats de simulation d'une MAS en pleine onde .....	28
1.7.6. Les résultats de simulation d'une association MAS-MLI.....	29
1.7.7. La comparaison .....	30
<b>1.8 La conclusion.....</b>	<b>31</b>
<b>Chapitre 2: La commande vectorielle de la machine asynchrone.</b>	
<b>2.1 Introduction .....</b>	<b>32</b>

<b>2.2</b>	<b>Théorie de la commande vectorielle de la MAS .....</b>	<b>33</b>
<b>2.3</b>	<b>Principe de la commande par orientation de flux rotorique .....</b>	<b>33</b>
<b>2.4</b>	<b>la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté .....</b>	<b>36</b>
2.4.1.	Découplage entrée-sortie .....	37
a	Découplage par compensation .....	37
2.4.2.	Bloc d'estimation .....	39
2.4.3.	Schéma fonctionnel de la commande vectorielle directe .....	40
a	Régulateur du flux .....	41
b	Régulateur de couple .....	43
c	Régulateur de la vitesse .....	44
<b>2.5</b>	<b>Résultats de simulation de la commande vectorielle .....</b>	<b>45</b>
<b>2.6</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>48</b>

### **Chapitre 3: La commande vectorielle par la logique floue d'une MAS**

<b>3.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>49</b>
<b>3.2</b>	<b>Les éléments de base .....</b>	<b>49</b>
3.2.1.	La variable linguistique .....	50
3.2.1.	L'univers de discours .....	50
3.2.1.	La fonction d'appartenance .....	50
<b>3.3</b>	<b>Les opérateurs de la logique floue .....</b>	<b>53</b>
3.3.1.	L'opérateur ET .....	54
3.3.2.	L'opérateur OU .....	55
3.3.2.	L'opérateur NON .....	55
<b>3.4</b>	<b>La commande floue.....</b>	<b>55</b>
3.4.1.	La structure d'une commande floue .....	55
3.4.1.	La fuzzification .....	56
3.4.1.	L'inférence floue .....	56
3.4.1.	La défuzzification .....	62
<b>3.5</b>	<b>Exemple d'application .....</b>	<b>63</b>
<b>3.6</b>	<b>Application du régulateur flou sur la commande DFOC .....</b>	<b>67</b>
3.6.1.	Régulateur FLC de la vitesse .....	67
3.6.2.	Régulateur FLC du couple .....	67
3.6.3.	Régulateur FLC du flux .....	68
<b>3.7</b>	<b>Des inconvénients liés à l'utilisation de la logique floue .....</b>	<b>68</b>
<b>3.8</b>	<b>Résultats de simulation DFOC avec un régulateur flou de la MAS.....</b>	<b>69</b>
3.8.1.	Les résultats de simulation .....	69
3.3.2.	La robustesse .....	71
3.8.3.	Interprétation des résultats de simulation .....	73
<b>3.9</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>74</b>
	<b>Conclusion générale .....</b>	<b>75</b>
	<b>Annexe A</b>	

**Annexe B**

**Annexe C**

**Bibliographie**

# Introduction générale

---

Il est plus clair que la machine asynchrone (MAS) est actuellement la machine électrique la plus utilisée dans l'industrie et les transports. Son utilisation dans la variation de vitesse n'est pas une chose nouvelle. Elle est appréciée pour sa robustesse, son faible coût d'achat et d'entretien, sa puissance massique et sa grande vitesse.

La machine asynchrone possède plusieurs techniques de commande (Commande scalaire, commande vectorielle .....etc). Chaque technique de commande pose un problème pour garantir la stabilité du système, on essaye de rendre la commande plus performante en utilisant des autres types de régulateur que le régulateur classique PI, tel que le FLC.

Ce projet est organisé comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation d'un moteur asynchrone dans le repère de Park et le choix convenable de la référence, ainsi que la modélisation de l'onduleur à MLI alimentée en tension.

Le deuxième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse, du flux rotorique et du couple.

Le troisième chapitre présente la commande vectorielle directe avec un régulateur Flou FLC, en faisant la comparaison entre un régulateur classique PI et le régulateur FLC, ainsi que un test de robustesse pour la commande DFOC avec le contrôleur FLC.

# Chapitre 1 Modélisation de Machine Asynchrone

---

## 1.1 Introduction :

Le moteur asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence des contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse de synchronisme, ce qui lui permet d'être utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse variable. Il permet aussi de réaliser les entraînements à vitesse variable, la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse d'augmenter [12].

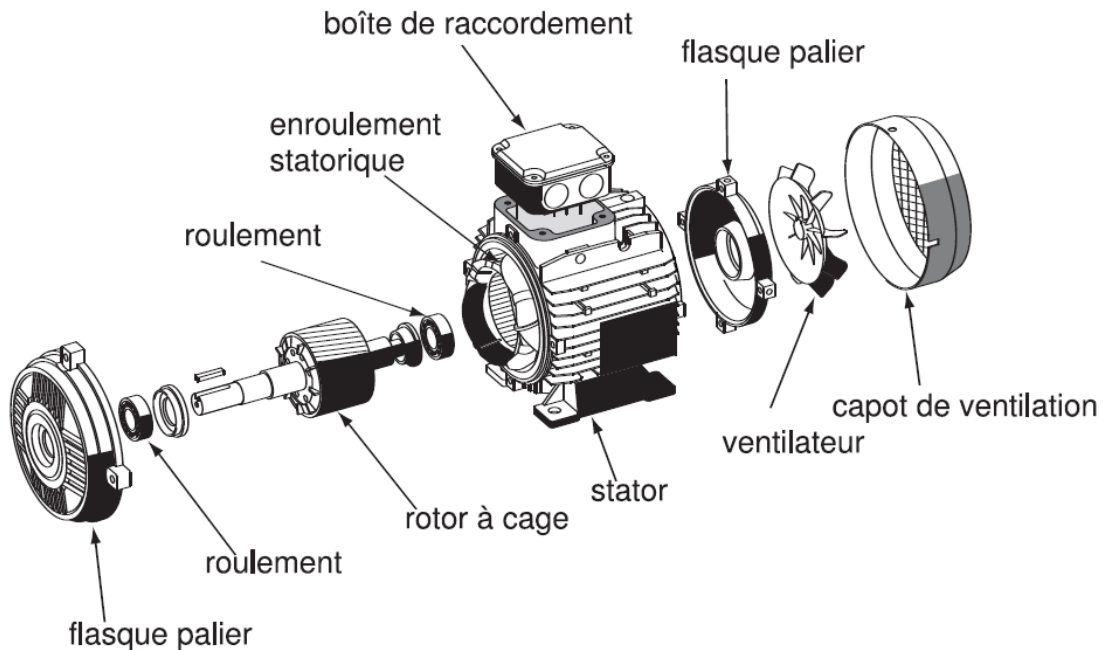
Dans ce chapitre, nous allons présenter le modèle mathématique triphasé de la Machine Asynchrone et sa transformation dans le système diphasé. Ensuite, nous présenterons la commande (MLI\_STPWM) afin qu'on puisse synthétiser la commande puis visualiser les résultats de simulation de la Machine Asynchrone.

Constitution de la machine asynchrone

## 1.2 Constitution de la machine asynchrone :

Un moteur asynchrone à cage se présente (**Figure.1.1**) sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique, ferromagnétique, statorique qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) bobiné en fil de cuivre isolé. A l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique qui accueille

dans ses encoches les barreaux de la cage rotorique, en aluminium coulé ou en cuivre, court-circuités à chaque extrémité par des anneaux réalisés dans le même matériau. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans les flasques, fixées au carter [10] [13].



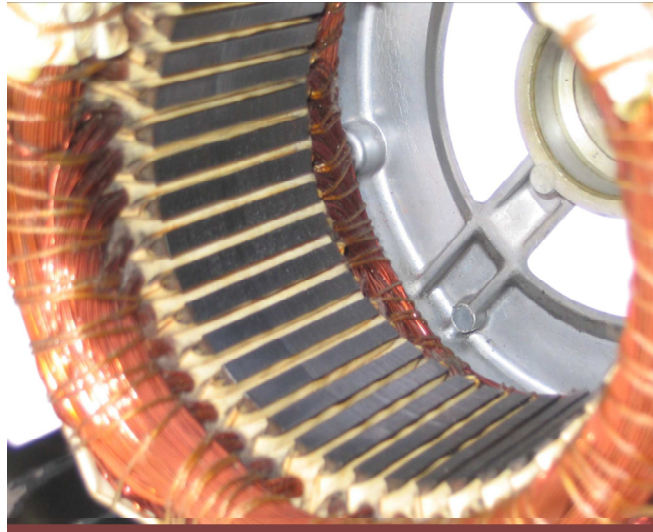
**Figure.1.1 :** Moteur asynchrone à cage.

### 1.2.1 Le stator :

Le stator(**Figure.1.2**) est constitué de tôles d'acier au silicium empilées, dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce, alors qu'elles sont plus importantes découpées par sections pour les machines de puissance. Elles sont isolées entre elles par une couche de vernis, qui permet de limiter l'effet des courants de Foucault. Elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Les enroulements statoriques qui sont placés dans les encoches, afin qu'ils produisent le champ magnétique dans l'entrefer, peuvent être insérés de différentes manières. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de papiers isolants qui peuvent être de différents types suivant les conditions d'utilisation

de la machine asynchrone. Le stator d'une machine asynchrone est aussi doté d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique [10].



*Figure.1.2: Stator d'un moteur asynchrone.*

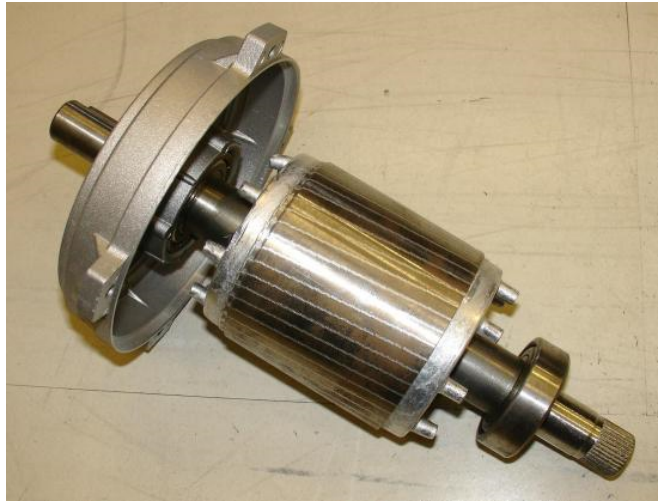
### **1.2.2 Le rotor:**

Le rotor (**Figure1.3**) tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'aciers qui sont en général de même nature que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des moteurs asynchrone peuvent être de deux types : bobiné ou à cage d'écureuil.

Les rotors bobinés sont construits par insertion des enroulements dans les encoches rotoriques. Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne le rotor à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les grosses machines ou d'aluminium pour les petites. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux fabriqués en cuivre ou en aluminium.

Les barres sont souvent uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et ainsi diminuer très fortement le bruit quand l'accélération du moteur [10] [13] [15].





*Figure.1.3: Le rotor d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil.*

### **1.2.3 Les paliers :**

Les paliers sont les organes mécaniques qui permettent d'assurer la concentricité du rotor par rapport au stator et par effet mettre en rotation l'arbre rotorique grâce aux roulements qui sont logés dedans, ils sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble ainsi établi constitue alors le moteur asynchrone à cage d'écureuil [10].

### **1.2.4 L'entrefer:**

La rotation de la machine est basée sur l'entrefer qui est la partie d'air entre le stator et le rotor et qui doit être très étroite (de l'ordre du millimètre) pour éviter les pertes de flux.

## **1.3 Principe de fonctionnement**

Comme le transformateur, le moteur a le même principe de fonctionnement sauf qu'il est mobile grâce au système paliers.

Lorsqu'on alimente la boîte à bornes dans laquelle est branché l'enroulement statorique avec des courants triphasés, de pulsation:  $\omega$ . Le rotor est en court-circuit ; Il

se produit un champ tournant dit statorique, si le bobinage statorique comprend  $2p$  pôles, ce champ tourne à la vitesse de synchronisme :  $\Omega_s = \frac{\Omega}{p}$ .

Le champ statorique balaie les conducteurs du rotor qui est en court-circuit en produisant des forces électromotrices (f.é.m.), ces f.é.m produisent des courants induits qui sont soumis à des forces de champ tournant et par conséquent création du couple. Par opposition au champ statorique, le rotor étant libre se met à tourner grâce à l'entrefer dans le sens de rotation du champ tournant [12] [13].

Et par conséquent le rotor tourne à une vitesse :  $\Omega$  inférieure de la vitesse de synchronisme :  $\Omega_s$ . Ceci dépend du glissement  $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$  ou  $g = \frac{N_s - N}{N}$

Si  $\Omega = 0$  ( $N = 0$ ) =>  $g = 1$  (conditions d'arrêt).

Tel que :

$N_s$  : la fréquence de synchronisme :  $N_s = \frac{f_s}{p}$  (tr/s) Ou  $N_s = \frac{60f_s}{p}$  (tr/min).

$N$  : la fréquence de rotation du moteur.

## 1.4 Modélisation de la machine asynchrone

### 1.4.1 Hypothèses simplificatrices :

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

Pour cela et pour faire la modélisation du moteur asynchrone, on suppose certaines hypothèses simplificatrices [1]:

- Une symétrie parfaite du moteur.
- Le bobinage statorique est repartit d'une manière à donner une f.m.m sinusoïdale et les barres du rotor sont assimilées à un bobinage triphasé en court circuit.
- Le niveau de la saturation est faible et on néglige l'hystérésis, le courant de Foucault et l'effet de peau.

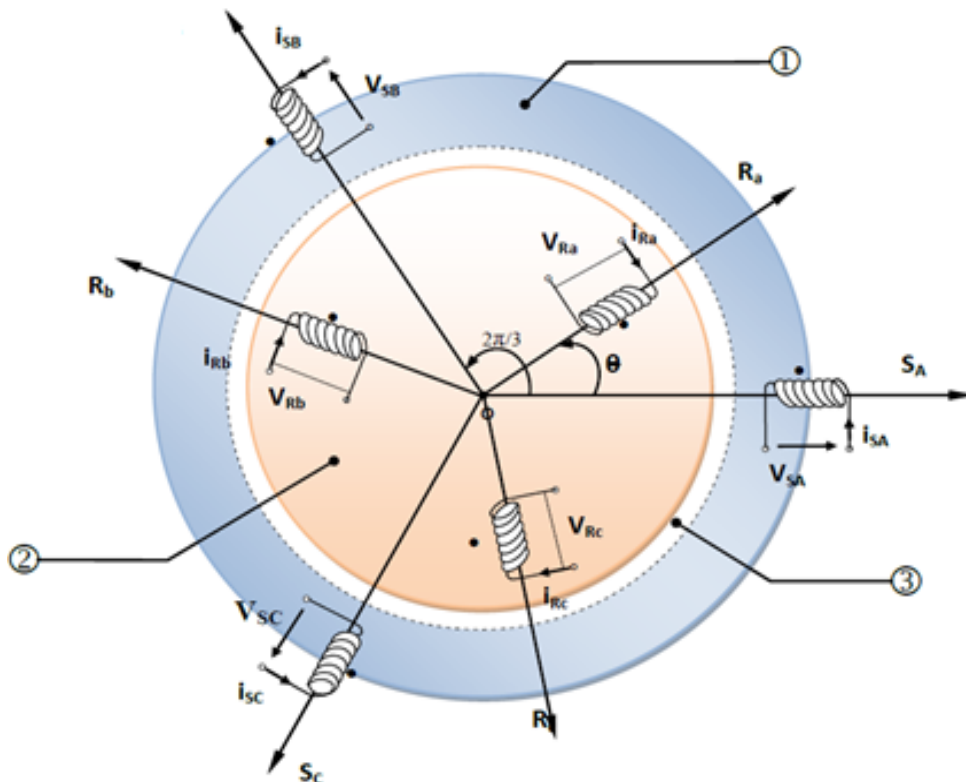
Ces hypothèses impliquent que :

- Les inductances propres sont constantes.
- L'inductance mutuelle varie d'une façon sinusoïdale.

### 1.4.2 Modèle dynamique du moteur :

Le modèle de la machine à induction triphasé est illustré par le schéma de la **(Figure.1.4)** dont les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé.

Les trois enroulements statoriques et les trois enroulements rotoriques sont notées, respectivement,  $(S_A, S_B, S_C)$  et  $(R_a, R_b, R_c)$ . L'angle  $\theta$  est l'angle que fait le rotor en effectuant sa rotation par rapport au stator.



1-Partie fixe : Stator. 2-Partie mobile : Rotor. 3-Entrefer constant.

**Figure (1.4) :** Représentation d'un moteur asynchrone triphasé et définition des repères statoriques et rotoriques.

a) Equations électriques :

Les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit [6].

$$[v_{abc}]_s = R_s [i_{abc}]_s + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}]_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$$[u_{abc}]_r = R_r [i_{abc}]_r + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}]_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Les matrices suivantes représentent respectivement [3]:

$$[v_{abc}]_s = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \text{ Le vecteur de tension statorique.}$$

$$[\phi_{abc}]_s = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \text{ Le vecteur de flux statorique.}$$

$$[i_{abc}]_s = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \text{ Le vecteur de courant statorique.}$$

De même façon on définit par changement d'indice, les vecteurs rotoriques  $[v_{abc}]_r$ ,  $[\phi_{abc}]_r$  et  $[i_{abc}]_r$ . [3]

### b) Equations magnétiques : [6]

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

$$[\phi_{abc}]_s = [L_s] \cdot [i_{abc}]_s + [L_{sr}] \cdot [i_{abc}]_r \quad (1.3)$$

$$[\phi_{abc}]_r = [L_{sr}]^T \cdot [i_{abc}]_s + [L_r] \cdot [i_{abc}]_r \quad (1.4)$$

On définit Les matrices d'inductances  $[L_s]$ ,  $[L_r]$  et  $[L_{sr}]$  par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} ; [L_{rs}] = [L_{sr}]^T$$

Avec :

$\theta$  : est l'angle entre les deux repères statorique et rotorique  $\theta = (a_s \wedge a_r)$

$$l_s = L_{ls} + L_{ms} \qquad m_s = -\frac{L_{ms}}{2}$$

De même façon on définit par changement d'indice, les inductances rotoriques  $l_r, m_r$ .

**c) Equations mécaniques : [1]**

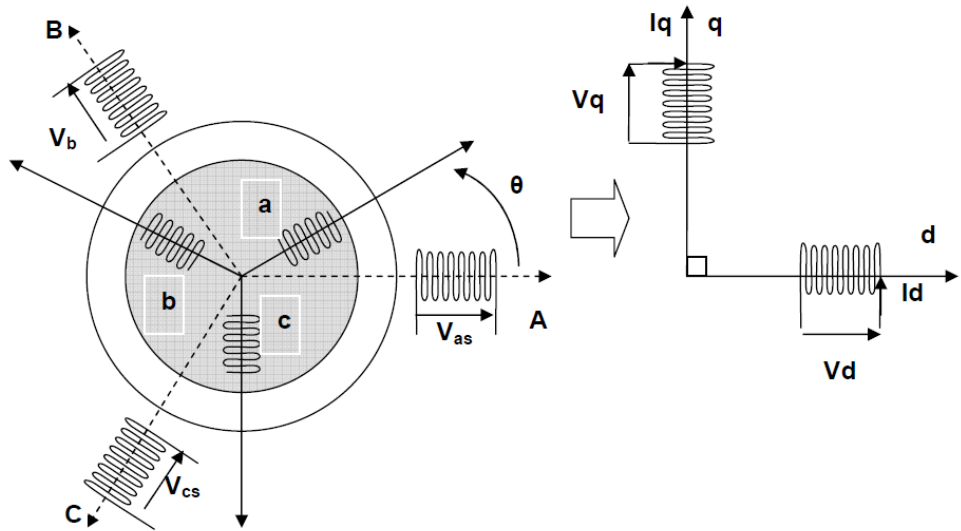
$$J \frac{d}{dt}(\Omega) = C_e - C_r - f_v \Omega \qquad (1.5)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = P [i_{abc}]_s^T [L_{sr}] [i_{abc}]_r \qquad (1.6)$$

### 1.4.3 Modèle de Park d'un moteur asynchrone :

Afin d'aboutir à un modèle mathématique plus simple que le modèle réel du système, nous utiliserons des transformations orthogonales. Nous obtenons donc, des équations plus simples par des changements de variables appropriés. Parmi ces transformations, nous utiliserons celle de **Park**. La figure (**Figure.1.5**) représente clairement cette transformation des axes réels « **a, b, c** » aux axes « **d et q** ».



**Figure.1.5:** Passage du triphasé au biphasé

**a Transformation de Park :**

Cette transformation est définie par sa matrice  $[K(\theta)]$  tel que :

$$[K_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

On choisit le coefficient  $k=2/3$  pour la conservation des amplitudes, tensions, courants, et flux.  $\theta_s$  : est l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé.

La transformée de Park inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par:

$$[K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & 1 \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

## **b Développement des différentes équations dans le repère d-q**

### **b.1 Les équations électriques :**

Après transformation et remplacement des équations électriques on peut démontrer le système suivant :

$$[v_{dq0s}] = [R_s][i_{dq0s}] + [K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} [\Phi_{dq0s}]$$

$$[v_{dq0r}] = [R_r][i_{dq0r}] + [K_r] \frac{d}{dt} [K_r]^{-1} [\Phi_{dq0r}]$$

Après arrangement :

$$[v_{dq0s}] = [R_s][i_{dq0s}] + \left( [K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} \right) [\Phi_{dq0s}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq0s}]$$

$$[v_{dq0r}] = [R_r][i_{dq0r}] + \left( [K_r] \frac{d}{dt} [K_r]^{-1} \right) [\Phi_{dq0r}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq0r}]$$

On peut démontrer que :

$$[K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = (\omega_s - \omega) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\ v_{0s} = R_s i_{0s} + \frac{d}{dt} \phi_{0s} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \\ v_{0r} = R_r i_{0r} + \frac{d}{dt} \phi_{0r} \end{array} \right. \quad (1.7)$$

$$\text{Avec :} \quad \omega = \frac{d\theta}{dt}; \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}; \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$\text{Et :} \quad \omega_r = \omega_s - \omega$$

## **b.2 Les équations des flux :**

De la même façon que les tensions on développe les flux.

$$\begin{aligned} [\Phi_{dq0s}] &= [K_s][L_s][K_s]^{-1} \cdot [i_{dq0s}] + [K_s][L_{sr}][K_r]^{-1} \cdot [i_{dq0r}] \\ [\Phi_{dq0r}] &= [K_r][L_{sr}]^t [K_s]^{-1} \cdot [i_{dq0s}] + [K_r][L_r][K_r]^{-1} \cdot [i_{dq0r}] \end{aligned}$$

Nous pouvons vérifier que:

$$[K_s][L_s][K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & & L_{ls} \end{bmatrix}$$

$$[K_r][L_r][K_r]^{-1} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & & L_{lr} \end{bmatrix}$$



$$[K_s][L_{sr}][K_r]^{-1} = [K_r][L_{sr}]^t[K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec:

$$L_S = L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} : \text{Inductance cyclique statorique.}$$

$$L_r = L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr} : \text{Inductance cyclique rotorique.}$$

$$L_m = \frac{3}{2}L_{sr} : \text{Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.}$$

Après développement des expressions condensées des flux, nous obtenons:

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds} = L_S i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_S i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{0s} = L_{ls} i_{0s} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \phi_{0r} = L_{lr} i_{0r} \end{array} \right. \quad (1.8)$$

### c **Choix du référentiel :**

On distingue trois choix de référentiels, à savoir :

- Référentiel lié au stator : ( $\omega_s = 0$  et  $\omega = -\omega_r$ ), Pour cette référence on obtient un système électrique où les grandeurs statoriques sont purement alternatives et avec la fréquence d'alimentation
- Référentiel lié au rotor ( $\omega_r = 0$  et  $\omega = \omega_s$ ), les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation rotorique  $\omega_r$ .
- Référentiel lié au champ tournant : ( $\omega = \omega_s - \omega_r$ )

Dans ce qui suit on adopte le référentiel lié au champ statorique avec :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega_r + \omega$$

### **d Couple électromagnétique : [2][12][14]**

Pour accomplir le modèle électrique on doit trouver l'expression du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le model mécanique.

Le couple électromagnétique est obtenu à l'aide d'un bilan de puissance [1]

La puissance électrique consommée par le moteur asynchrone est:

$$p_e = [v_{abc}]^t [i_{abc}] = [v_{qd0s}]^t \left( [K_s]^{-1} \right)^t [K_s]^{-1} [i_{dq0s}]$$

Avec:

$$\left( [K_s]^{-1} \right)^t [K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix}$$

D'où: 
$$p_e = \frac{3}{2} (v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs}) + 3v_{0s} \cdot i_{0s}$$

Dans un repère d-q lié au champ tournant et dans un régime permanent équilibré, les grandeurs de Park sont constantes, nous pouvons donc écrire:

$$p_e = \frac{3}{2} ((R_s i_{ds} - \omega_s \phi_{qs}) \cdot i_{ds} + (R_s i_{qs} + \omega_s \phi_{ds}) \cdot i_{qs})$$

$$p_e = \frac{3}{2} R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{3}{2} \omega_s (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds})$$

Le premier terme représente les pertes par effet Joules dans les enroulements statoriques, le second terme représente la puissance électromagnétique. Nous écrivons donc:

$$p_{em} = \frac{3}{2} \omega_s (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) = C_e \cdot \Omega_s = P \cdot \omega_s \cdot C_e$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \end{array} \right. \quad (1.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Omega_s = \omega_s \cdot P \end{array} \right. \quad (1.10)$$

Et par conséquent :

$$C_e = \frac{3}{2} p (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (1.11)$$

En tenant compte des expressions (1.8) et (1.9), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales (voir annexe B):

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = \frac{3}{2} p (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \\ C_e = \frac{3}{2} p \cdot L_m (i_{dr} \cdot i_{qs} - i_{qr} \cdot i_{ds}) \\ C_e = \frac{3}{2} p (\phi_{qr} \cdot i_{dr} - \phi_{dr} \cdot i_{qr}) \\ C_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) \end{array} \right. \quad (1.12)$$

## 1.5 Modèle d'état de la machine asynchrone :

Nous représentons les équations de la machine asynchrone sous forme d'état, cette représentation à la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{X} = f(X, U) \\ Y = h(X, U) \end{array} \right. \quad (1.13)$$

Avec :

- $X$  : Vecteur d'état.
- $U$  : Vecteur de commande.
- $Y$  : Vecteur de sortie.
- $f$  et  $h$  : Fonctions d'état.

Pour le choix des composantes des vecteurs d'état, nous avons la possibilité de choisir entre les flux et les courants ou de faire une combinaison. Dans ce travail, les vecteurs sont définis comme suit:

- $X = (i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \Omega)^t$
- $U = (v_{ds} \ v_{qs})^t$
- $Y = (i_{ds} \ i_{qs})^t$

En manipulant les systèmes d'équations (1.7) et (1.8), on obtient une représentation du modèle de la machine sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + \omega_r \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs} - \omega_r \phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} \\ \frac{1}{p} J \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \cdot \frac{\omega}{p} \end{array} \right. \quad (1.14)$$

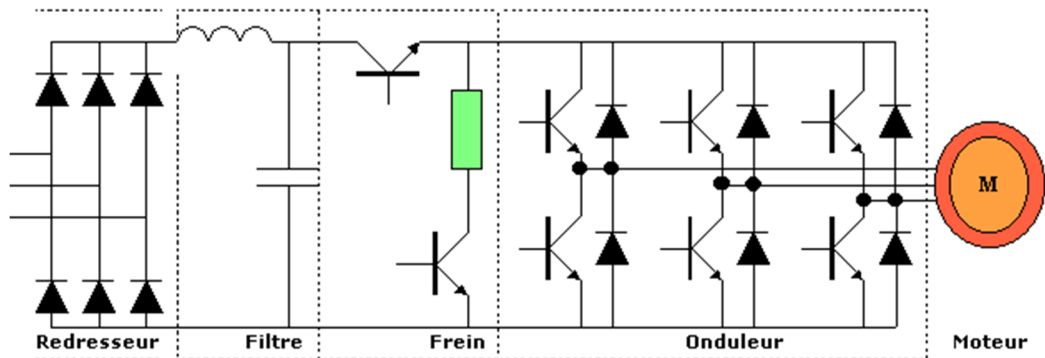
Où  $\sigma = \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right)$  est le Coefficient de dispersion de Blondel.

## 1.6 Modélisation de l'alimentation :

L'alimentation du MAS est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et/ou d'un condensateur.

Le premier étage, alimenté par un réseau triphasé, est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence, imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MAS [2].

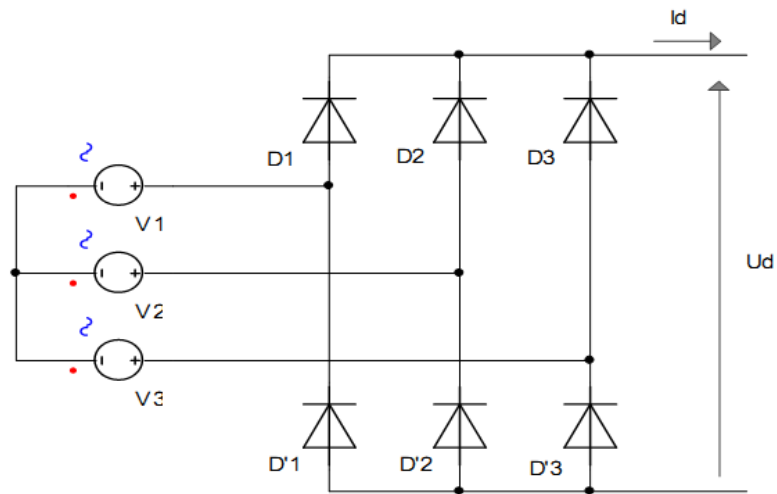
La **figure (1.6)** illustre le schéma synoptique d'un MAS à vitesse variable et de son alimentation.



**Figure (1.6) :** Schéma global d'une MAS à vitesse variable et de son alimentation

### 1.6.1 Modélisation du redresseur triphasé à double alternance à diodes

Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode commune (D1, D2 et D3) assurant l'aller du courant  $I_d$ , et trois diodes à anode commune (D'1, D'2 et D'3) assurant le retour du courant  $I_d$ . Il est schématisé par la **figure (1.7)**.



**Figure (1.7) :** Redresseur triphasé à diodes double alternance

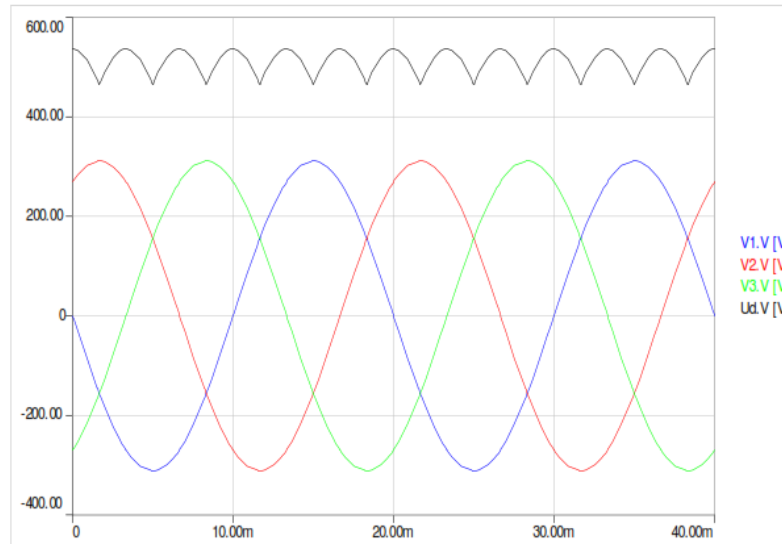
Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé :

$$\begin{cases} V_1(t) = \sqrt{2} \cdot V \cos(\omega \cdot t) \\ V_2(t) = \sqrt{2} \cdot V \cos(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3(t) = \sqrt{2} \cdot V \cos(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.15)$$

Si l'effet de l'empiètement anodique est négligé, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par :

$$U_d(t) = \max[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \min[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] \quad (1.16)$$

La tension redressée aura la forme schématisée par la **figure (1.8)**



**Figure (1.8)** Forme de la tension redressée

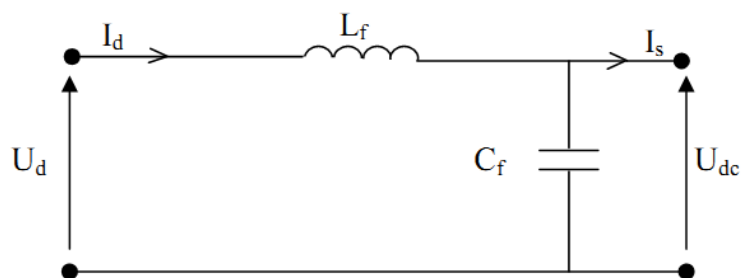
La valeur moyenne de cette tension redressée est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V = 2,34.V \quad (1.17)$$

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

### 1.6.2 Modélisation du filtre

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (LC), schématisé par la **figure (1.9)**



**Figure (1.9)** : filtre passe-bas.

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + V_{dc} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (1.18)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$F = \frac{V_{dc}}{U_d} = \frac{1}{1+(\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (1.19)$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure  $f_c$  tel que :

$$f_c = \frac{1}{1+(\sqrt{L_f C_f})} \quad (1.20)$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit placer sa fréquence de coupure au dessous de la fréquence de la première harmonique de  $U_d(t)$ . Cette condition nous permet de déterminer L et C.

## 1.7 Modélisation de l'onduleur de tension :

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

L'onduleur de tension à *MLI* permet d'imposer au moteur des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard 230/400V, 50Hz [12]. Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristors à extinction par la gâchette GTO (Gate Turn-Off Thyristor), est le cœur de l'organe de commande de la MAS. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance. Il est constitué de trois bras à deux interrupteurs pour chacun. Pour chaque interrupteur, une diode de récupération est montée en tête-bêche avec le semi-conducteur contrôlable.

Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs  $K_A$  et  $K'_A$ ,  $K_B$  et  $K'_B$ ,  $K_C$  et  $K'_C$  doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Le schéma du convertisseur statique alimentant le stator de la MAS est illustré par la **figure (1.10)**

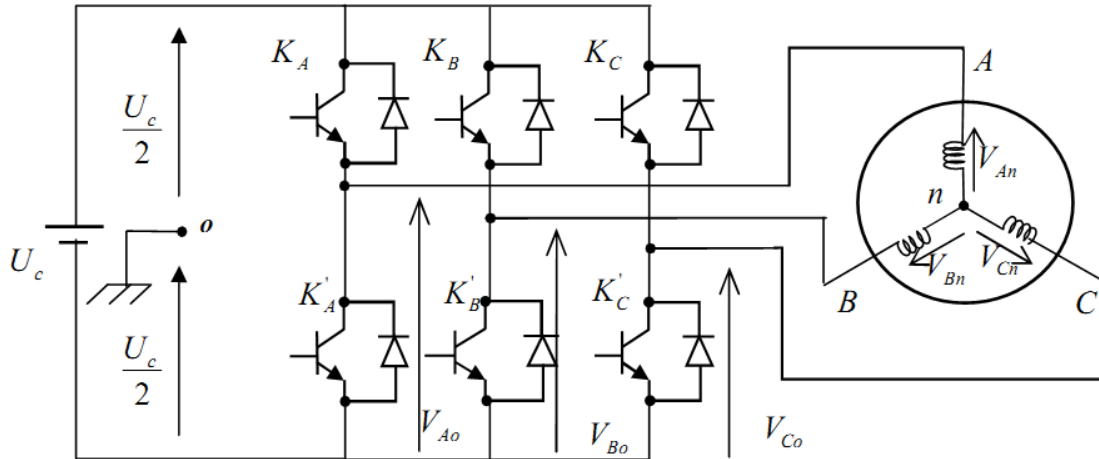


Figure (1.10) : Schéma d'un onduleur triphasé.

### 1.7.1 Modèle mathématique de l'onduleur de tension [9]:

Les deux interrupteurs  $K_i$ ,  $K'_i$ , ( $i = 1, 2, 3$ ), sont unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ce sont des éléments commandés à l'ouverture et à la fermeture. Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion, qui consiste à moduler la tension de sortie avec l'hypothèse où les interrupteurs sont supposés idéaux [14]. Ainsi que chaque bras d'onduleur est associé à une fonction logique de connexion  $S_i$ , ( $i = 1, 2, 3$ ) définie comme suit:

- Si  $K_i$  est fermé &  $K'_i$  est ouvert, alors :  $S_i = 0$ .
- Si  $K_i$  est ouvert &  $K'_i$  est fermé, alors :  $S_i = 1$ .

Pour simplifier l'étude, on suppose que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable c'est-à-dire que les interrupteurs sont supposés idéaux.
- La charge est équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé [1] [8] [15].

On a donc :

$S_i = 0$  : Le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé

$S_i = 1$  : Le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert



En tenant compte du point fictif "o" on peut donc écrire  $v_{io}$  en fonction des signaux de commande  $S_i$ :

$$v_{io} = V_{dc} \left( S_i - \frac{1}{2} \right) \quad (1.21)$$

Soit 'n' le point neutre du coté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  et  $v_{ca}$  sont obtenues à partir de ces relations [1] :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \quad (1.22)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ( $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ ), on aura donc:

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3} (v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3} (v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3} (v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (1.23)$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (1.24)$$

Tel que  $v_{ao}$ ,  $v_{bo}$  et  $v_{co}$  sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport à la référence "o" [8].

En remplaçant (1.24) dans (1.25) on aura :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Des relations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} - v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} - v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} - v_{no} \end{cases} \quad (1.26)$$

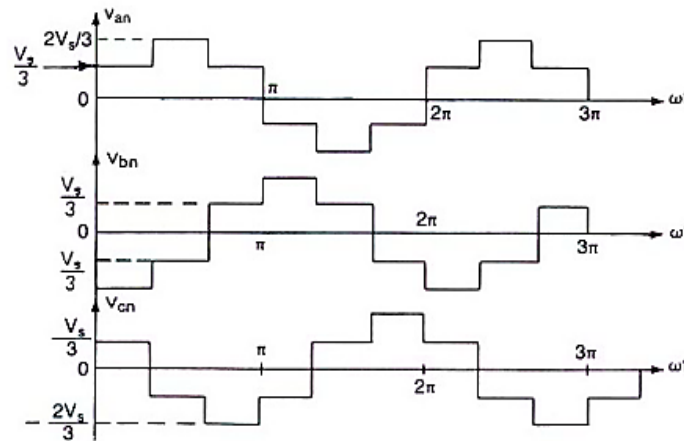
$v_{no}$  : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif "o".

On peut déduire le potentiel entre les points  $n$  et  $o$  :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (1.27)$$

En utilisant l'expression (1.21) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande **figure (1.11)** [13]:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.28)$$



**Figure (1.11):** Les Tensions de sortie de l'onduleur.

### 1.7.2 Stratégies de commande de l'onduleur :

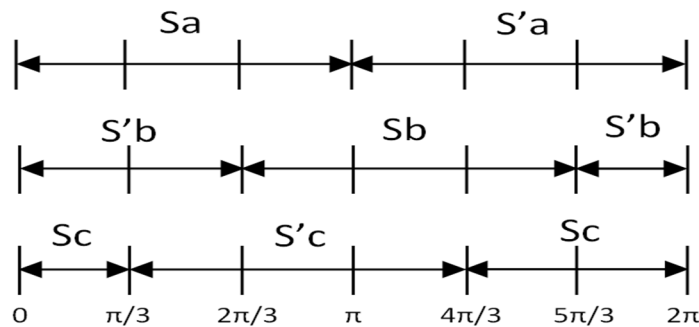
Il est nécessaire d'établir des stratégies de commande de l'onduleur telle que la tension générée soit proche de la forme sinusoïdale avec un faible taux d'harmoniques.

La stratégie la plus utilisée est la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) [6]. Plusieurs types de modulation de largeur d'impulsion sont disponibles. Dans

ce qui suit, nous allons présenter le principe de la commande pleine onde et de la stratégie de contrôle en tension par MLI sinus-triangle et MLI vectorielle.

### 1.7.3 La technique de commande pleine onde :

La commande de deux interrupteurs connectés à une même borne d'entrée sont décalées d'un tiers de période ; celle de deux interrupteurs connectés à une même borne de sortie d'une demi-période. **Figure (1.12)**.

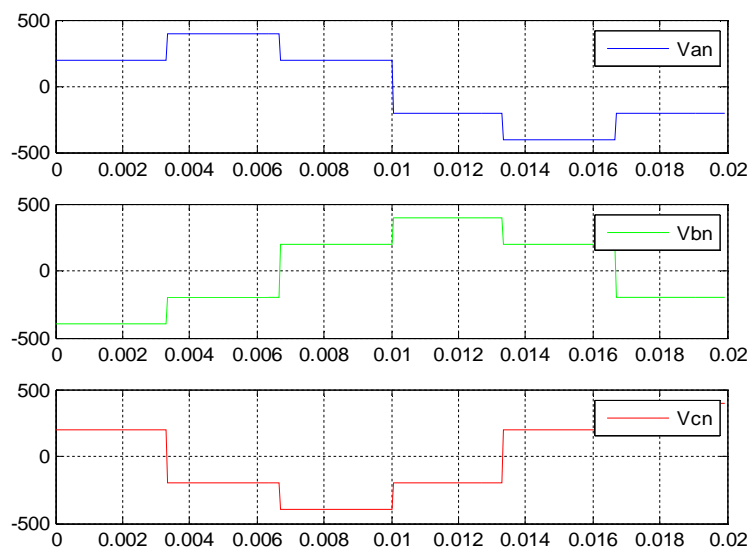


**Figure (1.12)** : les états des interrupteurs.

La tension simple de sortie est successivement égale à  $E/3$ ,  $2E/3$ ,  $E/3$ ,  $-E/3$ ,  $-2E/3$ ,  $-E/3$  **Figure (1.13)**. Leurs développement en série contient tous les harmoniques sauf ceux de rang 3 ou multiple de 3.

Les tensions simples de sortie ont pour valeur efficace :  $V' = \frac{\sqrt{2}E}{3}$

Leur fondamental a pour valeur efficace :  $V' = \frac{\sqrt{2}E}{3}$

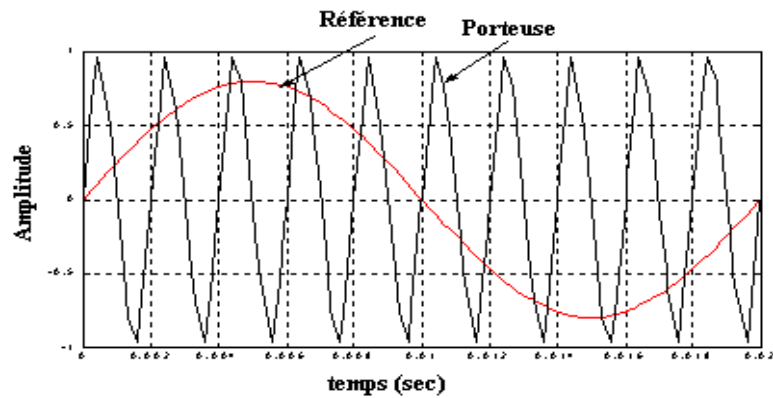


**Figure (1.13)**. Les tensions simples de sortie de l'onduleur.

## 1.7.4 La technique de la stratégie "Sinus-triangle" (MLI):

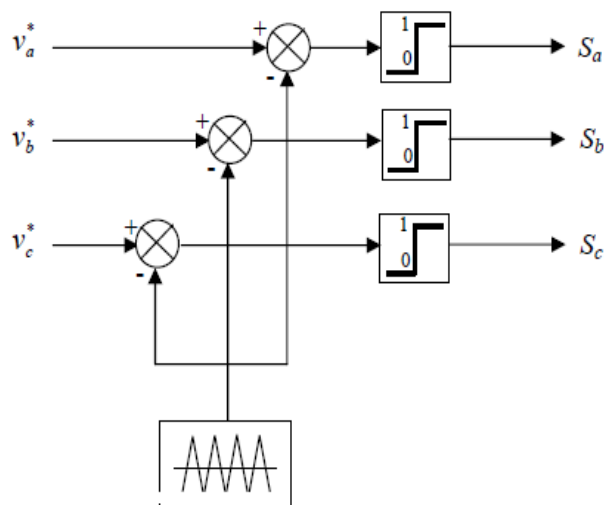
### a Principe de fonctionnement :

La stratégie de commande par modulation de largeur d'impulsion (**MLI**) permet de convertir une tension de fréquence appelée modulante en une tension sous forme de créneau successif. Le principe de la **MLI** consiste à comparer le signal de fréquence (modulante) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence supérieur (Figure.1.9).



Figure(1.14) Technique sinus-triangle.

A chaque interaction des deux signaux, la commande électrique envoie un ordre d'allumage ou d'extinction aux transistors constituant une phase d'onduleur qui produit le signal MLI **figure (1.13)** [12].



Figure(1.15) : Principe de la commande MLI triangulo-sinusoidale.

L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_m$  de la modulante et la fréquence  $f_r$  de la référence :

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

Le taux de modulation  $r$  (ou coefficient de réglage en tension ou encore le rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante à la valeur crête de la porteuse:

$$r = \frac{\text{Valeur crête du fondamental de la tension de charge souhaitée}}{\text{Amplitude des crêtes de la tension de sortie}}$$

Donc :

$$r = \frac{V_m}{V_{ref}}$$

Tel que :  $f_m$  : Fréquences de modulation

$f_r$  : Fréquences de référence

$V_{ref}$  : Amplitude de la tension de référence

$V_m$  : Valeur de crête de l'onde de modulation.

### **b Equation de la porteuse :**

Par analyse mathématique de la porteuse on trouve :

$$V_m = \frac{V_{dc}}{2} \left( \frac{4}{t_m} t - 1 + 4z \right) \quad : \text{La partie montante}$$

$$V_m = \frac{V_{dc}}{2} \left( -\frac{4}{t_m} t + 3 + 4z \right) \quad : \text{La partie descendante}$$

Pour:  $zT_m \leq t \leq (z + 1)T_m$ ,  $z$  : entier et  $\alpha = 0.5$

$$\begin{cases} at + b & : & zT_m \leq t \leq (z + \alpha)T_m \\ ct + d & : & (z + \alpha)T_m \leq t \leq (z + 1)T_m \end{cases}$$

Les **figures (1.16) (a) et (b)**, représentent les signaux de références issues de la commande et le signal de la porteuse, chaque intersection génère les signaux de commande qui seront appliqués aux interrupteurs statiques.

La **figure (1.16) (c)**, montre respectivement les tensions simples.

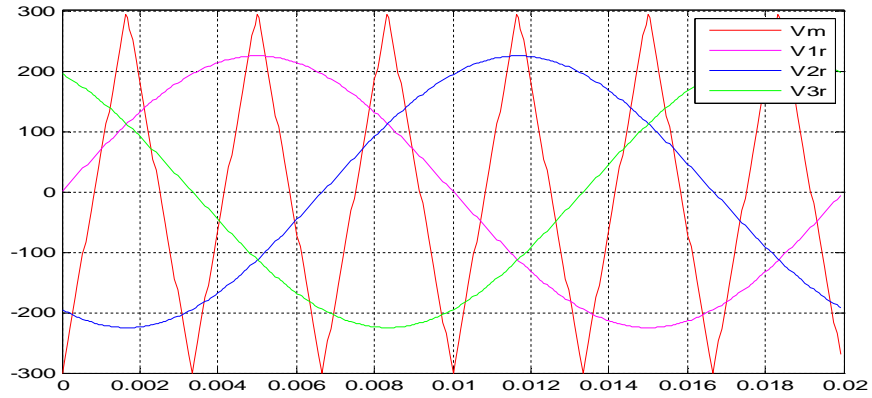


figure (1.16) (a) les tensions de référence.

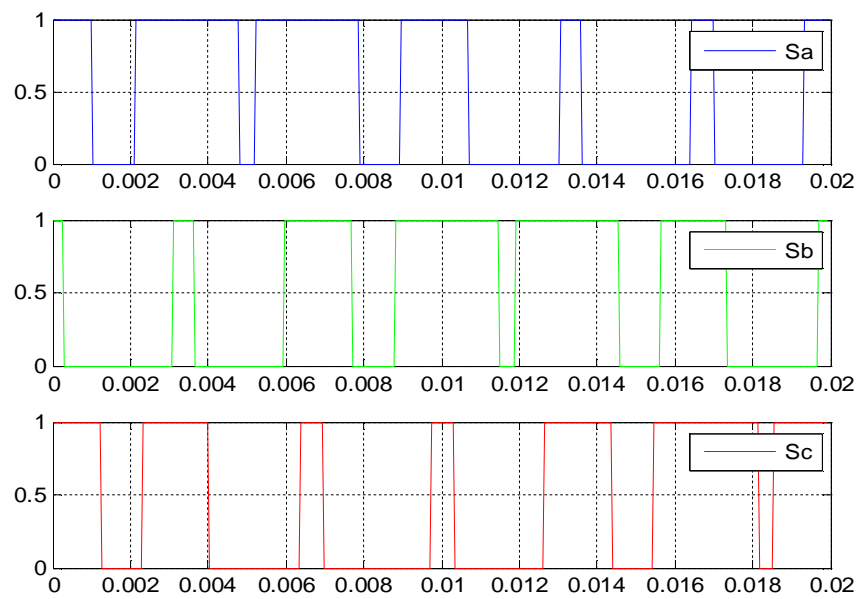


figure (1.16) (b) les impulsions de commande des interrupteurs.

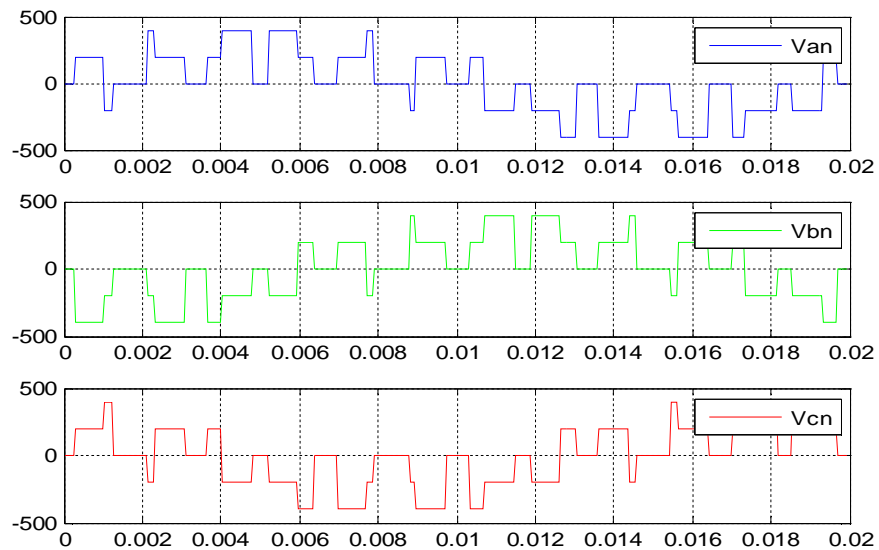
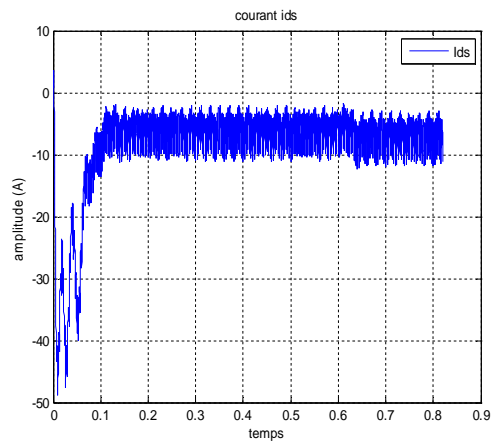
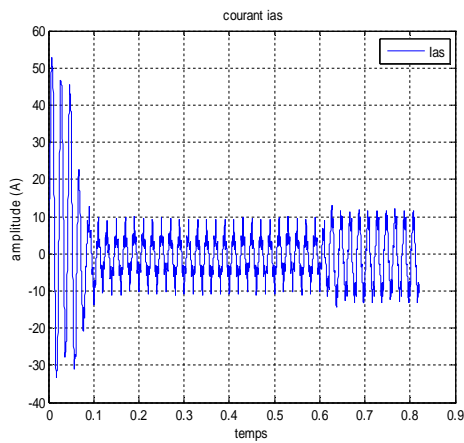


Figure (1.16) (c) les tensions de sortie de l'onduleur.

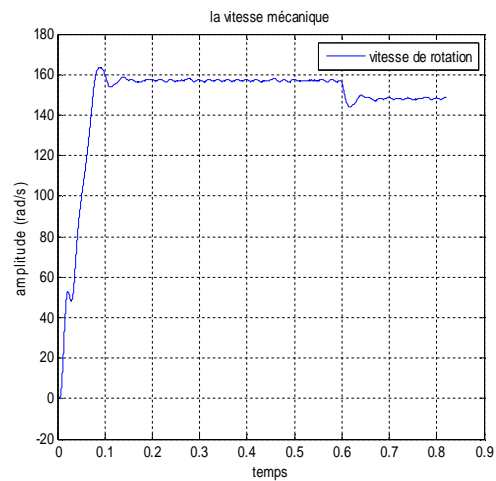
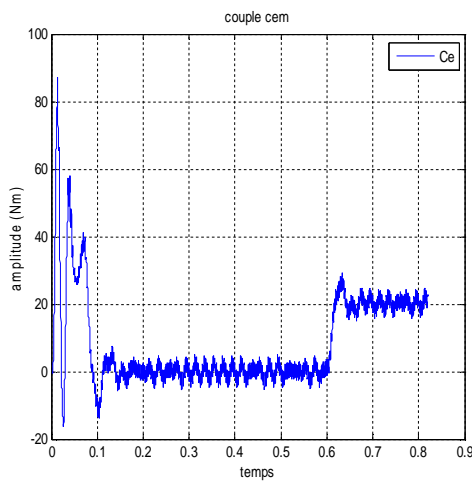
## 1.7.5 Les résultats de simulation d'une MAS en commande pleine

onde :

On va faire la simulation de la machine asynchrone par la commande pleine onde, les **figures (1-17), (1-17-a, 1-17-b, 1-17-c, 1-17-d, 1-17-e)** représentent les différents paramètres courants, tensions, flux et couple.

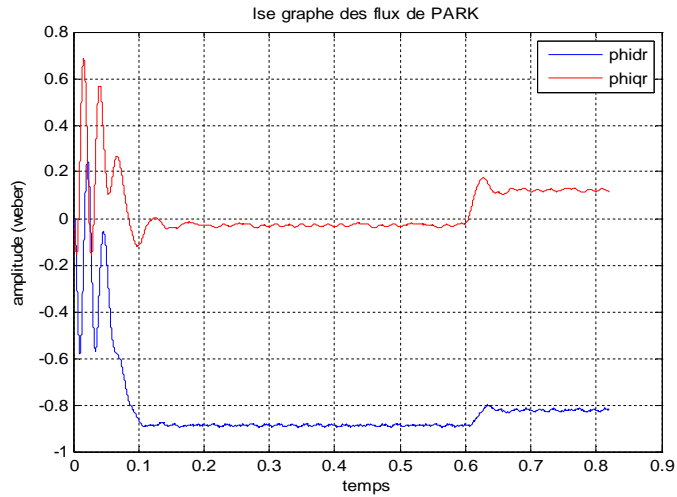


**Figure.1.17: a-** le Courant statorique  $i_{as}$  (A) **Figure.1.17:b-** le Courant statorique  $i_{ds}$  (A)



**Figure.1.17:c-** Le couple  $c_e$  (N.m)

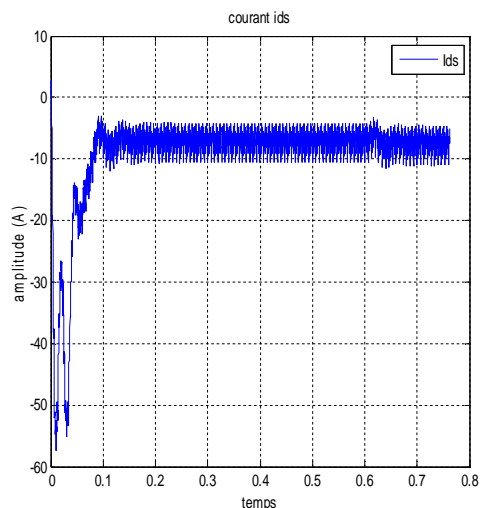
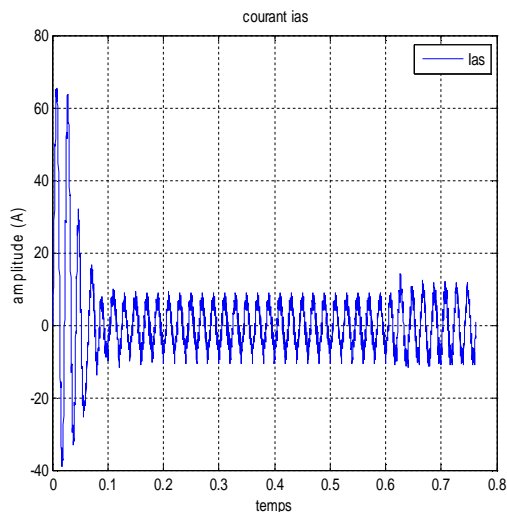
**Figure.1.17:d-** La vitesse de rotation  $\Omega_r$  (rad/s)



**Figure.1.17:e-**Les Flux rotoriques de PARK  $\Phi_{dq0r}$ . (web)

### 1.7.6 Les résultats de simulation d'une association MAS\_MLI :

On fait la simulation du moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Les paramètres du moteur sont donnés en Annexe A. Nous avons effectué deux tests différents, le premier démarrage à vide du moteur et le deuxième l'application d'une charge nominale  $C_r = 20N.m$  à l'instant  $t = 0.6s$  qu'est représenté dans les figures suivant **figures (1-18), (1-18-a, 1-18-b, 1-18-c, 1-18-d, 1-18-e)**.



**Figure.1.18: a-** le Courant statorique  $i_{as}$  (A) **Figure.1.18:b-** le Courant statorique  $i_{ds}$  (A)



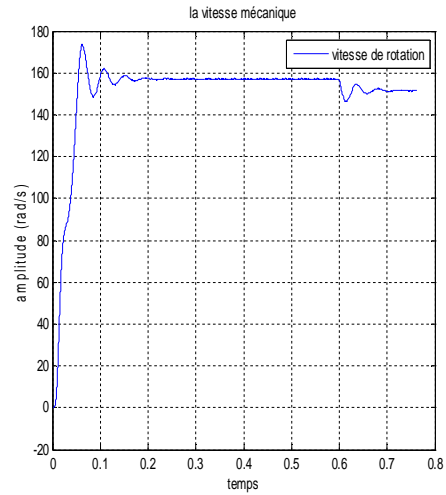
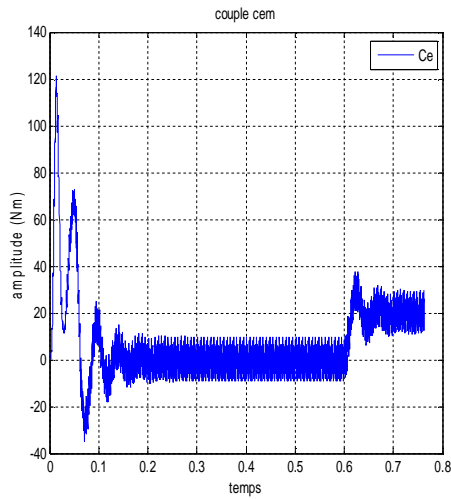


Figure.1.18:c- Le couple  $c_e$  (N.m)

Figure.1.18:d- La vitesse de rotation  $\Omega_r$ (rad/s)

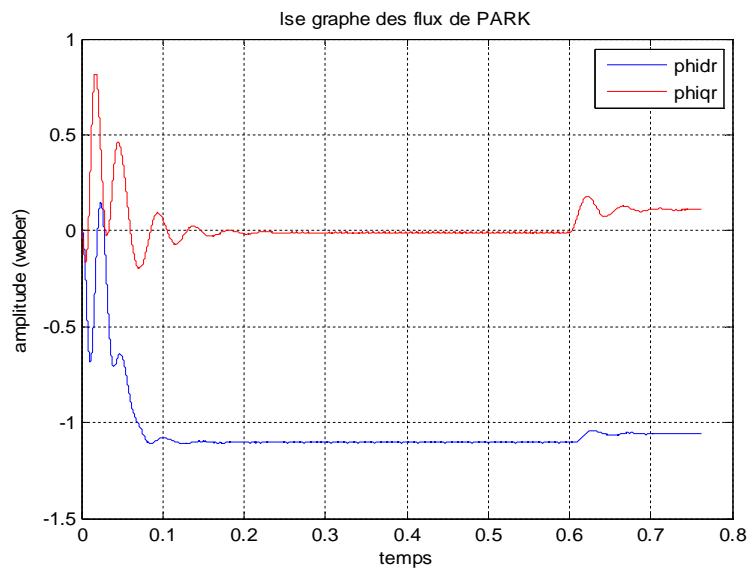


Figure.1.18:e- Les Flux rotoriques de PARK  $\Phi_{dq0r}$ .(web)

### 1.7.7 La comparaison :

En comparant ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une commande pleine onde, montre que dans l'alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations liées aux harmoniques de courant injectées par l'onduleur, si le coefficient

de réglage  $r$  est faible la MLI ne réduit pas les harmoniques, et ces harmoniques sont plus fortes que la commande pleine onde.

Il y a une contradiction entre la volonté de limiter les pertes dans l'onduleur et le désir de travailler à fréquence de modulation élevée pour réduire les effets indésirables de commutations sur les grandeurs de sortie.

## **1.8 Conclusion :**

Les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de Park d'un moteur asynchrone.

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation du moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur de tension à MLI et établi sous des hypothèses simplificatrices. Les résultats obtenus s'avèrent satisfaisants, présentant des oscillations au niveau du couple.

## Chapitre 2 La commande vectorielle de la MAS

---

### 2.1 Introduction:

Contrairement au modèle de la machine à courant continu, le modèle de la machine asynchrone présente un couplage naturel entre le courant qui crée le couple électromagnétique et le courant qui crée le flux magnétique, ce qui va rendre la commande plus difficile [7] [1].

La commande vectorielle abrégée *FOC*, avec ses deux formes, directe *DFOC* et indirecte *IRFOC*, elle dépasse largement par ses capacités la commande scalaire lorsqu'il s'agit de contrôle à hautes performances, et reste très compétitive dans le domaine de la commande des machines électriques, car depuis son développement en Allemagne à la fin des années soixante et début soixante-dix par **Hasse** (*IRFOC*) et **Blaschke** (*DFOC*), elle est toujours mises à jour avec les nouvelles techniques qui se présentent [9].

En 1972, **Blaschke** a proposé la théorie de commande par orientation du flux, ce travail a permis de rendre le modèle de la machine asynchrone semblable au modèle de la machine à courant continu ce qui peut simplifier sa commande. Après plusieurs années, et après le développement considérable de la micro électronique, cette technique a permis de faire une énorme révolution au niveau de la commande des machines asynchrones, et aujourd'hui les moteurs asynchrones ont remplacés les moteurs à courant continu dans plusieurs applications qui demandent de hautes performances où ce dernier était le seul qui peut satisfaire ce type d'applications [1].

Dans le présent chapitre, nous allons présenter la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur de tension

commandé en courant par la technique MLI, en utilisant des régulateurs classiques de type PI [1].

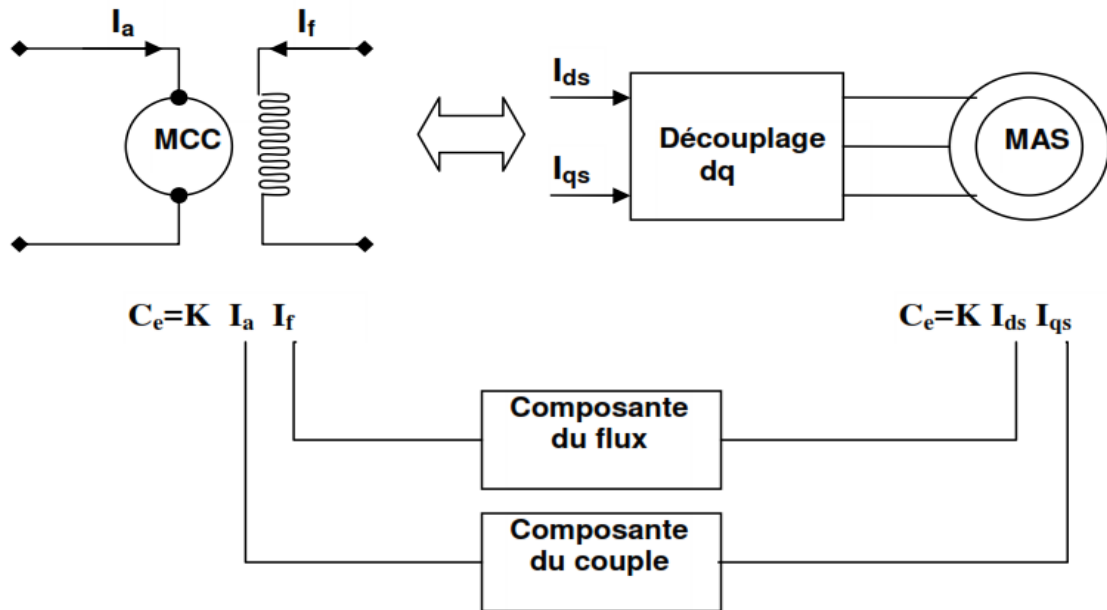
A la fin de ce chapitre, nous faisons la simulation des différentes paramètres de la machine tels que le couple, les flux et la vitesse.

## **2.2 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 de l'inducteur et le couple est contrôlé par le courant d'induit. Cependant, pour la machine asynchrone, l'expression du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage entre le réglage du flux et celui de couple est naturel.

On se retrouve donc confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. La commande vectorielle vient de régler ce problème de découplage entre le réglage du flux et celui du couple [2].

La **figure (2.1)** représente le principe de découplage pour la machine asynchrone.



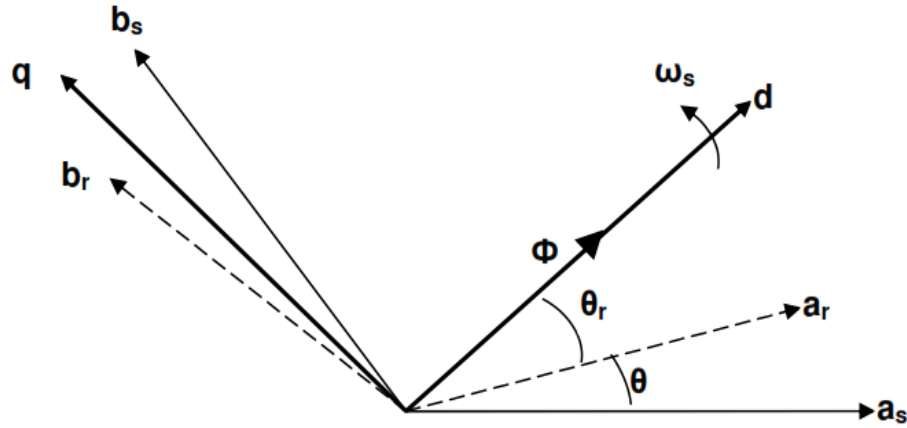
**Figure (2.1)** Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC

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.

### 2.3 Principe de la commande par orientation du flux

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes **(d, q)** et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [2].

Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. On se place donc dans un référentiel **dq** lié au champ tournant tel que l'axe **d** coïncide avec la direction désirée du flux [4] figure (1.2).



**Figure (2.2)** Principe de la commande par orientation du flux.

Le flux représenté dans la **figure (3.2)** peut être le flux rotorique, le flux statorique ou le flux d'entrefer. Donc on peut orienter soit :

- Le flux rotorique avec la condition :  $\varphi_{dr} = \varphi_r$  et  $\varphi_{qr} = 0$  ;
- Le flux statorique avec la condition :  $\varphi_{ds} = \varphi_s$  et  $\varphi_{qs} = 0$  ;
- Le flux d'entrefer avec la condition :  $\varphi_{de} = \varphi_e$  et  $\varphi_{qe} = 0$ .

Dans notre travail, nous avons choisi l'orientation du flux rotorique. Donc, en tenant compte de la première condition et de l'expression du système **(1.12)**, l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \phi_r \cdot i_{qs} \quad (2.1)$$

La troisième équation du système **(1.14)** devient :

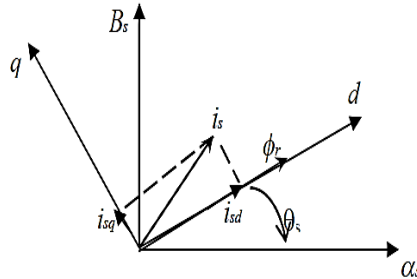
$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{ds} \quad (2.2)$$

Nous pouvons remarquer d'après les relations **(2.1)** et **(2.2)** 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 conséquent, nous avons obtenu une structure semblable à celle d'une machine à courant continu.

## 2.4 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes **(d, q)** tels que l'axe **d** soit confondu avec la direction de  $\Phi_r$ , Le flux étant orienté sur l'axe **d**.



**Figure (2.3)** Orientation de flux rotorique.

Le système d'équations d'état **(1.14)** nous permet d'exprimer :

Les équations de la machines dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \sigma \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{qs} & (2.2) \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \sigma \frac{di_{qs}}{dt} - \omega_s \left[ L_s \sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_r \right] & (2.3) \end{cases}$$

L'équation d'état de la machine représentée dans le repère lié au champ tournant:

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -R_s i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \left( R_r \frac{L_m}{L_r} \right) \phi_r + v_{ds} \right] \quad (2.4)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\omega_s \sigma L_s i_{ds} - R_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega \phi_r + v_{qs} \right] \quad (2.5)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \left( R_r \frac{L_m}{L_r} \right) i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_r \quad (2.6)$$

$$\omega_s = \omega + \left( R_r \frac{L_m}{L_r} \right) \frac{i_{qs}}{\phi_r} \quad (2.7)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} \left( C_e - C_r - \frac{f_v}{p} \omega \right) \quad (2.8)$$

Avec:  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  : Coefficient de dispersion de **Blondel**

$$\text{Et: } R_r = (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) , T_r = \frac{L_r}{R_r} , T_s = \frac{L_s}{R_s} .$$

Le couple électromagnétique de la machine s'écrit alors :

$$C_e = \frac{3}{2} p \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \varphi_r i_{qs} \quad (2.9)$$

### 2.4.1 Découplage entrée-sortie :

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives [14].

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, et découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage.

#### a *Découplage par compensation :*

Pour éviter le couplage entre les deux équations de  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$ , on fait appel à une méthode de compensation qui consiste à faire la régulation en négligeant les termes de couplage. Afin d'obtenir les tensions de références, les termes de couplage sont rajoutés à la sortie des correcteur de courant. Les deux nouvelles variables de commande  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$  telles que  $v_{ds1}$  n'agit que sur  $i_{ds}$  et  $v_{qs1}$  n'agit que sur  $i_{qs}$  [12][15].

Définissons ces deux nouvelles variables de commande  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$  :

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{ds1} - e_{ds} & (2.10) \\ v_{sq} = v_{qs1} - e_{qs} & (2.11) \end{cases}$$

Avec:

$$\begin{cases} e_{ds} = \omega_s \sigma L_s i_{qs} + R_r \frac{L_m}{L_r^2} \Phi_r & (2.12) \end{cases}$$

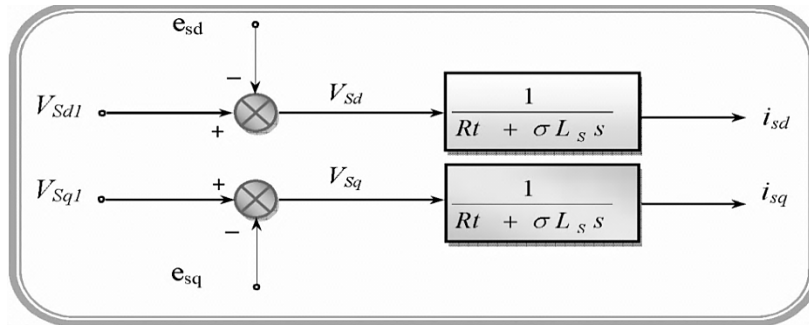
$$\begin{cases} e_{qs} = -\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} i_{qs} & (2.13) \end{cases}$$



Et :

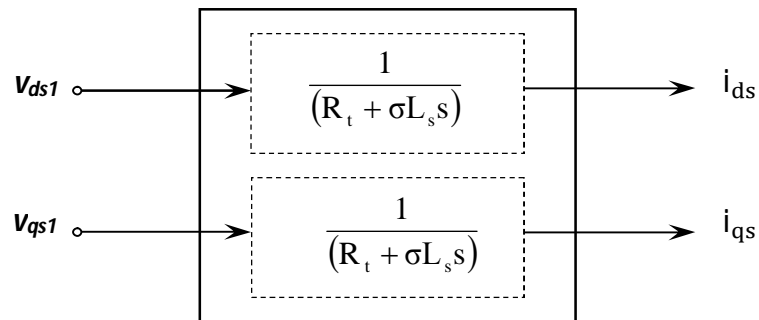
$$\begin{cases} v_{ds1} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_t i_{ds} & (2.14) \\ v_{qs1} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} - R_t i_{qs} & (2.15) \end{cases}$$

La (figure.2.4) présente la reconstitution des tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  à base des fem "e<sub>ds</sub>" et "e<sub>qs</sub>" :



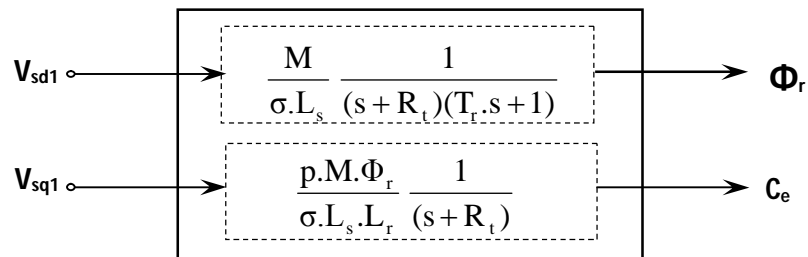
**Figure (2.4):** reconstitution des tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées, les (figure.2.5) et (figure.2.6) montrent ce découplage.



**Figure. 2.5 :** Commande découplée - Expressions de  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ .

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple nous obtenons :



**Figure. 2.6:** Commande découplée - Expressions de  $\Phi_r$  et  $C_e$ .

## 2.4.2 Bloc d'estimation :

On utilise trois (03) estimateurs pour estimer le flux rotorique, la pulsation statorique et le couple électromagnétique.

L'équation suivante permet d'estimer le flux rotorique :

$$\widehat{\phi}_r = \frac{L_m}{1+sT_r} I_{ds} \quad (2.16)$$

La quatrième équation des lois de commande permet d'estimer la pulsation statorique

$$\widehat{\omega}_s = p.\Omega + \frac{L_m}{T_r \Phi_r} I_{qs} \quad (2.17)$$

Le flux est nul au démarrage, alors on ajoute 0.001 au dénominateur pour ne pas avoir une valeur indéterminée :

$$\widehat{\omega}_s = p.\Omega + \frac{L_m}{T_r \Phi_r + \varepsilon} I_{qs} \quad (2.18)$$

$$\text{Et : } \widehat{\theta}_s = \frac{1}{s} \widehat{\omega}_s \quad (2.19)$$

De même, nous pouvons estimer aussi Ce :

$$\widehat{C}_e = p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \widehat{\phi}_r \cdot I_{qs} \quad (2.20)$$

La (Figure.2.7) illustre les blocs d'estimation du flux rotorique, du couple, et de la phase du flux rotorique utilisés pour la commande vectorielle directe d'un MAS.

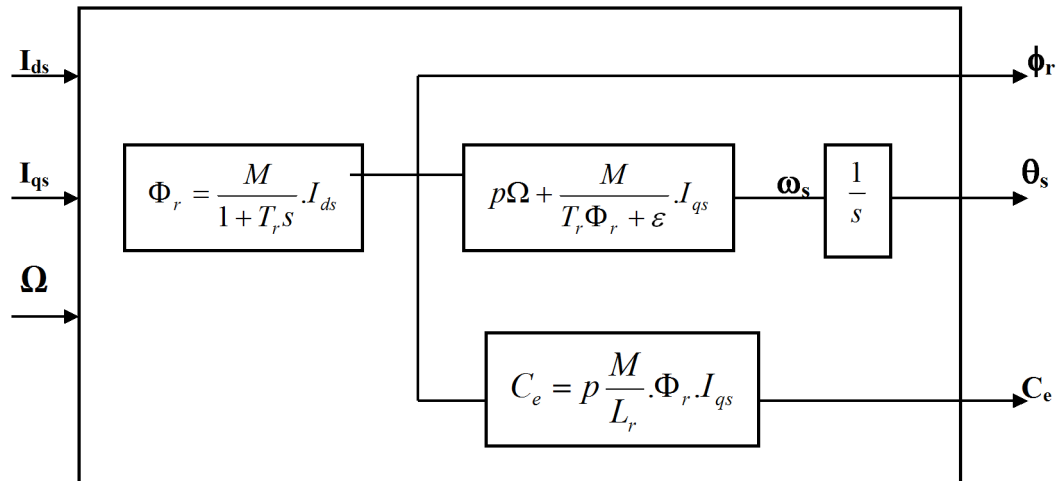


Figure.2.7: représentation de bloc d'estimation

### 2.4.3 Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté :

Le schéma que nous proposons (Figure.2.8) est une commande vectorielle de type direct : le flux rotorique est asservi à une consigne de flux. Une commande indirecte ne comporterait pas de régulateur de flux [9].

Nous utilisons les estimateurs de flux et de pulsation statorique qu'est déterminés précédemment.

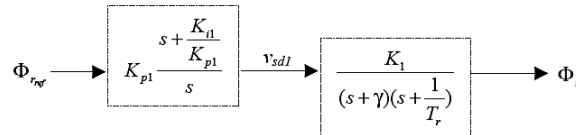


Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2<sup>nd</sup> ordre.

Soit un régulateur proportionnel intégrateur classique de type :

$$PI(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2.22)$$

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la (figure.2.9) :



**Figure. 2.9:** schéma en boucle ouverte.

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, soit  $(s + \frac{1}{T_r})$  par  $(s + \frac{k_{i1}}{k_{p1}})$ , ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{k_{i1}}{k_{p1}} = \frac{1}{T_r} \quad (2.23)$$

$k_{p1}$  : représente le gain proportionnel.

$k_{i1}$  : Le gain intégral.

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{k_{p1}k_1}{s(s+\gamma)} \quad (2.24)$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante :

$$1 + \frac{\gamma}{k_{p1}k_1}s + \frac{s^2}{k_{p1}k_1} \quad (2.25)$$

Que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 2<sup>nd</sup> ordre.

Nous avons donc à résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_1 K_{p1}} = \frac{1}{\omega_n^2} & (2.26) \\ \frac{\gamma}{K_{p1} K_1} = \frac{2\xi_1}{\omega_n} & (2.27) \end{cases}$$

$$K_{p1} = \frac{\gamma^2}{K_1 (2\xi_1)^2} \quad (2.28)$$

Et :

$$k_{i1} = \frac{1}{T_r} K_{p1} \quad (2.29)$$

$\xi$  : Le taux d'amortissement.

$\omega_n$  : La pulsation naturelle.

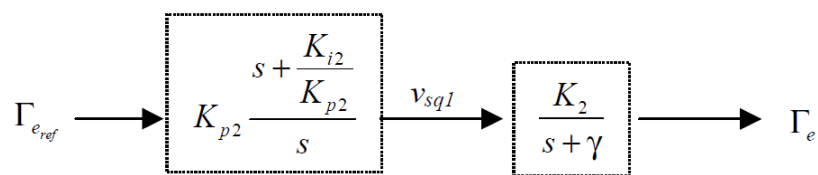
### **b Régulateur du couple :**

Du même les équations de découplage proposées (figure.2.10) permettent d'exprimer  $c_e$

$$C_e = \frac{k_2}{(s+\gamma)} V_{qs1} \quad (2.30)$$

Avec :  $k_2 = \frac{pL_m \phi_{ref}}{\sigma L_s L_r}$

L'utilisation d'un régulateur proportionnel intégral donne le schéma en boucle ouverte suivant (figure.2.10) :



**Figure.2.10** : schéma en boucle ouverte.

Compensons le pole  $(s + \gamma)$  par  $(s + \frac{k_{i2}}{k_{p2}})$ , ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{k_{i2}}{k_{p2}} = \gamma \quad (2.31)$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{k_{p2}k_2}{s} \quad (2.32)$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type  $1^{nd}$  ordre de temps  $\frac{1}{k_{p2}k_2}$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep2}(\%)$ , nous obtenons la condition suivante

$$3 \frac{1}{k_{p2}k_2} = t_{rep2}(\%)$$

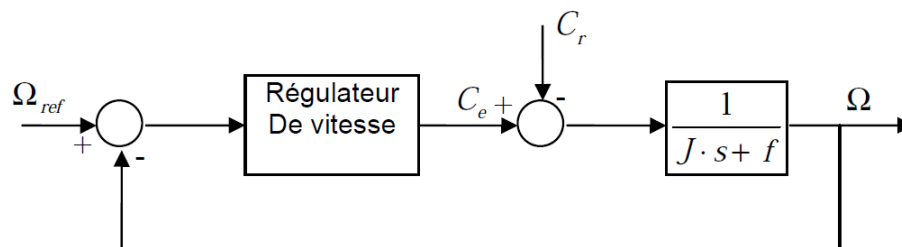
$$k_{p2} = 3 \frac{\sigma L_s L_r}{p L_m \phi_{ref} t_{rep2}(\%)} \quad (2.33)$$

Et :

$$k_{i2} = \gamma k_{p2} \quad (2.34)$$

### c Régulation de vitesse :

La chaîne de régulation de vitesse par un régulateur PI peut être représentée par le schéma fonctionnel de la (figure.2.11).



**Figure.2.11:** Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

Nous avons:

$$\Omega = \frac{C_e - C_r}{J s + f_v} \quad (2.35)$$

Donc:

$$\Omega = \frac{\left(\frac{k_{p3}}{k_{i3}} s + 1\right)}{\frac{J}{k_{i3}} s^2 + \frac{k_{p3}+J}{k_{i3}} s + 1} \Omega^* - \frac{\frac{s}{k_{i3}}}{\frac{J}{k_{i3}} s^2 + \frac{k_{p3}+J}{k_{i3}} s + 1} C_r \quad (2.36)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2<sup>nd</sup> ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique:

$$F(S) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi_3}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad (2.37)$$

On aura :

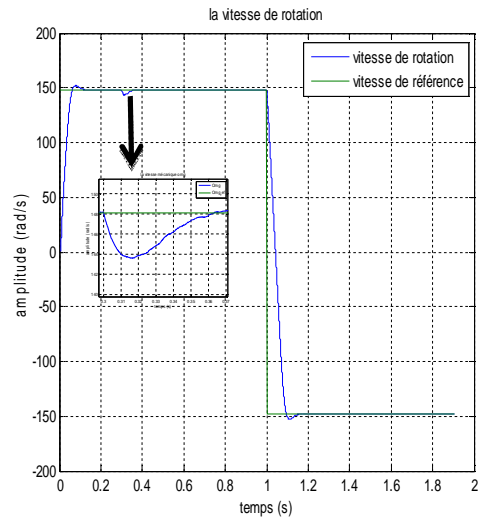
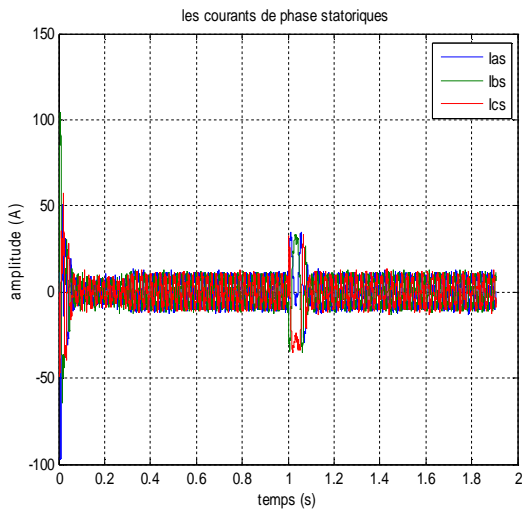
$$\begin{cases} K_{i3} = J \omega_n^2 & (2.38) \\ K_{p3} = \frac{2\xi_3}{\omega_n} \cdot K_{i3} - f_v & (2.39) \end{cases}$$

## 2.5 Les résultats de simulation de la commande vectorielle:

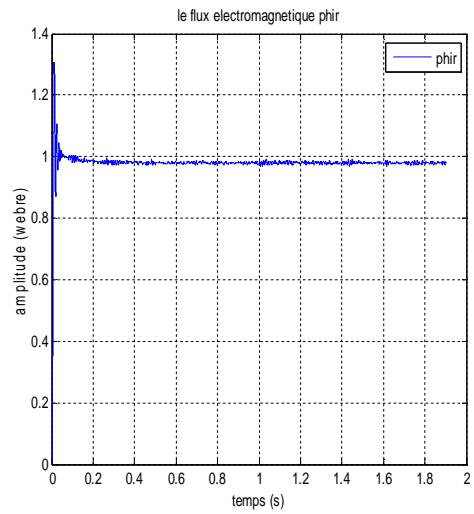
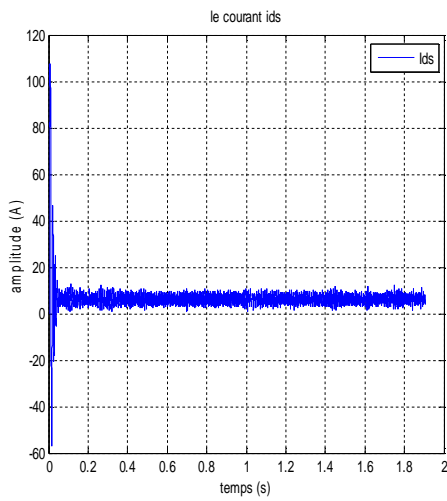
La simulation a été effectuée par le logiciel «Matlab». Dans cette partie on présentera le cas d'une machine asynchrone commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique, La commande rapprochée est réalisée par la technique *MLI Sinus-Triangle*.

Les figures (2.12-a, 2.12-b, 2.12-c, 2.12-d, 2.12-e, 2.12-f) suivantes montrent les performances de la commande lors d'un démarrage à vide, l'application d'un couple de charge  $C_r = 20 N.m$  à  $t = 0.3 s$ , puis l'inversion de la vitesse de consigne  $\Omega_{ref} = -148.1$  (rad/s) à  $t = 1 s$ .

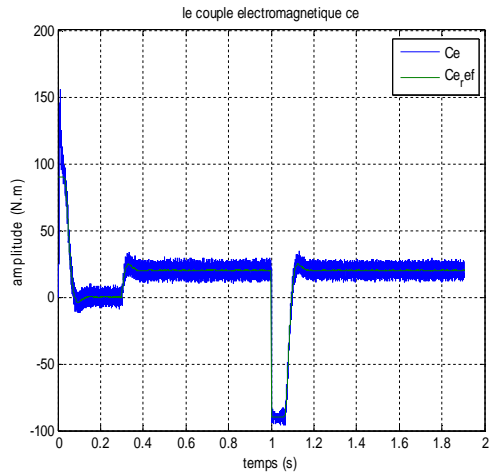




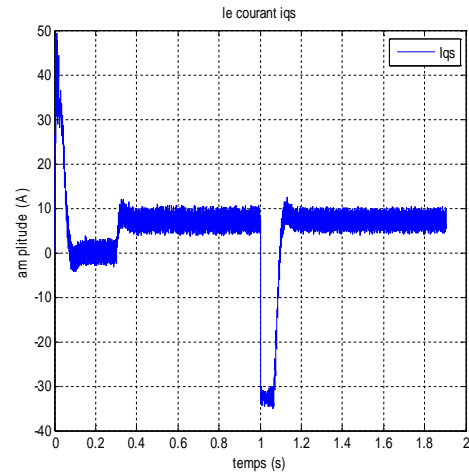
**Figure.2.12-a** : le Courant statorique  $I_{abcS}$  (A) **Figure.2.12-b**: La vitesse de rotation  $\Omega_r$ (rad/s)



**Figure.2.12-c**: le Courant statorique  $i_{dS}$  (A) **Figure.2.12-d**:Le Flux rotorique  $\Phi_r$ (web).



**Figure.2.12-e:** Le couple  $c_e (N. m)$



**Figure.2.12-f:** le Courant statorique  $i_{qs} (A)$

On remarque :

La vitesse de rotation commence par un régime transitoire avec démarrage à vide qui dure environ 0.1s avec un dépassement de 2%, puis elle suit constamment la référence. À l'instant où l'on applique le couple de charge, la vitesse est réduite pendant 0.06s avec 3% de sa valeur de consigne. A l'application de l'inversement de consigne, la vitesse suit sa commande avec un passage de régime transitoire.

Le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis converge vers la valeur de référence, l'application d'un couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé ainsi que le courant  $i_{qs}$ , lorsqu'on inverse la vitesse de référence, et après ce régime transitoire, le couple  $c_e$  et le courant  $i_{qs}$  se stabilisent au voisinage de la valeur de référence.

Le flux rotorique  $\Phi_r$  présente un dépassement en régime transitoire au moment de démarrage, puis elle suit constamment la référence  $\Phi_r = 0.98(\text{weber})$ , la même chose pour le courant  $i_{ds}$  qui se stabilise à la valeur nominale.

Les courants statoriques de trois phases  $I_s$  présentent des dépassements en régime transitoire qui disparaissent rapidement en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, lorsqu'on applique un couple de charge on a une augmentation de l'amplitude dans les trois phases statoriques,

l'inversement de consigne, on remarque que les trois courants passe à régime transitoire.

Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  du courant statorique.

## **2.6 Conclusion:**

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique ayant pour principe le découplage entre le couple électromagnétique et le flux.

Avec cette orientation du flux, nous avons obtenu un modèle découplé d'un moteur asynchrone et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur PI.

Nous avons simulé cette commande sur le logiciel "MATLAB", et nous avons présenté le schéma complet de notre commande en précisant le contenu de chaque bloc. Les résultats de simulation que nous avons présentée montrent clairement la réalisation du découplage entre le couple électromagnétique et le flux.

# Chapitre 3 La Commande vectorielle par la Logique Floue de la Machine Asynchrone

---

## 3.1 Introduction :

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous avec un formalisme mathématique fortement développé [16], 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, mais l'essor véritable de la commande à la logique floue a commencé au Japon au début des années 1980 par **TAKAGI-SUGENO**. 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 [16], [17].

Les avantages de la logique floue sont nombreux ; elle permet de commander des systèmes non linéaires et qui ont des modèles compliqués [1]. En fait, le calcul des paramètres du système n'est pas nécessaire pour réaliser cette commande [16].

Dans ce chapitre on va faire une présentation de la logique floue et son application sur la commande de la machine asynchrone à l'aide d'un exemple théorique pour mener une bonne explication.

## 3.2 Éléments de base :

### 3.2.1 la variable linguistique :

La théorie de la logique floue est basée sur la notion de variable linguistique prenant des valeurs linguistiques ou floues, lorsqu'on dit « la vitesse est basse » la valeur linguistique « basse » n'est pas précise elle est floue, mais selon l'expérience de langage et de la vitesse le mot « basse » reste cependant définie dans un domaine plus ou moins précis des nombres « basse, moyen, élevé ».

### 3.2.2 l'univers de discours :

Est l'ensemble de valeurs numériques ou réelles qui peut prendre la variable floue, en général l'univers de discours est noté  $U$ , les valeurs linguistiques seront alors projetées dans l'univers de discours pour définir les sous-ensembles associés à chaque valeur linguistique.

**Exemple :** l'âge d'une personne varie entre [0 an, 100 ans]=  $U$

- une personne est jeune à 100% entre [0 an, 45 ans] donc  $U_{\text{jeune}}=[0 \text{ an}, 45 \text{ ans}]$ .
- une personne est en âge mûr à 100% entre [40 an, 60 ans] donc  $U_{\text{âge mûr}}=[40 \text{ an}, 60 \text{ ans}]$ .
- Une personne est âgée à 100% entre [60ans, 100ans] donc  $U_{\text{âgée}}=[60\text{ans}, 100\text{ans}]$ .

**3.2.3 la fonction d'appartenance :** soit une variable linguistique  $X$  prenant des valeurs linguistique  $X=\{A_1, A_2, \dots\}$  sur un univers de discours  $U$ , la fonction d'appartenance est une fonction  $\mu$  définie entre  $[0 \ 1]$  noté généralement  $\mu_{A_i}$  pour  $i=1, 2, \dots, n$  et  $u_i \in U$  avec :  $U$  est l'univers de discours de la variable linguistique  $X$ ,  $u_i$  est l'univers de discours de la variable  $A_i$ , la fonction d'appartenance donne le **dégré d'appartenance** de chaque valeur linguistique.

**Les fonctions d'appartenances les plus usuelles sont :** [17].

**Fonction triangulaire :**

$$A(t) = \begin{cases} 1-(a-t)/\alpha & \text{si } a-\alpha \leq t \leq a \\ 1-(t-a)/\beta & \text{si } a \leq t \leq a+\beta \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.1)$$

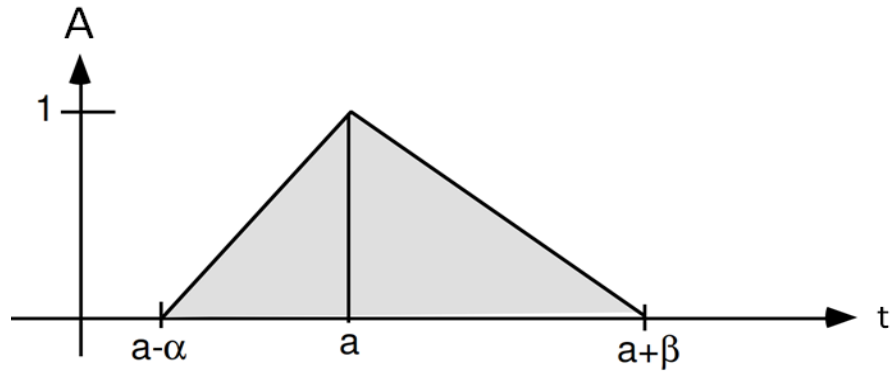


Figure (3.1) fonction d'appartenance triangulaire.

**Fonction trapézoïdale :**

$$A(t) = \begin{cases} 1-(a-t)/\alpha & \text{si } a-\alpha \leq t \leq a \\ 1 & \text{si } a \leq t \leq b \\ 1-(t-b)/\beta & \text{si } a \leq t \leq b+\beta \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.2)$$

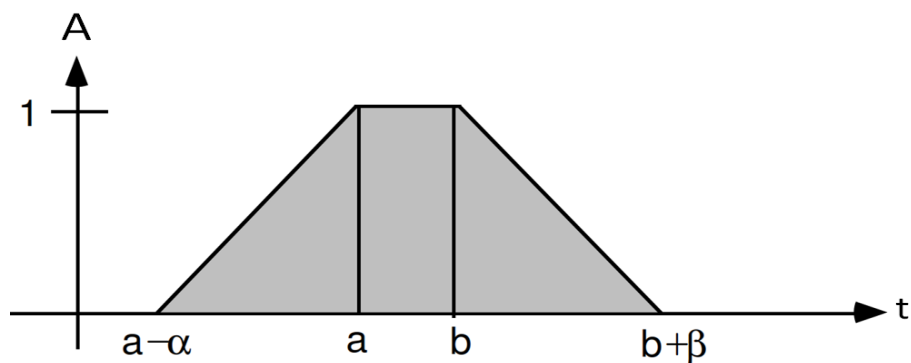


Figure (3.2) fonction d'appartenance trapézoïdale.

**Fonction Gussienne (cloche):**

$$A(x) = e^{-\frac{(x-cf)^2}{\omega}} \quad (3.3)$$

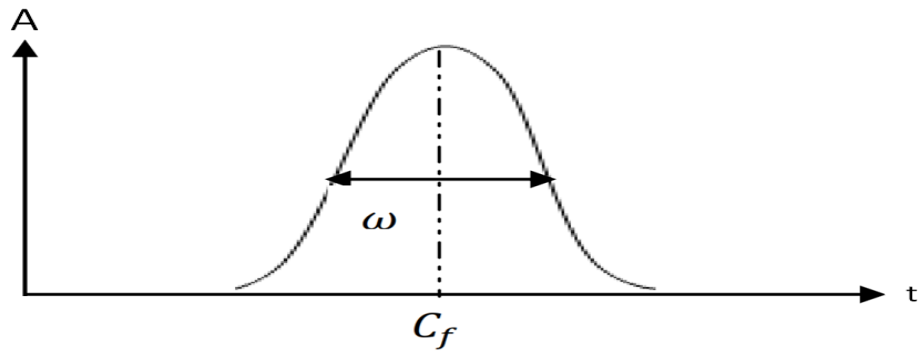


Figure (3.3) fonction d'appartenance Gaussienne.

Fonction singleton :

$$A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = A_0 \\ 0 & \text{si } x \neq A_0 \end{cases} \quad (3.4)$$

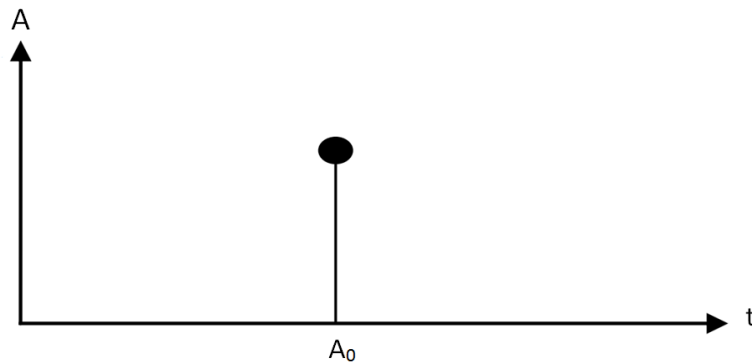


Figure (3.4) fonction d'appartenance Singleton.

- **Le degré d'appartenance :**

En prenant l'exemple précédent ; 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 âge mûr est qualifiée à la fois comme en âge mûr 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.

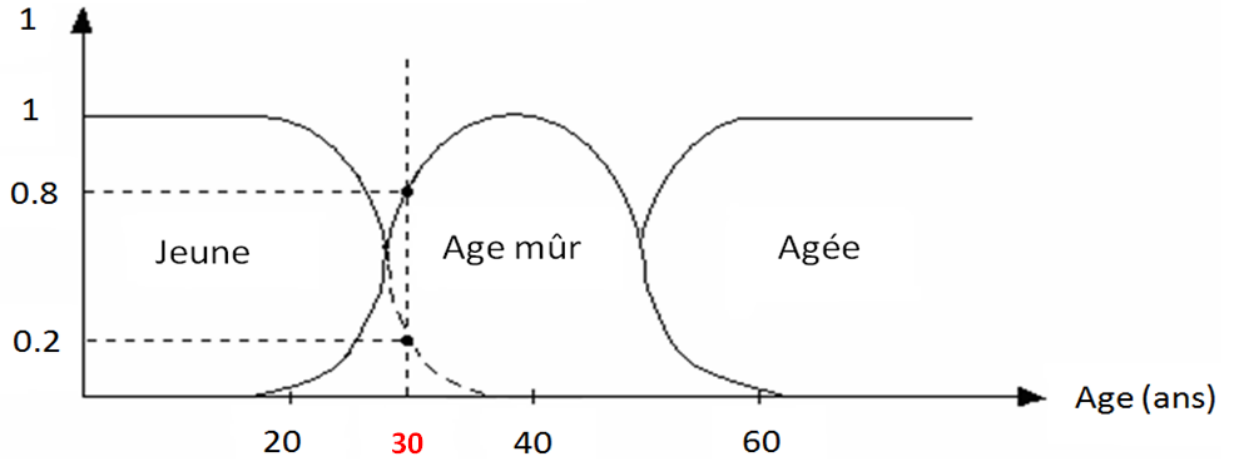
On garde l'exemple précédent, mais on accepte les petits changements :

Soit l'univers de discours  $\mathbf{U} = [0 \text{ an}, 80 \text{ ans}]$

- une personne est jeune, donc  $\mathbf{U}_{\text{jeune}} = [0 \text{ an}, 40 \text{ ans}]$ .
- une personne est en âge mûr, donc  $\mathbf{U}_{\text{âge mûr}} = [20 \text{ an}, 60 \text{ ans}]$ .
- Une personne est âgée, donc  $\mathbf{U}_{\text{âgée}} = [40 \text{ ans}, 80 \text{ ans}]$ .

La **figure (3.5)** nous montre le degré d'appartenance :

$\mu$  : Le degré d'appartenance



**Figure (3.5)** : Le degré d'appartenance d'une personne âgée de 30 ans.

Quand cette personne a 30 ans, on aura donc :

$$\begin{cases} \mu_{\text{jeune}} = 0.2 \\ \mu_{\text{âge mûr}} = 0.8 \\ \mu_{\text{âgée}} = 0 \end{cases}$$

**L'ensemble floue** : une variable linguistique associée à des ensembles flous, chaque ensemble floue est caractérisé par :

- Le nom de toutes les valeurs linguistiques.
- Le type de la fonction d'appartenance.
- L'univers de discours.

**Exemple :**

Personne = {jeune, âge mûr, âgée, **U**jeune[0an, 40ans], Trapézoïdale}.

### 3.3 Les opérateurs de la logique floue :

Soit 2 fonctions d'appartenance  $\mu_A$  et  $\mu_B$  des ensembles flous A et B définies sur les univers de discours V et W respectivement, tel que A caractérise le capteur de la température et B celui de l'humidité, voici l'exemple "si la température de l'air intérieur est plus grande **et** l'humidité est forte" **ou** bien "si la température est grande **et** l'humidité est forte" il faut donc allumer les refroidisseurs et ventilos d'aération ; on



voit donc que les opérateurs **ET** et **OU** en plus de la négation **NON** apparaissent et doivent être bien définis. Pour décider quelle tâche doit exécuter "allumer les refroidisseurs ou bien les ventilos ou les deux en même temps" il faut que les conditions soient vérifiées, donc il est indispensable de faire un compromis entre les divers prédicats (probabilités) et leurs fonctions d'appartenances.

### 3.3.1 L'opérateur ET :

L'opérateur **ET** est l'intersection entre les deux fonctions d'appartenance  $\mu_A$  et  $\mu_B$ , il est utilisé pour la réalisation du minimum :

$$\mu_C(x) = \mu_{A \text{ et } B}(x) = (\mu_A \cap \mu_B)(x) = (\mu_A \wedge \mu_B)(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (3.5)$$

L'opérateur  $\wedge$  (**ET**) est commutatif, associatif, admet 1 comme élément neutre et 0 comme élément absorbant [09], [16], [17].

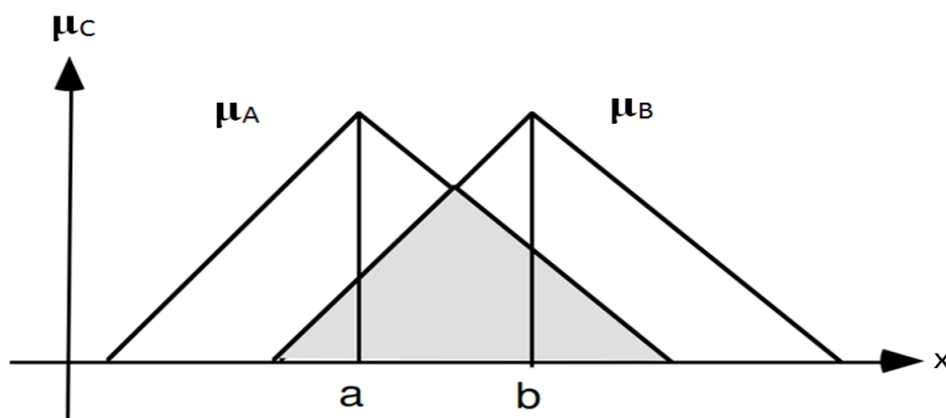


Figure (3.6) : l'intersection entre deux fonctions d'appartenance.

### 3.3.2 L'opérateur OU :

L'opérateur **OU** est l'union entre les deux fonctions d'appartenance  $\mu_A$  et  $\mu_B$ , il est utilisé pour la réalisation du maximum :

$$\mu_C(x) = \mu_{A \text{ ou } B}(x) = (\mu_A \cup \mu_B)(x) = (\mu_A \vee \mu_B)(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (3.6)$$

L'opérateur  $\vee$  (**OU**) est commutatif, associatif, admet 1 comme élément neutre et 0 comme élément absorbant [09], [16], [17].

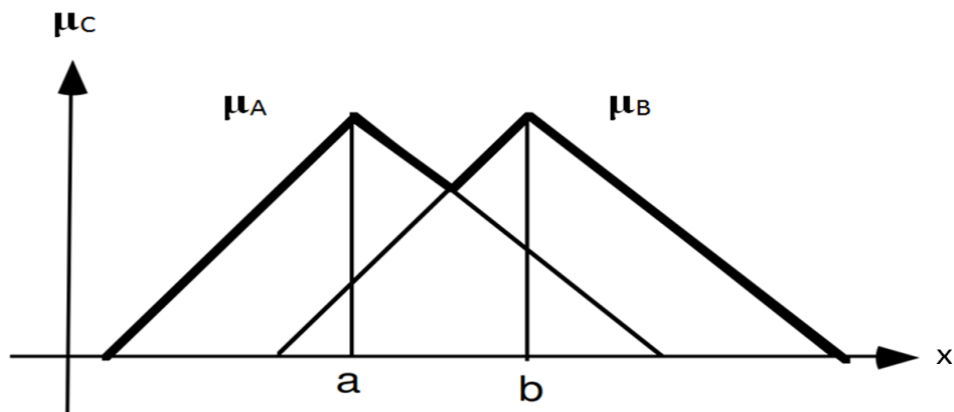


Figure (3.7) : l'union entre deux fonctions d'appartenance.

### 3.3.3 L'opérateur NON (le complément) :

Il est caractérisé en logique floue par la fonction :

$$\bar{\mu}_A(x) = \text{Non } \mu_A = 1 - \mu_A(x) \quad (3.7)$$

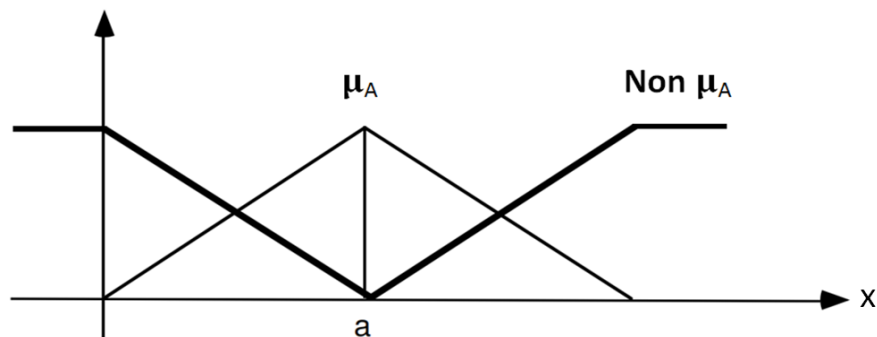


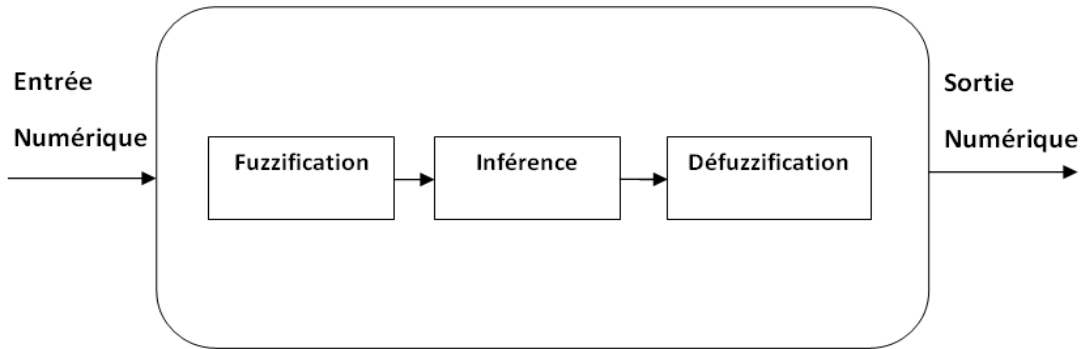
Figure (3.8) : le complément d'une fonction d'appartenance.

## 3.4 La commande floue :

### 3.4.1 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 en se basant sur des variables linguistiques, ces inférences sont traitées à l'aide des opérateurs propres à la logique floue.

Le schéma de la **figure (3.9)** donne la structure interne d'une commande par logique floue, cette figure fait apparaître trois parties : Fuzzification, Inférence floue et Défuzzification.



**Figure (3.9) :** Structure générale d'une FLC

### 3.4.2 La Fuzzification :

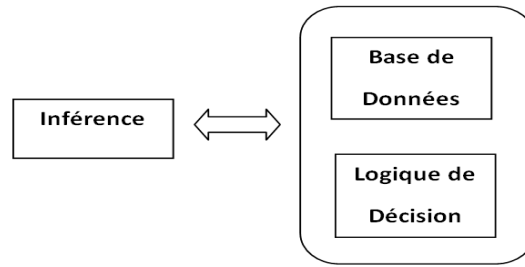
C'est la transformation des grandeurs physiques (entrée numérique) à des variables linguistiques (floues), veut dire qu'on attribue des degrés d'appartenance à chaque grandeur physique d'entrée [16], [17].



### 3.4.3 Inférence floue:

L'inférence a pour but d'établir les règles, c'est-à-dire, de déterminer les sorties floues du contrôleur à partir des entrées floues résultantes de la fuzzification [16], [19].

L'inférence floue peut se décomposer en base de données et la logique de décision comme le montre le schéma de la **figure (3.10)** [18]:



**Figure (3.10)** : schéma décrivant l'inférence floue.

**a La base de données :**

Contient tout les données qui permettent d'inférer une sortie numérique à partir d'une entrée numérique, elle contient généralement les variables d'entrées-sorties et la les règles d'inférence.

**Les variables d'entrées-sorties** : se sont des valeurs numériques.



**Figure (3.11)** : Variables des entrées-sorties.

Les variables entrées-sorties sont associées à des valeurs linguistiques.

Les paramètres des variables linguistiques sont :

- Le nom de la variable linguistique.
- La valeur linguistique.
- L'univers de discours.
- La fonction d'appartenance.
- La distribution sur l'univers de discours.

**Exemple :**



e : l'erreur.

$\Delta e$  : est la variation de l'erreur.

$\Delta e$  = erreur – erreur passée.

$\Delta e = e(t) - e(t-1)$ .

❖ Les caractéristiques de l'entrée :

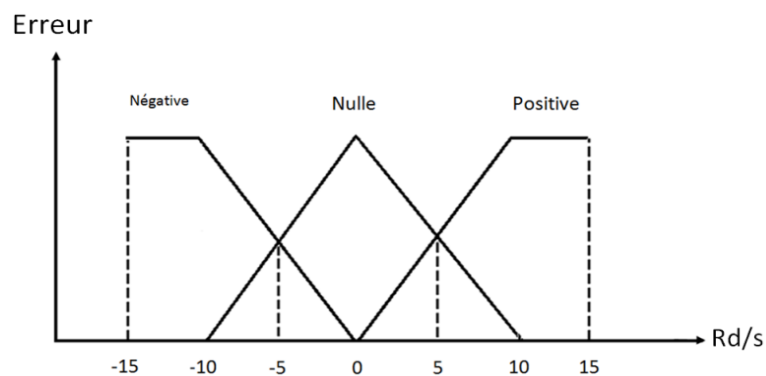
Nom : l'erreur en vitesse  $e_v$  (rd/s).

Valeur linguistique : négative, nulle, positive.

Univers de discours :  $U_{e_v} = [-10(\text{rd/s}), 10(\text{rd/s})]$ .

Fonction d'appartenance : triangulaire, trapézoïdale.

La distribution sur l'univers de discours :



❖ Les caractéristiques de sortie :

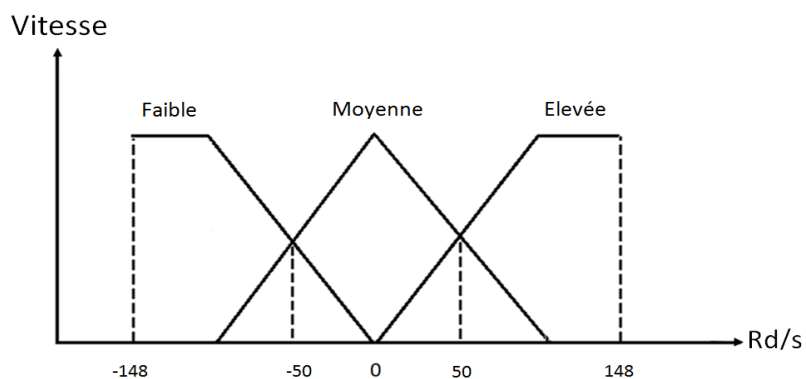
Nom : la vitesse (rd/s).

Valeur linguistique : faible, moyenne, élevée.

Univers de discours :  $U_{\text{vitesse}} = [-148(\text{rd/s}), 148(\text{rd/s})]$ .

Fonction d'appartenance : triangulaire, trapézoïdale.

La distribution sur l'univers de discours :



**La base de règles :**

Les règles d'inférence s'établissent de la manière globale suivante :

Ri : **Si** (X est  $A_i$ ) **ET** (Y est  $B_j$ ) **Alors** (Z est  $C_k$ ).

Tel que :  $i = 1, \dots, NA$  ;  $j = 1, \dots, NB$  ;  $k = 1, \dots, NC$  ;  $R_i$  est le nombre de règles.

$NA, NB, NC$  : nombres des valeurs linguistiques des variables linguistiques  $X, Y, Z$  (les prémices).

Les  $A_i, B_j$  et  $C_k$  sont les sous ensembles flous.

Dans la commande et la régulation, les variables floues ont plusieurs ensembles d'appartenance, alors plusieurs règles activées en même temps ; on s'intéresse donc aux inférences à plusieurs règles [16]:

$$\left\{ \begin{array}{l} R1 : \quad \mathbf{Si} \ X \text{ est } A_1 \ \mathbf{ET} \ Y \text{ est } B_1 \ \mathbf{Alors} \ Z \text{ est } C_1. \\ R2 : \quad \mathbf{Si} \ X \text{ est } A_2 \ \mathbf{ET} \ Y \text{ est } B_2 \ \mathbf{Alors} \ Z \text{ est } C_2. \\ R3 : \quad \mathbf{Si} \ X \text{ est } A_3 \ \mathbf{ET} \ Y \text{ est } B_3 \ \mathbf{Alors} \ Z \text{ est } C_3. \\ \quad \quad \quad \vdots \\ R(N-1) : \ \mathbf{Si} \ X \text{ est } A_{N-1} \ \mathbf{ET} \ Y \text{ est } B_{N-1} \ \mathbf{Alors} \ Z \text{ est } C_{N-1}. \\ RN : \quad \mathbf{Si} \ X \text{ est } A_N \ \mathbf{ET} \ Y \text{ est } B_N \ \mathbf{Alors} \ Z \text{ est } C_N. \end{array} \right.$$

Dans le domaine de **commande des machines** la sortie (**Z**) est le signal de commande.

Les règles de **FLC** sont des phrases réalisé par :  $\mu_{R_i} = \mu(A_i, B_i) \longrightarrow C_i$ .

**Deux types de règles sont utilisés :**

**\*type de MAMDANI :**

Dans le type de MAMDANI les conséquences sont de type **flou**.

$R_i$  : **Si**  $X_1$  est  $A_i$  **ET**  $X_2$  est  $B_j$  **Alors**  $Y$  est  $C_k$ .

$Y$  : est la conséquence.

**Exemple :** Tableau (3.1).

$\Delta e$	e	N	Z	P
	Y			
N		Faible	Faible	Moyen
Z		Faible	Moyen	Fort
P		Moyen	Fort	Fort

**Tableau (3.1) :** matrice d'inférence type MAMDANI.

R1 : **Si** e est N **et** Δe est N donc Y est faible

R2 : **Si** e est N **et** Δe est Z donc Y est faible

R3 : **Si** e est N **et** Δe est P donc Y est moyen

R4 : **Si** e est Z **et** Δe est N donc Y est faible

R5 : **Si** e est Z **et** Δe est Z donc Y est moyen

R6 : **Si** e est Z **et** Δe est P donc Y est fort

R7 : **Si** e est P **et** Δe est N donc Y est moyen

R8 : **Si** e est P **et** Δe est Z donc Y est moyen

R9 : **Si** e est P **et** Δe est P donc Y est fort

**\*type de TAKAGI-SUGENO :**

Dans le type TAKAGI-SUGENO les conséquences sont de type numérique.

Ri : **Si** X1 est Ai **ET** X2 est Bj **Alors** Y est  $f(A_i, B_j)$ .

$f(A_i, B_j)$  : est une fonction linéaire de la forme  $Z = aX+bY$

**Exemple :**

Δe \ e	Y	N	Z	P
	N	-1	-1	0
Z	-1	-1	0	
P	0	0	1	

**Tableau (3.2) :** matrice d'inférence type TAKAGI-SUGENO.

R1 : **Si** e est N **et** Δe est N donc Y = -1

R2 : **Si** e est N **et** Δe est Z donc Y = -1

R3 : **Si** e est N **et** Δe est P donc Y = 0

R4 : **Si** e est Z **et** Δe est N donc Y = -1

R5 : **Si** e est Z **et** Δe est Z donc Y = -1

R6 : **Si** e est Z **et** Δe est P donc Y = 0

R7 : **Si** e est P **et** Δe est N donc Y = 0

R8 : **Si** e est P **et** Δe est Z donc Y = 0

R9 : **Si** e est P **et** Δe est P donc Y = 1

### **b La logique de décision :**

Consiste à déterminer l'interprétation, (la traduction pour le calculateur) autrement dit, comment interpréter une règle et l'ensemble de règles pour le calculateur. D'une façon générale un ensemble des règles flou peut être interpréter par un **OU logique (OR logic)**, et une seule règle peut être interpréter comme un **ET logique (AND logic)** en utilisant la méthode de Maximax, Minimax [18].

#### **L'Interprétation des règles :**

L'ensemble des operateurs qui permet d'interpréter une règle et l'ensemble des Règles, est appelé **Mécanisme d'inférence (MIN MAX ou PROD MAX)**.

#### **A. Type de MAMDANI :**

- **Une seule règle :**

Quand 1 seule règle, on utilise la notion de règles étudiées précédemment, tel que :

Ri : **Si** X est A<sub>i</sub> **ET** Y est B<sub>j</sub> **Alors** Z est C<sub>k</sub>.

Cette règle est interprétée selon la loi de Minimax :

$$\mu_{Ri} = \mu_{A \text{ et } B}(x) = (\mu_A \cap \mu_B)(x) = (\mu_A \wedge \mu_B)(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$$

- **Un ensemble de règles:** (fusion de règles)

Consiste à déterminer une technique de calcul des conséquences  $\mu_{C_k}$  à partir de  $\mu_{Ri}$

$$\left\{ \begin{array}{l} R1 : \quad \mathbf{Si} \text{ X est } A_1 \text{ ET Y est } B_1 \text{ Alors Z est } C_1. \\ R2 : \quad \mathbf{Si} \text{ X est } A_2 \text{ ET Y est } B_2 \text{ Alors Z est } C_2. \\ \quad \quad \quad \vdots \\ R(N-1) : \quad \mathbf{Si} \text{ X est } A_{N-1} \text{ ET Y est } B_{N-1} \text{ Alors Z est } C_{N-1}. \\ RN : \quad \mathbf{Si} \text{ X est } A_N \text{ ET Y est } B_N \text{ Alors Z est } C_N. \end{array} \right.$$

Pour interpréter cet ensemble des règles, on utilise la méthode S-norme (maximum de règle), donc le mécanisme est donné par :

$$\mu_{C_1} = \max(\mu_{Ri}) \longrightarrow R_i \text{ pour la conséquence } C_1.$$

$$\mu_{C_n} = \max(\mu_{Ri}) \longrightarrow R_i \text{ pour la conséquence } C_n.$$

#### **B. type de TAKAGI-SUGENO :**



Ri : Si X est A<sub>i</sub> ET Y est B<sub>j</sub> Alors Z est f(A<sub>i</sub>, B<sub>j</sub>).

- Une seule règle :

C'est la même que celle de MAMDANI sauf que le **ET logique** est interprété par le produit.

- Un ensemble de règles :

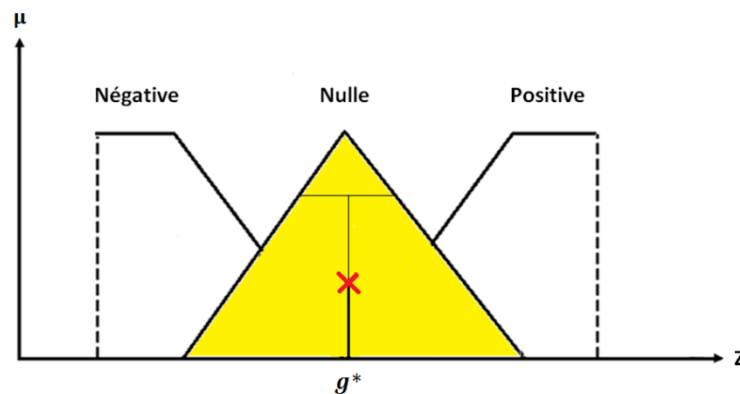
Est interprété par :

$$Y = \frac{\sum y_i \prod_i}{\sum \prod_i} \quad \text{avec : } \prod_i = \mu_{A_i}(x), \mu_{B_j}(y) \quad (3.8)$$

### 3.4.4 La défuzzification :

Cette étape consiste à réaliser l'opération inverse de la fuzzification, c'est-à-dire, obtenir une valeur physique (numérique) de la sortie à partir de la surface obtenue. Plusieurs méthodes de défuzzification existent, la méthode des hauteurs pondérées et la méthode de centre de gravité [01] [05][16].

La méthode de défuzzification la plus utilisées est le centre de gravité [16] **figure (3.12)** :

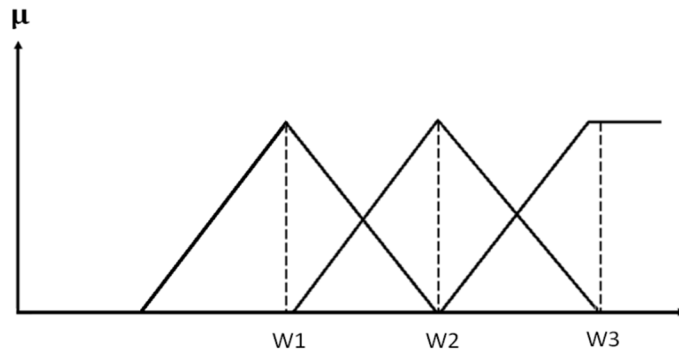


**figure (3.12)** : La défuzzification par la méthode du centre de gravité.

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 [16], [19].

$$g^* = \frac{\int_{-1}^1 z_i \mu(z_i)}{\int_{-1}^1 \mu(z_i)} \quad (3.9)$$

D'une méthode plus simple on peut calculer les centres de gravités sans aller calculer les intégrales, la **figure (3.13)** nous permet de montrer.



**figure (3.13)** : les centres de gravités par la méthodes de sommets.

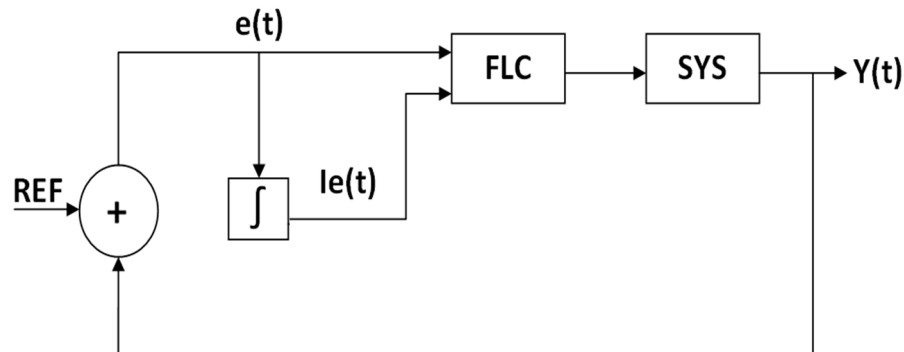
$W_i$  : sont les sommets des ensembles flous.

$$Y = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{c_i}(y) W_i}{\sum_{i=1}^n \mu_{c_i}(y)} \quad (3.10)$$

### 3.5 Exemple d'application :

On considère le **FLC** type de **MAMDANI** :

Soit le schéma de la **figure (3.14)** suivant :



**Figure (3.14)** Schéma du **FLC**.

Dans notre schéma les entrées sont : **e** : (erreur) et **Ie** : intégral de l'erreur.

Par contre on peut faire un schéma avec des entrées **e** : (erreur) et **Δe** : (la dérivée de l'erreur), mais on doit faire une intégration a la sortie du régulateur.

❖ **Les entrées :**

Voici donc les fonctions d'appartenance de **e** et **Δe** :

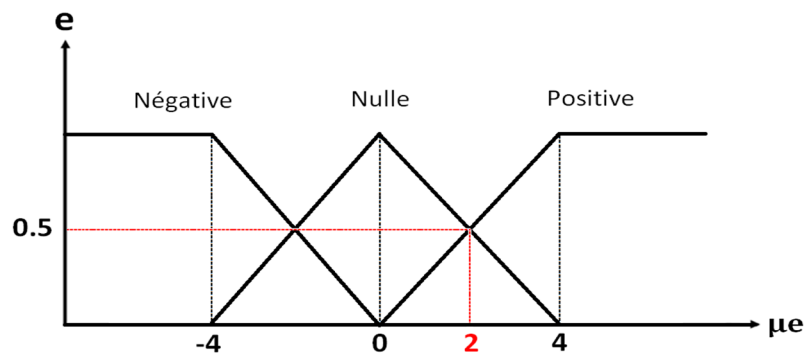


Figure (3.15.a) : les fonctions d'appartenance de l'erreur  $e$ .

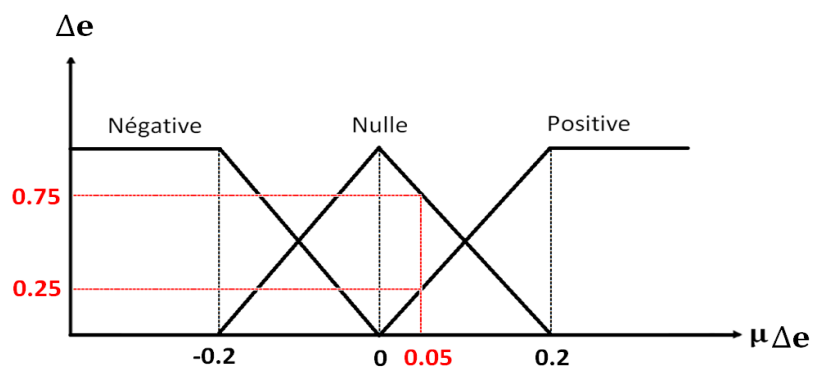


Figure (3.15.b) : les fonctions d'appartenance de la dérivée de l'erreur  $\Delta e$ .

❖ La sortie :

La fonction d'appartenance de la commande  $U$  :

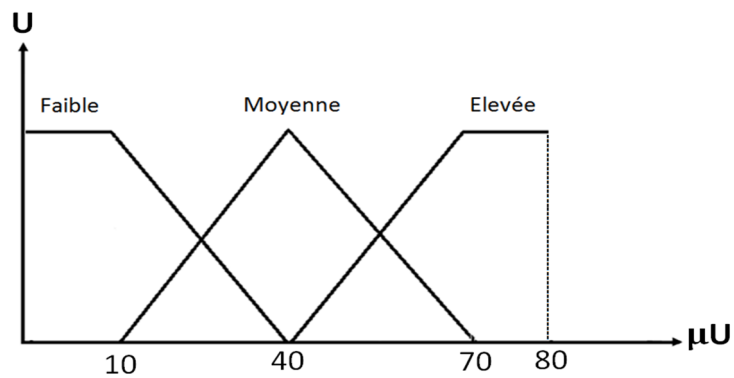


Figure (3.16) : les fonctions d'appartenance de la commande  $U$ .

❖ La logique de décision :

Les valeurs de la commande  $U$  pour  $e=2$  et  $\Delta e=0.05$ .

$\Delta e$	e	N	Z	P
	<b>U</b>			
N		Faible	Faible	Moyen
Z		Faible	Moyen	Fort
P		Moyen	Fort	Fort

**Tableau (3.3)** : matrice d'inférence type MAMDANI.

**La solution :**



❖ **Les ensembles flous :**

$U = \{\text{faible, moyen, fort} ; [0,80] ; \text{triangulaire, trapézoïdale}\}.$

$e = \{\text{négative, zéro, positive} ; [-4, 4] ; \text{triangulaire, trapézoïdale}\}.$

$\Delta e = \{\text{négative, zéro, positive} ; [-0.2,0.2] ; \text{triangulaire, trapézoïdale}\}.$

❖ **La base des règles :**

R1 : **Si** e est Négative **ET**  $\Delta e$  est Négative **Alors** U est Faible.

R2 : **Si** e est Négative **ET**  $\Delta e$  est Zéro **Alors** U est Faible.

R3 : **Si** e est Négative **ET**  $\Delta e$  est Positive **Alors** U est Moyen.

R4 : **Si** e est Zéro **ET**  $\Delta e$  est Négative **Alors** U est Faible.

R5 : **Si** e est Zéro **ET**  $\Delta e$  est Zéro **Alors** U est Moyen.

R6 : **Si** e est Zéro **ET**  $\Delta e$  est Positive **Alors** U est Fort.

R7 : **Si** e est Positive **ET**  $\Delta e$  est Négative **Alors** U est Moyen.

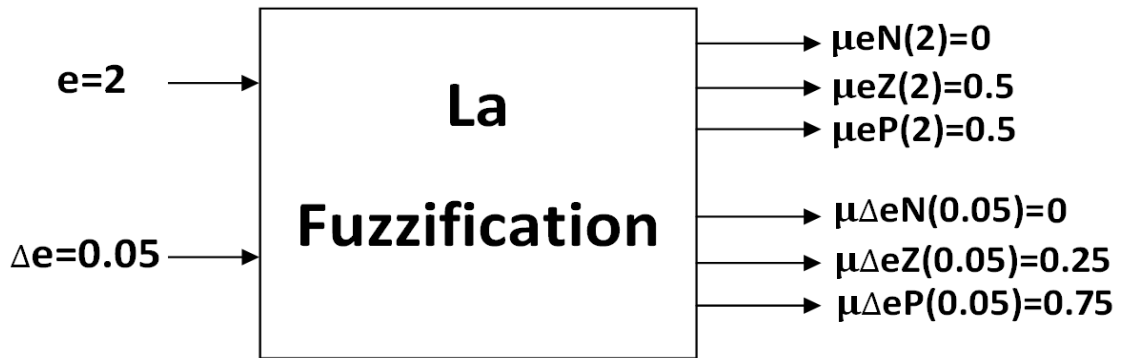
R8 : **Si** e est Positive **ET**  $\Delta e$  est Zéro **Alors** U est Fort.

R9 : **Si** e est Positive **ET**  $\Delta e$  est Positive **Alors** U est Fort.

❖ **La fuzzification :**

Les entrées :  $e=2$  et  $\Delta e=0.05$ .

Les sorties :  $\mu_e$  et  $\mu_{\Delta e}$ .



❖ L'interprétation de règles :

- Chaque règle : règle de **Min** (l'intersection) :

$$\mu_{R1} = \min \{ \mu_{eN}(2), \mu_{\Delta eN}(0.05) \} = \min \{ 0, 0 \} = 0$$

$$\mu_{R2} = \min \{ \mu_{eN}(2), \mu_{\Delta eZ}(0.05) \} = \min \{ 0, 0.25 \} = 0$$

$$\mu_{R3} = \min \{ \mu_{eN}(2), \mu_{\Delta eP}(0.05) \} = \min \{ 0, 0.75 \} = 0$$

$$\mu_{R4} = \min \{ \mu_{eZ}(2), \mu_{\Delta eN}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0 \} = 0$$

$$\mu_{R5} = \min \{ \mu_{eZ}(2), \mu_{\Delta eZ}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0.25 \} = 0.25$$

$$\mu_{R6} = \min \{ \mu_{eZ}(2), \mu_{\Delta eP}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0.75 \} = 0.5$$

$$\mu_{R7} = \min \{ \mu_{eP}(2), \mu_{\Delta eN}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0 \} = 0$$

$$\mu_{R8} = \min \{ \mu_{eP}(2), \mu_{\Delta eZ}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0.25 \} = 0.25$$

$$\mu_{R9} = \min \{ \mu_{eP}(2), \mu_{\Delta eP}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0.75 \} = 0.5$$

- La fusion des règles : règle de **Max** (l'union) :

$$\mu_{Faible} = \max \{ \mu_{R1}, \mu_{R2}, \mu_{R4} \} = 0$$

$$\mu_{Moyen} = \max \{ \mu_{R3}, \mu_{R5}, \mu_{R7} \} = 0.25$$

$$\mu_{Fort} = \max \{ \mu_{R6}, \mu_{R8}, \mu_{R9} \} = 0.5$$

❖ La défuzzification :

$$Y = \frac{\mu_{Faible} \cdot W1 + \mu_{Moyen} \cdot W2 + \mu_{Fort} \cdot W3}{\mu_{Faible} + \mu_{Moyen} + \mu_{Fort}}$$

$$AN: Y = \frac{0 \cdot 10 + 0.25 \cdot 40 + 0.5 \cdot 70}{0 + 0.25 + 0.5} = 60$$

$Y = 60$

### 3.6 Application du régulateur flou sur la commande DFOC :

#### 3.6.1 Régulateur flou de la vitesse :

La vitesse de référence  $\Omega^*$  est imposée par un opérateur externe, l'entrée du régulateur est la différence  $e$  entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée, la sortie du régulateur est le couple électromagnétique de référence  $Ce^*$  que la machine doit développer **figure (3.17)**.

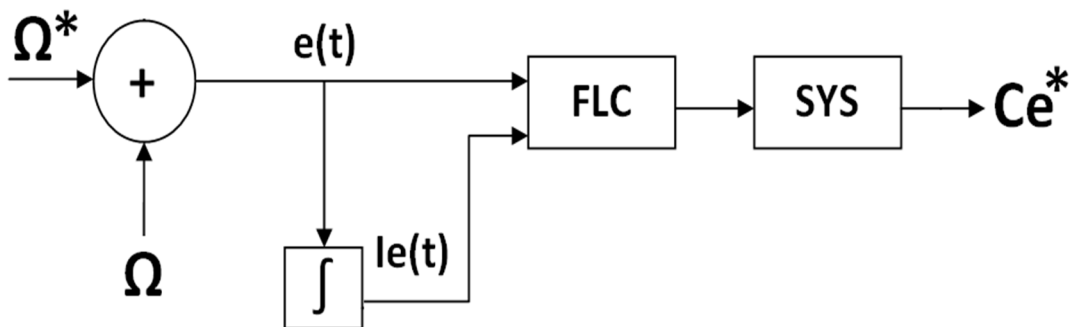


Figure (3.17) : schéma du régulateur FLC de vitesse

Sys : est un gain.

$$Y = Ce^* \cdot Sys \quad (3.11)$$

La dérivée de l'erreur  $de$  est approchée par :

$$de_{\Omega}(k) = \frac{e_{\Omega}(k) - e_{\Omega}(k-1)}{T_e} \quad (3.12)$$

#### 3.6.2 Régulateur flou du couple :

L'entrée du régulateur du couple électromagnétique est la différence entre le couple mesuré (ou bien, estimé) et le couple de référence  $Ce^*$  qui est la sortie du régulateur de la vitesse  $\Omega$ .

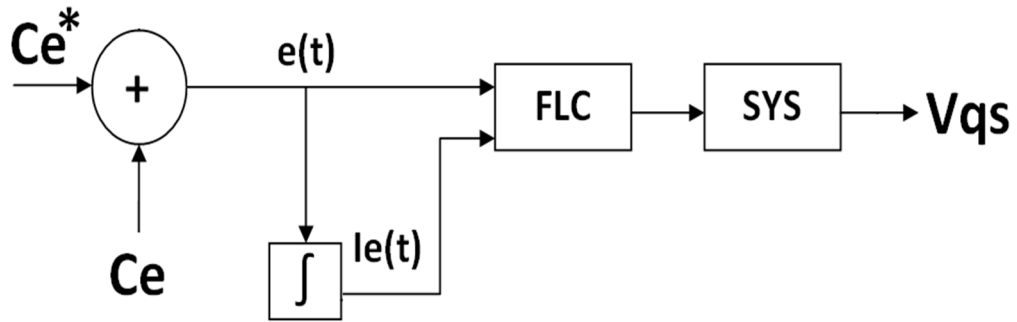


Figure (3.18) : schéma du régulateur FLC du couple.

$$Y = Vqs.Sys \quad (3.13)$$

La dérivée de l'erreur **de** est approchée par :

$$de_{Ce}(k) = \frac{e_{Ce}(k) - e_{Ce}(k-1)}{T_e} \quad (3.14)$$

### 3.6.3 Régulateur flou du flux :

La structure du régulateur flou du flux rotorique est identique à celle du régulateur PI, son entrée est la différence entre le flux de référence et le flux mesuré et la sortie est la **tension Vqs** figure (3.19).

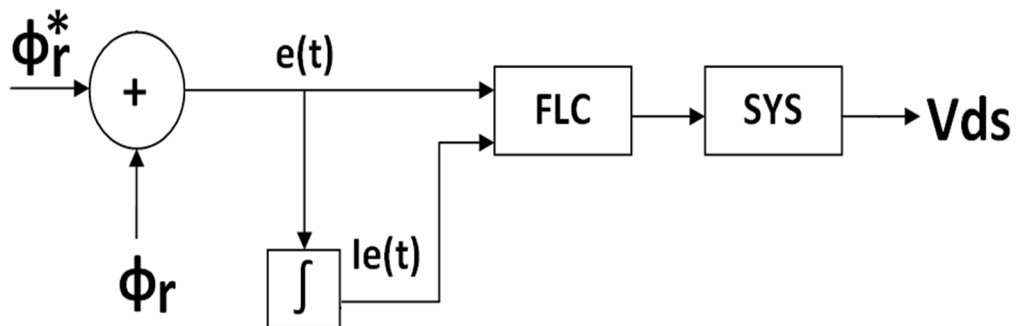


Figure (3.19) : schéma du régulateur FLC du flux rotorique.

$$Y = Ce^*.Sys \quad (3.15)$$

La dérivée de l'erreur **de** est approchée par :

$$de_{\phi}(k) = \frac{e_{\phi}(k) - e_{\phi}(k-1)}{T_e} \quad (3.16)$$

## 3.7 Inconvénients liés à l'utilisation du régulateur flou :

Malgré sa simplicité et efficacité, la logique floue présente des inconvénients [1] :

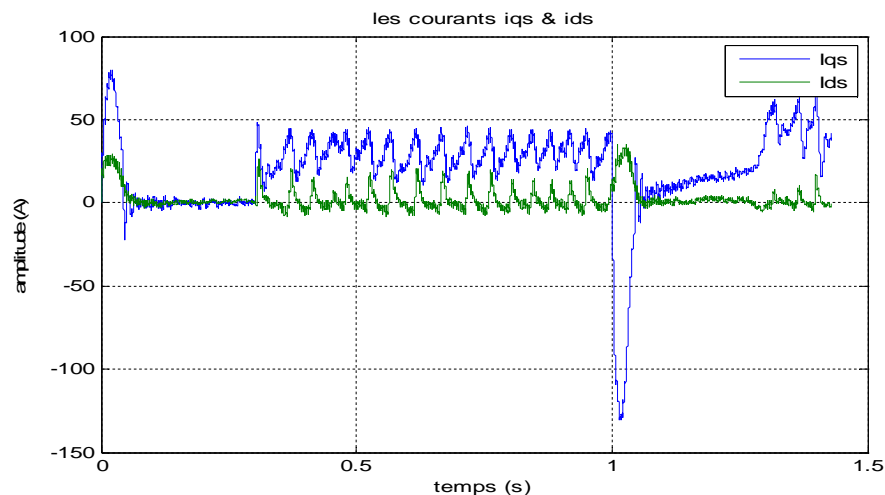
- Manque de directives précises pour la détermination des paramètres du régulateur, le choix se fait généralement par tâtonnement (ou optimisé par des méthodes heuristiques).
- La possibilité d'apparence des contradictions au niveau des règles d'inférence.
- En l'absence d'un modèle valable, on ne peut pas montrer la stabilité du régulateur.

### 3.8 Résultats de simulation DFOC avec un régulateur flou de la MAS :

Lors de la programmation du contrôleur FLC sur le programmeur MATLAB, j'avais beaucoup de difficultés, j'ai obtenu des résultats, mais ne sont pas parfaits, alors que j'ai tiré les résultats de simulations d'une autre thèse [01], afin que je puisse les comparer avec les miens.

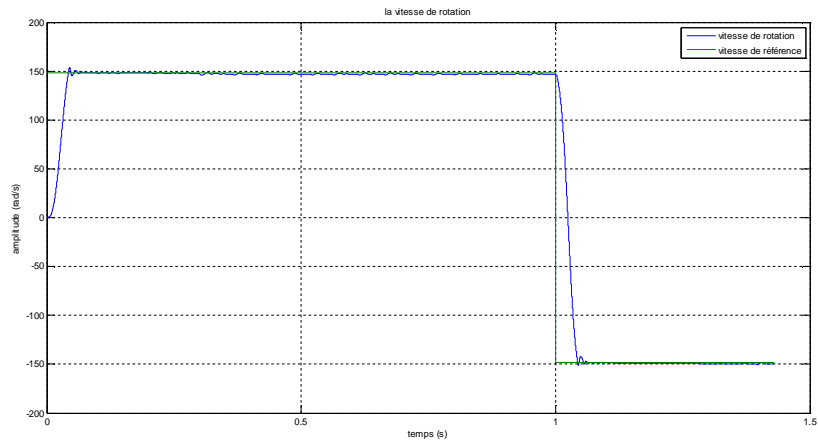
#### 3.8.1 Les résultats de simulation :

Les figures (3.20.a, 3.20.b, 3.20.c, 3.20.d, 3.20.e) sont les résultats de simulation représentent les courants  $I_{dq}$ , la vitesse, le couple électromagnétique et le flux respectivement lors d'un démarrage à vide, l'application d'un couple de charge  $C_r = 20 N.m$  à  $t = 0.3 s$ , puis l'inversion de la vitesse de consigne  $\Omega_{ref} = -148.1$  (rad/s) à  $t = 1 s$ .

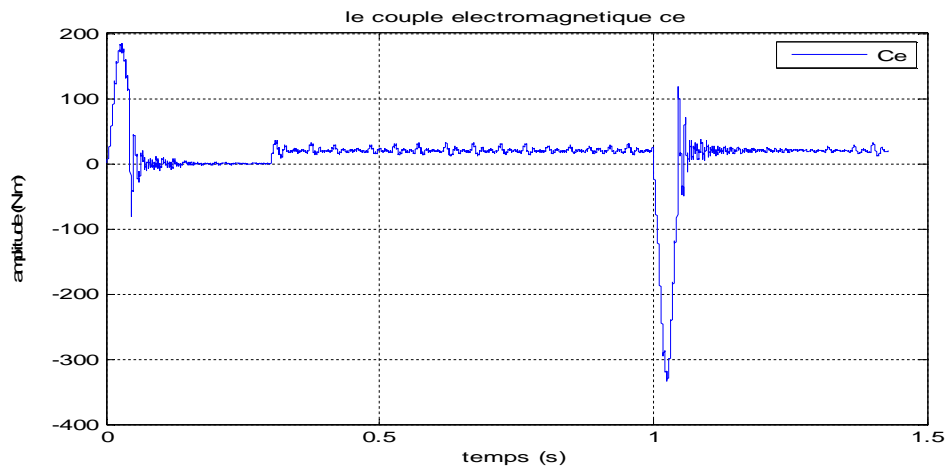




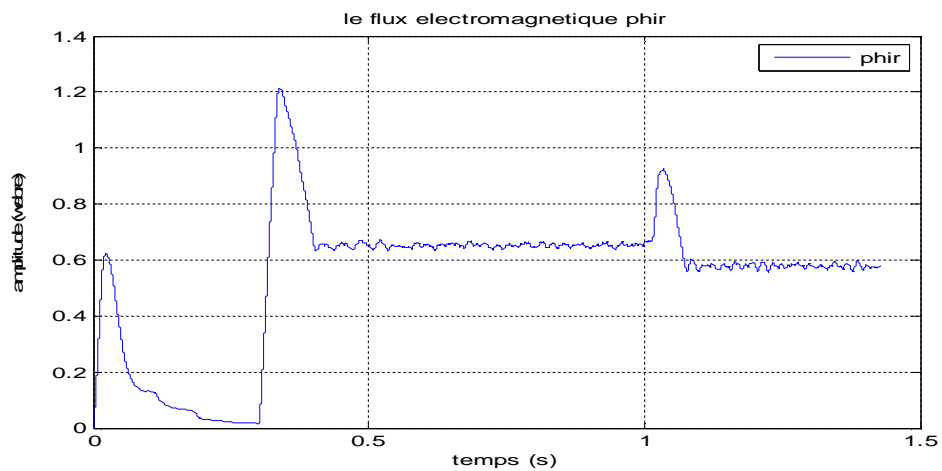
**Figure(3.20-a):** les courants statoriques  $i_{ds}i_{qs}$  (A)



**Figure (3.20-b) :** La vitesse de rotation  $\Omega_r$  (rad/s)



**Figure (3.20.c) :** le couple électromagnétique Ce.



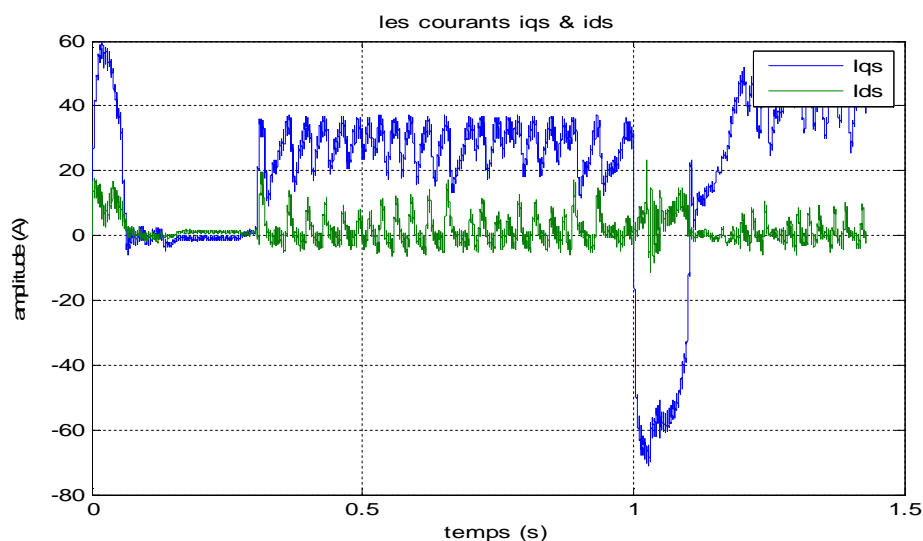
**Figure (3.20.d) :** le flux  $\phi_r$ .

La figure (3.20.c) montre Le couple qui présente quelques déformations dues à mon programme MATLAB ainsi que les courants  $i_{ds}i_{qs}$  de la figure (3.20-a).

### 3.8.2 La robustesse :

L'essai avec changement des paramètres, soit un excès de 80% de changement brusque sur la machine :  $R_s=3.4\Omega$  et  $R_r=3.4\Omega$

Les figures (3.21.a, 3.21.b, 3.21.c, 3.21.d, 3.21.e) sont les résultats de simulation représentent les courants  $i_{dq}$ , la vitesse, le couple électromagnétique et le flux respectivement lors d'un démarrage à vide, l'application d'un couple de charge  $C_r = 20N.m$  à  $t = 0.3 s$ , puis l'inversion de la vitesse de consigne  $\Omega_{ref} = -148.1$  (rad /s) à  $t = 1 s$ .



**Figure(3.21-a):** les courants statoriques  $i_{ds}i_{qs}$  (A)

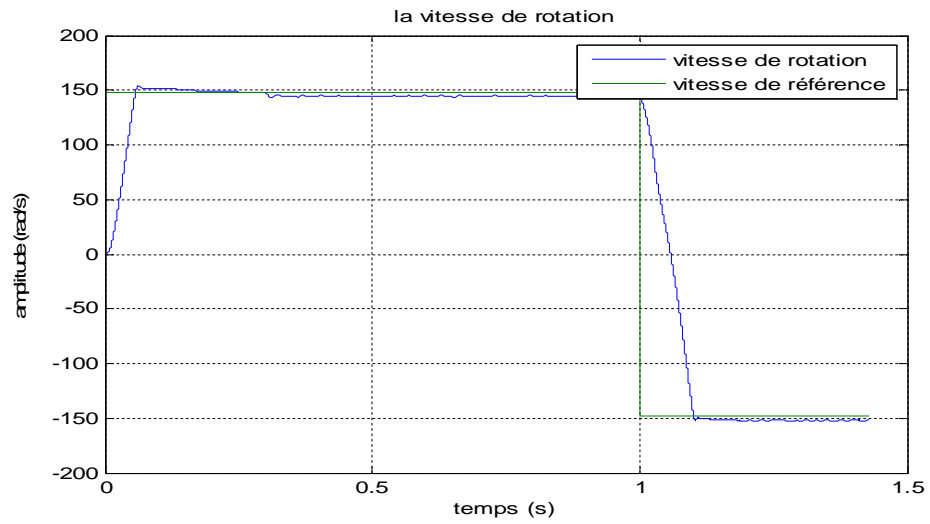


Figure (3.21-b) : La vitesse de rotation  $\Omega_r$  (rad/s)

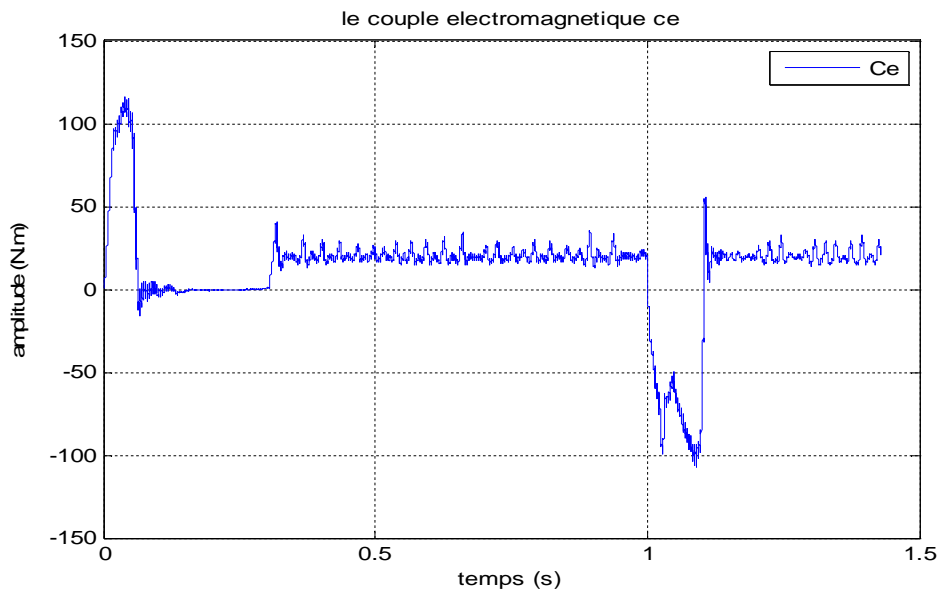


Figure (3.21-c) : Le couple électromagnétique  $C_e$  (N.m)

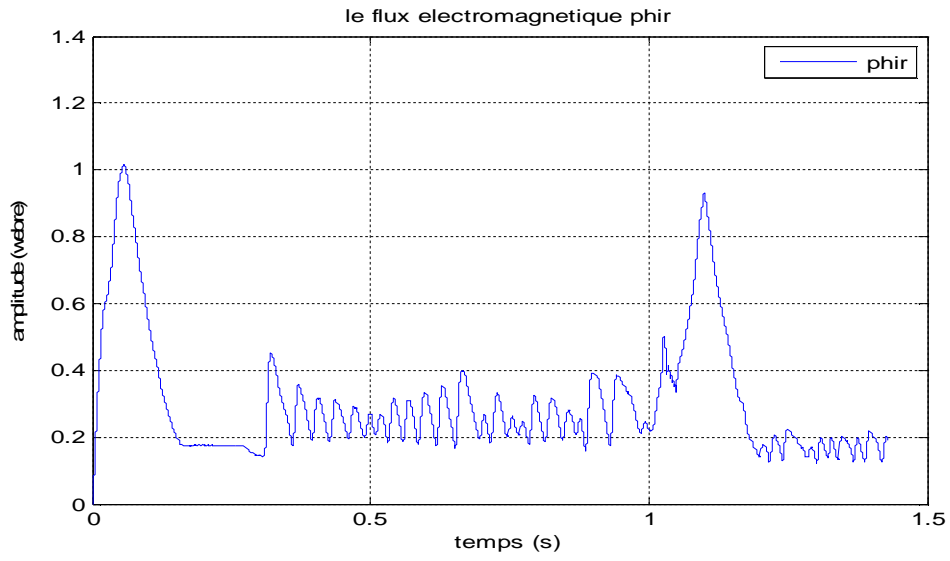


Figure (3.21-d) : Le flux  $\phi_r$  (rad/s).

On impose une consigne  $\Omega_{ref} = 20$  rd/s.

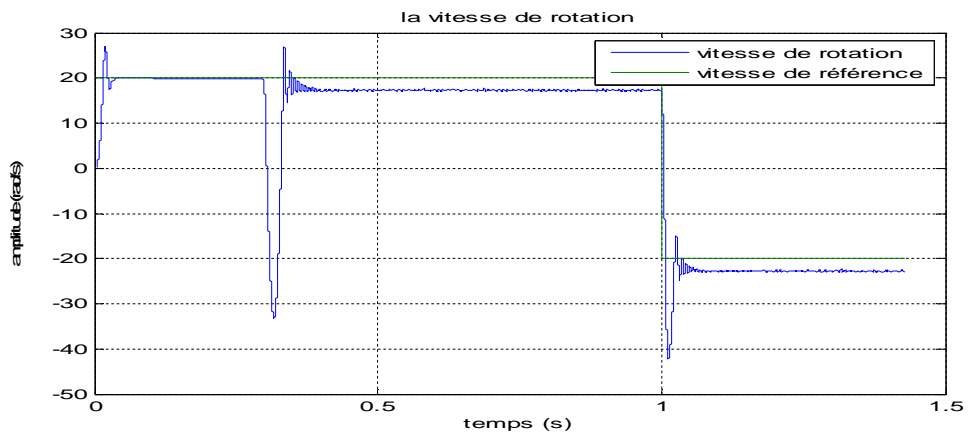
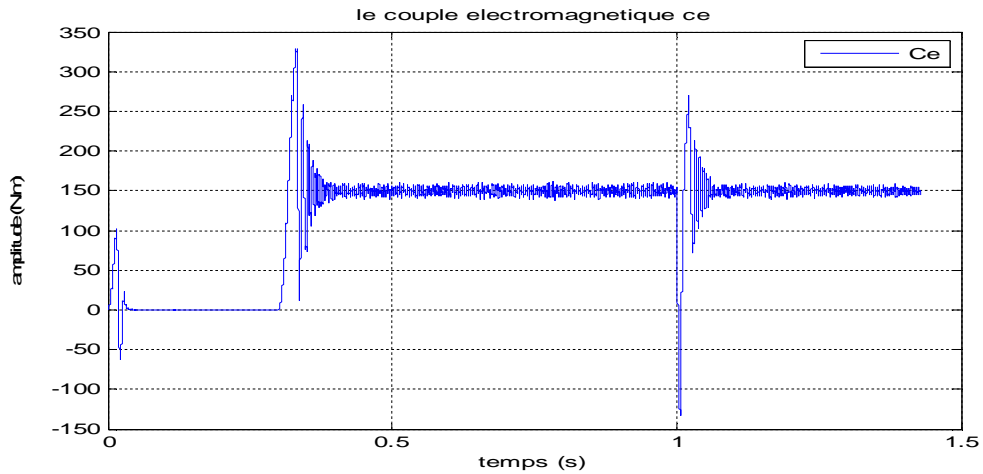


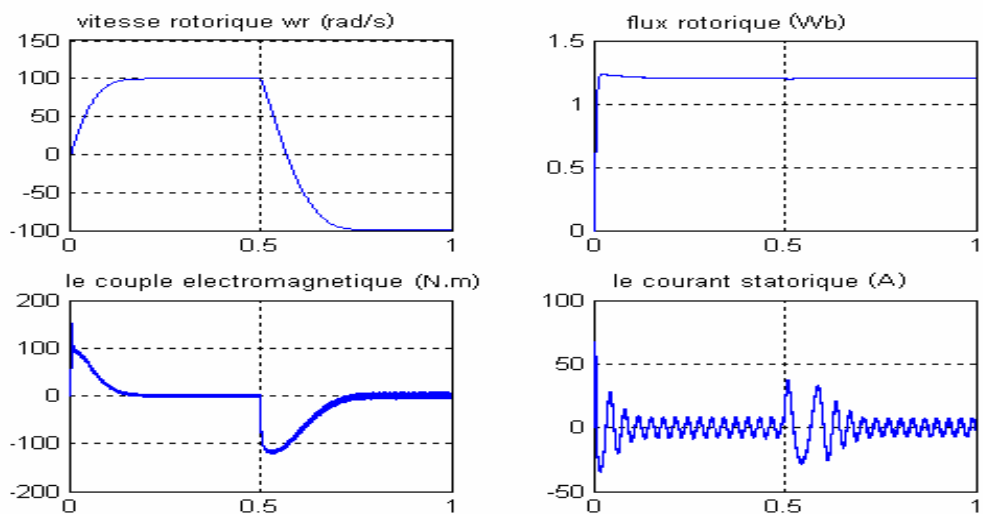
Figure (3.22.a) : la vitesse  $\Omega$  avec  $\Omega_{ref} = 20$  rd/s.



**Figure (3.22.b) :** le couple  $C_e$  avec  $\Omega_{ref}= 20$  rd/s.

La figure (3.21) montre la robustesse de la commande à basses vitesses, la vitesse suit sa référence en un temps trop court de 0.3 s, ce temps est inférieur au temps de réponse lorsque la vitesse de référence était de 148.1 rad/s, le flux n'est pas affecté lors de l'inversion du sens de rotation, le couple augmente lors du baisse de vitesse car ils sont attachés, la sortie du régulateur vitesse est l'entrée du régulateur couple  $C_e$ .

Voici les résultats de simulation d'une FLC à l'aide de MATLAB-Simulink, on constate que l'utilisation du régulateur flou est plus robuste que les régulateurs classiques PI, ainsi que le temps de réponse de FLC est plus élevé par rapport au régulateur PI.



**Figure (3.23) :** Les résultats de simulation de [01].

### **3.8.3 Interprétation des résultats de simulation :**

La Figure (3.20-b) montre le démarrage de la machine asynchrone avec une consigne de vitesse de  $148.1 \text{ rad/s}$ , ainsi que l'inversion du sens de rotation à l'instant  $0.3 \text{ s}$ . Lors de cette inversion, la vitesse répond en un temps légèrement grand par rapport à celui dans démarrage, et on remarque une petite influence sur le flux magnétique, ce qui montre la robustesse de la commande lors de l'inversion du sens de rotation.

Lors de changement des paramètres de la machine, on a constaté qu'il y a des déformations très légères, donc notre système présente une bonne robuste.

### **3.9 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons introduit la logique floue dans la conception des régulateurs en commande vectorielle de la machine asynchrone. Ses régulateurs montrent effectivement une grande efficacité. Le temps de réponse et le dépassement sont toujours minimaux par rapport aux celles du régulateur PI qui sont toujours constants.

## **Conclusion générale**

---

La modélisation est un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse, elle nous permet de simuler le

moteur et en déduire les lois de commande en manipulant les équations décrivant le comportement du moteur.

La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté, la commande par logique floue sont des applications relatives à la commande des machines asynchrones ; La commande vectorielle à flux orienté utilisant des régulateurs classiques est la plus utilisée dans l'industrie, les performances qu'elle présente sont considérables malgré quelque problèmes qu'elle pose.

La logique floue par sa simplicité et sa conception, qui ne tient pas compte du modèle mathématique, commence à s'imposer pas à pas dans le domaine du contrôle des machines électriques.

Le but du travail présenté dans ce mémoire est d'introduire la logique floue et son application dans la commande des machines asynchrones en comparant ses performances par rapport à la commande vectorielle par des régulateurs classiques du type PI.

La modélisation classique et incontournable du système MAS-alimentation que nous avons traité au chapitre 1, montrant la non linéarité même dans le modèle de Park.

Les simulations effectuées montrent que le modèle de la machine est valable et que son alimentation donne des bonnes performances.

Nous avons aussi montré dans chapitre 2, la commande vectorielle classique de la machine asynchrone en utilisant des estimateurs. Les tests de robustesse qu'on a fait en simulation montrent les performances de la commande. La poursuite des références est toujours rapide et satisfaisante même en basse vitesse.

Nous avons présenté dans dernier chapitre la synthèse de la commande par la logique floue et son application sur la machine, cette commande montre de bonnes performances et une exactitude de poursuite de références rapide. Le temps de réponse dans cette commande est relativement inférieur au temps de réponse des régulateurs PI quand la consigne est proche de cette valeur.

Les performances statiques et dynamiques des commandes ont été simulées par programmation sur MATLAB.



## Liste des figures

Figure 1.1.:	Moteur asynchrone à cage Leroy-Somer .....	4
Figure 1.2.:	Stator d'un moteur asynchrone .....	5
Figure 1.3.:	Le rotor d'un moteur asynchrone à cage d'écurueil .....	6
Figure 1.4.:	Représentation d'un moteur asynchrone triphasé.....	08
Figure 1.5.:	Passage du triphasé au biphasé .....	11
Figure 1.6.:	Schéma global d'une MAS et de son alimentation.....	18
Figure 1.7.:	Redresseur triphasé à diodes double alternance .....	18
Figure 1.8.:	Forme de la tension redressée .....	19
Figure 1.9.:	Filtre passe bas .....	19
Figure 1.10.:	Schéma d'un redresseur triphasé .....	21
Figure 1.11.:	Les Tensions de sortie de l'onduleur .....	23
Figure 1.12.:	les états des interrupteurs.....	24
Figure 1.13.:	Les tensions simples de sortie de l'onduleur.....	24
Figure 1.14.:	Technique sinus-triangle .....	25
Figure 1.15.:	Principe de la commande MLI triangulo-sinusoidale .....	25
Figure 1.16-a.:	les tensions de référence .....	26
Figure 1.16-b.:	les impulsions de commande des interrupteurs .....	27
Figure 1.16-c.:	les tensions de sortie de l'onduleur .....	27
Figure 1.17.:	Evaluation d'un moteur alimentée en tension par un onduleur plein onde, avec démarrage à vide, application d'un couple de charge $C_r = 20 N.m$ à $t = 0,6$ .....	28
Figure 1.17-a.:	Le courant statorique $i_{as}$ .....	28
Figure 1.17-b.:	Le courant statorique $i_{ds}$ .....	28
Figure 1.17-c.:	Le couple électromagnétique $c_e$ .....	28
Figure 1.17-d.:	La vitesse de rotation $\Omega_r$ .....	28
Figure 1.17-e.:	Les flux rotoriques de PARK $\Phi_{dq0r}$ .....	29
Figure 1.18.:	Evaluation d'un moteur alimentée en tension par un onduleur MLI, avec démarrage à vide, application d'un couple de charge $C_r = 20 N.m$ à $t = 0,6 s$ .....	29
Figure 1.18-a.:	Le courant statorique $i_{as}$ .....	29
Figure 1.18-b.:	Le courant statorique $i_{ds}$ .....	29
Figure 1.18-c.:	Le couple électromagnétique $c_e$ .....	30
Figure 1.18-d.:	La vitesse de rotation $\Omega_r$ .....	30
Figure 1.18-e.:	Les flux rotoriques de PARK $\Phi_{dq0r}$ .....	30
Figure 2.1.:	Schéma du principe de découplage pour le MAS par analogie avec la MCC .....	34
Figure 2.2.:	Principe de la commande par orientation du flux .....	35
Figure 2.3.:	Orientation de flux rotorique .....	36
Figure 2.4.:	Reconstitution des tensions $v_{ds}$ et $v_{qs}$ .....	38
Figure 2.5.:	Commande découplée - Expressions de $i_{ds}$ et $i_{qs}$ .....	38
Figure 2.6.:	Commande découplée - Expressions de $\Phi_r$ et $C_e$ .....	38
Figure 2.7.:	Représentation de bloc d'estimation .....	40
Figure 2.8.:	Commande vectorielle directe d'un moteur alimentée en tension .....	41
Figure 2.9.:	Schéma en boucle ouverte .....	42

Figure 2.10.:	Schéma en boucle ouverte .....	43
Figure 2.11.:	Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse .....	44
Figure 2.12 :	Evaluation	
Figure 2.12-a.:	Le Courant statorique $I_s$ .....	46
Figure 2.12-b.:	La vitesse de rotation $\Omega_r$ .....	46
Figure 2.12-c.:	Le Courant statorique $i_{ds}$ .....	46
Figure 2.12-d.:	Le Flux rotorique $\Phi_r$ .....	46
Figure 2.12-e.:	Le couple électromagnétique $c_e$ .....	47
Figure 2.12-f.:	Le Courant statorique $i_{qs}$ .....	47
Figure 3.1.:	fonction d'appartenance triangulaire .....	51
Figure 3.2.:	fonction d'appartenance trapézoïdale .....	51
Figure 3.3.:	fonction d'appartenance Gaussienne .....	52
Figure 3.4.:	fonction d'appartenance Singleton .....	52
Figure 3.5.:	Le degré d'appartenance d'une personne âgée de 30 ans.....	53
Figure 3.6.:	l'intersection entre deux fonctions d'appartenance .....	54
Figure 3.7.:	l'union entre deux fonctions d'appartenance.....	55
Figure 3.8.:	le complément d'une fonction d'appartenance.....	55
Figure 3.9.:	Structure générale d'une FLC .....	56
Figure 3.10.:	schéma décrivant l'inférence floue .....	57
Figure 3.11.:	Variables des entrées-sorties .....	57
Figure 3.12.:	la défuzzification par la méthode du centre de gravité.....	62
Figure 3.13.:	les centres de gravités par la méthode de sommets .....	63
Figure 3.14.:	Schéma du FLC .....	63
Figure 3.15.a.:	les fonctions d'appartenance de l'erreur $e$ .....	64
Figure 3.15-b.:	les fonctions d'appartenance de la dérivée de l'erreur $\Delta e$ .....	64
Figure 3.16.:	les fonctions d'appartenance de la commande $U$ .....	64
Figure 3.17.:	schéma du régulateur FLC de vitesse .....	67
Figure 3.18.:	schéma du régulateur FLC du couple .....	68
Figure 3.19.:	schéma du régulateur FLC du flux rotorique .....	68
Figure 3.20.:	Evaluation .....	69
Figure 3.20- a.:	les courants statoriques $i_{ds}i_{qs}(A)$ .....	69
Figure 3.20-b.:	La vitesse de rotation $\Omega_r$ (rad/s).....	70
Figure 3.20-c.:	le couple électromagnétique $C_e$ .....	70
Figure 3.20-d.:	le flux $\phi_r$ .....	70
Figure 3.21.:	Evaluation .....	71
Figure 3.21- a.:	les courants statoriques $i_{ds}i_{qs}(A)$ .....	71
Figure 3.21-b.:	La vitesse de rotation $\Omega_r$ (rad/s).....	72
Figure 3.21-c.:	le couple électromagnétique $C_e$ .....	72
Figure 3.22.:	la vitesse $\Omega$ avec $\Omega_{ref}= 20$ rd/s.....	73

## Listes des acronymes et abréviations

MAS	Moteur Asynchrone
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion
STPWM	Sinus-Triangle Pulse Width Modulation
DFOC	Direct Field Oriented Control
$V_{dc}$	Tension continue à l'entrée de l'onduleur
$i_s$	Courant à la sortie de l'onduleur
$f_s$	Fréquence du réseau $f = 50 \text{ Hz}$
$a, b, c$	Indices correspondant aux trois phases du stator et du rotor
$s, r$	Indice des grandeurs statoriques et rotoriques
$\alpha, \beta$	Axes du référentiel fixe par rapport au stator
$d, q$	Axes longitudinal et transversal du repère de <i>PARK</i>
$R_s, R_r$	Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase
$L_{ss}$	Inductance propre d'une phase statorique
$L_{rr}$	Inductance propre d'une phase rotorique
$L_{sr}$	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques
$L_s, L_r$	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase
$L_m$	Inductance mutuelle propre
$\sigma$	Coefficient de fuite total $\sigma = 1 - \left( \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right)$
$T_s, T_r$	Constante de temps statorique et rotorique $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$
$C_e$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple résistant
$J$	Moment d'inertie de la partie tournante
$f_v$	Coefficient de frottement visqueux
$s$	Opérateur de <i>LAPLACE</i>
$p$	Nombre de paires de pôles
$\Omega$	Vitesse mécanique de la machine.

$\omega, \omega_s, \omega_r$	Vitesse électrique, statorique et mécanique
$\theta, \theta_s, \theta_r$	Angle électrique, statorique et mécanique
$\phi_s, \phi_r, \phi_g$	Flux statorique, rotorique, d'entrefer respectivement
$i_{ds}, i_{qs}$	Courants statoriques dans un système d'axes $(d, q)$
$V_{ds}, V_{qs}$	Tension statoriques dans un système d'axes $(d, q)$
$i_a, i_b, i_c$	Courants statoriques
$i_{dr}, i_{qr}$	Courants rotoriques dans un système d'axes $(d, q)$
$\phi_{dr}, \phi_{qr}$	Flux rotoriques dans un système d'axes $(d, q)$
$\phi_{ds}, \phi_{qs}$	Flux statoriques dans un système d'axes $(d, q)$
$\Omega_{réf}$	Vitesse mécanique de référence
$\phi_{réf}$	Flux rotorique de référence
$C_{eréf}$	Couple électromagnétique de référence
$K_p$	Paramètre de l'action proportionnelle
$K_i$	Paramètre de l'action intégrale

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

## Annexe A

### A.1. Paramètres de Moteur Asynchrone:

symboles	Description	Valeurs	Unités
Pn	Puissance nominale	3	kW
Un	Tension d'alimentation	220/380V, 50(Hz)	V
N	Vitesse nominale	1415	tr/min
Rs	Résistance statorique	1.84	$\Omega$
Rr	Résistance rotorique	1.84	$\Omega$
Ls	Inductance cyclique statorique	0.17	H
Lr	Inductance cyclique rotorique	0.17	H
Lm	Inductance mutuelle	0.16	H
p	Nombre de paires de pôles	2	
J	Moment d'inertie	0.0154	kg.m <sup>2</sup>
C <sub>r</sub>	Couple nominal	20	N.m
$\phi_s$	Flux statorique nominal	0.98	Wb

## A.2. Paramètres de la Commande MLI :

symboles	Description	Valeurs	Unités
Vdc	Tension d'alimentation	930	V
m	l'indice de modulation	220/380V, 50(Hz)	21
r	Le coefficient de réglage	1415	0.7

## Annexe B

Le couple électromagnétique peut se mettre sous plusieurs formes:

L'expression du couple :

$$C_e = \frac{3}{2} p (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds})$$

Comme on a d'après le système (1.8) :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases}$$

Ce qui donne :

$$C_e = \frac{3}{2} p L_m (i_{dr} \cdot i_{qs} - i_{qr} \cdot i_{ds})$$

D'autre part :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{L_m}(\phi_{dr} - L_r i_{dr}) \\ i_{qs} = \frac{1}{L_m}(\phi_{qr} - L_r i_{qr}) \end{cases}$$

D'où:

$$C_e = \frac{3}{2} p (\phi_{qr} \cdot i_{dr} - \phi_{dr} \cdot i_{qr})$$

De plus:

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r}(\phi_{dr} - L_m i_{ds}) \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r}(\phi_{qr} - L_m i_{qs}) \end{cases}$$

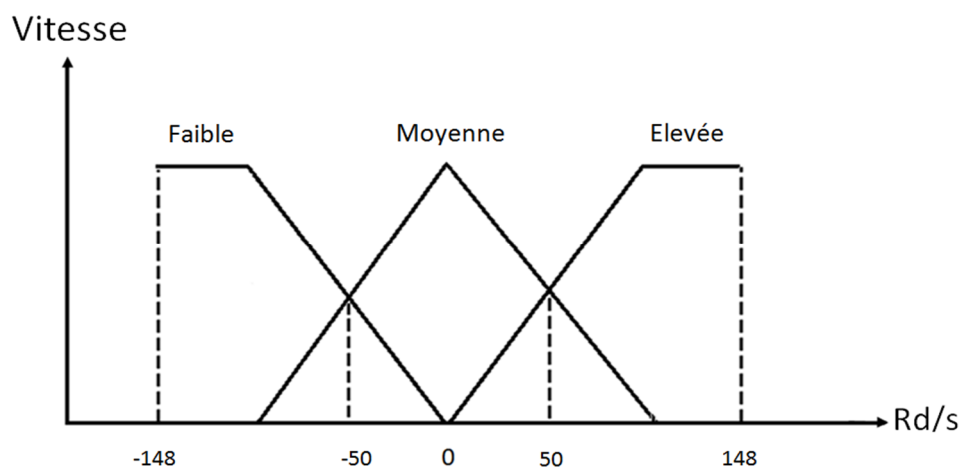
On obtient:

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds})$$

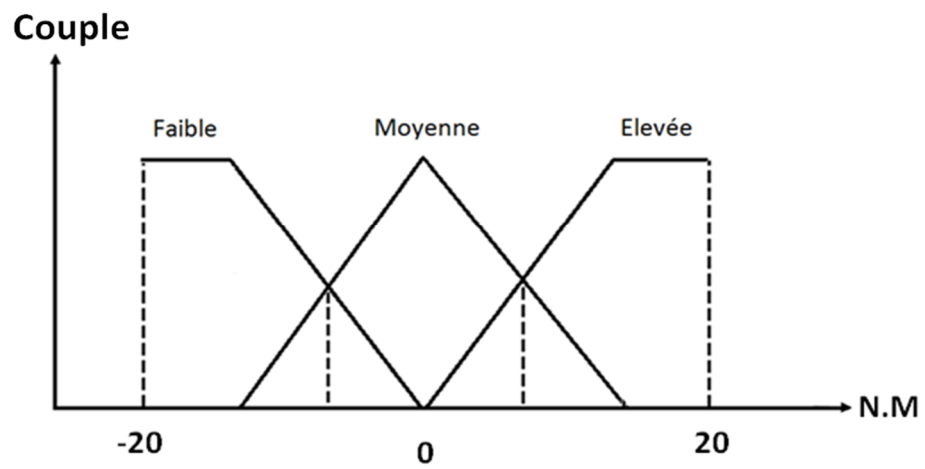
## Annexe C

Les fonctions d'appartenance des régulateurs flous :

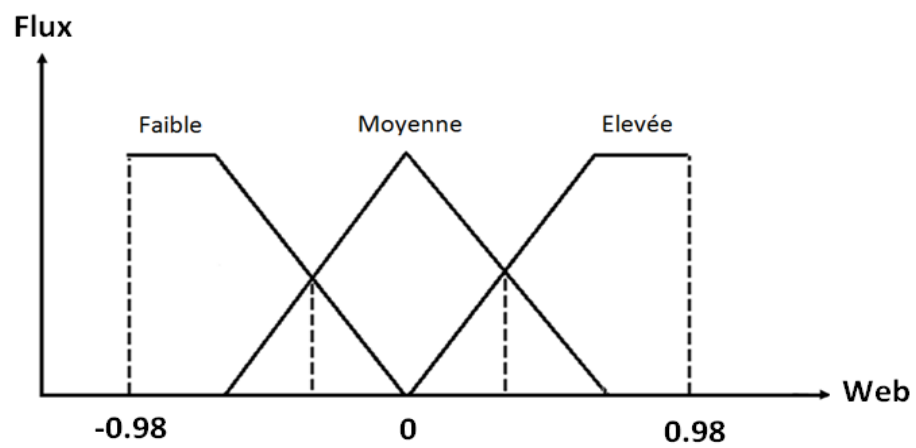
Régulateur FLC de la vitesse  $\Omega$  :



Régulateur FLC du couple  $C_e$  :



Régulateur FLC du flux  $\phi$  :





# Bibliographie

---

[1] : BELHADEF Rabah & BOUTAYA Bilal « Commande vectorielle et par logique floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur » Thèse d'ingénieur d'état, Electrotechnique, Ecole National Polytechnique, 2008.

[2] ACHOURI Radouane & HIDOUCHE Mohamed « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone - Simulation sur le logiciel SIMPLORER - Validation expérimentale sur banc d'essai » Thèse de ingénieur, Electrotechnique Ecole National Polytechnique, 2007.

[3] J-CHATELAIN «Machines électriques ». Tome 1, Edition Dunod 1983, ISBN Bordas 2-04-016912-1 Broché.

[4] GABRIEL buche « Commande vectorielle de la MAS en environnement temps Réel (Matlab /S) ». Mémoire d'ingénieur option: Automatismes industriels Centre régional associé de Grenoble 2001.

[5] CHIKHI Abdesslem « Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone- Apport de la Logique Floue » Mémoire d'ingénieur en Electrotechnique. Université de Batna, Algérie, 2008.

[6] Djalal Abdessemed, Etude expérimentale de l'influence des Stratégies MLI sur la commande de la Machine à Induction, Thèse de Magistère en Electrotechnique l'Université de Batna, juillet 2009.

- [7] L. Baghli « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone »  
Note de cours, IUFM de Lorraine-UHP, Nancy 2005.
- [8] CHEKROUN Soufyane « commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée ». Mémoire de Magister  
Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technologique d'Oran
- [9] REZGUI SALAH EDDINE « Commande de machine électrique environnement, Matlab/Simulink et Temps Réel ». Thèse de Magister.  
Université Mentouri de Constantine 2009.
- [10] FERDJOUNI Abdelaziz. «Diagnostic des défauts à l'aide d'observateurs application à la machine asynchrone». Thèse de doctorat d'état, Spécialité : Contrôle  
Université de Blida, Algérie, 2007.
- [11] Kifouche ABDESSALEM. « Estimation conjointe des variables et des paramètres d'un moteur asynchrone». Thèse de magister, Spécialité : Signaux et systèmes.  
Université de Blida, Algérie, 2011.
- [12] BAAMARA Mohamed & BOUGUERRA Hakim. «La Commande Vectorielle Indirecte de la Machine Asynchrone», Master en Génie Electrique option Machines Electriques.  
Université de Blida, Algérie, 2012.
- [13] AMRINE Brahim Analyse des Performances de la Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone Triphasé en présence des défauts Statoriques Master en Génie Electrique option Machines Electriques.  
Université de Blida, Algérie, 2012.
- [14] GUESSAYMI Mohamed & BENAOUDA Billel «Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone Triphasé Sans Capteur Mécanique» Master en Génie Electrique option Machines Electriques.  
Université de Blida, Algérie, 2012.

[15] Technique de l'ingénieur,

«Régimes transitoires des machines électriques tournantes».

[16] Lotfi.Baghli «Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques»

Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, (1999).

[17] L.A.Zadeh, Fuzzy Sets, Information and Control, 8(1965) 338-353.

Department of Electrical Engineering and Electronics Research Laboratory.

University of California, Berkeley, California.

[18] R.A.Bellman and L.A.Zadeh, Decision-making in a fuzzy environment,

Management Sciences, Ser. B 17(1970) 141-164.

[19] Implémentation d'un contrôleur flou pour la navigation d'un robot mobile de type voiture, N. Ouadah, O. Azaouaoui, M. Hamerlain, division productique et robotique, Centre de Développement des Technologies Avancées, Baba Hassen, Alger, Algérie.

[20] Hybrid fuzzy logic and vector control of permanent magnet synchronous motor drive for electric vehicle.

H. GHODBANE, O. KRAA, A. ABOUBOU AND A.A. TALEB

Department of Electrical engineering from the Mohamed Kheider University, Biskra,

Algeria, Laboratory of Energy Systems Modeling, Mohamed Kheider University AMIH

Laboratory from Valenciennes University, France.

Courrier du Savoir – N°15, Mars 2013, pp.97-104.

[21] Direct Torque Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor using Fuzzy Logic.

GABRIEL NORIEGA AND MIGUEL STREFEZZA.

Departamento de Ingenieria Electronica.Departamento de Procesos y Sistemas

UNEXPO. Universidad Simon Bolivar, Barquisimeto Edo. Lara. MYS 320-A, Sartenejas,

Caracas. VENEZUELA.

Proceedings of the 7th WSEAS International Conference on Power Systems, Beijing, China, September 15-17, 2007.

[22] Commande par la logique floue et mode glissant d'une machine synchrone autopilotée

ABDEL GHANI AISSAOUI, HAMZA ABID, MOHAMED ABID, AHMED TAHOUR.

Laboratoire IRECOM, Université Sidi Bel Abbas, Faculté d'ingénieur Département d'électrotechnique, Sidi Bel Abbas, 22000 Algérie, IRECOM\_aissaoui@yahoo.fr.

Rev. Roum. Sci. Techn. – Electrotechn. et Energ. 52, 1, p. 89–103, Bucarest, 2007

## Annexe B

---

### B.1. transformation inverse de Park :

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

### B.2 Choix du référentiel :

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \quad (\text{B.1})$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \quad (\text{B.2})$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \quad (\text{B.3})$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \quad (\text{B.4})$$

$$\text{Avec :} \quad \omega = \frac{d\theta}{dt}; \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}; \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$\text{Et :} \quad \omega_r = \omega_s - \omega$$

#### B.2.1 Référentiel immobile par rapport au stator :

C'est le référentiel de mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il est traduit par la condition suivante :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = -\omega_r \quad (\text{B.5})$$

Remplaçant par l'équation (B.1) dans les équations (B.1), (B.2), (B.3) et (B.4), les équations électriques s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{B.6})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{B.7})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_r \phi_{qr} \end{array} \right. \quad (\text{B.8})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_r \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{B.9})$$

Ce référentiel est choisi lorsque l'on désire étudier des variations simultanées de la fréquence d'alimentation et de la vitesse de rotation [2], [7],[1].

## B.2.2 Référentiel immobile par rapport au rotor :

La position des axes **[d q]** par rapport aux axes statoriques et rotoriques est la suivante :

$$\frac{d}{dt}(\theta_s) = \omega_r \quad , \quad \frac{d}{dt}(\theta_r) = 0 \quad (\text{B.10})$$

En remplaçant par l'équation (B.10) dans les équations (B.1), (B.2), (B.3) et (B.4):

Les équations électriques s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \phi_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{B.11})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_{ds} \end{array} \right. \quad (\text{B.12})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{B.13})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{B.14})$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultantes d'un court-circuit [2], [7], [1].

### B.2.3 Référentiel immobile par rapport au champ tournant :

Dans ce cas :

$$\frac{d}{dt}(\theta_s) = \omega_s, \quad \frac{d}{dt}(\theta_r) = \omega_s - \omega_r \quad (\text{B.15})$$

Le modèle est établi en remplaçant l'équation (B.15) dans les équations (B.1), (B.2), (B.3) et (B.4), les équations électriques s'écrivent

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \quad (\text{B.16})$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \quad (\text{B.17})$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \quad (\text{B.18})$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \quad (\text{B.19})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas des simplifications dans la formulation des équations (B.1), (B.2), (B.3) et (B.4). Il est cependant particulièrement avantageux dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement la conduite des calculs [2], [7], [1].

# Introduction générale

---

Il est plus clair que la machine asynchrone (MAS) est actuellement la machine électrique la plus utilisée dans l'industrie et les transports. Son utilisation dans la variation de vitesse n'est pas une chose nouvelle. Elle est appréciée pour sa robustesse, son faible coût d'achat et d'entretien, sa puissance massique et sa grande vitesse.

La machine asynchrone possède plusieurs techniques de commande (Commande scalaire, commande vectorielle .....etc). Chaque technique de commande pose un problème pour garantir la stabilité du système, on essaye de rendre la commande plus performante en utilisant des autres types de régulateur que le régulateur classique PI, tel que le FLC.

Ce projet est organisé comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation d'un moteur asynchrone dans le repère de Park et le choix convenable de la référence, ainsi que la modélisation de l'onduleur à MLI alimentée en tension.



Le deuxième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse, du flux rotorique et du couple.

Le troisième chapitre présente la commande vectorielle directe avec un régulateur Flou FLC, en faisant la comparaison entre un régulateur classique PI et le régulateur FLC, ainsi que un test de robustesse pour la commande DFOC avec le contrôleur FLC.

# Chapitre 1 Modélisation de Machine Asynchrone

---

## 1.1 Introduction :

Le moteur asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence des contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse de synchronisme, ce qui lui permet d'être utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse variable. Il permet aussi de réaliser les entraînements à vitesse variable, la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse d'augmenter [12].

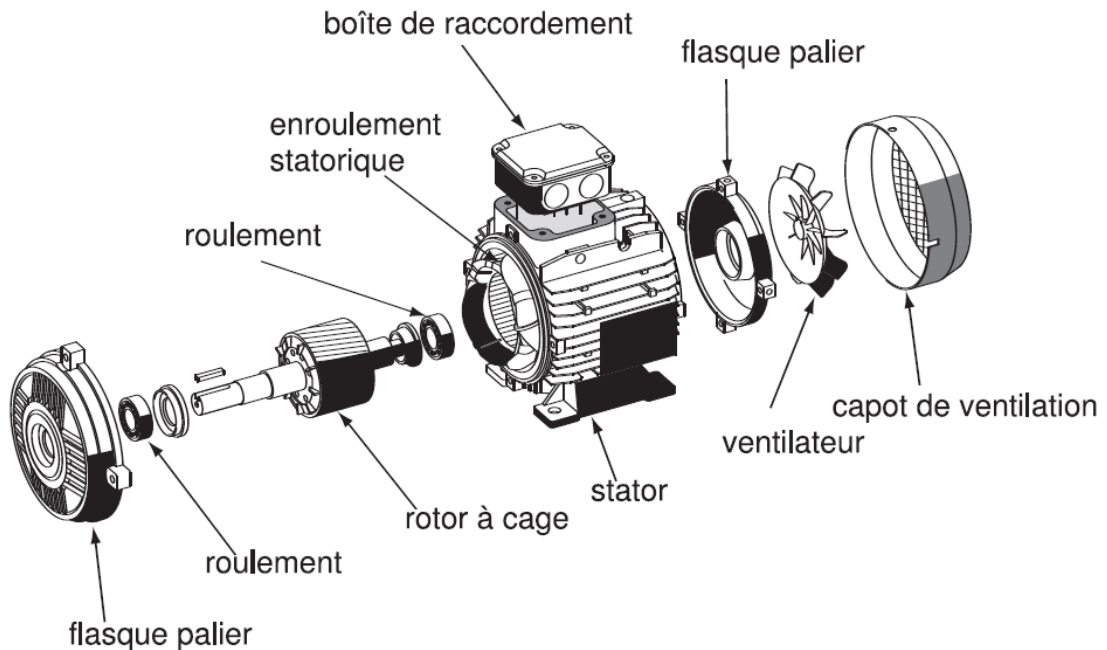
Dans ce chapitre, nous allons présenter le modèle mathématique triphasé de la Machine Asynchrone et sa transformation dans le système diphasé. Ensuite, nous présenterons la commande (MLI\_STPWM) afin qu'on puisse synthétiser la commande puis visualiser les résultats de simulation de la Machine Asynchrone.

Constitution de la machine asynchrone

## 1.2 Constitution de la machine asynchrone :

Un moteur asynchrone à cage se présente (**Figure.1.1**) sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique, ferromagnétique, statorique qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) bobiné en fil de cuivre isolé. A l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique qui accueille

dans ses encoches les barreaux de la cage rotorique, en aluminium coulé ou en cuivre, court-circuités à chaque extrémité par des anneaux réalisés dans le même matériau. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans les flasques, fixées au carter [10] [13].



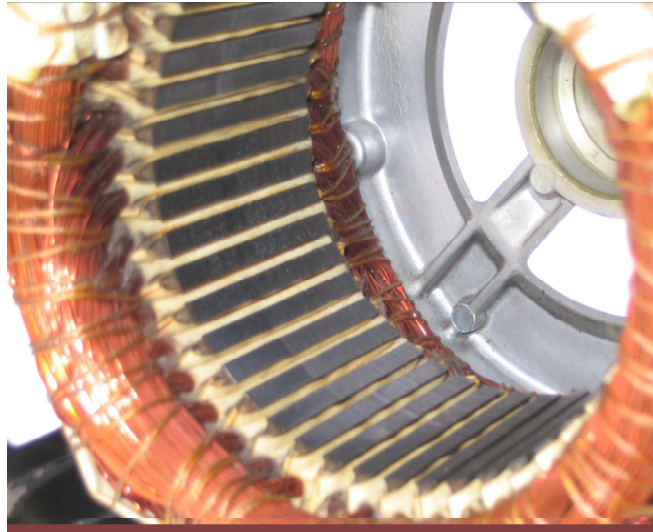
**Figure.1.1 :** Moteur asynchrone à cage.

### 1.2.1 Le stator :

Le stator(**Figure.1.2**) est constitué de tôles d'acier au silicium empilées, dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce, alors qu'elles sont plus importantes découpées par sections pour les machines de puissance. Elles sont isolées entre elles par une couche de vernis, qui permet de limiter l'effet des courants de Foucault. Elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Les enroulements statoriques qui sont placés dans les encoches, afin qu'ils produisent le champ magnétique dans l'entrefer, peuvent être insérés de différentes manières. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de papiers isolants qui peuvent être de différents types suivant les conditions d'utilisation

de la machine asynchrone. Le stator d'une machine asynchrone est aussi doté d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique [10].



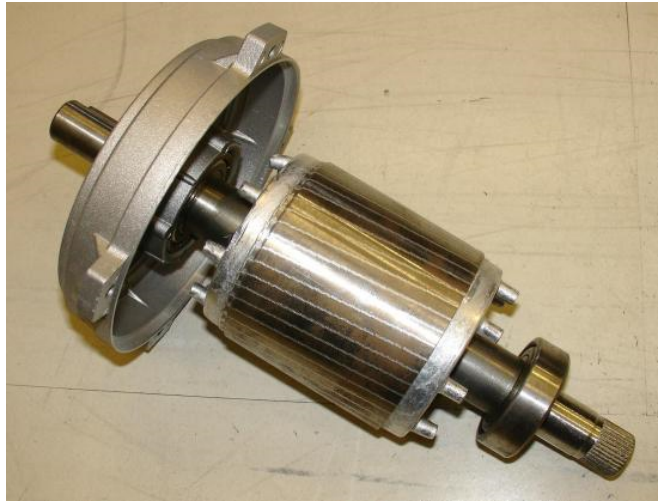
*Figure.1.2: Stator d'un moteur asynchrone.*

### **1.2.2 Le rotor:**

Le rotor (**Figure1.3**) tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'aciers qui sont en général de même nature que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des moteurs asynchrone peuvent être de deux types : bobiné ou à cage d'écureuil.

Les rotors bobinés sont construits par insertion des enroulements dans les encoches rotoriques. Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne le rotor à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les grosses machines ou d'aluminium pour les petites. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux fabriqués en cuivre ou en aluminium.

Les barres sont souvent uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et ainsi diminuer très fortement le bruit quand l'accélération du moteur [10] [13] [15].



*Figure.1.3: Le rotor d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil.*

### **1.2.3 Les paliers :**

Les paliers sont les organes mécaniques qui permettent d'assurer la concentricité du rotor par rapport au stator et par effet mettre en rotation l'arbre rotorique grâce aux roulements qui sont logés dedans, ils sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble ainsi établi constitue alors le moteur asynchrone à cage d'écureuil [10].

### **1.2.4 L'entrefer:**

La rotation de la machine est basée sur l'entrefer qui est la partie d'air entre le stator et le rotor et qui doit être très étroite (de l'ordre du millimètre) pour éviter les pertes de flux.

## **1.3 Principe de fonctionnement**

Comme le transformateur, le moteur a le même principe de fonctionnement sauf qu'il est mobile grâce au système paliers.

Lorsqu'on alimente la boîte à bornes dans laquelle est branché l'enroulement statorique avec des courants triphasés, de pulsation:  $\omega$ . Le rotor est en court-circuit ; Il

se produit un champ tournant dit statorique, si le bobinage statorique comprend  $2p$  pôles, ce champ tourne à la vitesse de synchronisme :  $\Omega_s = \frac{\Omega}{p}$ .

Le champ statorique balaie les conducteurs du rotor qui est en court-circuit en produisant des forces électromotrices (f.é.m.), ces f.é.m produisent des courants induits qui sont soumis à des forces de champ tournant et par conséquent création du couple. Par opposition au champ statorique, le rotor étant libre se met à tourner grâce à l'entrefer dans le sens de rotation du champ tournant [12] [13].

Et par conséquent le rotor tourne à une vitesse :  $\Omega$  inférieure de la vitesse de synchronisme :  $\Omega_s$ . Ceci dépend du glissement  $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$  ou  $g = \frac{N_s - N}{N}$

Si  $\Omega = 0$  ( $N = 0$ ) =>  $g = 1$  (conditions d'arrêt).

Tel que :

$N_s$  : la fréquence de synchronisme :  $N_s = \frac{f_s}{p}$  (tr/s) Ou  $N_s = \frac{60f_s}{p}$  (tr/min).

$N$  : la fréquence de rotation du moteur.

## 1.4 Modélisation de la machine asynchrone

### 1.4.1 Hypothèses simplificatrices :

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

Pour cela et pour faire la modélisation du moteur asynchrone, on suppose certaines hypothèses simplificatrices [1]:

- Une symétrie parfaite du moteur.
- Le bobinage statorique est repartit d'une manière à donner une f.m.m sinusoïdale et les barres du rotor sont assimilées à un bobinage triphasé en court circuit.
- Le niveau de la saturation est faible et on néglige l'hystérésis, le courant de Foucault et l'effet de peau.

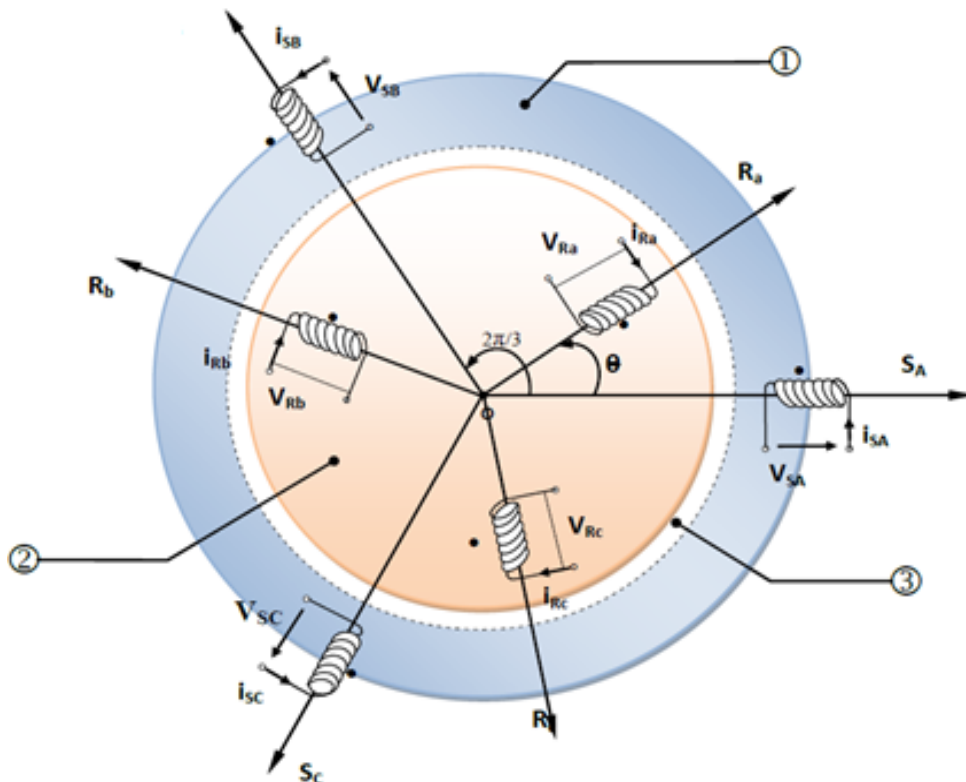
Ces hypothèses impliquent que :

- Les inductances propres sont constantes.
- L'inductance mutuelle varie d'une façon sinusoïdale.

### 1.4.2 Modèle dynamique du moteur :

Le modèle de la machine à induction triphasé est illustré par le schéma de la **(Figure.1.4)** dont les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé.

Les trois enroulements statoriques et les trois enroulements rotoriques sont notées, respectivement,  $(S_A, S_B, S_C)$  et  $(R_a, R_b, R_c)$ . L'angle  $\theta$  est l'angle que fait le rotor en effectuant sa rotation par rapport au stator.



1-Partie fixe : Stator. 2-Partie mobile : Rotor. 3-Entrefer constant.

**Figure (1.4) :** Représentation d'un moteur asynchrone triphasé et définition des repères statoriques et rotoriques.

a) Equations électriques :

Les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit [6].

$$[v_{abc}]_s = R_s [i_{abc}]_s + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}]_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$$[u_{abc}]_r = R_r [i_{abc}]_r + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}]_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Les matrices suivantes représentent respectivement [3]:

$$[v_{abc}]_s = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \text{ Le vecteur de tension statorique.}$$

$$[\phi_{abc}]_s = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \text{ Le vecteur de flux statorique.}$$

$$[i_{abc}]_s = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \text{ Le vecteur de courant statorique.}$$

De même façon on définit par changement d'indice, les vecteurs rotoriques  $[v_{abc}]_r$ ,  $[\phi_{abc}]_r$  et  $[i_{abc}]_r$ . [3]

### b) Equations magnétiques : [6]

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

$$[\phi_{abc}]_s = [L_s] \cdot [i_{abc}]_s + [L_{sr}] \cdot [i_{abc}]_r \quad (1.3)$$

$$[\phi_{abc}]_r = [L_{sr}]^T \cdot [i_{abc}]_s + [L_r] \cdot [i_{abc}]_r \quad (1.4)$$

On définit Les matrices d'inductances  $[L_s]$ ,  $[L_r]$  et  $[L_{sr}]$  par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$



$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} ; [L_{rs}] = [L_{sr}]^T$$

Avec :

$\theta$  : est l'angle entre les deux repères statorique et rotorique  $\theta = (a_s \wedge a_r)$

$$l_s = L_{ls} + L_{ms} \qquad m_s = -\frac{L_{ms}}{2}$$

De même façon on définit par changement d'indice, les inductances rotoriques  $l_r, m_r$ .

**c) Equations mécaniques : [1]**

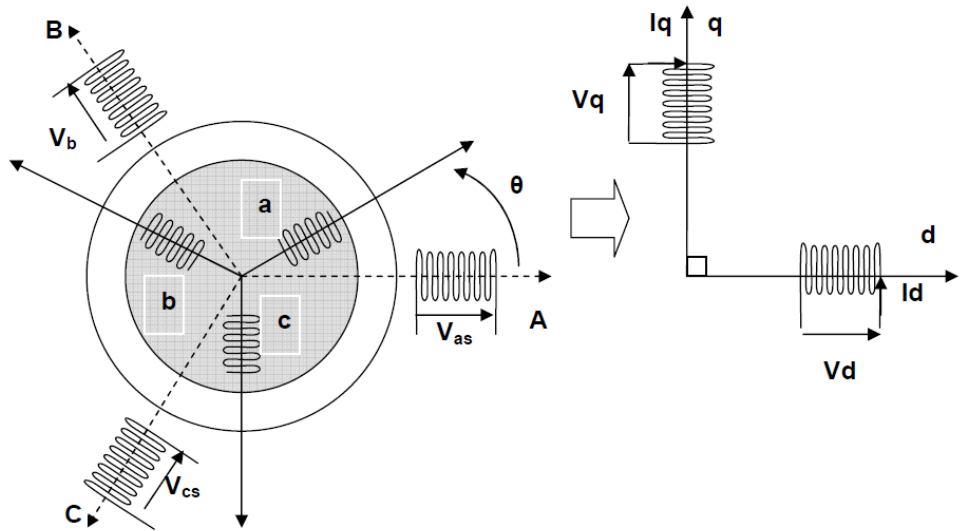
$$J \frac{d}{dt}(\Omega) = C_e - C_r - f_v \Omega \qquad (1.5)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = P [i_{abc}]_s^T [L_{sr}] [i_{abc}]_r \qquad (1.6)$$

### 1.4.3 Modèle de Park d'un moteur asynchrone :

Afin d'aboutir à un modèle mathématique plus simple que le modèle réel du système, nous utiliserons des transformations orthogonales. Nous obtenons donc, des équations plus simples par des changements de variables appropriés. Parmi ces transformations, nous utiliserons celle de **Park**. La figure (**Figure.1.5**) représente clairement cette transformation des axes réels « **a, b, c** » aux axes « **d et q** ».



**Figure.1.5:** Passage du triphasé au biphasé

**a Transformation de Park :**

Cette transformation est définie par sa matrice  $[K(\theta)]$  tel que :

$$[K_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

On choisit le coefficient  $k=2/3$  pour la conservation des amplitudes, tensions, courants, et flux.  $\theta_s$  : est l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé.

La transformée de Park inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par:

$$[K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & 1 \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

## **b Développement des différentes équations dans le repère d-q**

### **b.1 Les équations électriques :**

Après transformation et remplacement des équations électriques on peut démontrer le système suivant :

$$[v_{dq0s}] = [R_s][i_{dq0s}] + [K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} [\Phi_{dq0s}]$$

$$[v_{dq0r}] = [R_r][i_{dq0r}] + [K_r] \frac{d}{dt} [K_r]^{-1} [\Phi_{dq0r}]$$

Après arrangement :

$$[v_{dq0s}] = [R_s][i_{dq0s}] + \left( [K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} \right) [\Phi_{dq0s}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq0s}]$$

$$[v_{dq0r}] = [R_r][i_{dq0r}] + \left( [K_r] \frac{d}{dt} [K_r]^{-1} \right) [\Phi_{dq0r}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq0r}]$$

On peut démontrer que :

$$[K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = (\omega_s - \omega) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\ v_{0s} = R_s i_{0s} + \frac{d}{dt} \phi_{0s} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \\ v_{0r} = R_r i_{0r} + \frac{d}{dt} \phi_{0r} \end{array} \right. \quad (1.7)$$

$$\text{Avec :} \quad \omega = \frac{d\theta}{dt}; \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}; \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$\text{Et :} \quad \omega_r = \omega_s - \omega$$

## b.2 Les équations des flux :

De la même façon que les tensions on développe les flux.

$$\begin{aligned} [\Phi_{dq0s}] &= [K_s][L_s][K_s]^{-1} \cdot [i_{dq0s}] + [K_s][L_{sr}][K_r]^{-1} \cdot [i_{dq0r}] \\ [\Phi_{dq0r}] &= [K_r][L_{sr}]^t [K_s]^{-1} \cdot [i_{dq0s}] + [K_r][L_r][K_r]^{-1} \cdot [i_{dq0r}] \end{aligned}$$

Nous pouvons vérifier que:

$$[K_s][L_s][K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & & L_{ls} \end{bmatrix}$$

$$[K_r][L_r][K_r]^{-1} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & & L_{lr} \end{bmatrix}$$

$$[K_s][L_{sr}][K_r]^{-1} = [K_r][L_{sr}]^t[K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec:

$$L_S = L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms} : \text{Inductance cyclique statorique.}$$

$$L_r = L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr} : \text{Inductance cyclique rotorique.}$$

$$L_m = \frac{3}{2}L_{sr} : \text{Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.}$$

Après développement des expressions condensées des flux, nous obtenons:

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds} = L_S i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_S i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{0s} = L_{ls} i_{0s} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \phi_{0r} = L_{lr} i_{0r} \end{array} \right. \quad (1.8)$$

### c **Choix du référentiel :**

On distingue trois choix de référentiels, à savoir :

- Référentiel lié au stator : ( $\omega_s = 0$  et  $\omega = -\omega_r$ ), Pour cette référence on obtient un système électrique où les grandeurs statoriques sont purement alternatives et avec la fréquence d'alimentation
- Référentiel lié au rotor ( $\omega_r = 0$  et  $\omega = \omega_s$ ), les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation rotorique  $\omega_r$ .
- Référentiel lié au champ tournant : ( $\omega = \omega_s - \omega_r$ )

Dans ce qui suit on adopte le référentiel lié au champ statorique avec :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega_r + \omega$$

### **d Couple électromagnétique : [2][12][14]**

Pour accomplir le modèle électrique on doit trouver l'expression du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le model mécanique.

Le couple électromagnétique est obtenu à l'aide d'un bilan de puissance [1]

La puissance électrique consommée par le moteur asynchrone est:

$$p_e = [v_{abc}]^t [i_{abc}] = [v_{qd0s}]^t \left( [K_s]^{-1} \right)^t [K_s]^{-1} [i_{dq0s}]$$

Avec:

$$\left( [K_s]^{-1} \right)^t [K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix}$$

$$D'où: \quad p_e = \frac{3}{2} (v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs}) + 3v_{0s} \cdot i_{0s}$$

Dans un repère d-q lié au champ tournant et dans un régime permanent équilibré, les grandeurs de Park sont constantes, nous pouvons donc écrire:

$$p_e = \frac{3}{2} ((R_s i_{ds} - \omega_s \phi_{qs}) \cdot i_{ds} + (R_s i_{qs} + \omega_s \phi_{ds}) \cdot i_{qs})$$

$$p_e = \frac{3}{2} R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{3}{2} \omega_s (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds})$$

Le premier terme représente les pertes par effet Joules dans les enroulements statoriques, le second terme représente la puissance électromagnétique. Nous écrivons donc:

$$p_{em} = \frac{3}{2} \omega_s (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) = C_e \cdot \Omega_s = P \cdot \omega_s \cdot C_e$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \end{array} \right. \quad (1.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Omega_s = \omega_s \cdot P \end{array} \right. \quad (1.10)$$

Et par conséquent :

$$C_e = \frac{3}{2} p (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (1.11)$$

En tenant compte des expressions (1.8) et (1.9), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales (**voir annexe B**):

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = \frac{3}{2} p (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \\ C_e = \frac{3}{2} p \cdot L_m (i_{dr} \cdot i_{qs} - i_{qr} \cdot i_{ds}) \\ C_e = \frac{3}{2} p (\phi_{qr} \cdot i_{dr} - \phi_{dr} \cdot i_{qr}) \\ C_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) \end{array} \right. \quad (1.12)$$

## 1.5 Modèle d'état de la machine asynchrone :

Nous représentons les équations de la machine asynchrone sous forme d'état, cette représentation à la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{X} = f(X, U) \\ Y = h(X, U) \end{array} \right. \quad (1.13)$$

Avec :

- $X$  : Vecteur d'état.
- $U$  : Vecteur de commande.
- $Y$  : Vecteur de sortie.
- $f$  et  $h$  : Fonctions d'état.

Pour le choix des composantes des vecteurs d'état, nous avons la possibilité de choisir entre les flux et les courants ou de faire une combinaison. Dans ce travail, les vecteurs sont définis comme suit:

- $X = (i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \Omega)^t$
- $U = (v_{ds} \ v_{qs})^t$
- $Y = (i_{ds} \ i_{qs})^t$

En manipulant les systèmes d'équations (1.7) et (1.8), on obtient une représentation du modèle de la machine sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + \omega_r \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs} - \omega_r \phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} \\ \frac{1}{p} J \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \cdot \frac{\omega}{p} \end{array} \right. \quad (1.14)$$

Où  $\sigma = \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right)$  est le Coefficient de dispersion de Blondel.

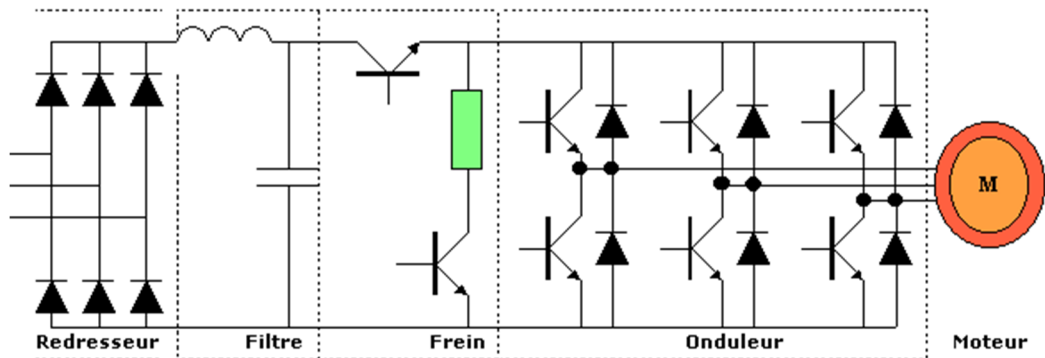
## 1.6 Modélisation de l'alimentation :

L'alimentation du MAS est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et/ou d'un condensateur.

Le premier étage, alimenté par un réseau triphasé, est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence, imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MAS [2].



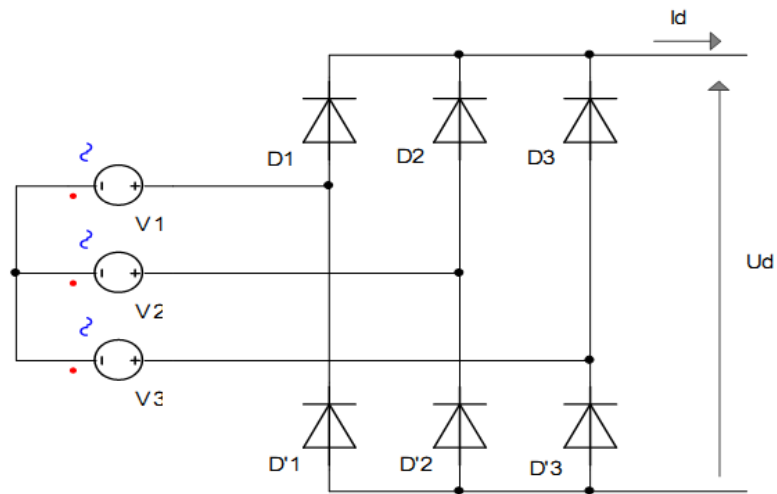
La **figure (1.6)** illustre le schéma synoptique d'un MAS à vitesse variable et de son alimentation.



**Figure (1.6) :** Schéma global d'une MAS à vitesse variable et de son alimentation

### 1.6.1 Modélisation du redresseur triphasé à double alternance à diodes

Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode commune (D1, D2 et D3) assurant l'aller du courant  $I_d$ , et trois diodes à anode commune (D'1, D'2 et D'3) assurant le retour du courant  $I_d$ . Il est schématisé par la **figure (1.7)**.



**Figure (1.7) :** Redresseur triphasé à diodes double alternance

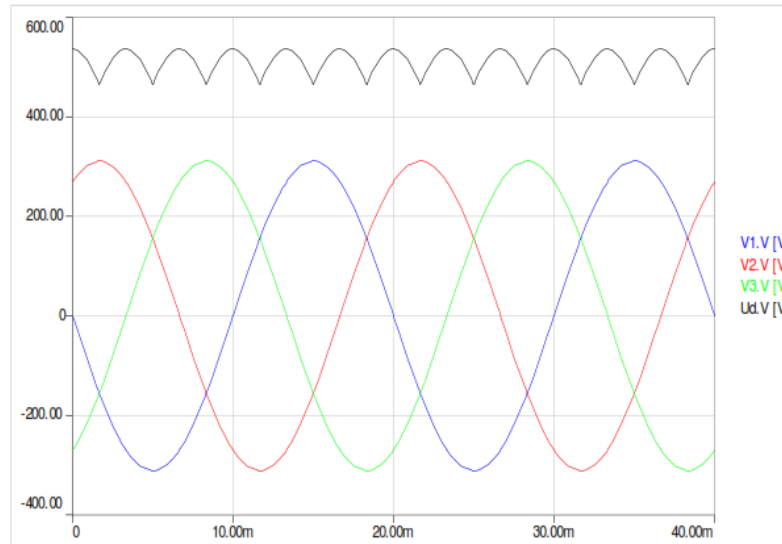
Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé :

$$\begin{cases} V_1(t) = \sqrt{2} \cdot V \cos(\omega \cdot t) \\ V_2(t) = \sqrt{2} \cdot V \cos(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3(t) = \sqrt{2} \cdot V \cos(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.15)$$

Si l'effet de l'empiètement anodique est négligé, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par :

$$U_d(t) = \max[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \min[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] \quad (1.16)$$

La tension redressée aura la forme schématisée par la **figure (1.8)**



**Figure (1.8)** Forme de la tension redressée

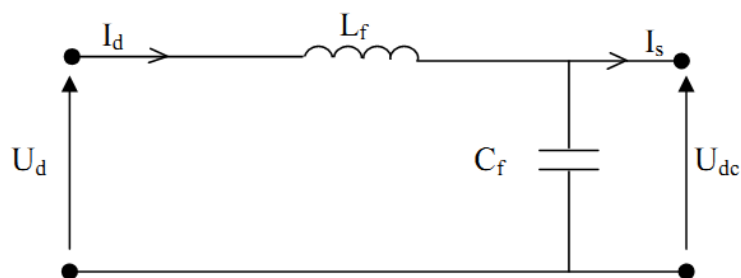
La valeur moyenne de cette tension redressée est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V = 2,34.V \quad (1.17)$$

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

### 1.6.2 Modélisation du filtre

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (LC), schématisé par la **figure (1.9)**



**Figure (1.9)** : filtre passe-bas.

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + V_{dc} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (1.18)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$F = \frac{V_{dc}}{U_d} = \frac{1}{1+(\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (1.19)$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure  $f_c$  tel que :

$$f_c = \frac{1}{1+(\sqrt{L_f C_f})} \quad (1.20)$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit placer sa fréquence de coupure au dessous de la fréquence de la première harmonique de  $U_d(t)$ . Cette condition nous permet de déterminer L et C.

## 1.7 Modélisation de l'onduleur de tension :

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

L'onduleur de tension à *MLI* permet d'imposer au moteur des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard 230/400V, 50Hz [12]. Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristors à extinction par la gâchette GTO (Gate Turn-Off Thyristor), est le cœur de l'organe de commande de la MAS. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance. Il est constitué de trois bras à deux interrupteurs pour chacun. Pour chaque interrupteur, une diode de récupération est montée en tête-bêche avec le semi-conducteur contrôlable.

Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs  $K_A$  et  $K'_A$ ,  $K_B$  et  $K'_B$ ,  $K_C$  et  $K'_C$  doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Le schéma du convertisseur statique alimentant le stator de la MAS est illustré par la **figure (1.10)**

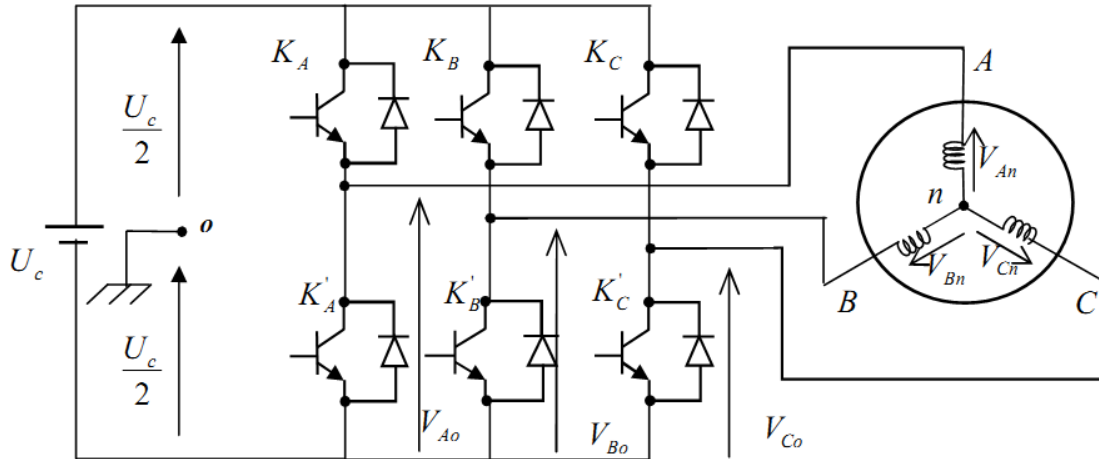


Figure (1.10) : Schéma d'un onduleur triphasé.

### 1.7.1 Modèle mathématique de l'onduleur de tension [9]:

Les deux interrupteurs  $K_i$ ,  $K'_i$ , ( $i = 1, 2, 3$ ), sont unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ce sont des éléments commandés à l'ouverture et à la fermeture. Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion, qui consiste à moduler la tension de sortie avec l'hypothèse où les interrupteurs sont supposés idéaux [14]. Ainsi que chaque bras d'onduleur est associé à une fonction logique de connexion  $S_i$ , ( $i = 1, 2, 3$ ) définie comme suit:

- Si  $K_i$  est fermé &  $K'_i$  est ouvert, alors :  $S_i = 0$ .
- Si  $K_i$  est ouvert &  $K'_i$  est fermé, alors :  $S_i = 1$ .

Pour simplifier l'étude, on suppose que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable c'est-à-dire que les interrupteurs sont supposés idéaux.
- La charge est équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé [1] [8] [15].

On a donc :

$S_i = 0$  : Le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé

$S_i = 1$  : Le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert

En tenant compte du point fictif "o" on peut donc écrire  $v_{io}$  en fonction des signaux de commande  $S_i$ :

$$v_{io} = V_{dc} \left( S_i - \frac{1}{2} \right) \quad (1.21)$$

Soit 'n' le point neutre du coté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  et  $v_{ca}$  sont obtenues à partir de ces relations [1] :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \quad (1.22)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ( $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ ), on aura donc:

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3} (v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3} (v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3} (v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (1.23)$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (1.24)$$

Tel que  $v_{ao}$ ,  $v_{bo}$  et  $v_{co}$  sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport à la référence "o" [8].

En remplaçant (1.24) dans (1.25) on aura :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Des relations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} - v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} - v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} - v_{no} \end{cases} \quad (1.26)$$

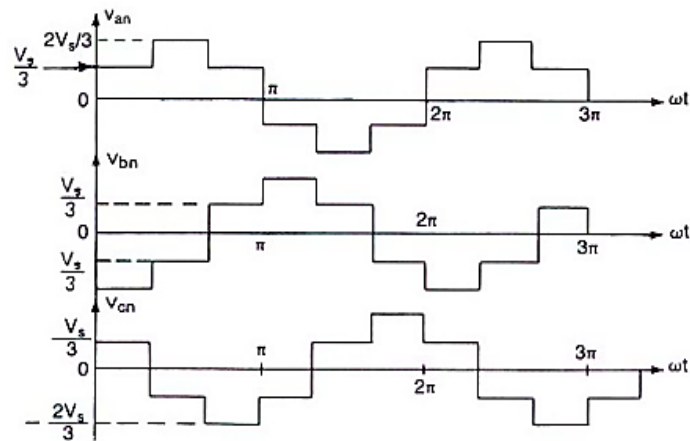
$v_{no}$  : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif "o".

On peut déduire le potentiel entre les points  $n$  et  $o$  :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (1.27)$$

En utilisant l'expression (1.21) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande **figure (1.11)** [13]:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.28)$$



**Figure (1.11):** Les Tensions de sortie de l'onduleur.

### 1.7.2 Stratégies de commande de l'onduleur :

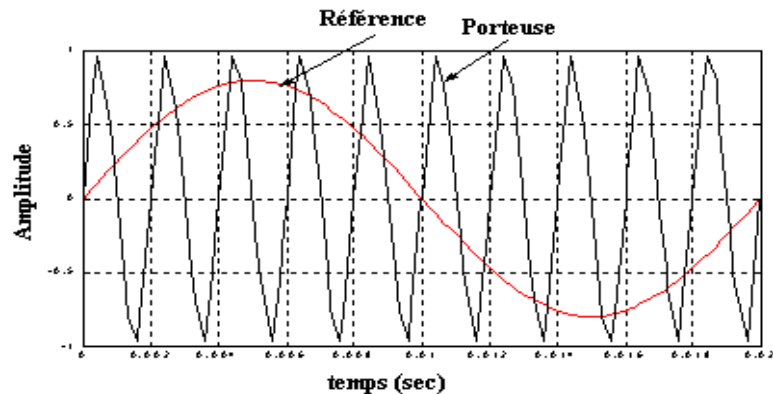
Il est nécessaire d'établir des stratégies de commande de l'onduleur telle que la tension générée soit proche de la forme sinusoïdale avec un faible taux d'harmoniques.

La stratégie la plus utilisée est la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) [6]. Plusieurs types de modulation de largeur d'impulsion sont disponibles. Dans ce qui suit, nous allons présenter le principe de la stratégie de contrôle en tension par MLI sinus-triangle et MLI vectorielle

### 1.7.3 La technique de la stratégie "Sinus-triangle" (MLI):

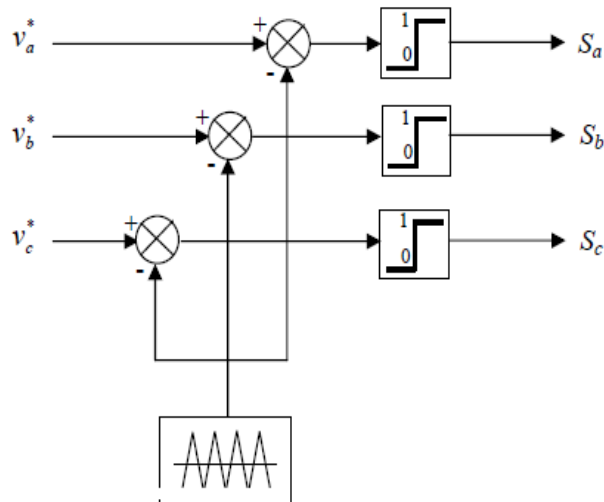
#### a Principe de fonctionnement :

La stratégie de commande par modulation de largeur d'impulsion (**MLI**) permet de convertir une tension de fréquence appelée modulante en une tension sous forme de créneau successif. Le principe de la **MLI** consiste à comparer le signal de fréquence (modulante) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence supérieur(Figure.1.9).



Figure(1.12) Technique sinus-triangle.

A chaque interaction des deux signaux, la commande électrique envoie un ordre d'allumage ou d'extinction aux transistors constituant une phase d'onduleur qui produit le signal MLI **figure (1.13)** [12].



**Figure(1.13)** : Principe de la commande MLI triangulo-sinusoidale.

L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_m$  de la modulante et la fréquence  $f_r$  de la référence :

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

Le taux de modulation  $r$  (ou coefficient de réglage en tension ou encore le rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante à la valeur crête de la porteuse:

$$r = \frac{\text{Valeur c\^ete du fondamental de la tension de charge souhait\^ee}}{\text{Amplitude des cr\^eaux de la tension de sortie}}$$

Donc :

$$r = \frac{V_m}{V_{ref}}$$

Tel que :

$f_m$  : Fréquences de modulation

$f_r$  : Fréquences de référence

$V_{ref}$  : Amplitude de la tension de référence

$V_m$  : Valeur de crête de l'onde de modulation.

**b Equation de la porteuse :**



Par analyse mathématique de la porteuse on trouve :

$$V_m = \frac{V_{dc}}{2} \left( \frac{4}{t_m} t - 1 + 4z \right) \quad : \text{La partie montante}$$

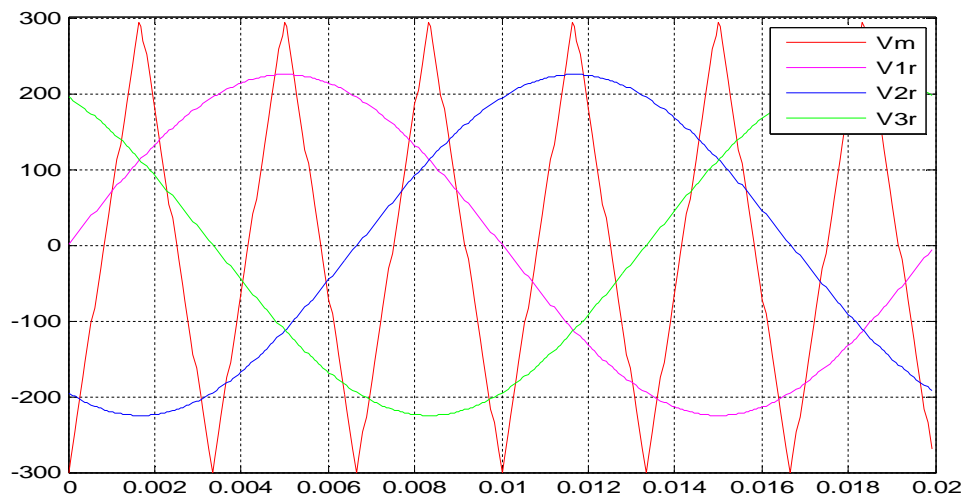
$$V_m = \frac{V_{dc}}{2} \left( -\frac{4}{t_m} t + 3 + 4z \right) \quad : \text{La partie descendante}$$

Pour:  $zT_m \leq t \leq (z+1)T_m$ ,  $z$  : entier et  $\alpha = 0.5$

$$\begin{cases} at + b & : \quad zT_m \leq t \leq (z + \alpha)T_m \\ ct + d & : \quad (z + \alpha)T_m \leq t \leq (z + 1)T_m \end{cases}$$

Les **figures (1.14) (a) et (b)**, représentent les signaux de références issue de la commande et le signal de la porteuse, chaque intersection génère les signaux de commande qui seront appliqués aux interrupteurs statiques.

La **figure (1.14) (c)**, montre respectivement les tensions simples.



**figure (1.14) (a)** les tensions de référence.

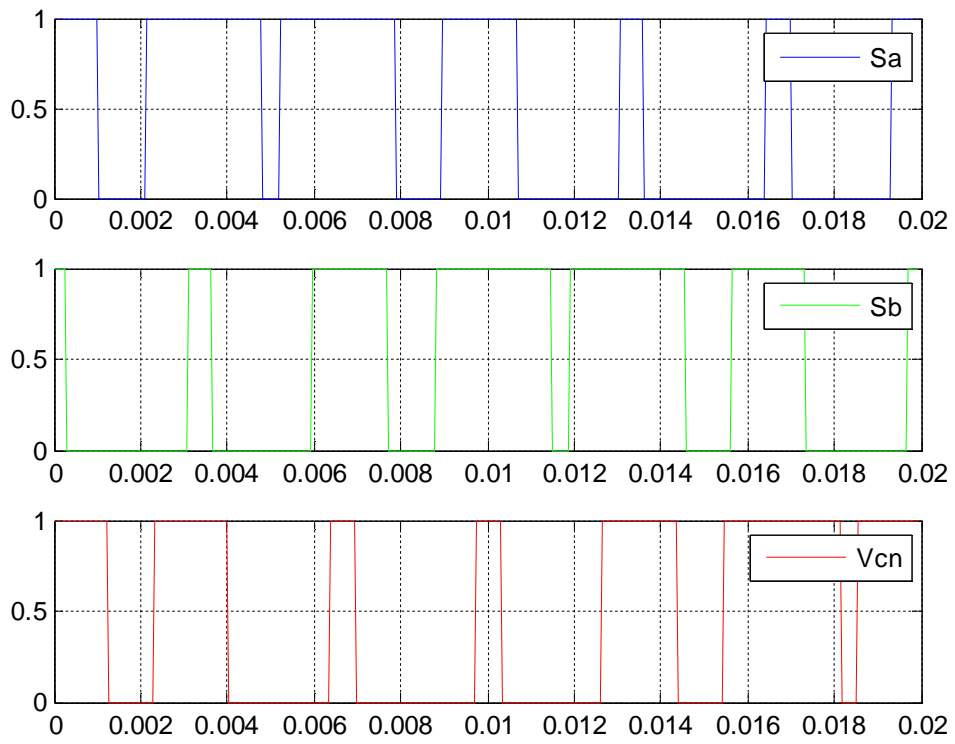


figure (1.14) (b) les impulsions de commande des interrupteurs.

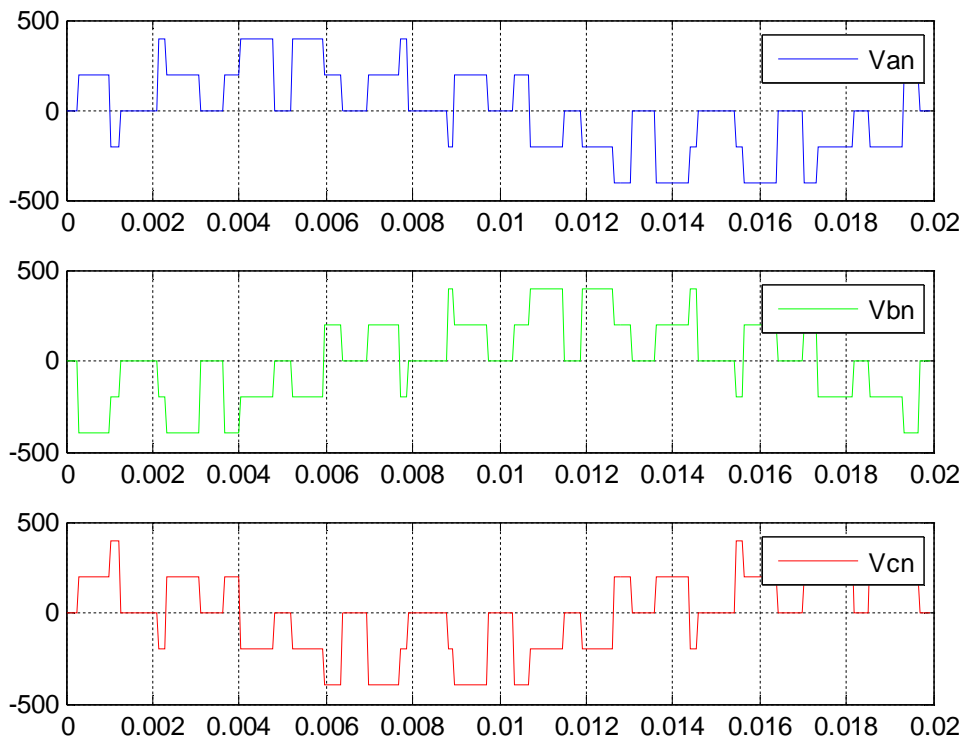
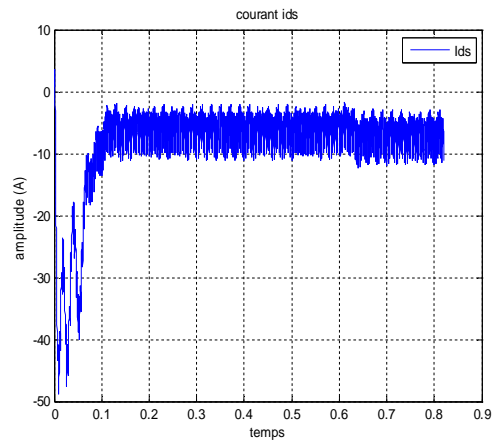
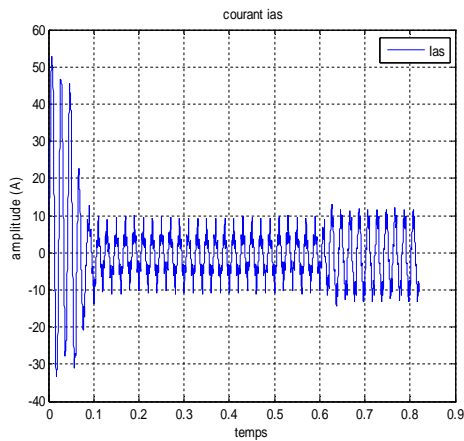


figure (1.14) (c) les tensions de sortie de l'onduleur.

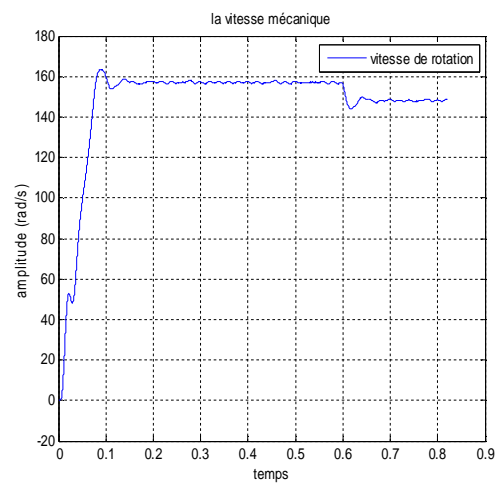
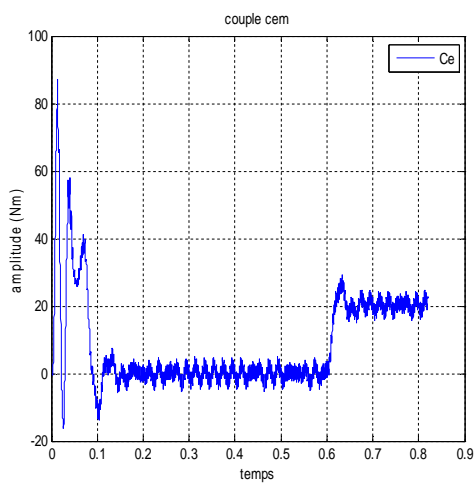
### 1.7.4 Les résultats de simulation d'une MAS en commande pleine

onde :

On va faire la simulation de la machine asynchrone par la commande pleine onde, les **figures (1-15-a, 1-15-b, 1-15-c, 1-15-d, 1-15-e)** représentent les différents paramètres courants, tensions, flux et couple.

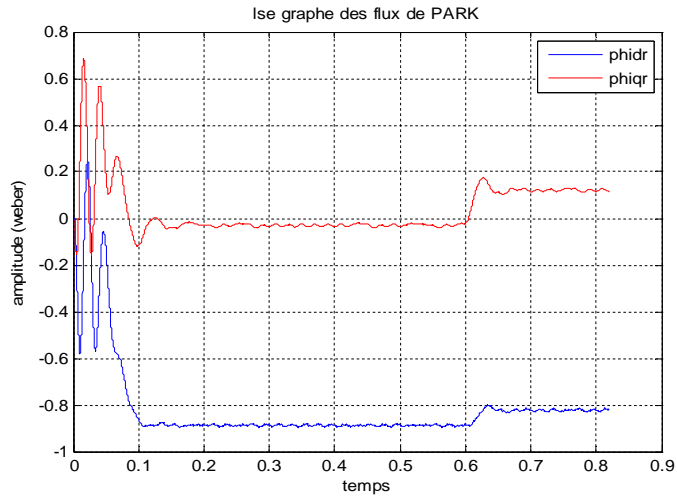


**Figure.1.15: a-** le Courant statorique  $i_{as}$  (A) **Figure.1.15:b-** le Courant statorique  $i_{ds}$  (A)



**Figure.1.15:c-**Le couple  $c_e$  (N.m)

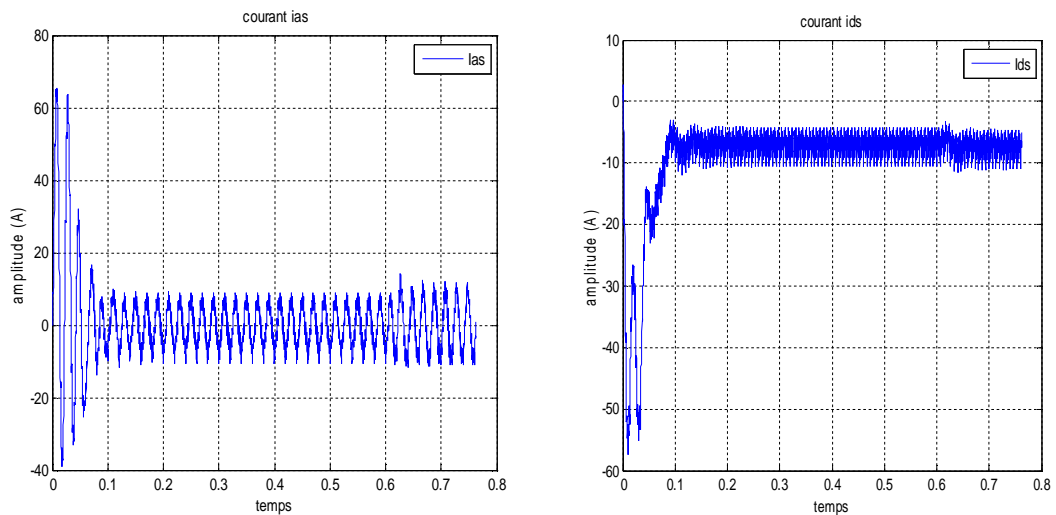
**Figure.1.15:d-** La vitesse de rotation  $\Omega_r$  (rad/s)



**Figure.1.15:e-**Les Flux rotoriques de PARK  $\Phi_{dq0r}$ . (web)

### 1.7.5 Les résultats de simulation d'une association MAS\_MLI :

On fait la simulation du moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Les paramètres du moteur sont donnés en Annexe A. Nous avons effectué deux tests différents, le premier démarrage à vide du moteur et le deuxième l'application d'une charge nominale  $C_r = 20N.m$  à l'instant  $t = 0.6s$  qu'est représenté dans les figures suivantes **(1-16-a, 1-16-b, 1-16-c, 1-16-d, 1-16-e)**.



**Figure.1.12: a-** le Courant statorique  $i_{as}$  (A) **Figure.1.12:b-** le Courant statorique  $i_{ds}$  (A)

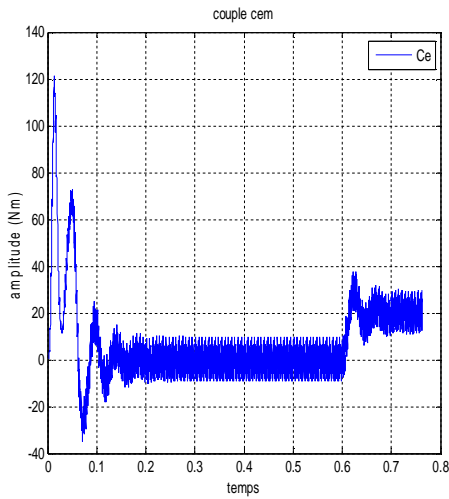


Figure.1.16:c-Le couple  $c_e$  (N.m)

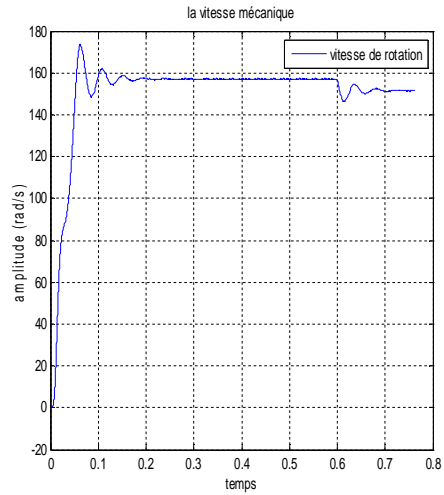


Figure.1.16:d- La vitesse de rotation  $\Omega_r$  (rad/s)

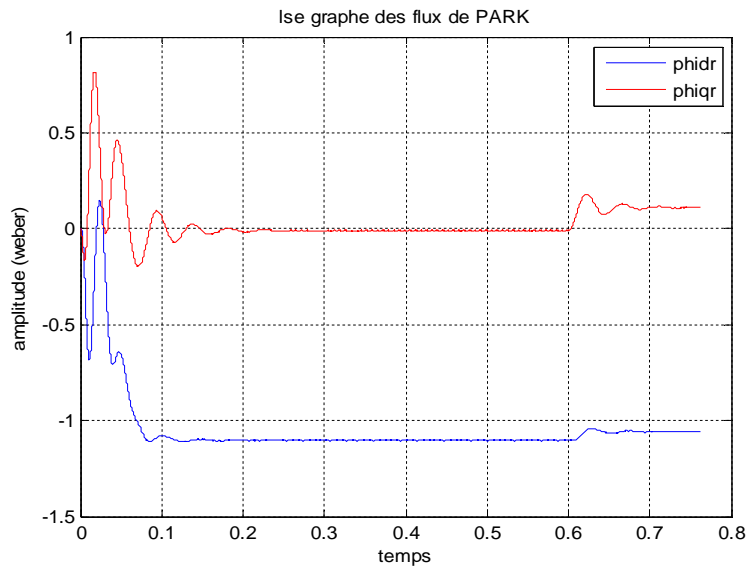


Figure.1.16:e- Les Flux rotoriques de PARK  $\Phi_{dq0r}$  (web)

### 1.7.6 La comparaison :

En comparant ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe d'un réseau parfaitement sinusoïdal, montre que dans l'alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations liées aux harmoniques de courant injectées par l'onduleur, si

le coefficient de réglage  $r$  est faible la MLI ne réduit pas les harmoniques, et ces harmoniques sont plus forts que la commande pleine onde.

Il y a une contradiction entre la volonté de limiter les pertes dans l'onduleur et le désir de travailler à fréquence de modulation élevée pour réduire les effets indésirables de commutations sur les grandeurs de sortie.

## **1.8 Conclusion :**

Les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de Park d'un moteur asynchrone. Cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation du moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur de tension à MLI et établi sous des hypothèses simplificatrices. Les résultats obtenus s'avèrent satisfaisants, présentant des oscillations au niveau du couple.

## Chapitre 2 La commande vectorielle de la MAS

---

### 2.1 Introduction:

Contrairement au modèle de la machine à courant continu, le modèle de la machine asynchrone présente un couplage naturel entre le courant qui crée le couple électromagnétique et le courant qui crée le flux magnétique, ce qui va rendre la commande plus difficile [7] [1].

La commande vectorielle abrégée *FOC*, avec ses deux formes, directe *DFOC* et indirecte *IRFOC*, elle dépasse largement par ses capacités la commande scalaire lorsqu'il s'agit de contrôle à hautes performances, et reste très compétitive dans le domaine de la commande des machines électriques, car depuis son développement en Allemagne à la fin des années soixante et début soixante-dix par **Hasse** (*IRFOC*) et **Blaschke** (*DFOC*), elle est toujours mises à jour avec les nouveaux techniques qui se présentent [9].

En 1972, **Blaschke** a proposé la théorie de commande par orientation du flux, ce travail a permis de rendre le modèle de la machine asynchrone semblable au modèle de la machine à courant continu ce qui peut simplifier sa commande. Après plusieurs années, et après le développement considérable de la micro électronique, cette technique a permis de faire une énorme révolution au niveau de la commande des machines asynchrones, et aujourd'hui les moteurs asynchrones ont remplacés les moteurs à courant continu dans plusieurs applications qui demandent de hautes performances où ce dernier était le seul qui peut satisfaire ce type d'applications [1].

Dans le présent chapitre, nous allons présenter la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur de tension

commandé en courant par la technique MLI, en utilisant des régulateurs classiques de type PI [1].

A la fin de ce chapitre, nous faisons la simulation des différentes paramètres de la machine tels que le couple, les flux et la vitesse.

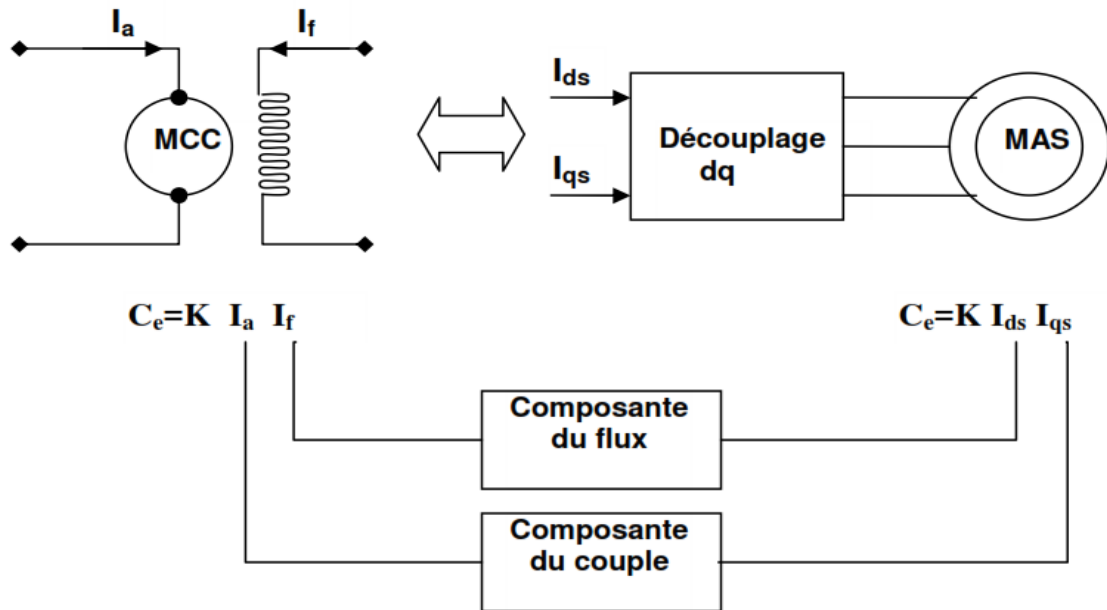
## **2.2 Théorie de la commande vectorielle de la MAS :**

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 de l'inducteur et le couple est contrôlé par le courant d'induit. Cependant, pour la machine asynchrone, l'expression du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage entre le réglage du flux et celui de couple est naturel.

On se retrouve donc confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. La commande vectorielle vient de régler ce problème de découplage entre le réglage du flux et celui du couple [2].

La **figure (2.1)** représente le principe de découplage pour la machine asynchrone.





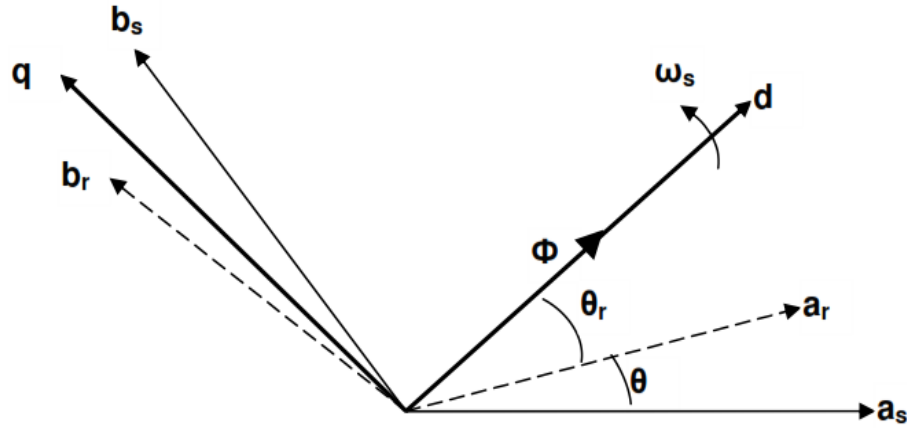
**Figure (2.1)** Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC

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.

### 2.3 Principe de la commande par orientation du flux

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes **(d, q)** et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [2].

Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. On se place donc dans un référentiel **dq** lié au champ tournant tel que l'axe **d** coïncide avec la direction désirée du flux [4] figure ( 1.2).



**Figure (2.2)** Principe de la commande par orientation du flux.

Le flux représenté dans la **figure (3.2)** peut être le flux rotorique, le flux statorique ou le flux d'entrefer. Donc on peut orienter soit :

- Le flux rotorique avec la condition :  $\varphi_{dr} = \varphi_r$  et  $\varphi_{qr} = 0$  ;
- Le flux statorique avec la condition :  $\varphi_{ds} = \varphi_s$  et  $\varphi_{qs} = 0$  ;
- Le flux d'entrefer avec la condition :  $\varphi_{de} = \varphi_e$  et  $\varphi_{qe} = 0$ .

Dans notre travail, nous avons choisi l'orientation du flux rotorique. Donc, en tenant compte de la première condition et de l'expression du système **(1.12)**, l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \phi_r \cdot i_{qs} \quad (2.1)$$

La troisième équation du système **(1.14)** devient :

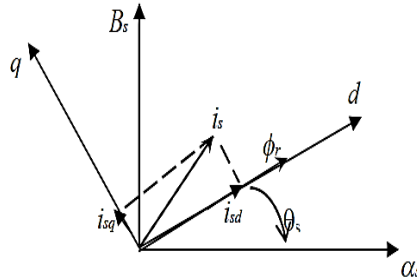
$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{ds} \quad (2.2)$$

Nous pouvons remarquer d'après les relations **(2.1)** et **(2.2)** 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 conséquent, nous avons obtenu une structure semblable à celle d'une machine à courant continu.

## 2.4 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes **(d, q)** tels que l'axe **d** soit confondu avec la direction de  $\Phi_r$ , Le flux étant orienté sur l'axe **d**.



**Figure (2.3)** Orientation de flux rotorique.

Le système d'équations d'état **(1.14)** nous permet d'exprimer :

Les équations de la machines dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \sigma \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{qs} & (2.2) \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \sigma \frac{di_{qs}}{dt} - \omega_s \left[ L_s \sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_r \right] & (2.3) \end{cases}$$

L'équation d'état de la machine représentée dans le repère lié au champ tournant:

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -R_s i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \left( R_r \frac{L_m}{L_r} \right) \phi_r + v_{ds} \right] \quad (2.4)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\omega_s \sigma L_s i_{ds} - R_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega \phi_r + v_{qs} \right] \quad (2.5)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \left( R_r \frac{L_m}{L_r} \right) i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_r \quad (2.6)$$

$$\omega_s = \omega + \left( R_r \frac{L_m}{L_r} \right) \frac{i_{qs}}{\phi_r} \quad (2.7)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} \left( C_e - C_r - \frac{f_v}{p} \omega \right) \quad (2.8)$$

Avec:  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  : Coefficient de dispersion de **Blondel**

$$\text{Et: } R_r = (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) , T_r = \frac{L_r}{R_r} , T_s = \frac{L_s}{R_s} .$$

Le couple électromagnétique de la machine s'écrit alors :

$$C_e = \frac{3}{2} p \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \varphi_r i_{qs} \quad (2.9)$$

### 2.4.1 Découplage entrée-sortie :

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives [14].

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, et découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage.

#### a *Découplage par compensation :*

Pour éviter le couplage entre les deux équations de  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$ , on fait appel à une méthode de compensation qui consiste à faire la régulation en négligeant les termes de couplage. Afin d'obtenir les tensions de références, les termes de couplage sont rajoutés à la sortie des correcteur de courant. Les deux nouvelles variables de commande  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$  telles que  $v_{ds1}$  n'agit que sur  $i_{ds}$  et  $v_{qs1}$  n'agit que sur  $i_{qs}$  [12][15].

Définissons ces deux nouvelles variables de commande  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$  :

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{ds1} - e_{ds} & (2.10) \\ v_{sq} = v_{qs1} - e_{qs} & (2.11) \end{cases}$$

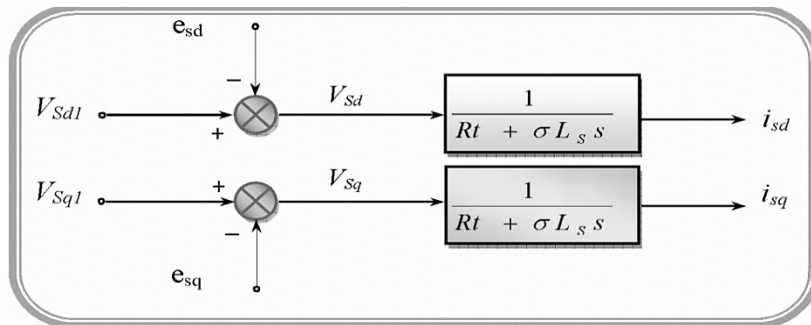
Avec:

$$\begin{cases} e_{ds} = \omega_s \sigma L_s i_{qs} + R_r \frac{L_m}{L_r^2} \Phi_r & (2.12) \\ e_{qs} = -\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} i_{qs} & (2.13) \end{cases}$$

Et :

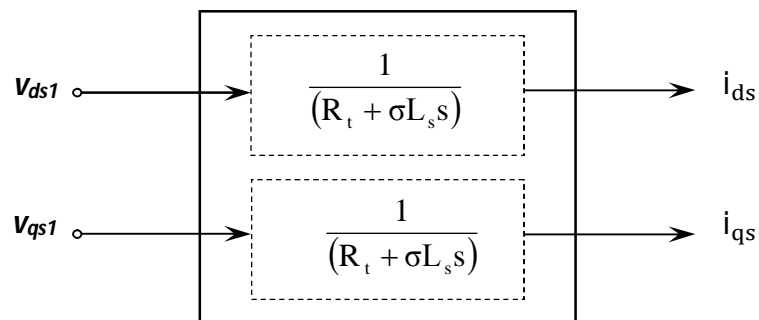
$$\begin{cases} v_{ds1} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_t i_{ds} & (2.14) \\ v_{qs1} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} - R_t i_{qs} & (2.15) \end{cases}$$

La (figure.2.4) présente la reconstitution des tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  à base des fem "e<sub>ds</sub>" et "e<sub>qs</sub>" :



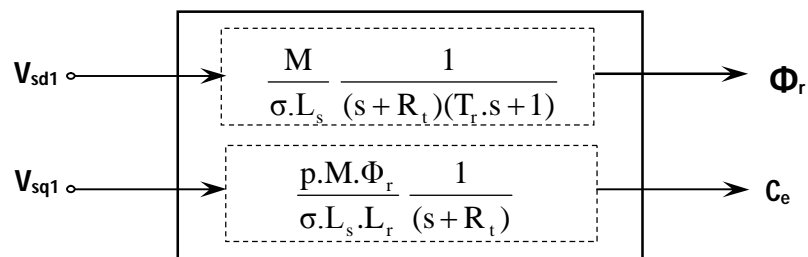
**Figure (2.4):** reconstitution des tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées, les (figure.2.5) et (figure.2.6) montrent ce découplage.



**Figure. 2.5 :** Commande découplée - Expressions de  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ .

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple nous obtenons :



**Figure. 2.6:** Commande découplée - Expressions de  $\Phi_r$  et  $C_e$ .

## 2.4.2 Bloc d'estimation :

On utilise trois (03) estimateurs pour estimer le flux rotorique, la pulsation statorique et le couple électromagnétique.

L'équation suivante permet d'estimer le flux rotorique :

$$\widehat{\phi}_r = \frac{L_m}{1+sT_r} I_{ds} \quad (2.16)$$

La quatrième équation des lois de commande permet d'estimer la pulsation statorique

$$\widehat{\omega}_s = p.\Omega + \frac{L_m}{T_r \Phi_r} I_{qs} \quad (2.17)$$

Le flux est nul au démarrage, alors on ajoute 0.001 au dénominateur pour ne pas avoir une valeur indéterminée :

$$\widehat{\omega}_s = p.\Omega + \frac{L_m}{T_r \Phi_r + \varepsilon} I_{qs} \quad (2.18)$$

$$\text{Et : } \widehat{\theta}_s = \frac{1}{s} \widehat{\omega}_s \quad (2.19)$$

De même, nous pouvons estimer aussi Ce :

$$\widehat{C}_e = p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \widehat{\phi}_r \cdot I_{qs} \quad (2.20)$$

La (Figure.2.7) illustre les blocs d'estimation du flux rotorique, du couple, et de la phase du flux rotorique utilisés pour la commande vectorielle directe d'un MAS.

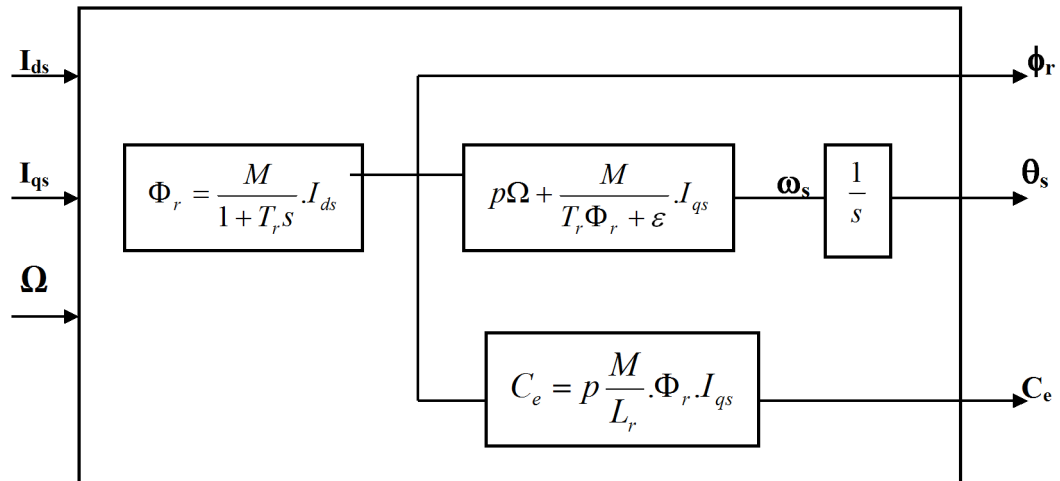


Figure.2.7: représentation de bloc d'estimation

### 2.4.3 Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté :

Le schéma que nous proposons (Figure.2.8) est une commande vectorielle de type direct : le flux rotorique est asservi à une consigne de flux. Une commande indirecte ne comporterait pas de régulateur de flux [9].

Nous utilisons les estimateurs de flux et de pulsation statorique qu'est déterminés précédemment.

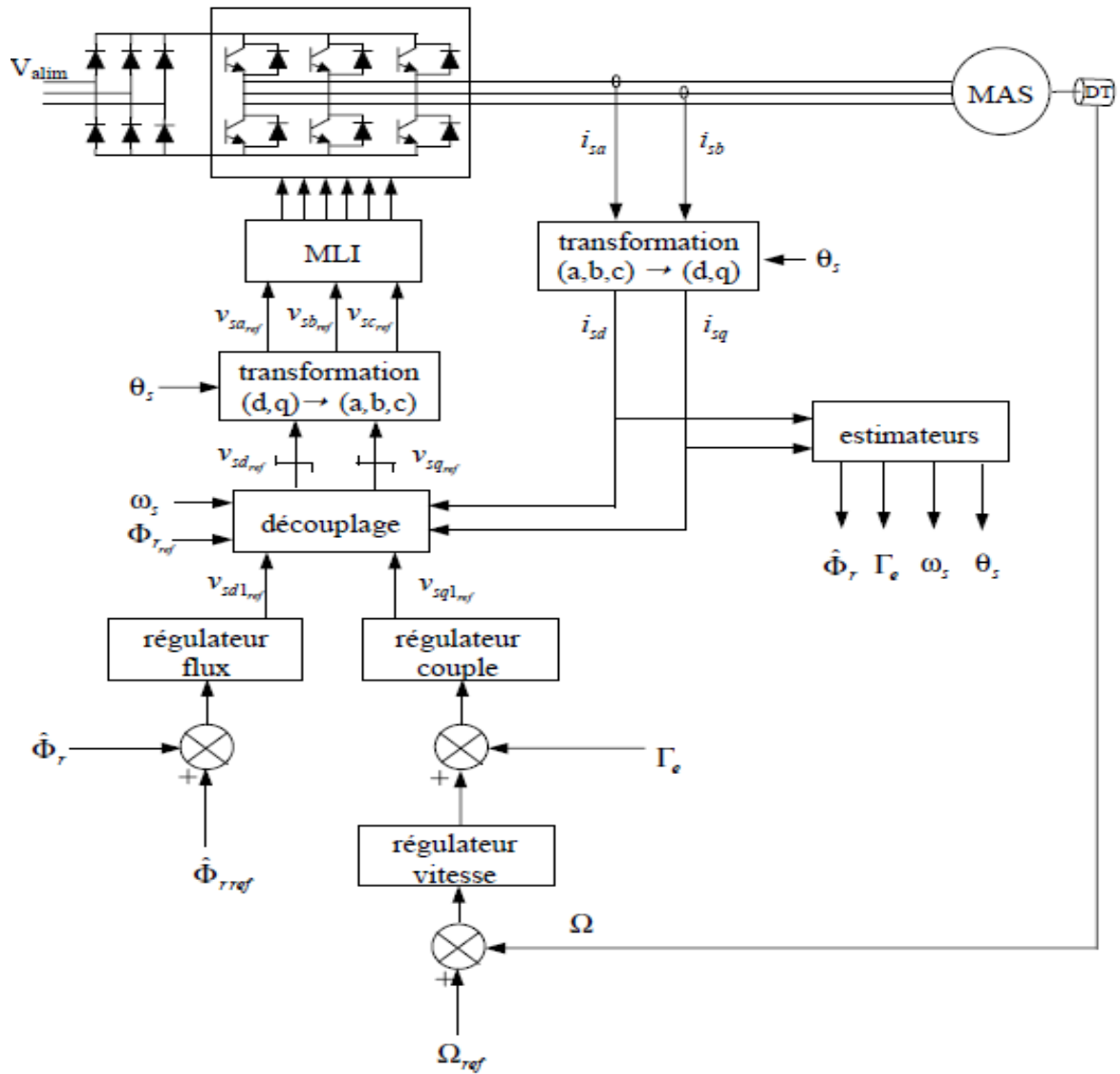


Figure.2.8: Commande vectorielle directe d'un moteur alimentée en tension.

### a Régulateur du flux :

Le découplage qui proposé dans la (figure.2.6) nous permet d'écrire :

$$\hat{\Phi}_r = \frac{k_1}{(s+\gamma)(s+\frac{1}{T_r})} V_{ds1} \quad (2.21)$$

Avec :  $k_1 = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r}$

$k_1$  : Le gain de la boucle stabilisatrice.

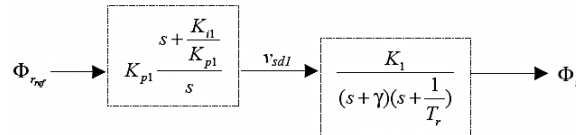


Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2<sup>nd</sup> ordre.

Soit un régulateur proportionnel intégrateur classique de type :

$$PI(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2.22)$$

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la (figure.2.9) :



**Figure. 2.9:** schéma en boucle ouverte.

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, soit  $(s + \frac{1}{T_r})$  par  $(s + \frac{k_{i1}}{k_{p1}})$ , ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{k_{i1}}{k_{p1}} = \frac{1}{T_r} \quad (2.23)$$

$k_{p1}$  : représente le gain proportionnel.

$k_{i1}$  : Le gain intégral.

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{k_{p1}k_1}{s(s+\gamma)} \quad (2.24)$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante :

$$1 + \frac{\gamma}{k_{p1}k_1}s + \frac{s^2}{k_{p1}k_1} \quad (2.25)$$

Que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 2<sup>nd</sup> ordre.

Nous avons donc à résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_1 K_{p1}} = \frac{1}{\omega_n^2} & (2.26) \\ \frac{\gamma}{K_{p1} K_1} = \frac{2\xi_1}{\omega_n} & (2.27) \end{cases}$$

$$K_{p1} = \frac{\gamma^2}{K_1 (2\xi_1)^2} \quad (2.28)$$

Et :

$$k_{i1} = \frac{1}{T_r} K_{p1} \quad (2.29)$$

$\xi$  : Le taux d'amortissement.

$\omega_n$  : La pulsation naturelle.

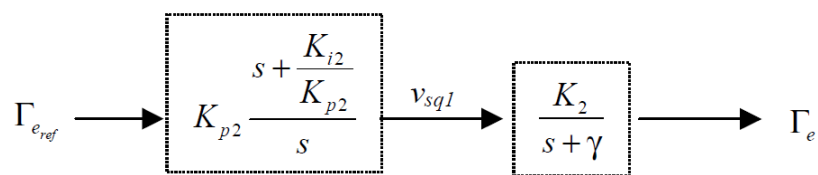
### **b Régulateur du couple :**

Du même les équations de découplage proposées (figure.2.10) permettent d'exprimer  $c_e$

$$C_e = \frac{k_2}{(s+\gamma)} V_{qs1} \quad (2.30)$$

Avec :  $k_2 = \frac{pL_m \phi_{ref}}{\sigma L_s L_r}$

L'utilisation d'un régulateur proportionnel intégral donne le schéma en boucle ouverte suivant (figure.2.10) :



**Figure.2.10** : schéma en boucle ouverte.

Compensons le pole  $(s + \gamma)$  par  $(s + \frac{k_{i2}}{k_{p2}})$ , ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{k_{i2}}{k_{p2}} = \gamma \quad (2.31)$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{k_{p2}k_2}{s} \quad (2.32)$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type  $1^{nd}$  ordre de temps  $\frac{1}{k_{p2}k_2}$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep2}(\%)$ , nous obtenons la condition suivante

$$3 \frac{1}{k_{p2}k_2} = t_{rep2}(\%)$$

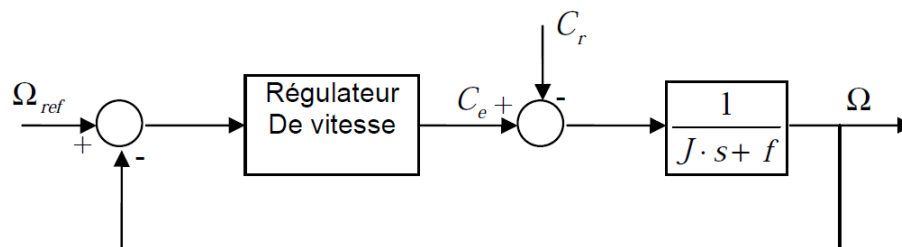
$$k_{p2} = 3 \frac{\sigma L_s L_r}{p L_m \phi_{ref} t_{rep2}(\%)} \quad (2.33)$$

Et :

$$k_{i2} = \gamma k_{p2} \quad (2.34)$$

### c Régulation de vitesse :

La chaîne de régulation de vitesse par un régulateur PI peut être représentée par le schéma fonctionnel de la (figure.2.11).



**Figure.2.11:** Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

Nous avons:

$$\Omega = \frac{C_e - C_r}{J s + f_v} \quad (2.35)$$

Donc:

$$\Omega = \frac{\left(\frac{k_{p3}}{k_{i3}} s + 1\right)}{\frac{J}{k_{i3}} s^2 + \frac{k_{p3}+J}{k_{i3}} s + 1} \Omega^* - \frac{\frac{s}{k_{i3}}}{\frac{J}{k_{i3}} s^2 + \frac{k_{p3}+J}{k_{i3}} s + 1} C_r \quad (2.36)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2<sup>nd</sup> ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique:

$$F(S) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi_3}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad (2.37)$$

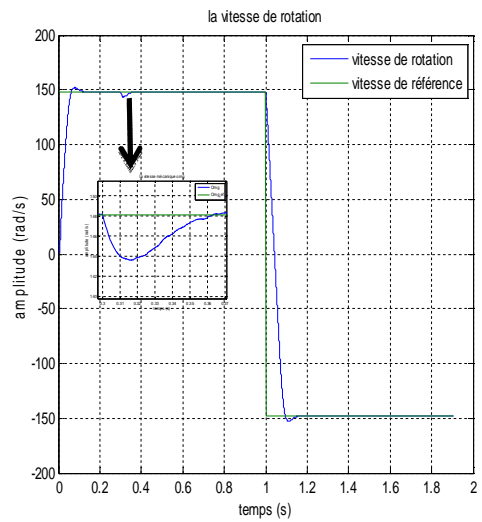
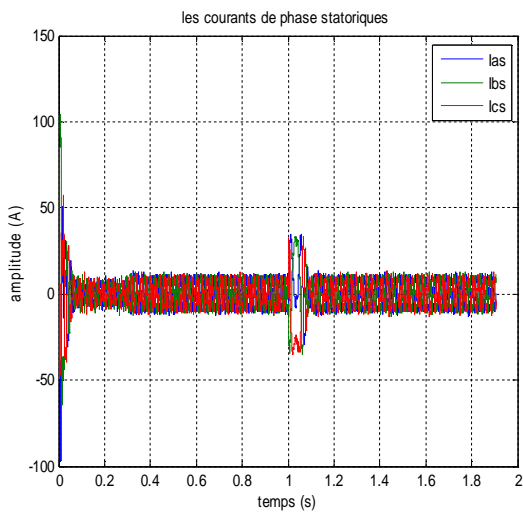
On aura :

$$\begin{cases} K_{i3} = J \omega_n^2 & (2.38) \\ K_{p3} = \frac{2\xi_3}{\omega_n} \cdot K_{i3} - f_v & (2.39) \end{cases}$$

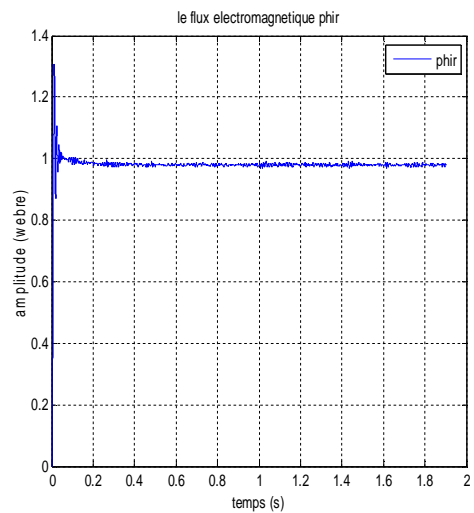
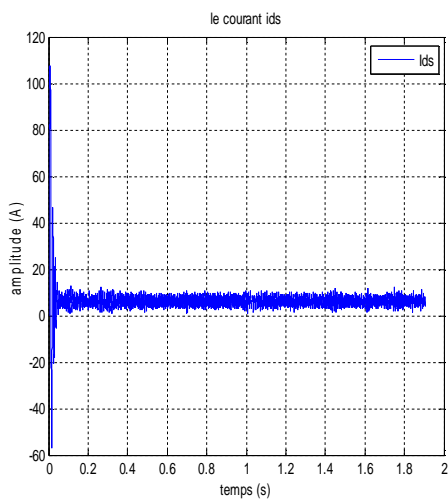
## 2.5 Les résultats de simulation de la commande vectorielle:

La simulation a été effectuée par le logiciel «Matlab». Dans cette partie on présentera le cas d'une machine asynchrone commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique, La commande rapprochée est réalisée par la technique *MLI* Sinus-Triangle.

Les figures (2.12-a, 2.12-b, 2.12-c, 2.12-d, 2.12-e, 2.12-f) suivantes montrent les performances de la commande lors d'un démarrage à vide, l'application d'un couple de charge  $C_r = 20 N.m$  à  $t = 0.3 s$ , puis l'inversion de la vitesse de consigne  $\Omega_{ref} = -148.1$  (rad/s) à  $t = 1 s$ .



**Figure.2.12-a** : le Courant statorique  $I_{abcS}$  (A) **Figure.2.12-b**: La vitesse de rotation  $\Omega_r$ (rad/s)



**Figure.2.12-c**: le Courant statorique  $i_{dS}$  (A) **Figure.2.12-d**:Le Flux rotorique  $\Phi_r$ (web).

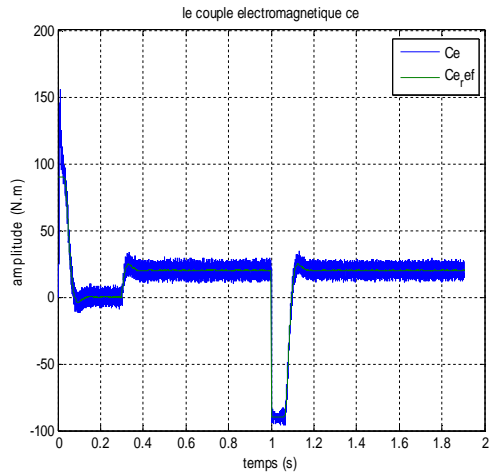


Figure.2.12-e: Le couple  $c_e (N. m)$

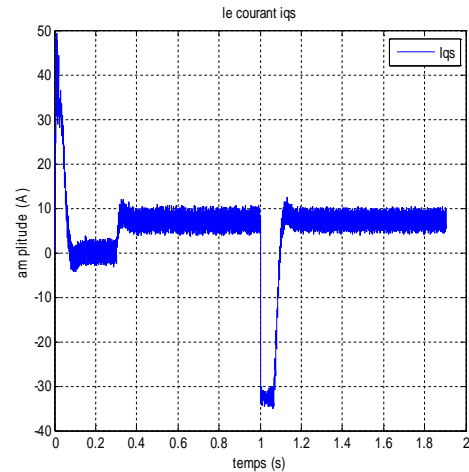


Figure.2.12-f: le Courant statorique  $i_{qs} (A)$

On remarque :

La vitesse de rotation commence par un régime transitoire avec démarrage à vide qui dure environ 0.1s avec un dépassement de 2%, puis elle suit constamment la référence. À l'instant où l'on applique le couple de charge, la vitesse est réduite pendant 0.06s avec 3% de sa valeur de consigne. A l'application de l'inversement de consigne, la vitesse suit sa commande avec un passage de régime transitoire.

Le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis converge vers la valeur de référence, l'application d'un couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé ainsi que le courant  $i_{qs}$ , lorsqu'on inverse la vitesse de référence, et après ce régime transitoire, le couple  $c_e$  et le courant  $i_{qs}$  se stabilisent au voisinage de la valeur de référence.

Le flux rotorique  $\Phi_r$  présente un dépassement en régime transitoire au moment de démarrage, puis elle suit constamment la référence  $\Phi_r = 0.98(\text{weber})$ , la même chose pour le courant  $i_{ds}$  qui se stabilise à la valeur nominale.

Les courants statoriques de trois phases  $I_s$  présentent des dépassements en régime transitoire qui disparaissent rapidement en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, lorsqu'on applique un couple de charge on a une augmentation de l'amplitude dans les trois phases statoriques,

l'inversement de consigne, on remarque que les trois courants passe à régime transitoire.

Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  du courant statorique.

## **2.6 Conclusion:**

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique ayant pour principe le découplage entre le couple électromagnétique et le flux.

Avec cette orientation du flux, nous avons obtenu un modèle découplé d'un moteur asynchrone et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur PI.

Nous avons simulé cette commande sur le logiciel "MATLAB", et nous avons présenté le schéma complet de notre commande en précisant le contenu de chaque bloc. Les résultats de simulation que nous avons présentée montrent clairement la réalisation du découplage entre le couple électromagnétique et le flux.

# Chapitre 3 La Commande vectorielle par la Logique Floue de la Machine Asynchrone

---

## 3.1 Introduction :

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous avec un formalisme mathématique fortement développé [16], ses premières approches ont apparues 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, mais l'essor véritable de la commande à la logique floue a commencé au Japon au début des années 1980 par **TAKAGI-SUGENO**. 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 [16], [17].

Les avantages de la logique floue sont nombreux ; elle permet de commander des systèmes non linéaires et qui ont des modèles compliqués [1]. En fait, le calcul des paramètres du système n'est pas nécessaire pour réaliser cette commande [16].

Dans ce chapitre on va faire une présentation de la logique floue et son application sur la commande de la machine asynchrone à l'aide d'un exemple théorique pour mener une bonne explication.

## 3.2 Éléments de base :



### 3.2.1 la variable linguistique :

La théorie de la logique floue est basée sur la notion de variable linguistique prenant des valeurs linguistiques ou floues, lorsqu'on dit « la vitesse est basse » la valeur linguistique « basse » n'est pas précise elle est floue, mais selon l'expérience de langage et de la vitesse le mot « basse » reste cependant définie dans un domaine plus ou moins précis des nombres « basse, moyen, élevé ».

### 3.2.2 l'univers de discours :

Est l'ensemble de valeurs numériques ou réelles qui peut prendre la variable floue, en général l'univers de discours est noté  $U$ , les valeurs linguistiques seront alors projetées dans l'univers de discours pour définir les sous-ensembles associés à chaque valeur linguistique.

**Exemple :** l'âge d'une personne varie entre [0 an, 100 ans]=  $U$

- une personne est jeune à 100% entre [0 an, 45 ans] donc  $U_{\text{jeune}}=[0 \text{ an}, 45 \text{ ans}]$ .
- une personne est en âge mûr à 100% entre [40 an, 60 ans] donc  $U_{\text{âge mûr}}=[40 \text{ an}, 60 \text{ ans}]$ .
- Une personne est âgée à 100% entre [60ans, 100ans] donc  $U_{\text{âgée}}=[60\text{ans}, 100\text{ans}]$ .

**3.2.3 la fonction d'appartenance :** soit une variable linguistique  $X$  prenant des valeurs linguistique  $X=\{A_1, A_2, \dots\}$  sur un univers de discours  $U$ , la fonction d'appartenance est une fonction  $\mu$  définie entre  $[0 \ 1]$  noté généralement  $\mu_{A_i}$  pour  $i=1, 2, \dots, n$  et  $u_i \in U$  avec :  $U$  est l'univers de discours de la variable linguistique  $X$ ,  $u_i$  est l'univers de discours de la variable  $A_i$ , la fonction d'appartenance donne le **dégré d'appartenance** de chaque valeur linguistique.

**Les fonctions d'appartenances les plus usuelles sont :** [17].

**Fonction triangulaire :**

$$A(t) = \begin{cases} 1-(a-t)/\alpha & \text{si } a-\alpha \leq t \leq a \\ 1-(t-a)/\beta & \text{si } a \leq t \leq a+\beta \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.1)$$

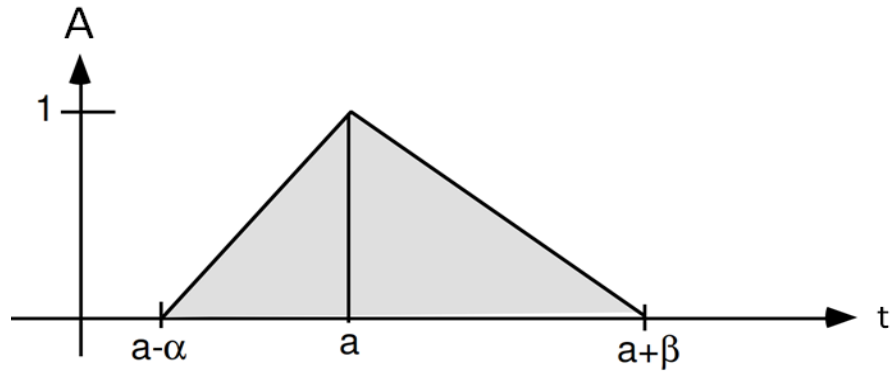


Figure (3.1) fonction d'appartenance triangulaire.

**Fonction trapézoïdale :**

$$A(t) = \begin{cases} 1-(a-t)/\alpha & \text{si } a-\alpha \leq t \leq a \\ 1 & \text{si } a \leq t \leq b \\ 1-(t-b)/\beta & \text{si } a \leq t \leq b+\beta \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.2)$$

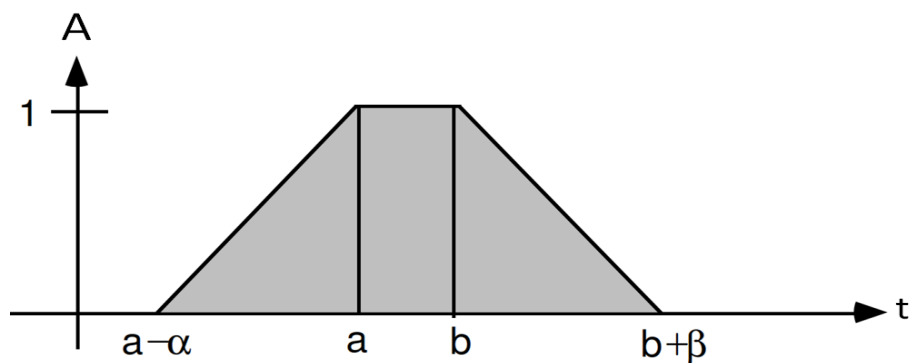


Figure (3.2) fonction d'appartenance trapézoïdale.

**Fonction Gussienne (cloche):**

$$A(x) = e^{-\frac{(x-cf)^2}{\omega}} \quad (3.3)$$

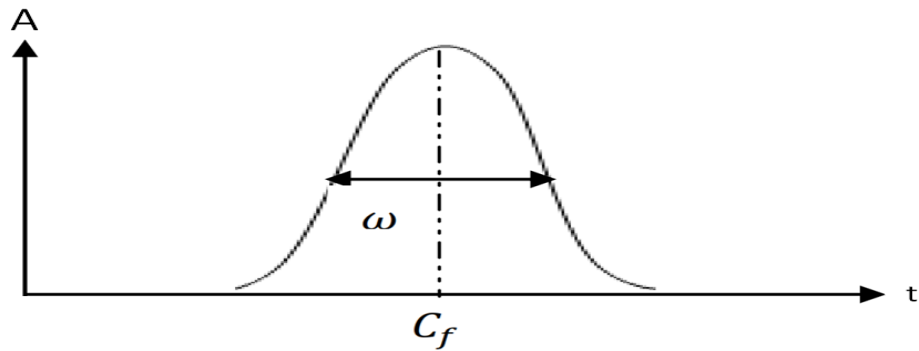


Figure (3.3) fonction d'appartenance Gaussienne.

Fonction singleton :

$$A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = A_0 \\ 0 & \text{si } x \neq A_0 \end{cases} \quad (3.4)$$

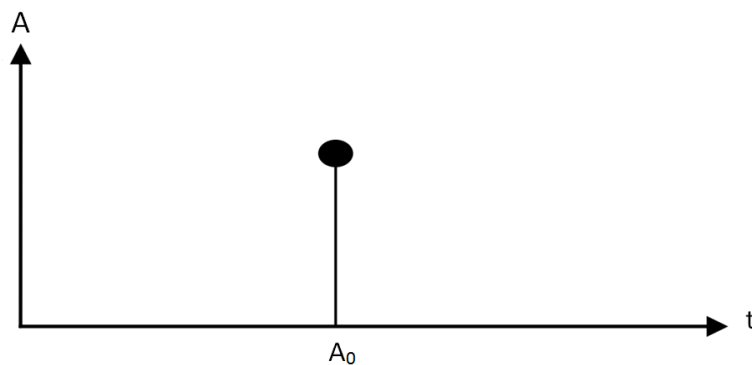


Figure (3.4) fonction d'appartenance Singleton.

- **Le degré d'appartenance :**

En prenant l'exemple précédent ; 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 âge mûr est qualifiée à la fois comme en âge mûr 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.

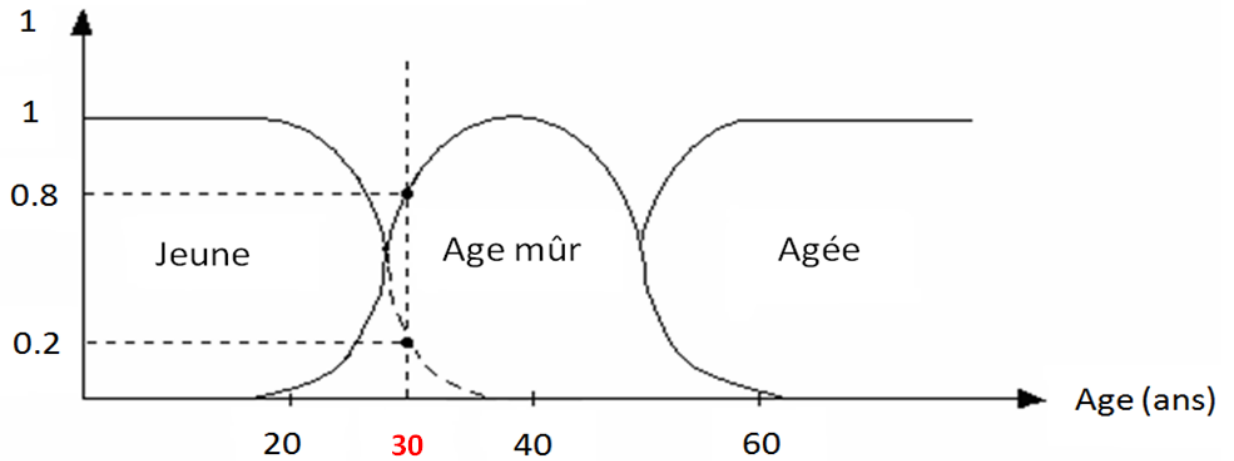
On garde l'exemple précédent, mais on accepte les petits changements :

Soit l'univers de discours  $\mathbf{U} = [0 \text{ an}, 80 \text{ ans}]$

- une personne est jeune, donc  $\mathbf{U}_{\text{jeune}} = [0 \text{ an}, 40 \text{ ans}]$ .
- une personne est en âge mûr, donc  $\mathbf{U}_{\text{âge mûr}} = [20 \text{ an}, 60 \text{ ans}]$ .
- Une personne est âgée, donc  $\mathbf{U}_{\text{âgée}} = [40 \text{ ans}, 80 \text{ ans}]$ .

La **figure (3.5)** nous montre le degré d'appartenance :

$\mu$  : Le degré d'appartenance



**Figure (3.5)** : Le degré d'appartenance d'une personne âgée de 30 ans.

Quand cette personne a 30 ans, on aura donc :

$$\begin{cases} \mu_{\text{jeune}} = 0.8 \\ \mu_{\text{âge mûr}} = 0.2 \\ \mu_{\text{agée}} = 0 \end{cases}$$

**L'ensemble floue** : une variable linguistique associée à des ensembles flous, chaque ensemble floue est caractérisé par :

- Le nom de toutes les valeurs linguistiques.
- Le type de la fonction d'appartenance.
- L'univers de discours.

**Exemple :**

Personne = {jeune, âge mûr, âgée, **U**jeune[0an, 40ans], Trapézoïdale}.

### 3.3 Les opérateurs de la logique floue :

Soit 2 fonctions d'appartenance  $\mu_A$  et  $\mu_B$  des ensembles flous A et B définies sur les univers de discours V et W respectivement, tel que A caractérise le capteur de la température et B celui de l'humidité, voici l'exemple "si la température de l'air intérieur est plus grande **et** l'humidité est forte" **ou** bien "si la température est grande **et** l'humidité est forte" il faut donc allumer les refroidisseurs et ventilos d'aération ; on

voit donc que les opérateurs **ET** et **OU** en plus de la négation **NON** apparaissent et doivent être bien définis. Pour décider quelle tâche doit exécuter "allumer les refroidisseurs ou bien les ventilos ou les deux en même temps" il faut que les conditions soient vérifiées, donc il est indispensable de faire un compromis entre les divers prédicats (probabilités) et leurs fonctions d'appartenances.

### 3.3.1 L'opérateur ET :

L'opérateur **ET** est l'intersection entre les deux fonctions d'appartenance  $\mu_A$  et  $\mu_B$ , il est utilisé pour la réalisation du minimum :

$$\mu_C(x) = \mu_{A \text{ et } B}(x) = (\mu_A \cap \mu_B)(x) = (\mu_A \wedge \mu_B)(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (3.5)$$

L'opérateur  $\wedge$  (**ET**) est commutatif, associatif, admet 1 comme élément neutre et 0 comme élément absorbant [09], [16], [17].

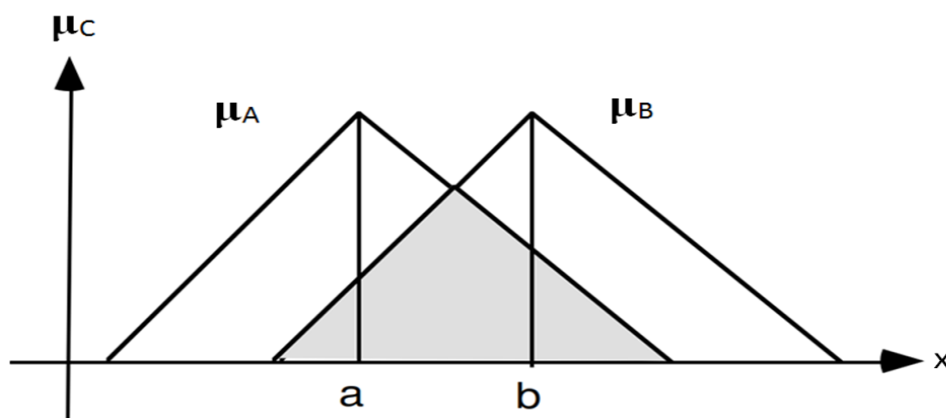


Figure (3.6) : l'intersection entre deux fonctions d'appartenance.

### 3.3.2 L'opérateur OU :

L'opérateur **OU** est l'union entre les deux fonctions d'appartenance  $\mu_A$  et  $\mu_B$ , il est utilisé pour la réalisation du maximum :

$$\mu_C(x) = \mu_{A \text{ ou } B}(x) = (\mu_A \cup \mu_B)(x) = (\mu_A \vee \mu_B)(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (3.6)$$

L'opérateur  $\vee$  (**OU**) est commutatif, associatif, admet 1 comme élément neutre et 0 comme élément absorbant [09], [16], [17].

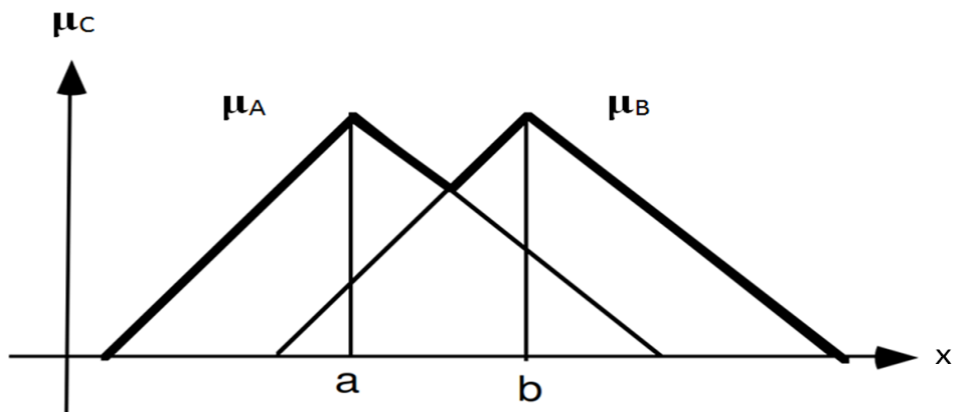


Figure (3.7) : l'union entre deux fonctions d'appartenance.

### 3.3.3 L'opérateur NON (le complément) :

Il est caractérisé en logique floue par la fonction :

$$\bar{\mu}_A(x) = \text{Non } \mu_A = 1 - \mu_A(x) \quad (3.7)$$

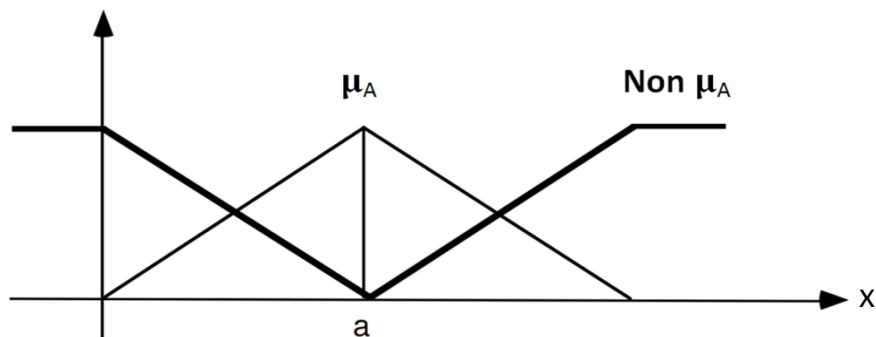


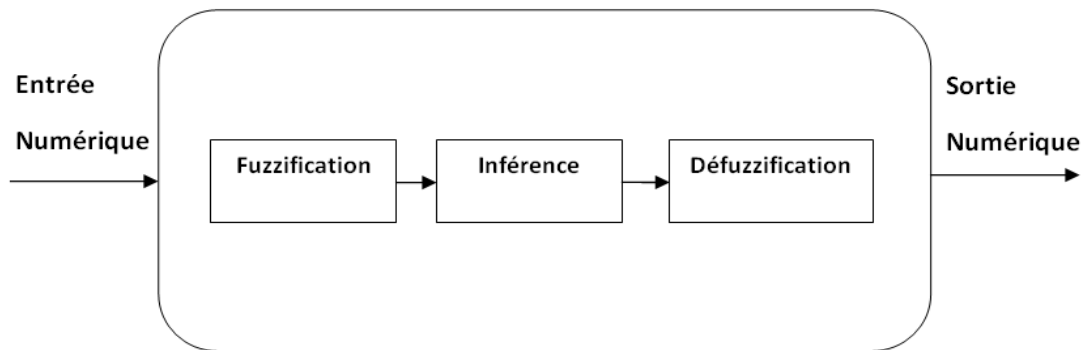
Figure (3.8) : le complément d'une fonction d'appartenance.

## 3.4 La commande floue :

### 3.4.1 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 en se basant sur des variables linguistiques, ces inférences sont traitées à l'aide des opérateurs propres à la logique floue.

Le schéma de la **figure (3.9)** donne la structure interne d'une commande par logique floue, cette figure fait apparaître trois parties : Fuzzification, Inférence floue et Défuzzification.



**Figure (3.9) :** Structure générale d'une FLC

### 3.4.2 La Fuzzification :

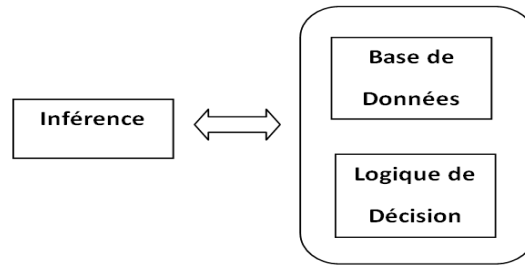
C'est la transformation des grandeurs physiques (entrée numérique) à des variables linguistiques (floues), veut dire qu'on attribue des degrés d'appartenance à chaque grandeur physique d'entrée [16], [17].



### 3.4.3 Inférence floue:

L'inférence a pour but d'établir les règles, c'est-à-dire, de déterminer les sorties floues du contrôleur à partir des entrées floues résultantes de la fuzzification [16], [19].

L'inférence floue peut se décomposer en base de données et la logique de décision comme le montre le schéma de la **figure (3.10)** [18]:



**Figure (3.10)** : schéma décrivant l'inférence floue.

**a La base de données :**

Contient tout les données qui permettent d'inférer une sortie numérique à partir d'une entrée numérique, elle contient généralement les variables d'entrées-sorties et la les règles d'inférence.

**Les variables d'entrées-sorties** : se sont des valeurs numériques.



**Figure (3.11)** : Variables des entrées-sorties.

Les variables entrées-sorties sont associées à des valeurs linguistiques.

Les paramètres des variables linguistiques sont :

- Le nom de la variable linguistique.
- La valeur linguistique.
- L'univers de discours.
- La fonction d'appartenance.
- La distribution sur l'univers de discours.

**Exemple :**



e : l'erreur.

$\Delta e$  : est la variation de l'erreur.



$\Delta e$  = erreur – erreur passée.

$\Delta e = e(t) - e(t-1)$ .

❖ Les caractéristiques de l'entrée :

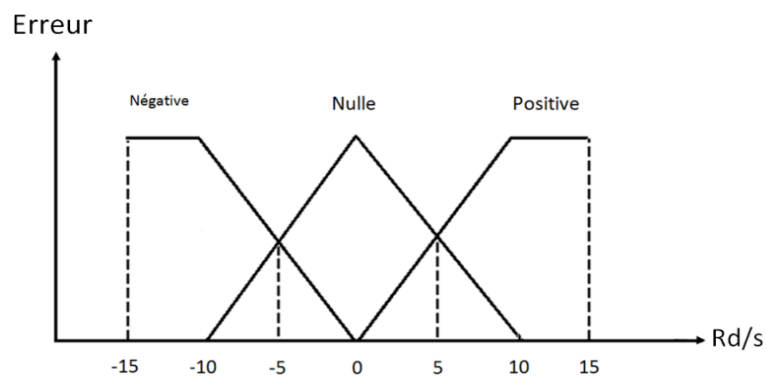
Nom : l'erreur en vitesse  $e_v$  (rd/s).

Valeur linguistique : négative, nulle, positive.

Univers de discours :  $U_{e_v} = [-10(\text{rd/s}), 10(\text{rd/s})]$ .

Fonction d'appartenance : triangulaire, trapézoïdale.

La distribution sur l'univers de discours :



❖ Les caractéristiques de sortie :

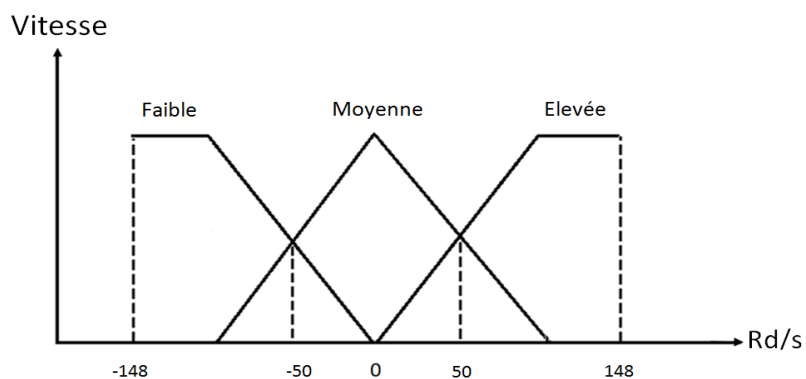
Nom : la vitesse (rd/s).

Valeur linguistique : faible, moyenne, élevée.

Univers de discours :  $U_{\text{vitesse}} = [-148(\text{rd/s}), 148(\text{rd/s})]$ .

Fonction d'appartenance : triangulaire, trapézoïdale.

La distribution sur l'univers de discours :



**La base de règles :**

Les règles d'inférence s'établissent de la manière globale suivante :

Ri : **Si** (X est  $A_i$ ) **ET** (Y est  $B_j$ ) **Alors** (Z est  $C_k$ ).

Tel que :  $i = 1, \dots, NA$  ;  $j = 1, \dots, NB$  ;  $k = 1, \dots, NC$  ;  $R_i$  est le nombre de règles.

$NA, NB, NC$  : nombres des valeurs linguistiques des variables linguistiques  $X, Y, Z$  (les prémices).

Les  $A_i, B_j$  et  $C_k$  sont les sous ensembles flous.

Dans la commande et la régulation, les variables floues ont plusieurs ensembles d'appartenance, alors plusieurs règles activées en même temps ; on s'intéresse donc aux inférences à plusieurs règles [16]:

$$\left\{ \begin{array}{l} R1 : \quad \mathbf{Si} \ X \text{ est } A_1 \ \mathbf{ET} \ Y \text{ est } B_1 \ \mathbf{Alors} \ Z \text{ est } C_1. \\ R2 : \quad \mathbf{Si} \ X \text{ est } A_2 \ \mathbf{ET} \ Y \text{ est } B_2 \ \mathbf{Alors} \ Z \text{ est } C_2. \\ R3 : \quad \mathbf{Si} \ X \text{ est } A_3 \ \mathbf{ET} \ Y \text{ est } B_3 \ \mathbf{Alors} \ Z \text{ est } C_3. \\ \quad \quad \quad \vdots \\ R(N-1) : \quad \mathbf{Si} \ X \text{ est } A_{N-1} \ \mathbf{ET} \ Y \text{ est } B_{N-1} \ \mathbf{Alors} \ Z \text{ est } C_{N-1}. \\ RN : \quad \mathbf{Si} \ X \text{ est } A_N \ \mathbf{ET} \ Y \text{ est } B_N \ \mathbf{Alors} \ Z \text{ est } C_N. \end{array} \right.$$

Dans le domaine de **commande des machines** la sortie (**Z**) est le signal de commande.

Les règles de **FLC** sont des phrases réalisé par :  $\mu_{R_i} = \mu(A_i, B_i) \longrightarrow C_i$ .

**Deux types de règles sont utilisés :**

**\*type de MAMDANI :**

Dans le type de MAMDANI les conséquences sont de type **flou**.

$R_i$  : **Si**  $X_1$  est  $A_i$  **ET**  $X_2$  est  $B_j$  **Alors**  $Y$  est  $C_k$ .

$Y$  : est la conséquence.

**Exemple :** Tableau (3.1).

$\Delta e$	e	N	Z	P
	Y			
N		Faible	Faible	Moyen
Z		Faible	Moyen	Fort
P		Moyen	Fort	Fort

**Tableau (3.1) :** matrice d'inférence type MAMDANI.

R1 : **Si** e est N **et** Δe est N donc Y est faible

R2 : **Si** e est N **et** Δe est Z donc Y est faible

R3 : **Si** e est N **et** Δe est P donc Y est moyen

R4 : **Si** e est Z **et** Δe est N donc Y est faible

R5 : **Si** e est Z **et** Δe est Z donc Y est moyen

R6 : **Si** e est Z **et** Δe est P donc Y est fort

R7 : **Si** e est P **et** Δe est N donc Y est moyen

R8 : **Si** e est P **et** Δe est Z donc Y est moyen

R9 : **Si** e est P **et** Δe est P donc Y est fort

**\*type de TAKAGI-SUGENO :**

Dans le type TAKAGI-SUGENO les conséquences sont de type numérique.

Ri : **Si** X1 est Ai **ET** X2 est Bj **Alors** Y est  $f(A_i, B_j)$ .

$f(A_i, B_j)$  : est une fonction linéaire de la forme  $Z = aX+bY$

**Exemple :**

Δe \ e	Y	N	Z	P
	N		-1	-1
Z		-1	-1	0
P		0	0	1

**Tableau (3.2) :** matrice d'inférence type TAKAGI-SUGENO.

R1 : **Si** e est N **et** Δe est N donc Y = -1

R2 : **Si** e est N **et** Δe est Z donc Y = -1

R3 : **Si** e est N **et** Δe est P donc Y = 0

R4 : **Si** e est Z **et** Δe est N donc Y = -1

R5 : **Si** e est Z **et** Δe est Z donc Y = -1

R6 : **Si** e est Z **et** Δe est P donc Y = 0

R7 : **Si** e est P **et** Δe est N donc Y = 0

R8 : **Si** e est P **et** Δe est Z donc Y = 0

R9 : **Si** e est P **et** Δe est P donc Y = 1

### **b La logique de décision :**

Consiste à déterminer l'interprétation, (la traduction pour le calculateur) autrement dit, comment interpréter une règle et l'ensemble de règles pour le calculateur. D'une façon générale un ensemble des règles flou peut être interpréter par un **OU logique (OR logic)**, et une seule règle peut être interpréter comme un **ET logique (AND logic)** en utilisant la méthode de Maximax, Minimax [18].

#### **L'Interprétation des règles :**

L'ensemble des operateurs qui permet d'interpréter une règle et l'ensemble des Règles, est appelé **Mécanisme d'inférence (MIN MAX ou PROD MAX)**.

#### **A. Type de MAMDANI :**

- **Une seule règle :**

Quand 1 seule règle, on utilise la notion de règles étudiées précédemment, tel que :

Ri : **Si** X est A<sub>i</sub> **ET** Y est B<sub>j</sub> **Alors** Z est C<sub>k</sub>.

Cette règle est interprétée selon la loi de Minimax :

$$\mu_{Ri} = \mu_{A \text{ et } B}(x) = (\mu_A \cap \mu_B)(x) = (\mu_A \wedge \mu_B)(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$$

- **Un ensemble de règles:** (fusion de règles)

Consiste à déterminer une technique de calcul des conséquences  $\mu_{C_k}$  à partir de  $\mu_{Ri}$

$$\left\{ \begin{array}{l} R1 : \quad \mathbf{Si} \text{ X est } A_1 \text{ ET Y est } B_1 \text{ Alors Z est } C_1. \\ R2 : \quad \mathbf{Si} \text{ X est } A_2 \text{ ET Y est } B_2 \text{ Alors Z est } C_2. \\ \quad \quad \quad \vdots \\ R(N-1) : \quad \mathbf{Si} \text{ X est } A_{N-1} \text{ ET Y est } B_{N-1} \text{ Alors Z est } C_{N-1}. \\ RN : \quad \mathbf{Si} \text{ X est } A_N \text{ ET Y est } B_N \text{ Alors Z est } C_N. \end{array} \right.$$

Pour interpréter cet ensemble des règles, on utilise la méthode S-norme (maximum de règle), donc le mécanisme est donné par :

$$\mu_{C_1} = \max(\mu_{Ri}) \longrightarrow Ri \text{ pour la conséquence } C_1.$$

$$\mu_{C_n} = \max(\mu_{Ri}) \longrightarrow Ri \text{ pour la conséquence } C_n.$$

#### **B. type de TAKAGI-SUGENO :**

Ri : Si X est A<sub>i</sub> ET Y est B<sub>j</sub> Alors Z est f(A<sub>i</sub>, B<sub>j</sub>).

- Une seule règle :

C'est la même que celle de MAMDANI sauf que le **ET logique** est interprété par le produit.

- Un ensemble de règles :

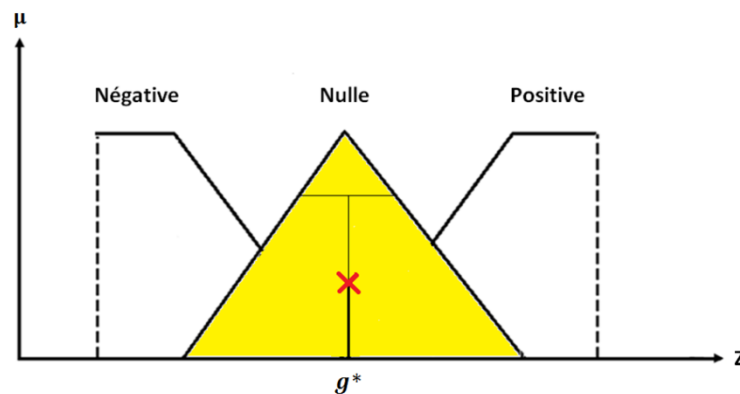
Est interprété par :

$$Y = \frac{\sum y_i \prod_i}{\sum \prod_i} \quad \text{avec : } \prod_i = \mu_{A_i}(x), \mu_{B_j}(y) \quad (3.8)$$

### 3.4.4 La défuzzification :

Cette étape consiste à réaliser l'opération inverse de la fuzzification, c'est-à-dire, obtenir une valeur physique (numérique) de la sortie à partir de la surface obtenue. Plusieurs méthodes de défuzzification existent, la méthode des hauteurs pondérées et la méthode de centre de gravité [01] [05][16].

La méthode de défuzzification la plus utilisées est le centre de gravité [16] **figure (3.12) :**

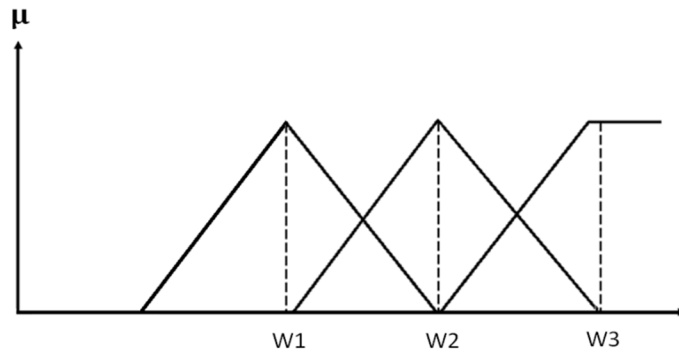


**figure (3.12) :** La défuzzification par la méthode du centre de gravité.

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 [16], [19].

$$g^* = \frac{\int_{-1}^1 z_i \mu(z_i)}{\int_{-1}^1 \mu(z_i)} \quad (3.9)$$

D'une méthode plus simple on peut calculer les centres de gravités sans aller calculer les intégrales, la **figure (3.13)** nous permet de montrer.



**figure (3.13)** : les centres de gravités par la méthodes de sommets.

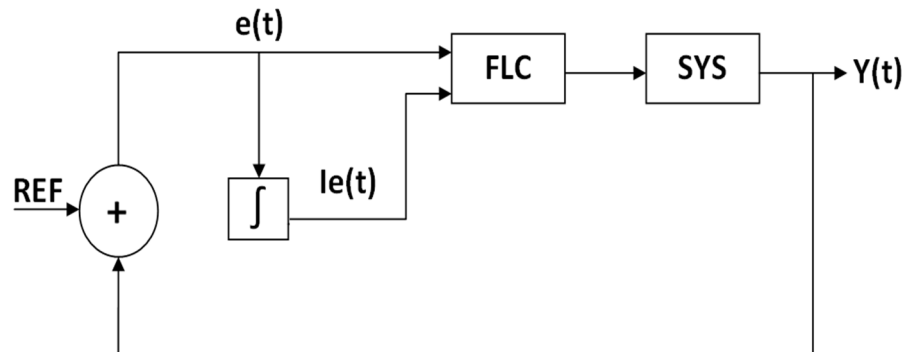
$W_i$  : sont les sommets des ensembles flous.

$$Y = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{c_i}(y) W_i}{\sum_{i=1}^n \mu_{c_i}(y)} \quad (3.10)$$

### 3.5 Exemple d'application :

On considère le **FLC** type de **MAMDANI** :

Soit le schéma de la **figure (3.14)** suivant :



**Figure (3.14)** Schéma du **FLC**.

Dans notre schéma les entrées sont : **e** : (erreur) et **Ie** : intégral de l'erreur.

Par contre on peut faire un schéma avec des entrées **e** : (erreur) et  $\Delta e$  : (la dérivée de l'erreur), mais on doit faire une intégration a la sortie du régulateur.

#### ❖ Les entrées :

Voici donc les fonctions d'appartenance de **e** et  $\Delta e$  :

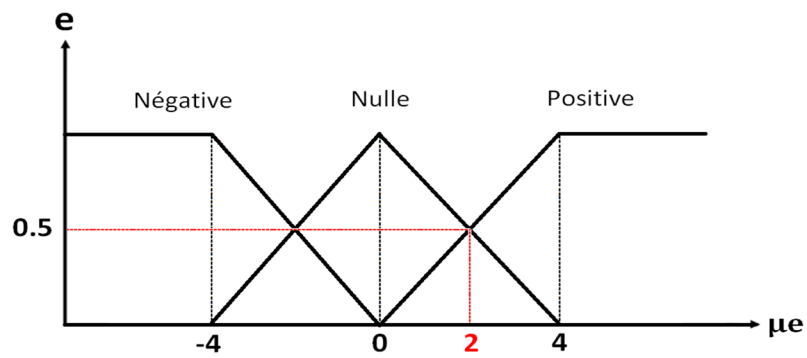


Figure (3.15.a) : les fonctions d'appartenance de l'erreur  $e$ .

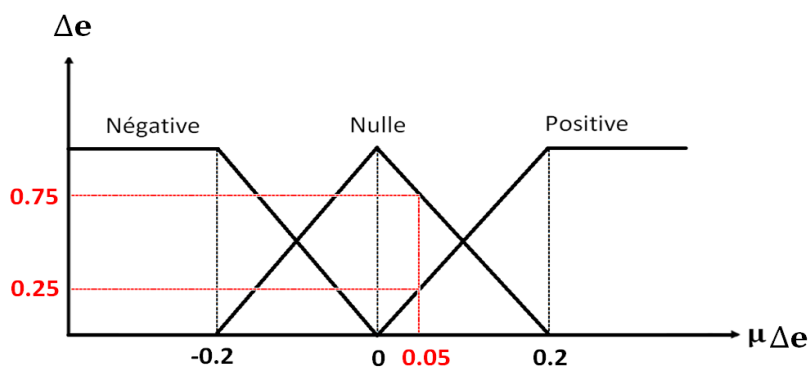


Figure (3.15.b) : les fonctions d'appartenance de la dérivée de l'erreur  $\Delta e$ .

❖ La sortie :

La fonction d'appartenance de la commande  $U$  :

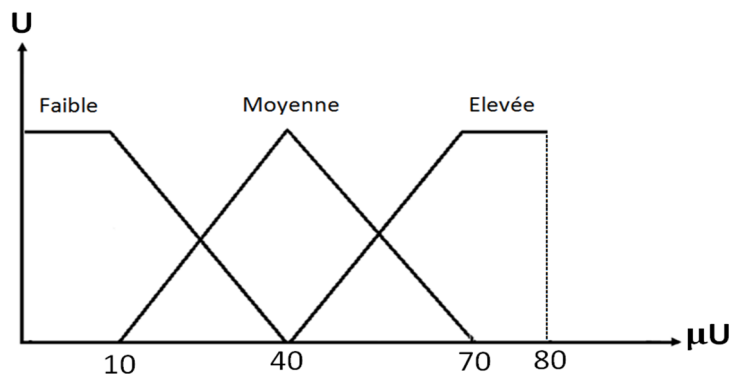


Figure (3.16) : les fonctions d'appartenance de la commande  $U$ .

❖ La logique de décision :

Les valeurs de la commande  $U$  pour  $e=2$  et  $\Delta e=0.05$ .

$\Delta e$	e	N	Z	P
	<b>U</b>			
N		Faible	Faible	Moyen
Z		Faible	Moyen	Fort
P		Moyen	Fort	Fort

**Tableau (3.3)** : matrice d'inférence type MAMDANI.

**La solution :**



❖ **Les ensembles flous :**

$U = \{\text{faible, moyen, fort} ; [0,80] ; \text{triangulaire, trapézoïdale}\}.$

$e = \{\text{négative, zéro, positive} ; [-4, 4] ; \text{triangulaire, trapézoïdale}\}.$

$\Delta e = \{\text{négative, zéro, positive} ; [-0.2,0.2] ; \text{triangulaire, trapézoïdale}\}.$

❖ **La base des règles :**

R1 : **Si** e est Négative **ET**  $\Delta e$  est Négative **Alors U** est Faible.

R2 : **Si** e est Négative **ET**  $\Delta e$  est Zéro **Alors U** est Faible.

R3 : **Si** e est Négative **ET**  $\Delta e$  est Positive **Alors U** est Moyen.

R4 : **Si** e est Zéro **ET**  $\Delta e$  est Négative **Alors U** est Faible.

R5 : **Si** e est Zéro **ET**  $\Delta e$  est Zéro **Alors U** est Moyen.

R6 : **Si** e est Zéro **ET**  $\Delta e$  est Positive **Alors U** est Fort.

R7 : **Si** e est Positive **ET**  $\Delta e$  est Négative **Alors U** est Moyen.

R8 : **Si** e est Positive **ET**  $\Delta e$  est Zéro **Alors U** est Fort.

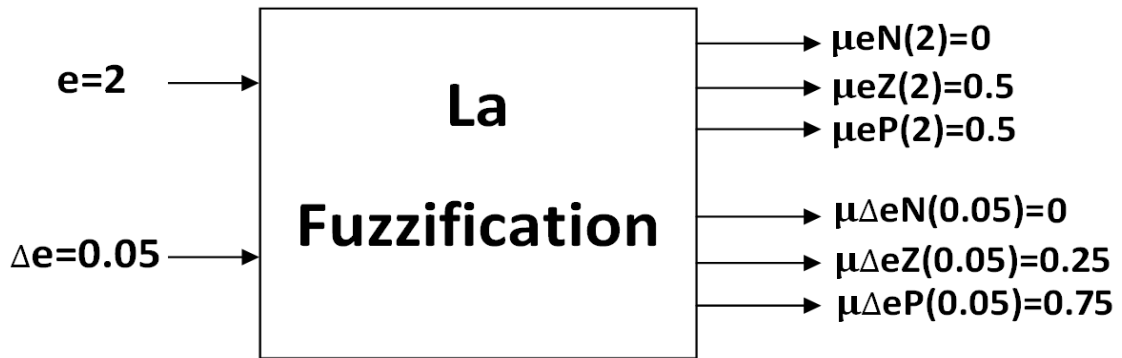
R9 : **Si** e est Positive **ET**  $\Delta e$  est Positive **Alors U** est Fort.

❖ **La fuzzification :**

Les entrées :  $e=2$  et  $\Delta e=0.05$ .

Les sorties :  $\mu_e$  et  $\mu_{\Delta e}$ .





❖ L'interprétation de règles :

- Chaque règle : règle de **Min** (l'intersection) :

$$\mu_{R1} = \min \{ \mu_{eN}(2), \mu_{\Delta eN}(0.05) \} = \min \{ 0, 0 \} = 0$$

$$\mu_{R2} = \min \{ \mu_{eN}(2), \mu_{\Delta eZ}(0.05) \} = \min \{ 0, 0.25 \} = 0$$

$$\mu_{R3} = \min \{ \mu_{eN}(2), \mu_{\Delta eP}(0.05) \} = \min \{ 0, 0.75 \} = 0$$

$$\mu_{R4} = \min \{ \mu_{eZ}(2), \mu_{\Delta eN}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0 \} = 0$$

$$\mu_{R5} = \min \{ \mu_{eZ}(2), \mu_{\Delta eZ}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0.25 \} = 0.25$$

$$\mu_{R6} = \min \{ \mu_{eZ}(2), \mu_{\Delta eP}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0.75 \} = 0.5$$

$$\mu_{R7} = \min \{ \mu_{eP}(2), \mu_{\Delta eN}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0 \} = 0$$

$$\mu_{R8} = \min \{ \mu_{eP}(2), \mu_{\Delta eZ}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0.25 \} = 0.25$$

$$\mu_{R9} = \min \{ \mu_{eP}(2), \mu_{\Delta eP}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0.75 \} = 0.5$$

- La fusion des règles : règle de **Max** (l'union) :

$$\mu_{\text{Faible}} = \max \{ \mu_{R1}, \mu_{R2}, \mu_{R4} \} = 0$$

$$\mu_{\text{Moyen}} = \max \{ \mu_{R3}, \mu_{R5}, \mu_{R7} \} = 0.25$$

$$\mu_{\text{Fort}} = \max \{ \mu_{R6}, \mu_{R8}, \mu_{R9} \} = 0.5$$

❖ La défuzzification :

$$Y = \frac{\mu_{\text{Faible}} \cdot W1 + \mu_{\text{Moyen}} \cdot W2 + \mu_{\text{Fort}} \cdot W3}{\mu_{\text{Faible}} + \mu_{\text{Moyen}} + \mu_{\text{Fort}}}$$

$$\text{AN: } Y = \frac{0 \cdot 10 + 0.25 \cdot 40 + 0.5 \cdot 70}{0 + 0.25 + 0.5} = 55$$

$Y = 55$

### 3.6 Application du régulateur flou sur la commande DFOC :

#### 3.6.1 Régulateur flou de la vitesse :

La vitesse de référence  $\Omega^*$  est imposée par un opérateur externe, l'entrée du régulateur est la différence  $e$  entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée, la sortie du régulateur est le couple électromagnétique de référence  $Ce^*$  que la machine doit développer **figure (3.17)**.

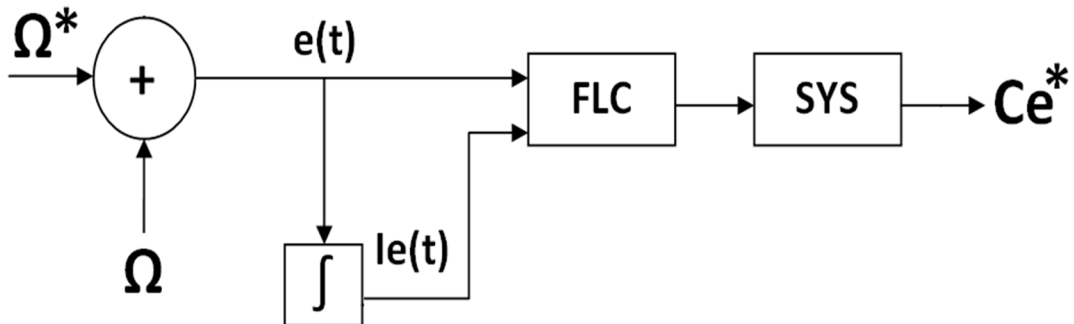


Figure (3.17) : schéma du régulateur FLC de vitesse

Sys : est un gain.

$$Y = Ce^* \cdot Sys \quad (3.11)$$

La dérivée de l'erreur  $de$  est approchée par :

$$de_{\Omega}(k) = \frac{e_{\Omega}(k) - e_{\Omega}(k-1)}{T_e} \quad (3.12)$$

#### 3.6.2 Régulateur flou du couple :

L'entrée du régulateur du couple électromagnétique est la différence entre le couple mesuré (ou bien, estimé) et le couple de référence  $Ce^*$  qui est la sortie du régulateur de la vitesse  $\Omega$ .

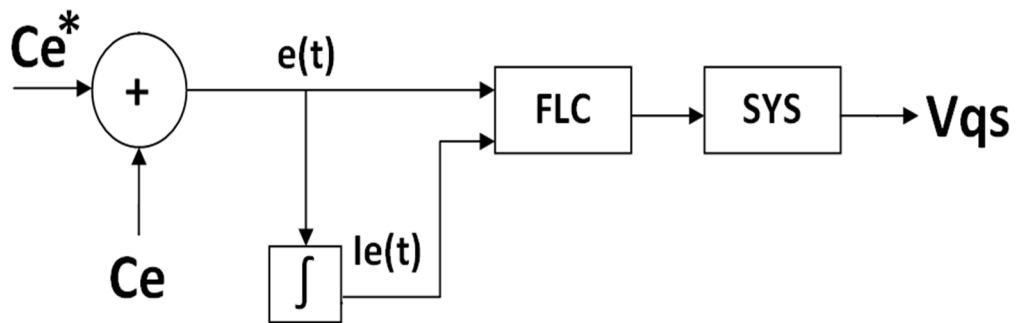


Figure (3.18) : schéma du régulateur FLC du couple.

$$Y = Vqs.Sys \quad (3.13)$$

La dérivée de l'erreur **de** est approchée par :

$$de_{Ce}(k) = \frac{e_{Ce}(k) - e_{Ce}(k-1)}{T_e} \quad (3.14)$$

### 3.6.3 Régulateur flou du flux :

La structure du régulateur flou du flux rotorique est identique à celle du régulateur PI, son entrée est la différence entre le flux de référence et le flux mesuré et la sortie est la **tension Vqs** figure (3.19).

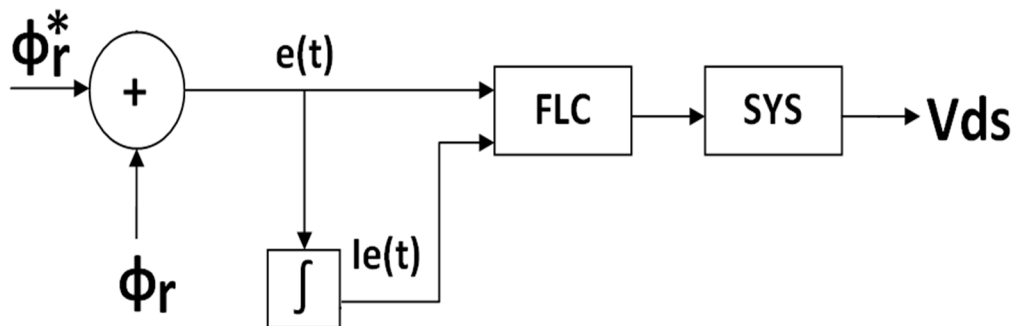


Figure (3.19) : schéma du régulateur FLC du flux rotorique.

$$Y = Ce^*.Sys \quad (3.15)$$

La dérivée de l'erreur **de** est approchée par :

$$de_{\phi}(k) = \frac{e_{\phi}(k) - e_{\phi}(k-1)}{T_e} \quad (3.16)$$

## 3.7 Inconvénients liés à l'utilisation du régulateur flou :

Malgré sa simplicité et efficacité, la logique floue présente des inconvénients [1] :

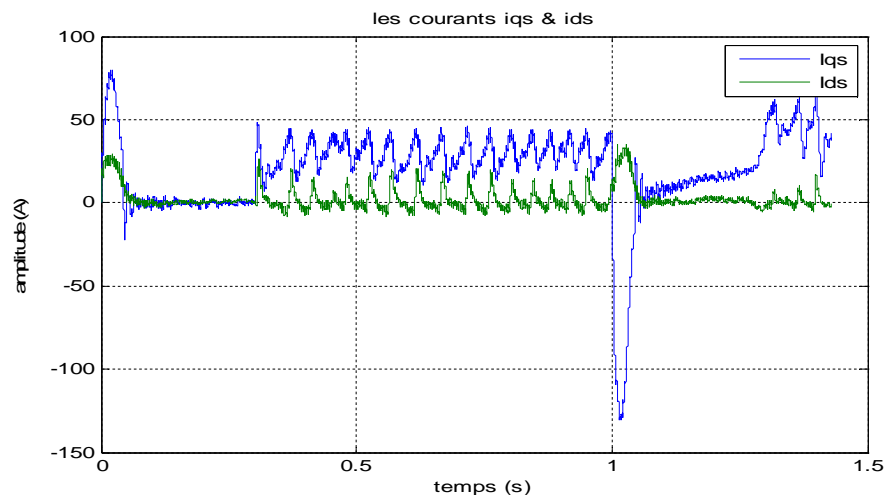
- Manque de directives précises pour la détermination des paramètres du régulateur, le choix se fait généralement par tâtonnement (ou optimisé par des méthodes heuristiques).
- La possibilité d'apparence des contradictions au niveau des règles d'inférence.
- En l'absence d'un modèle valable, on ne peut pas montrer la stabilité du régulateur.

### 3.8 Résultats de simulation DFOC avec un régulateur flou de la MAS :

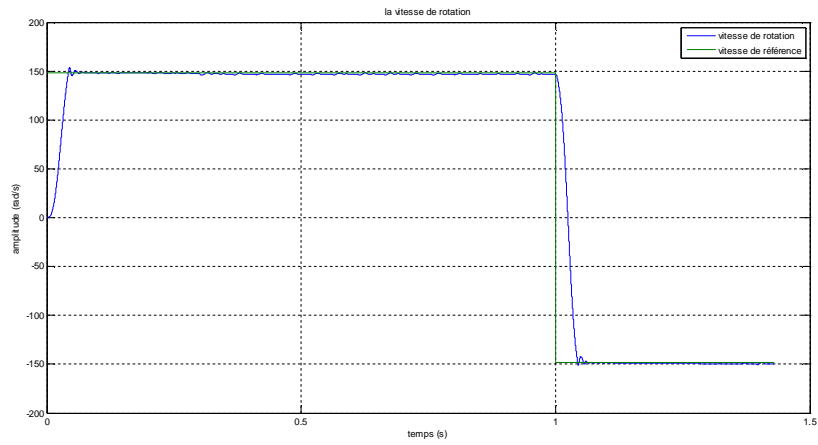
Lors de la programmation du contrôleur FLC sur le programmeur MATLAB, j'avais beaucoup de difficultés, j'ai obtenu des résultats, mais ne sont pas parfaits, alors que j'ai tiré les résultats de simulations d'une autre thèse [01], afin que je puisse les comparer avec les miens.

#### 3.8.1 Les résultats de simulation :

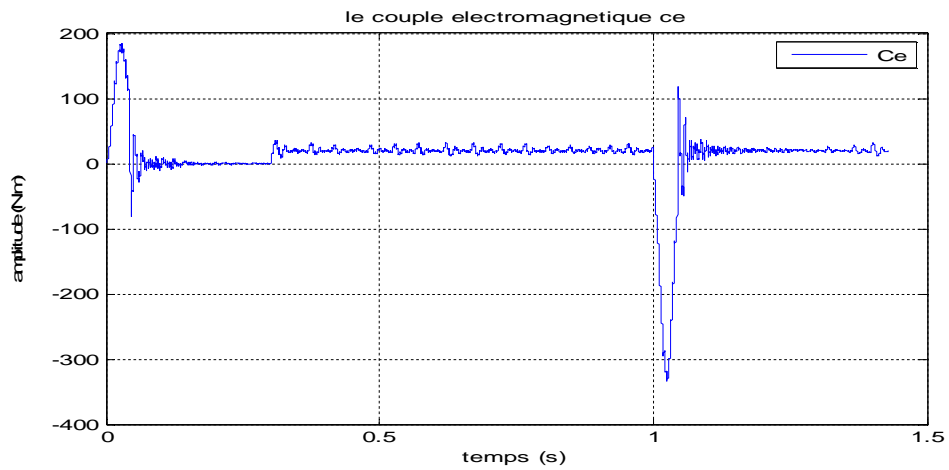
Les figures (3.20.a, 3.20.b, 3.20.c, 3.20.d, 3.20.e) sont les résultats de simulation représentent les courants  $I_{dq}$ , la vitesse, le couple électromagnétique et le flux respectivement lors d'un démarrage à vide, l'application d'un couple de charge  $C_r = 20 N.m$  à  $t = 0.3 s$ , puis l'inversion de la vitesse de consigne  $\Omega_{ref} = -148.1$  (rad/s) à  $t = 1 s$ .



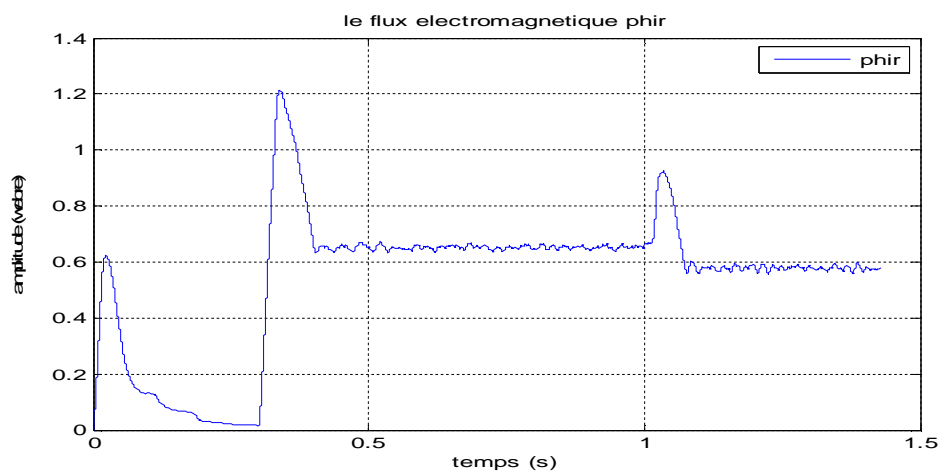
**Figure(3.20-a):** les courants statoriques  $i_{ds}i_{qs}$  (A)



**Figure (3.20-b) :** La vitesse de rotation  $\Omega_r$  (rad/s)



**Figure (3.20.c) :** le couple électromagnétique Ce.



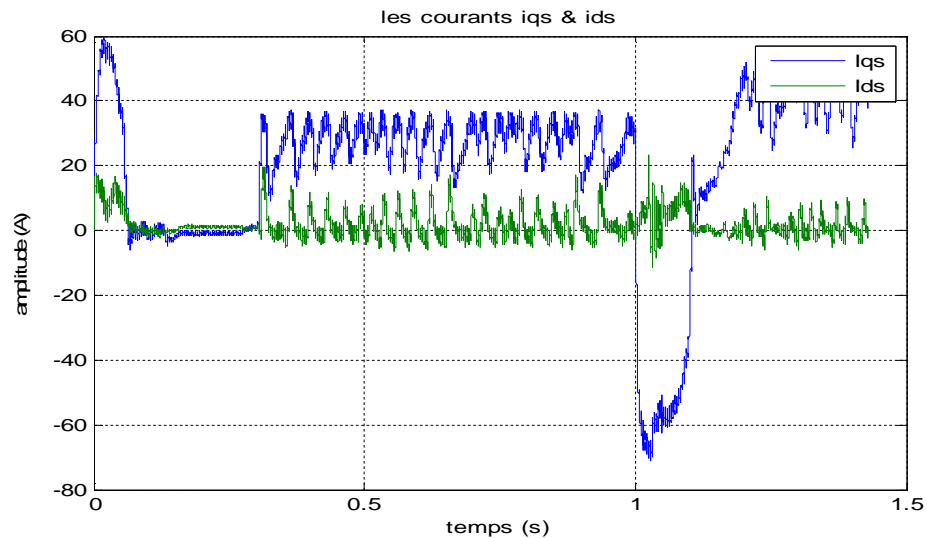
**Figure (3.20.d) :** le flux  $\phi_r$ .

La figure (3.20.c) montre Le couple qui présente quelques déformations dues à mon programme MATLAB ainsi que les courants  $i_{ds}i_{qs}$  de la figure (3.20-a).

### 3.8.2 La robustesse :

L'essai avec changement des paramètres, soit un excès de 80% de changement brusque sur la machine :  $R_s=3.4\Omega$  et  $R_r=3.4\Omega$

Les figures (3.21.a, 3.21.b, 3.21.c, 3.21.d, 3.21.e) sont les résultats de simulation représentent les courants  $i_{dq}$ , la vitesse, le couple électromagnétique et le flux respectivement lors d'un démarrage à vide, l'application d'un couple de charge  $C_r = 20N.m$  à  $t = 0.3 s$ , puis l'inversion de la vitesse de consigne  $\Omega_{ref} = -148.1$  (rad /s) à  $t = 1 s$ .



**Figure(3.21-a):** les courants statoriques  $i_{ds}i_{qs}$  (A)

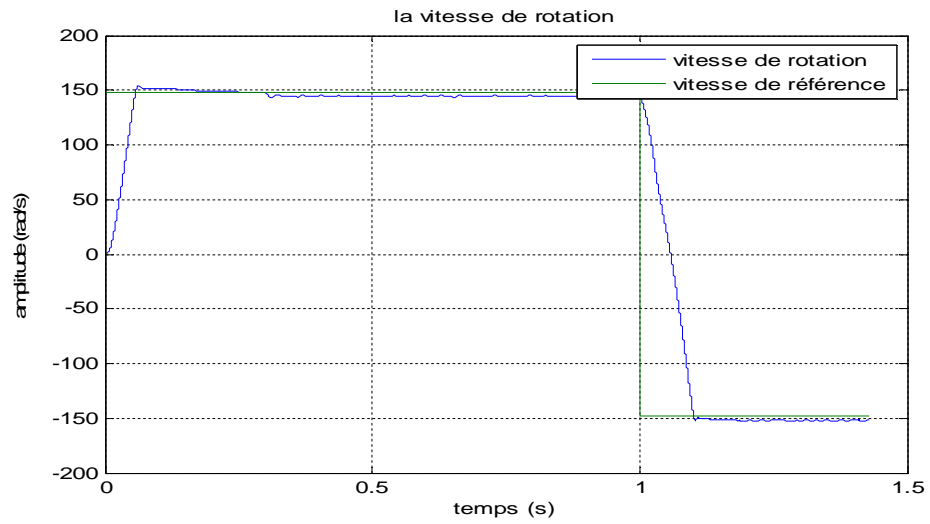


Figure (3.21-b) : La vitesse de rotation  $\Omega_r$  (rad/s)

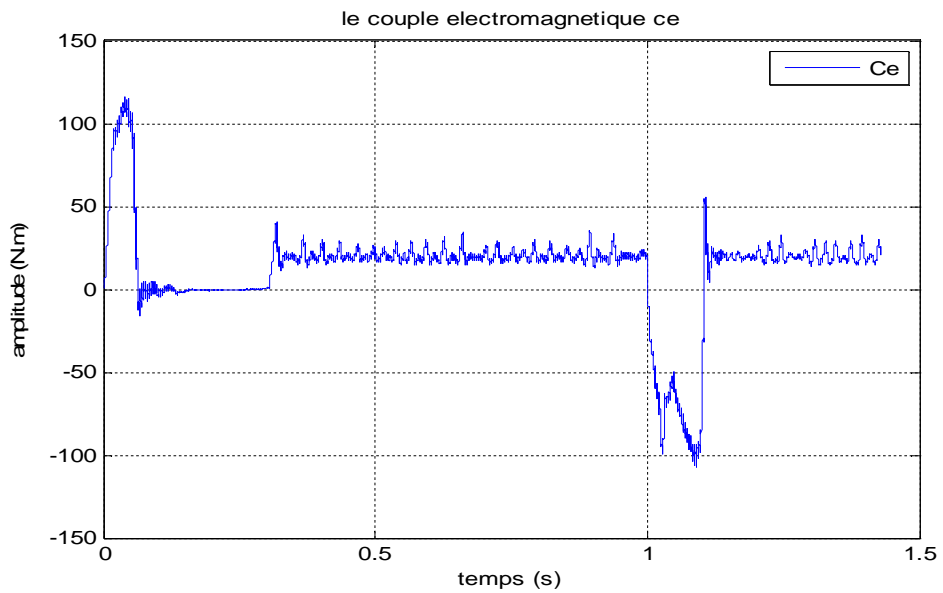


Figure (3.21-c) : Le couple électromagnétique  $C_e$  (N.m)

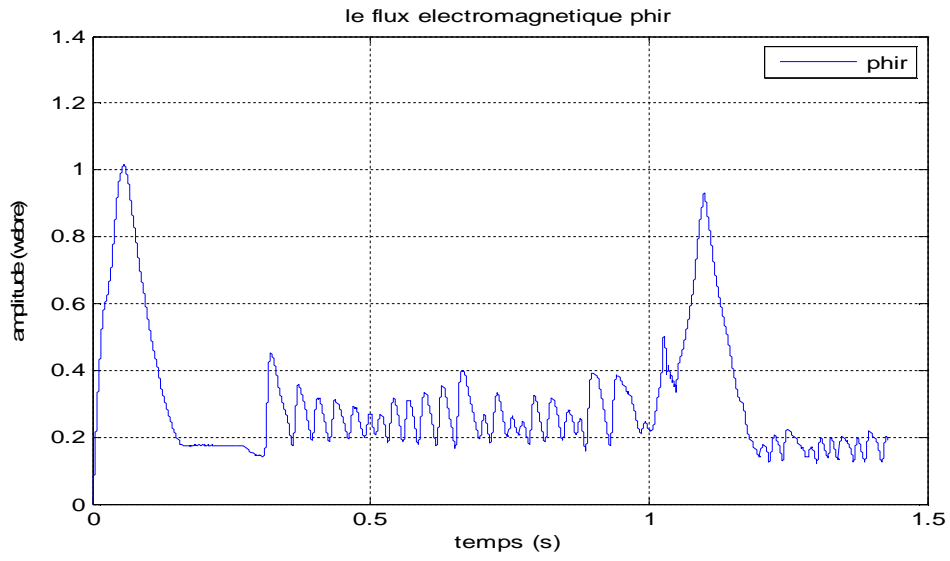


Figure (3.21-d) : Le flux  $\phi_r$  (rad/s).

On impose une consigne  $\Omega_{ref} = 20$  rd/s.

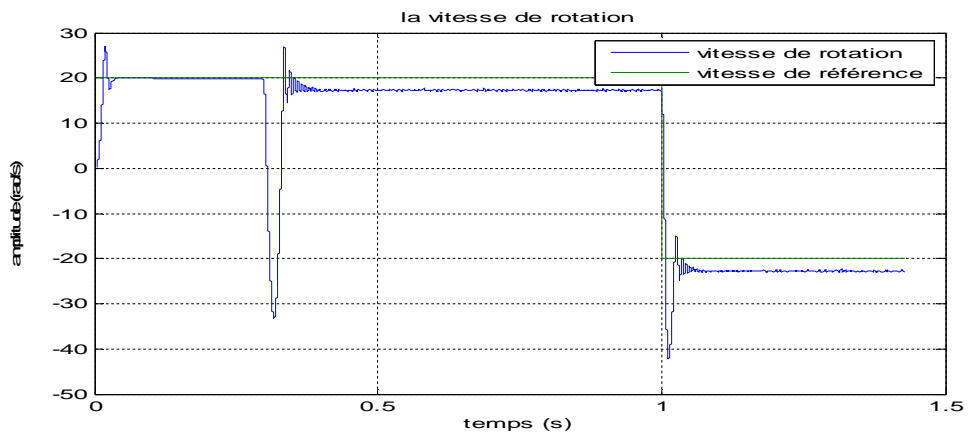
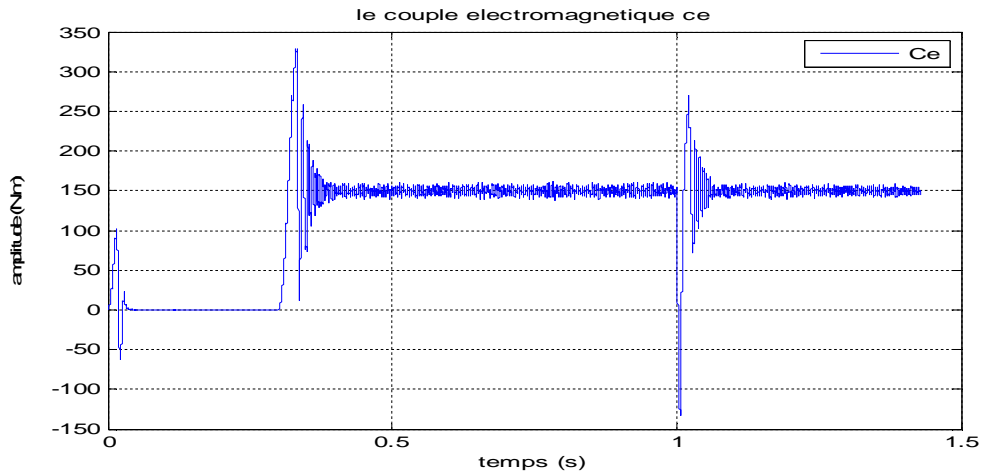


Figure (3.22.a) : la vitesse  $\Omega$  avec  $\Omega_{ref} = 20$  rd/s.

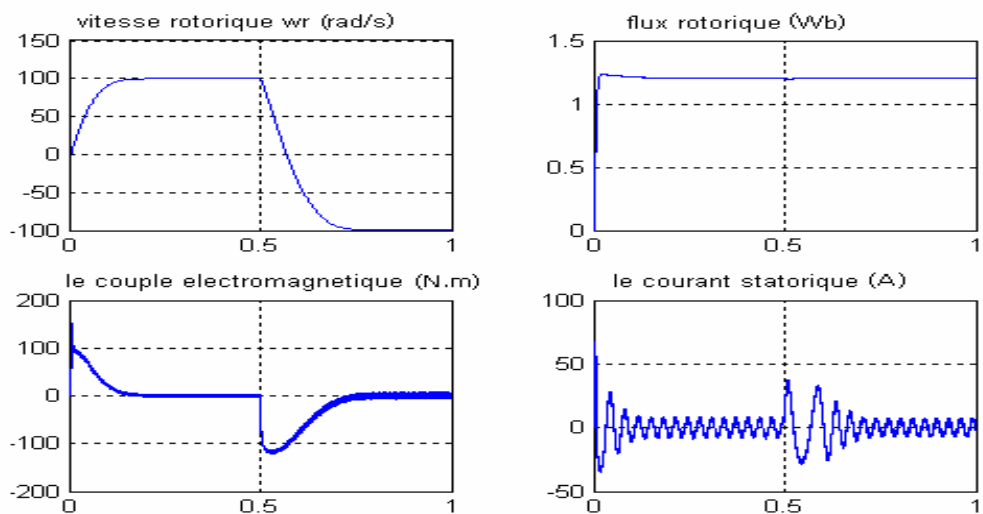




**Figure (3.22.b) :** le couple  $C_e$  avec  $\Omega_{ref}= 20$  rd/s.

La figure (3.21) montre la robustesse de la commande à basses vitesses, la vitesse suit sa référence en un temps trop court de 0.3 s, ce temps est inférieur au temps de réponse lorsque la vitesse de référence était de 148.1 rad/s, le flux n'est pas affecté lors de l'inversion du sens de rotation, le couple augmente lors du baisse de vitesse car ils sont attachés, la sortie du régulateur vitesse est l'entrée du régulateur couple  $C_e$ .

Voici les résultats de simulation d'une FLC à l'aide de MATLAB-Simulink, on constate que l'utilisation du régulateur flou est plus robuste que les régulateurs classiques PI, ainsi que le temps de réponse de FLC est plus élevé par rapport au régulateur PI.



**Figure (3.23) :** Les résultats de simulation de [01].

### **3.8.3 Interprétation des résultats de simulation :**

La Figure (3.20-b) montre le démarrage de la machine asynchrone avec une consigne de vitesse de  $148.1 \text{ rad/s}$ , ainsi que l'inversion du sens de rotation à l'instant  $0.3 \text{ s}$ . Lors de cette inversion, la vitesse répond en un temps légèrement grand par rapport à celui dans démarrage, et on remarque une petite influence sur le flux magnétique, ce qui montre la robustesse de la commande lors de l'inversion du sens de rotation.

Lors de changement des paramètres de la machine, on a constaté qu'il y a des déformations très légères, donc notre système présente une bonne robuste.

### **3.9 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons introduit la logique floue dans la conception des régulateurs en commande vectorielle de la machine asynchrone. Ses régulateurs montrent effectivement une grande efficacité. Le temps de réponse et le dépassement sont toujours minimaux par rapport aux celles du régulateur PI qui sont toujours constants.

## **Conclusion générale**

---

La modélisation est un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse, elle nous permet de simuler le

moteur et en déduire les lois de commande en manipulant les équations décrivant le comportement du moteur.

La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté, la commande par logique floue sont des applications relatives à la commande des machines asynchrones ; La commande vectorielle à flux orienté utilisant des régulateurs classiques est la plus utilisée dans l'industrie, les performances qu'elle présente sont considérables malgré quelque problèmes qu'elle pose.

La logique floue par sa simplicité et sa conception, qui ne tient pas compte du modèle mathématique, commence à s'imposer pas à pas dans le domaine du contrôle des machines électriques.

Le but du travail présenté dans ce mémoire est d'introduire la logique floue et son application dans la commande des machines asynchrones en comparant ses performances par rapport à la commande vectorielle par des régulateurs classiques du type PI.

La modélisation classique et incontournable du système MAS-alimentation que nous avons traité au chapitre 1, montrant la non linéarité même dans le modèle de Park.

Les simulations effectuées montrent que le modèle de la machine est valable et que son alimentation donne des bonnes performances.

Nous avons aussi montré dans chapitre 2, la commande vectorielle classique de la machine asynchrone en utilisant des estimateurs. Les tests de robustesse qu'on a fait en simulation montrent les performances de la commande. La poursuite des références est toujours rapide et satisfaisante même en basse vitesse.

Nous avons présenté dans dernier chapitre la synthèse de la commande par la logique floue et son application sur la machine, cette commande montre de bonnes performances et une exactitude de poursuite de références rapide. Le temps de réponse dans cette commande est relativement inférieur au temps de réponse des régulateurs PI quand la consigne est proche de cette valeur.

Les performances statiques et dynamiques des commandes ont été simulées par programmation sur MATLAB.

## Conclusion générale

---

La modélisation est un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse, elle nous permet de simuler le moteur et en déduire les lois de commande en manipulant les équations décrivant le comportement du moteur.

La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté, la commande par logique floue sont des applications relatives à la commande des machines asynchrones ; La commande vectorielle à flux orienté utilisant des régulateurs classiques est la plus utilisée dans l'industrie, les performances qu'elle présente sont considérables malgré quelque problèmes qu'elle pose.

La logique floue par sa simplicité et sa conception, qui ne tient pas compte du modèle mathématique, commence à s'imposer pas à pas dans le domaine du contrôle des machines électriques.

Le but du travail présenté dans ce mémoire est d'introduire la logique floue et son application dans la commande des machines asynchrones en comparant ses performances par rapport à la commande vectorielle par des régulateurs classiques du type PI.

La modélisation classique et incontournable du système MAS-alimentation que nous avons traité au chapitre 1, montrant la non linéarité même dans le modèle de Park. Les simulations effectuées montrent que le modèle de la machine est valable et que son alimentation donne des bonnes performances.

Nous avons aussi montré dans chapitre 2, la commande vectorielle classique de la machine asynchrone en utilisant des estimateurs. Les tests de robustesse qu'on a fait en simulation montrent les performances de la commande. La poursuite des références est toujours rapide et satisfaisante même en basse vitesse.

Nous avons présenté dans dernier chapitre la synthèse de la commande par la logique floue et son application sur la machine, cette commande montre de bonnes performances et une exactitude de poursuite de références rapide. Le temps de réponse dans cette commande est relativement inférieur au temps de réponse des régulateurs PI quand la consigne est proche de cette valeur.

Les performances statiques et dynamiques des commandes ont été simulées par programmation sur MATLAB.

## Liste des tableaux

Tableau 3.1.:	matrice d'inférence type MAMDANI.....	59
Tableau 3.2.:	matrice d'inférence type TAKAGI-SUGENO .....	60
Tableau 3.3.:	matrice d'inférence type MAMDANI .....	65