

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA  
FACULTE DES SCIENCES ET DES SCIENCES DE L'INGENIORAT  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

**OPTION : ELECTROMECHANIQUE**

**THEME**

---

**COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR UN REGLAGE  
PI - FLOU A GAIN FLOU ADAPTE**

---

Proposé et dirigé par :  
Monsieur : LAAMAYAD TAHAR

présenté par :  
SEBBOUH ZINELABIDINE  
MELKI KHALED

Année Universitaire : 2008/2009

# Dédicace

*Avant tous, je remercie Dieu le Tout Puissant  
de m'avoir donné le courage et la patience pour  
réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mes très chers parents, que Dieu les garde et les protège  
pour leurs soutiens moral et financier, pour leurs  
encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*A tous mes amis.*

*A tous mes amis d'études.*

*Toute ma famille.*

*zinelabidine*

# Dédicace

*A mon Père et à ma Mère  
A mes Sœurs, mes Frères et mes Proches,  
A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir,  
Et à ceux avec qui je partage de bons  
souvenirs*

*khaled*

# Remerciements

*Remerciements à Dieu –le tout puissant– qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.*

*Nous tenons à remercier notre promoteur Mr T. laamayad d'avoir accepter de nous encadrer et de nous suivre durant toute cete période.*

*Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail.*

*Et enfin nous remercions Mr le chef de département et l'ensemble des enseignants et collègues de notre promotion, qui nous ont aidé à réaliser ce modeste travail.*

*Zinelabidine & Khaled*

# SOMMAIR

<b>Introduction générale</b> .....	01
------------------------------------	----

## CHAPITRE I

### **Modélisation de la machine asynchrone**

<b>I.1 Introduction</b> .....	03
<b>I.2 Description du modèle</b> .....	03
<b>I.3 Modélisation de la machine asynchrone</b> .....	03
I.3.1 Machine triphasée.....	03
I.3.2 Mise en équations de modèle de la machine.....	04
I.3.2.1 Equations électriques.....	04
I.3.2.2 Equations magnétiques.....	05
I.3.2.3 Equation mécanique.....	06
I.3.3. Transformation de Park.....	07
I.3.3.1 Equations électrique.....	08
I.3.3.2 Equations du flux.....	08
I.3.3.3 Définitions des différents référentiels.....	09
I.3.3.4 Référentiel immobile par rapport au stator (système $\alpha, \beta$ ).....	10
I.3.3.5 Référentiel lié au rotor (système $x, y$ ).....	10
I.3.3.6 Référentiel immobile au champ tournant (système $d, q$ ).....	10
I.3.3.7 Equation du Couple Electromagnétique.....	11
I.3.3.8 Equation D'état du Modèle de la Machine Asynchrone.....	11
<b>I.4 Modélisation de l'association moteur à induction-onduleur de tension</b> .....	13
I.4.1 Introduction.....	13
I.4.2 Modélisation de l'onduleur de tension.....	13
I.4.3 Commande des onduleurs.....	15
I.4.3.1 Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis.....	15
<b>I.5 Interprétation des résultats de simulation</b> .....	17
<b>I.6. Conclusion</b> .....	20

## CHAPITRE II

### **Commande vectorielle de la machine asynchrone**

<b>II.1. Introduction</b> .....	21
<b>II.2. La commande vectorielle par orientation du flux</b> .....	21
<b>II.3. Principe de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique</b> .....	22
II.3.1. Commande vectorielle directe.....	24
II.3.2. Commande vectorielle indirecte.....	24

<b>II.4. Réglage de vitesse de la machine asynchrone</b> .....	25
II.4.1. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.....	25
II.4.2. Bloc de fluxage.....	26
II.4.3. Régulation.....	27
II.4.3. 1. Caractéristiques des régulateurs.....	27
II.4.3.2. Calcul régulateur PI classique.....	27
<b>II.5. Résultat de simulation</b> .....	28
II.5.1. Essai a vide et en charge.....	28
II.5.2 Tests de robustesse.....	29
II.5.2.1. Test de robustesse pour l'inversion de vitesse.....	29
II.5.2.2. Test de robustesse pour la variation de la charge.....	29
II.5.2.3. Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique et le moment d'inertie.....	29
<b>II.6 Conclusion</b> .....	35

## CHAPITRE III

### **Commande par la logique floue de la machine asynchrone triphasée.**

<b>III.1.Introduction</b> .....	36
<b>III.2. Principe de la logique floue</b> .....	36
III. 2. 1. Variables linguistiques.....	37
III.2.2. Les ensembles flous et les fonctions d'appartenance.....	37
III.2.3. Propriétés des ensembles flous.....	39
III.2.4. Operateurs en logique floue.....	40
III.2.5. Règles d'inférence.....	41
<b>III.3. Structure d'un régulateur flou</b> .....	41
III. 3 .1. Fuzzification.....	42
III. 3. 2. Base de règles.....	42
III. 3. 3. Inférences floues.....	42
<b>III.4. Mécanisme d'inférence</b> .....	44
<b>III.5. Defuzzification</b> .....	45
III.5. 1. Méthode du centre de gravite.....	45
<b>III.6. Les étapes de conception d'un système flou</b> .....	45
III.6.1. Définition des variables du système.....	45
III.6.2. Choix de la partition floue.....	45
III.6.3. Choix des fonctions d'appartenances.....	46
<b>III. 7. Architecture d'une commande floue</b> .....	46
<b>III.8. Application de la logique floue à la machine asynchrone</b> .....	46
III.8.1.Stratégie de fuzzification.....	46
III.8.2. Schéma de commande de la MAS.....	48
III.8.3. Loi de commande pour le régulateur PI flou.....	48

<b>III.9 Résultats de simulation et interprétation</b> .....	49
III.9.1. Démarrage à vide et en charge.....	49
III.9.2. Tests de robustesse.....	50
III.9.2.1. Teste de robustesse la variation de charge et l'inversion de vitesse.....	50
III.9.2.2. Teste de robustesse de variation de résistance rotorique et le moment d'inerti..	50
<b>III.10. Conclusion</b> .....	56

## CHAPITRE IV

### **Commande par la PI floue a gain flou adapté de la machine asynchrone triphasée.**

<b>IV.1. Introduction</b> .....	57
<b>IV.2. Description du régulateur flou avec gain de commande variable</b> .....	57
<b>IV.3. Développement de la table de décision</b> .....	58
<b>IV.4. Résultats de simulation et interprétation</b> .....	59
IV.4.1. Essai a vide et en charge.....	59
IV.4.2. Tests de robustesse.....	60
IV.4.2.1. Test de robustesse pour la variation de la charge.....	60
IV.4.2.2. Test de robustesse pour l'inversion de vitesse.....	60
IV.4.2.3. Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique et le moment d'inertie.....	60
<b>IV.5. Conclusion</b> .....	66
<b>Conclusion générale</b> .....	67
<b>Annexe</b> .....	68

## **Introduction générale:**

Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large du moteur asynchrone, cela est motivé par sa grande robustesse ,et sa fiabilité électromécanique.son faible coût ,et sa très bonne standardisation [1].

L'absence du découplage naturel entre les différentes variables d'entrée et de sortie impose à la machine asynchrone un modèle non-linéaire fortement couplé au contraire à sa simplicité structurelle ,ce qui conduit à une très grande difficulté de sa commande .Le problème de la complexité de la commande de la machine asynchrone a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande ,la plus populaire parmi elles est la commande vectorielle qui permet de ramener la commande de la machine asynchrone a une commande linéaire similaire a celle d'une machine a courant continu à excitation séparée [2].

Toutefois cette technique de commande présente relativement une certaine sensibilité liée aux variations paramétriques .En effet dépendant directement du modèle de connaissance de la machine . la robustesse de l'algorithme de la commande vectorielle est remise en question et particulièrement au niveau du régulateur PI conventionnel.

Pour faire face à ce problème , l'approche floue sera utilisée dans ce travail. Celle-ci consiste a exploiter des descriptions de linguistiques des caractéristiques dynamiques du système à régler établies par l'expertise humaine pour générer une loi de commande.

Malgré l'apport d'efficacité du régulateur PI flou classique , dans le sens d'avoir une bonne réponse dynamique et un bon rejet de la perturbation ,il demeure moins robuste vis-à-vis à la variation paramétrique ,cela est dû à ses paramétrique constants, et incapable de compenser certains marges du changement .donc une adaptation en temps réel de ces derniers est nécessaire, si on veut améliorer la robustesse du régulateur.

C'est dans cette optique qu'on propose dans ce travail une nouvelle approche floue basée sur un mécanisme d'adaptation flou pour ajuster en temps réel les paramètre du régulateur PI flou classique . l'intérêt principal de cette adaptation est de réguler en ligne le gain de sortie du régulateur PI flou classique, afin d'améliorer ou de maintenir les performances statique et dynamique désirées du réglage dans toutes conditions de fonctionnement.

L'idée de la conception d'un tel régulateur est issue d'un établie à partir de plusieurs tests de robustesse du régulateur PI flou classique.

Le présent travail s'articule autour des quatre chapitres suivants:

Le premier chapitre est dédié à la modélisation de la machine asynchrone et les résultats de simulation.

Le deuxième chapitre est consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone et l'étude de commande choisie (réglage par PI classique)

Le troisième chapitre s'oriente vers la commande par la logique floue (fuzzification, inférence et défuzzification) et quelques propriétés de cette structure, l'efficacité de la régulation et les performances seront aussi illustrées par des résultats de simulation de notre machine.

Dans le quatrième chapitre on présentera la synthèse du régulateur flou à gain flou adapté et les résultats de simulation de notre régulateur.

Enfin, nous terminerons avec une conclusion générale et des paramètres de travail clôturant notre présent mémoire .

## I.1. Introduction:

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de définir par un modèle mathématique. C'est ce qu'on appelle modélisation; Il est donc évidemment que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

A cet effet, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente, et après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle de machine asynchrone alimentée en tension.

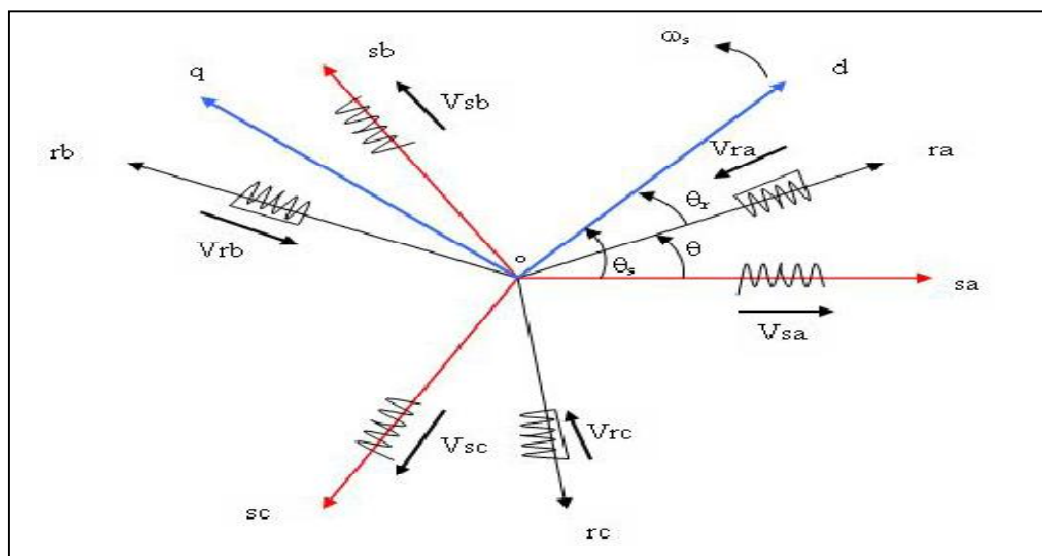
## I.2. Description du modèle:

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à  $(2\pi/3)$ .

## I.3. Modélisation de la machine asynchrone

### I.3.1. Machine triphasée :

La machine est supposée triphasée au rotor et stator, elle est représentée schématiquement par la figure (I.1) :



**Figure (I.1):** Modèle d'une machine asynchrone triphasé

D'après la figure (I.1), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement pour le stator avec l'indice (s) et le rotor (qui peut être soit bobiné ou à cage d'écureuil.) avec l'indice (r).

### I.3.2. Mise en équations du modèle de la machine :

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Ø les équations électriques.
- Ø les équations magnétiques.
- Ø les équations mécaniques.

Afin de bien mener la modélisation de la machine, il faut adopter les hypothèses

Simplificatrices suivantes : [3] [4]

- La force magnétique créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Circuit magnétique non saturé et a perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences de ces hypothèses, on peut citer :

- l'additivité des flux.
- la constance des inductances propres.
- une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée et couplée en étoile, les équations de la machine s'écrivent sous la forme matricielle suivante:

#### I.3.2.1 Equations électriques:

Pour le stator:

$$[V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (1.1)$$

Pour le rotor:

$$[V_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (1.2)$$

**I.3.2.2 Equations magnétiques:**

Pour stator:

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r] \quad (1.3)$$

Pour rotor:

$$[\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [L_{sr}]^T [I_s] \quad (1.4)$$

Les valeurs instantanées des tensions et des courants de phase du stator et du rotor sont données respectivement par :

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$$

$$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$$

$$[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T$$

$$[I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

La matrice d'inductances statoriques

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

La matrice d'inductances rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles stator – rotor  $[L_{sr}]$  s'écrit sous la forme:

$$[L_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos (\theta + 2\pi/3) & \cos (\theta - 2\pi/3) \\ \cos (\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos (\theta + 2\pi/3) \\ \cos (\theta + 2\pi/3) & \cos (\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$[L_{sr}]^T = [L_{rs}]$$

Avec:

$L_s$  Inductance propre des phases statoriques.

$L_r$  Inductance propre des phases rotoriques.

$L_{sr}$  Inductance mutuelle entre rotor et stator.

$M_s$  Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r$  Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$\theta$  Écart angulaire entre les axes des phases du stator et du rotor.

$M_{sr}$  Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et rotorique.

### I.3.2.3 Equation mécanique:

L'étude des caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux, fem) mais aussi des paramètres mécanique (couple, vitesse). L'équation du mouvement de la machine s'écrit :

$$C_e = \frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} + \frac{f\omega}{P} + C_r \quad (1.6)$$

Avec :

$J$  moment d inertie de la machine. [K gm<sup>2</sup>]

$f$  coefficient de frottement. [N.m/ rad / s]

$C_r$  couple résistant impose a l'arbre de la machine. [N.m]

$C_e$  couple électromagnétique développe par la machine [N.m]

$\omega$  vitesse rotorique électrique. [ rad / s]

$P$  nombre de pairs pôles

$\Omega$  vitesse mécanique donnée par  $\Omega = \frac{\omega}{P}$

En faisant substituer les matrices de flux par les matrices des inductances on aboutit à :

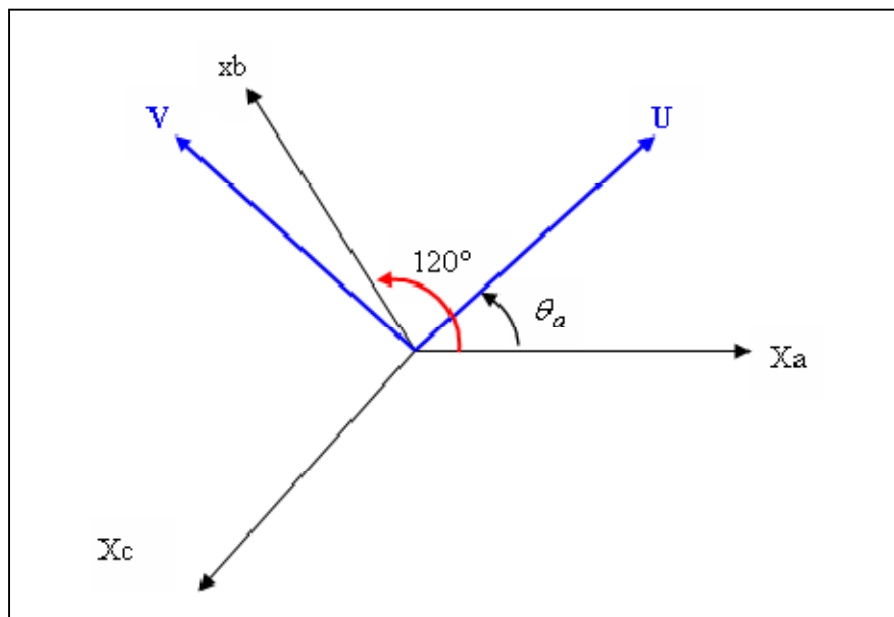
$$[V_s] = R_s [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} \{ [I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [I_r] \} \quad (1.7)$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} \{ [I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{rs}] [I_s] \} \quad (1.8)$$

Les équations (1.7) et (1.8) représentent le modèle asynchrone triphasé réel. La résolution de ces dernières équations se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des mutuelles inductances (1.5) varient en fonction du temps d'où le passage au modèle de Park.

### I.3.3.transformation de Park :

Le modèle de Park est la substitution du modèle triphasé (Equation différentielles à coefficients variables). [5]. [6] par le modèle biphasé caractérisé par deux axes orthogonaux U et V (U axe direct et V axe en quadrature) qui a pour effet de rendre les inductances mutuelles et propres du modèle indépendantes de la rotation. La figure (I.2) présente le système d'un axe réel triphasé ( $X_a, X_b, X_c$ ) et le système d'axe fictif (U, V)



**Figure (I.2):** Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (U, V)

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_0 \end{bmatrix} = [P\theta_a] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

( $X_u, X_v$ ) Système biphasé équivalent se positionnant à  $\theta_a$  près

X : représente une tension, un courant ou un flux

$X_0$  : composante homopolaire (pour les systèmes triphasés équilibrés, la composante est nulle).

$$P(\theta_a) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - 2\pi/3) & \cos(\theta_a + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - 2\pi/3) & -\sin(\theta_a + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$P(\theta_a)^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \sqrt{1/2} \\ \cos(\theta_a - 2\pi/3) & -\sin(\theta_a - 2\pi/3) & \sqrt{1/2} \\ \cos(\theta_a + 2\pi/3) & -\sin(\theta_a + 2\pi/3) & \sqrt{1/2} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$[P(\theta_a)]$  : Matrice de transformation de park.

L'angle  $\theta_a$  dans la matrice  $[P(\theta_a)]$ , prend la valeur  $\theta_s$  pour les grandeurs statoriques et la valeur  $\theta_r$  pour les grandeurs rotoriques.

avec:

$\theta_a$  Angle de positionnement de l'axe (U, V) par rapport a l'axe réel ( $X_a, X_b, X_c$ )

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$  vitesse de coordonnée de l'axe (U, V).

### I.3.3.1 Equations électriques :

La transformation de Park consiste à appliquer aux grandeurs courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes U et V. les expressions des tensions statoriques et rotoriques dans ce système après transformation s'écrivent comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{us} \\ I_{vs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{us} \\ \phi_{vs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{us} \\ \phi_{vs} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ur} \\ I_{vr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ur} \\ \phi_{vr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ \omega_a - \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ur} \\ \phi_{vr} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

### I.4.3.2 Equations du flux :

$$\begin{cases} \phi_{us} = L_s I_{us} + M I_{ur} \\ \phi_{vs} = L_s I_{vs} + M I_{vr} \end{cases} \quad (1.14)$$

Avec:

$L_s = l_s - M_s$  inductance cyclique propre du stator

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$  inductance cyclique mutuelle propre de l'effet des trois phases statoriques

sur une phase du stator.

De la même pour le rotor, on obtient :

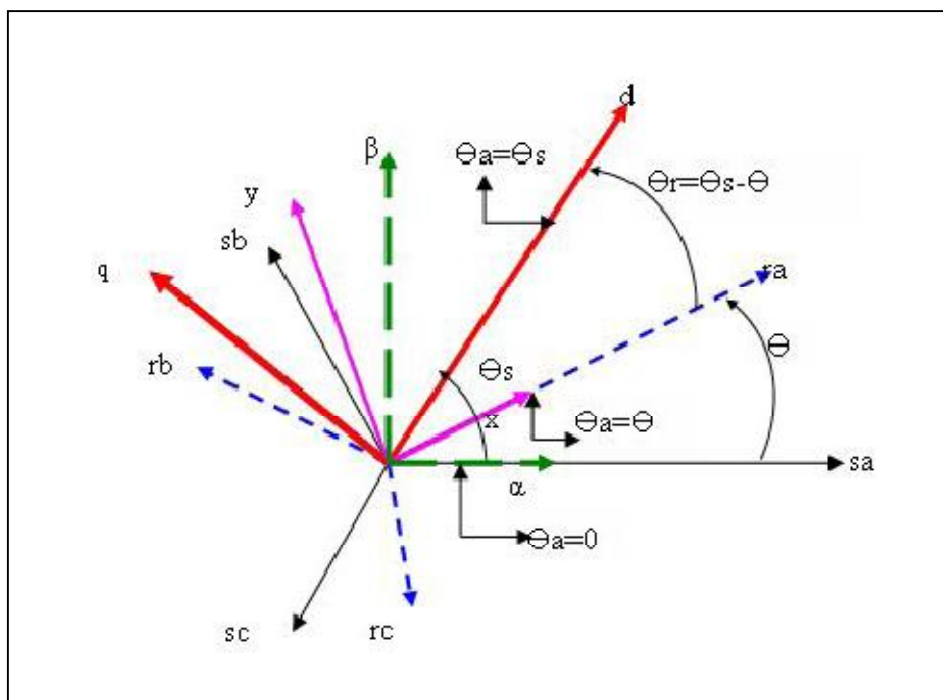
$$\begin{aligned}\Phi_{ur} &= L_r I_{ur} + M I_{us} \\ \Phi_{vr} &= L_r I_{vr} + M I_{vs}\end{aligned}\quad (1.15)$$

Avec:

$$L_r = l_r - M_r \quad \text{inductance cyclique propre du rotor.}$$

### I.3.3.3 Définitions des différents référentiels :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (U . V) qui dépend généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux figure (I.3) :



**Figure (I.3):** Axes réels de la machine : axes  $(\alpha, \beta)$ , axes  $(x, y)$ , axes  $(d, q)$ .

- Référence des axes  $(\alpha, \beta)$  : système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = 0$ ) ---
- Référence des axes  $(d, q)$  : système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = \theta_s$ ) ---
- Référence des axes  $(x, y)$  : système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = \theta$ ) ---

Avec l'angle  $\theta_a$  : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir trois manières différentes.

**I.3.3.4 Référentiel immobile par rapport au stator (système  $\alpha, \beta$ ) :**

Les axes de référence (U, V) sont collés sur le stator (repère fixe) on a :

$$\theta_a = 0 \quad \text{et} \quad \theta_r = \theta_a - \theta = -\theta \quad \text{d'où} \quad \omega_a = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

Qui permet d'obtenir le système d'équation dans le repère ( $\alpha, \beta$ ) :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

**I.3.3.5 Référentiel lié au rotor (système x, y) :**

Les axes de référence sont fixes par rapport au rotor d'où :

$$\theta_a = \theta \quad \text{et} \quad \theta_r = 0 \quad \text{donc} \quad \omega_a = \frac{d\theta}{dt} = \omega \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = 0$$

Ce qui permet d'avoir

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xs} \\ I_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{xs} \\ \phi_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{xs} \\ \phi_{ys} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xr} \\ I_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{xr} \\ \phi_{yr} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

**I.3.3.6 Référentiel immobile au champ tournant (système d, q) :**

Les axes de référence sont tournantes au synchronisme d'où :

$$\theta_a = \theta_s \quad \text{donc} \quad \omega_a = \omega_s \quad \omega_r = \omega_a - \omega = \omega_s - \omega$$

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

Ce qui permet d'avoir :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_s \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_s \phi_{dr} \end{cases} \quad (1.22)$$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (1.23)$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (1.24)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent il est alors plus aisé d'en faire la régulation [5].

### 1.3.3.7 Equation du Couple Electromagnétique :

Equation du couple électromagnétique s'écrit comme suit:

$$C_e = \frac{P M}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (1.25)$$

### 1.3.3.8 Equation D'état du Modèle de la Machine Asynchrone :

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  et comme perturbation le couple résistant  $C_r$ . Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques ( $I_{ds}, I_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}$ ).

En remplaçant les expressions (1.23) et (1.24) dans l'équation (1.22), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_s L_s I_{qs} - \omega_s M I_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} + \omega_s L_s I_{ds} + \omega_s M I_{dr} \\ 0 = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega_r L_r I_{qr} - \omega_r M I_{qs} \\ 0 = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} - \omega_r L_r I_{dr} - \omega_r M I_{ds} \end{cases} \quad (1.26)$$

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état Le modèle sera de la forme :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (1.27)$$

Avec:

$$X = [I_{ds} \ I_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \omega]^T \quad \text{Vecteur d'état}$$

$$U = [V_{ds} \ V_{qs}] \quad \text{Vecteur de commande}$$

Après tout calcul fait on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & \frac{1-\sigma}{T_r\sigma} \omega_s \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{T_r\sigma} \omega_s & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

Et la matrice de commande:

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

Avec:

$$\omega_r = \omega_s - \omega$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad \text{coefficient de dispersion.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{Constante de temps statorique.}$$

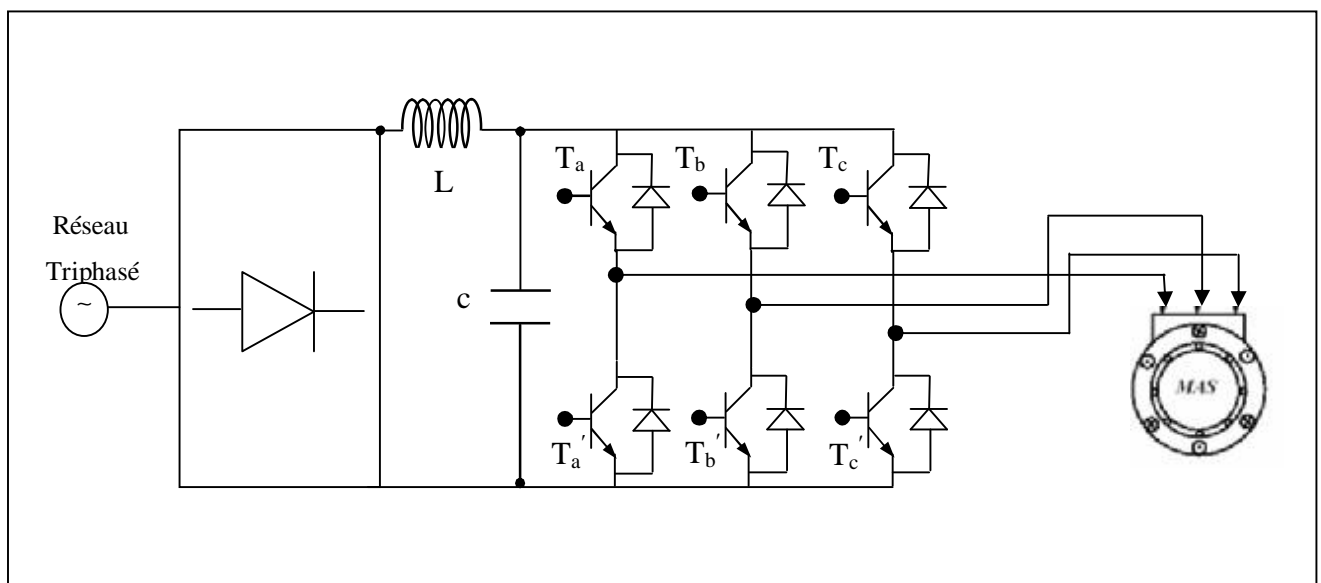
$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{Constante de temps rotorique.}$$

## I.4. Modélisation de l'association moteur à induction-onduleur de tension

### I.4.1. Introduction:

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, dans cette partie, l'étude du système d'entraînement complet, où la machine asynchrone est associée à deux convertisseurs en cascade. À travers ces convertisseurs s'opère le transfert d'énergie entre une source alternative et la machine asynchrone, d'où l'importance de l'étude de l'association convertisseur-machine.

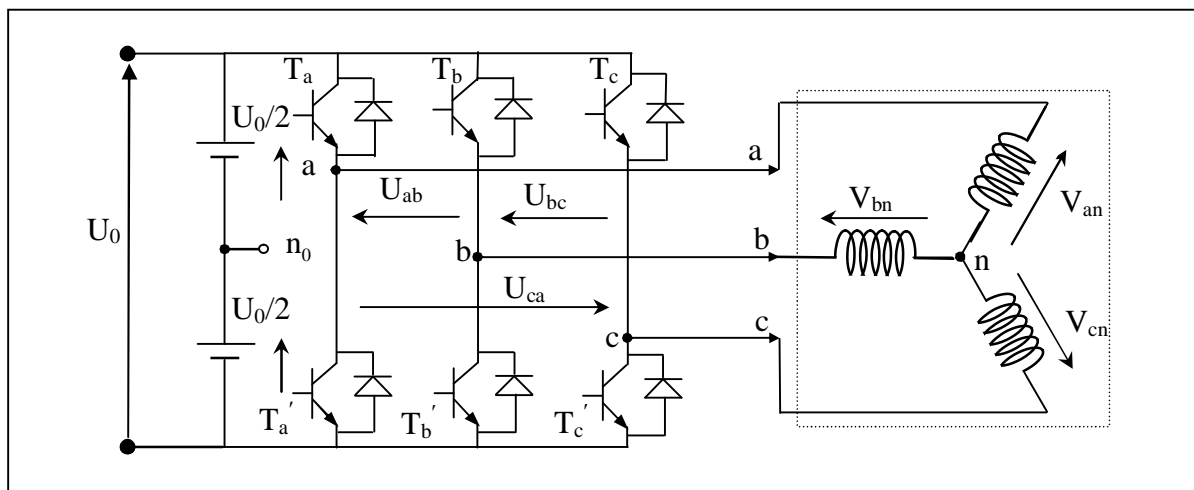
Le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La figure(I. 4) illustre le schéma de principe de cette association.



**Figure.( I.4):** Schéma de l'association machine asynchrone onduleur de tension

### I.4.2 Modélisation de l'onduleur de tension:

Pour modéliser l'onduleur de tension, figure( I.5), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée de deux générateurs de f.e.m égale à  $U_0 / 2$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$  [7], [8].



**Figure( I.5):** Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On appelle  $T_i$  et  $T_i'$  les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

Ø si  $S_i = 1$ , alors  $T_i$  est passant et  $T_i'$  est ouvert,

Ø si  $S_i = 0$ , alors  $T_i$  est ouvert et  $T_i'$  est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (1.30)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} U_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ U_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ U_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (1.31)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence  $n_0$ .

$$\begin{cases} U_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ U_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ U_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (1.32)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = (1/3)[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (1.33)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits  $\Leftrightarrow$  Si ( $i=a, b, c$ ) on a :

$$V_{in0} = S_i U_0 - (U_0/2) \quad (1.34)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (1.35)$$

En remplaçant (1.35) dans (1.33), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = (2/3)V_{an0} - (1/3)V_{bn0} - (1/3)V_{cn0} \\ V_{bn} = -(1/3)V_{an0} + (2/3)V_{bn0} - (1/3)V_{cn0} \\ V_{cn} = (2/3)V_{an0} - (1/3)V_{bn0} + (2/3)V_{cn0} \end{cases} \quad (1.36)$$

En remplaçant (1.35) dans (1.36), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Concordia pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

### I.4.3. Commande des onduleurs

#### I.4.3.1. Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis:

Pour chaque bras de l'onduleur, les interrupteurs  $T_i$  et  $T'_i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. Où, le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant mesuré n'entraîne pas instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet de l'hystérésis, c'est-à-dire que le courant mesuré évolue en augmentant jusqu'à ce que  $\Delta I$  soit égal à  $h$  ( $h$  est la largeur de la bande d'hystérésis). Le comparateur bascule ou l'autre interrupteur rentre en conduction à son tour tant que  $\Delta I < h$ , [8].

Le contrôle des courants par régulateurs à hystérésis force le courant de phase à suivre le courant de référence. L'imposition des courants sinusoïdaux à la machine garantit un couple

électromagnétique non fluctuant. L'approche la plus simple qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesurée et le courant de référence est illustré par la figure( I.6).

Les conditions de commutation des trois commutateurs statiques  $S_i$  ( $i=1, 2,3$ ) de l'onduleur sont définies en terme des états logiques  $S_i$  correspondants de la façon suivante :

$$\begin{aligned} S_i &= -1 & \text{si } i_i &\geq i_{\text{ref}} + \Delta_i \\ S_i &= 1 & \text{si } i_i &\leq i_{\text{ref}} - \Delta_i \\ S_i &= S_{i-1} & \text{si } i_i &= i_{\text{ref}} + \Delta_i \end{aligned} \quad (\text{I.38})$$

Tel que :

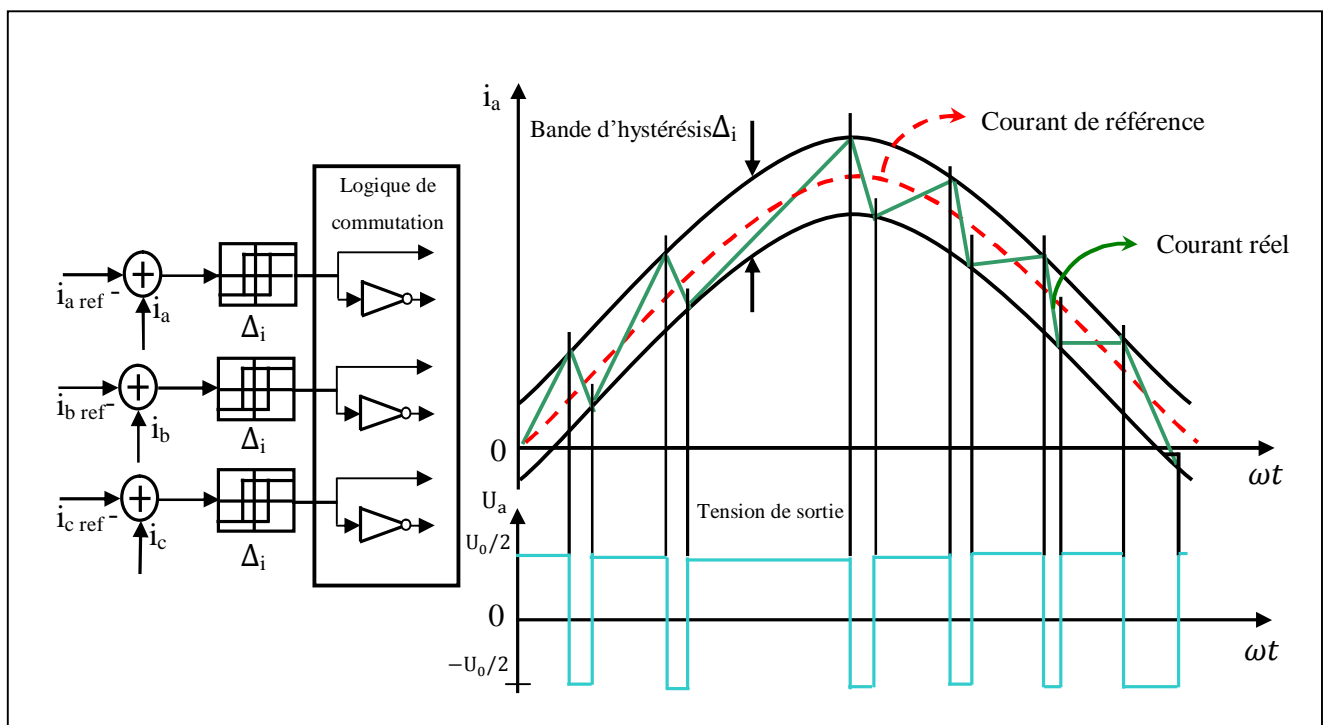
$i_i$  ( $i=1, 2,3$ ) : représentent les courants des phases statoriques ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ).

$$S_i = -1 \quad \text{si } i_i \geq i_{\text{ref}} + \Delta_i$$

$$S_i = 1 \quad \text{si } i_i \leq i_{\text{ref}} - \Delta_i$$

$$S_i = S_{i-1} \quad \text{si } i_i = i_{\text{ref}} + \Delta_i$$

$i_{\text{ref}}$  ( $i=1, 2,3$ ) : représentent les courants de référence issus des circuits de commande des trois bras de l'onduleur.



**Figure( I.6) :** Illustration de la bande de courant à hystérésis

## I.5. Interprétation des résultats de simulation:

Les résultats de simulation donnés par la figure (I.2), représente l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse (N), le couple électromagnétique.

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard (220/ 380V, 50Hz), à vide et en charge. L'examen des courbes permet de constater que :

- **A vide :**

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.4sec la vitesse de rotation s'établit a une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

La courbe du couple ce présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très important, après 0.4sec le couple tend vers zéro.

Le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude dans la premier instant, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Les courant statorique présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de 20A jusqu'à 0.4s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est reste constant (figure( I.7 )).

- **En charge :**

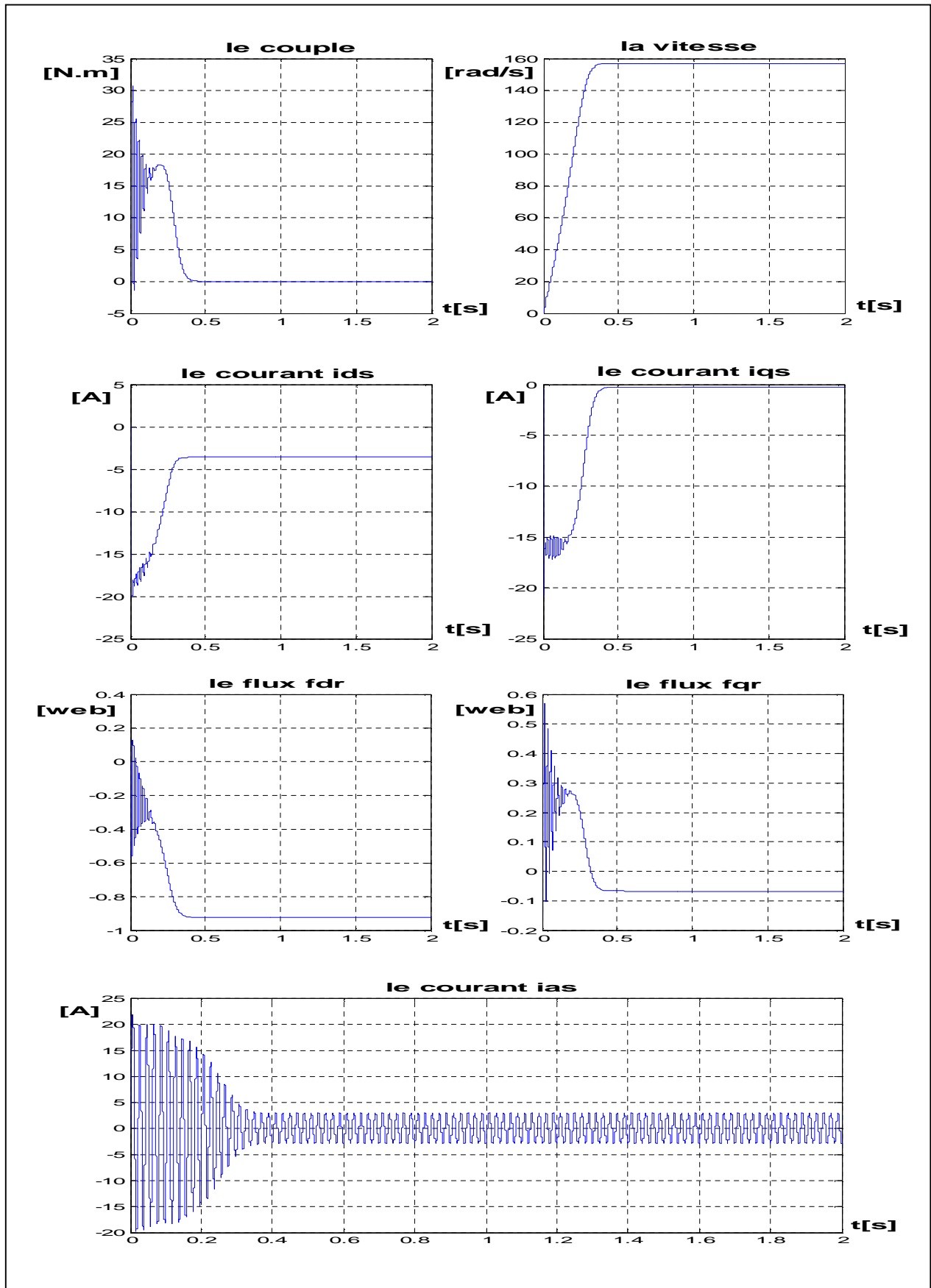
Avec  $t \in [1,2]$  s: nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ( $C_{em} = C_r = 5N.m$ ) à l'instant ( $t=1$  s) ,donc:

les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I.8). Nous constatons que:

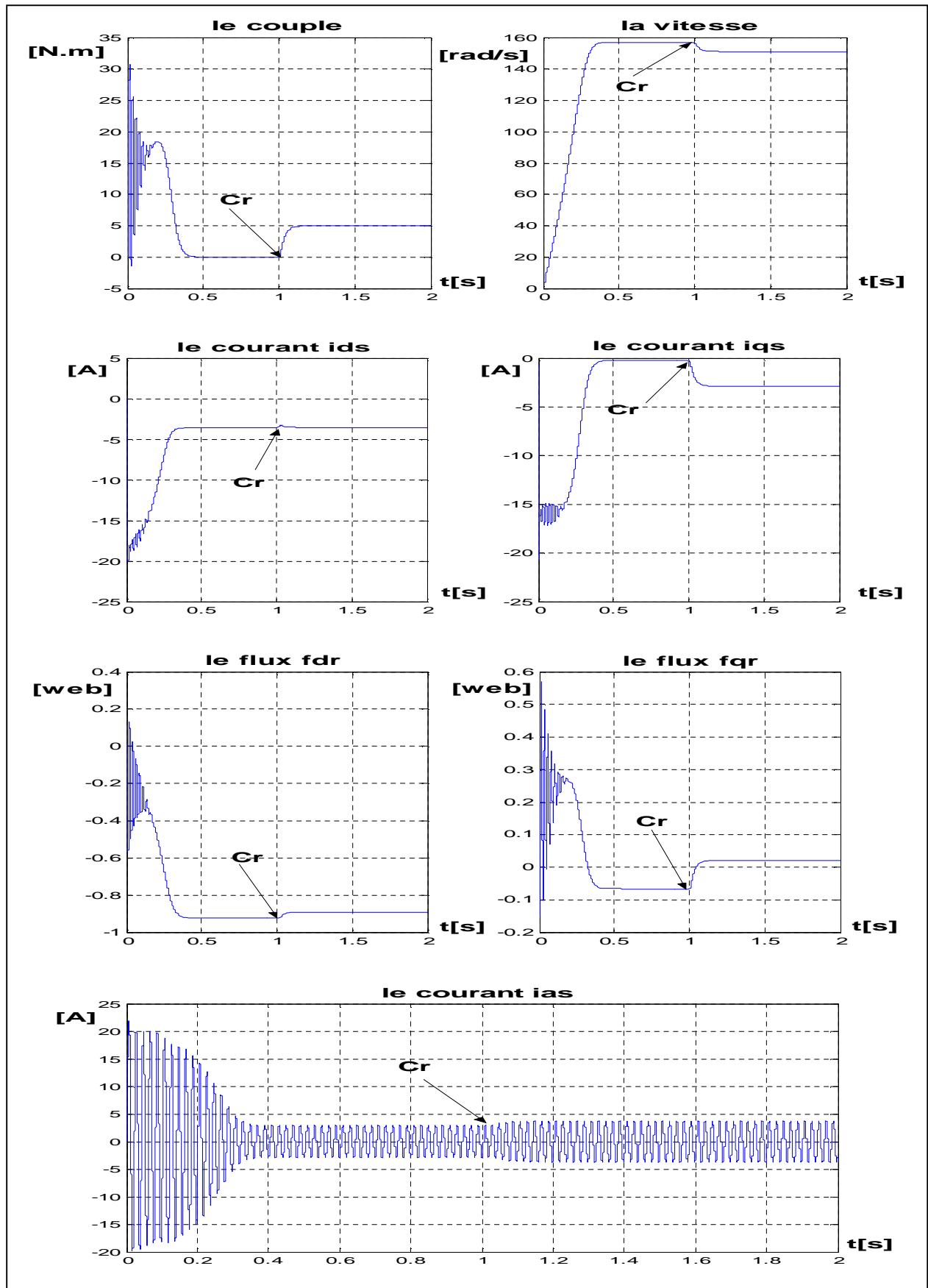
- La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

- Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (5N.m) appliqué.

- le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.



Figure( I.7) : Résultat de simulation de la Mas démarrage à vide



Figure( I.8 ): Résultat de simulation de la Mas démarrage en charge

## I.6. Conclusion :

Dans ce premier chapitre nous nous sommes intéressés à l'établissement du modèle de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé en courant par hystérésis.

Pour réduire la complexité du modèle, nous avons opté pour l'application de la transformation de Park qui transforme la machine triphasée en une machine biphasée équivalente. Cette transformation permet une réduction notable de la complexité de la résolution des équations différentielles du système.

Pour améliorer le comportement dynamique de la machine lorsqu'elle est soumise à des perturbations, Suite du travail sera consacrée à la régulation de la vitesse de rotation de la machine en utilisant la technique de la commande vectorielle.

## II.1. Introduction:

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse).

L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif est précisément la machine asynchrone.

Toute fois cette machine possède une difficulté au niveau de la commande. C'est-à-dire que le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une d'elle se répercute sur l'autre. [9]

Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle [10].

Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec régulateur classique (PI).

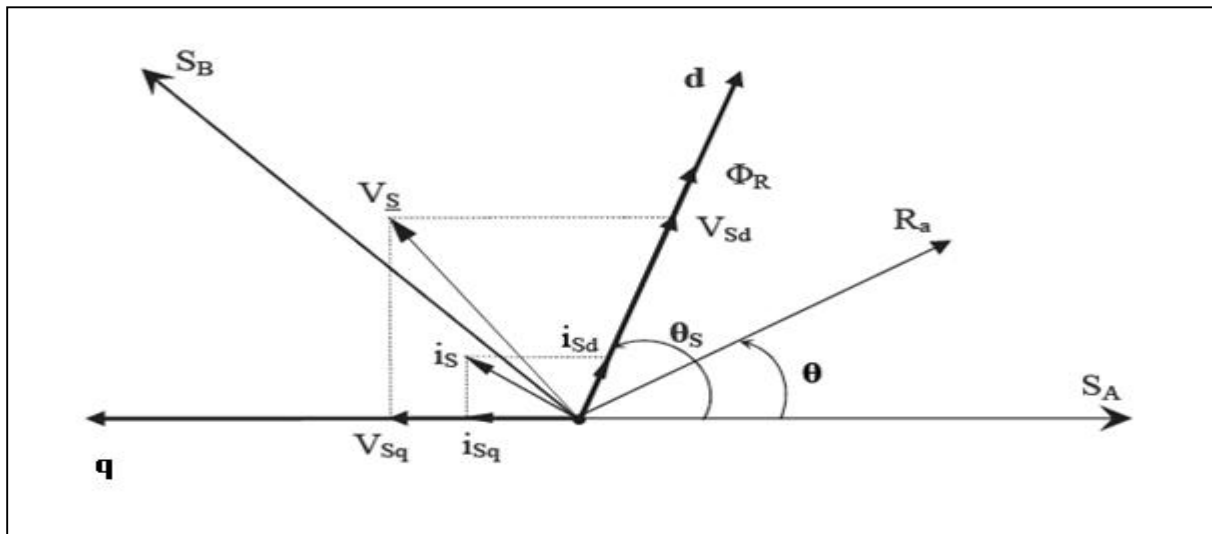
## II.2. La commande vectorielle par orientation du flux:

L'examen de l'expression de couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [9]

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par un composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d, q). un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère (d, q) entraîne l'alignement

de l'axe (d) sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II.1).



**Figure(II.1) :** Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

Le flux ( $\Phi$ ) peut représenter:

- 1 Flux rotorique :  $\Phi_{rd} = \Phi_r$ ;  $\Phi_{rq} = 0$
- 2 Flux statorique :  $\Phi_{sd} = \Phi_s$ ;  $\Phi_{sq} = 0$
- 3 Flux d'entrefer :  $\Phi_{rg} = \Phi_g$ ;  $\Phi_{gq} = 0$

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [9].

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

### II.3. Principe de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse  $\omega_s$ , donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- Ø La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- Ø L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.
- Ø La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

D'après ces propriétés, on peut écrire:

$$\begin{aligned}\Phi_{rd} &= \Phi_r = \text{cst} \\ \Phi_{rq} &= 0 \\ I_{rd} &= 0\end{aligned}\tag{2.1}$$

On remplace ce système dans le système (1.24) on obtient:

$$\begin{aligned}\Phi_r &= M I_{sd} \\ \Phi_{rq} &= L_r I_{rq} + M I_{sq} = 0\end{aligned}\tag{2.2}$$

À partir de la dernière équation de ce système, on aura l'équation suivante :

$$I_{rq} = \frac{M}{L_r} I_{sq}\tag{2.3}$$

On remplace le système (2.1) dans l'équation (1.25) on aura :

$$C_e = \frac{P M}{L_r} \Phi_r I_{qs}\tag{2.4}$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = k I_{ds} I_{qs}\tag{2.5}$$

Avec:

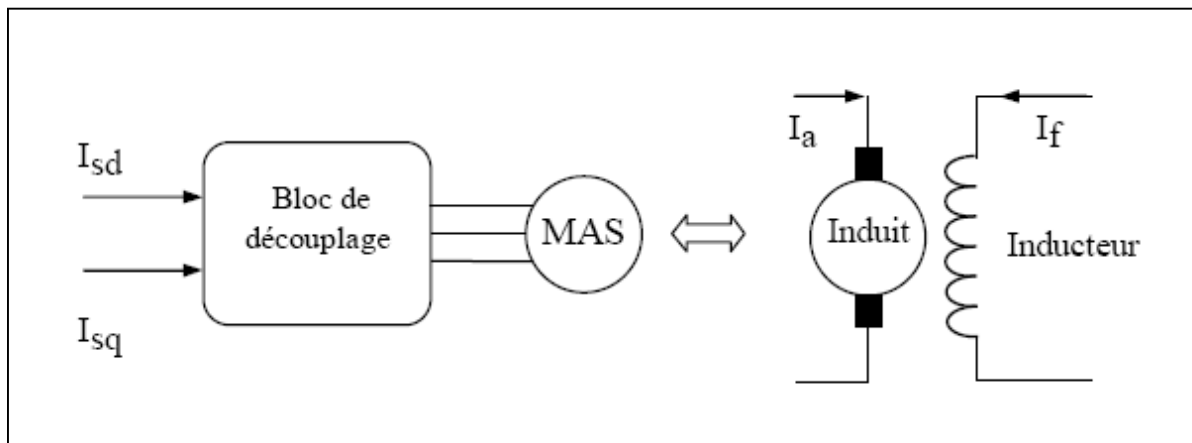
$$k = \frac{P M^2}{L_r}$$

La présente expression est analogue à celle des couples d'une machine à courant continu. La figure (II.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor. Telle que la relation suivante[11] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega_g = P \Omega_r + \omega_g\tag{2.6}$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$



**Figure (II.2):** Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes. la première appelée méthode directe qui à été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse.

### II.3.1. Commande vectorielle directe [12]:

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué .Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux .Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement .Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente de considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes [10] :

- 1- La non fiabilité de la mesure du flux :
  - problème de filtrage du signal mesuré.
  - précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- 2- Le coût de production élevé (capteurs+filtre).

### II.3.2. Commande vectorielle indirecte [6]:

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation

d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor .cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine dûe à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique  $T_r$  .En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension (sans convertisseur).

Les équations de la machine dans le repère rotor sont données par le système d'équations suivant :

$$C_e = \frac{P M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \quad (2.7)$$

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_r + \frac{M}{T_r} I_{ds} \quad (2.8)$$

$$\omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \frac{1}{\Phi_r} I_{qs} \quad (2.9)$$

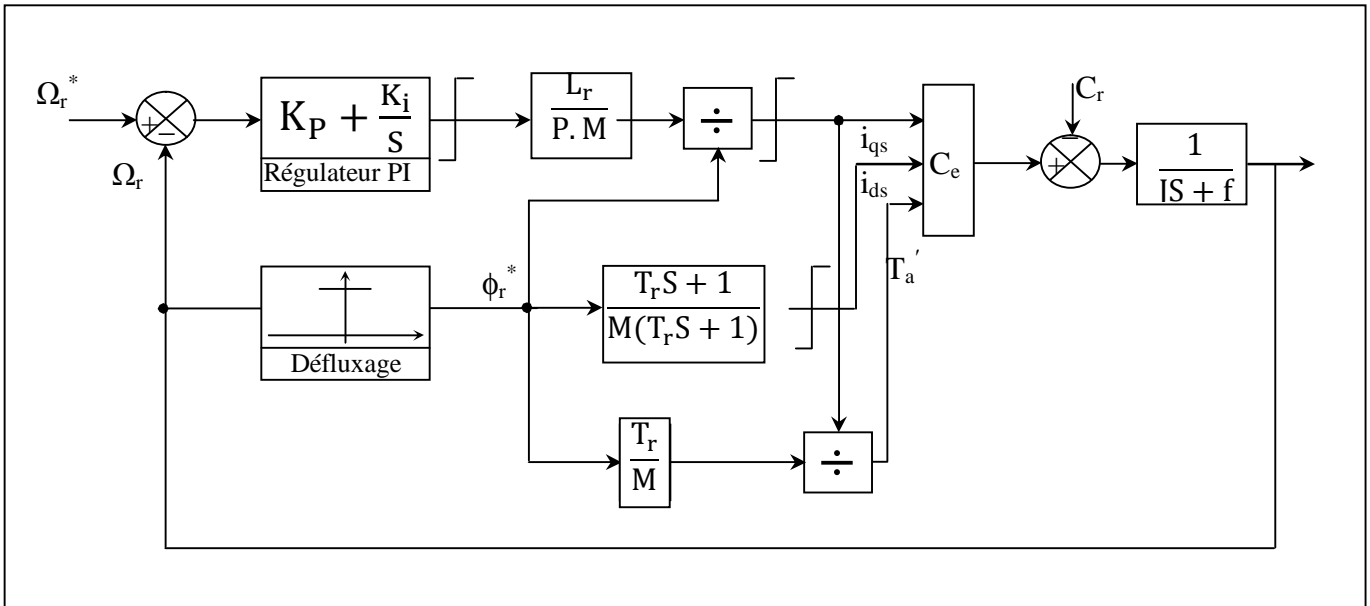
On peut alors évaluer le courant  $I_{ds}$  nécessaire pour créer le flux  $\Phi_r$  et le courant  $I_{qs}$  pour produire le couple  $C_e$ .

## II.4. Réglage de vitesse d'une machine asynchrone triphasé à flux orienté par un PI classique:

Le schéma bloc de la commande de vitesse d'un entraînement à base de la machine asynchrone à flux orienté par un régulateur PI classique est représenté par la figure (II.3).

### II.4.1. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte:

Le schéma bloc de régulation de la vitesse d'un système d'entraînement à commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique est le suivant :



Figure(II.3): Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

**II.4.2. Bloc de défluxage :**

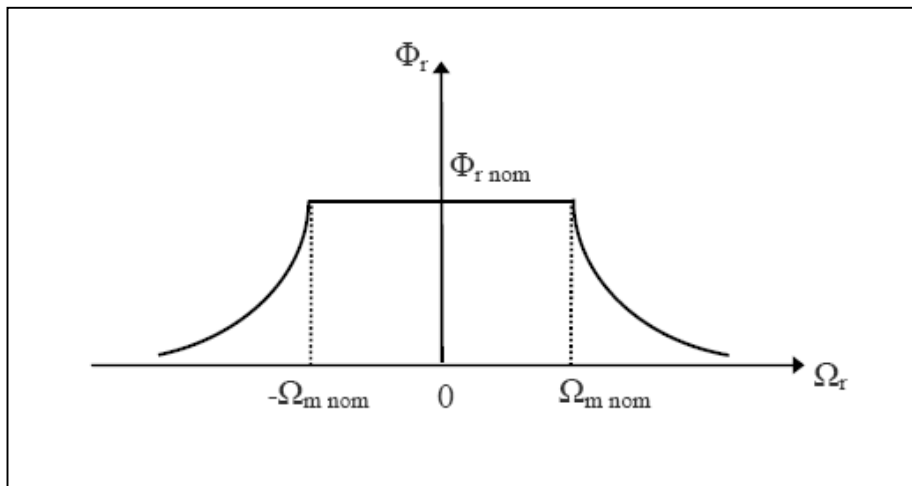
Lors des testes en variation de sur vitesse on à donc utilisé le défluxage qui donne un flux constant pour des vitesses inférieurs à la vitesse nominale , et détoit pour les vitesses supérieure à cette vitesse.[13]

La fonction de défluxage qui impose le consigne de flux  $\phi_r$  suit le profile de figure(II.4) :

$$\begin{aligned} \phi_r &= \phi_{r\text{nom}} & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_{m\text{nom}} \\ \phi_r &= 0 & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_{m\text{nom}} \end{aligned}$$

$\phi_{r\text{nom}}$  : flux rotorique nominal.

$\Omega_{m\text{nom}}$  : vitesse rotorique nominal.



Figure(II.4): Profil du flux rotorique de défluxage

### II.4.3. Régulation

#### II.4.3. 1. Caractéristiques des régulateurs:

##### a- Stabilité

Un système bouclé doit être stable .Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger [10].

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité [14].

##### b- précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

##### c- Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement au variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations. [10].

Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [14].

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle « PI » qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité).

Notons que par analogie à la régulation employée dans la machine à courant continu, deux boucles internes sont éventuellement réalisées pour le flux et le couple et une boucle externe pour la vitesse de la machine.

#### II.4.3.2. Calcul régulateur PI classique [15]:

La fonction de transfert du régulateur PI classique est donnée par :

$$C(P) = k_P \left( 1 + \frac{1}{PT_i} \right) \quad (2.10)$$

$$\text{avec: } T_i = \frac{k_P}{K_i}$$

La détermination des paramètres de ce régulateur PI classique est basée sur l'équation mécanique de la machine asynchrone . en effet cette équation à la forme suivante dans le plan de Laplace:

$$C_{emref}(P) - C_r(P) = P J \Omega_r(P) \quad (2.11)$$

Par ailleurs le régulateur en question génère à sa sortie le couple électromagnétique de référence , qui peut être exprime par:

$$C_{emref}(P) = k_P \left( 1 + \frac{1}{PT_i} \right) (\Omega_{réf}(P) - \Omega_r(P)) \quad (2.12)$$

En égalisant les deux équations (2.11) et (2.12), on obtient :

$$\Omega_r(P) = \frac{k_P}{J} \frac{P + \frac{1}{T_i}}{P^2 + P \frac{k_P}{J} + \frac{k_P}{J T_i}} \Omega_{\text{réf}}(P) - \frac{1}{J} \frac{P}{P^2 + P \frac{k_P}{J} + \frac{k_P}{J T_i}} C_r(P) \quad (2.13)$$

D'où le polynôme caractéristique de la fonction de transfert de l'équation (4) définie en absence de la perturbation ( $C_r = 0$ ) est donné par:

$$P_c(P) = P^2 + \frac{k_P}{J} P + \frac{k_P}{J T_i} \quad (2.14)$$

En utilisant la méthode de placement de pôles, les valeurs des paramètres du régulateur ont les valeurs suivants:

$$k_i = 82.3062, \quad k_P = 1.6461,$$

$$T_i = \frac{k_P}{K_i} = \frac{1.6461}{82.3062} = 0.02, \quad J = 0.031$$

On remplace les coefficients  $k_P$ ,  $T_i$  et  $J$  dans l'équation (2.14), on obtient:

$$P^2 + 53.1 P + 2655 \quad (2.15)$$

Par identification avec l'équation caractéristique de second ordre fondamental, on trouve :

$$\begin{aligned} 2\omega\zeta &= 53.1 & \text{donc} & \quad \zeta = 0.5153 \\ \omega^2 &= 2655; & \text{donc} & \quad \omega = 51.5267 \end{aligned}$$

## II.5. Résultat de simulation

### II.5.1. Essai à vide et en charge:

La figure (II.5) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilisée par la valeur de vitesse de référence. À l'application de charge ( $C_r = 5 \text{ N.m}$  à  $t = 1 \text{ s}$ ), la courbe présente une chute dans sa valeur puis se stabilise à sa valeur de référence (100 rad/s), le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur de couple résistant avant et après l'application de charge.

Les composantes du flux rotorique subissent une chute au moment de l'application de la charge puis se stabilisent à la valeur désirée.

## II.5.2 Tests de robustesse:

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler, on testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MAS, en faisant varier la résistance rotorique  $R_r$  ainsi que le moment d'inertie  $J$  et l'inversion de vitesse et variation de la charge

### II.5.2.1. Test de robustesse pour l'inversion de vitesse:

Les résultats de simulation obtenus pour l'inversion de la vitesse (100rad/s à -100rad/s) de la figure (II.6), montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec une même temps de réponse avec une erreur négligeable.

L'allure du couple et du courant  $i_{sq}$  présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Au moment de l'inversion de la vitesse une variation au niveau des composantes rotorique du flux, le découplage est effectuée.

### II.5.2.2. Test de robustesse pour la variation de la charge :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge ( $C_r = 5$  N.m, 10 N.m et 5 N.m) de la figure (II.7) montrent que les grandeurs telle que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influés par cette variation.

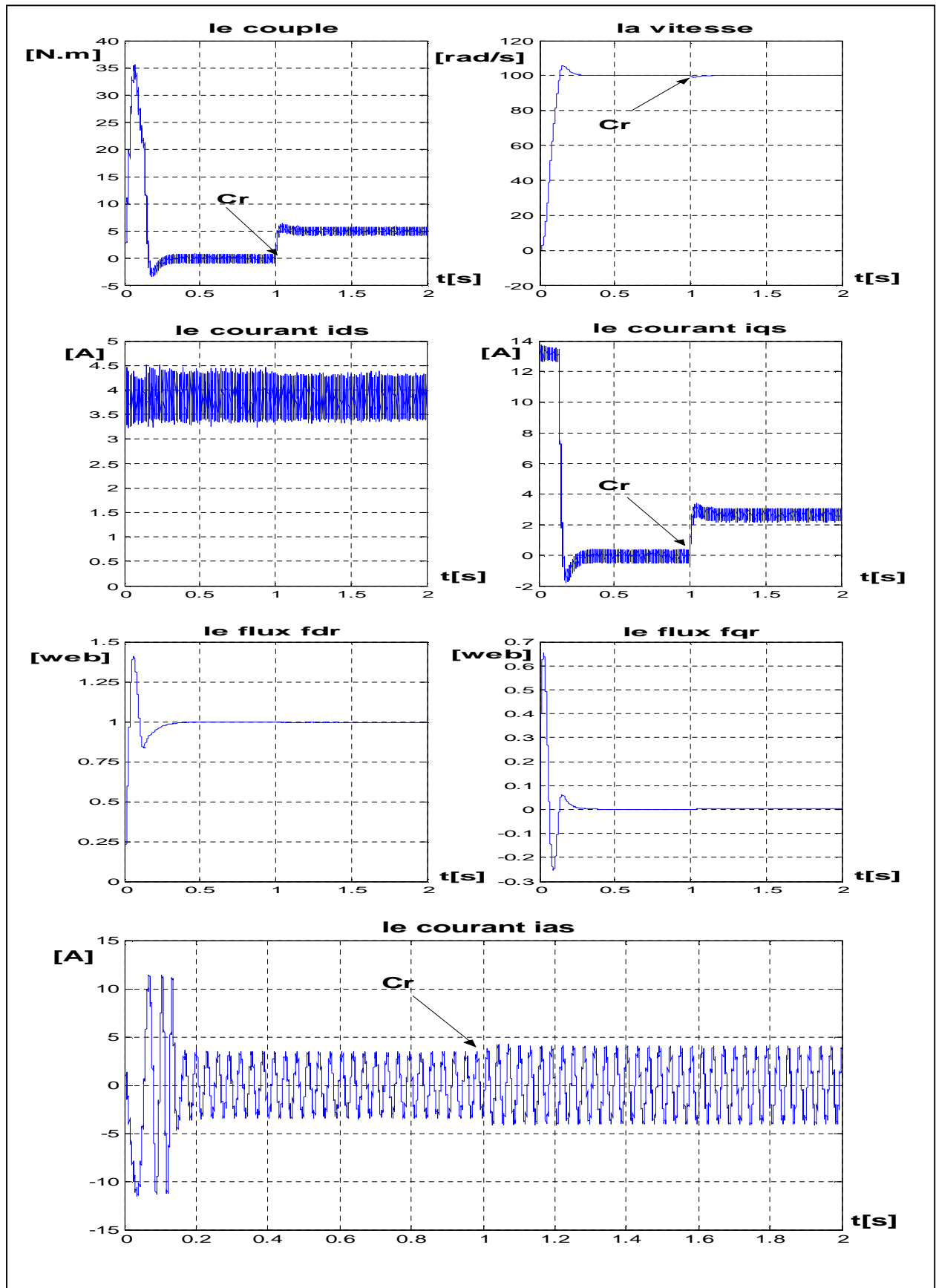
La figure (II.7) montre également un découplage entre le couple électromagnétique ( $C_e$ ) et le flux rotorique ( $\Phi_r$ ), et l'orientation du flux rotorique suivant l'axe «d» est vérifiée.

Le couple électromagnétique à la même allure que le courant  $i_{sq}$  à une coefficient près ce qui prouve le découplage est parfaitement réalisé ( $\Phi_{rq}=0$ ).

Nous constatons également que le couple suit les consignes .le courant de phase suit la variation de la charge, donc on peut dire que la commande est robuste de point de vue variation de la charge.

### II.5.2.3. Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique et le moment d'inertie:

Les résultats de simulation montrent la sensibilité de la régulation par PI à la variation de la résistance rotorique et La variation du moment d'inertie, on constate que le découplage est affecté. L'influence de ce variation se trouve dans le temps de réponse la figure (II.8 et II.9).



**Figure (II.5):** Résultats de simulation de la MAS à flux orienté avec un réglage de vitesse par un PI classique alimentée en lors de démarrage à vide et en charge.

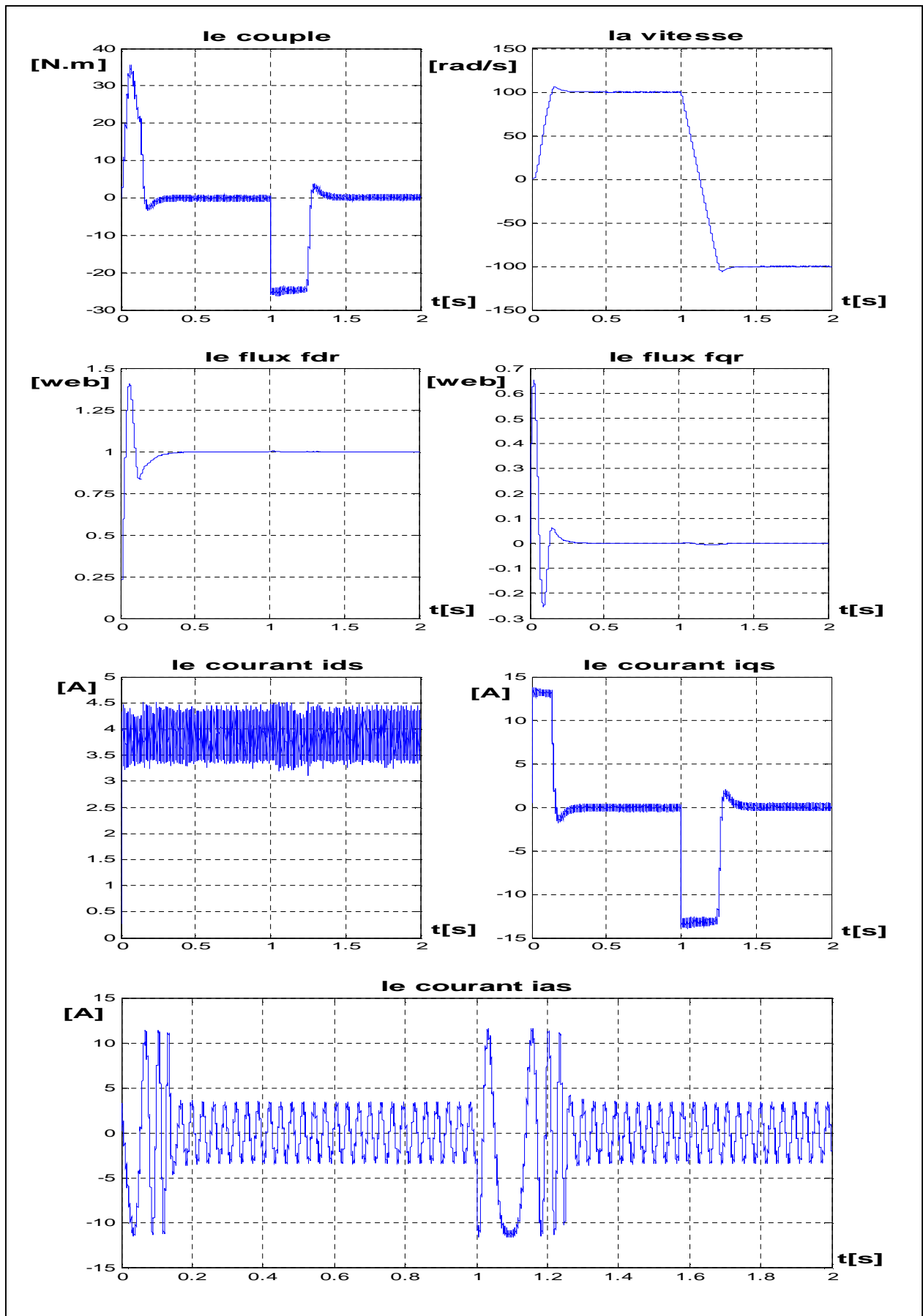


Figure (II.6) : Test de robustesse pour l'inversion de vitesse à  $t=1$ s.

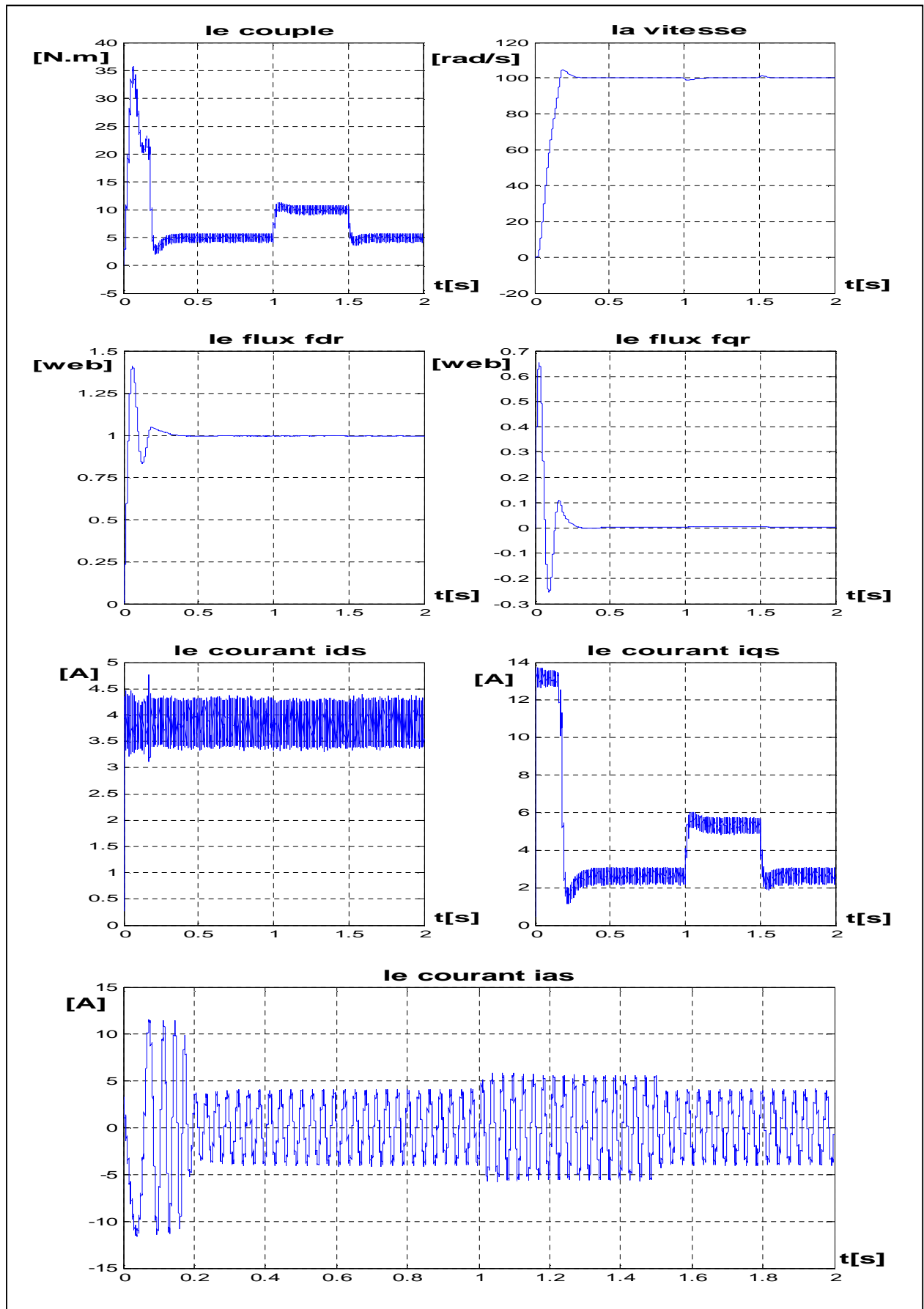


Figure (II.7): Test de robustesse pour la variation de la charge.

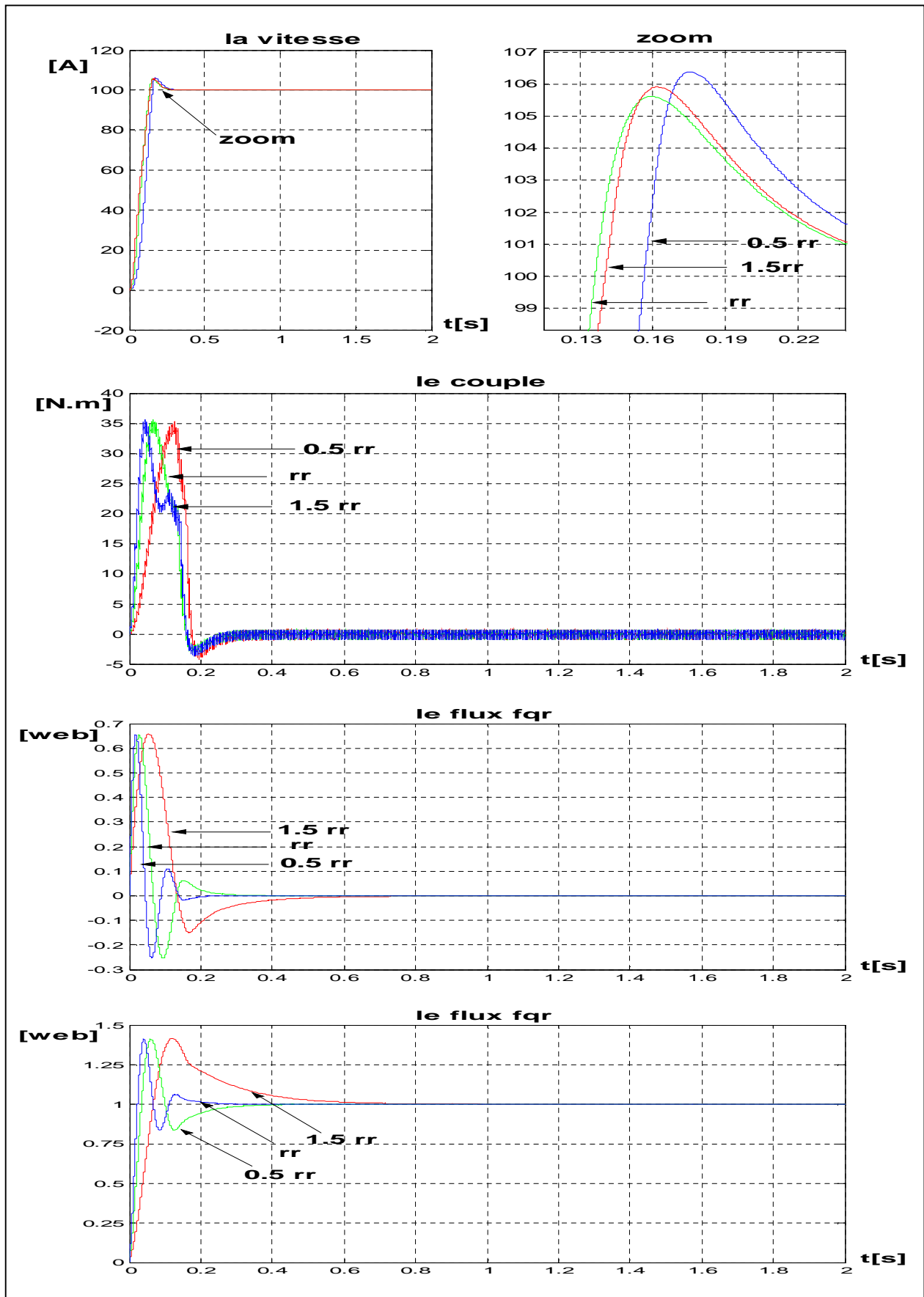


Figure (II.8) : Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.

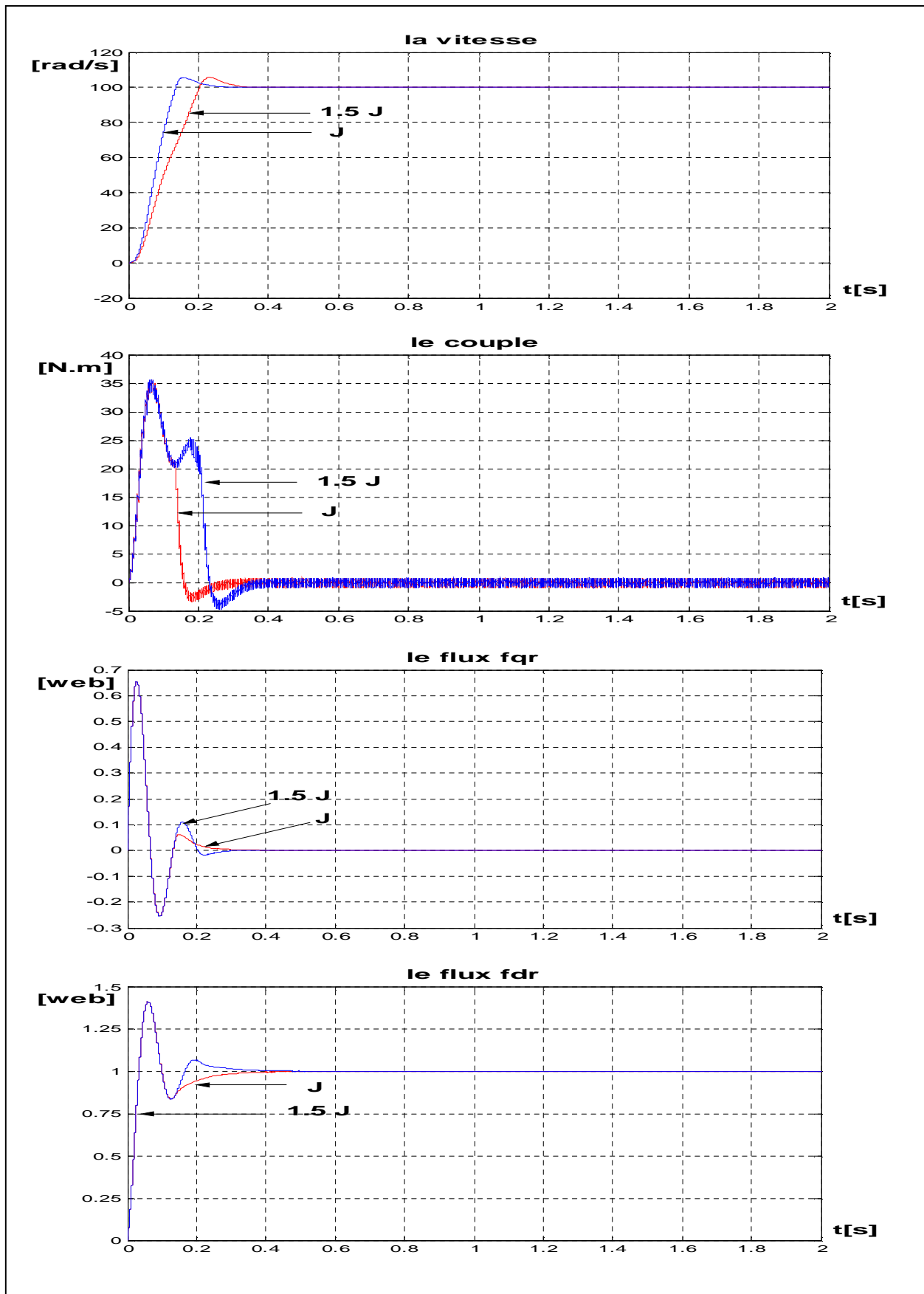


Figure (II.9) : Test de robustesse pour la variation du moment d'inertie.

## **II.6 CONCLUSION**

Dans ce chapitre nous avons présenter les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple. On a commence par montrer comment calculer les différents régulateurs, puis on a effectue le test de robustesse pour la variation de vitesse, la charge et la variation de résistance rotorique.

Les résultats montrent que la commande vectorielle est sensible à la variation paramétrique (résistance rotorique).

Dans le chapitre suivant, on va d'écrire en première lieu la commande par la logique floue et son application au réglage de vitesse d'une machine asynchrone.

### III.1. Introduction:

La commande floue a pour but de gérer automatiquement un processus en fonction d'une consigne ,par action sur des variables de commande ,elle possède des caractéristiques et des avantages intrinsèques qui sont :

- Ø Le non nécessite d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus [16].
- Ø L'utilisation de connaissance [17].
- Ø La simplicité de définition et de conception [18].
- Ø La robustesse de la commande et la possibilité de commande non linéaire [19].
- Ø La réduction du temps de développement et de maintenance [19].

Les bases de la théorie de la logique floue ont été formulées par le professeur L .A.ZADEH en 1965[20],c'est en 1974 que le professeur MAMDANI ,en définissant la structure de base des régulateurs flous et les principes de la commande floue ,propose la première application industrielle ,la commande floue d'un générateur de vapeur [18].

En 1985 la logique floue s'est implantée réellement dans le milieu industriel en montrant toute son efficacité, [18].

Application floue est sans doute le contrôleur du métro de sonдай au japon réalisé par la société HITACH en 1988. la problématique correspond à l'utilisation de la logique floue dans la commande des systèmes ;la question fondamentale est de savoir quand utiliser la commande floue à la place des techniques de commande classique, si pour des cas analogues les stratégies classique n'ont pas donné des résultats satisfaisants , ou si aucune solution n'a encore été trouvée l'approche floue peut être envisagée .

Actuellement , il n'existe pas de procédure systématique disponible permettant de savoir quel type de commande floue à utiliser suivant les caractéristiques d'un système (PI et PID et P floue ) [21] . Dans ce chapitre ,on présente de base de la théorie de la logique floue ,puis la principe de la conception d'un régulateur PI flou ,ainsi que son application pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone ,on présente aussi les résultats de simulation numérique concernant les régimes ;démarrage à vide ,introduction d'un couple de charge et inversion de la vitesse de rotation ,les testes de robustesse .

### III.2. Principe de la logique floue:

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus

ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système, [22].

Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on ne retiendra que les éléments indispensables à la compréhension du principe du réglage par logique floue.

### III.2.1. Variables linguistiques:

La notion essentielle de variable linguistique a été introduite par Zadeh, [23], elle suggère d'emblée que les valeurs de cette variable ne sont pas numériques, mais plutôt symboliques, en termes de mots ou d'expressions du langage naturel.

Généralement une variable floue est un triplet  $T(u, U, T_u)$  pour le quel  $u$  représente la variable définie sur un ensemble de référence  $U$ . L'ensemble  $T_u = \{A_1, A_2 \dots\}$  fini ou infini, contient des sous ensembles flous dans un univers de discours normalisé  $U$  utilisables pour caractériser  $u$ , [24].

Exemple, [25] :

$u$  : Désigne la taille d'un être humain, l'univers des tailles en centimètres est :

$U = \{80 \ 90 \ 100 \ 110 \ 120 \ 130 \ 140 \ 150 \ 160 \ 170 \ 180 \ 191 \ 200 \ 205\}$  L'ensemble  $T_u$  est constitué par cinq ensembles flous :

$T_u = \{ \text{très petit} \ \text{petit} \ \text{moyen} \ \text{grand} \ \text{très grand} \}$

L'ensemble  $T_u$  peut être écrit comme suit :

$T_u = \{ TP \ P \ M \ G \ TG \}$

Avec :

$TP = \{80 \ 90 \ 100\}$ ,  $P = \{110 \ 120 \ 130\}$ ,  $M = \{140 \ 150 \ 160\}$

$G = \{170 \ 180 \ 191\}$ ,  $TG = \{200 \ 205\}$

### III.2.2. Les ensembles flous et les fonctions d'appartenance :

Un ensemble flou est une classe d'objets dans laquelle la transition de l'appartenance aux non appartenances est graduelle au lieu d'être brusque, [23]. Une définition plus mathématique peut être établie comme suit :

Si  $U$  est une collection d'objets ou de valeurs notés par " $u$ ", alors un ensemble flou  $A$  dans  $U$  est défini par l'ensemble des paires ordonnées :

$$A = \{ (u, \mu_A(u)) / u \in U \} \quad (3.1)$$

Où  $\mu_A(u)$  est une fonction qui prend des valeurs comprises entre 0 et 1 et est appelée fonction d'appartenance. Elle caractérise l'ensemble flou A et fournit une mesure du degré d'appartenance d'un objet  $u$  de  $U$  dans l'ensemble flou A. Elle peut être notée comme suit :

$$\mu_A: U \rightarrow [0, 1]$$

$$u \rightarrow \mu_A(u)$$

U Peut contenir des valeurs continues ou discrètes.

Généralement, A s'écrit sous la forme :

$$A = \int \mu_A(u) / u \quad \text{si } U \text{ est continu} \quad (3.2)$$

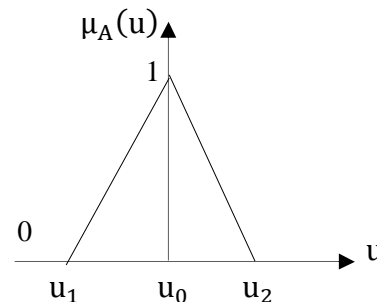
$$A = \sum_{u_i \in U} \mu_A(u_i) / u_i \quad \text{si } U \text{ est discret} \quad (3.3)$$

Dans ces équations les signes d'intégral et de sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points  $u \in U$  avec leur fonction d'appartenance  $\mu_A(u)$ .

Il existe différentes formes de fonctions d'appartenance dont on peut signaler quelques unes : Les formes trapézoïdales et triangulaires sont les plus utilisées, [26],[27].

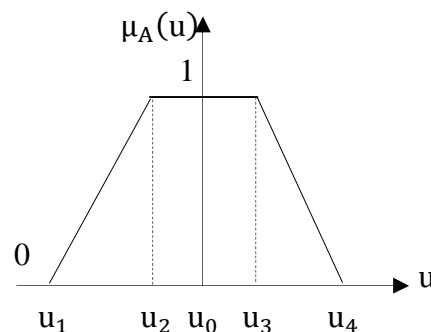
#### ü Triangulaire:

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u_1 - u}{u_1 - u_0} & \text{si } u \in [u_1, u_0] \\ \frac{u - u_2}{u_0 - u_2} & \text{si } u \in [u_0, u_2] \end{cases}$$



#### ü Trapèze :

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u - u_1}{u_2 - u_1} & \text{si } u \in [u_1, u_2] \\ 1 & \text{si } u \in [u_2, u_3] \\ \frac{u - u_4}{u_3 - u_4} & \text{si } u \in [u_3, u_4] \end{cases}$$



**Figure (III.1)** : les différentes fonctionnes d'apparences

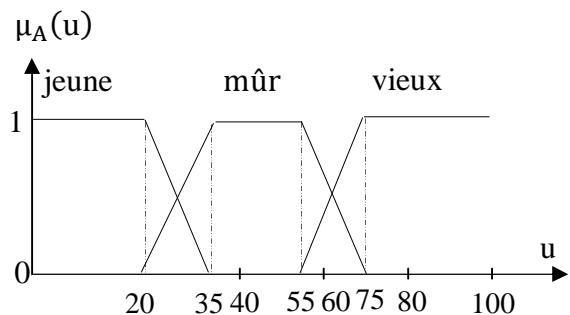
Exemple [27]:

$$\mu_{\text{jeune}}: [0,100] \rightarrow [0,1]$$

$$u \rightarrow \begin{cases} \mu_{\text{jeune}}(u) = 1 & \text{si } u \leq 20 \\ \mu_{\text{jeune}}(u) = \frac{35-u}{15} & \text{si } 20 < u < 35 \\ \mu_{\text{jeune}}(u) = 0 & \text{si } u \geq 35 \end{cases}$$

$$\mu_{\text{m\^ur}}: [0,100] \rightarrow [0,1]$$

$$u \rightarrow \begin{cases} \mu_{\text{m\^ur}}(u) = 0 & \text{si } u \leq 20 \text{ ou } u \geq 75 \\ \mu_{\text{m\^ur}}(u) = \frac{u-20}{15} & \text{si } 20 < u < 35 \\ \mu_{\text{m\^ur}}(u) = 1 & \text{si } 35 \leq u \leq 55 \\ \mu_{\text{m\^ur}}(u) = \frac{75-u}{15} & \text{si } 55 < u < 75 \end{cases}$$



$$\mu_{\text{vieux}}: [0,100] \rightarrow [0,1]$$

$$u \rightarrow \begin{cases} \mu_{\text{vieux}}(u) = 0 & \text{si } u \leq 55 \\ \mu_{\text{vieux}}(u) = \frac{u-55}{20} & \text{si } 55 < u < 75 \\ \mu_{\text{vieux}}(u) = 1 & \text{si } u \geq 75 \end{cases}$$

### III.2.3. Propriétés des ensembles flous:

- **Support:**

On appelle "support" d'un ensemble flou A dans U l'ensemble ordinaire de point u dans

U tel que  $\mu_A(u) > 0$ . Il est noté par  $S(A)$ , et défini par, [28]:

$$S(A) = \{u \in U / \mu_A(u) > 0\} \quad (3.4)$$

L'ensemble flou dont le support est un ensemble singleton est appelé "singleton flou".

- **Hauteur :**

La "hauteur" d'un ensemble flou A est la plus grande valeur du degré d'appartenance  $\mu_A(u)$ .

Elle est notée par  $\text{hgt}(A)$  et définie par [28]:

$$\text{hgt}(A) = \max_{u \in U} \mu_A(u) \quad (3.5)$$

Un ensemble flou A est appelé normal si  $\text{hgt}(A)=1$ , et sous normal si  $\text{hgt}(A)<1$ .

- **Noyau:**

Le noyau d'un ensemble flou A, noté  $C(A)$  est l'ensemble ordinaire qui contient tous les éléments totalement possibles  $u$  dans  $U$  de A . Il est noté par  $C(A)$  et défini comme suit [28]:

$$C(A) = \{u \in U / \mu_A(u) = 1\} \quad (3.6)$$

S'il y a un seul point avec un degré d'appartenance égale à 1, alors ce point est appelé la valeur modale de A .

### III.2.4. Opérateurs en logique floue:

Il s'agit de la généralisation des opérateurs négation, intersection et union de la théorie des ensembles ordinaires, voir figure II.3.

- **L'opérateur NON**

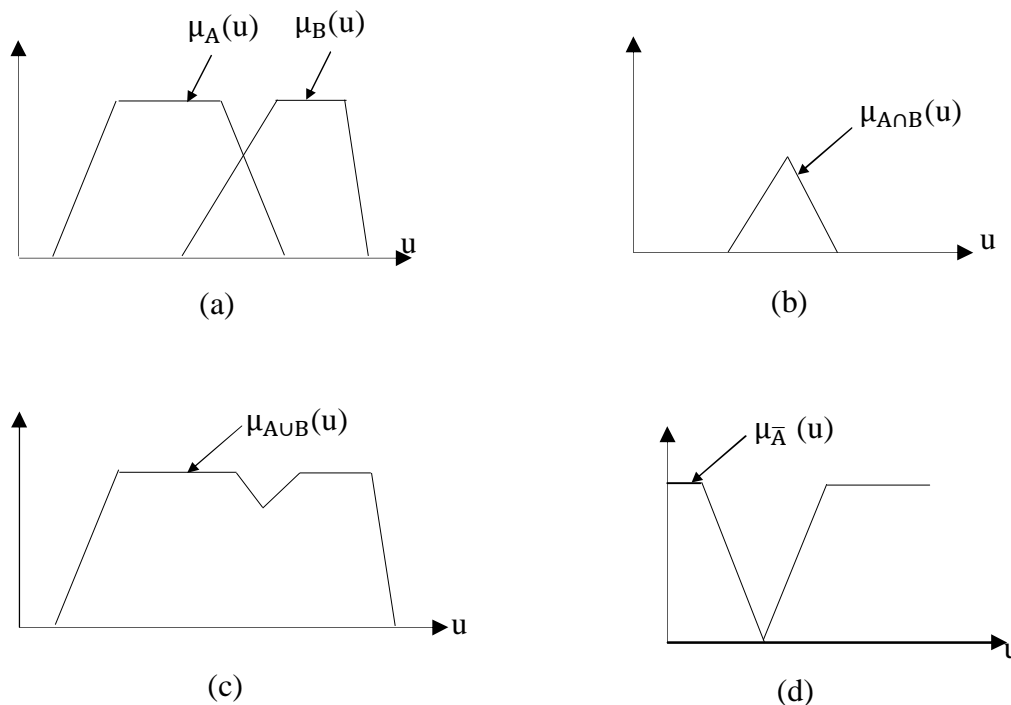
$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u)$$

- **L'opérateur ET**

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

- **L'opérateur OU**

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



**Figure (III.2):** Opérateurs logiques: (a) A et B, (b)  $A \cap B$ , (c)  $A \cup B$ , (d)  $\bar{A}$

### III.2.5. Règles d'inférence:

On appelle règles d'inférence l'ensemble des différentes règles reliant les variables linguistiques d'entrée d'un système aux variables linguistiques de sorties par des opérateurs flous [26].

Les règles floues sont élaborées à partir de la base de connaissance du concepteur, la structure de ces règles est en générale du type :

<b>Si</b> "Antécédent 1" "Antécédent 2" "Antécédent n"	ET/OU ET/OU Alors	"Conséquence 1" "Conséquence 2" "Conséquence n"
---	-------------------------	---

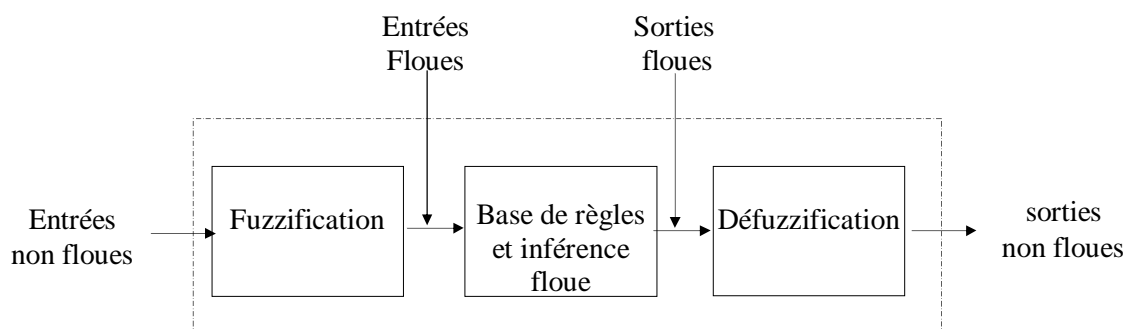
- Les antécédents sont les "conditions " alors que les conséquences correspondent aux "actions".
- Les antécédents correspondent aux entrées floues (degrés d'appartenances) déterminés lors de la fuzzification.

#### Exemple :

**Si** la température est "élevée" **ET** la pression est "grande" **Alors** la vitesse de ventilateur sera "grande".

### III.3. Structure d'un régulateur flou:

Après avoir présenter les concepts de la base les plus utilisés en logique floue, nous examinons la structure d'un régulateur flou. La structure conventionnelle d'une commande floue est présente sur la figure (II.3) Elle est composée de quatre blocs distincts dont les définitions sont données ci dessous.



**Figure (III .3):** Schéma de principe d'un régulateur à logique

### III.3.1. Fuzzification:

L'objet de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour différentes variables d'entrée. Un degré de compatibilité est obtenu par superposition des variables numériques d'entrées est des variables linguistique.

### III.3. 2. Base de règles :

La base de règles caractérise les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes, [22], [29]

### III.3.3. Inférences floues:

La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie [23].

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons :

- Linguistiquement

On écrit les règles de façon explicite.

- Symboliquement

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

- Par matrice d'inférence

Elle rassemble toutes les règles d'inférence sous forme de tableau, il y a donc autant de cases que des règles.

Exemple [30]:

-Sous forme linguistique :

**Si** (la température est élevée **ET** la vitesse est faible) **Alors** la tension est grande positive

**OU**

**Si** (la température est moyenne **ET** la vitesse est faible) **Alors** la tension est positive.

-Sous forme de tableau:

$v$ \ $t^\circ$	F	M	E
F	Z	P	GP
E	Z	Z	P

Sous forme symbolique :

<b>Si</b> $t^\circ$ est F	<b>ET</b> $v$ est F	<b>Alors</b>	$V=Z$ ,	<b>Ou</b>
<b>Si</b> $t^\circ$ est M	<b>ET</b> $v$ est F	<b>Alors</b>	$V=P$ ,	<b>Ou</b>
<b>Si</b> $t^\circ$ est E	<b>ET</b> $v$ est F	<b>Alors</b>	$V=GP$ ,	<b>Ou</b>
<b>Si</b> $t^\circ$ est F	<b>ET</b> $v$ est E	<b>Alors</b>	$V=Z$ ,	<b>Ou</b>
<b>Si</b> $t^\circ$ est M	<b>ET</b> $v$ est E	<b>Alors</b>	$V=Z$ ,	<b>Ou</b>
<b>Si</b> $t^\circ$ est E	<b>Et</b> $v$ est E	<b>Alors</b>	$V=P$ .	

Avec:

$t^\circ$  : Température,  $v$ : vitesse,  $V$ : tension

E: élevée, M: moyenne, F: faible.

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférences à savoir:

- Méthode d'inférence Max-Min (Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-produit (Larsen).
- Méthode d'inférence somme- produit (Sugeno).

Le choix de la méthode dépend de l'utilisateur et du cas à traiter. Dans notre cas on a opté pour la méthode d'inférence max min (méthode de Mamdani) [24].

Exemple [31]:

Règle 1 ( $R_1$ ):	<b>Si</b> $t^\circ$ est E	<b>ET</b> $v$ est F	<b>Alors</b>	$V$ est PG
Règle 2 ( $R_2$ ):	<b>Si</b> $t^\circ$ est M	<b>ET</b> $v$ est F	<b>Alors</b>	$V$ est P

La variable  $t_0^\circ$  est élevée avec un degré d'appartenance de 0.7 et moyenne avec un degré d'appartenance de 0.2. La vitesse  $v$  est faible avec un degré d'appartenance de 1.

L'application de la première règle d'inférence donne un degré d'appartenance à la condition de 0.7 (minimum dû à l'opérateur ET entre les deux degrés d'appartenance). On obtient ainsi une "fonction d'appartenance partielle". De manière similaire, la seconde règle donne lieu à une fonction d'appartenance écrêtée à 0.2.

La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par la disjonction, voir figure (II.4)

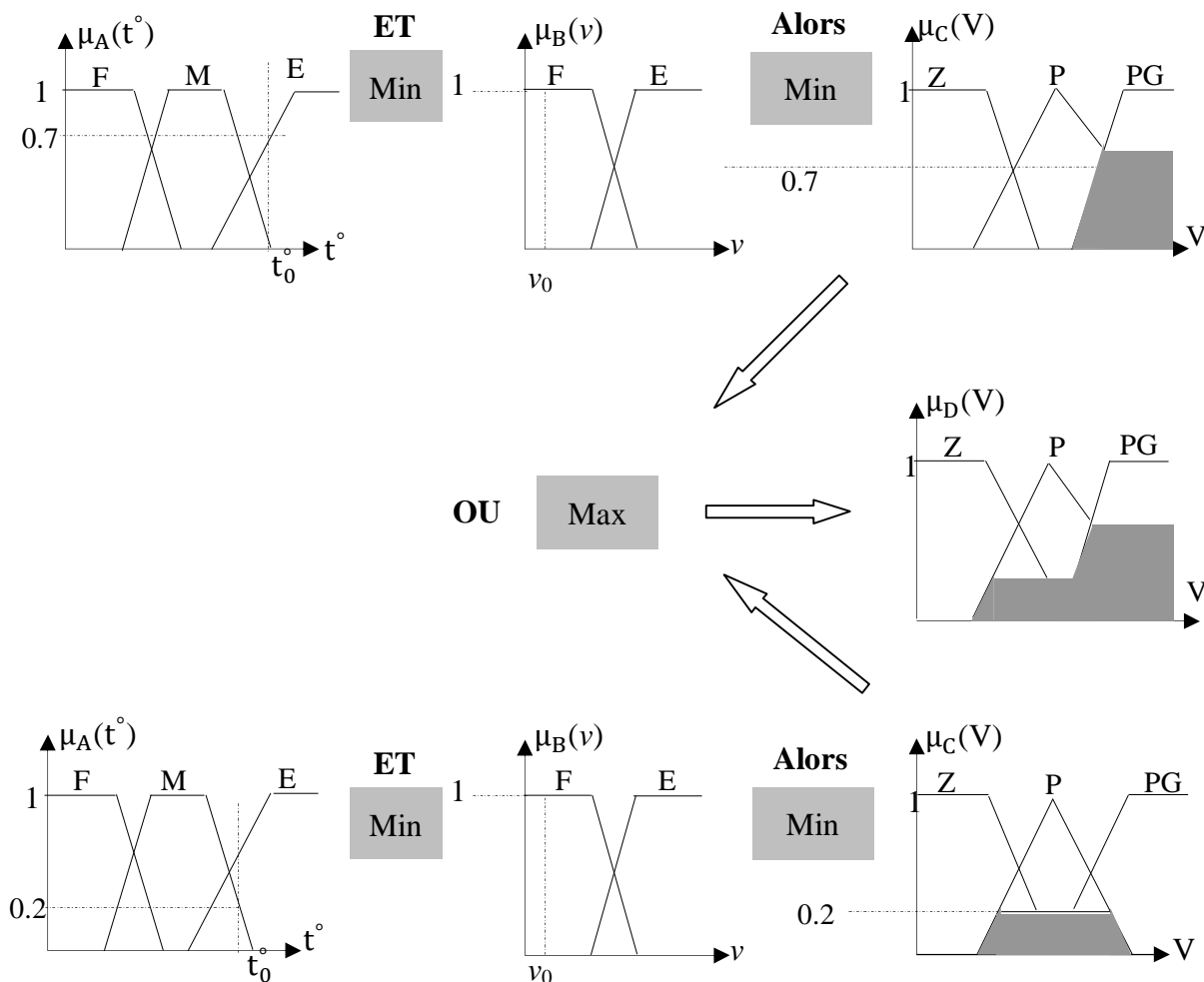


Figure (III.4): Exemple d'inférence Max-Min

### III.4. Mécanisme d'inférences:

les mécanisme d'inférence employés dans un contrôleur flou sont généralement plus simples que aux utilisés dans les système experts ;parce que dans un contrôleur flou la conséquence d'une règle n'est pas appliquée à l'antécédent d'une autre [18],[20] .

Considérons un ensemble de une règles définies par :

Règle  $x_1$  est A1 et  $x_2$  est B1 alors  $x_r$  est C1.

les entrées sont mesures par des capteurs ,elles sont réelles et il est nécessaire de les convertir en ensembles flous ,en général ;une valeur réelle est considérée comme un singleton flou et  $(\mu_{ci})$  le facteur d'appartenance de la condition de règle peuvent être

Exprimés par.

$$\mu_{ci} = \mu(c) \wedge \mu(x_2) \tag{II.7}$$

$\mu(x_1)$  et  $\mu(x_2)$  sont les facteurs d'appartenance de deux variables linguistiques  $x_1$  et  $x_2$  Par rapport à la condition de la règle  $(R_i)$  .

$(\wedge)$  : Opérateur défini selon le type de contrôleur.

### III.5. Defuzzification :

Cette étape consiste à transformer la valeur linguistique issue de régulateur flou en valeur numérique. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature, telles que la méthode du maximum et la méthode du centre gravité [22,24].

Dans, [18] une analyse détaillée de plusieurs stratégies de défuzzification est présentée, la méthode du centre de gravité donne des résultats intéressants. Cependant, la méthode de la moyenne des maxima fournit une performance transitoire meilleure, alors que celle du centre de gravité produit une meilleure performance en régime permanent.

Quand la méthode de la moyenne des maxima est utilisée, la performance du contrôleur flou est similaire à celle d'un système à relais à plusieurs niveaux. Mais la méthode du centre de gravité donne des résultats similaires à ceux d'un PI (correcteur proportionnel intégral) conventionnel. Donc le contrôleur flou utilisant la méthode du centre de gravité fournit généralement une erreur plus faible qu'avec la méthode de la moyenne des maxima.

#### III.5.1. Méthode du centre de gravite :

La stratégie de cette méthode consiste à traiter graphiquement les aires associées aux fonctions d'appartenances des termes linguistiques qui forment la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{RES}(x_R)$ . Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse  $x_{GR}$  qui est déterminée à l'aide de la relation suivante :

$$x_{GR} = \frac{\int x_R \mu_{RES}(x_R) dx_R}{\int \mu_{RES}(x_R) dx_R} \quad (3.7)$$

La détermination de  $x_{GR}$  nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel [18].

### III.6. Les étapes de conception d'un système flou

#### III.6.1. Définition des variables du système:

La première étape dans la conception d'un système flou est la définition du système en termes de ses variables d'entrées et de sorties.

#### III.6.2. Choix de la partition floue:

Les variables du système sont connues, on associe à chacune d'entre elles un ensemble de termes caractérisés par des fonctions d'appartenances définies sur le même univers de

discours. Le choix de la partition floue consiste à déterminer le nombre de termes qui doit exister dans cet ensemble [18],[25].

### III.6.3. Choix des fonctions d'appartenances:

Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont les plus utilisées et elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [22],[26].

### III.7. Architecture d'une commande floue:

On parle de la commande floue lorsque la partie d'un automatisme est réalisée en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir : gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramené à un système asservi, voir figure( II.5.)

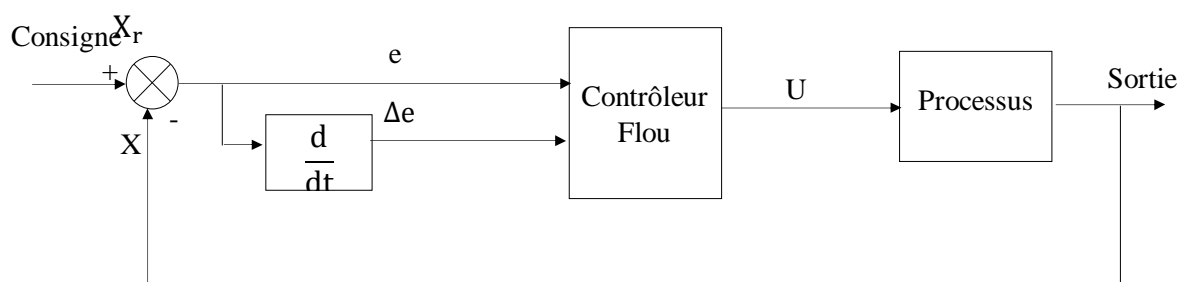


Figure (III.5): Architecture d'une commande floue

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées ( $e$ ) et ( $\Delta e$ ) et l'inférence des règles floues.

En général, ( $e$ ) représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne

$$e(k) = X_r(k) - X(k) \quad (3.8)$$

( $\Delta e$ ) Est la variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne.

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (3.9)$$

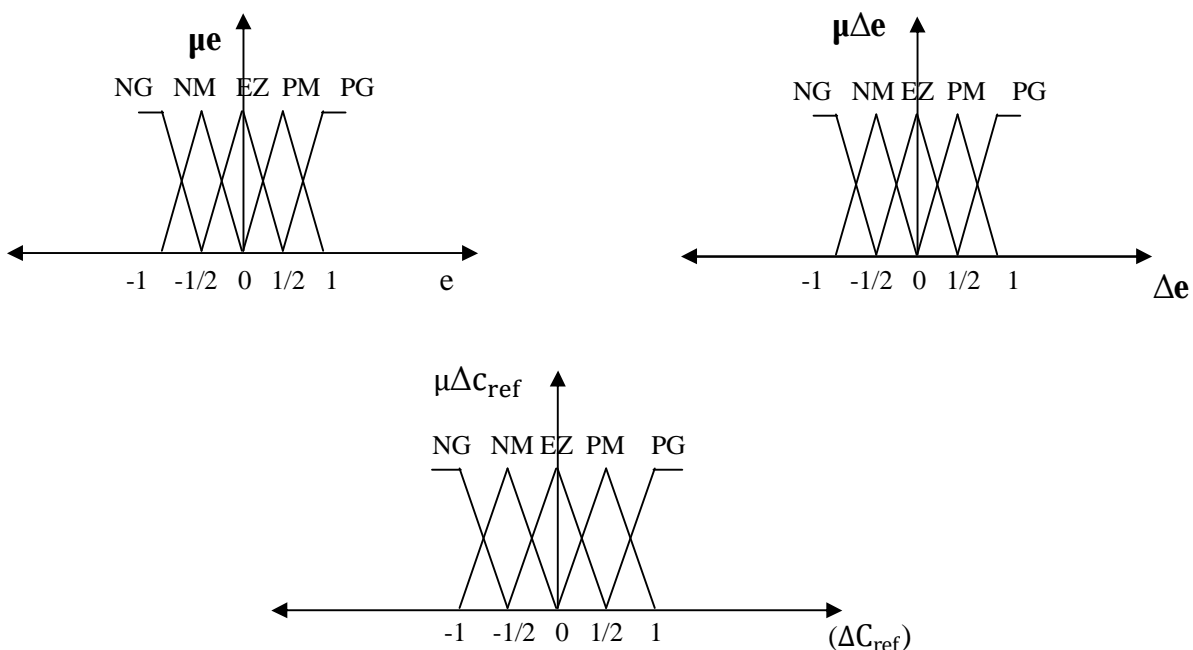
### III.8. Application de la logique floue a la mas:

#### III.8.1.Stratégie de fuzzification:

La fuzzification est liée au caractère vague et à l'imprécision dans un langage naturel, c'est une évaluation subjective qui transforme une mesure en une évaluation d'une valeur subjective et donc elle peut être définie comme cartographie d'un espace d'entrée observé

vers des ensembles flous en certains univers de discours d'entrée, la fuzzification joue un rôle important en relation avec l'information incertaine qui peut être objective ou subjective. dans les applications de commande floue, les données observées sont habituellement physiques (réelles numériques), or, le traitement de données dans un contrôleur flou est basé sur la théorie des ensembles flous, ceci nécessite donc une fuzzification. les grandeurs physiques sont souvent normalisées entre -1 et 1 par un facteur d'échelle qui doit être choisi sur la base de l'étude du système de sorte que, lors de petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour les grandeurs normalisées ne doit pas dépasser, dans ce cas. A titre d'exemple, prenons comme entrées du contrôleur l'erreur de la vitesse de rotation d'une machine asynchrone ( $e = \Omega_{ref} - \Omega_r$ ) et sa variation  $\Delta e$ , et comme sortie la variation du couple électromagnétique de référence  $\Delta C_{ref}$ , [32].

La figure (III.6) montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées ( $e$ ), ( $\Delta e$ ), et ( $\Delta C_{ref}$ ) respectivement :



**Figure (III.6):** les fonctions d'appartenance de notre contrôleur flou.

Les classes sont notées comme suit :

NG : négatif grand.

NM : négatif moyen.

EZ : égal à zéro.

PM : positif moyen

PG : positif grand.

### III.8.2. Schéma de commande de la mas:

Ce schéma (III.7) général pour la commande de moteur asynchrone peut aussi bien s'appliquer dans le cas de la régulation classique ,que dans le cas de la commande par logique floue .

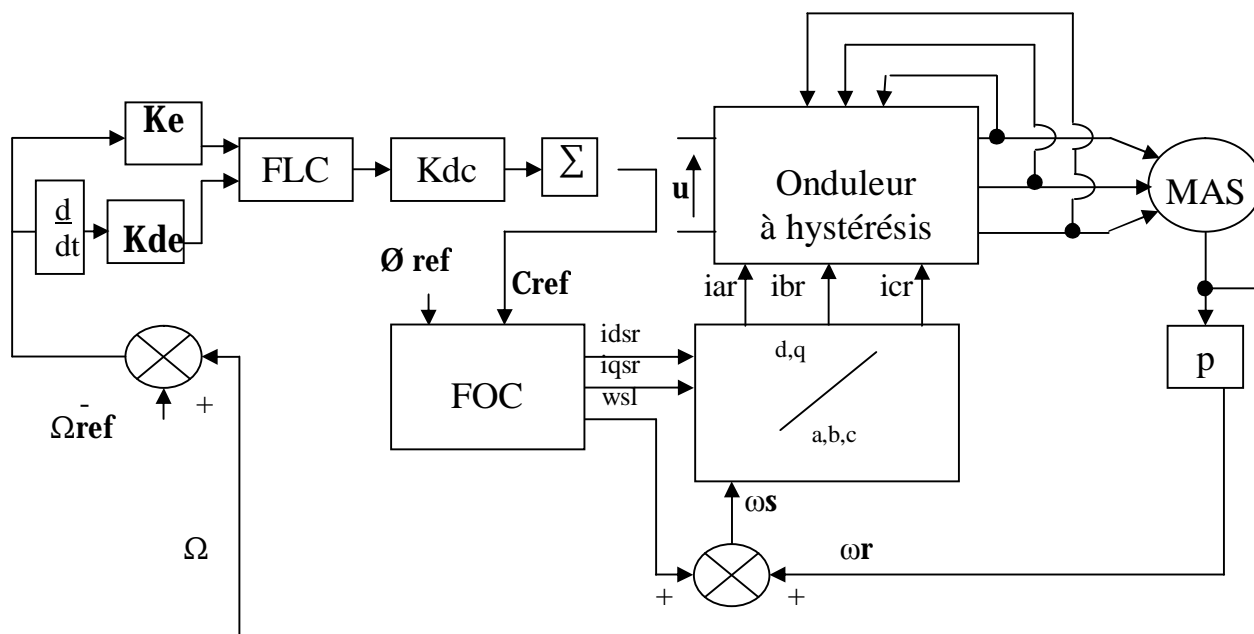


Figure (III.7): structure de réglage par un PI flou de la vitesse d'une machine asynchrone.

### III.8.3. Loi de commande pour le régulateur PI flou:

Cette loi est fonction de l'erreur de vitesse de rotation (e) et de sa dérivée (Δe) tel que  $C = (e, de)$  par conséquent ,l'activation de l'ensemble des règles de décisions associées donne la variation de la commande ( $\Delta C_{ref}$ ) nécessaire ;permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande .Dans les cas simples ,cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne.

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$C_{ref} = C_{ref} + K_{\Delta C} \Delta C_{ref} \tag{3.10}$$

Où

$K_{\Delta C}$  : Gain de normalisation.

$\Delta C_{ref}$ : Variation de la commande.

L'erreur et la dérivée d'erreur sont adapté comme suit :

$$e = K_e e_n \tag{3.11}$$

$$\Delta e = K_{\Delta e} \Delta e_n \tag{3.12}$$

En effet les règles de ce contrôleur sont systématiquement construites en basant sur l'étude de MacVicar-Whelon, permet de retrouver la table d'inférence anti diagonale classique pour un système flou ayant comme entrées l'erreur ( $e$ ) et la dérivée  $\Delta e$ , et comme sortie ( $\Delta C_{ref}$ ), fuzzifiées par cinq fonctions d'appartenance, [33]

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	EZ	PM	PG
NG	NG	NG	NM	NM	EZ
NM	NG	NM	NM	EZ	PM
EZ	NM	NM	EZ	PM	PM
PM	NM	EZ	PM	PM	PG
PG	EZ	PM	PM	PG	PG

**Figure (III.8):** La table d'inférence

## III.9. Résultats de simulation et interprétation

### III.9.1. Démarrage à vide et en charge :

La figure (III.9) montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide, suivi d'une application de charge nominale à  $t=1s$ , dans cet ordre, elles sont présentées. Les réponses des composantes du flux, du courant, du couple et de la vitesse, on peut noter les remarques suivantes.

- Ø Cette figure montre les performances de régulation pour la commande par la logique floue, on note une nette amélioration en régime dynamique, en effet la vitesse est obtenue avec un dépassement(6%) au bout d'un temps de ( $t=0.1$ ) la composante directe de flux rotorique marque un pic de ( $\Phi_{rd} = 1.55wb$ ) puis se stabilise à sa valeur de référence ( $1wb$ ), tandis que la composante en quadrature fait un dépassement de ( $\Phi_{qr} = 0.7wb$ ) puis s'annule pratiquement en régime établi ce qui montre bien l'orientation du flux rotorique .
- Ø la composante directe de courant statorique marque un pic de ( $i_{as} = 14A$ ) puis se stabilise à sa valeur ( $i_{as} = 3A$ )

### III.9.2. Tests de robustesse

#### III.9.2.1. Teste de robustesse la variation de charge et l'inversion de vitesse:

Afin de valider la méthode de commande floue avec cinq fonctions d'appartenance pour chaque variables d'entrées et de sortie appliquée à une machine asynchrone triphasée soumis à une perturbation de couple de ( $C_r = 5,10$  et  $5N.m$ ) puis une inversion du sens de marche de  $-100$  tr/min à  $100$  tr/min. les figures (III.10) et (III.11) illustrent les courbes de vitesse, le couple et les flux rotoriques ainsi que les courants statoriques suivant les deux axes ( $d$   $q$ ).

D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse suit sa valeur de référence avec un petit dépassement et l'application d'un couple résistant n'affecte guère la vitesse de rotation souhaitée.

Le flux rotorique est installé, il suit sa valeur de référence suivant l'axe ( $d$ ) avec une composante en quadrature ( $q$ ) nulle.

L'application du couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé ainsi que le courant statorique qui a un comportement sinusoïdal.

L'analyse des résultats montre que les performances de poursuite de la consigne sont satisfaisantes .

#### III.9.2.2. Teste de robustesse de variation de résistance rotorique et le moment d'inertie:

lors les paramètres de la machine ( résistance rotorique et le moment d'inertie) varient de ses valeurs nominales.

Les figures (III.12,III.13 ) montrent:

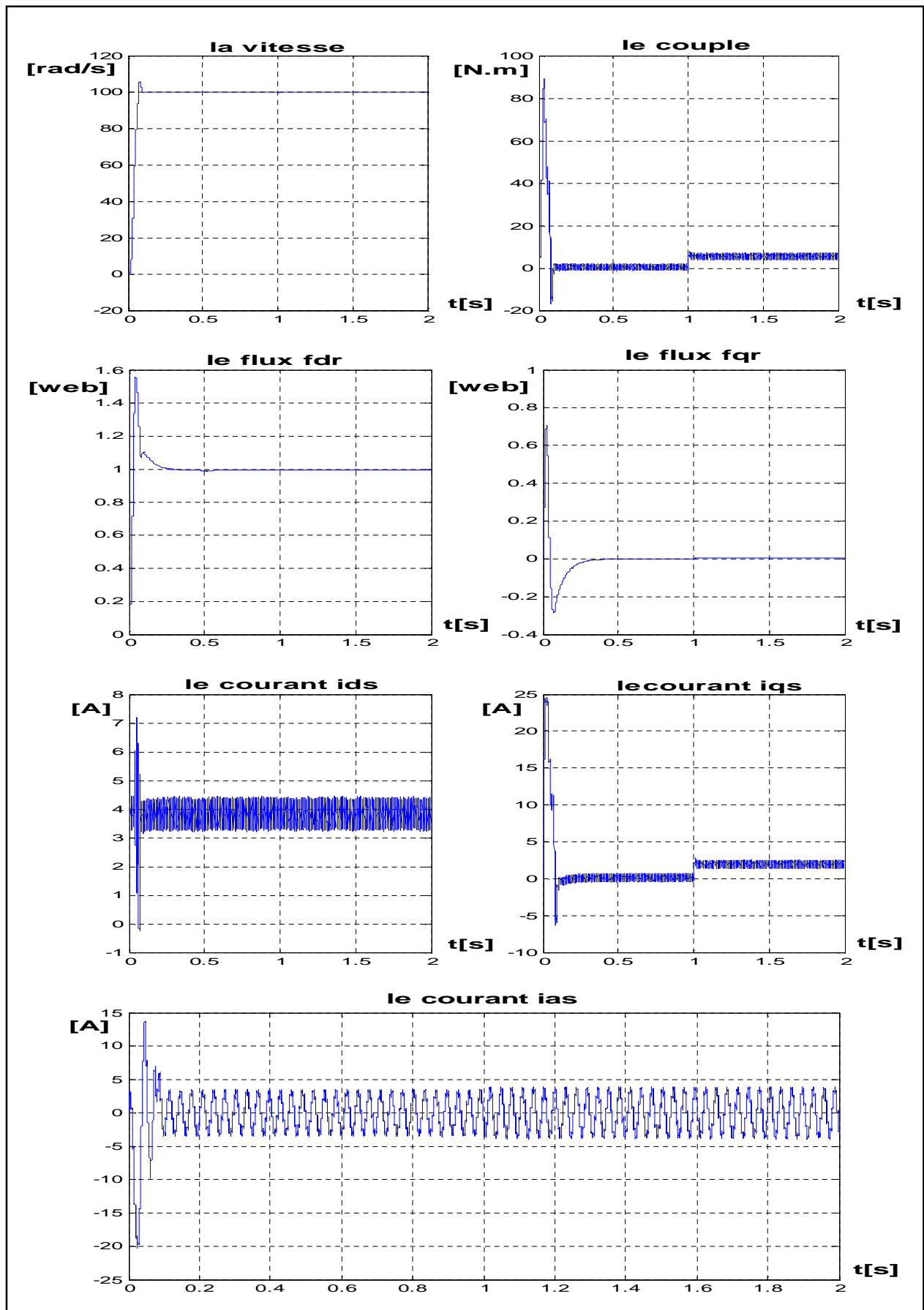
un faible augmentation sur le temps de réponse le système avec la diminution de résistance rotorique ( $t=0.16s$ ).

Toutefois l'allure de la vitesse répond avec un dépassement.

Donc la dynamique de système est dans ce cas liée aux valeurs des paramètres de la machine.

Par exemple, la augmentation de temps de réponse lorsque le moment d'inertie est augmente. La figure (III.13)

Dans ce cas aussi, il y à un dépassement de couple électromagnétique.



**Figure (III.9):** Résultats de simulation de la MAS à flux orienté avec un réglage de vitesse par un PI-flou lors de démarrage à vide et en charge.

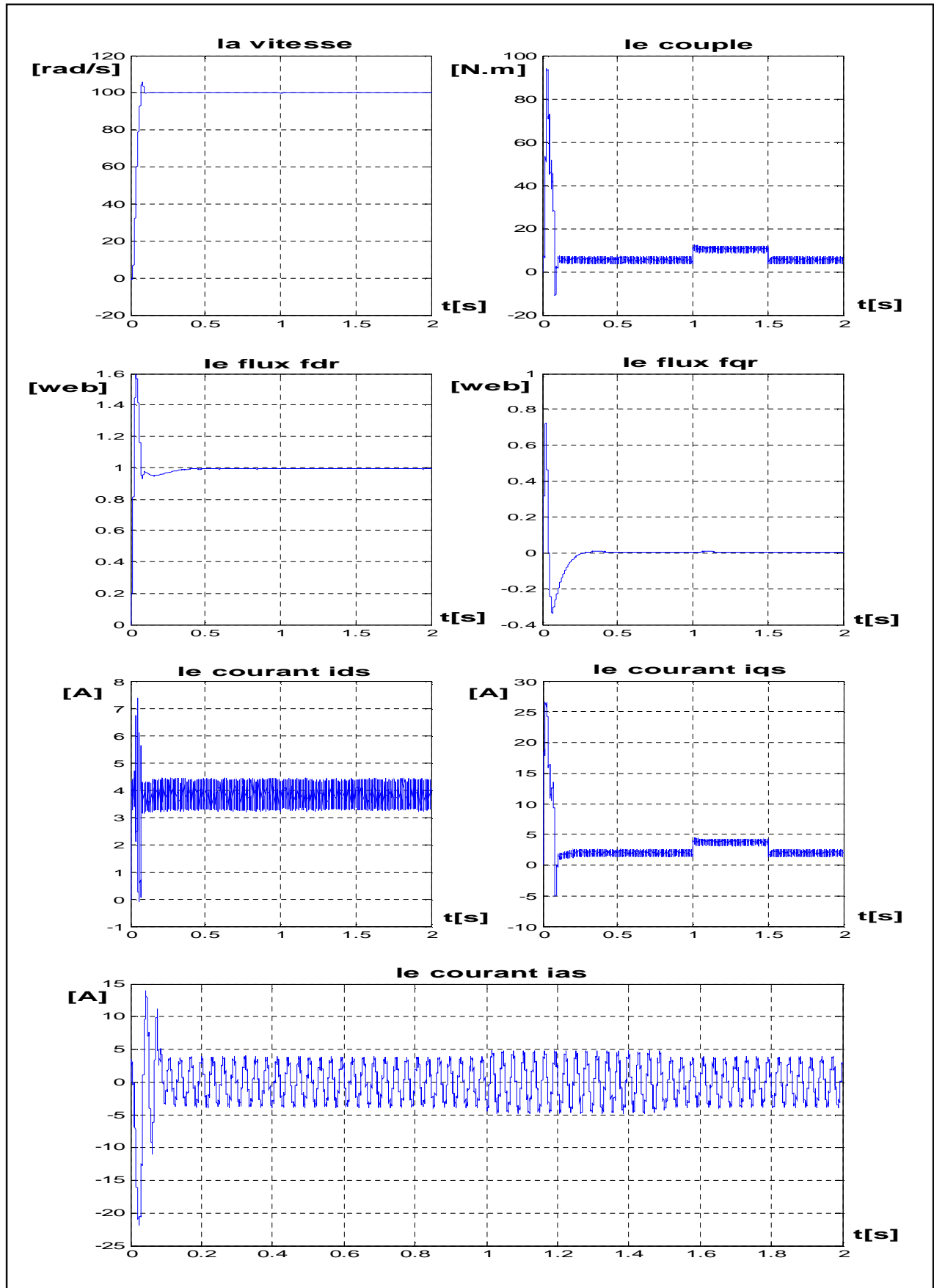


Figure (III.10): Test de robustesse pour la variation de la charge  $C_r=5,10,5N.m$

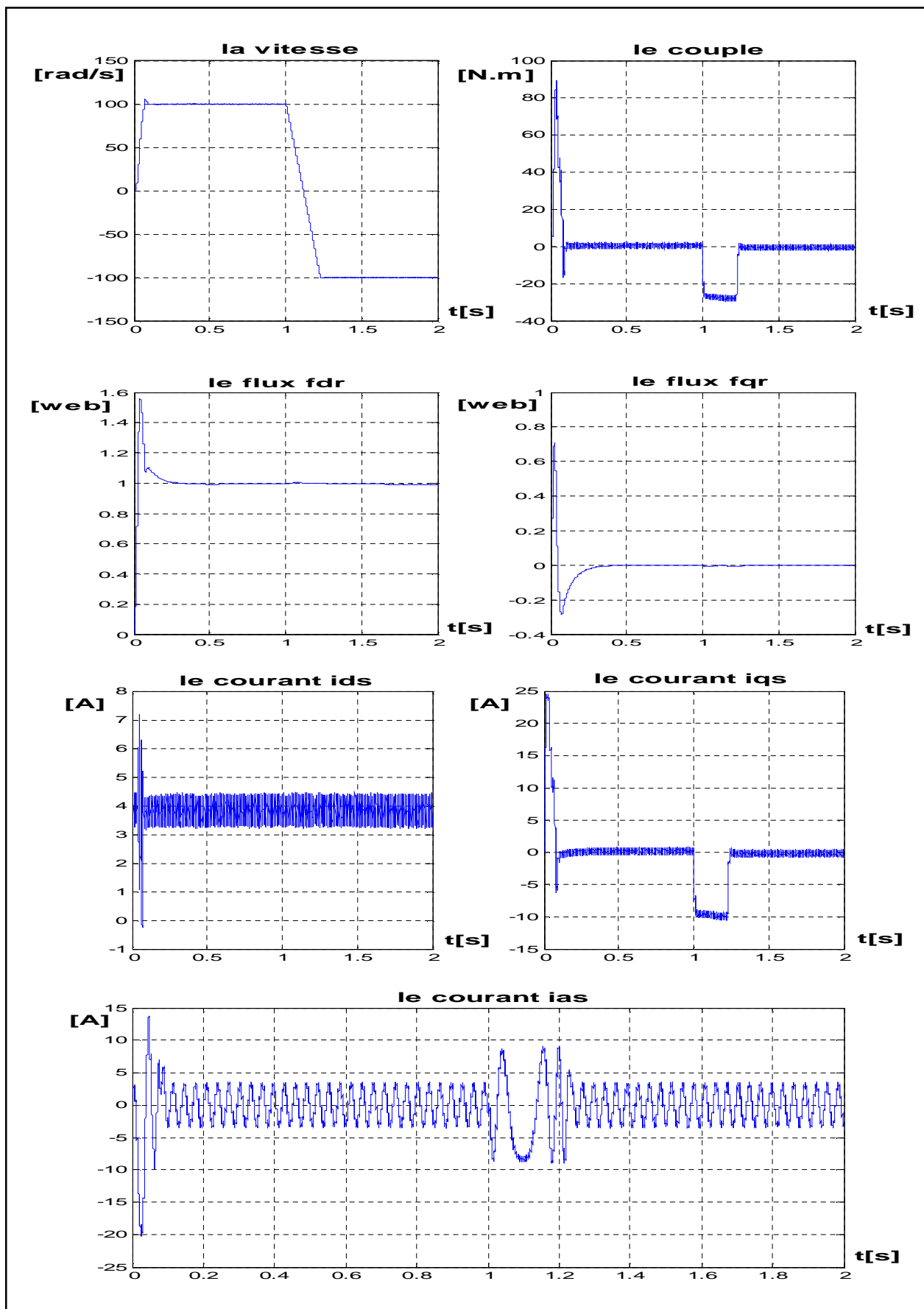


Figure (III.11) : Test de robustesse pour l'inversion de vitesse à  $t=1$ s

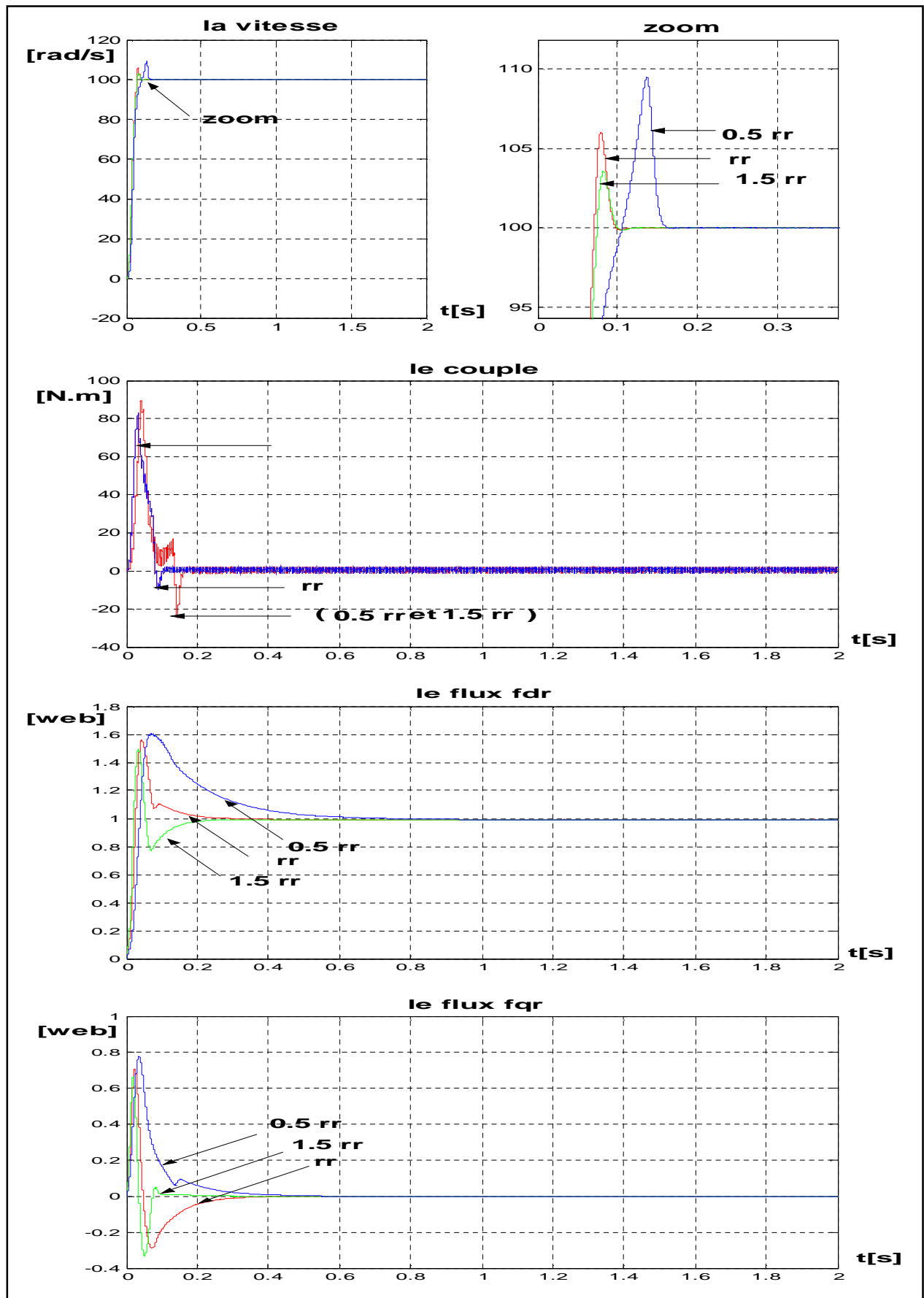


Figure (III.12) : Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

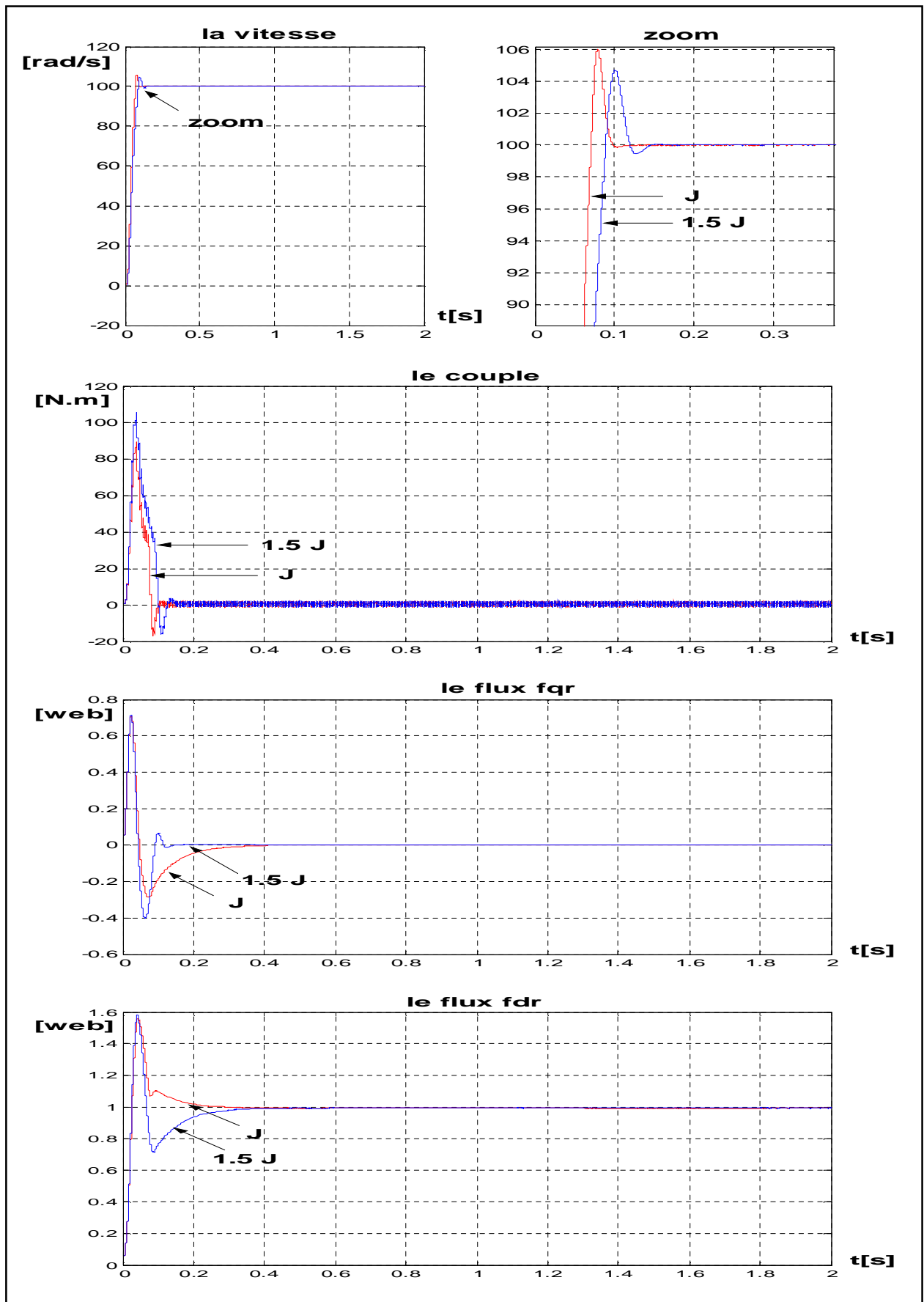


Figure (III.13) : Test de robustesse pour la variation du moment d'inertie.

### **III.10. Conclusion:**

Le choix de la commande par logique floue présente plusieurs avantages : raisonnement proche du celui de l'homme c'est-à-dire traite l'imprécis, l'incertain et le vague, sa capacité à commander des systèmes non linéaire, obtention de meilleures performances dynamiques et ses qualités intrinsèques de robustesse.

Les résultats de simulations de régulateur à logique floue ont été comparés à ceux d'une régulation classique, par conséquent on peut dire que le régulateur floue offre une réponse satisfaisante par rapport au dépassement, temps de montée rapide .

## IV.1. Introduction:

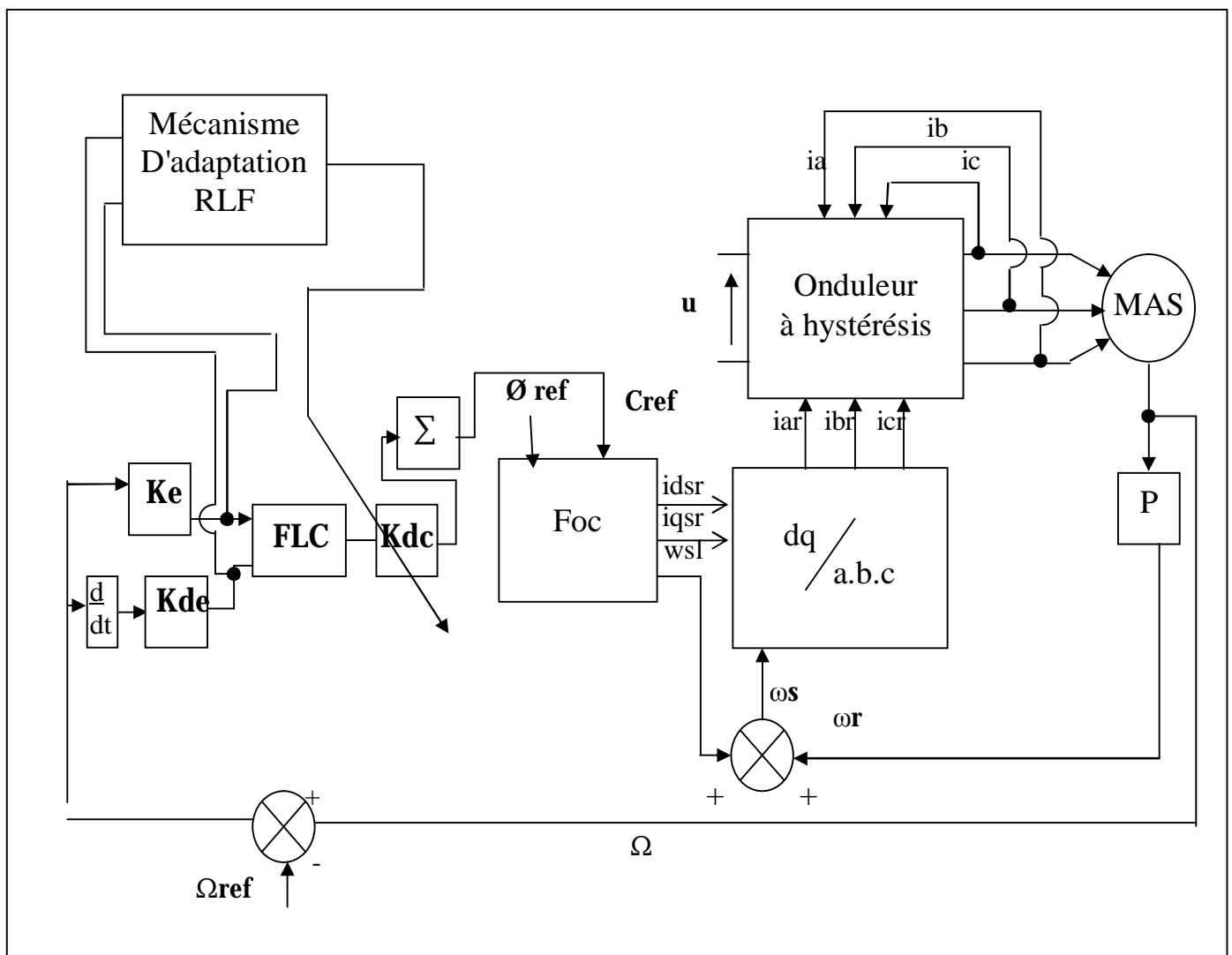
Dans la plus part des études effectuées sur le contrôle floue, le gain associé à la variation de la commande est pris constant.

Cette valeur du gain doit être aussi faible que possible pour éviter le problème d'instabilité. malheureusement, ceci augmente le temps de réponse du système

Pour résoudre ce problème, une table de décision sur le gain est nécessaire pour augmenter les performances dynamiques du système [34][32][35][36]

## IV.2. Description du régulateur flou avec gain de commande variable

Le schéma correspondant se présente comme suit[36] :



**Figure (IV.1):** Structure de réglage par un PI flou à gain floue adapté de la vitesse d'une machine asynchrone.

### IV.3. Développement de la table de décision:

A partir de la table de décision de la commande, la variation de la commande entre les instants  $t_K$  et  $t_{K+1}$  est donnée par[32][36] :

$$C_{\text{ref}}(k+1) = C_{\text{ref}}(k) + K_{\Delta c}(k+1) \Delta C_{\text{ref}} \quad (4.1)$$

$$K_{\Delta c}(k+1) = K_{\Delta c}(k) + \alpha \quad (4.2)$$

L'intérêt d'avoir un gain variable est :

- d'assurer une bonne stabilité du système.
- D'adapter l'algorithme flou à chaque situation du système.

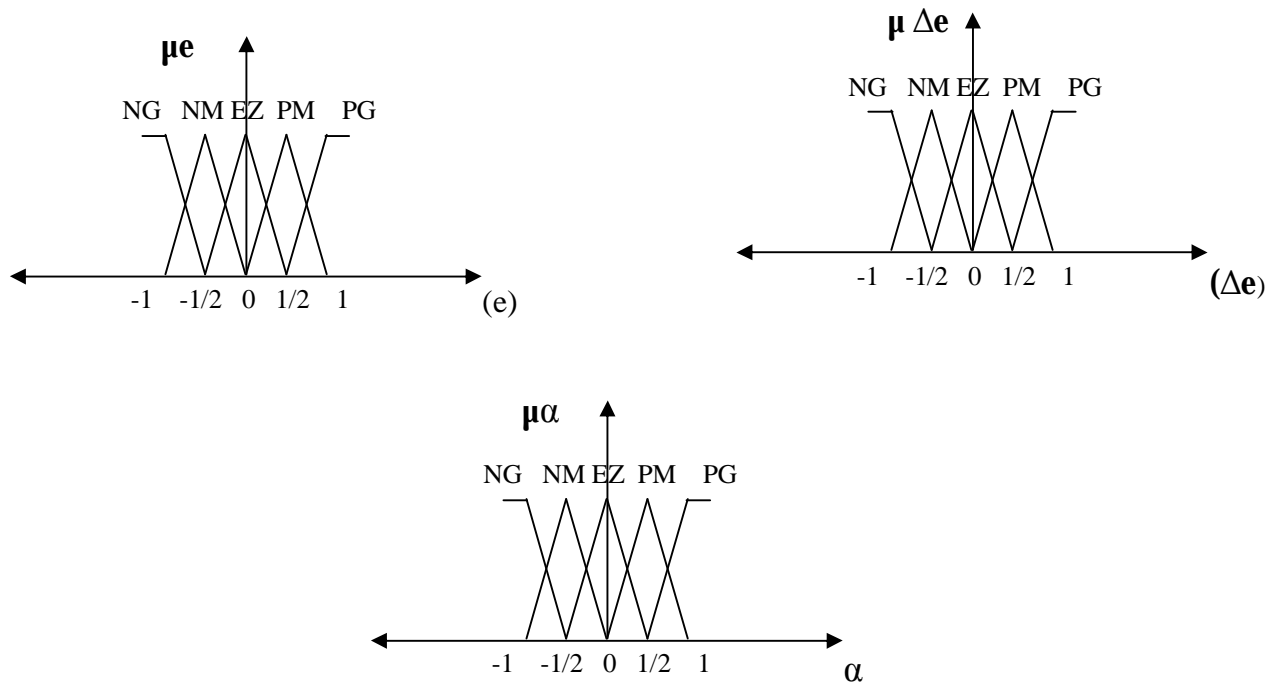
Pour ce faire, il faut considérer le gain comme étant une variable floue dont il faut définir les différents ensembles flous. Ceci nous amène à définir une table de décision pour le gain basée sur l'erreur et la variation de l'erreur.

Sachant que le développement des règles de décision se fait sur la base de l'expérience. Nous constatons d'après les résultats obtenus précédemment que la table de décision sur la commande donne de bons résultats du point de vue raisonnement flou. Pour l'améliorer, nous donnons un gain proportionnel au module de la décision de la commande.

Nous avons choisi les ensembles floue du gain variable, dont la fonction d'appartenance correspondante et représentée comme suit:

e Δe	NG	NM	EZ	PM	PG
NG	NG	NG	NM	NM	EZ
NM	NG	NM	NM	EZ	PM
EZ	NM	NM	EZ	PM	PM
PM	NM	EZ	PM	PM	PG
PG	EZ	PM	PM	PG	PG

**Figure (IV.2) :** La table d'inférence



**Figure (IV.3):** Les fonctionnes d'appartenance de notre contrôleur floue

## IV.4. Résultats de simulation et interprétation

### IV.4.1. Essai à vide et en charge:

Pour l'allure de la vitesse, la réponse de système avec régulateur logique floue a gain adaptatif est plus rapide que celle avec la commande par logique floue  $t \leq 0.08s$ . ce commande montre la diminution de dépassement qu'avec la commande par logique floue.

le flux rotorique marque un pic de ( $\phi_{rd} = 1.7wb$ ) puis se stabilise à sa consigne de ( $\phi_{dr} = 1wb$ ) et le flux quadrature marque un pic de ( $\phi_{qr} = 0.75wb$ ) puis s'annule presque au régime établi, ce qui reflète le découplage. la composante directe de courant statorique marque un pic de ( $i_{as} = 12A$ ) puis se stabilise à sa valeur ( $i_{as} = 3A$ ).

L'introduction d'un couple de charge provoque une augmentation du courant Figure (IV.5).

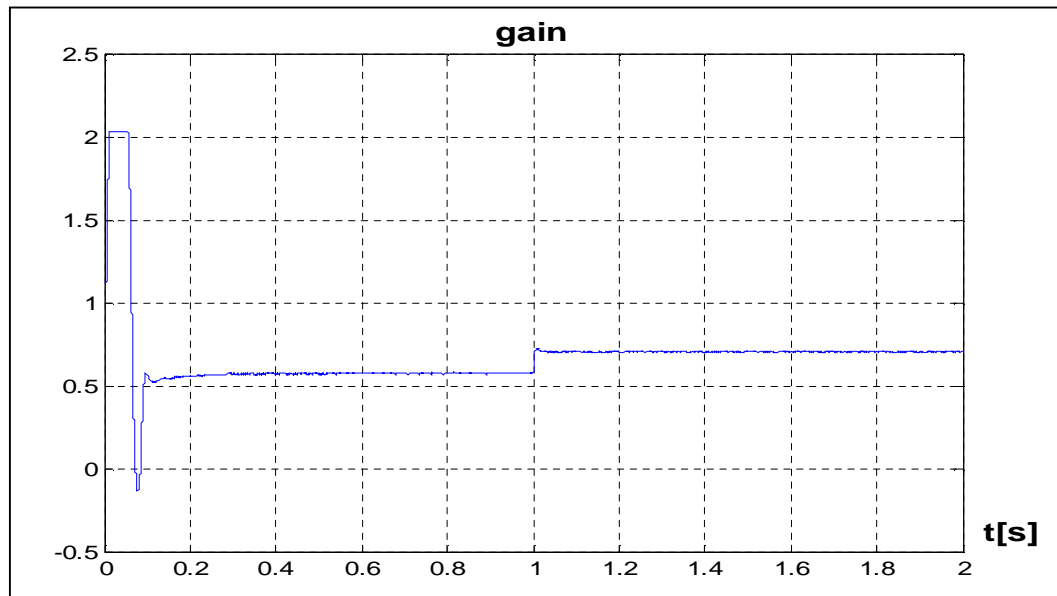


Figure (IV.4) : La variation de gain ( $K_{\Delta C}$ )

## IV.4.2. Tests de robustesse

### IV.4.2.1. Test de robustesse pour la variation de la charge:

Pour tester la robustesse nous avons simulés un démarrage en charge ( $C_r=5,10.5\text{N.m}$ ) . les résultats de simulations montrent que ne trouve pas de l'influence de variation de la charge sur la vitesse, Le flux rotorique direct et la composante en quadrature. Mais le courant statorique augmente avec augmentation de la charge .

On remarque que les chutes au niveau de la réponse de vitesse de rotation et les flux et les courants sont pratiquement corrigées par le régulateur Figure ( IV.6).

### IV.4.2.2. Test de robustesse pour l'inversion de vitesse:

on introduit un changement de consigne de vitesse (100 rad/s à -100 rad/s). on constate d'après la figure (IV.7) que le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation ,puis se stabilisent en régime permanent.

Le flux rotorique direct suit la valeur imposée (1Wb) et la composante en quadrature est nulle.

### IV.4.2.3. Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique et le moment d'inertie:

lorsque la résistance rotorique et moment d'inertie varient 50% de sa valeur nominal ,on remarque que la commande par logique floue a gain adaptatif présente une meilleure capacité à minimiser le dépassement qu'avec la commande par PI- floue figure (IV.8 et 9).

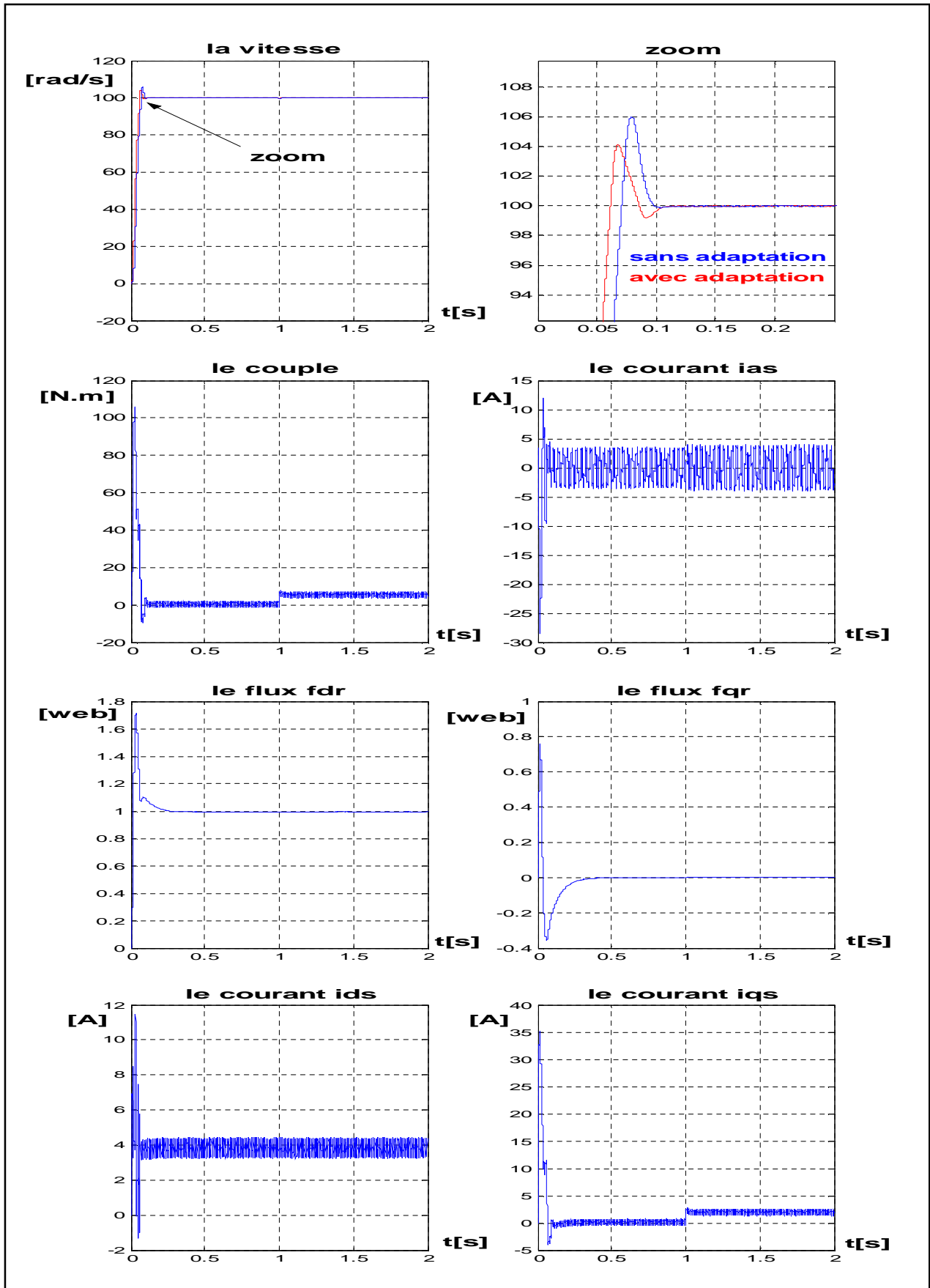


Figure (IV.5): Résultats de simulation de la MAS lors de démarrage à vide et en charge.

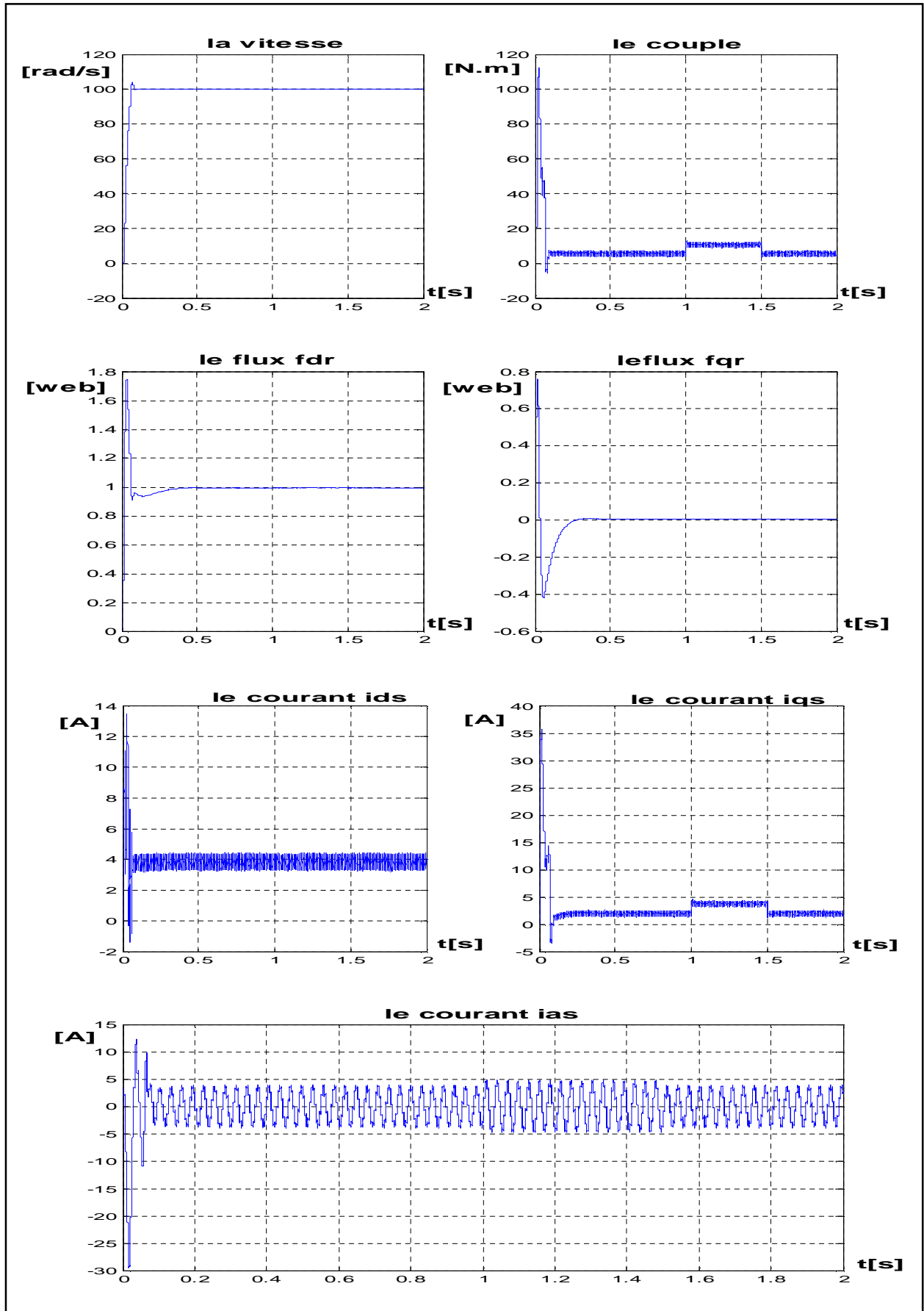


Figure (IV.6): Test de robustesse pour la variation de la charge  $C_r=5,10,5N.m$

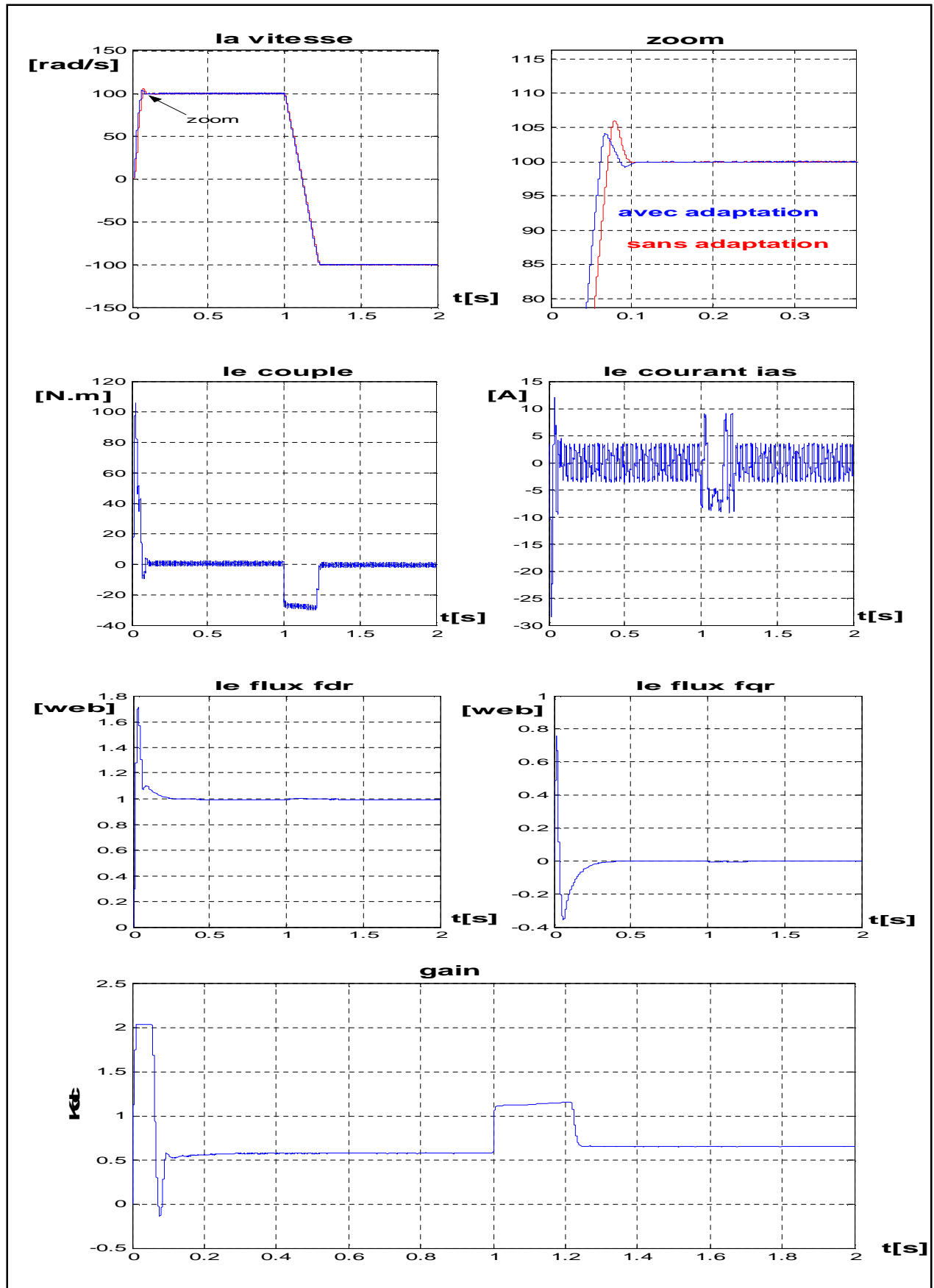


Figure (IV.7) : Test de robustesse pour l'inversion de vitesse

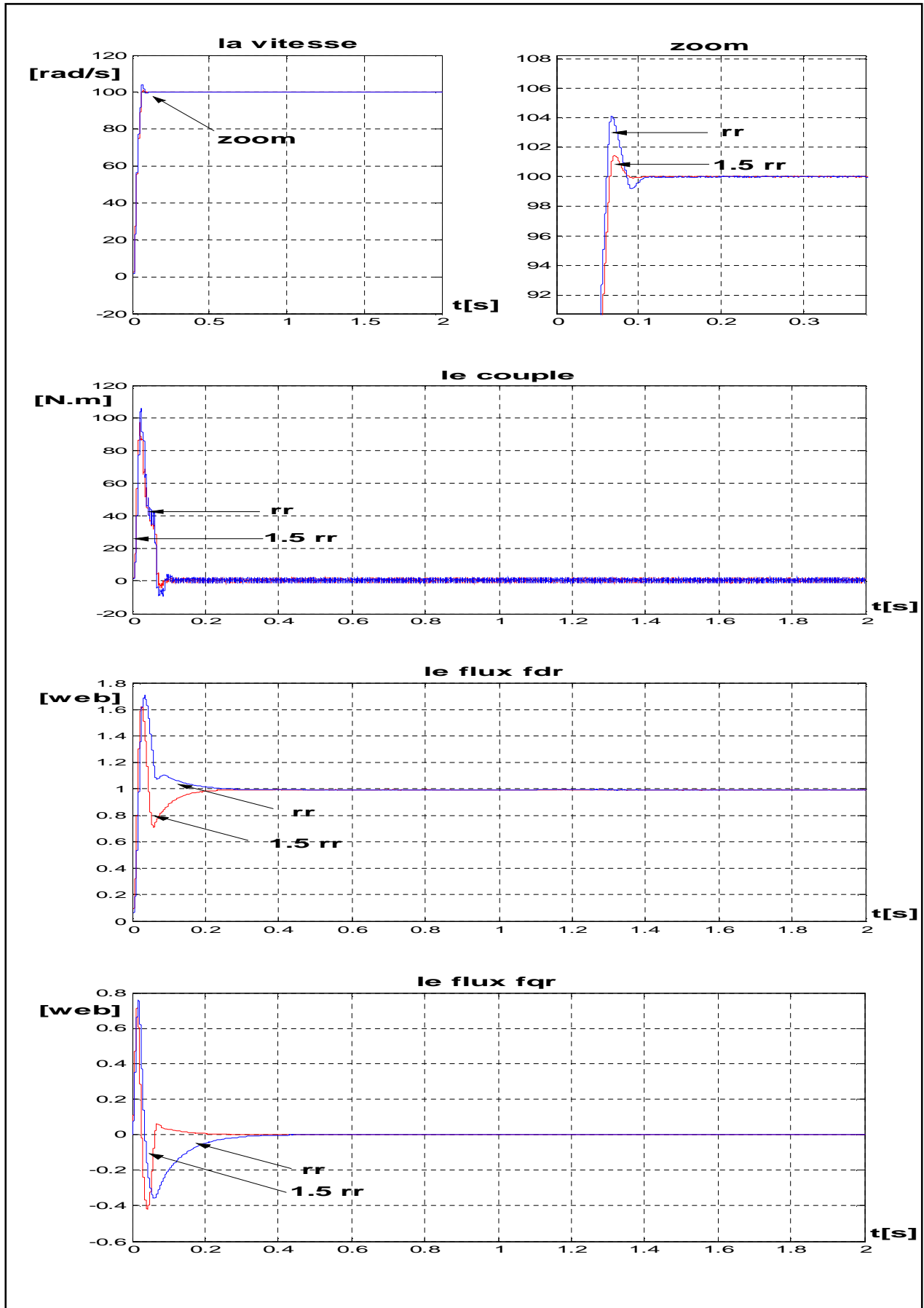


Figure (IV.8) : Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

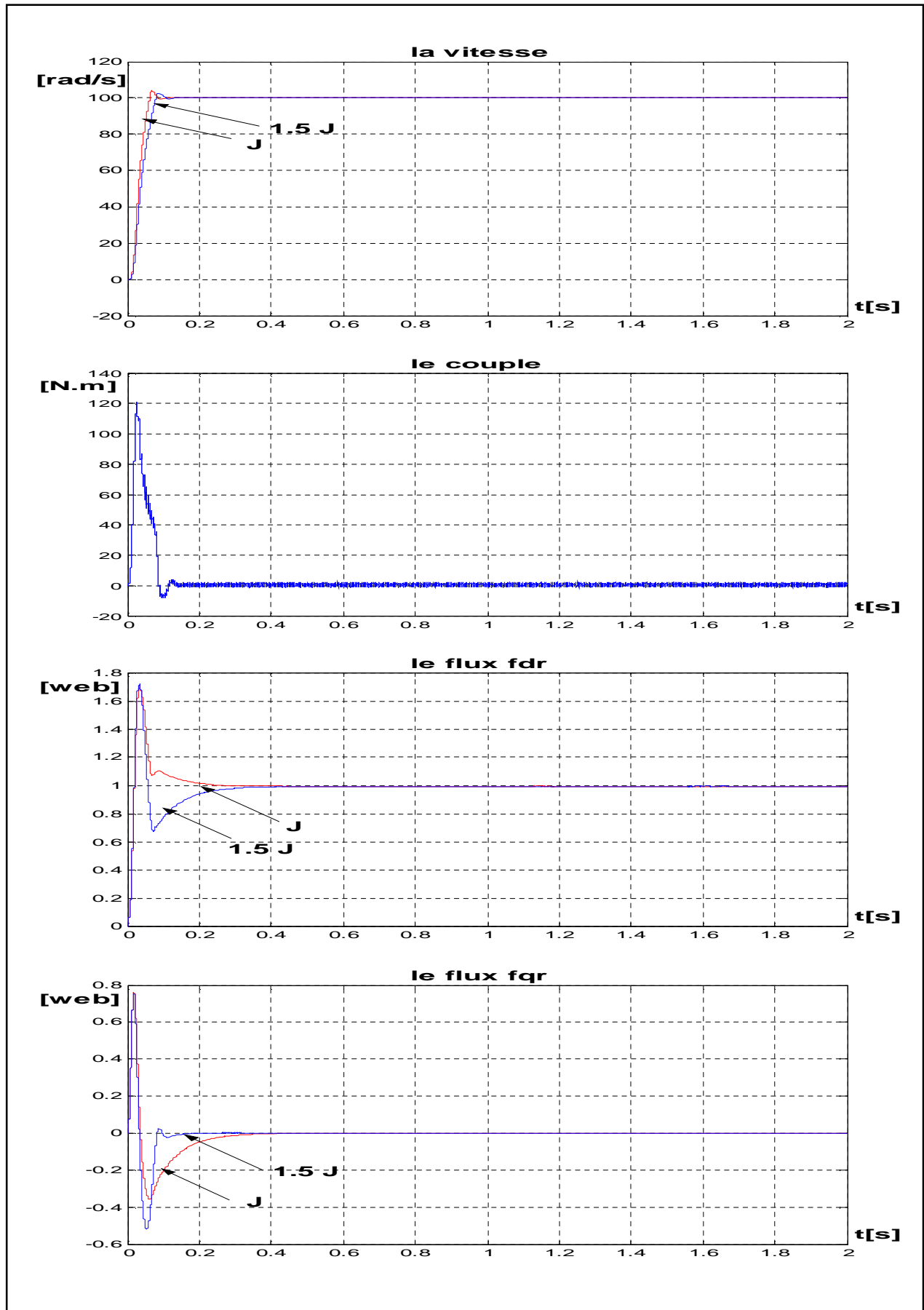


Figure (IV.9) : Test de robustesse pour la variation du moment d'inertie

## **IV.5. Conclusion:**

Dans ce chapitre , On peut conclure que le régulateur PI flou adaptatif possède de très bonnes performances dynamiques. Il permet d'avoir des réponses avec dépassement préférable qu' avec régulateur flou et réduction du temps de montée ainsi que le temps d'inversion du sens de rotation. En outre, On remarque l'efficacité du régulateur flou. Cette efficacité est bien évident. Lorsqu'il est appliqué avec gain variable, pour la sensibilité aux variations des paramètres de la machine, mais ce régulateur ne consiste pas de base mathématique pour déterminer les gains.

## Conclusion générale:

Le travail présenté dans ce mémoire a mis en oeuvre une étude de simulation d'un système de commande de vitesse par un régulateur PI floue à gain floue adapté d'une machine asynchrone triphasé à flux orienté.

L'aspect robustesse du réglage de vitesse et de commande vectorielle face à la variation paramétrique et non paramétrique est discuté à travers les résultats de simulation présentés.

En effet, pour garantir une dynamique stable et rapide de vitesse dans toutes les conditions de fonctionnement, on a proposé pour la régulation de celle-ci un régulateur PI flou à gains floue adapté apte de compenser toute variation paramétrique. Les résultats de simulation obtenus ont montré la forte robustesse de ce régulateur notamment face à la variation des paramètres de la machine, au détriment des performances dynamique de vitesse qui s'atténuent légèrement.

Aussi faut il avancer les suggestions suivantes que nous avons jugées de premier plan quant à la continuation de ce travail de recherche:

Appliquer le régulateur PI flou à gain floue adapté proposé pour commander les autres types de machine électriques.

Appliquer l'algorithme de commande complet à plusieurs machine asynchrone afin de tirer des conclusions quant à la stabilité globale de l'association.

L'implémentation matérielle de cette nouvelle stratégie de commande ,dans le but valider la synthèse se basant sur le modèle physique de la machine asynchrone.

---

# Annexe

Paramètres de la machine [37]

<u>Grandeur</u>	<u>valeur</u>
Puissance nominale	1 .5 W
Vitesse nominale	1000 tr/min
Tension d'alimentation	220/380 V
Inductance rotorique	0.274 H
Inductance statorique	0.274 H
Inductance mutuelle	0.258 H
Résistance rotorique	3.805 $\Omega$
Résistance statorique	4.85 $\Omega$
Moment d'inertie	0.031 kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement visqueux	0.008 km <sup>2</sup> /s
Nombre de paires de pôles	2

# Notation

MAS	Machine asynchrone
s.r	Indice correspondants au stator et rotor
a.b.c	Indice correspondants aux trois phases a.b.c
d.q	Axe correspondants au référentiel lié au champ tournant
$L_s$	Inductance propre des phases statoriques
$L_r$	Inductance propre des phases rotoriques.
$L_{sr}$	Inductance mutuelle entre rotor et stator.
$M_s$	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
$M_r$	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$\theta$	Écart angulaire entre les axes des phases du stator et du rotor.
$M_{sr}$	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et rotorique
J	Moment d inertie de la machine. [K gm <sup>2</sup> ]
f	Coefficient de frottement. [N.m/ rad / s]
$C_r$	Couple résistant impose a l'arbre de la machine. [N.m]
$C_e$	Couple électromagnétique développe par la machine [N.m]
$\omega$	Vitesse rotorique électrique. [ rad / s]
P	Nombre de pairs pôle
$\Omega$	Vitesse mécanique
$R_s.R_r$	Résistance d'enroulements statorique,et rotorique par phase
$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$	Coefficient de dispersion.
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constante de temps statorique

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de temps rotorique.
$[P(\theta_a)]$	Matrice de transformation de park.
$\theta_s, \theta_r$	Angles électriques statorique et rotorique
$\omega_r, \omega_s$	Pulsations électriques statorique et rotorique
$\Phi_s, \Phi_r$	Flux statorique et rotorique
$\Phi_{rg}$	Flux d'entrefer
$V$	Tension
$I$	Courant
$\theta_a$	Angle de positionnement de l'axe (U, V) par rapport a l'axe réel ( $X_a, X_b, X_c$ )
$\mu$	Fonction d'appartenance
$e$	Erreur
$\Delta_e$	Variation de l'erreur
$K_{\Delta C}$	Gain de normalisation
$\Delta C_{\text{ref}}$	Variation de la commande

# *Bibliographie*

- [1] R. Abdessmed ,M. kadjoudj "modélisation des machines électriques ",presses de l'université de batna 1997.
- [2]Jean. pierre. Caron " modélisation et commande de la machine asynchrone ".
- [3] P.C.Krause "Analysis of Electric machinery –Mac Gaw-Hill.1987".
- [4] Abid Roubah et Lakhder Saf "commande par retour d'état d'une machine asynchrone alimente en tension", (PFE-Université M'sila 2002).
- [5] L.Baghli " coure commande des machines asynchrones" (Université HENRI POINCARÉ).
- [6] Laieb Fadila et Guerrouche Hakima " Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone "(PFE – Université M'sila 2004 )
- [7]. Camille Brros "Application de la logique floue à la commande optimale du moteur asynchrone", (thèse de doctorat, université d'aix Marseille, 2003).
- [8] G. Seguiet, et F . Labrique , " les convertisseurs de L'électronique de puissance, vol. 5, commande et comportement Dynamique "(Edition tec .doc, paris Cedex, 1998).
- [9] D. Siham "Commande vectorielle de la M.A.S et introduction aux convertisseurs matricielles" (Mémoire d'ingénieur université de Batna 2004).
- [10] : C.Halime "Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant"(Mémoire d'ingénieur université de Batna 2001).
- [11] : B. Tark " Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST" (Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003).
- [12] C.Kamel et B.Mohamed "Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone" (Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2004)
- [13] M. Hamata Omar et M. Louchen nourdine " Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation"( Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003).
- [14] R.Abelhamide et F.Moustapha " Contrôle directe du couple de la machine asynchrone" (Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2004)
- [15] C.Shauder "Adaptative speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers" prod.conf.rec IEEE IAS ann.Mtg,pp500-507,1989.

- [16] J.Fonsec,J.la.Fonsa,J.sMartins,and C,Couta "Fuzzy logic speed control of an induction motor " microprocessors and Microsystems.pp.523-534.1999.
- [17] Bi;ql.KmBosemfelloz "Expert system,fuzzy logic,and neural network, applications in power electronics and motion control",proceed.of the IEEE,Vol.82.N<sup>0</sup>8,august 1994.
- [18] H. Buhler "réglage par logique floue ", presses polytechnique et université romande 1994 paris.
- [19]R. ,Mudi and Nikhil R .pal"Robust self –tuning scheme for PI and type fuzzy controllers";IEEE transactions on fuzzy systems vol.7.N<sup>0</sup>1febraury 1999.
- [20] J.Godjevac "idées nettes sur la logique floue", presses polytechnique et Université Romande.
- [21] J.camille Barros "Applications de la logique floue à la commande optimale du moteur Asynchrone ",thèse de doctorat ,Université d'aix Marseille,2003.
- [22] B.B.Meunie et Comarsal "Logique floue: principe, aide à la décision "Edition hermes science ,lavopsier 2003.
- [23] A.Kaufmann "Introduction à la théories des sous ensemble flous à l'usage des ingénieur" Tome 1 Edition Mascon, Paris , New york, Barcelone, Milon,1977.
- [24] L.A.Zadah "the concept of à linguistic variable and its applications to approximate reasoning",part3,information science vol.09,pp.43-80,1976.
- [25] J.R. Tong-Tong "La logique floue " Edition Hermes ,Paris.1995.
- [26] T.Takagi et N.Sugeno "fuzzy identification of systems and its applications to modelling and control" IEEE trans, on systems man and cybernetics, vol .SMC-15pp.116-132,1985.
- [27] F.Zidani "Contribution au contrôle et au diagnostic de la machine asynchrone par la logique floue " thèse doctorat d'état ,département d'électrotechnique ,Université de batna.2003.
- [28] D.Dubis ,H.Paarade"fuzzy sets and systems, theory and applications", Academic press 1980.
- [29] Q.Kaufmann "Les logiques humaines et artificielle "Edition hermes,Paris,1988.
- [ 30] l.bagli "contribution à la commande de la machine, utilisation de la logique floue, des réseaux de Neutrons et des algorithmes génétique" thèse de doctorat en génie électrique ,Université henry Poincaré Nancy -1.1999.

- [31] m.boussak "commande numérique vectorielle des machines asynchrones triphasé " Ecole supérieure d'ingénieurs de Marseille France, aout ,1999.
- [32] K. Kouzy "Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur de vitesse par réglage Pi-flou à gains-flous adaptés associé à un observateur d'état par mode glissement" ,thèse de magister en électrotechnique,Université de batna .2000.
- [33] S. Stati,andL .Solvatore "Design of four fuzzy controllers for induction motors drives" IEEE,2000.
- [34] L .Mokrani, K. Kouzi "influence of adapted scaling factors on the performance of a fuzzy logic controller based on an indirect vector control for induction motor drive".J.E.E, V01 55, N<sup>0</sup>7-8,2004,188-194.
- [35] Y.Zhao.E.G.Collins"Fuzzy control design for an industriel weigh belt feeder"IEEE Transactions on Fuzzy systems,vol.11.NO.3.June 2003.
- [36] M.T. Benchouia, A. Golea, and S.E. Zouzou, " Modélisation et simulation d'un asservissement à vitesse variable avec logique floue, " 3eme conférence on electrical engineering, 2004.
- [37]. A .Bourek a . benakcha ,L , mokrani, M . chabane  
"Estimation de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé en utilisant un observateur de flux à mode glissant"4th CEE 07/08/novembre 2006 Batna ,Alegria.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE  
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

**Proposé et dirigé par** : Monsieur : T. LAAMAYAD

**Présenté par**: SEBBOUH ZINELABIDINE & MELKI KHALED

**Thème** :

COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE  
PAR UN REGLAGE PI –FLOU A GAIN FLOUE ADAPTE

**Résumé** :

Dans ce travail, une étude de simulation d'un système d'entraînement d'une machine asynchrone triphasée à flux rotorique orienté a été réalisée , dans une première phase , une loi de commande classique du type PI peut être insuffisante car elle est moins robuste surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes.

Dans une deuxième phase un régulateur PI flou a été proposé pour la régulation de la vitesse de rotation et puis dans une troisième phase , on propose l'application de la logique floue basé sur la notions de la commande adaptative.

Les résultats numériques montrent la robustesse du régulateur proposé vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations.

**Mots Clés** :

Moteur asynchrone, commande par PI, commande par logique floue,  
commande par PI floue à gain floue adapté