



Ministère de l'Enseignement Supérieur  
et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



*Département du Génie Electrique*

*Projet de fin d'études*

*Pour l'obtention du diplôme*

*D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique*

**THÈME**

*Commande Vectorielle et par Logique  
Floue de la Machine Asynchrone  
Sans Capteur*

*Etudié par :*

**Rabah BELHADEF**

**Bilal BOUTAYA**

*Proposé et dirigé par :*

**Mr. M.S. BOUCHERIT**

**Mr. D. KOUCHIH**

*Année 2008*



## *Remerciement*

*Les travaux présentés dans ce projet de fin d'études ont été effectués au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP), sous la direction de Mr M.S. BOUCHERIT et Mr D. KOUCHIH, que nous remercions à la confiance qu'ils nous ont accordés, leur encadrement, leur aide et leur conseils.*

*Nous tenons à exprimer nos gratitudeux aux membres du jury, qui ont accepté d'examiner notre travail.*

*Nous remercions aussi tous les enseignants du département génie électrique et le chef de département.*

*Nous tenons également à remercier tous les enseignants qui nous ont enseigné depuis le primaire.*

*Nous remercions tous les personnes ayant aidé de loin ou de près à l'élaboration de notre travail.*

## *Dédicace*

*Je dédie ce travail à mes chers parents*

*A mes frères et mes sœurs, à mes oncles et mes tantes*

*A toute la famille BOUAYA ainsi que la famille BOUBERTAKH*

*BOUAYA Bilal*

## *Dédicace*

*Je dédie ce travail à mes chers parents*

*A mon frère et mes sœurs, à mes oncles et mes tantes*

*A toute la famille BELHADEF et à tous mes amis*

***BELHADEF Rabah***

**Résumé :**

Ce projet de fin d'études concerne l'élaboration d'une commande performante de la machine asynchrone en utilisant la commande vectorielle et des observateurs pour observer la vitesse de rotation et le flux rotorique. Après présentation du modèle de Park de la machine asynchrone, nous avons utilisé la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté, l'alimentation est assurée par une cascade redresseur-filtre-onduleur. La même structure de commande est utilisée en deuxième partie, mais en introduisant deux observateurs de Luenberger observant la vitesse de rotation et le flux rotorique dans la machine et remplaçant le capteur de la vitesse et l'estimateur du flux rotorique. Dans la dernière partie, nous avons remplacé les régulateurs classiques par de régulateurs en logique floue.

Des simulations ont été effectuées en MATLAB pour valider le choix des paramètres et tester les performances de la commande, elles montrent des résultats satisfaisants concernant la poursuite des références en plus de la convergence des erreurs de l'observation vers des valeurs statiques négligeables.

**Mots clé :** modélisation, machine asynchrone, commande vectorielle, observateur, Luenberger, logique floue, linéarisation.

**Abstract:**

This work concerns the elaboration of an efficient control of the induction machine using vector control and observers to observe the rotation speed and the rotor flux. After presenting Park model of the induction machine, we used the direct method of vector control with alignment of rotor flux, the feeding system is provided by a cascade rectifier-filter-inverter. The same control structure is used in the second part, but, we introduced two observers of Luenberger observing the rotation speed and the rotor flux of the machine and replacing the speed sensor and the flux estimator. At the last part, we have replaced the classic regulators by fuzzy regulators.

Simulations were done in MATLAB in order to validate parameters choices and to test the control performance; they prove satisfactory results concerning the references chase in addition of the errors convergence to static inconsiderable values.

**Key words:** modeling, induction machine, vector control, observer, Luenberger, fuzzy logical, linearization.

## Symboles :

$X^*$  : Grandeur de référence.

$\hat{X}$  : Grandeur estimée.

$A, B, C$  : Indices des trois phases statoriques

$a, b, c$  : Indices des trois phases rotoriques.

$s, r$  : Indices relatifs respectivement au stator et rotor.

$d, q$  : Indices relatives au axes direct et en quadrature.

$(P)$  : Matrice de Park.

$(P^{-1})$  : Matrice inverse de Park.

$(V_s)$  : Vecteur des tensions statoriques.

$(V_r)$  : Vecteur des tensions rotoriques.

$(I_s)$  : Vecteur des courants statoriques.

$(I_r)$  : Vecteur des courants rotoriques.

$(\varphi_s)$  : Vecteur flux statorique.

$(\varphi_r)$  : Vecteur flux rotorique.

$V$  [V] : Tension.

$I$  [I] : courant.

$\varphi$  [Wb] : flux

$M_{sr}$  [H] : Inductance mutuelle stator-rotor.

$M_s$  [H] : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$M_r$  [H] : Inductance mutuelle entre deux phases rotorique.

$l$  [H] : Inductance propre.

$J_t$  [ $kg.m^2$ ] : Moment d'inertie de la masse tournante.

$K_f$  [N.m.sec/rad] : Coefficient de frottement visqueux.

$P$  : Nombre de paire de pôles.

$L_s$  [H] : Inductance cyclique propre du stator.

$L_r$  [H] : Inductance cyclique propre du rotor.

$M$  [H] : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

$T_s$  : Constante du temps statorique.

$T_r$  : Constante du temps rotorique.

$\sigma$  : Coefficient du dispersion de Blondel

$\Omega$  : Vitesse de rotation mécanique.

- $\omega_s$  : Pulsation statorique.
- $\omega_r$  : Pulsation rotorique.
- $\omega_c$  : Vitesse angulaire de repère (d,q).
- $\omega_g$  : Vitesse de glissement.
- $\theta$  : Angle rotorique.
- $\Gamma_e$  : Couple électromagnétique.
- $\Gamma_r$  : Couple résistant.

Introduction Générale .....1

CHAPITRE I : Modélisation de la MAS et de son Alimentation.

1. Introduction .....5

2. Modèle de la Machine Asynchrone .....6

    1.1. Hypothèses simplificatrices .....6

    2.2. Modèle dynamique de la machine .....6

        2.2.1. Equations électriques .....7

        2.2.2. Equations magnétiques .....8

    2.3. Transformation du système triphasé .....8

        2.3.1. La transformation de Concordia .....9

        2.3.2. La transformation de Park .....9

        2.3.3. Les équations électriques dans le repère de Park  $(d, q)$  .....11

        2.3.4. Equations de tensions .....12

    2.4. Expression du couple électromagnétique .....12

    2.5. Equation mécanique .....13

    2.6. Choix du repère  $(d, q)$  .....13

    2.7. Représentation sous forme d'état de la MAS .....14

        2.7.1. La représentation d'état .....14

        2.7.2. Modèle d'état de la machine asynchrone .....14

        2.7.3. Représentation d'état dans le repère lié au stator .....16

3. Modélisation de l'alimentation .....16

    3.1. Modélisation du redresseur .....17

    3.2. Modélisation du filtre .....19

    3.3. Modélisation de l'onduleur .....19

        3.3.1. Les tensions dans les phases de La MAS .....20

        3.3.2. Commande en courant de l'onduleur de tension .....21

        3.3.3. La technique de commande par hystérésis .....22

4. Résultats de simulation .....24

4.1. Simulation de la machine asynchrone .....	24
4.2. Interprétation des résultats .....	26
5. Conclusion .....	27

## CHAPITRE II : Commande Vectorielle Directe de la MAS.

1. Introduction .....	30
2. Principe de la commande à flux rotorique orienté .....	30
3. La commande vectorielle directe .....	33
3.1. Principe de la commande vectorielle directe .....	33
3.2. Le modèle de la MAS avec orientation du flux rotorique .....	34
3.3. Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté .....	35
3.4. Schéma général de la commande .....	36
4. Calcul des régulateurs .....	37
4.1. Régulateur de vitesse .....	37
4.2. Régulateur du flux .....	38
5. Résultats de simulations et interprétations .....	40
5.1. Démarrage à vide .....	40
5.2. Démarrage en charge .....	41
5.3. Démarrage à vide puis introduction du couple nominale .....	43
5.4. Inversion du sens de rotation .....	44
5.5. Résultats de simulation en basses vitesses .....	45
6. Conclusion .....	46

## CAPITRE III : Commande Vectorielle Sans Capteur Mécanique de La MAS.

1. Introduction .....	48
2. L'observateur d'état .....	48
2.1. Observateur en boucle ouverte .....	49
2.2. Observateur en boucle fermée .....	49
2.3. Types d'observateurs .....	50

2.4. Observateur pour les systèmes linéaires .....	51
2.5. Observateur de Luenberger .....	51
3. Observateur du flux de la machine asynchrone .....	52
3.1. Application de l'observateur de Luenberger à la machine asynchrone .....	53
3.2. Détermination de la matrice du gain K .....	53
3.3. Résultats de simulation.....	54
3.4. Commande vectorielle avec observateur du flux rotorique .....	56
3.5. Résultats de simulations avec l'introduction de la commande .....	56
3.5.1. Commande de démarrage de la machine .....	57
3.5.2. Commande en basses vitesses .....	58
3.5.3. Commande avec l'insertion du couple et inversion du sens de rotation .....	60
4. Observateur de vitesse de la machine asynchrone .....	62
4.1. Observateur à ordre réduit .....	63
4.2. Linéarisation du modèle d'état .....	64
4.3. Application de la linéarisation au modèle de la machine .....	64
4.4. Application de l'observateur à ordre réduit au modèle linéarisé de la MAS .....	65
4.5. Les résultats de simulation de la commande avec observation de la vitesse .....	66
4.6. Comparaison entre les résultats de l'observation par flux et celle par observateurs du flux et de la vitesse.....	68
5. Conclusion .....	69

## CHAPITRE III : Commande par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans

### Capteur

1. Introduction .....	72
2. Le concept de la logique floue .....	72
2.1. Les sous ensembles flous .....	74
2.2. Formes des sous ensembles flous .....	75
2.3. Opérateurs de la logique floue .....	76
2.3.1. L'opérateur ET .....	76
2.3.2. L'opérateur OU .....	77

2.3.3. L'opérateur NON .....	77
3. La commande floue .....	77
3.1. Structure d'une commande floue .....	77
3.1.1. La fuzzification .....	78
3.1.2. L'inférence floue .....	78
La méthode Max-Min .....	81
3.1.3. La défuzzification .....	82
3.2. Structure du régulateur flou pour la commande de la MAS.....	83
3.2.1. Définition des régulateurs de la machine asynchrone .....	83
3.2.1.a. Le régulateur de la vitesse .....	83
3.2.1.b. Le régulateur du flux rotorique .....	84
3.2.2. Procédure de la régulation floue de la machine asynchrone .....	85
3.2.2.a. La fuzzification .....	85
3.2.2.b. L'inférence floue .....	85
3.2.2.c. La défuzzification .....	86
4. Inconvénients liés à l'utilisation du régulateur flou .....	86
5. Les résultats de simulation .....	87
5.1. Simulation de la commande par la logique floue .....	87
5.1.1. Démarrage à vide et insertion du couple résistant .....	87
5.1.2. Inversion du sens de rotation .....	88
5.1.3. Réponse en basses vitesses .....	89
5.2. commande floue en présence des observateurs.....	89
5.2.1. Cas de l'observation du flux rotorique.....	90
5.2.2. Cas des observateurs du flux rotorique et de la vitesse .....	92
5.3. Comparaison entre la commande par régulateur PI et par logique floue .....	94
5.3.1. Commande sans observation.....	94
5.3.2. commande avec l'observation.....	96
6. Conclusion .....	97
 Conclusion Générale.....	 99
 Bibliographie.....	 101

ANNEXE

ANNEXE A : Paramètres de la machine.....I  
ANNEXE B : Calcul des régulateurs.....II  
ANNEXE C : Les fonctions d'appartenance.....II

# ***INTRODUCTION GENERALE***

## Introduction générale :

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

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

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

Dans ce mémoire de projet de fin d'études, nous utilisons le contrôle vectoriel, qui est le plus utilisé jusqu'à ces jours, nous introduisons des régulateurs pour assurer un temps de réponse minimal de la machine. Une première approche repose sur l'utilisation des régulateurs classiques du type PI. Une deuxième repose sur une théorie complètement différente et récemment utilisée en électrotechnique par rapport à la première qui est la

logique floue. Cette technique prouve ses performances, mais, on ne peut pas dire qu'elle est meilleure, vu les performances que présente les régulateurs PI. Chaque type de régulateurs présente ses propres avantages et inconvénients et le choix se fait selon les performances désirées. Nous essayons de présenter certaines différences entre les deux méthodes.

Ces deux méthodes utilisent des capteurs mécaniques qui posent certains problèmes techniques liés à leurs utilisations, ils sont fragiles et coûteux et l'utilisation des observateurs est indispensable afin de pouvoir les éliminer. Nous utilisons dans ce mémoire l'observateur de Luenberger qui est un observateur de base.

Ce mémoire est divisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à l'étude du modèle de la machine asynchrone, nous développons la transformation de Park pour rendre ce dernier plus simple. Puis, une partie est consacrée à l'étude de l'alimentation de la machine, une alimentation qui assure une variation de fréquence des courants et de l'amplitude des tensions statoriques.

Nous étudions au deuxième chapitre, la commande vectorielle directe de la machine à flux rotorique orienté par des régulateurs classiques de type PI, nous utilisant des capteurs pour mesurer la vitesse de rotation et des capteurs pour mesurer les courants statoriques. En plus d'un estimateur qui estime le flux rotorique. L'élimination du capteur de vitesse de rotation et l'estimateur du flux rotorique sont traités au troisième chapitre. On utilise deux observateurs linéaires de Luenberger, le premier à ordre complet pour le flux rotorique et le deuxième est à ordre réduit. L'application de l'observateur à ordre réduit est précédée par la linéarisation du modèle de la machine.

Le dernier chapitre concerne la logique floue, nous introduisons ce type de commande et son application sur la machine asynchrone, avant de faire de comparaisons entre ce dernier et la commande vectorielle classique par des simulations. Ces simulations sont présentées dans tous les chapitres pour valider les modèles et tester la robustesse afin de justifier les choix donnés.

**CHAPITRE I**

***MODELISATION DE LA MACHINE  
ASYNCHRONE ET DE SON ALIMENTATION***

## 1. Introduction :

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

La machine asynchrone est représentée par un système de six équations électriques en plus d'une équation mécanique. Travailler avec ces sept équations n'est pas facile même avec l'utile numérique, l'utilisation d'une transformation est alors indispensable [MAH07].

Les transformations de Concordia et de Clark permettent le passage du système triphasé vers un système biphasé équivalent plus simple à étudier [BAG99], la transformation de R.H Park aboutit à un modèle biphasé équivalent plus simple à utiliser et permet de déboucher sur une commande suivant un schéma de contrôle vectoriel [BAG99].

Dans ce chapitre, nous allons représenter le modèle triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation en utilisant le modèle de Park, un modèle qui simplifie sa commande, par la suite, nous représenterons sous forme d'état ces équations en alimentant la machine en tension.

Ensuite, nous allons passer au modèle de l'alimentation constituée d'une cascade redresseur, filtre passe bas et onduleur commandé en courant, dont la stratégie de commande de l'onduleur dans ce travail est la commande par hystérésis.

En dernier, nous simulons le démarrage de la machine alimentée par le réseau et par l'onduleur de tension commandé en courant selon le modèle de Park développé et nous comparerons les résultats.

## 2. Modèle de la Machine Asynchrone :

### 2.1. Hypothèses simplificatrices :

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

Donc, on suppose certaines hypothèses simplificatrices [MAH07], [TAM06], [BUS01] pour faire la modélisation de la machine asynchrone :

- Une symétrie parfaite de la machine.
- Le bobinage statorique est reparti de 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 :

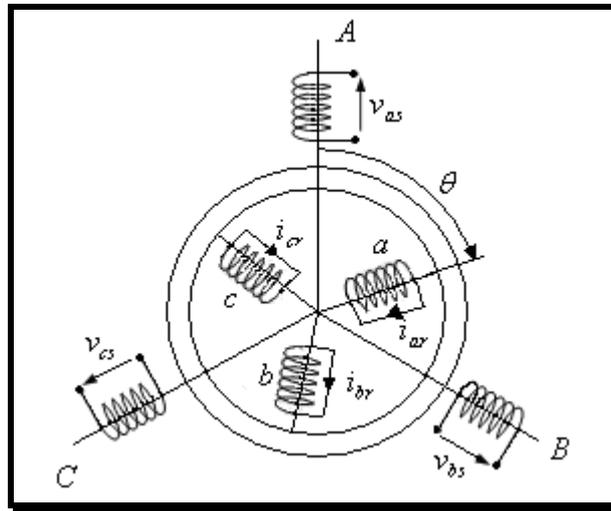
- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- La mutuelle inductance varie d'une façon sinusoïdale.

### 2.2. Modèle dynamique de la machine :

La machine asynchrone peut être représentée par la figure *fig.I.1*. Le stator est formé de trois enroulements décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, traversés par trois courants variables formant un système triphasé équilibré [TAM06].

Le rotor peut être modélisé, comme le stator, par trois enroulements décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, mais, elles sont en court-circuit [TAM06].

Les trois enroulements statoriques et les trois enroulement rotoriques sont notées, respectivement,  $(A, B, C)$  et  $(a, b, c)$ . L'angle  $\theta$  est l'angle que fait le rotor en effectuant sa rotation par rapport au stator.



**Fig.I.1 : Représentation d'une machine asynchrone triphasée et définition des repères statoriques et rotoriques.**

### 2.2.1. Equations électriques :

En appliquant la loi d'Ohm et la loi de Faraday aux enroulements du stator et du rotor, on trouve une écriture sous forme matricielle :

$$\begin{cases} (V_s) = (R_s)(I_s) + \frac{d}{dt}(\varphi_s) \\ (V_r) = (R_r)(I_r) + \frac{d}{dt}(\varphi_r) \end{cases} \quad (I.1)$$

Les matrices de tensions, de courants et du flux sont données :

$$(V_s) = \begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix}, (V_r) = \begin{pmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{pmatrix}, (\varphi_s) = \begin{pmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{pmatrix}, (\varphi_r) = \begin{pmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{pmatrix}, (I_s) = \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix}, (I_r) = \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix}$$

Les matrices de résistances statoriques et rotoriques sont :

$$(R_s) = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix}, \quad (R_r) = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix}$$

### 2.2.2. Equations magnétiques :

A partir des hypothèses (section I.2.1.), on trouve des équations des flux statoriques et rotoriques linéaires, elles sont données par :

$$\begin{cases} (\varphi_s) = (L_s)(I_s) + (M_{sr})(I_r) \\ (\varphi_r) = (L_r)(I_r) + (M_{rs})(I_s) \end{cases} \quad (I.2)$$

Les matrices des inductances s'écrivent :

$$(L_s) = \begin{pmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{pmatrix}, \quad (L_r) = \begin{pmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{pmatrix}$$

$$(M_{sr}) = (M_{rs})^t = M \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{pmatrix}.$$

### 2.3. Transformation du système triphasé :

La mise en équations de la machine asynchrone aboutit à un système de six équations différentielles à coefficients variables, la résolution de ce système est très difficile, d'où la nécessité de faire une transformation du système triphasé vers un système biphasé équivalent. Cette transformation doit conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles, ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique valable pour la machine réelle [BAG99], [TAM06]. Avec le développement de l'outil numérique, cette transformation peut se faire facilement.

### 2.3.1. La transformation de Concordia :

La transformation de Concordia est une transformation triphasée-biphasée normée, elle est schématisée par la figure *fig.I.2* dont les matrices de transformations sont définies par [BAG99], [BUS01] :

$$(T_{23}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = (T_{23}) \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (\text{I.3})$$

$$(T_{23}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = (T_{23}) \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \quad (\text{I.4})$$

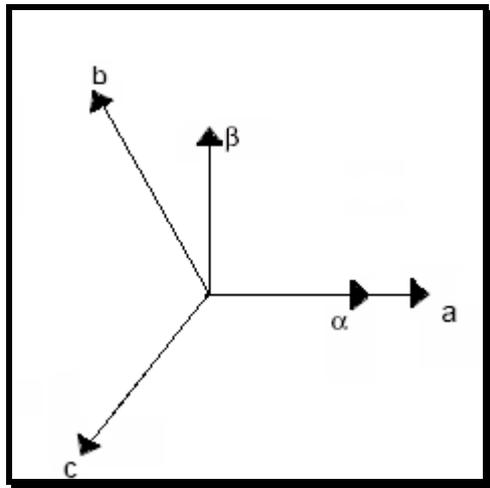


Fig.I.2 : Transformation triphasée biphasée.

### 2.3.2. La transformation de Park :

La transformation de Park est la plus utilisée dans la littérature, elle permet d'exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques dans un repère biphasé tournant  $(d, q)$ , ce repère forme avec le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  un angle  $\theta$  appelé angle de Park [BAG99], [TAM06].

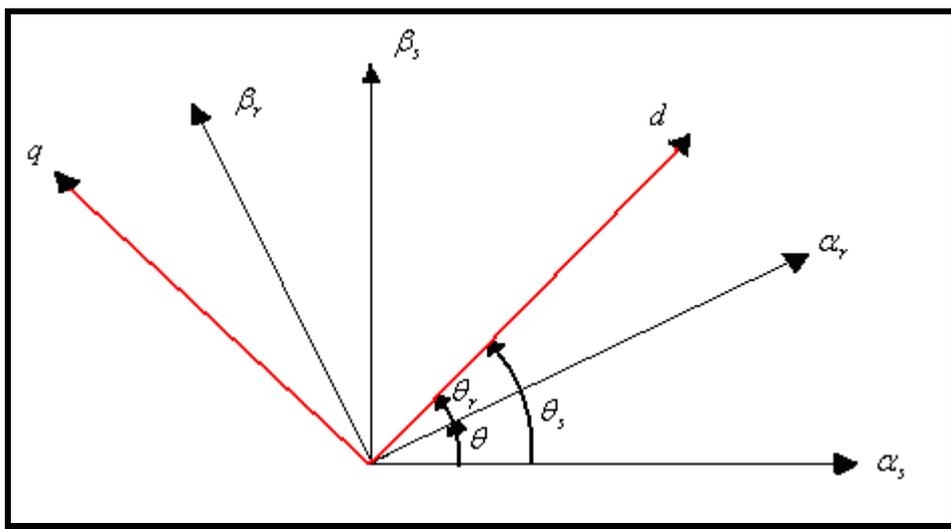
La matrice de transformation de Park est donnée par [BAG99]:

$$(P(\theta)) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = (P(\theta)) \begin{pmatrix} x_o \\ x_d \\ x_q \end{pmatrix}. \quad (\text{I.5})$$

Et sa matrice inverse est donnée par :

$$(P(\theta))^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} x_o \\ x_d \\ x_q \end{pmatrix} = (P(\theta))^{-1} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix}. \quad (\text{I.6})$$

On note par  $\theta_s$  et  $\theta_r$  les angles de Park statorique et rotorique ; pour simplifier les équations de la machine, ces angles doivent être choisis de telle sorte que les repères de transformations de Park pour les grandeurs statoriques et rotoriques coïncident, ceci implique que  $\theta_s = \theta + \theta_r$ , le principe est donné en *fig.I.3*, où  $\theta$  est l'angle électrique entre la phase A statorique et la phase a rotorique [BAG99].



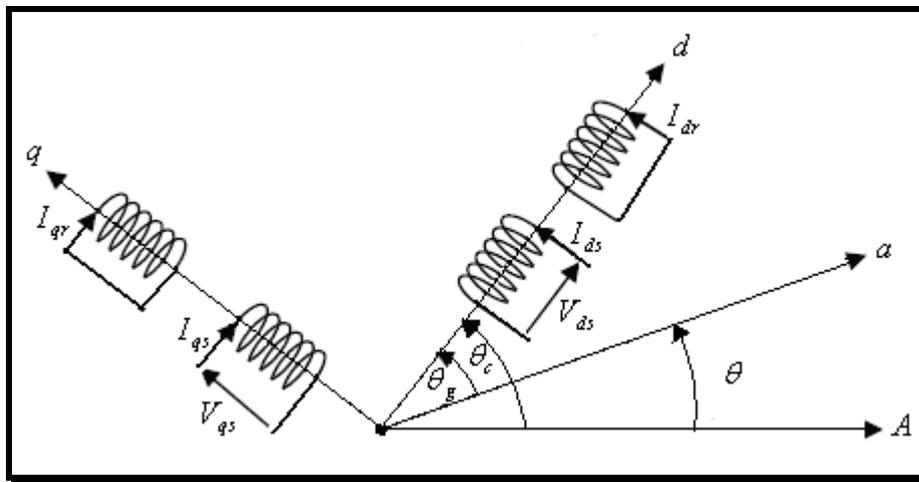
**Fig.I.3 : Transformation de Park et choix des angles de Park.**

Cette coïncidence ramène deux repères l'un statorique et l'autre rotorique vers le troisième repère commun qu'on note  $(d, q)$  (fig.I.3) au lieu de les ramener vers deux repères différents  $(d_s, q_s)$  statorique et  $(d_r, q_r)$  rotorique.

### 2.3.3. Les équations électriques dans le repère de Park $(d, q)$ :

En appliquant la transformation de Park aux équations du système (I.1). On obtient les équations électriques pour le stator et le rotor dans le repère  $(d, q)$ , les composantes homopolaires sont toujours nulles car le système est équilibré.

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega_g \\ \omega_g & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.7})$$



**Fig.I.4 : Enroulements triphasés représentés dans le repère de Park.**

En appliquant la transformation de Park au système d'équations (I.2), on obtient les équations magnétiques pour le stator et le rotor dans le repère  $(d, q)$  :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{pmatrix} \quad (\text{I.8})$$

### 2.3.4. Equations des tensions :

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine :

$$\begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -L_s \omega_c & 0 & -M \omega_c \\ L_s \omega_c & R_s & M \omega_c & 0 \\ 0 & -M \omega_g & R_r & -L_r \omega_g \\ M \omega_g & 0 & L_r \omega_g & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{I}_{dr} \\ \dot{I}_{qr} \end{pmatrix} \quad (\text{I.9})$$

## 2.4. Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est obtenu à l'aide d'un bilan de puissance [TAM06]. La puissance électrique consommée par la machine est exprimée dans le repère  $(d, q)$  par :

$$P_e = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \quad (\text{I.10})$$

Cette dernière se décompose en trois termes :

1) *puissance dissipée par pertes Joule :*

$$\Delta P_j = R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (\text{I.11})$$

2) *puissance représentant les échanges de l'énergie électromagnétique avec la source :*

$$I_{ds} (d\varphi_{ds}/dt) + I_{qs} (d\varphi_{qs}/dt) + I_{dr} (d\varphi_{dr}/dt) + I_{qr} (d\varphi_{qr}/dt) \quad (\text{I.12})$$

3) *puissance mécanique :*

$$P_m = (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) \omega_c + (\varphi_{dr} I_{qr} - \varphi_{qr} I_{dr}) \omega_g \quad (\text{I.13})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$\Gamma_e = P_m / \Omega = p(P_m / \omega) \quad (\text{I.14})$$

D'après le système d'équations (I.8) on peut avoir plusieurs expressions du couple :

$$\begin{cases} \Gamma_e = pM(I_{dr}I_{qs} - I_{qr}I_{ds}) \\ \Gamma_e = p(\varphi_{ds}I_{qs} - \varphi_{qs}I_{ds}) \\ \Gamma_e = p(\varphi_{qr}I_{dr} - \varphi_{dr}I_{qr}) \\ \Gamma_e = p\frac{M}{L_r}(\varphi_{dr}I_{qs} - \varphi_{qr}I_{ds}) \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Le choix de l'expression à utiliser dépend de vecteur d'état choisi (paragraphe I.2.7.2), dans notre travail on utilise la quatrième expression.

## 2.5. Equation mécanique :

La loi de la mise en rotation du moteur est donnée par l'équation générale de la dynamique :

$$\sum \Gamma_{exe} = \Gamma_e - \Gamma_r - \Omega k_f = J_t \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{I.16})$$

Où  $J_t$  est le moment d'inertie totale ramené à l'arbre du moteur.

## 2.6. Choix du repère $(d, q)$ :

Le choix de repère se fait selon l'objectif de l'application, on distingue trois choix plus importants [BAG 99]:

- *Repère  $(d, q)$  lié au stator* : ce repère est fixe par rapport au stator, il est utilisé pour l'étude de démarrage et de freinage de la machine. Il est caractérisé par :  $\omega_c = 0$  et  $\omega_g = -\omega$ .
- *Repère  $(d, q)$  lié au rotor* : ce repère est fixe par rapport au rotor, il est utilisé pour la simulation des régimes transitoires des machines. Il est caractérisé par  $\omega_c = \omega$  et  $\omega_g = 0$ .

- *Repère lié au synchronisme* : ce repère est fixe par rapport au champ tournant, il est utilisé pour la commande vectorielle de la machine, il est caractérisé par  $\omega_c = \omega_s$ , ce qui implique que les grandeurs de réglage sont continues.

## 2.7. Représentation sous forme d'état de la MAS :

### 2.7.1. La représentation d'état :

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

$$\begin{cases} \dot{(X)} = (A)(X) + (B)(U) \\ (Y) = (C)(X) + (D)(U) \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Avec :

- $(X)$ : vecteur d'état qui représente l'ensemble des variables du système.
- $(U)$ : vecteur d'entrée ou de commande.
- $(Y)$ : vecteur de sortie.
- $(A)$ : matrice d'état dite également matrice d'évolution.
- $(B)$ : matrice d'entrée.
- $(C)$ : matrice de sortie.
- $(D)$ : matrice de transmission ou de transfert directe.

### 2.7.2. Modèle d'état de la machine asynchrone :

Le choix du vecteur d'état dépend de l'objectif tracé [TAM06], pour notre étude on choisit :

- Le vecteur de commande :  $(U) = (V_{ds} \quad V_{qs})^t$
- Le vecteur d'état :  $(X) = (I_{ds} \quad I_{qs} \quad \varphi_{dr} \quad \varphi_{qr} \quad \Omega)^t$
- Le vecteur de sortie :  $(Y) = (I_{ds} \quad I_{qs})^t$

En manipulant les systèmes d'équations (I.8) et (I.9), on obtient une représentation du modèle de la machine sous la forme suivante :

$$\begin{cases} (\dot{X}_1) = (A)(X_1) + (B)(U) \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J_t} (\Gamma_e - \Gamma_r - k_f \Omega) \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Où les paramètres  $A$ ,  $B$  et  $U$  sont donnés par :

$$(A) = \begin{pmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) & \omega_c & \frac{(1-\sigma)}{T_r M \sigma} & \frac{(1-\sigma)}{M \sigma} \omega \\ -\omega_c & \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) & -\frac{(1-\sigma)}{M \sigma} \omega & \frac{(1-\sigma)}{T_r M \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_g \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_g & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix}, (B) = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$(U) = \begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{pmatrix}$$

Le vecteur  $X_1$  est donné par :

$$(X_1) = (I_{ds} \quad I_{qs} \quad \varphi_{ds} \quad \varphi_{qs})^t$$

En plus de l'équation mécanique (I.16):

$$J_t \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_r - k_f \Omega$$

Le couple électromagnétique  $\Gamma_e$  est donné par (I.15) :

$$\Gamma_e = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds})$$

Le vecteur qui donne le couple résistant  $\Gamma_r$  est considéré, on le note  $Z$ .

Donc, le système s'écrit :

$$\begin{cases} (\dot{X}) = (A)(X) + (B)(U) + (Z) \\ (Y) = (C)(X) + (D)(U) \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

### 2.7.3. Représentation d'état dans le repère lié au stator :

Dont le but de simuler le démarrage de la machine, on fait une représentation du modèle dans le repère lié au stator, c'est-à-dire le repère  $(\alpha, \beta)$ .

La représentation d'état dans ce repère est donnée par le système (I.20) suivant :

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{\varphi}_{dr} \\ \dot{\varphi}_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{(1-\sigma)}{T_r M\sigma} & \frac{(1-\sigma)}{M\sigma}\omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & \frac{(1-\sigma)}{M\sigma}\omega & \frac{(1-\sigma)}{T_r M\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{pmatrix} \quad (\text{I.20})$$

La matrice de transmission est nulle et la matrice de sortie est donnée par :

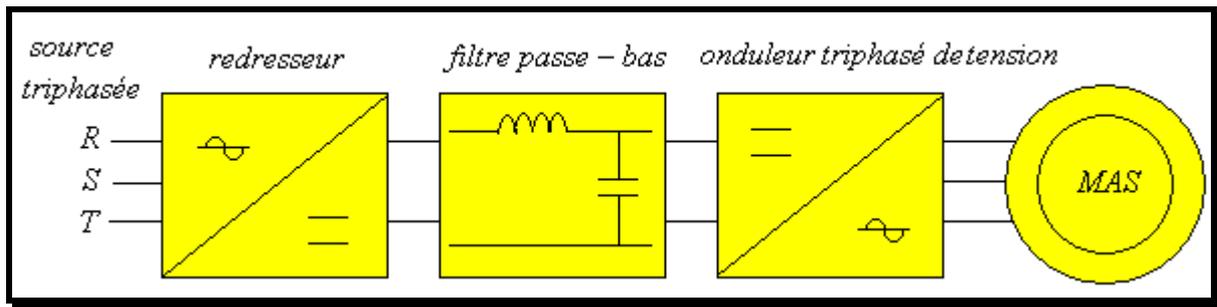
$$(C) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Cette matrice donne le vecteur de sortie  $Y$ .

## 3. Modélisation de l'alimentation :

Les machines asynchrones sont généralement conçues pour fonctionner à fréquence fixe qui est celle du réseau électrique, pour les faire tourner à vitesses variables, elles doivent être alimentées en fréquence variable.

L'alimentation en fréquence variable se fait à l'aide des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est donné par *fig.I.5*. Le convertisseur est composé d'une cascade : redresseur, filtre passe bas et onduleur.



**Fig.I.5 : Schéma de principe de l'association convertisseur-machine.**

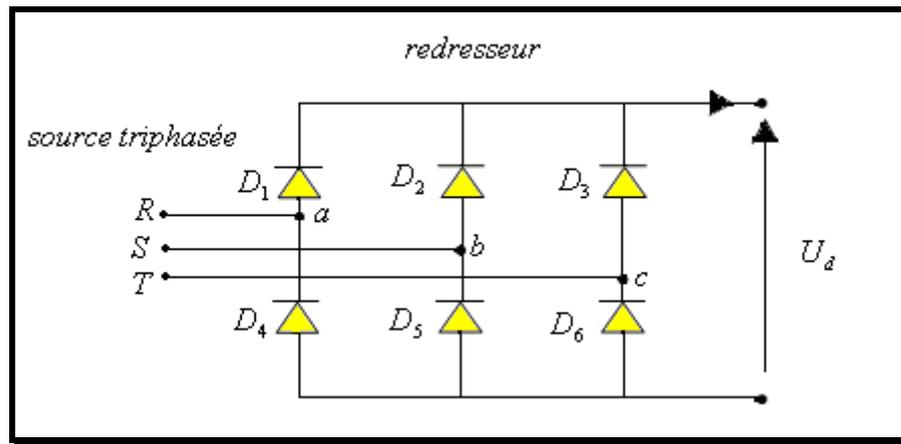
Les caractéristiques exigées de l'association convertisseur-machine dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble [TAM06], pour assurer :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.

### 3.1. Modélisation du redresseur :

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [SEG84].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes. Le schéma de principe est représenté en *fig.I.6*. L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.



**Fig.I.6 : Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes.**

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes [SEG84]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} U_a = V_m \sin(\omega t) \\ U_b = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ U_c = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

La tension à la sortie de redresseur est donnée par:

$$U_d = \max[U_a, U_b, U_c] - \min[U_a, U_b, U_c] \quad (\text{I.22})$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (\text{I.23})$$

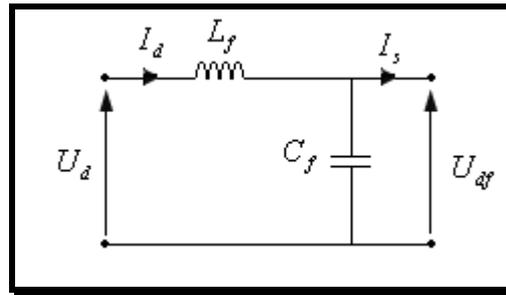
Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$k\% = \frac{U_{d \max} - U_{d \min}}{2\bar{U}_d} = 7\% \quad (\text{I.24})$$

Ce facteur caractérise la qualité de la tension redressée, plus ce facteur est petit plus la tension redressée est moins ondulée.

### 3.2. Modélisation du filtre :

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre passe-bas [SEG84], il existe plusieurs choix, mais, le schéma le plus simple est donné en *fig.I.7*, [TAM06].



**Fig.I.7 : Représentation du filtre passe-bas.**

Ce filtre est modélisé par le système d'équations suivant [SEG84] :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_{df} \\ \frac{dU_{df}}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

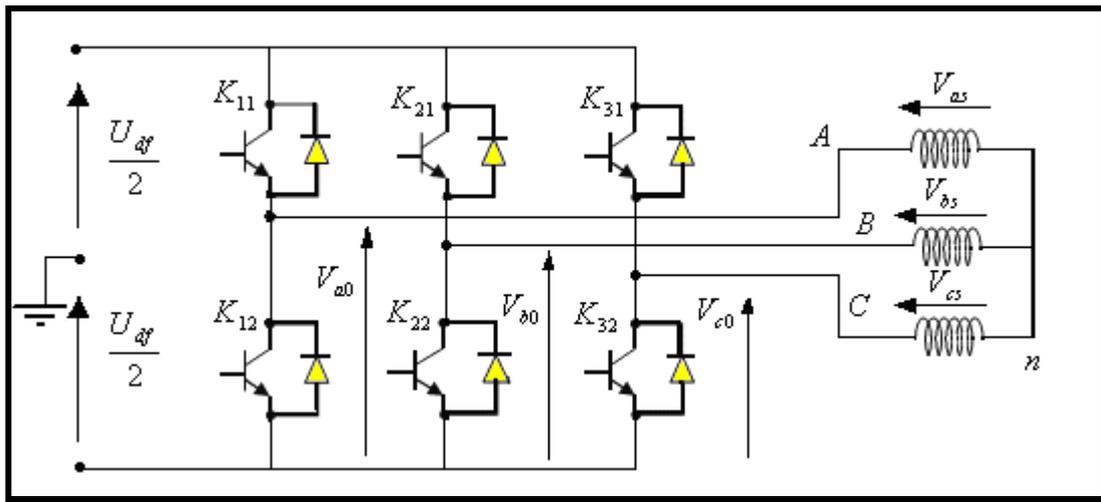
La fréquence de coupure de ce filtre est [SEG] :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{I.26})$$

### 3.3. Modélisation de l'onduleur :

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables [SEG89]. Il joue un rôle très important dans la commande des machines, particulièrement la machine asynchrone. La figure *fig.I.8* illustre le schéma structurel d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le stator d'une machine asynchrone.

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor et une diode de récupération montés en tête-bêche (fig.I.8). Les couples d'interrupteurs  $(k_{11}, k_{12}), (k_{21}, k_{22}), (k_{31}, k_{32})$  sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [SEG89], [TAM06].



**Fig.I.8 : Représentation de l'onduleur à deux niveaux alimentant une machine asynchrone.**

### 3.3.1. Les tensions dans les phases de la MAS :

Pour simplifier l'étude, on suppose que la commutation des interrupteurs est instantanée et on néglige les chutes de tension aux bornes des interrupteurs.

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{BC} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{CA} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.27)$$

$V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport à la référence 'o'.

Les tensions des phases sont données par :

$$\begin{cases} V_{as} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bs} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cs} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

$V_{no}$  : est la tension de neutre de la charge par rapport au point 'o'.

On a :  $V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0$

Donc on tire :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.29})$$

En remplaçant (I.28) dans (I.27) on obtient :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bs} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cs} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{2}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

La forme matricielle :

$$(V)_s = (T) \cdot (V)_0 \quad (\text{I.31})$$

Avec :

$$(T) = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix}, (V)_s = \begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix} \text{ et } (V)_0 = \begin{pmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{pmatrix} = \frac{U_{df}}{2} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix}$$

Où  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$  représentent respectivement les états logiques des interrupteurs  $k11$ ,  $k21$  et  $k31$ .

### 3.3.2. Commande en courant de l'onduleur de tension :

Un onduleur de tension ayant un contrôleur de courant, fourni une dynamique élevée pour la commande de la machine à courant alternatif. Parce que le courant se relie directement

au développement du couple et du flux de la machine [TAM06], [DAI]. Cependant, la structure de la commande comporte des boucles internes de courant et les performances du système d'entraînement dépendent en grande partie de la stratégie de contrôle du courant utilisée.

Le contrôleur de courant doit satisfaire des nécessités, en particulier, contrôle instantané de forme d'onde du courant et haut exactitude de poursuite [DAI]. Parmi plusieurs stratégies de contrôle de courant, on choisit la commande par hystérésis.

### 3.3.3. La technique de commande par hystérésis :

La commande par hystérésis ou en fourchette de courant est une technique très simple à implanter, elle s'intéresse directement au contrôle du courant. Le schéma représenté en *fig.I.9* donne le principe de cette commande en monophasé : si le courant mesuré  $i$  est inférieur à la référence  $i_{ref}$  augmenté d'une fourchette :  $\delta$ . La tension de sortie est forcée à sa valeur maximale pour que le courant croisse le plus vite possible. S'il est supérieur à cette même référence diminuée de la fourchette, alors la tension de sortie est forcée à sa valeur minimale pour que le courant décroisse le plus vite possible [MIR], [TAM06], [DAI].

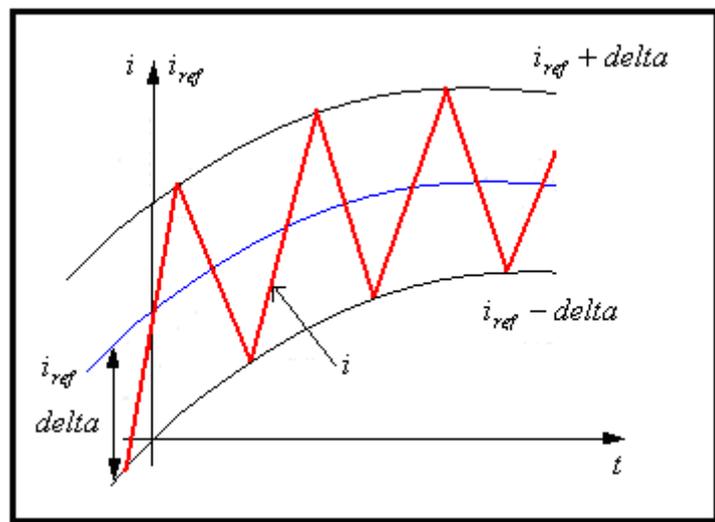
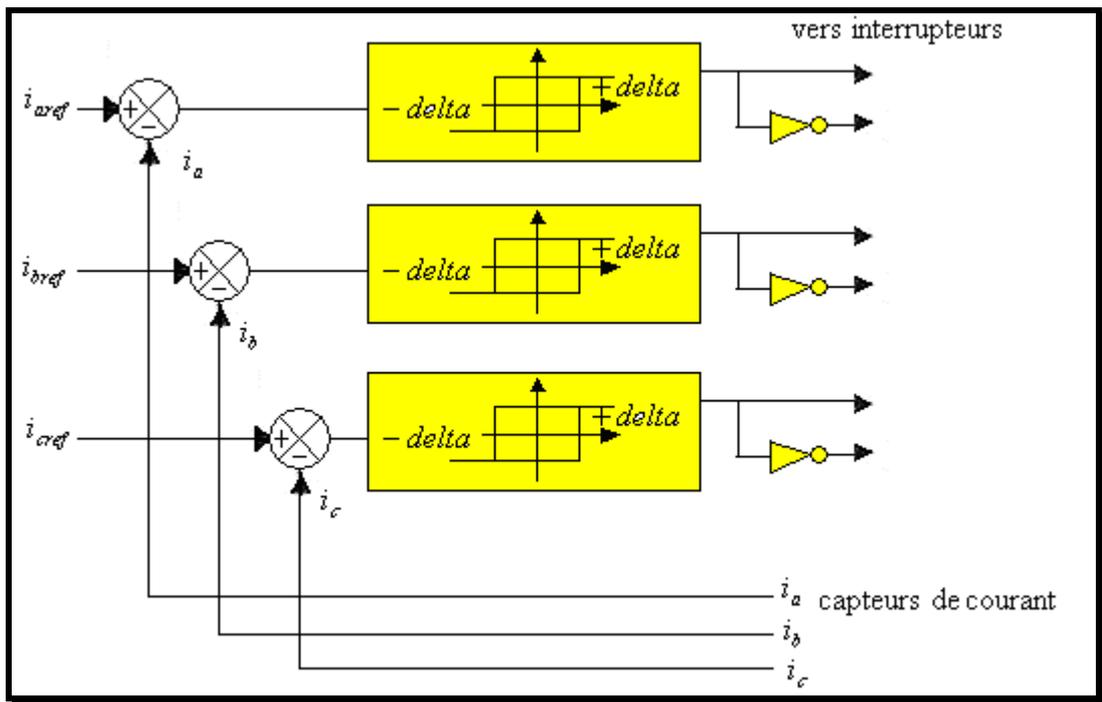


Fig.I.9 : Signaux dans une commande par hystérésis.

Traditionnellement le régulateur est réalisé en utilisant des techniques analogiques. Les valeurs des courants sont mesurées directement à partir de trois capteurs de courant (au minimum deux) [WAN04].

En triphasé, la même procédure qu'en monophasé est suivie. La figure *fig.I.10* donne le schéma fonctionnel de la commande par hystérésis en triphasé.



**Fig.I.10 : Schéma fonctionnel de la commande par hystérésis triphasée.**

Le contrôle de courant par hystérésis est la technique la plus utilisée dans les systèmes d'entraînement à haute vitesse, à cause de la simplicité de sa mise en oeuvre, sa robustesse, l'exactitude en poursuite du courant de référence et une dynamique extrêmement bonne. Cependant, ce contrôleur a les inconvénients suivants [CHE] :

- La fréquence de commutation dépend en grande partie des paramètres de la machine. Elle n'est pas connue et par conséquent les harmoniques de la tension deviennent aléatoires.

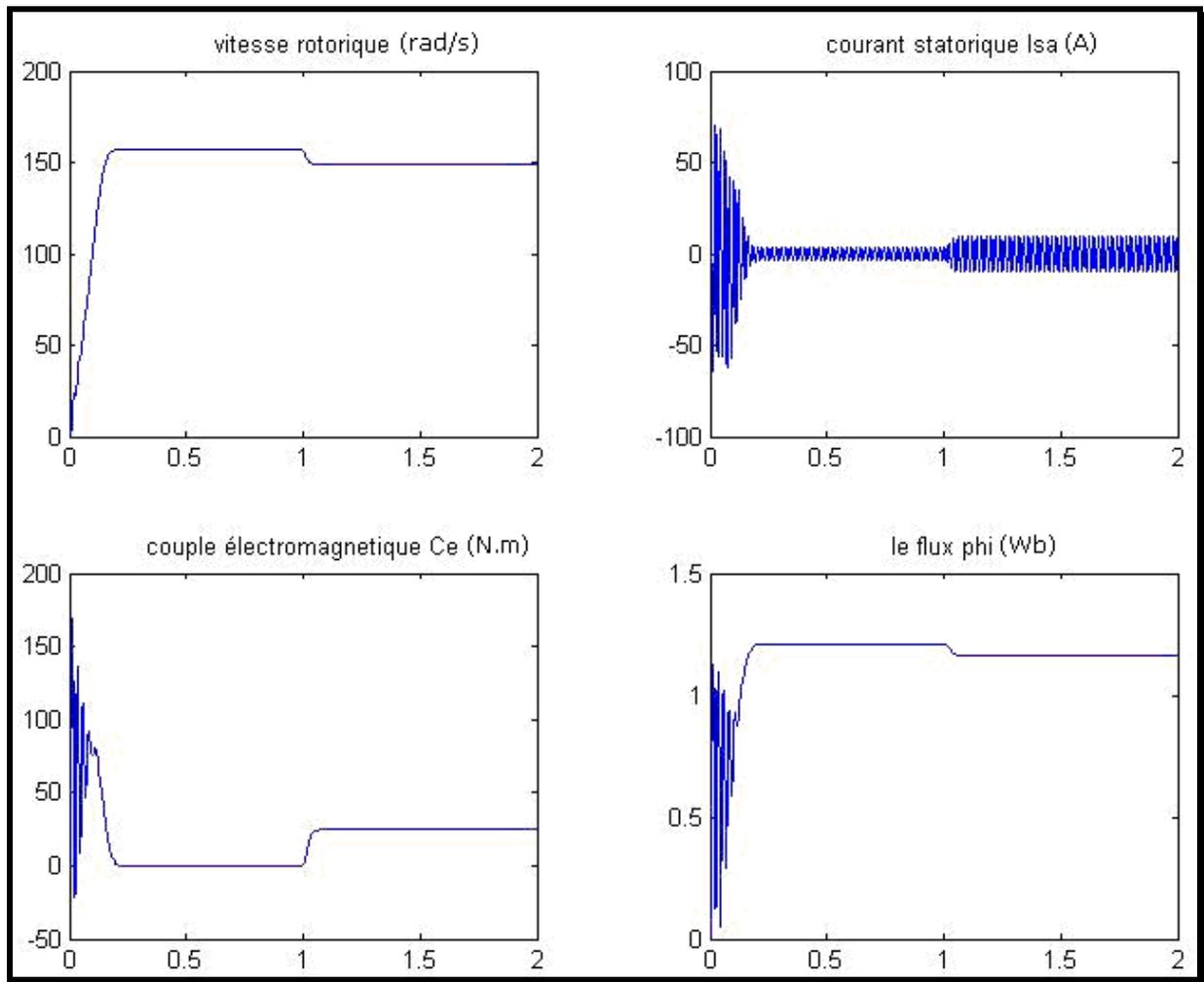
- Dans un contrôleur de courant par hystérésis le courant instantané est maintenu dans une bande de tolérance, mais dans le système à neutre isolé comme le cas des entraînements réglés, la somme des courants de phase est nulle, ce qui signifie qu'à tout instant seul deux courants de phase peuvent être commandés indépendamment, et par conséquent un des trois régulateurs est redondant à un instant donné.

## **4. Résultats de simulation :**

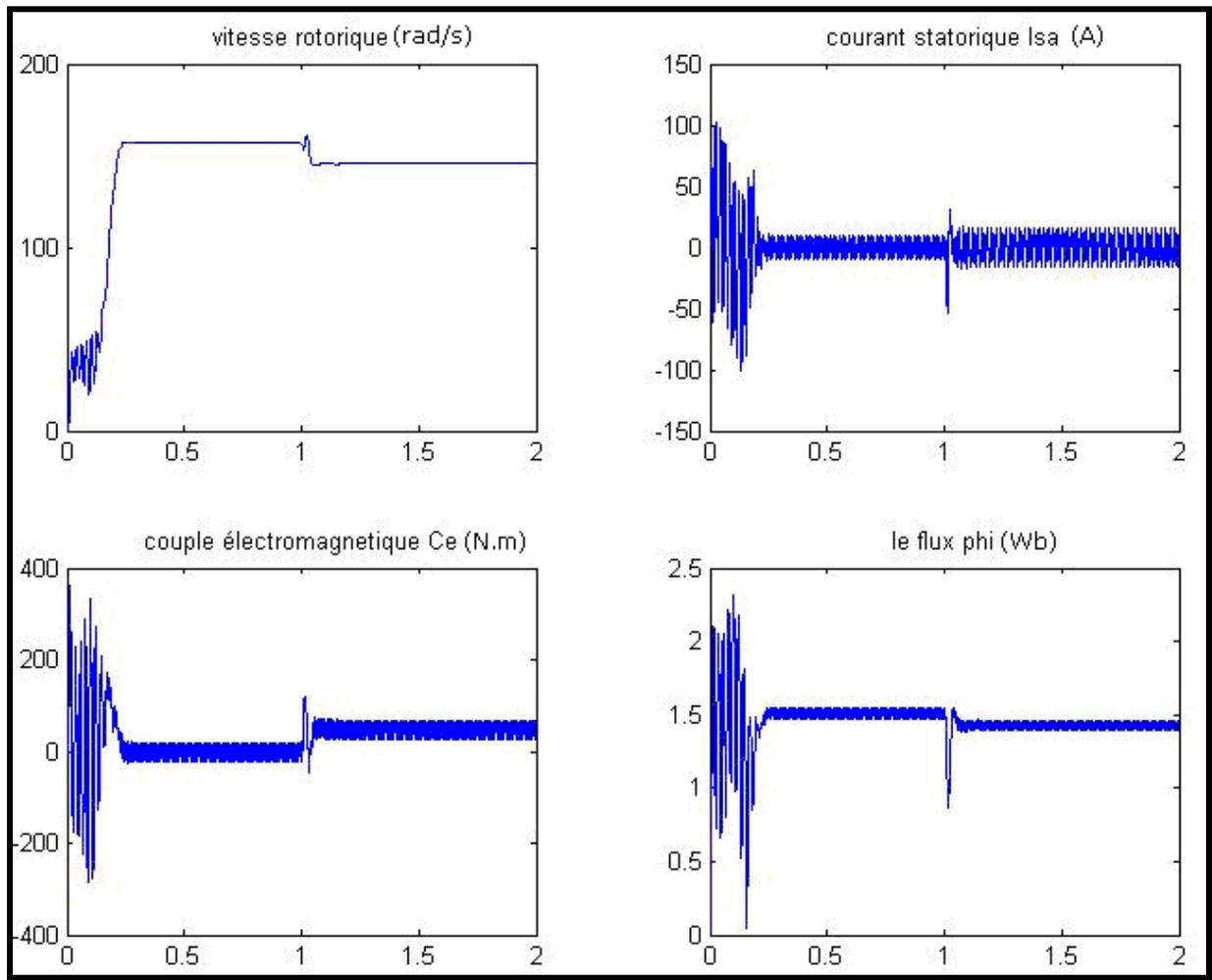
### **4.1. Simulation de la machine asynchrone :**

Nous avons simulé le démarrage de la machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré 220/380V de fréquence  $f = 50\text{Hz}$ , chaque phase est alimentée par 220V. Ensuite, par un onduleur à hystérésis. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe A ; les simulations sont effectués sur MATLAB.

Les résultats de simulation sont donnés en *fig.I.11* et *fig.I.12*, la première donne le démarrage en alimentant la machine par le réseau triphasé et la deuxième par l'onduleur de tension alimenté en courant. Après une seconde de démarrage, on insert un couple résistant de valeur nominale 25 N.m.



**Fig.I.11 : Machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré. Démarrage à vide et insertion du couple nominal à partir de la première seconde.**



**Fig.I.12 : Machine asynchrone alimentée par l'onduleur à hystérésis, démarrage à vide et insertion du couple nominal à partir de 1 seconde.**

#### 4.2. Interprétation des résultats :

Les courbes représentent les résultats de simulation de démarrage de la machine asynchrone à vide, alimentée par le réseau triphasé en *fig.I.11* et par un onduleur à hystérésis en *fig.I.12* et l'insertion d'un couple résistant de valeur nominale  $C_r = 25 N.m$ . Les courbes montrent que le régime transitoire de la machine est de 0.2 sec.

En régime transitoire, l'alimentation par le réseau montre un fort appel de courant de l'ordre de 75 A, qui représente cinq fois le courant nominale de la machine, un couple électromagnétique élevé au démarrage qui s'annule en régime permanent. La vitesse augmente rapidement pour se stabiliser à 1500 *tr/mn* en régime permanent.

En alimentation par onduleur, on trouve des résultats similaires que pour la machine alimentée par le réseau triphasé équilibré. Le courant au démarrage est fort, il atteint presque sept fois le courant nominale, le couple électromagnétique aussi, c'est à cause de présence de l'onduleur à hystérésis.

Après le régime transitoire, la machine fonctionne à vide, le courant est de l'ordre de huit Ampères, c'est ce qu'on obtient aussi en alimentant la machine par l'onduleur. La vitesse est presque 1500 *tr/mn* et le couple électromagnétique est nul.

L'insertion du couple résistant nominal fait augmenter le courant à sa valeur nominale, la vitesse diminue à sa valeur nominale pour assurer le glissement nominal. Le couple électromagnétique augmente bien sûre à 25 *N.m*. on remarque aussi un petit régime transitoire qui suit l'insertion du couple résistant surtout dans la cas de l'alimentation par onduleur. Le flux rotorique diminue aussi, c'est l'effet du couplage naturel de la machine asynchrone entre le couple et le flux.

On remarque une ondulation du couple électromagnétique et du flux autour de la valeur de fonctionnement, cette ondulation est toujours à cause de la présence de l'alimentation qui à un effet sur la machine, elle crée des harmoniques d'ordre supérieure.

## **5. Conclusion :**

Dans ce chapitre, on a étudié le modèle de Park faisant aboutir à un système plus simple de la machine asynchrone ainsi que le modèle de son alimentation. L'alimentation se fait par une cascade redresseur-filtre-onduleur, l'onduleur est de tension commandé en courant par la technique d'hystérésis.

Les simulations montrent la validité de notre modèle (machine + alimentation), en alimentant la machine, on retrouve les valeurs nominales du couple électromagnétique, du courant et du flux rotorique après un régime transitoire.

Dans cette partie, la machine fonctionne dans son régime nominal, pour pouvoir contrôler la machine dans son fonctionnement dynamique, nous allons l'appliquer une commande vectorielle, qui fera l'objet du prochain chapitre.

**CHAPITRE II**

***COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE DE LA  
MACHINE ASYNCHRONE***

## 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 [BAG99].

Plusieurs méthodes de commande de la machine asynchrone ont été proposées, on cite à titre d'exemple, la commande scalaire, appelée commande à  $V / f = \text{constant}$ . Cette technique consiste à garder le rapport entre la tension et la fréquence d'alimentation constant, le problème posé par ce type de commande est lorsque la vitesse est basse, il est impossible de maintenir le couple constant. Il existe d'autres méthodes mais elles sont tous limitées [BAG99].

En 1972, Blaschke a proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du flux, ce travail a permis de rendre le modèle de la machine 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 [TAM06], [MAH07].

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 d'hystérésis, en utilisant des régulateurs classiques de type PI.

## 2. Principe de la commande à flux rotorique orienté :

Les principales variables de commande de la machine asynchrone dans la méthode scalaire sont la tension et la fréquence. On trouve que le flux et le couple sont tous les deux fonctions de la fréquence et de l'amplitude de la tension. La réponse de la machine est lente à cause de l'effet de ce couplage [BOS86].

Pour vaincre les limitations de la commande scalaire, on applique la commande vectorielle, où le moteur asynchrone est assimilé à un moteur à courant continu à excitation séparée [BOS86], [TAM06].

Le couple de la machine à courant continu à excitation séparée est donné par un produit simple de courant de l'induit et de l'inducteur et un facteur  $K_t'$ , (fig.II.1) :

$$\Gamma_e = K_t' I_a I_f \quad (\text{II.1})$$

Les variables de commande de la machine  $I_a$  et  $I_f$  sont orthogonales. Pour commander la machine, le courant  $I_f$  est maintenu à une valeur de référence, qui donne la valeur du flux. Le couple est changé par le courant  $I_a$ . Donc, des simples régulateurs PI assurent la régulation de vitesse, du couple et du flux [BOS86].

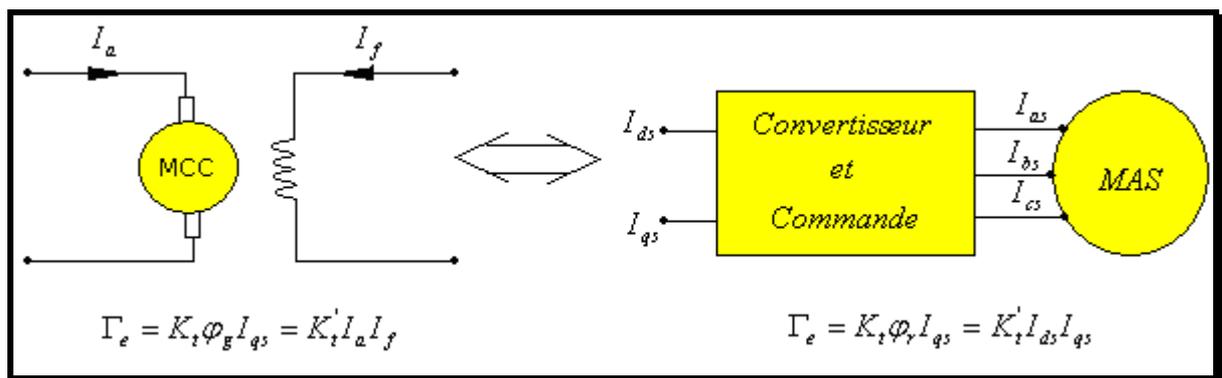
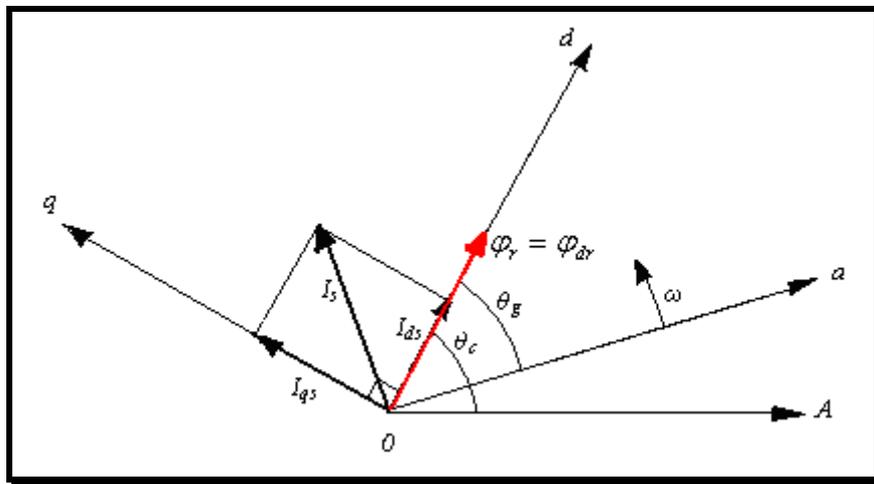


Fig.II.1 : Analogie de la MAS avec la MCC dans la commande vectorielle.

L'objectif de la commande vectorielle est d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu, comme le montre la figure *fig.II.1*, pour simplifier sa commande [TAM06], [BOS86], [BUS01].

Pour cela, on choisit d'orienter le flux rotorique de telle sorte à annuler sa composante en quadrature, qui revient à éliminer le deuxième produit de la quatrième expression du système (I.15). C'est-à-dire de choisir un angle de Park convenable pour porter le flux rotorique sur l'axe  $d$  et donc annuler  $\varphi_{qr}$ , [BAG99], [TAM06], [BUS01], le principe est donné en *fig.II.2*.



**Fig.II.2 : Orientation du flux rotorique.**

Il existe dans la littérature deux méthodes : orientation du flux rotorique et orientation du flux statorique [ALR04]. Dans notre travail, nous nous limitons à l'orientation du flux rotorique, car, elle est la plus utilisée, elle élimine l'influence de réactances de fuite rotorique et statorique et donne de meilleurs résultats [ALR04].

Le flux rotorique est alors :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

et l'expression du couple se transforme :

$$\Gamma_e = p \frac{M}{L_r} \phi_r I_{qs} \quad (\text{II.3})$$

En tenant compte du choix de référentiel, c'est-à-dire, référentiel lié au champ tournant, puis en choisissant d'orienter le flux rotorique, le modèle d'état du système (I.18) nous donne :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} I_{ds} \quad (\text{II.4})$$

On remarque d'après les équations (II.3) et (II.4) que le couple électromagnétique est déterminé directement à partir de la composante  $I_{qs}$  du courant statorique en choisissant de maintenir le flux rotorique constant, alors que le flux rotorique est déterminé à partir de la composante  $I_{ds}$  du courant. Donc, on a bien découplé le courant statorique en deux composantes, la première correspondante au flux et la deuxième au couple, ainsi le modèle semblera au modèle de la machine à courant continu.

### 3. La commande vectorielle directe :

#### 3.1. Principe de la commande vectorielle directe :

Contrairement à la méthode indirecte où l'angle de Park est mesuré à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à partir de la vitesse de rotation et la pulsation rotorique [BAG99], cet angle est calculé directement à partir des grandeurs mesurées ou estimées. Il faut donc procéder à des séries de mesures aux bornes du système pour trouver le flux rotorique.

La mesure du flux rotorique peut se faire par l'insertion d'un capteur du flux dans l'entrefer de la machine, ce qui n'est pas souhaitable, car le moteur perd sa robustesse en plus de l'augmentation de son prix.

Afin d'éviter ces problèmes, on estime le flux rotorique à partir des courants statoriques mesurés directement par des capteurs de courant [TAM06]. La pulsation statorique  $\omega_s$  et l'angle  $\theta_s$  de transformation sont aussi estimés.

### 3.2. Modèle de la MAS avec orientation du flux rotorique :

Le modèle de la machine dans le repère lié au champ tournant est donné par le système d'équations (à partir de I.19) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1}{T_r M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \phi_{dr} + \frac{1}{M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} + \left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right)I_{qs} - \frac{1}{M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \phi_{dr} + \frac{1}{T_r M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + \omega_g \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - \omega_g \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II.5})$$

Si on oriente le flux rotorique pour éliminer sa composante en quadrature (section II.2), le système (II.5) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 R_r\right) I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} - \frac{M R_r}{L_r^2} \phi_r \\ V_{qs} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 R_r\right) I_{qs} + \sigma L_s \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_r^2} \omega \phi_r \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M I_{ds} \\ \frac{M}{T_r} I_{qs} = \omega_g \phi_r \end{array} \right. \quad (\text{II.6})$$

en plus de l'équation (II.3) qui donne le couple électromagnétique :

$$\Gamma_e = p \frac{M}{L_r} \phi_r I_{qs} \quad (\text{II.7})$$

Ses équations suffiront pour faire des estimateurs du flux et de la pulsation statorique en plus des régulateurs que nous allons développer par la suite.

### 3.3. Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté :

Comme nous l'avons déjà expliquée (section II.3.1.), on utilise trois estimateurs pour estimer le flux rotorique, la pulsation statorique et l'angle de transformation à partir de la pulsation statorique.

L'équation (II.4) permet d'estimer le flux  $\hat{\varphi}_r$  :

$$\hat{\varphi}_r = \frac{M}{1 + ST_s} I_{ds} \quad (\text{II.8})$$

La quatrième équation du système (II.6) permet d'estimer la pulsation statorique  $\omega_s$  puis  $\theta_s$ .

Le flux est nul au démarrage, alors on ajoute 0.001 au dénominateur, [BUS01], pour ne pas avoir une valeur indéterminée :

$$\hat{\omega}_s = S\Omega + \frac{M}{T_r \hat{\varphi}_r + 0.001} I_{qs} \quad (\text{II.9})$$

$$\hat{\theta}_s = \frac{1}{S} \hat{\omega}_s \quad (\text{II.10})$$

Le symbole S est l'opérateur de Laplace.

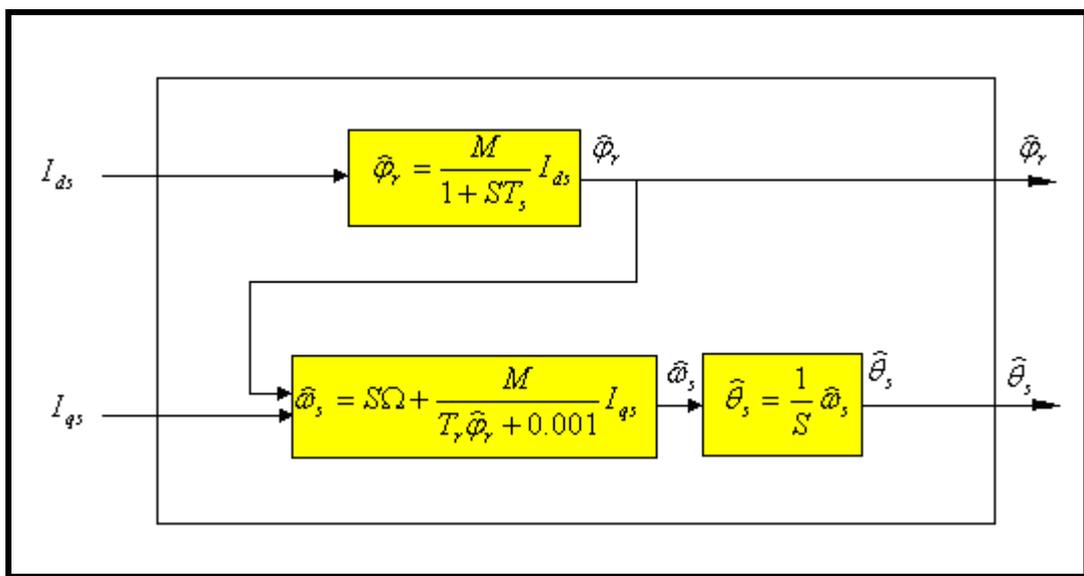
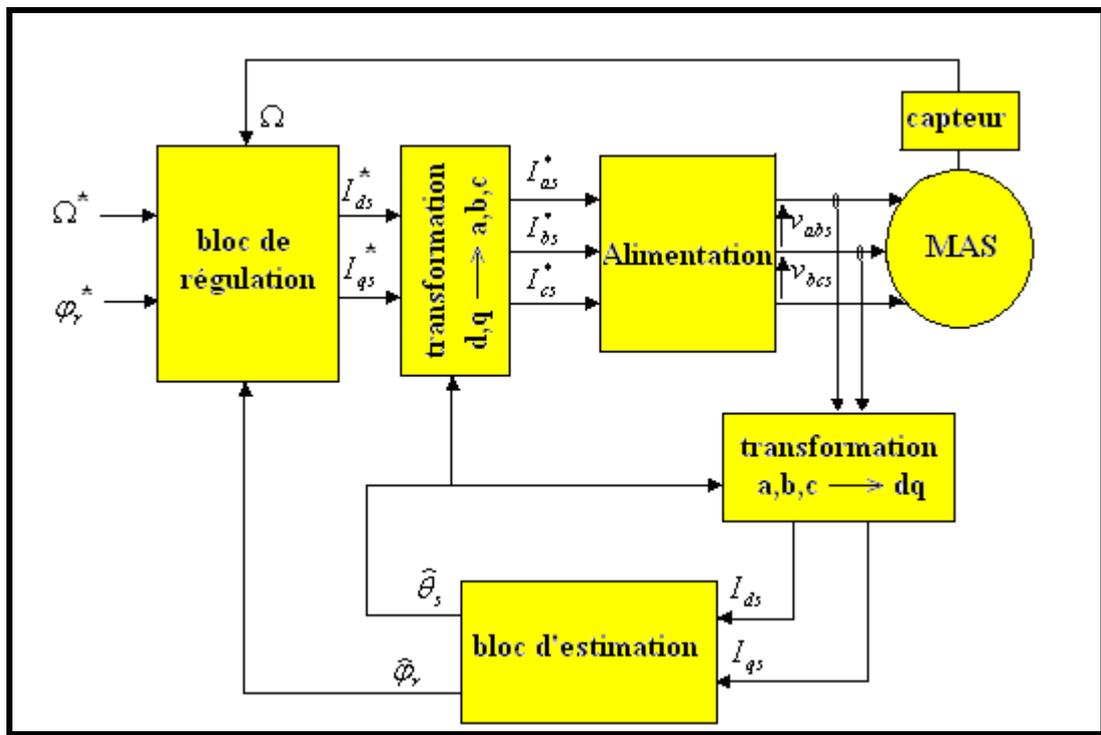


Fig.II.3 : Représentation du bloc d'estimateurs.

### 3.4. Schéma général de la commande :

Les expressions (II.6) et (II.7) peuvent être exploitées directement pour réaliser la commande vectorielle directe de la machine, cette commande est représentée par le schéma général de *fig.II.4* :



**Fig.II.4 : Schéma général de la commande vectorielle directe à flux rotorique de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension à hystérésis.**

Pour réaliser cette commande, on a besoin d'un bloc d'estimation dont les composantes sont définies précédemment (fig.II.3), d'un bloc de régulation, des capteurs de courant et un capteur de vitesse.

Les capteurs de courants utilisés sont des capteurs à effet hall dont le nombre est deux. La troisième valeur de courant est donnée par une somme des courants nulle. La vitesse de rotation est mesurée directement par un capteur (tachymètre ou décodeur incrémental) monté

sur l'arbre du moteur. Nous réglons la vitesse de rotation et le flux rotorique de la machine. Le schéma définissant le bloc de régulation que nous avons utilisé est donné en fig.II.5.

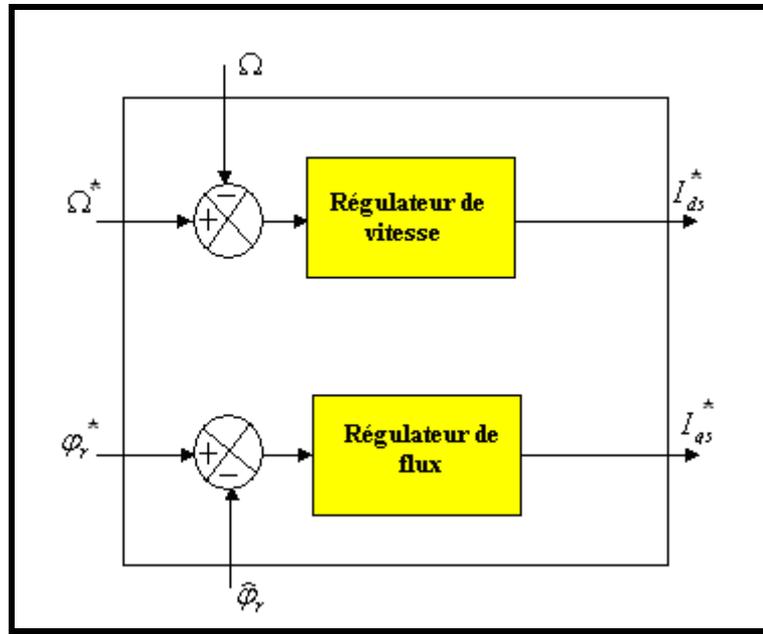


Fig.II.5 : Bloc de régulateurs.

## 4. Calcul des régulateurs :

### 4.1. Régulateur de vitesse :

Le régulateur de vitesse se calcule à partir de l'équation mécanique de la machine (I.16), il a en entrée la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée et en sortie le courant de référence  $I_{ds}^*$ , qui est l'image du couple électromagnétique. La fonction de transfert de la vitesse est donnée par :

$$FT_{\Omega} = \frac{1}{k_f + J_r S} \quad (\text{II.11})$$

Le régulateur qu'on utilise est donc de type PI dont le schéma de régulation est donné en fig.II.6 :

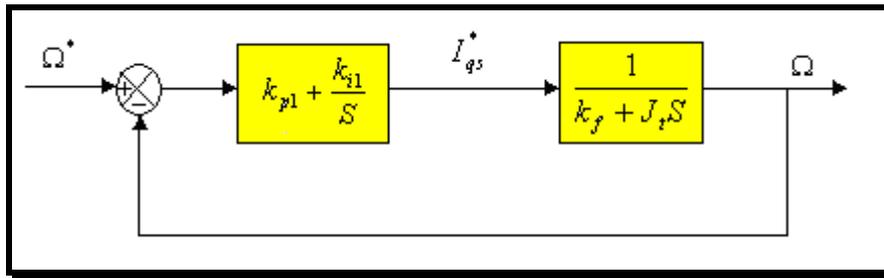


Fig.II.6 : Schéma de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée est alors :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{(k_{p1} + \frac{k_{i1}}{S})(\frac{1}{k_f + J_t S})}{1 + (k_{p1} + \frac{k_{i1}}{S})(\frac{1}{k_f + J_t S})} = \frac{1 + \frac{k_{p1}}{k_{i1}} S}{1 + (\frac{k_{p1}}{k_{i1}} + \frac{k_f}{k_{i1}})S + (\frac{J_t}{k_{i1}})S^2} \quad (\text{II.12})$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse est une fonction du second ordre de dénominateur de la forme  $\left(1 + \frac{2\zeta}{\omega_0} S + \frac{1}{\omega_0^2} S^2\right)$ , par identification on trouve :

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{J_t}{k_{i1}} \\ \frac{2\zeta}{\omega_0} = \frac{k_{p1}}{k_{i1}} + \frac{k_f}{k_{i1}} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

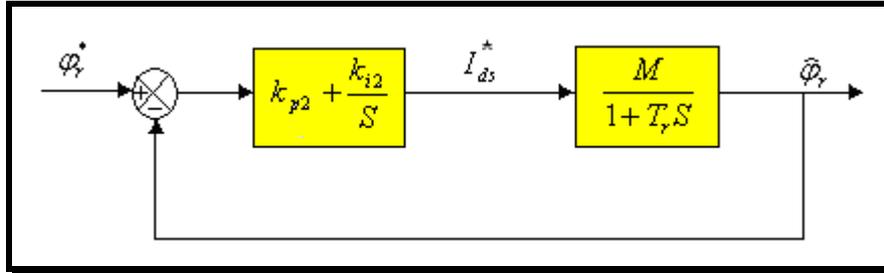
Pour un amortissement critique on donne  $\zeta = 1$ , le calcul numérique est donné en annexe B.

#### 4.2. Régulateur de flux :

A partir de l'équation 3 du système (II.6) on trouve la fonction de transfert du flux rotorique :

$$FT_{\phi_r} = \frac{M}{1 + T_r S} \quad (\text{II.14})$$

Donc on utilise un régulateur de type PI, qui a en entrée la différence entre le flux de référence et le flux estimé et en sortie la référence du courant  $I_{ds}^*$ . Le régulateur est schématisé en fig.II.7 :



**Fig.II.7 : Régulation du flux rotorique.**

On compense le pôle  $(1 + T_r S)$  par  $(k_{i2} + S k_{p2})$ , donc :

$$S + \frac{1}{T_r} = S + \frac{k_{i2}}{k_{p2}} \quad (\text{II.15})$$

et on tire :

$$T_r = \frac{k_{p2}}{k_{i2}} \quad (\text{II.16})$$

Qui va nous donner une fonction de transfert du flux rotorique en boucle fermée :

$$FTBF_{\varphi_r} = \frac{\hat{\varphi}_r}{\varphi_r^*} = \frac{(k_{p2}/S)(M/T_r)}{1 + (k_{p2}/S)(M/T_r)} = \frac{1}{1 + \frac{T_r}{k_{p2}M} S} \quad (\text{II.17})$$

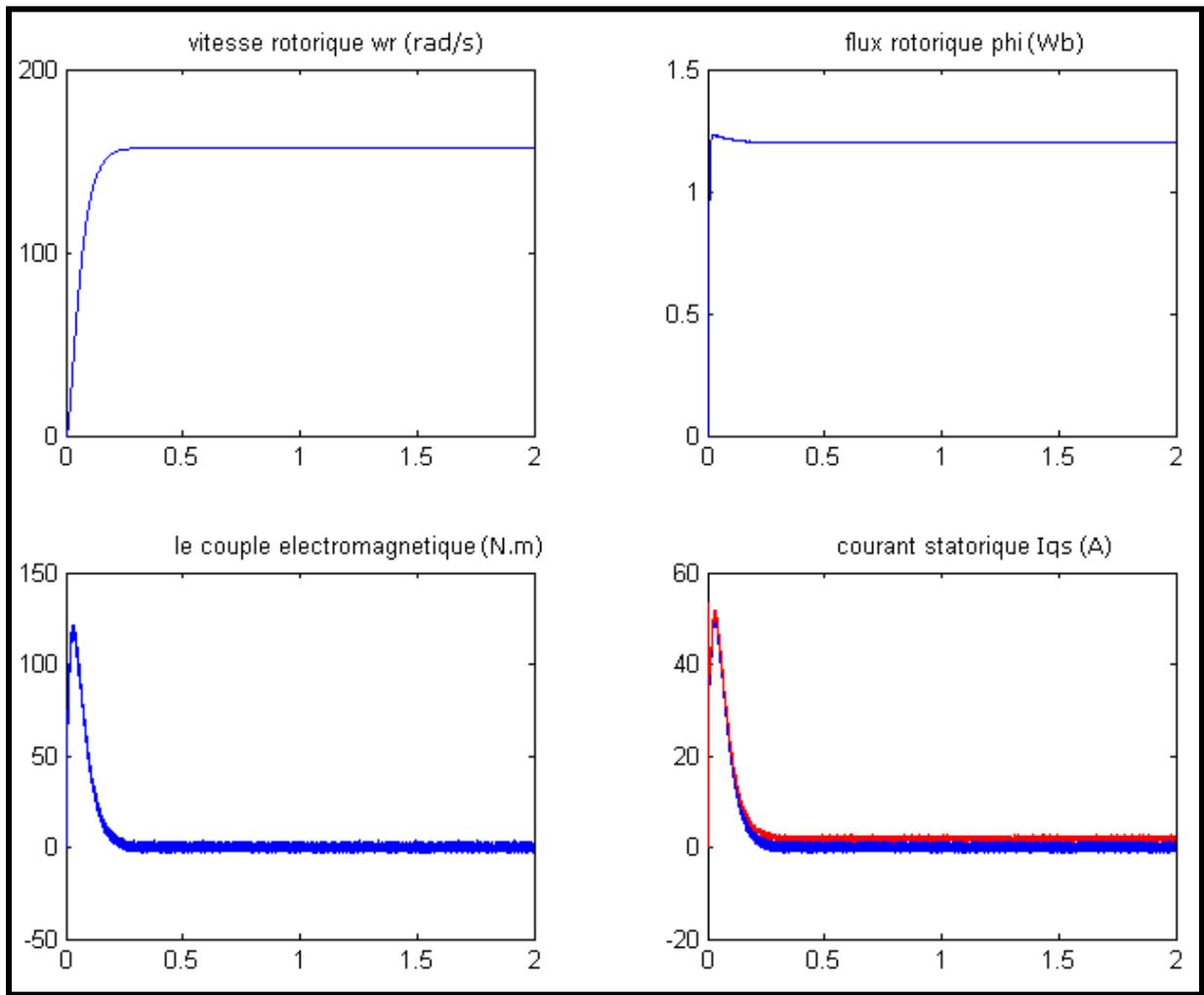
elle est de la forme  $(\frac{1}{1 + \varpi S})$ , le calcul est donné en annexe B.

## 5. Résultats de simulations et interprétations :

Les résultats de simulations que nous donnons sont faits en MATLAB sur la même machine en annexe A. Cette machine est alimentée par un convertisseur se composant d'une cascade redresseur-filtre-onduleur, l'onduleur est de tension à deux niveaux commandé en courant par la technique d'hystérésis, en plus du bloc réalisant la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté. Le flux rotorique et l'angle de transformation  $\theta_s$  sont estimés à partir des courants mesurés par des capteurs. La vitesse de rotation est mesurée par un capteur de vitesse.

### 5.1. Démarrage à vide :

Les résultats de simulation de la machine dans un démarrage à vide sont donnés en *fig.II.8*. Les valeurs de référence sont : une vitesse de 157 *rad/sec* et un flux de 1.2 *Wb*. La courbe dessinée en rouge est le couple estimé et en bleu le couple développé par la machine.

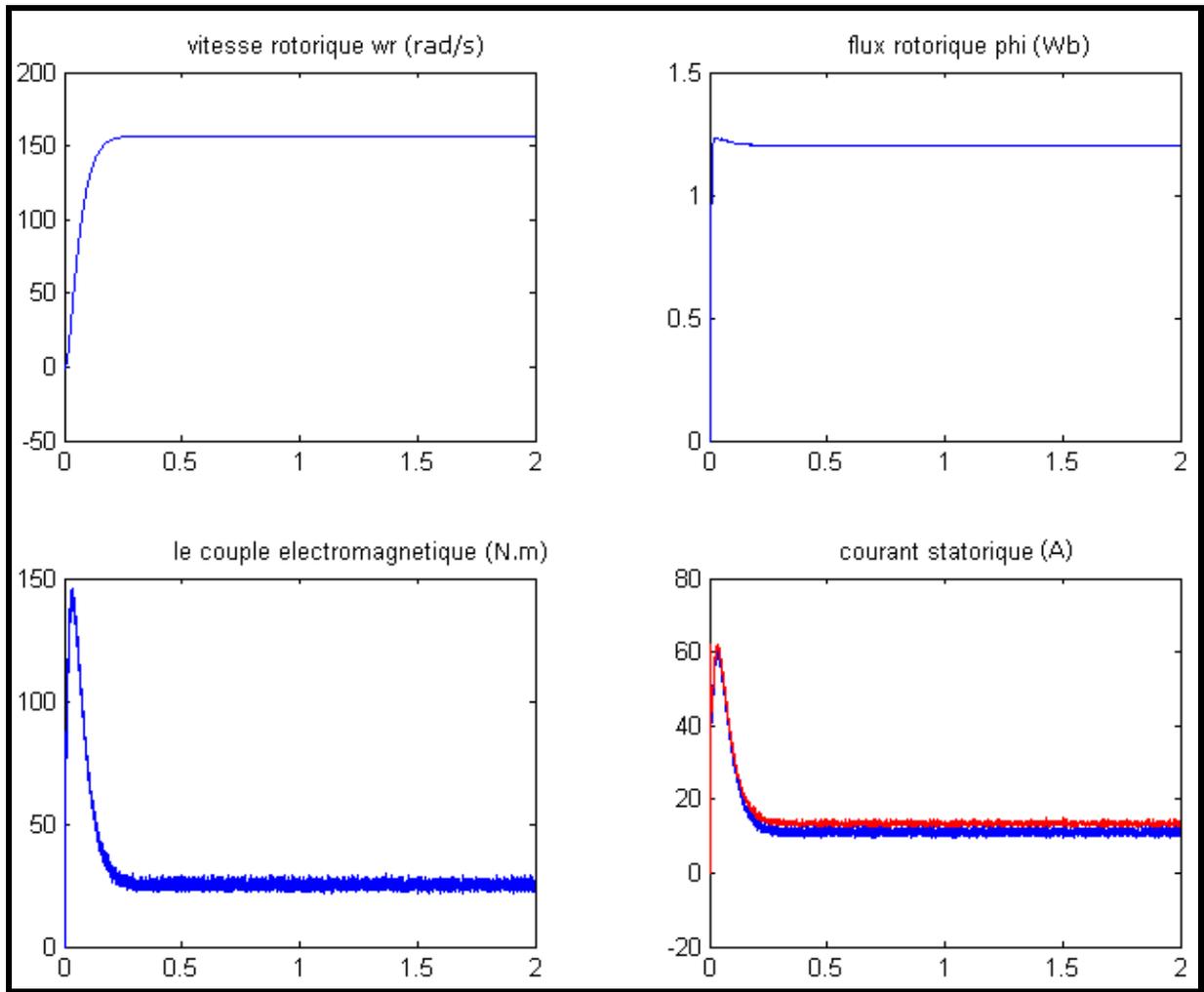


**Fig.II.8 : Simulation du démarrage à vide de la machine.**

Nous remarquons que la vitesse augmente jusqu'à la valeur de consigne choisie ( $157 \text{ rad/mn}$ ) dans le temps qu'on a fixé par le régulateur de vitesse ( $0.2 \text{ s}$ ). Le flux rotorique s'établit à la valeur  $1.2 \text{ Wb}$  après un temps déterminé par le régulateur du flux qui est  $10 \text{ ms}$ , le dépassement n'affecte pas beaucoup le flux rotorique pendant le démarrage, ce dernier est léger. Le courant en quadrature est l'image du couple, ils ont la même forme de variation.

## 5.2. Démarrage en charge :

Maintenant, nous simulons le démarrage de la machine en charge, en introduisant un couple de  $25 \text{ N/m}$ , les résultats sont en *fig.II.9* :

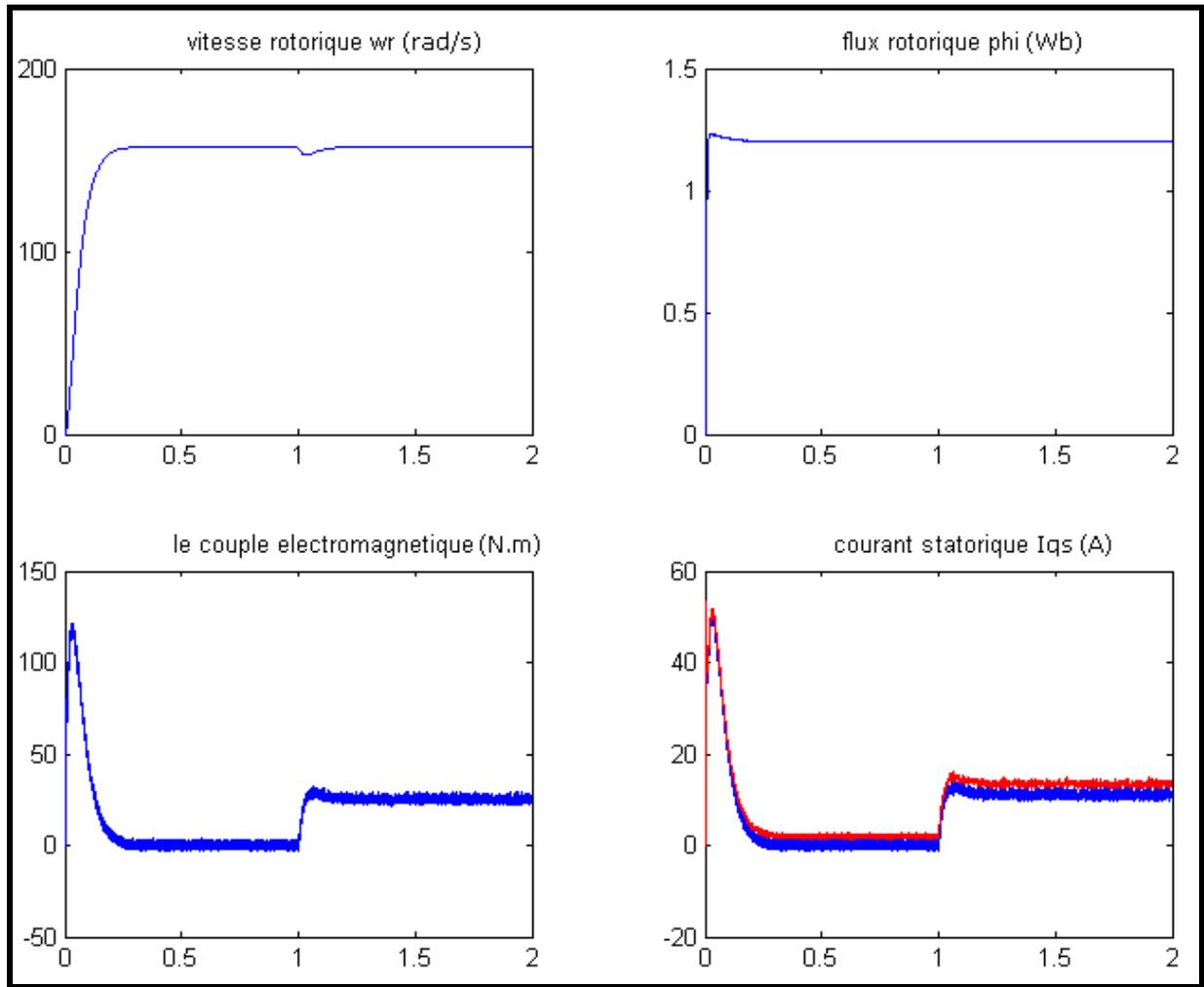


**Fig.II.9 : Simulation du démarrage en charge de la machine.**

Le démarrage en charge n'influe pas le flux, on trouve la même courbe qu'en démarrage à vide, la machine suit sa consigne de vitesse de  $157 \text{ rad/sec}$  dans le même temps déterminé par le régulateur ( $0.2 \text{ s}$ ). La différence est au niveau du courant qui va à sa valeur nominale, le courant représenté sur la figure est le courant  $I_{qs}$ , il va à sa valeur nominale ( $15 \text{ A}$ ) et bien sûr le couple électromagnétique qui est l'image du courant en quadrature.

### 5.3. Démarrage à vide puis introduction du couple nominale :

Après 1 s du démarrage à vide, nous introduisons un couple de charge nominale de 25 N/m. les résultats de simulation sont donnés en *fig.II.10* :



**Fig.II.10 : Démarrage à vide puis introduction du couple nominal.**

L'introduction du couple de 25 N/m après une seconde diminue légèrement la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne après une courte durée par l'effet de régulation. Le couple électromagnétique augmente jusqu'à 25 N/m, le courant aussi augmente à sa valeur nominale. La différence est au niveau du flux qui n'est pas affecté par la variation

du couple, c'est l'effet du découplage (orientation du flux rotorique), alors nous avons bien fait le découplage flux-couple.

#### 5.4. Inversion du sens de rotation :

La référence de la vitesse est de  $157 \text{ rad/s}$ , après une seconde de démarrage on inverse le sens de rotation de la machine et la consigne de vitesse devient  $-100 \text{ rad/sec}$ . Les résultats sont donnés en *fig.II.11*. La machine tourne à vide.

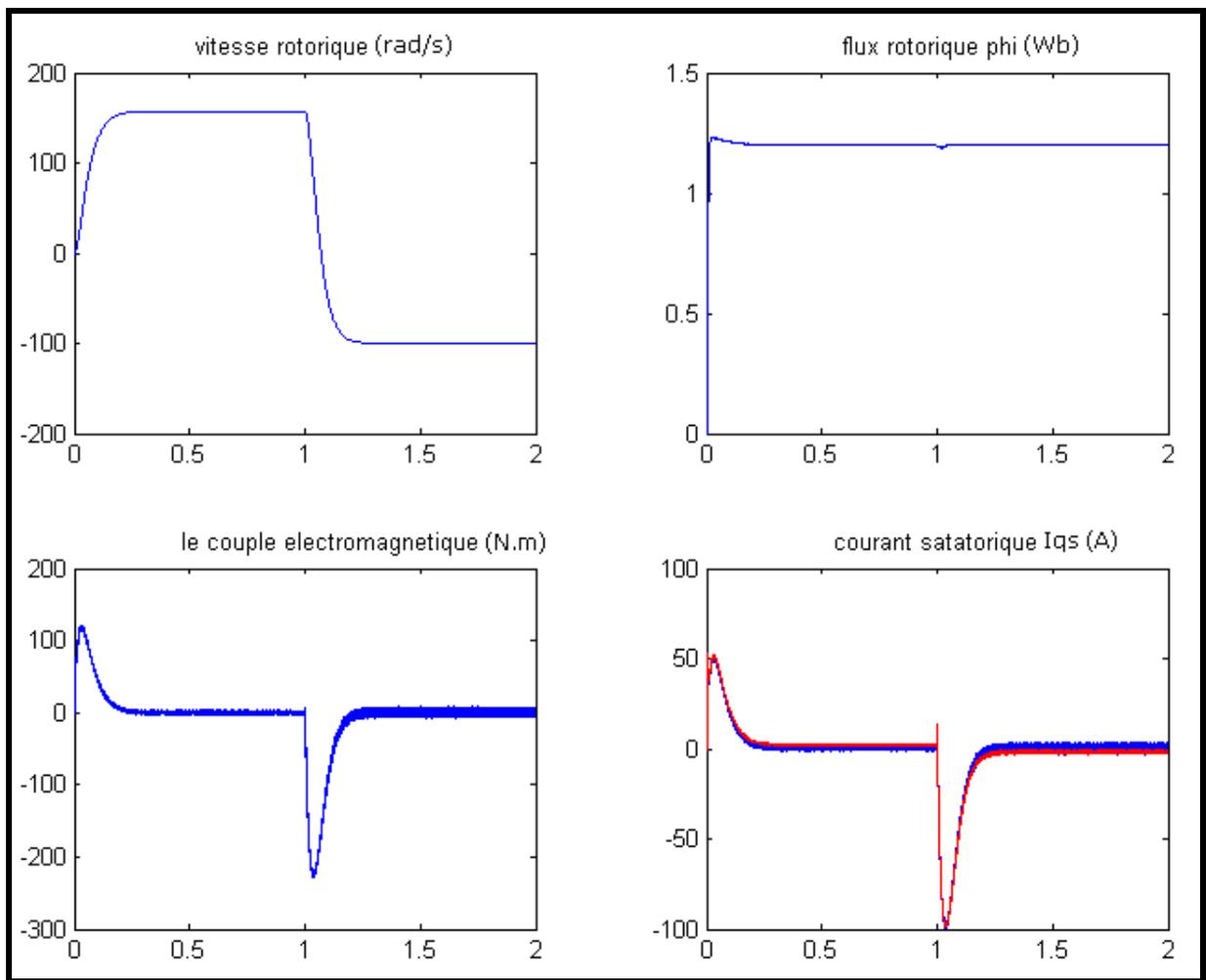
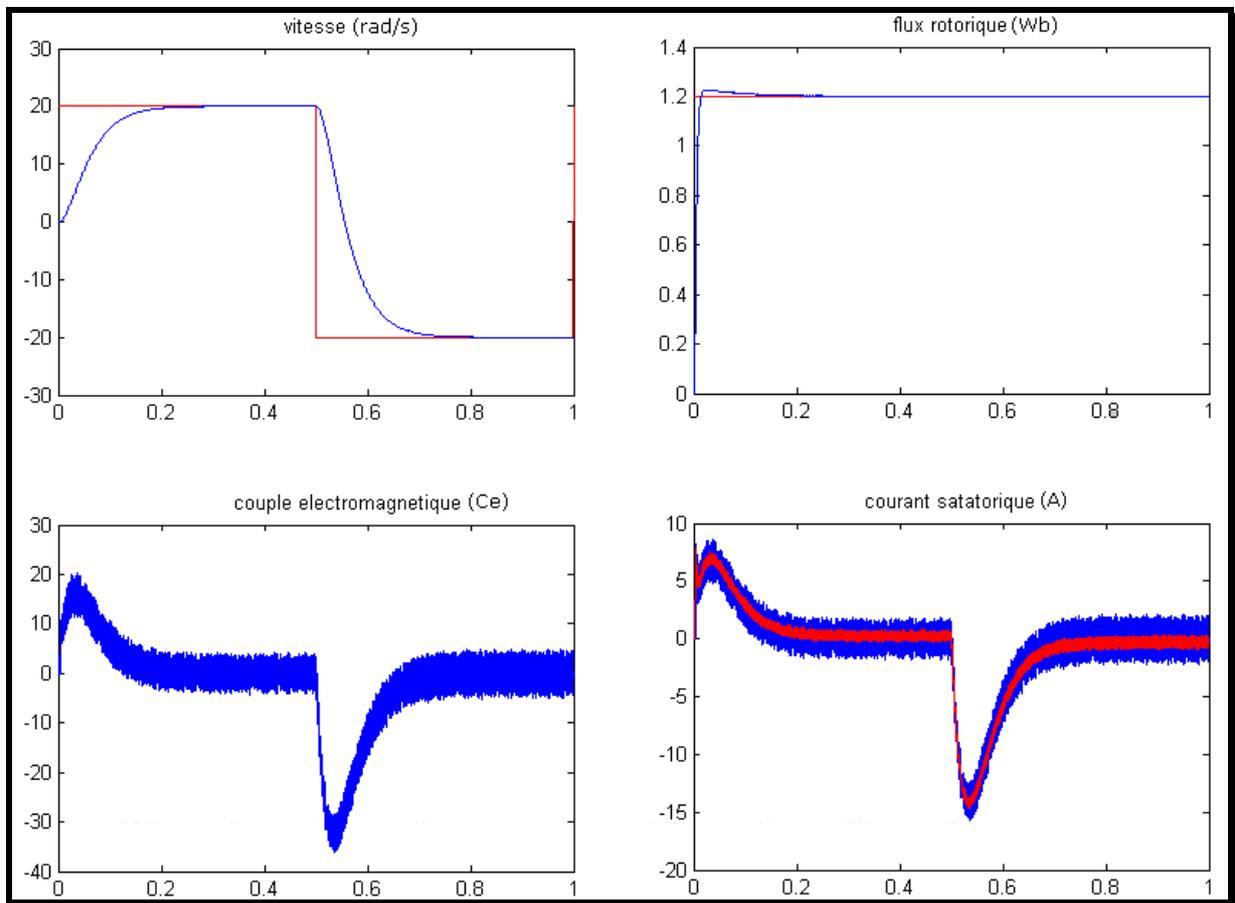


Fig.II.11 : Simulation de l'inversion du sens de rotation.

On remarque que l'inversion du sens de rotation influe sur le couple développé. Le choix du régulateur est justifié, le dépassement n'est pas assez grand et la réponse est rapide. Le flux rotorique est légèrement affecté, une influence négligeable ; ce qui montre la robustesse de la commande à l'inversion du sens de rotation.

### 5.5. Résultats de simulation en basses vitesses :

La consigne de vitesse est de  $20 \text{ rad/s}$ , après  $0.5 \text{ s}$  de démarrage, on inverse le sens de rotation :



**Fig.II.12 : Simulation de la commande à basses vitesses.**

Dans la figure *fig.II.12*, nous montrons la robustesse de la commande en basses vitesses ; le couple suit sa référence, la vitesse aussi, le dépassement du flux est acceptable. Le

temps de réponse de régulation de la vitesse de rotation est toujours le même (0.2 s) ainsi que le temps de régulation du flux rotorique (10 ms).

## **6. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons fait la commande de la machine asynchrone par le control vectoriel direct à flux rotorique orienté en utilisant un régulateur de vitesse et un régulateur de flux rotorique, la machine est toujours alimenté par la cascade redresseur-filtre-onduleur, avec est un ondulateur de tension commandé en courant par la technique d'hystérésis.

Nous montrons en simulations les performances de la commande ; le découplage entre le flux et le couple est complètement réalisé, le choix des régulateurs est justifié, à savoir, la rapidité de la réponse et son dépassement acceptable.

Nous avons supposé que la vitesse est mesurée à partir d'un capteur de vitesse. Or, l'introduction de ce capteur n'est pas souhaitable et les désavantages qu'il présente sont nombreux. Le chapitre qui va suivre traite l'introduction de l'observateur de vitesse dans la structure de commande pour remplacer le capteur de vitesse en plus d'un observateur du flux rotorique qui améliore la qualité de sa valeur estimée.

**CHAPITRE III**

***COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR  
DE LA MACHINE ASYNCHRONE***

## 1. Introduction :

La commande et la supervision d'un système dynamique requièrent souvent la connaissance des grandeurs physiques. En pratique, la connaissance de ces grandeurs appelées variables d'état du système se fait grâce à des capteurs. Généralement, certaines variables sont inaccessibles par mesure directe ; certaines d'autres sont accessibles mais l'installation d'un capteur est coûteuse et nécessite un soin particulier à cause de sa fragilité [ALR04]. D'où la nécessité d'introduire un système dynamique capable de déterminer les variables d'état non mesurables à partir des mesures effectuées.

Pour mesurer la vitesse dans la commande vectorielle de la machine asynchrone on a supposé prévoir un codeur incrémental ou une génératrice tachymétrique qui ont un coût important en plus de l'espace supplémentaire qu'ils occupent [ALR04], [TAM06]. La connaissance exacte du flux rotorique à chaque instant surtout sa position est importante pour pouvoir l'orienter; or, l'estimation du flux qu'on a utilisé est sensible aux variations des paramètres du système et aux perturbations [TAM06]. Afin de surmonter la sensibilité de la commande aux problèmes posés par les capteurs, des techniques modernes de commande sans capteur mécanique qui permettant des meilleures performances à faible coût ont commencé.

Dans le présent chapitre, nous allons entamer la commande sans capteur de la machine asynchrone en introduisant un observateur de vitesse en plus d'un observateur du flux rotorique. Ces observateurs sont des observateur de Luenberger qui détermine la variable d'état du système à partir des entrées et sorties. La validation des résultats se fait par des simulations sur MATLAB.

## 2. L'observateur d'état :

L'objectif d'un observateur consiste à estimer les variables d'état non accessibles ou à défaut l'utilisation d'un capteur n'est pas souhaitable. Cette estimation est réalisée par un

système dynamique dont la sortie sera précisément la variable d'état estimée, notée :  $\hat{X}$ , et l'entrée sera constituée de l'ensemble des informations disponibles, le vecteur d'entrée  $U$  et le vecteur de sortie  $Y$  [CAN00], [ALR04].

### 2.1. Observateur en boucle ouverte :

Il s'agit d'un observateur basé sur le modèle de la machine, la construction de ce type d'observateurs est réalisée à l'aide des équations d'état du système à commander. On suppose que l'observateur doit représenter le modèle du système à commander et que les valeurs initiales du vecteur d'état du système et de l'observateur sont identiques [TAM06], [ALR04].

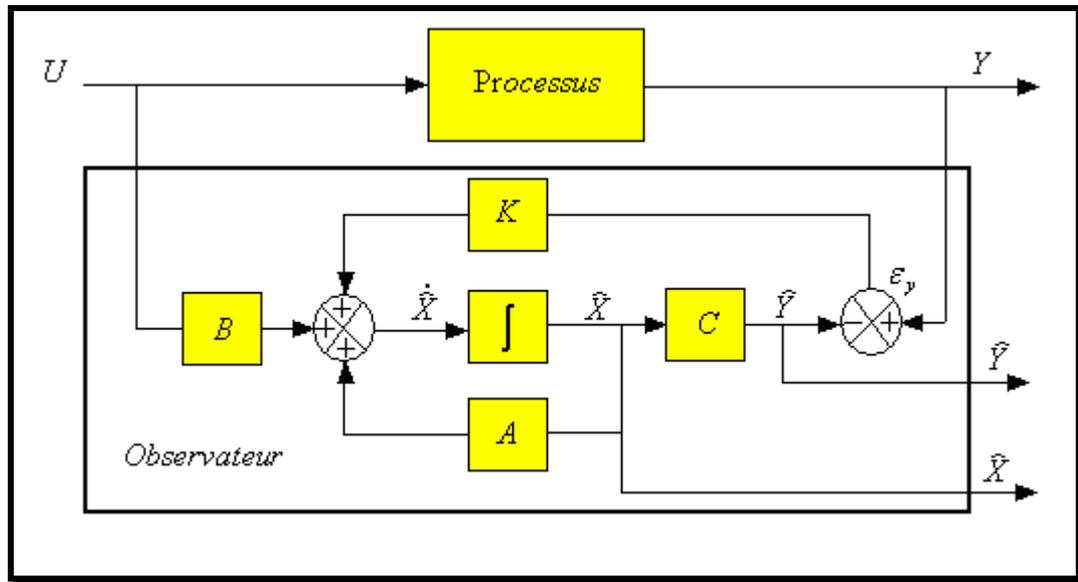
Cette approche de construction de l'observateur présente des inconvénients de précision à cause des contraintes suivantes [ALR04]:

- Difficulté de garantir les mêmes conditions initiales du vecteur d'état du système et de l'observateur.
- Imprécision du modèle vu la variation des paramètres de la machine en cours de fonctionnement.
- Les actions de perturbation sur le système ne sont pas prises en compte sur le modèle, donc, on ne considère que le cas idéal.

### 2.2. Observateur en boucle fermée :

Un observateur en boucle fermée consiste à reconstruire les grandeurs non mesurables du système à partir des entrées et des sorties mesurables. Ce type d'observateurs est constitué d'un estimateur en boucle ouverte qui porte également le nom de prédicteur et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système [CAN00]. La sortie de l'estimateur est comparée à celle du modèle réel, ensuite, l'erreur résultante est traitée par un comparateur, qui force cette erreur à converger vers zéro [ALR04].

Le schéma de principe d'un observateur est donné par la figure suivante (*fig.III.1*):



**Fig.III.1 : Principe d'un observateur en boucle fermée**

La matrice  $K$  est appelée : matrice du gain de l'observateur. Par un choix judicieux de cette matrice, on peut imposer la dynamique de l'observateur et par conséquent oblige la vitesse de l'erreur à converger vers zéro [TAM06]. C'est-à-dire que la matrice  $K$ , qu'on peut choisir nous même, doit annuler l'erreur dans la plus courte durée que possible.

### 2.3. Types d'observateurs :

Les techniques d'observation sont classées en fonction de trois critères différents [TAM06]:

- La nature du système considéré : Selon ce critère on distingue deux types d'observateur, observateur pour des systèmes linéaires et observateurs pour des systèmes non linéaires.
- Le deuxième critère est en fonction de l'environnement, pour cela, on distingue les observateurs déterministes et les observateurs stochastiques.
- Le troisième critère est basé sur la dimension du vecteur d'état ; pour ce dernier on distingue des observateurs d'ordre complet et des observateurs d'ordre réduit.

## 2.4. Observateur pour les systèmes linéaires :

Un système linéaire est caractérisé par son modèle d'état (III.1). Pour ce type de systèmes, l'observabilité ne dépend pas de l'entrée appliquée  $U$ , elle dépend des matrices  $A$  et  $C$ . Ainsi, un système est observable pour n'importe quelle entrée s'il est seulement observable pour une entrée nulle.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les matrices  $A, B, C$  sont à coefficients constants.

Le critère de Kalman permet d'étudier l'observabilité de ce type de systèmes. Selon ce critère, un système est dit observable si le rang de la matrice d'observabilité, notée  $Q_o$ , est égal à la dimension du vecteur d'état  $X$ . La matrice  $Q_o$  se formule de la manière suivante [AIP02] :

$$Q_o = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \quad (\text{III.2})$$

## 2.5. Observateur de Luenberger :

Cet observateur a pour objectif d'estimer l'état du système par une variable, que l'on note  $\hat{X}$ , à partir de la mesure des entrées et des sorties, l'équation de l'observateur est exprimée par [CAN00], [TAM06]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + k(Y - \hat{Y}) \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

L'erreur de cet observateur est donnée par :

$$\begin{cases} \tilde{X} = X - \hat{X} \\ \dot{\tilde{X}} = A_0 \tilde{X} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Avec  $A_0 = (A - kC)$

Pour que l'observation soit acceptable, il faut que cette erreur tende vers zéro. Lorsque cette propriété est satisfaite, l'observateur est dit asymptotique. En conséquence, il faudra choisir  $K$  telle que les valeurs propres de la matrice  $A_0$  soient à parties réelles strictement négatives [TAM06], [ALR04].

Dans ce cas, une grande liberté est laissée au choix des valeurs propres. En pratique, on choisit une dynamique de l'erreur plus rapide que celle du processus, cependant, on ne peut pas les prendre infiniment grandes pour deux raisons essentielles, on ne peut utiliser que des gains réalisables et l'augmentation de la bande passante du reconstructeur ne permet plus de négliger les bruits qui deviennent prépondérants en hautes fréquences [ALR04].

### 3. Observateur du flux de la machine asynchrone :

Dans une première approche on introduit un observateur du flux ; on suppose que la vitesse est mesurée à partir d'un capteur de vitesse.

Le modèle d'état de la machine est donné par l'équation (III.5). Ce modèle est exprimé dans le repère lié au stator, ce choix est fait pour simplifier les calculs [TAM06].

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_{\alpha s} \\ \dot{I}_{\beta s} \\ \dot{\phi}_{\alpha s} \\ \dot{\phi}_{\beta s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 \omega \\ 0 & a_1 & a_3 \omega & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -\omega \\ 0 & a_4 & \omega & a_5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{pmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Avec les paramètres :

$$a_1 = -\left( \frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma} \right), a_2 = \frac{(1-\sigma)}{T_r M \sigma}, a_3 = \frac{(1-\sigma)}{M \sigma}, a_4 = \frac{M}{T_r}, a_5 = -\frac{1}{T_r}$$

Le vecteur d'état est composé des deux composantes du courant statorique et des deux composantes du flux rotorique. Les deux courants statoriques sont donnés comme étant sorties du système et les composantes du flux rotoriques sont à observer. Le modèle de la

machine est linéaire variant dans le temps, alors l'observateur linéaire de Luenberger est applicable.

### 3.1. Application de l'observateur de Luenberger à la machine asynchrone :

Pour faire l'observation du flux rotorique, on applique l'observateur de Luenberger. Le modèle de la machine est donné par (III.1) :

$$\dot{X} = AX + BU$$

Le modèle de l'observateur est donné par (III.3) :

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K(Y - \hat{Y})$$

La matrice K est la matrice du gain de l'observateur, elle est donnée par :

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & k_3 & k_4 \\ k'_1 & k'_2 & k'_3 & k'_4 \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.6})$$

La sortie du système est donnée par (III.1) :

$$Y = CX$$

### 3.2. Détermination de la matrice de gain K :

L'erreur du système est donnée par (III.4) :

$$\ddot{\tilde{X}} = A_0 X$$

avec :

$$A_0 = A - KC = \begin{bmatrix} a_1 - k_1 & -k'_1 & a_2 & a_3\omega \\ -k_2 & a_1 - k'_2 & a_3\omega & a_2 \\ a_4 - k_3 & -k'_3 & a_5 & -\omega \\ -k_4 & a_4 - k'_4 & \omega & a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Pour que l'erreur tende vers zéro, on impose un polynôme caractéristique de la matrice  $A_0$  de telle sorte à avoir des valeurs propres à partie réelle négative (section III.2.5). Le

polynôme caractéristique est du quatrième degré donnant un système de quatre équations ayant huit variables ; pour simplifier, on impose quatre variables de la matrice du gain :

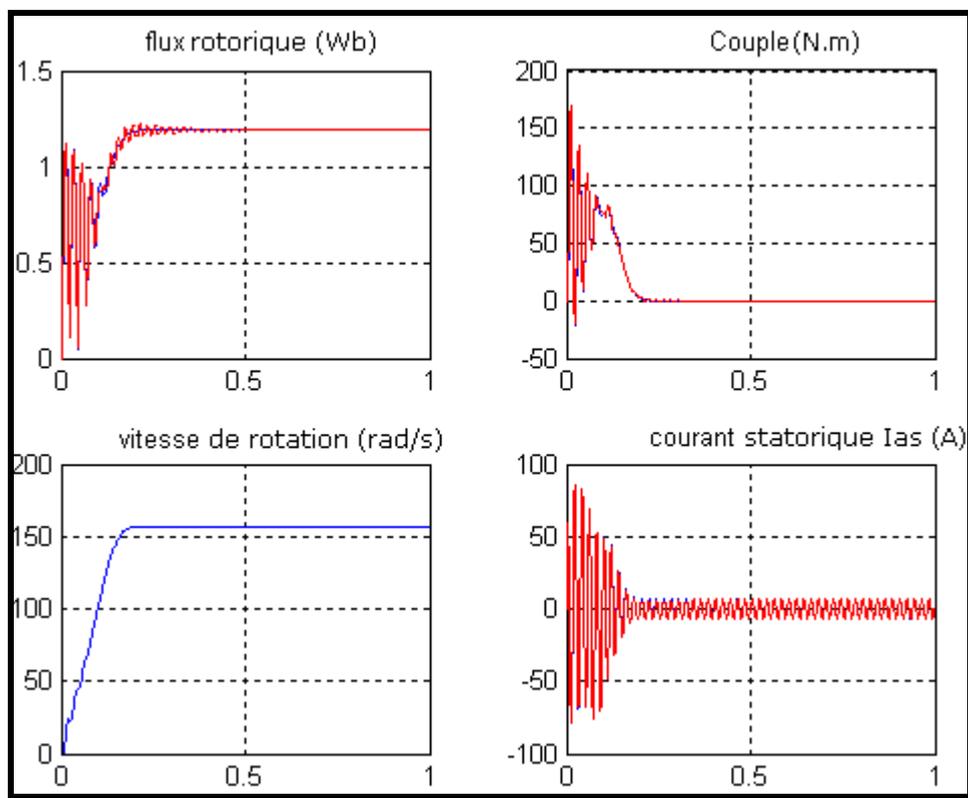
$$K = \begin{bmatrix} k_1 & 1 & a_4 + 1 & 1 \\ -k_2 & k_1 & -k_4 & k_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Donc la matrice  $A_0$  devient :

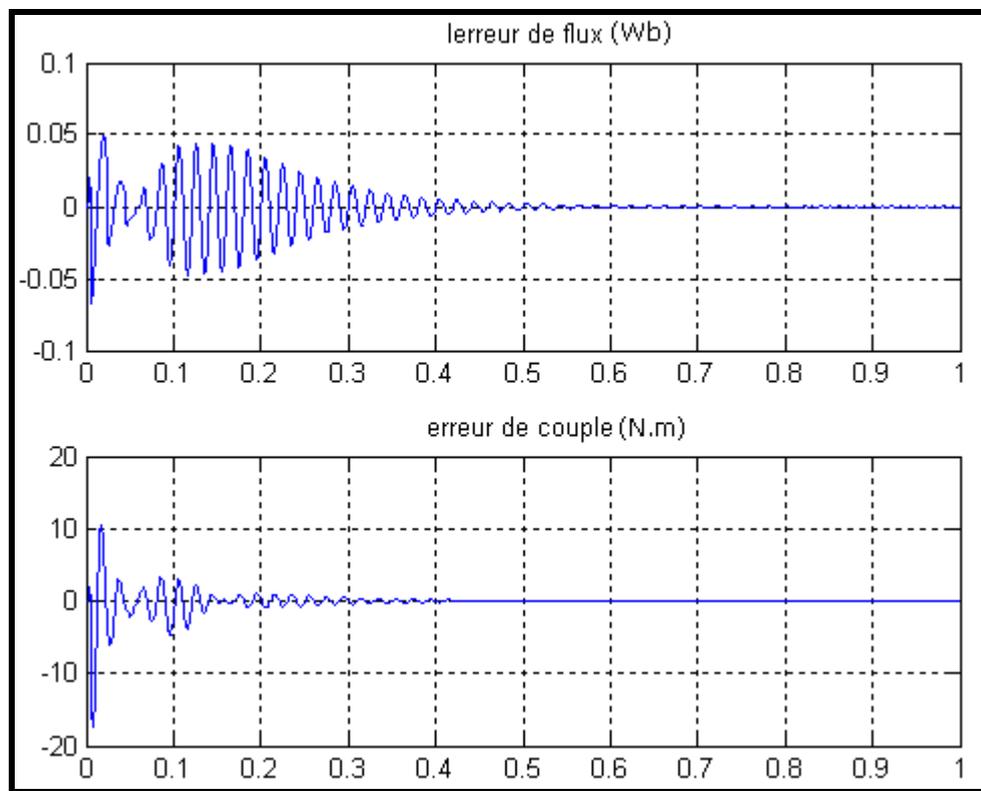
$$A_0 = \begin{bmatrix} a_1 - k_1 & -k_2 & a_2 & a_3 \omega \\ -1 & a_1 - k_1 & a_3 \omega & a_2 \\ -1 & -k_4 & a_5 & -\omega \\ -1 & a_4 - k_3 & \omega & a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

### 3.3. Résultats de simulation :

Les figures qui suivent représentent les simulations effectuées sur le modèle de la machine asynchrone (Annexe A). La machine est alimentée par le réseau triphasé équilibré 220/380V, chaque phase est alimentée par 220V. On suppose que les courants et la vitesse sont mesurés par des capteurs. On introduit l'observateur du flux rotorique :



**Fig.III.2 : Simulation de démarrage de la machine asynchrone en introduisant un observateur de flux rotorique.**



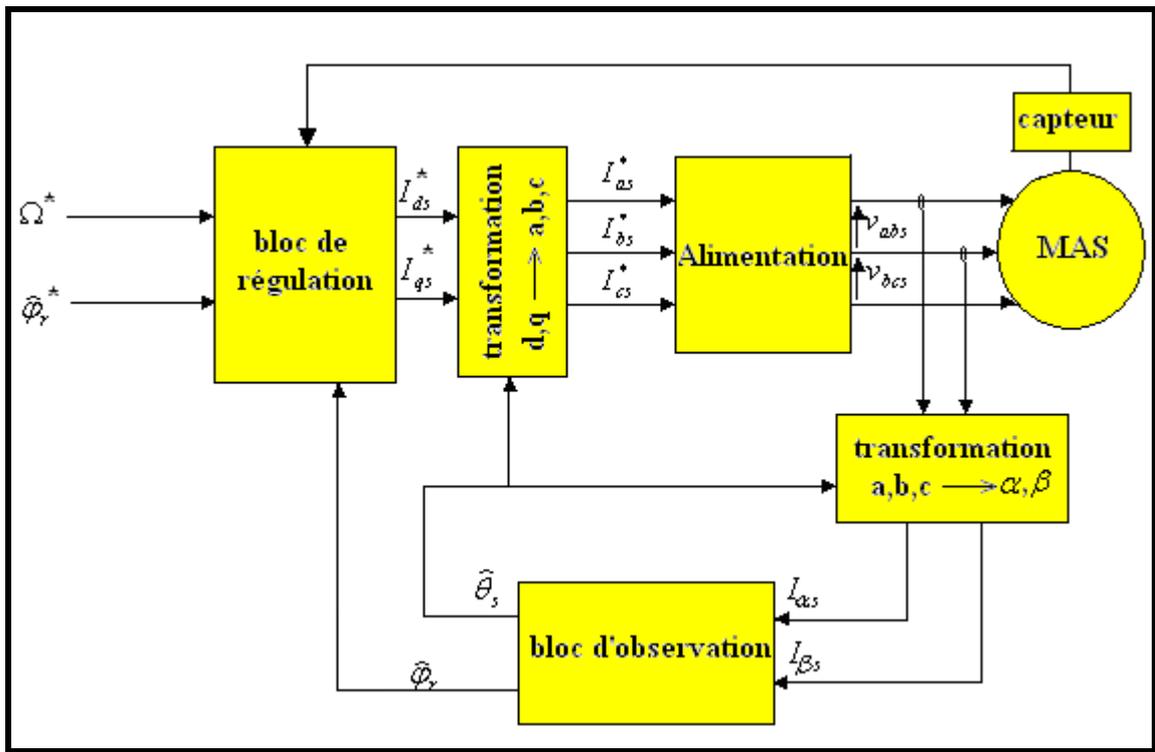
**Fig.III.3 : Erreur de l'observation sur le couple et le flux rotorique de la machine asynchrone alimenté par le réseau triphasé.**

Nous représentons en *fig.III.2* le démarrage à vide de la machine asynchrone. Le rouge représente les résultats d'observation et le bleu représente les valeurs réelles. Les figures montrent que l'observation donne de bons résultats ; le flux rotorique observé et le flux rotorique réel de la machine sont pratiquement identiques, même chose pour le courant. Le couple électromagnétique calculé à partir du flux et du courant observés est identique au couple réel développé par la machine.

La figure *fig.III.3* représente l'erreur de l'observation du flux et du couple. Nous remarquons que l'erreur de l'observation tend vers zéro après un temps relativement court (0.3 sec), l'erreur dynamique du flux est de 1% du flux nominal, l'erreur statique est de  $2.10^{-4}$  Wb, valeur négligeable devant la valeur nominale. L'erreur statique du couple est de 0.5 N/m, une valeur négligeable aussi.

### 3.4. Commande vectorielle avec observateur du flux rotorique :

Nous appliquons l'observateur du flux rotorique à la commande vectorielle de la machine asynchrone et au lieu de réguler le flux réel (estimé) de la machine, on régule le flux observé. Le schéma de *fig.III.4* donne le principe de cette commande, la vitesse est mesurée par un capteur de vitesse, l'application de l'observateur de vitesse est dans la prochaine partie de ce chapitre.



**Fig.III.4 : commande vectorielle directe de la machine asynchrone avec observateur du flux.**

Le schéma de principe du bloc d'observation est donné en *fig.III.1*.

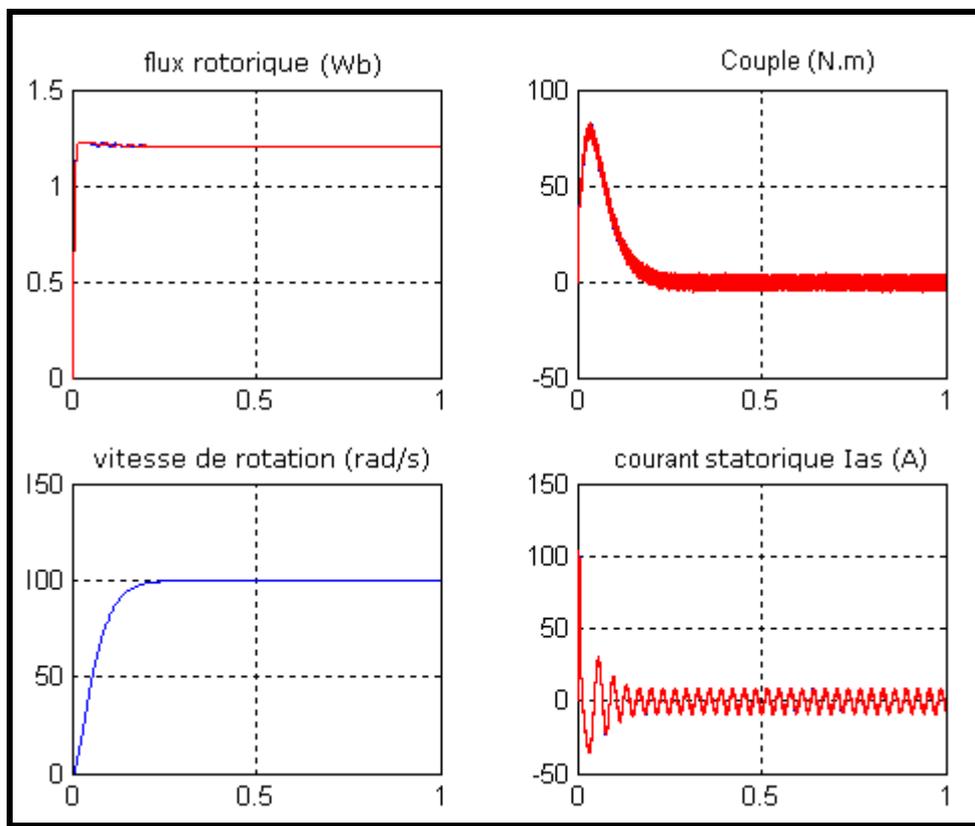
### 3.5. Résultats de simulations avec l'introduction de la commande :

Les simulations ont été effectuées sur le système constitué de l'ensemble convertisseur-machine-commande, c'est le même système du deuxième chapitre à la

différence de l'observateur du flux qui remplace son estimation. La commande est une commande vectorielle directe par régulateurs PI du flux et du couple.

### 3.5.1. Commande de démarrage de la machine :

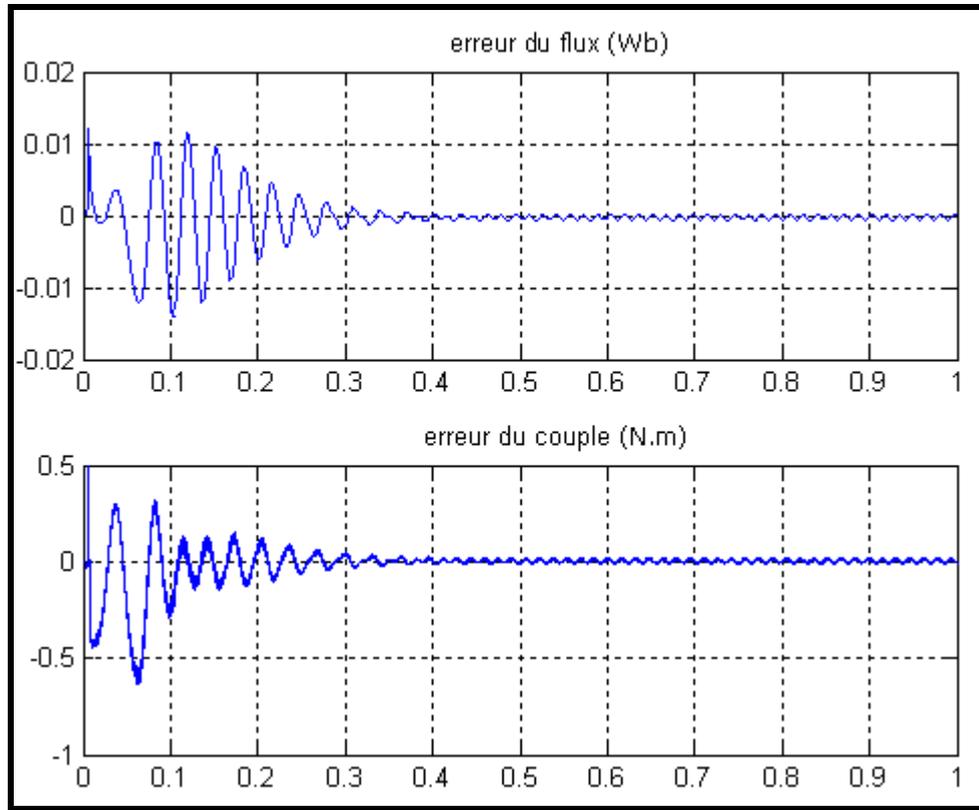
Les résultats en *fig.III.5* et *fig.III.6* montrent la robustesse de la commande vis-à-vis de l'observation du flux, le flux rotorique tend vers sa valeur de consigne dans un temps de 10ms avec un dépassement négligeable. La vitesse de rotation converge vers sa consigne dans un temps de réponse de 0.2 s. cette commande donne les mêmes performances qu'une commande par estimation du flux.



**Fig.III.5 : Commande vectorielle de la machine asynchrone avec observation du flux.**

L'erreur du flux converge vers une valeur statique de  $6.10^{-4}$  Wb, elle est une faible valeur et négligeable devant la valeur nominale du flux. L'erreur statique du couple est de

0.02  $N.m$ , qui est aussi une valeur négligeable. Ces erreurs augmentent par rapport à ceux de l'alimentation par le réseau triphasé, mais, elles restent toujours acceptables.



**Fig.III.6 : Erreur de l'observation du couple et du flux sur la commande vectorielle de la machine asynchrone.**

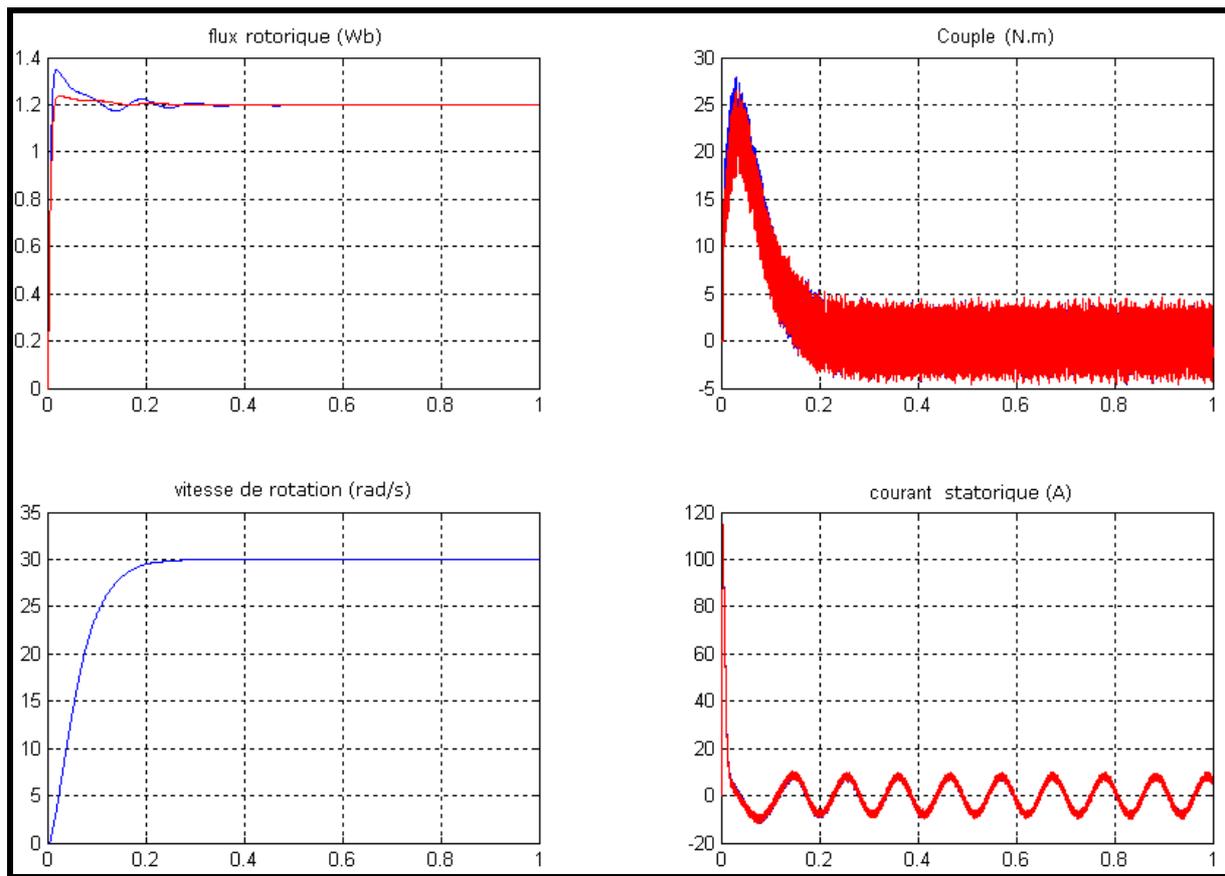
### 3.5.2. Commande de la machine en basses vitesses :

Les résultats de *fig.III.7* montre la commande de démarrage de la machine asynchrone, la consigne de vitesse est de 30  $rad/s$ , la réponse se fait rapidement après le temps de régulation. La réponse du flux est rapide mais le dépassement est supérieur, ce dépassement est dû à l'erreur sur l'observation du flux, il n'affecte pas beaucoup le système et la différence est petite.

La figure *fig.III.8* montre l'erreur dans l'observation du couple et du flux ; l'erreur dans l'observation du couple converge vers une faible valeur statique de l'ordre de  $10^{-2}$  après

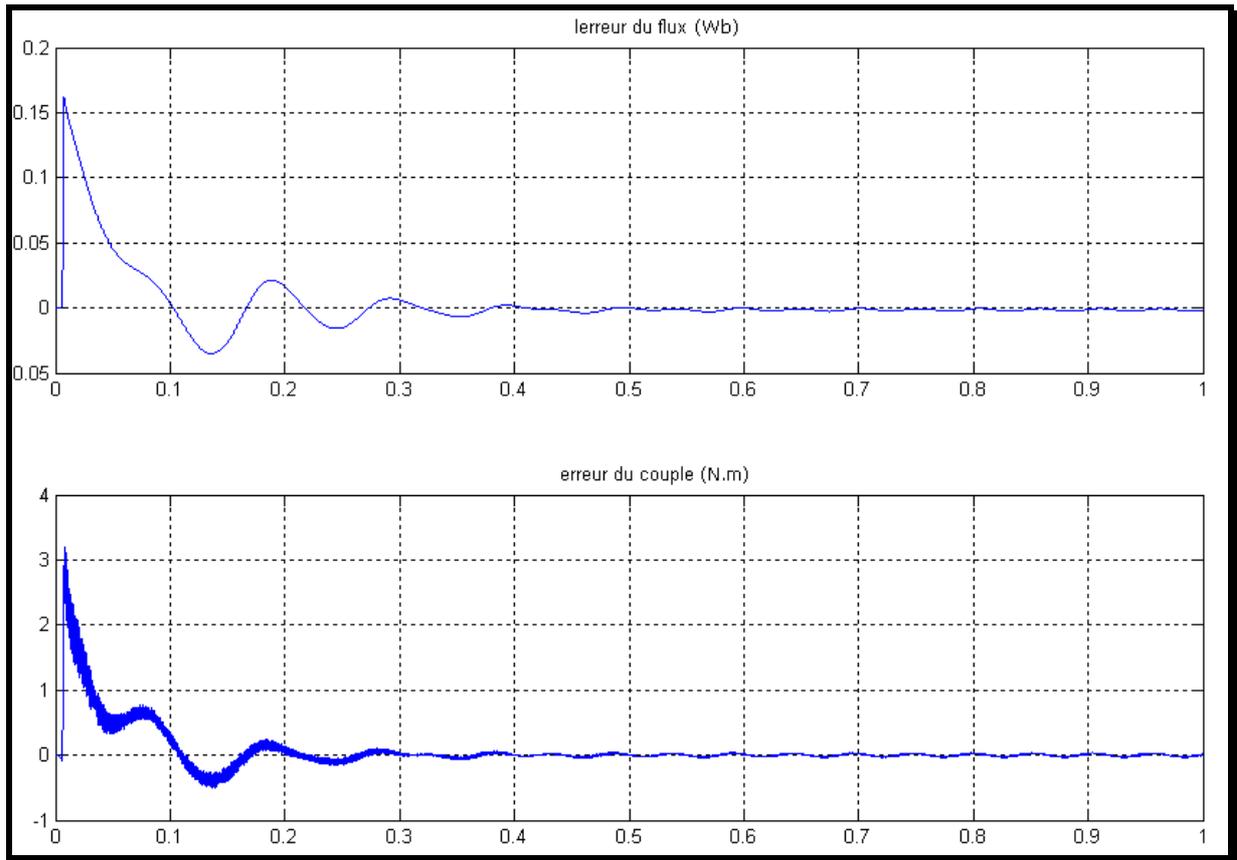
un temps de 0.4 s, cette erreur est grande par rapport à l'erreur dans le cas où la consigne de la vitesse est de 100  $rad/s$ , mais, elle est quand même acceptable.

Les mêmes remarques pour l'erreur sur l'observation du couple, elle est supérieure à celle de l'erreur trouvée pour la vitesse de 100  $rad/s$ , l'erreur statique est de l'ordre de  $10^{-1}$   $N.m$ , elle est acceptable.



**Fig.III.7 : Simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone avec observateur du flux en basse vitesse.**

La commande commence à perdre ces performances par l'introduction de l'observateur du flux dans les basses vitesses. Mais, nous pouvons dire que ces valeurs sont quand même acceptables.



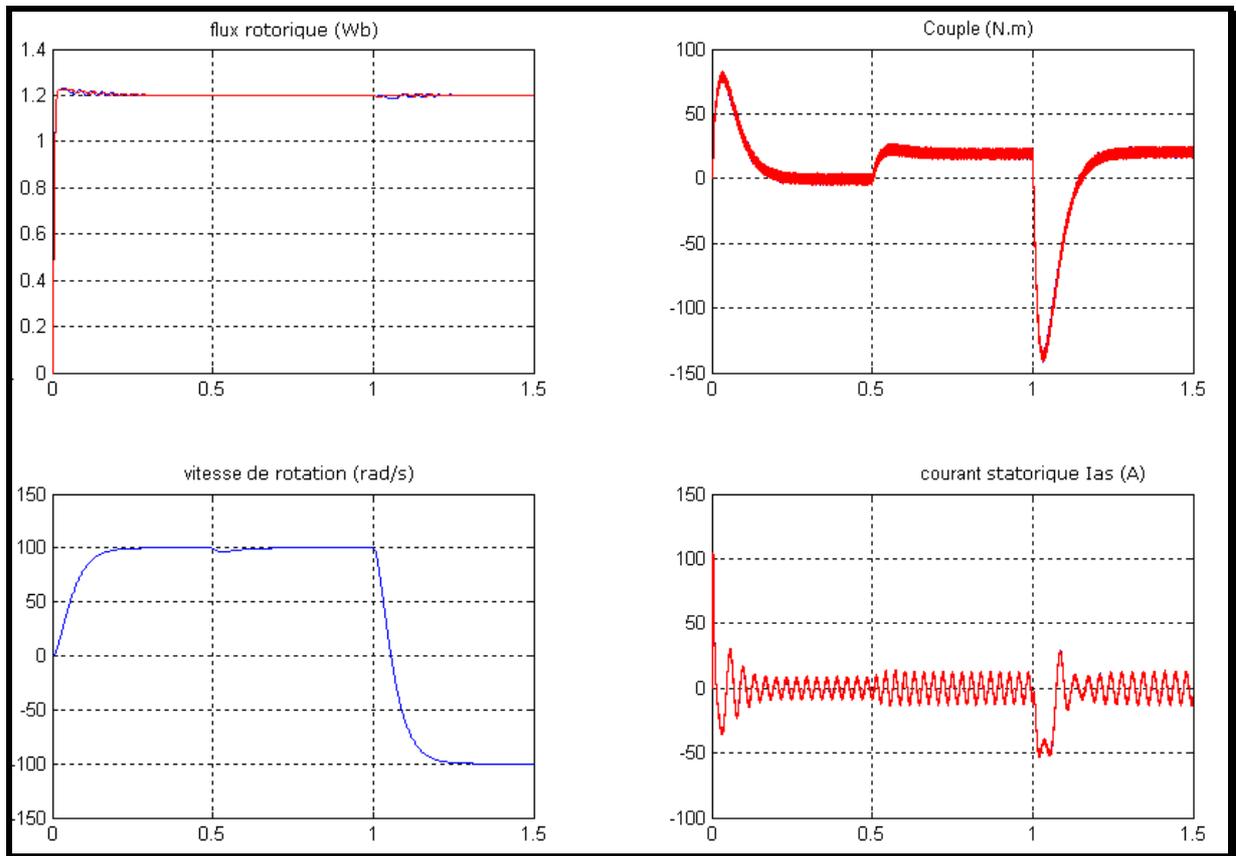
**Fig.III.8 : Erreur sur le flux et le couple dans la commande vectorielle à basse vitesse de la machine asynchrone avec observateur du flux.**

### **3.5.3. Commande avec l'insertion du couple et inversion du sens de rotation :**

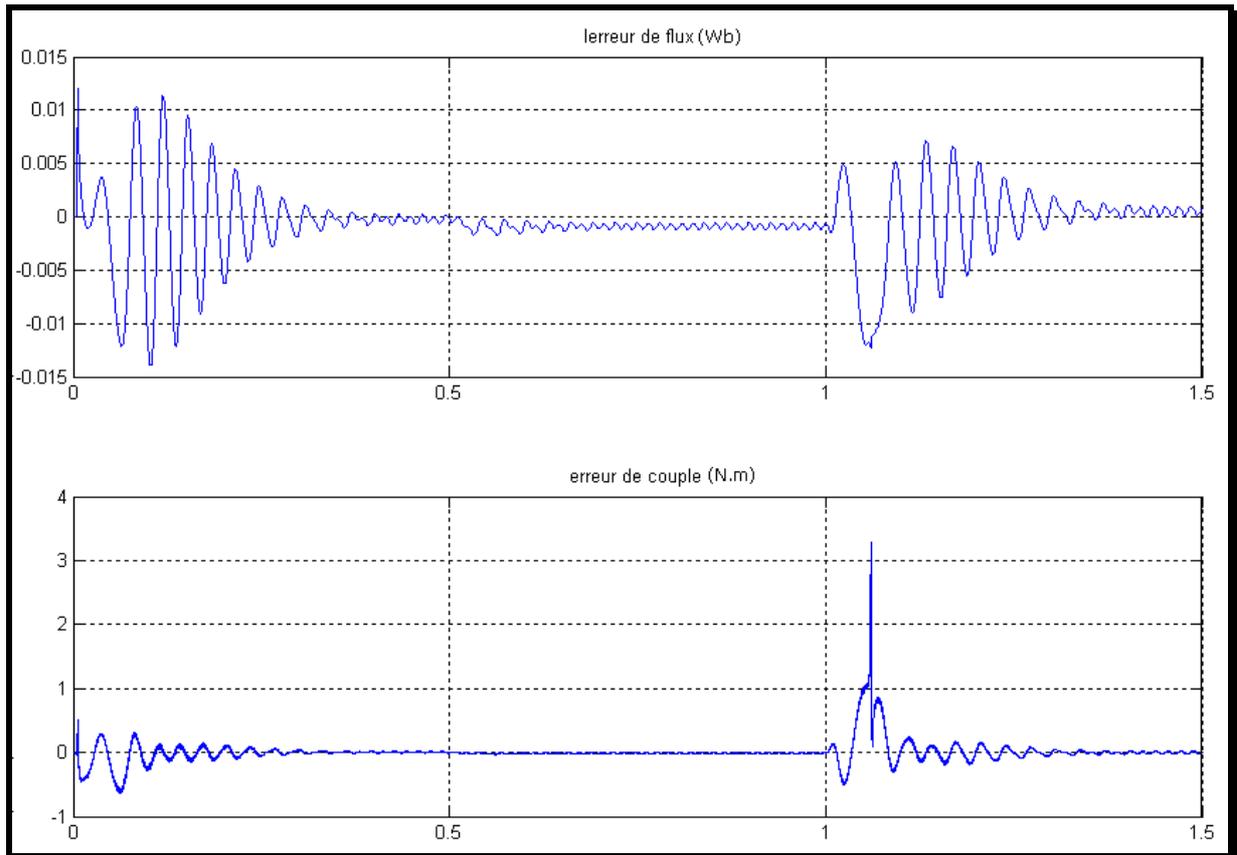
La figure *fig.III.9* montre les résultats de la commande de démarrage à vide, insertion du couple résistant puis inversion du sens de rotation. Ces résultats montrent la robustesse de la commande ; la vitesse suit bien sa consigne (après le temps de régulation), la chute de vitesse résultante de l'insertion du couple résistant est petite et se compense rapidement. Le flux n'est pas affecté par cette insertion, alors le découplage couple-flux est toujours respecté.

Quand on inverse le sens de rotation, on remarque une légère perturbation du flux, remarquée aussi dans le cas de la commande sans observation du flux mais elle est plus importante cette fois-ci.

Les erreurs dans l'observation du flux et du couple en *fig.III.10* tendent vers des valeurs négligeables, l'erreur statique du flux est de l'ordre de  $10^{-3}$  Wb et l'erreur statique du couple est de  $10^{-1}$  N.m, ces erreurs augmentent en régime dynamique mais le correcteur les force à converger dans des temps relativement petits (0.3 s).



**Fig.III.9 : Insertion du couple résistant puis inversion du sens de rotation dans la commande vectorielle avec observateur du flux de la machine asynchrone.**



**Fig.III.10 : Erreur de l'observation du flux et du couple dans la commande vectorielle avec observateur du flux de la machine asynchrone. Influence de l'insertion du couple et de l'inversion du sens de rotation.**

#### **4. Observateur de vitesse de la machine asynchrone :**

Le système étudié précédemment (section III.3) est non linéaire. En fait, il présente un non linéarité dans la matrice  $A$  qui contient la vitesse de rotation. On dit que ce système est linéaire variant dans le temps, parce que, la vitesse est mesurable par le capteur.

Pour faire l'observation de la vitesse, on peut choisir d'appliquer un observateur non linéaire, on peut choisir aussi de rendre notre système linéaire et on applique un observateur linéaire. Dans notre travail, nous avons choisi la deuxième solution et nous avons appliqué l'observateur de Luenberger à ordre réduit.

#### 4.1. Observateur à ordre réduit :

Dans la partie précédente (section III.3), nous avons déterminé un observateur de même dimension que l'état du système à reconstruire. En fait, réaliser un observateur de dimension inférieure sera utile, car, il permettra de simplifier le calcul de la matrice du gain [CAN00]. Ce choix permettra aussi de diminuer le temps de calcul, comparé à un observateur à ordre complet [TAM06].

Un observateur de Luenberger à ordre réduit permet d'estimer la partie non accessible de l'état, en utilisant un retour de sortie linéaire, cela se fait en éliminant les sorties redondantes [ALR04]. Soit la représentation d'état d'un système linéaire.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

$X$  est le vecteur d'état du système à observer

Avec :

$$X = \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix}, C = (C_1 \quad 0), A = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix}$$

L'équation (III.10) peut s'écrire de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = A_{11}X_1 + A_{12}X_2 + B_1U \\ \dot{X}_2 = A_{21}X_1 + A_{22}X_2 + B_2U \\ Y = C_1X_1 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Soit  $X_2$  le vecteur donné par les mesures, le vecteur  $X_1$  est alors à observer.

L'observateur est alors donné par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}}_1 = A_{11}X_1 + A_{12}X_2 + B_1U + LC(\hat{X}_1 - X_1) \\ Y = C_1X_1 \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

$L$  : est la matrice de gain.

L'erreur d'observation de cet observateur est donnée par :

$$\dot{\xi} = X_1 - \hat{X}_1 = (A - LC)\xi \quad (\text{III.13})$$

La matrice  $A_0 = (A - LC)$ , définie la dynamique de l'observateur, son choix est intéressant (section III.3.2).

## 4.2. Linéarisation du modèle d'état :

Il s'agit d'une linéarisation par morceaux autour des points de fonctionnement du modèle (non linéaire) de la machine asynchrone [CAN00], [ALR04].

Soit le modèle non linéaire de la machine asynchrone [CAN00]:

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, t) + g(U, t) \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Avec

$$\begin{cases} X = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_n]^t \\ f = [f_1 \quad f_2 \quad \dots \quad f_n]^t \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Le modèle linéarisé dans un point  $m$  sera donné par [CAN00]:

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{x}_1^m \\ \Delta \dot{x}_1^m \\ \vdots \\ \Delta \dot{x}_n^m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{df_1^m}{dx_1} & \frac{df_1^m}{dx_2} & \dots & \frac{df_1^m}{dx_n} \\ \frac{df_2^m}{dx_1} & \frac{df_2^m}{dx_2} & \dots & \frac{df_2^m}{dx_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{df_n^m}{dx_1} & \frac{df_n^m}{dx_2} & \dots & \frac{df_n^m}{dx_n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta x^{m_1} \\ \Delta x^{m_2} \\ \vdots \\ \Delta x^{m_n} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{dg_1^m}{du_1} & \frac{dg_1^m}{du_2} & \dots & \frac{dg_1^m}{du_n} \\ \frac{dg_2^m}{du_1} & \frac{dg_2^m}{du_2} & \dots & \frac{dg_2^m}{du_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{dg_p^m}{du_1} & \frac{dg_p^m}{du_2} & \dots & \frac{dg_p^m}{du_n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta u_1^m \\ \Delta u_2^m \\ \vdots \\ \Delta u_p^m \end{pmatrix} \quad (\text{IV.16})$$

## 4.3. Application de la linéarisation au modèle de la machine :

Soit la représentation d'état de la machine asynchrone après une transformation du Park avec un repère lié au stator. Le modèle non linéaire de la machine est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, t) + g(U, t) \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

avec  $X = (I_{s\alpha} \quad I_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta} \quad \omega_r)^t$

$$f = \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 I_{s\alpha} + a_2 \varphi_{r\alpha} + a_3 \omega_r \varphi_{r\beta} \\ I_{s\beta} + a_2 \varphi_{r\beta} + a_3 \omega_r \varphi_{r\alpha} \\ a_4 I_{s\beta} + a_5 \varphi_{r\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ a_4 I_{s\beta} + a_5 \varphi_{r\beta} + \omega_r \varphi_{r\alpha} \\ p^2 \frac{M}{J_t L_r} (\varphi_{\alpha} I_{s\beta} \varphi_{\beta} I_{s\alpha}) - k_f \omega_r \end{pmatrix}, \text{ et } g = \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \\ g_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{p}{J_t} \Gamma_r \end{pmatrix}$$

Le modèle linéarisé de la machine en un point de fonctionnement  $n$  est donné par :

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{I}_{s\alpha}^m \\ \Delta \dot{I}_{s\beta}^m \\ \Delta \dot{\varphi}_{r\alpha}^m \\ \Delta \dot{\varphi}_{r\alpha}^m \\ \Delta \dot{\omega}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 \omega_m & a_3 \varphi_{s\beta} \\ 0 & a_1 & -a_3 \omega_m & a_2 & -a_3 \varphi_{s\alpha} \\ a_4 & 0 & a_5 & -\omega_m & -\varphi_{s\beta} \\ 0 & a_4 & \omega_m & a_5 & \varphi_{s\alpha} \\ -k_s \varphi_{s\beta}^m & k_s \varphi_{s\alpha}^m & k_s I_{s\beta}^m & -k_s I_{s\alpha}^m & -k_f / J_t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta I_{s\alpha}^m \\ \Delta I_{s\beta}^m \\ \Delta \varphi_{r\alpha}^m \\ \Delta \varphi_{r\alpha}^m \\ \Delta \omega_{r\beta}^m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/\sigma L_s & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -p/J_t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta V_{s\alpha} \\ \Delta V_{s\beta} \\ \Delta \Gamma_r \end{pmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

#### 4.4. Application de l'observateur à ordre réduit au modèle linéarisé de la MAS :

Dans cette étape, nous avons fait une combinaison entre l'observateur du flux réalisé précédemment et un observateur d'ordre réduit pour observer la vitesse de rotation. Pour cela, on suppose que les flux rotoriques sont connus.

Le nouveau vecteur d'état à réduit est donné par :

$$\begin{cases} \Delta \dot{X}_1 = A_{11} \Delta X_1 + A_{12} \Delta X_2 + B_1 \Delta U \\ Y = C_1 X_1 \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Avec

$$X_1 = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta} \quad \omega_r]^t, \quad X_2 = [\varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta}]^t$$

$$A_{11} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_3 \varphi_{r\beta} \\ 0 & a_1 & -a_3 \varphi_{r\alpha} \\ -k_s \varphi_{r\beta}^m & k_s \varphi_{r\alpha}^m & -k_f / J_t \end{pmatrix}, \quad A_{12} = \begin{pmatrix} a_2 & a_3 \omega_r^m \\ -a_3 \omega_r^m & a_2 \\ k_s I_{s\beta}^m & -k_s I_{s\alpha}^m \end{pmatrix}, \quad B_1 = \begin{pmatrix} 1/\sigma L_s & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{et } C_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Le vecteur d'état observé sera donné par :

$$\begin{cases} d\hat{X}_1 = A_{11}d\hat{X}_1 + A_{12}dX_2 + B_1dU + LC(d\hat{X}_1 - dX_1) \\ d\hat{Y} = C_1d\hat{X}_1 \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

où  $L$  est la matrice du gain de l'observateur, elle est de la forme suivante :

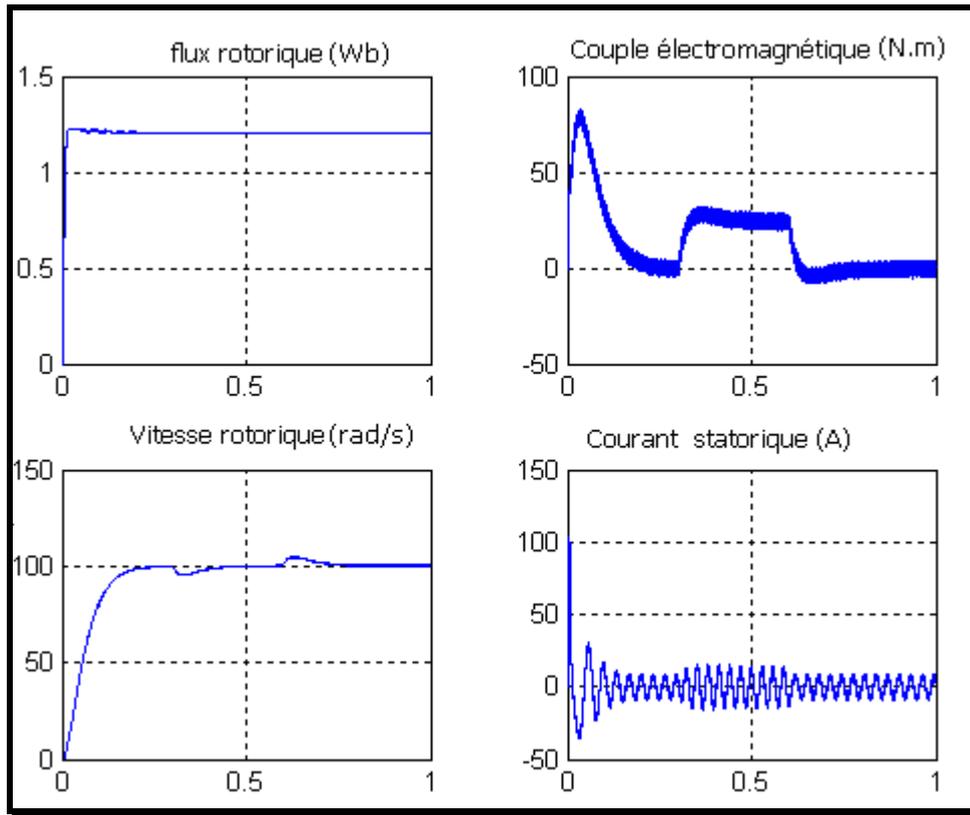
$$L = \begin{pmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \\ l_{31} & l_{32} \end{pmatrix} \quad (\text{III.21})$$

$$A_0 = (A_1 - LC_1) = \begin{pmatrix} a_1 - l_{11} & -l_{12} & a_3\varphi_{r\beta}^m \\ -l_{21} & a_1 - l_{22} & -a_3\varphi_{r\alpha}^m \\ -k_s\varphi_{r\beta}^m - l_{31} & k_s\varphi_{r\alpha}^m - l_{32} & -k_f/J_t \end{pmatrix} \quad (\text{III.22})$$

#### 4.5. Les résultats de simulation de la commande avec observation de la vitesse :

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone (annexe A), en introduisant un observateur d'ordre réduit appliqué au modèle linéarisé de la machine.

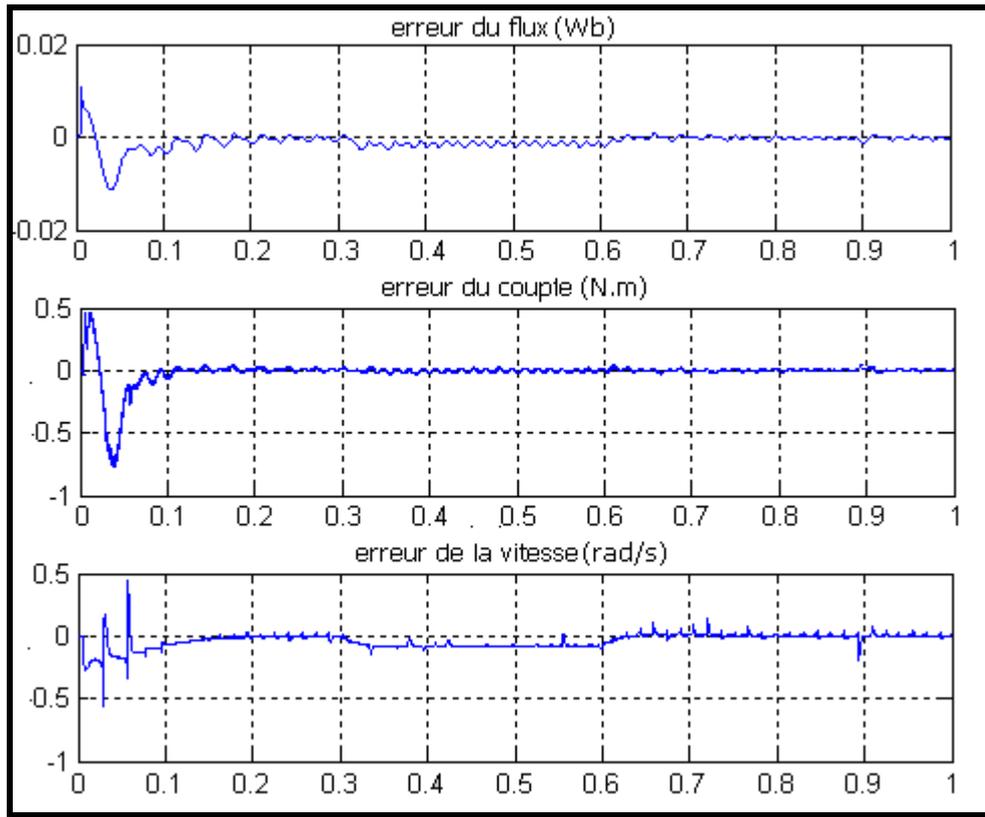
La figure *fig.III.11* montre les variations du flux rotorique, du couple électromagnétique, de la vitesse rotorique et le courant d'une phase statorique, en appliquant la commande vectorielle sans capteur mécanique à la machine asynchrone par l'introduction d'un observateur d'ordre réduit.



**Fig.III.11 : Commande vectorielle de la machine asynchrone par observateur à ordre réduit.**

D'après les graphes, on remarque que le découplage flux-couple est bien vérifié, la vitesse suit sa valeur de référence après un temps de réponse de 0.2 s, elle chute d'une valeur de 5% de sa valeur de référence lors de l'insertion d'un couple résistant de valeur nominale et elle revient à sa valeur de référence dans la même durée.

La figure *fig.III.12* montre les erreurs d'observation, l'observateur du flux répond en un temps de 50 ms, avec une erreur statique de  $5 \cdot 10^{-4}$  Wb, on remarque aussi que l'influence de l'insertion d'un couple sur l'erreur d'observation du flux n'est pas importante. L'erreur statique d'observation du couple est de 0.05 Nm, qui est négligeable devant la valeur nominale du couple.

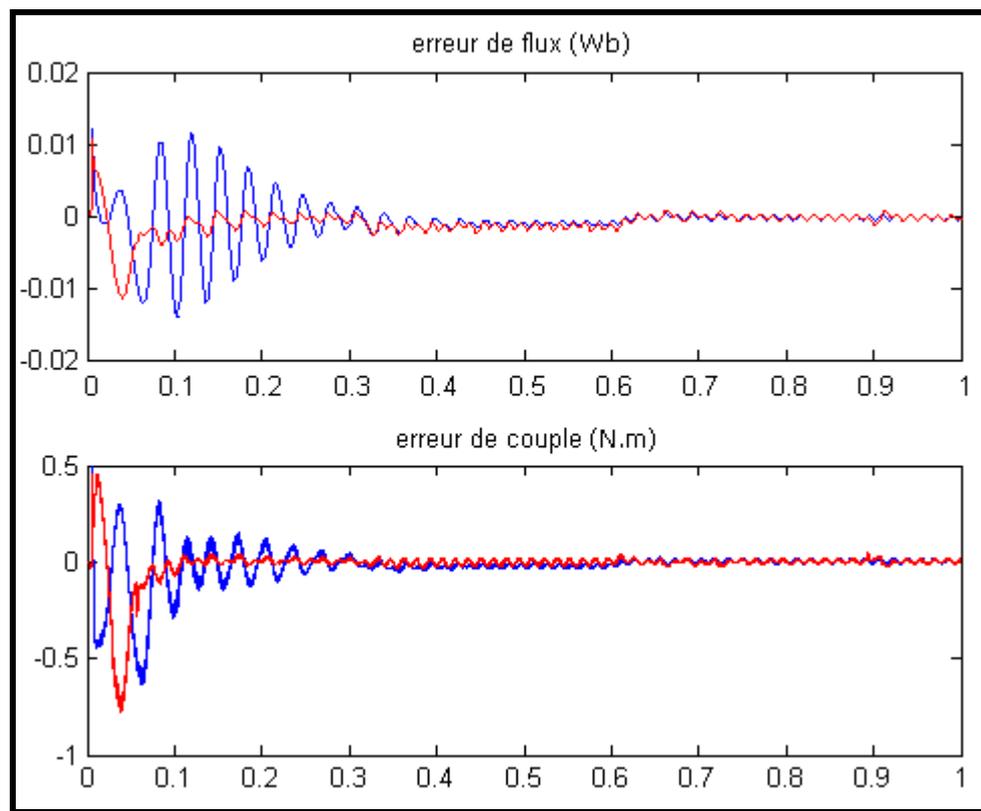


**Fig.III.12 : Erreur d'observation du flux, couple et de la vitesse pour l'observateur d'ordre réduit.**

L'observateur de la vitesse a une erreur statique de  $0.05 \text{ rad/s}$ , il répond dans un temps de  $0.1 \text{ s}$  qui est deux fois plus petit que le temps de réponse du régulateur. L'insertion d'un couple résistant augmente légèrement l'erreur d'observation de la vitesse à la valeur de  $0.1 \text{ rad/s}$ , mais cette erreur n'affecte pas la commande.

#### **4.6. Comparaison entre les résultats de l'observation par observateur du flux et celle par observateurs du flux et de la vitesse :**

La figure *fig.III.13* montre la différence entre l'erreur d'un observateur du flux avec l'utilisation d'un capteur de vitesse et l'observateur d'ordre réduit sans capteur de vitesse (observation de la vitesse). Les résultats montrent que l'observateur d'ordre réduit répond en un temps plus court que le premier. En ce qui concerne l'erreur statique, les deux observateurs convergent pratiquement vers la même erreur.



**Fig.III.13 : Comparaison entre l'observateur de flux avec estimateur de vitesse et l'observateur d'ordre réduit.**

## 5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine asynchrone. L'utilisation des capteurs n'est pas souhaitable à cause des problèmes qu'ils posent, leur remplacement par des observateurs est indispensable. Les observateurs qu'on a introduit au système sont des observateurs linéaires de Luenberger, le premier est à ordre complet servant à observer le flux rotorique et le deuxième est à ordre réduit servant à observer la vitesse de rotation.

Les simulations que nous avons effectuées sur la commande, montrent la validité des observateurs choisis. Ils sont robustes et forcent l'erreur à converger vers des valeurs statiques négligeables. La poursuite de la référence est bonne malgré les erreurs sur l'observation.

Dans le prochain chapitre, nous utilisons un autre type de commande qui repose sur une stratégie complètement différente, le but de l'appliquer sur la machine asynchrone est de faire une comparaison, ce type est la commande par la logique floue. Son utilisation n'est pas meilleure, comme nous allons le découvrir, à la limite, il présente certains avantages par rapport à la commande classique.

**CHAPITRE IV**

***COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE***

***DE LA MACHINE ASYNCHRONE***

***SANS CAPTEUR***

## 1. Introduction :

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous avec un formalisme mathématique fortement développé [BAG99], ses premières approches ont apparu avant les années 40 par des chercheurs américains, mais, le concept de sous ensembles flous a été proposé la première fois par Lotfi ZADEH, professeur à l'université de Berkeley en Californie. Il a contribué à la modélisation des phénomènes sous forme floue. La première fois où on a appliqué la commande floue dans la régulation d'un processus industriel était en 1974 par M. Mamdani sur une chaudière. Après ce travail, elle a connu un réel succès dans la modélisation des systèmes non linéaires et complexes ainsi que dans la commande des processus [BAG99], [BUL94], [BEL05].

Les avantages de la logique floue sont nombreux ; elle permet de commander des systèmes non linéaires et qui ont des modèles compliqués [BEL05]. En fait, le calcul des paramètres du système n'est pas nécessaire pour réaliser cette commande [BAG99]. Le but de ce chapitre est de présenter la logique floue et son application sur la commande de la machine asynchrone. Nous allons aborder une présentation intuitive et nous n'allons pas entrer dans les détails.

## 2. Le concept de la logique floue :

Contrairement aux sous ensembles booléens dont la fonction caractéristique prend seulement une des deux valeurs 0 ou 1, la logique floue permet un rapport admettant de considérer des classes d'objets dont les limites ne sont pas clairement déterminées par une fonction caractéristique pouvant prendre des valeurs comprises entre 0 et 1 [BAG99].

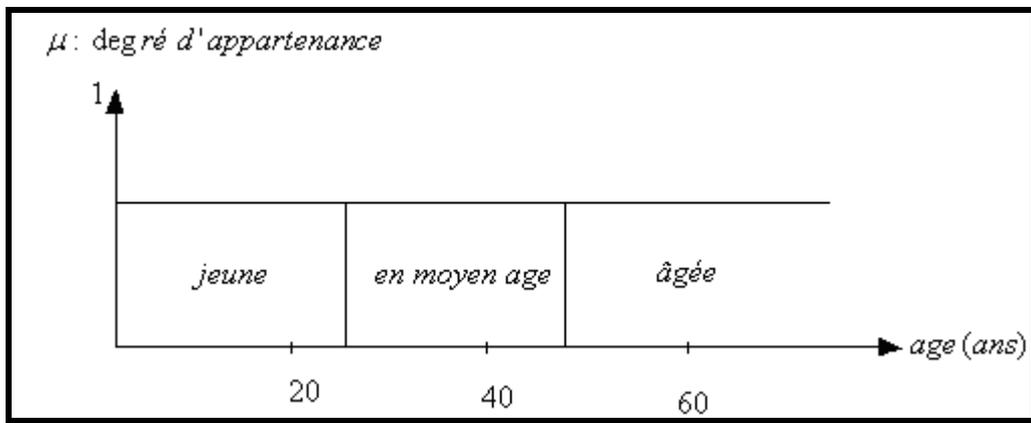
Ces ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique de labels linguistiques largement utilisés dans l'expression de connaissances expertes, qualitatives et manipulées dans le raisonnement approché qui sera fait à partir de cette connaissance [BUL94], [BAG99], [BOR98]. Ils apparaissent donc comme un moyen de

réaliser l'interface entre l'information numérique (quantitative) et l'information symbolique (linguistique, qualitative).

En logique booléenne, le degré d'appartenance  $u$  ne peut prendre qu'une de deux valeurs différentes (0 et 1), (*fig.IV.1*), ainsi, une personne est dite jeune, en moyenne age ou âgée, donc on peut résumer le degré d'appartenance par :

- Personne jeune, alors :  $u_{jeune}(age) = 1, u_{moyen\ âge}(age) = 0, u_{agée}(age) = 0$
- Elle est en moyen age, alors :  $u_{jeune}(age) = 0, u_{moyen\ âge}(age) = 1, u_{agée}(age) = 0$
- Ou encore, elle est âgée, alors :  $u_{jeune}(age) = 0, u_{moyen\ âge}(age) = 0, u_{agée}(age) = 1$

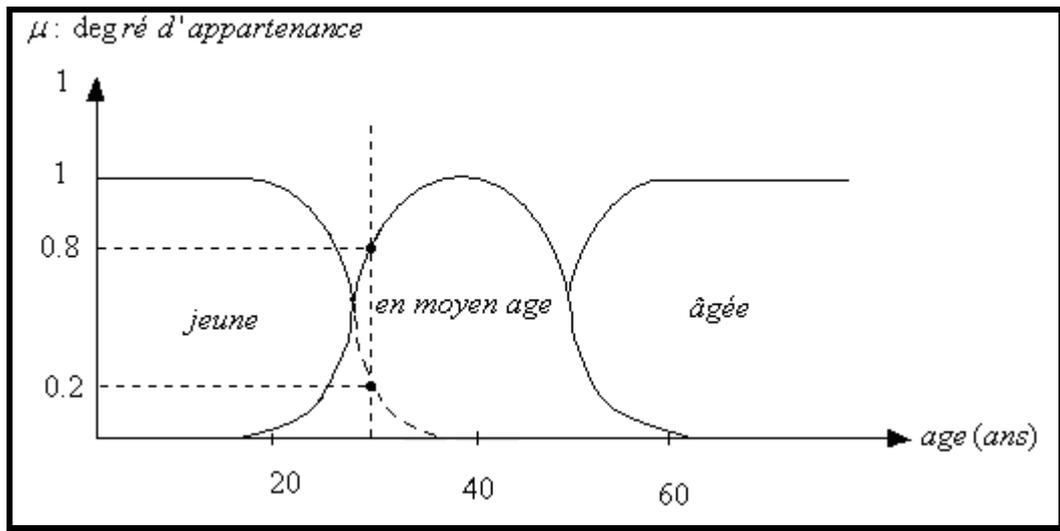
Dans cette logique, la variable n'est exprimée que par un avis très tranché du qualificatif de l'âge, l'aspect vague de ce qualificatif n'est pas représenté [BAG99], en fait, le passage par une limite n'est pas soudain et une personne ne va jamais devenir âgée soudainement, le passage est naturellement progressif.



**Fig.IV.1 : Classification des personnes selon l'âge en logique booléenne.**

Dans la logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction prenant une valeur comprise entre 0 et 1, ainsi, une personne de 30 ans qu'on peut considérer en moyenne age est qualifiée à la fois comme en moyenne age 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, (*fig.IV.2*):

$$\begin{cases} u_{jeune}(\hat{age}) = 0.8 \\ u_{moyen\ \hat{age}}(\hat{age}) = 0.2 \\ u_{\hat{agee}}(\hat{age}) = 0 \end{cases} \quad (IV.1)$$



**Fig.IV.2 : classification des personnes selon l'âge en logique floue. Degré d'appartenance de la personne de 30 ans.**

### 2.1. Les sous ensembles flous :

Considérant un élément  $x$  appartenant à un intervalle  $X$ , on définit un sous ensemble  $A$  sur  $X$  par une fonction degré d'appartenance  $u$  tel que [KAU], [BAG99], [BEL05]:

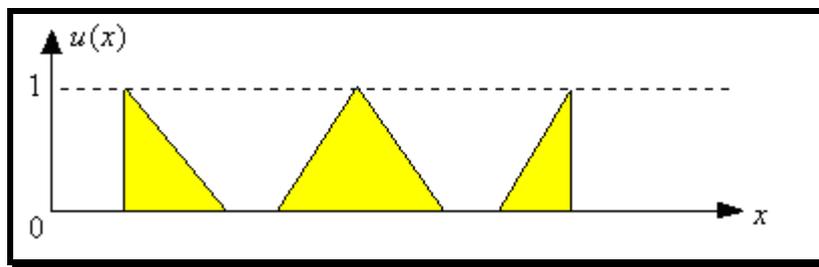
$$x \in X \Rightarrow u_A(x) \in [0,1] \quad (IV.2)$$

L'intervalle  $X$  est l'univers discours qui définit l'ensemble des valeurs que peut prendre la variable floue  $x$ , [BAG99], [BOR98]. Ainsi, dans l'exemple de la classification des personnes, la variable floue  $x$ , qui est l'âge, appartient à l'univers discours (entre 0 et 100), trois sous ensembles flous  $y$  sont associés : jeune, en moyen age et âgée, chacun est caractérisé par une fonction d'appartenance  $u_{jeune}(\hat{age})$ ,  $u_{moyen\ \hat{age}}(\hat{age})$  et  $u_{\hat{agee}}(\hat{age})$ .

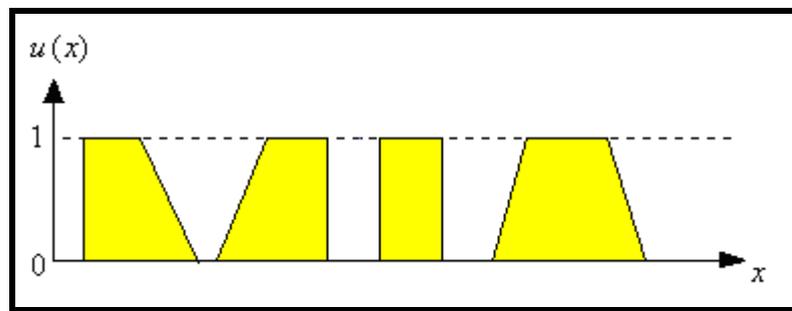
L'association des trois sous ensembles flou définit l'ensemble flou de la variable floue  $x$ , [BAG99], [BOR98].

## 2.2. Formes des sous ensembles flous :

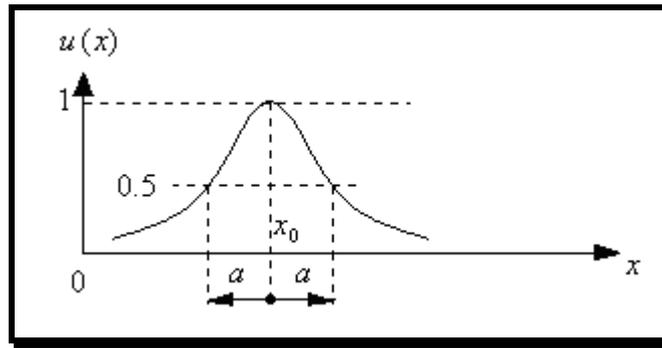
Souvent, les fonctions d'appartenance ont trois formes principales et plus usuelles ; triangulaires (*fig.IV.3*), trapézoïdales (*fig.IV.4*) ou sous forme d'une cloche (*fig.IV.5*). Mais on peut choisir d'autres formes [ALL01], [BOR98].



**Fig.IV.3 : fonctions d'appartenance de forme triangulaire.**



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



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

Cette dernière forme s'exprime mathématiquement par :

$$u(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x - x_0}{a}\right)^2} \quad (\text{IV.3})$$

### 2.3. Opérateurs de la logique floue :

Supposant deux fonctions d'appartenance  $u_A(x)$  et  $u_B(x)$  de deux variables floues  $x$  et  $y$  caractérisant la température de l'air et la force du vent, l'exemple "l'air est froid et le vent est fort" ou encore "si l'air est froid ou le vent n'est pas faible" il faut fermer la porte. Les compositions ET et OU en plus de la négation apparaissent et doivent être définies. Pour pouvoir décider de fermer la porte ou non il faut que deux conditions soient vérifiées en même temps. Alors, il est important de pouvoir composer entre les divers prédicats et leurs fonctions d'appartenance.

#### 2.3.1. L'opérateur ET :

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

$$u_C(z) = u_{A \text{ et } B}(z) = \min(u_A(x), u_B(y)) \quad (\text{IV.4})$$

Cet opérateur est commutatif, associatif, admet 0 comme élément absorbant et 1 comme élément neutre [BAG99], [BOR98], [BUL94].

### 2.3.2. L'opérateur OU :

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

$$u_C(z) = u_{A \text{ ou } B}(z) = \max(u_A(x), u_B(y)) \quad (\text{IV.5})$$

Cet opérateur est commutatif, associatif, admet 1 comme élément absorbant et 0 comme élément neutre [BAG99], [BOR98], [BUL94].

### 2.3.3. L'opérateur NON :

Il est caractérisé en logique floue par la fonction :

$$u_C(z) = u_{\bar{A}}(x) = 1 - u_A(x) \quad (\text{IV.6})$$

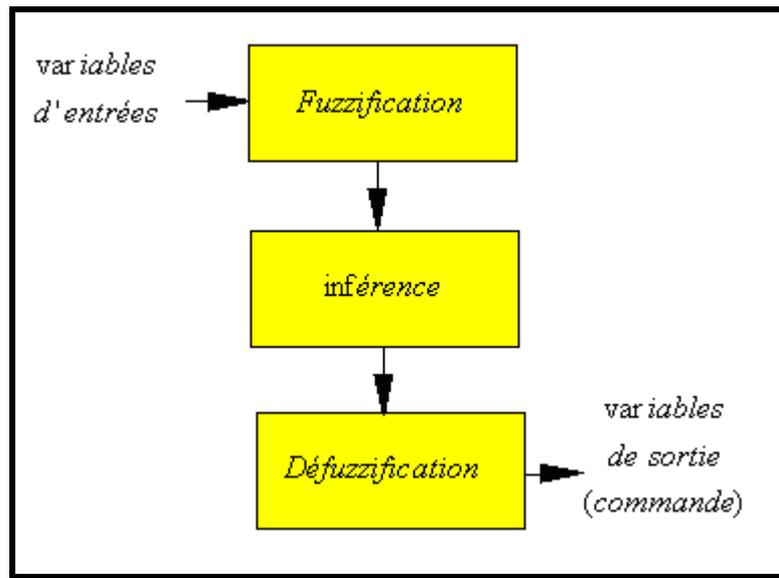
Dans certaines circonstances, il est judicieux de choisir d'autres opérateurs en plus de OU, ET et NON [BAG99], [BOR98], [BUL94].

## 3. La commande floue :

### 3.1. Structure d'une commande floue :

Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie, comme le fait un régulateur PI, il utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques (section IV.3.1.2.), ces inférences sont traitées par des opérateurs propres à la logique floue (section IV.2.3.).

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



**Fig.IV.6 : Structure de la commande floue.**

### 3.1.1. La Fuzzification :

Dans la fuzzification, on transforme les grandeurs physiques en variables linguistiques (variables floues), c'est-à-dire qu'on attribue des degrés d'appartenance à chaque grandeur physique d'entrée [BAG99], [BUL94].

Le nombre de fonction d'appartenance n'est pas précis, son choix dépend de l'application et de la précision désirée, en générale, on utilise trois, cinq ou encore sept pour augmenter la précision, mais, aussi augmenter le temps du calcul. Au delà de sept ensembles aucune amélioration n'est apportée [BOR98].

### 3.1.2. L'Inférence floue :

Le but de l'inférence est d'établir des règles, c'est-à-dire, de déterminer les sorties floues du contrôleur à partir des entrées floues résultants de la fuzzification [BOR98], [BUL94], [BAG99].

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

Si ( $x$  est  $A$ ) et ( $y$  est  $B$ ) alors ( $z$  est  $C$ )



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

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

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

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

**Tableau.IV.1 : Matrice d'inférence.**

Il arrive que la matrice d'inférence ne soit pas entièrement remplie, cela ne veut pas dire que la sortie n'existe pas, mais le degré d'appartenance est nul pour la règle en question [BAG99].

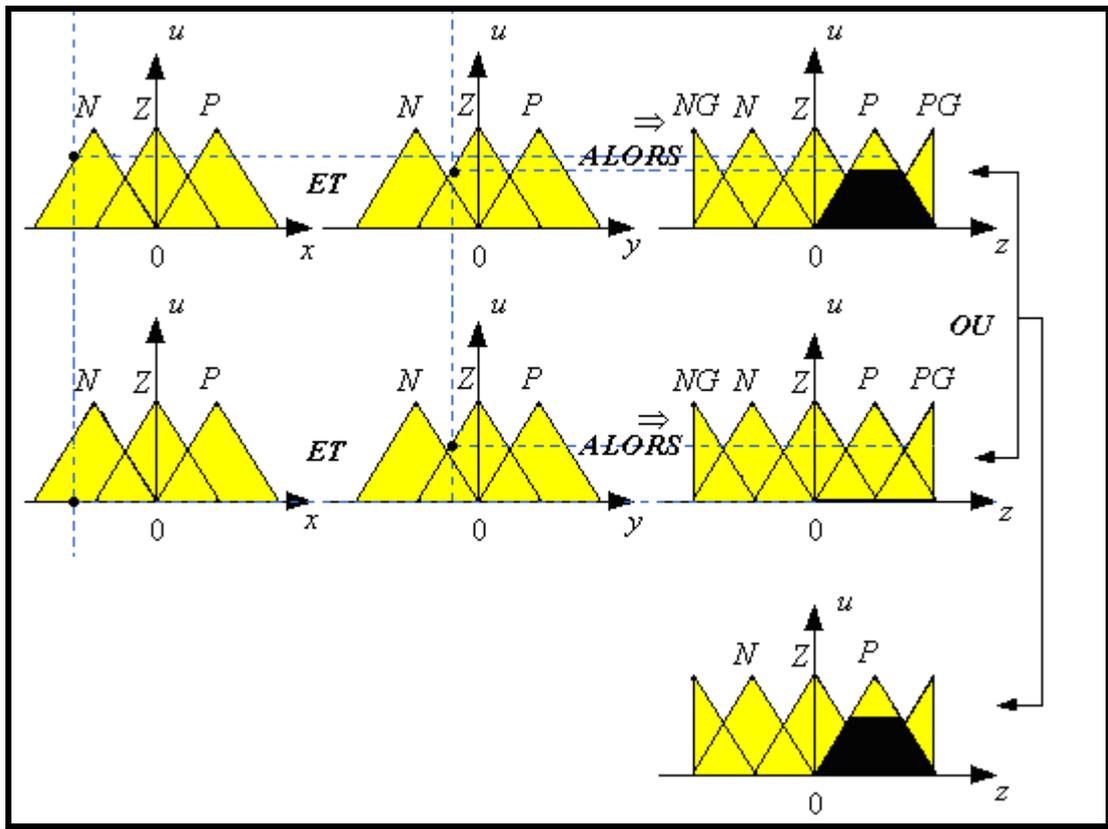
Maintenant, on définit les degrés d'appartenance de la variable de sortie, les méthodes permettant d'y arriver sont nombreuses, la différence entre eux se définit essentiellement par la façon de réaliser les opérateurs flous (ET, OU et NON) (section IV.2.3.), [BAG99], [BEL05], [BUL94].

On distingue trois méthodes principales et usuelles ; Max-Min, Max-Produit et Somme-Produit [BAG99], [BEL05] et la méthode que nous avons utilisé dans ce travail est la méthode Max-Min (implication de Mamdani).

**La méthode Max-Min :**

Cette méthode consiste à réaliser l'opérateur ET par la fonction Min, l'opérateur OU par la fonction Max et la conclusion ALORS par la fonction Min [BEL05], [BAG99].

Dans la règle 1, qui possède une seule prémisse, l'ensemble PG de la variable  $z$  de sortie est égale au minimum des deux degrés d'appartenance de  $x$  et  $y$ .



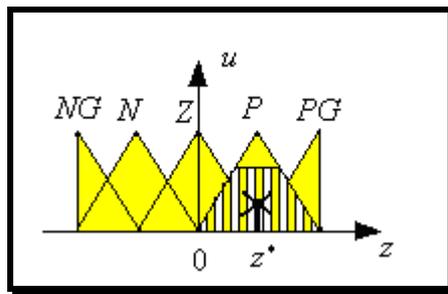
**Fig.IV.8 : Inférence par la méthode Max-Min de la règle 2.**

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

### 3.1.3. La défuzzification :

Cette étape consiste à réaliser l'opération inverse de la fuzzification, c'est-à-dire, obtenir une valeur physique de la sortie à partir de la surface obtenue. Plusieurs méthodes de défuzzification existent, [BOR98], [BUL94], [BAG 99]. :

La méthode du centre de gravité est la plus utilisée, [BAG99], (fig.IV.9).



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

Cette méthode consiste à trouver le centre de gravité de la surface obtenue. L'abscisse du centre de gravité de la sortie z peut se déterminer à l'aide de la relation générale [BUL94]:

$$z^* = \frac{\int_{-1}^1 zu_z(z)dz}{\int_{-1}^1 u_z(z)dz} \quad (\text{IV.7})$$

Une deuxième méthode, nommée : inférence par valeur max, consiste à définir la valeur de sortie comme étant l'abscisse correspondante à la moyenne de la valeur maximale de la fonction d'appartenance, [BUL94].

### 3.2. Structure du régulateur flou pour la commande de la MAS:

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

Comme dans le cas de la commande par des régulateurs classiques, nous avons introduit deux régulateurs flous, le régulateur de la vitesse de rotation et le régulateur du flux rotorique. Les variables floues que nous avons utilisé sont l'erreur entre la valeur réelle et la valeur de consigne en plus de la dérivé de cette erreur. Nous avons construit un régulateur flou à partir des concepts de base de la logique floue qu'on a abordé le précédent paragraphe.

##### 3.2.1.a. Le régulateur de la vitesse :

La vitesse de référence  $\Omega^*$  est imposée par un opérateur externe, l'entrée de régulateur est la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée  $E_\Omega$ , la sortie du régulateur est le couple électromagnétique de référence  $\Gamma_e^*$  que la machine doit développer. A flux constant, le couple est proportionnel au courant  $I_{qs}^*$  de référence. Donc le courant  $I_{qs}^*$  est l'image du  $\Gamma_e^*$ .

La structure du régulateur est alors la même qu'un régulateur de type PI, avec comme entrée la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée et en sortie le courant de référence ( $I_{qs}^*$ ), (fig.IV.10).

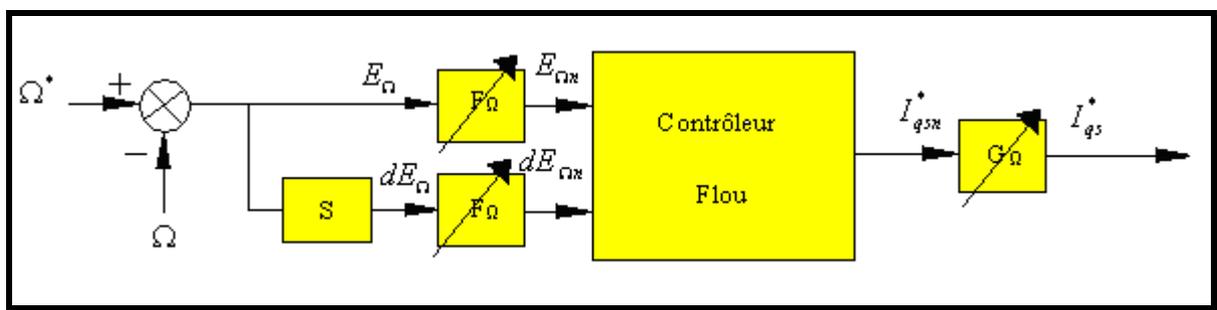


Fig.IV.10 : Schéma d'un régulateur flou de vitesse.

On retrouve en entrée et à la sortie du contrôleur des gains dits ‘facteurs d’échelle’, qui permettent de trouver des grandeurs normalisées indicées par ‘n’, [BAG99], [BUL94].

$$\begin{cases} E_{\Omega n} = F_{\Omega} \cdot E_n \\ dE_{\Omega n} = F_{\Omega} \cdot dE_n \\ I_{qsn}^* = \frac{1}{G_{\Omega}} I_{qs}^* \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

La dérivé de l’erreur est approchée par :

$$dE_{\Omega}(k) = \frac{E_{\Omega}(k) - E_{\Omega}(k-1)}{T_e} \quad (\text{IV.9})$$

La période d’échantillonnage est notée par  $T_e$ .

### 3.2.1.b. Le régulateur du flux rotorique :

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 (ou bien, estimé) et la sortie est le courant de référence  $I_{ds}^*$ , (fig.IV.11), les grandeurs normalisées sont données par :

$$\begin{cases} E_{\varphi n} = F_{\varphi} \cdot E_n \\ dE_{\varphi n} = F_{\varphi} \cdot dE_n \\ I_{qsn}^* = \frac{1}{G_{\varphi}} I_{qs}^* \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

La dérivé de l’erreur est approchée par :

$$dE_{\varphi}(k) = \frac{E_{\varphi}(k) - E_{\varphi}(k-1)}{T_e} \quad (\text{IV.11})$$

La différence existant entre le régulateur du flux rotorique et le régulateur de la vitesse de rotation est niveau des facteurs d’échelle, en plus des fonctions d’appartenance.

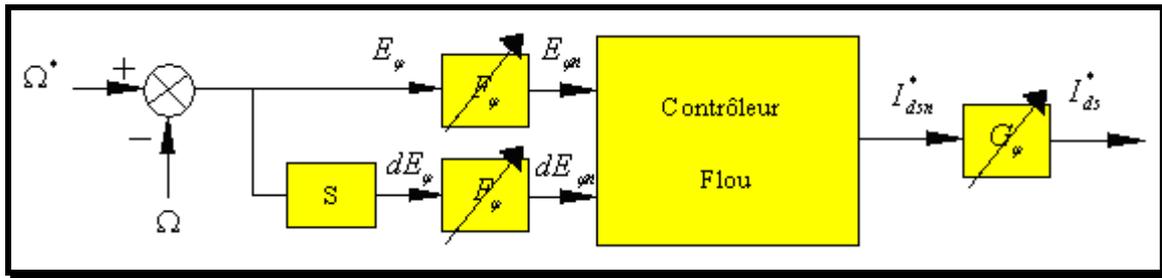


Fig.III.11 : Schéma d'un régulateur flou du flux rotorique.

### 3.2.2. Procédure de la régulation floue de la machine asynchrone :

#### 3.2.2.a. La fuzzification :

Dans notre travail, nous avons choisis cinq ensembles flous pour les deux variables d'entrée ( $E$  et  $dE$ ) en plus de cinq ensembles pour la variable de sortie. Les ensembles sont : Grand Négatif, Négatif, Zéro, Positif et Grand Positif (Annexe C). La fuzzification permet de définir le degré d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous.

Les fonctions d'appartenance triangulaires sont plus faciles à implémenter et demandent moins de temps de calcul [BAG99], alors nous utilisons dans notre travail ce type d'ensembles.

#### 3.2.2.b. L'inférence floue :

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

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

Nous poursuivons cette analyse pour remplir la matrice d'inférence. Un choix possible aura la forme de *Tableau.IV.2* :

$dE \backslash E$	$E$	NG	N	Z	P	NP
NG		<b>NG</b>	<b>NG</b>	<b>N</b>	<b>N</b>	<b>Z</b>
N		<b>GN</b>	<b>N</b>	<b>N</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>
Z		<b>N</b>	<b>N</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>	<b>P</b>
P		<b>N</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>	<b>P</b>	<b>PG</b>
NP		<b>Z</b>	<b>P</b>	<b>P</b>	<b>PG</b>	<b>PG</b>

**Tableau.IV.2 : Matrice d'inférence de 5 ensembles des deux entrées et 5 ensembles pour la sortie.**

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

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

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

### 3.2.2.c. La défuzzification :

Le régulateur, ayant deux entrées et une sortie, la régulation est représentée par une surface caractéristique nommée représentation dans l'espace d'état tridimensionnel [BUH94]. Elle exprime les variations de la sortie  $C$  (commande) en fonction de variations des deux entrées (l'erreur  $E$  et sa dérivée  $dE$ ) dans l'univers discours.

## 4. Inconvénients liés à l'utilisation du régulateur flou :

Malgré sa simplicité et efficacité, la logique floue présente des inconvénients [BUL94]:

- 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.

## 5. Les résultats de simulation :

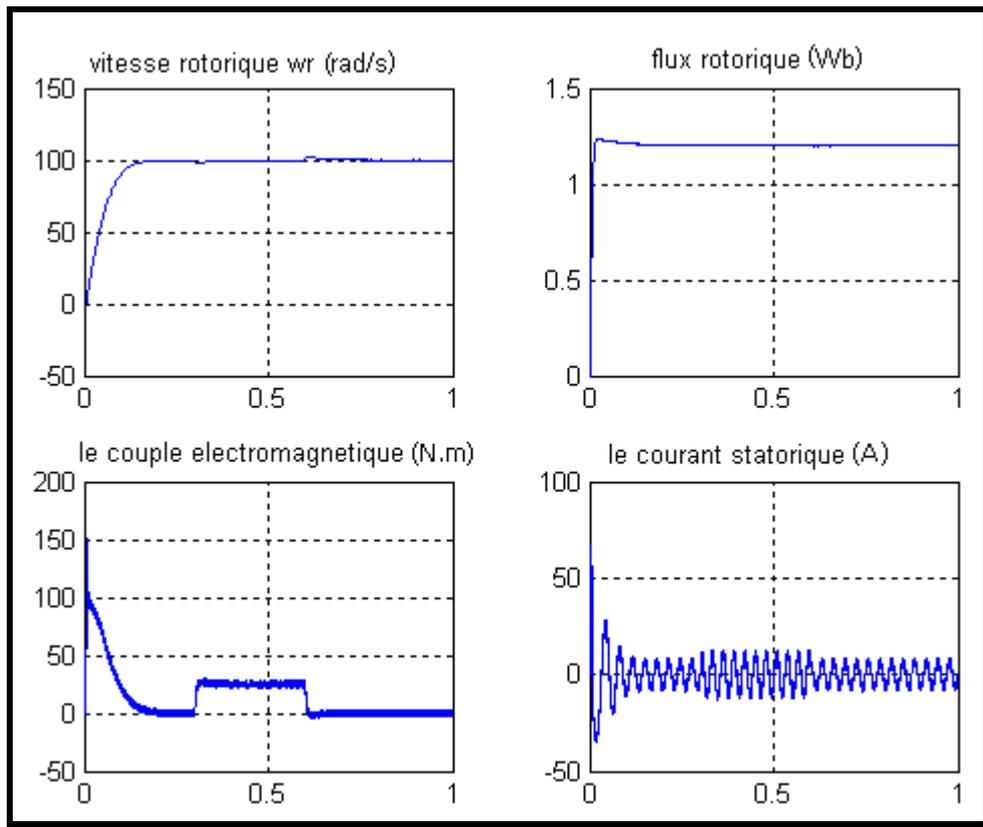
Nous avons fait les simulations sur le même système du chapitre précédent, mais, on change les régulateurs PI par des régulateurs par la logique floue.

### 5.1. Simulation de la commande par la logique floue :

#### 5.1.1. Démarrage à vide et insertion du couple résistant :

On montre dans la *fig.IV.12* la commande de démarrage à vide de la machine asynchrone suivie par l'introduction d'un couple résistant de valeur nominale 25 N.m à l'instant  $t=0.3$  s, qui sera enlevé par la suite (à  $t=0.6$  s).

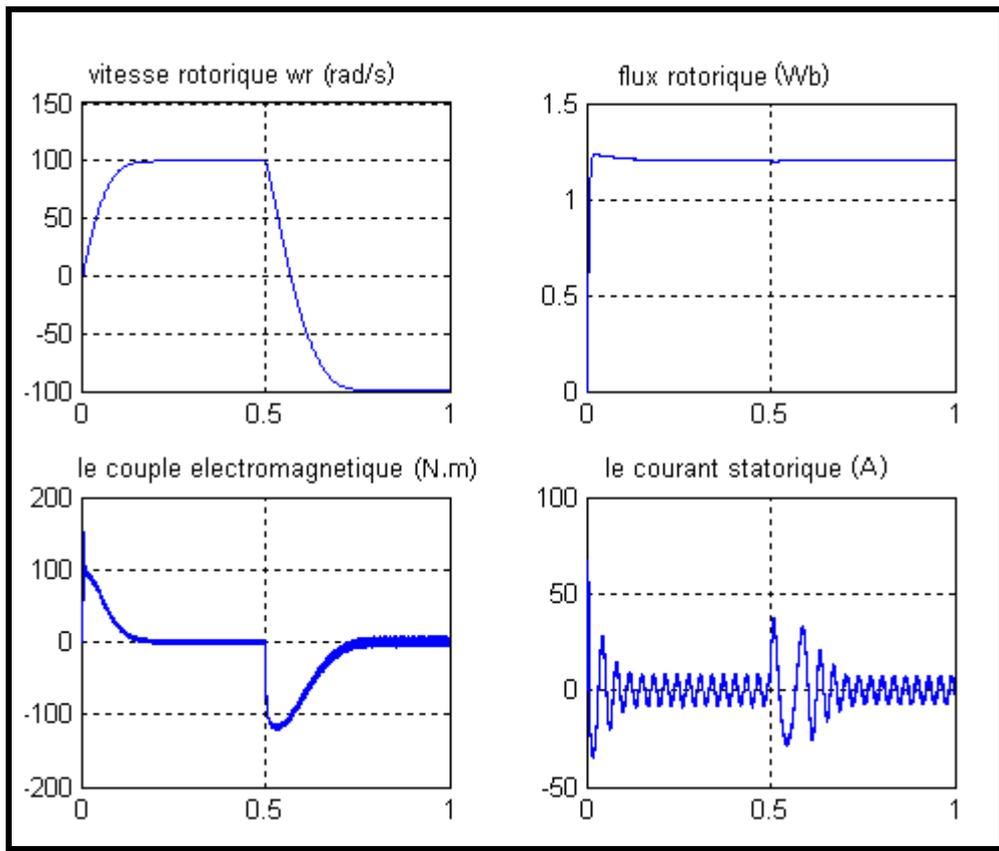
Les résultats montrent que le régulateur de vitesse répond en un temps de 0.2 s, le flux rotorique s'établit après un temps court de 10 ms pour atteindre sa valeur de référence (1.2 Wb). La chute de vitesse lors de l'insertion du couple résistant est de 2.5 % de la valeur de référence, cette chute rattrape sa valeur de référence en un temps trop rapide (moins de 0.2 s). Le flux rotorique n'est pas affecté par ce couple résistant, le découplage couple flux est alors réalisé.



**Fig.IV.12 : Démarrage à vide et insertion d'un couple résistant.**

### 5.1.2. Inversion du sens de rotation :

La figure *fig.IV.13* montre le démarrage de la machine asynchrone avec une consigne de vitesse de  $100 \text{ rad/s}$ , ainsi que l'inversion du sens de rotation à l'instant  $0.5 \text{ s}$ . 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.



**Fig.IV.13 : Simulation de l'inversion du sens de rotation.**

### 5.1.3. Réponse en basses vitesses :

La figure fig.IV.14 montre la robustesse de la commande à basses vitesses, la vitesse suit sa référence en un temps trop court de 0.16 s, ce temps est inférieur au temps de réponse lorsque la vitesse de référence était de 100 rad/s, le flux n'est pas affecté lors de l'inversion du sens de rotation.

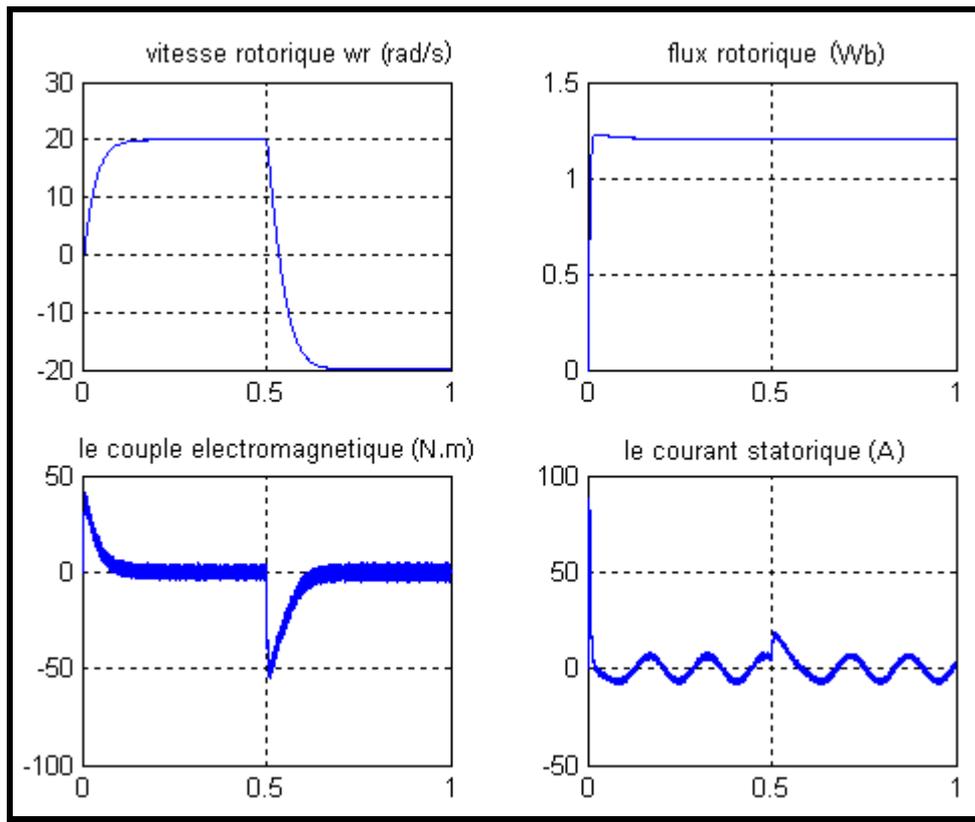
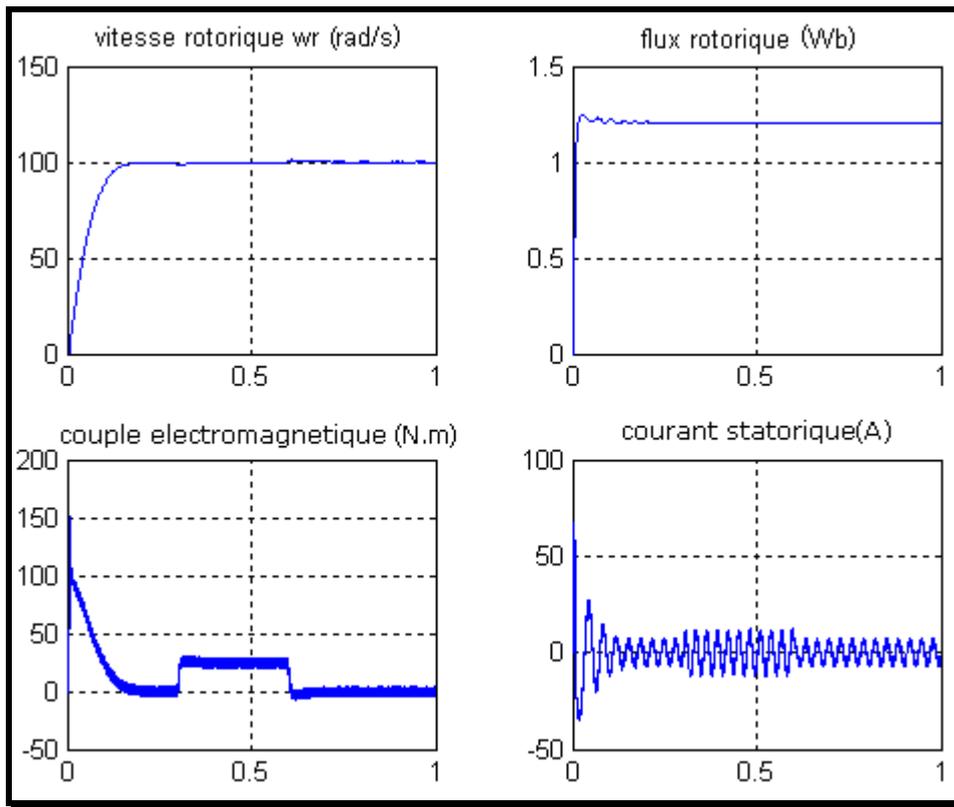


Fig.IV.14 : Démarrage en consigne de 20 rad/s et inversion du sens de rotation.

## 5.2. La commande floue en présence des observateurs :

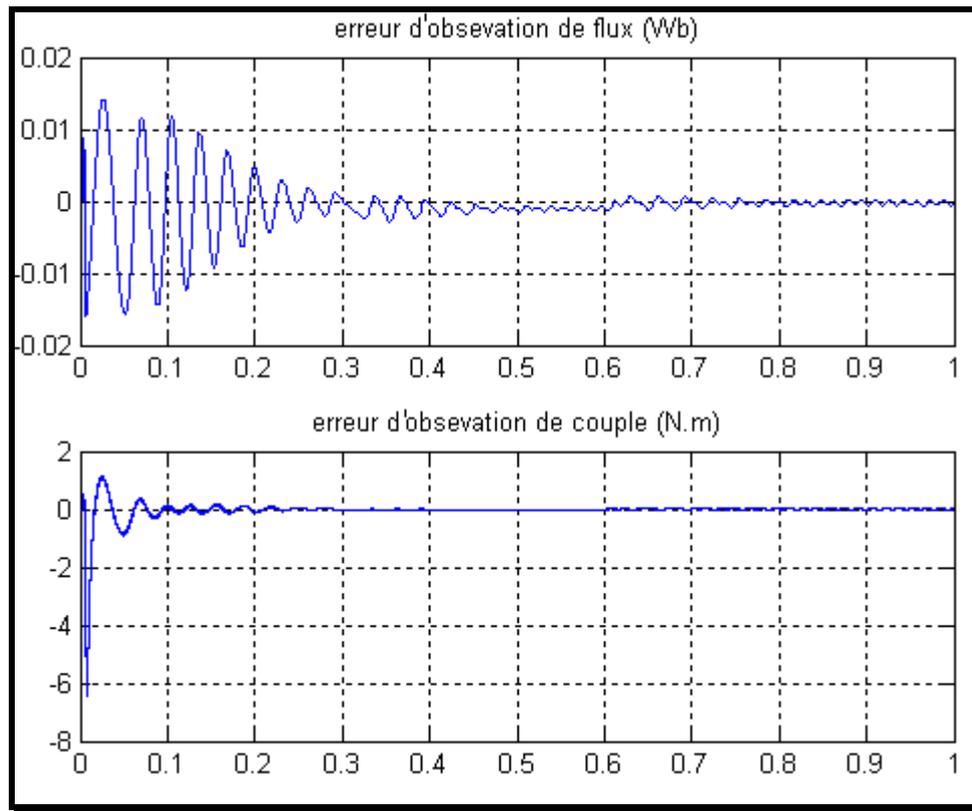
### 5.2.1. Cas de l'observateur du flux rotorique :

Dans la figure *fig.IV.15*, nous donnons les résultats de simulation du couple électromagnétique, du flux rotorique, de la vitesse de rotation et du courant statorique de la commande par logique floue, on ajoutant un observateur du flux rotorique.



**Fig.IV.15 : Commande floue en présence de l'observateur du flux rotorique.**

Ces résultats montrent que le découplage est toujours respecté, la poursuite des consignes est rapide, le temps de réponse de la vitesse lors de l'insertion du couple résistant est trop rapide. Pratiquement les mêmes que dans le cas de l'estimateur du flux rotorique.



**Fig.IV.16 : Erreur dans l'observation du flux et du couple dans la commande floue avec observateur du flux.**

La figure ci-dessus montre que l'erreur de l'observation quand on utilise un observateur du flux rotorique converge vers des valeurs statiques négligeables après un temps de 0.3 s dans l'observation du couple et 0.4 s dans l'observation de flux.

### 5.2.2. Cas des observateurs du flux rotorique et de la vitesse :

Dans ce cas, on applique l'observateur de vitesse à ordre réduit à la commande par logique floue de la machine. La figure fig.IV.17 montre que la commande est toujours performante même en présence de l'observateur de vitesse ; la poursuite des références est rapide et le dépassement est acceptable. L'introduction de l'observateur conduit pratiquement aux mêmes résultats que de capteur de vitesse. Les erreurs de couple et de flux sont montrées en fig.IV.18, ces erreurs tendent vers des valeurs statiques toujours négligeables, ce qui montre le bon choix de la matrice de gain.

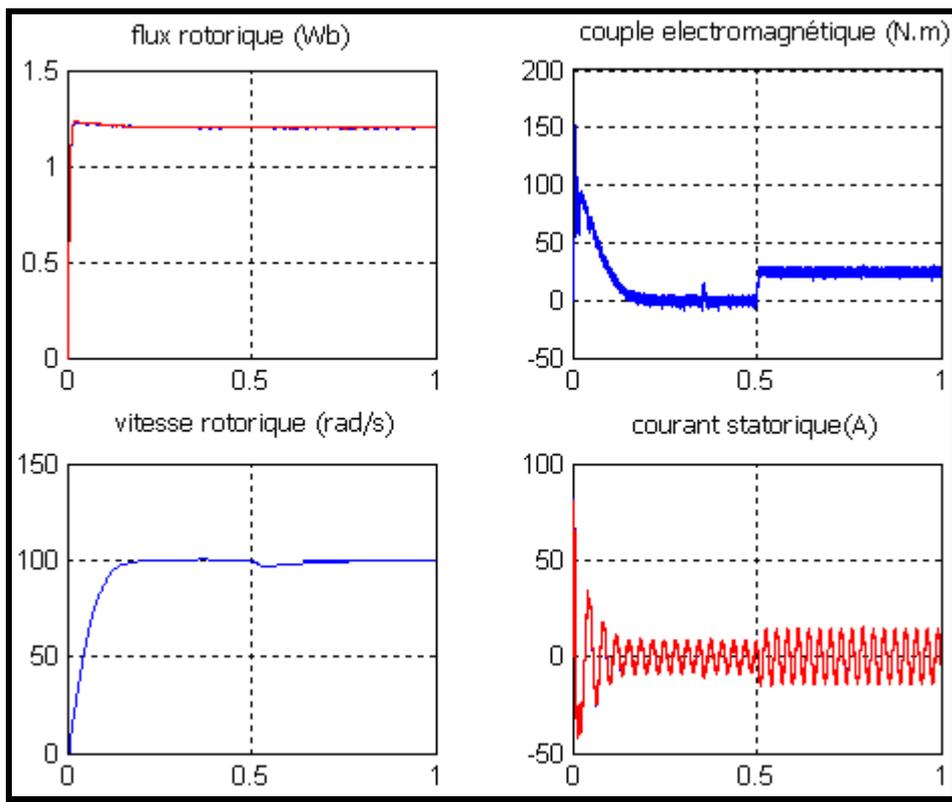
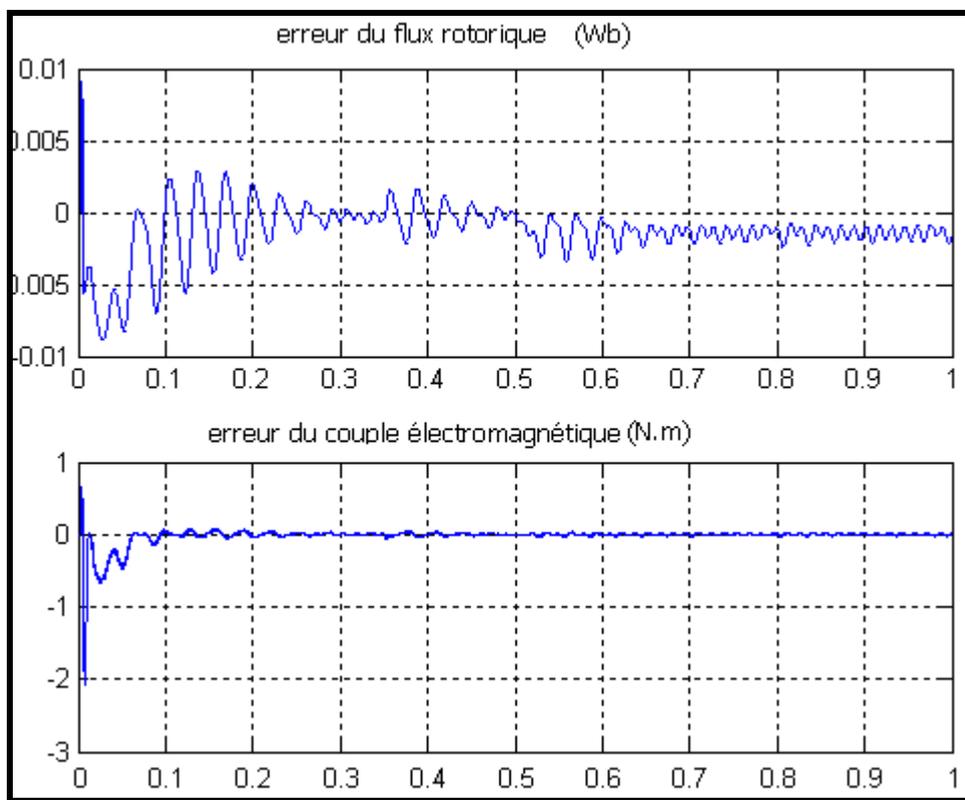


Fig.IV.17 : Commande par logique floue avec observation du flux et de vitesse.

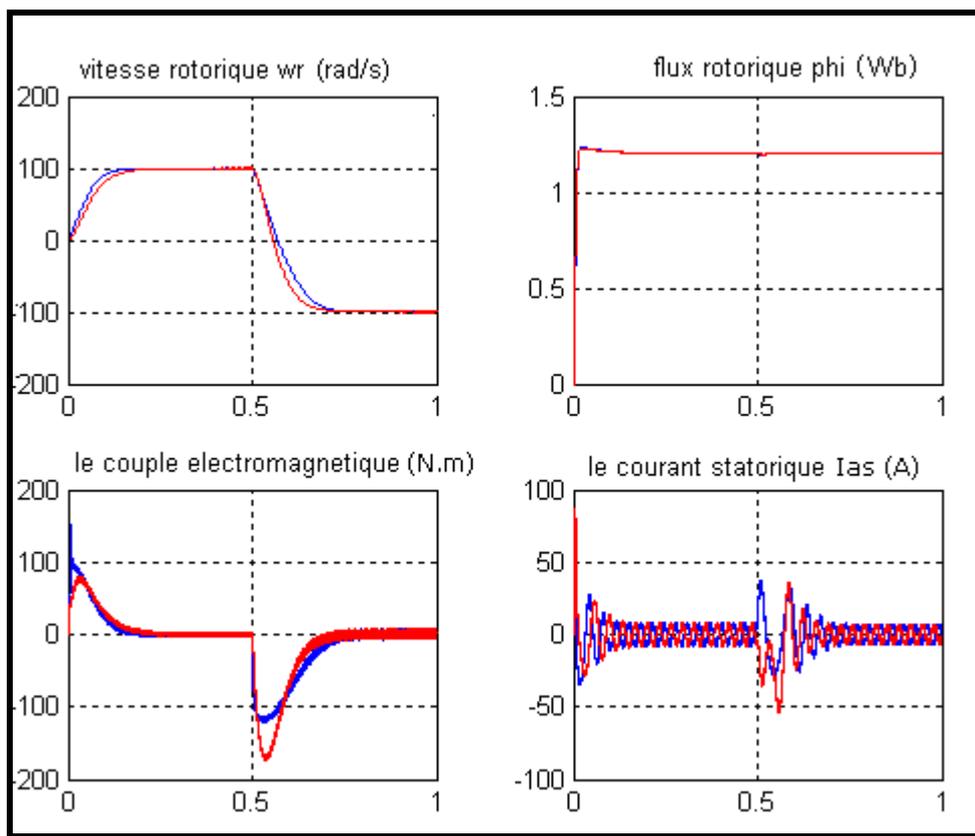


**Fig.IV.18 : Erreur d'observation dans la commande floue avec l'observation du flux et de vitesse.**

### 5.3. Comparaison entre la commande par régulateurs PI et par logique floue :

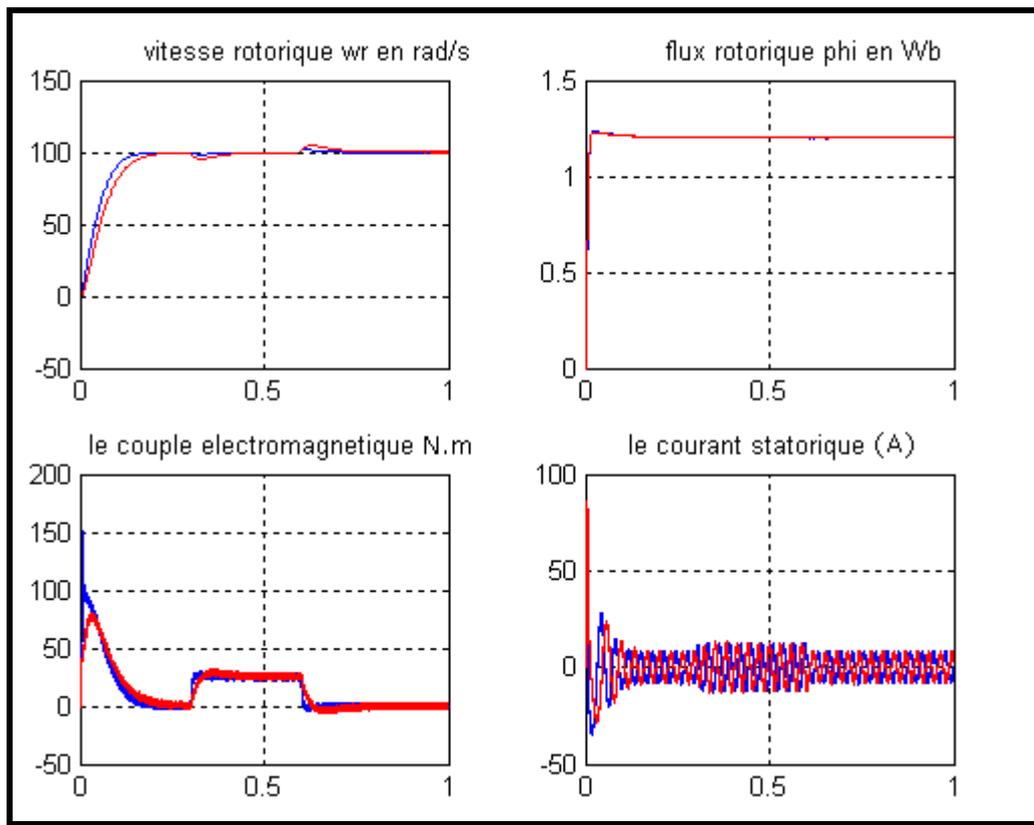
Pour comparer les deux types de commande, nous avons simulé les deux commandes sous les mêmes conditions. Les figures suivantes montrent les différences entre la commande par régulateurs PI et par logique floue :

#### 5.3.1. Commande sans observation :



**Fig.IV.19 : Démarrage avec consigne de 100 rad/s puis inversion du sens de rotation.**

En rouge, nous avons représenté les résultats de la commande par régulateurs PI et en bleu par régulateur flou. Ces résultats montrent que les deux types de commande donnent des bonnes performances, on retrouve presque les mêmes à la seule différence au niveau du temps de réponse de la vitesse ; le temps de réponse du régulateur PI est toujours le même sur toutes les conditions, par contre, celui du régulateur flou dépend de la valeur de consigne, plus cette valeur est proche de la valeur initiale, plus que la réponse est rapide.



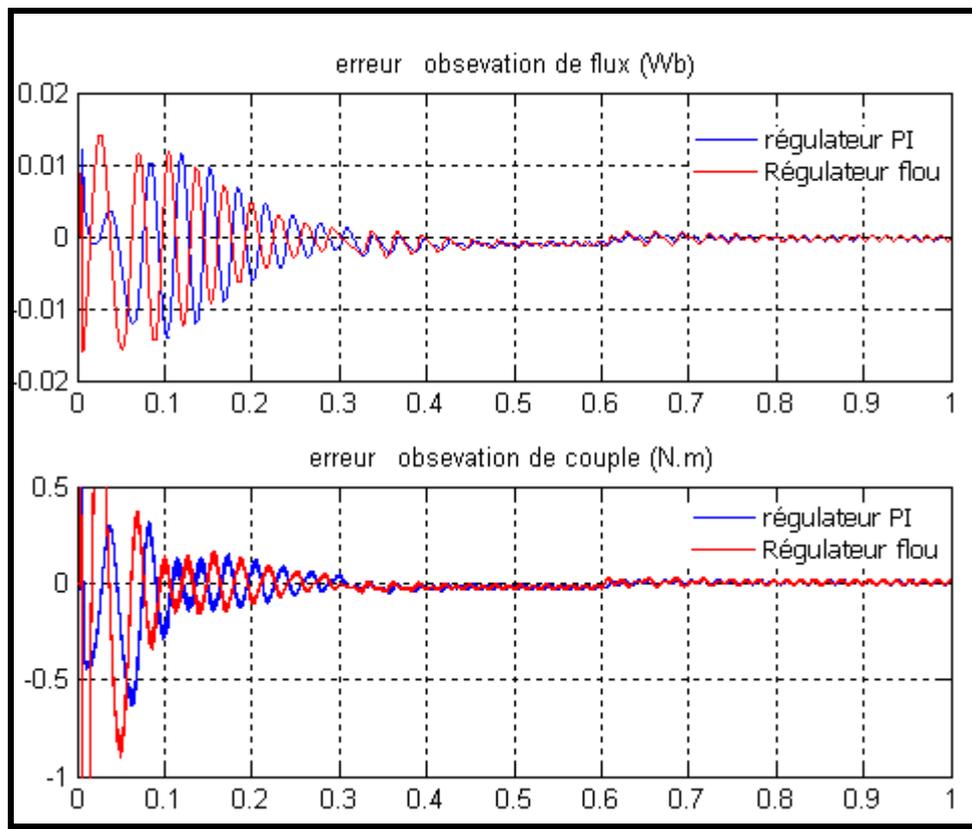
**Fig.IV.20 : Commande du démarrage à vide puis insertion du couple résistant.**

Cette figure montre la commande lors d'un démarrage à vide, insertion du couple résistant puis enlèvement de ce couple. Après insertion du couple résistant, le régulateur retrouve sa consigne ; comme dans les précédentes figures, le régulateur flou est plus rapide par rapport à l'autre régulateur. Cette différence est due au fait que le temps de réponse du régulateur PI est déterminé par sa conception, il arrive toujours à sa première montée à rattraper 95% de sa valeur de référence dans le temps de régulation, si ce temps est rapide par

rapport à la machine, nous remarquons un dépassement. Le régulateur flou, par contre, il trouve chaque fois un temps de réponse différent, parce que, ce temps n'est pas déterminé dans sa conception, et le dépassement est toujours acceptable.

### 5.3.2. Commande avec l'observation :

La figure *fig.IV.21* montre une comparaison entre les erreurs en observation du flux rotorique et du couple électromagnétique dans la commande par régulateurs PI et la commande par la logique floue, cette erreur est supérieure dans le cas de la commande par les régulateurs floue, mais, à partir de 0.1 s elles sont presque identiques.



**Fig.IV.21 : Comparaison entre la régulation classique et par logique floue en introduisant un observateur de flux.**

La comparaison entre les figures *fig.III.12* et *fig.IV.18* montrent une faible différence dans l'erreur d'observation à ordre réduit entre la commande par logique floue et la

commande par régulateurs PI ; l'erreur dynamique du flux est 0.01 Wb dans les deux cas, l'erreur statique est négligeable et le temps nécessaire pour converger est presque 0.25 s. l'erreur dans le couple est pratiquement la même à la seule différence au niveau d'un pic de -2 N.m au démarrage, le temps nécessaire pour converger est pratiquement 0.1 s. mais tous ces erreurs donnent des bonnes résultats de commandes.

## **6. 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.

L'introduction des observateurs n'affecte pas beaucoup la robustesse de la commande, les simulations montrent que les erreurs convergent vers des valeurs statiques négligeables qui donnent des bons résultats de commande. Ces résultats sont presque identiques pour les deux types de commande.

## ***CONCLUSION GENERALE***

## Conclusion Générale :

La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté, la commande par logique floue et les observateurs d'état sont des applications relatives à la commande des machines asynchrones ; La commande vectorielle à flux orienté utilisant des régulateurs classiques est la plus utilisée, 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 dans le domaine du contrôle des machines électriques. L'utilisation des observateurs d'état pour remplacer les capteurs est aussi intéressante, vu les insuffisances posées par ces derniers.

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. En plus, d'utiliser des algorithmes d'observation de la vitesse de rotation et du flux rotorique afin de pouvoir éliminer les capteurs qui posent des problèmes techniques en plus du coût élevé.

D'abord, nous avons fait une modélisation classique et incontournable du système machine-alimentation, au chapitre I, montrant la non linéarité même dans le modèle de Park. Les simulations effectuées montrent que le modèle de la machine est valable et que l'alimentation donne des bonnes performances.

Au chapitres II, nous avons montré la commande vectorielle classique de la machine asynchrone en utilisant des capteurs, nous avons remplacé au troisième chapitre ces capteurs par deux observateurs de Luenberger. Les tests de robustesse que nous avons fait en simulation montrent les performances de la commande même en présence des observateurs

qui force l'erreur d'observation à converger vers des valeurs statiques négligeables. La poursuite des références est toujours rapide et satisfaisante même en basses vitesses.

Nous avons donné au 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 sur MATLAB, la poursuite des références dans la commande en plus de la convergence rapide de l'erreur sur les observations.

Le travail effectué, nous donne envie de quelques perspectives que nous traduisons par :

- L'utilisation des méthodes heuristiques comme les réseaux de neurones et les algorithmes génétique soit dans la conception des régulateurs, soit pour l'amélioration des performances de la commande floue dans le choix des fonctions d'appartenance.
- Trouver un moyen permettant le calcul de la matrice de gain des observateurs, ou à la limite utiliser des méthodes heuristiques ou encore des méthodes de recherche pour trouver des solutions plus performantes.
- Trouver un algorithme plus performant dans l'observation, parce que, ceux que nous avons utilisé donnant des résultats qui ne sont pas bonnes malgré qu'ils soient acceptables.
- Enfin, réaliser la commande vectorielle par l'introduction de l'une ou les deux méthodes développées dans ce mémoire.

# ***BIBLIOGRAPHIE***

## **Bibliographie**

- [AIP02] X.Aiping « Observateurs Adaptatifs Non-Linéaires et Diagnostic des Pannes. »  
Thèse de doctorat, université de Renne 1, 26 septembre 2002.
- [All 01] J.-M.ALLENBACH «Systèmes Asservis, Volume 5R : Asservissement par logique flou. », Document de cours, Centre de Compétences en Automatisation Industrielle et Productive, Ecole d'ingénieurs de Genève, édition 2001.
- [ALR04] I.AL-ROUH, « Contribution à la Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone. »  
Thèse de doctorat, université Henry Poincaré, Nancy, 12 juillet 2004.
- [AME05] A.Ameur « Commande Sans Capteur de Vitesse Par DTC d'une Machine Synchrone Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Ordre Complet à Modes Glissants. »  
Mémoire de Magistère, université de Batna, 25 octobre 2005.
- [BAG99] L.BAGHLI, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. » Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 14 janvier 1999.
- [BEL05] H. BELHADEF & S. BENDAOUZ «La Logique Floue avec Optimisation par les Algorithmes Génétiques Appliquée à la Commande d'Attitude d'un Satellite. », PFE, Département de Mathématique, Faculté de Sciences, Université Saad Dahlab, Blida, 2005.
- [BOR98] P. BORNE & J. ROZINOER & J.-Y. DIEULOT & L. DUBOIS «Introduction à la Logique Floue. », Editions TECHNIP, Mars 1998.
- [BOS86] B.K.BOSE, « Power Electronics and AC Drives. » Prentice-Hall, New Jersey, 1986.
- [BUL94] H. BUHLER «Réglage par Logique Floue. », Collection Electricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [BUS01] G.BUSHE, « Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Réel Matlab/Simulink. » Thèse d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, 7 mars 2001.
- [CAN00] C. CANADUS DE WIT « Commande des Moteurs Asynchrones, V2 Optimisation Discrétisation et Observateurs. » HERMES Science Publications, 2000, Paris.
- [CHE] H.CHEKIREB, « La Conversion Continue Alternative. » Notes de cours Electronique de Puissance, Ecole Nationale Polytechnique.
- [DAI] Y.DAILI, A.MAKOUF, Med-S NAIT.SAID, « Une Simple Technique de Contrôle de Courant par Hystérésis d'un onduleur de tension à fréquence de commutation

constante. » Document cours, Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétiques de Batna.

- [KAU] A. KAUFMANN «Introduction à la Logique Floue. », technique de l'ingénieur, Volume A 120 ; R7 032.
- [MAH07] M.MAHMOUDI, « Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone. » Document cours, Ecole Nationale Polytechnique, Alger.
- [MIR] M.MIRJANA, « Hysteresis Current Control in Three-Phase Voltage Source Inverter. » Document cours.
- [PAG01] O. PAGES «Etudes et Comparaison des Différentes Structures de Commande Multi-Contrôleurs, Application à un Axe Robotisé. », Thèse de doctorat EEA, laboratoire d'Automatique et de Micro-Informatique Industrielle, Université de Savoie.
- [SEG84] G.SEGUIER, « Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V1 : la Conversion Alternative-Continue. » Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1984.
- [SEG89] G.SEGUIER, « Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V4 : la Conversion Continue-Alternative. » Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1989.
- [TAM06] H.TAMRABET, «Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone. » Thèse de magister, université de Batna 2006.
- [WAN04] H.WANG, B.FAHIMI, S.PEKAREK, E.ZIVI, J.CIEZKI, « Improvement of Fault Tolerance In AC Motor Drives Using a Digital Delta-Hysteresis Modulation Scheme. » ESRDC Research Project Report, 13 janvier 2004.

## ANNEXES

### Annexe A :

#### Paramètres de la machine :

- ✚ Résistance statorique **1.2  $\Omega$**
- ✚ Résistance rotorique **1.8  $\Omega$**
- ✚ Inductance statorique **0.1554 H**
- ✚ Inductance rotorique **0.1568 H**
- ✚ Mutuelle inductance **0.15 H**
- ✚ Moment d'inertie **0.07 kg.m<sup>2</sup>**
- ✚ Coefficient de frottement **10<sup>-4</sup> N.m.s/rad**
- ✚ Vitesse nominale **1430 tr/mn**
- ✚ Puissance nominale **4 kW**
- ✚ Couple nominale **25 N.m**
- ✚ Courant nominale **15 A**

### Annexe B :

#### Calcul des régulateurs :

##### ✚ Régulateur de vitesse :

Temps de réponse : 0.2 s



$$\begin{cases} k_p = 01.83 \\ k_i = 27.44 \end{cases}$$

✚ Régulateur de flux rotorique :

Temps de réponse : 10ms

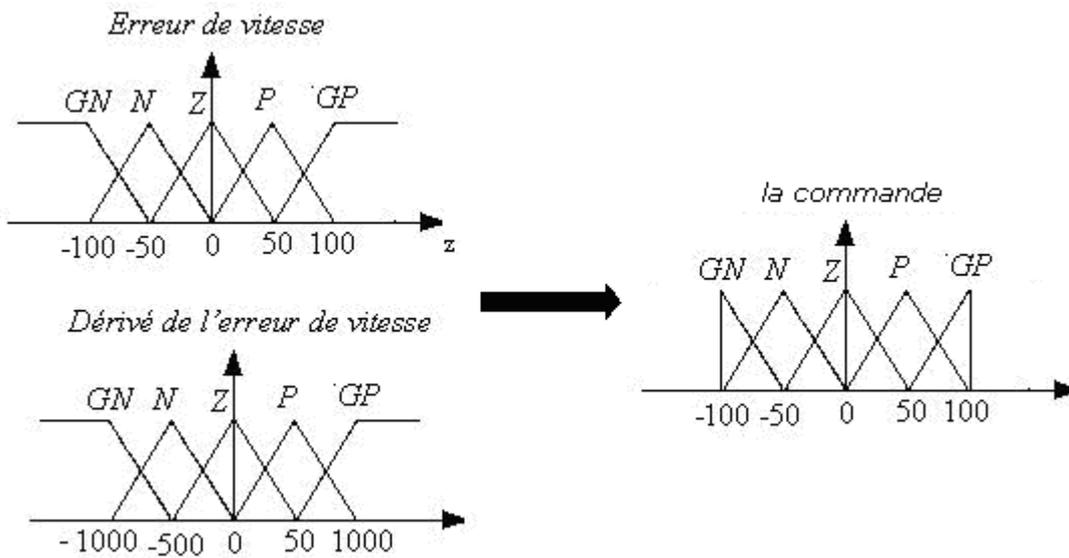


$$\begin{cases} k_p = 392 \\ k_i = 4500 \end{cases}$$

Annexe C :

Les fonctions d'appartenance :

✚ Fonctions d'appartenance de la vitesse de rotation :



🚩 Fonctions d'appartenance du flux rotorique :

