

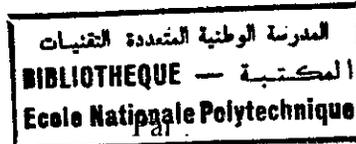
# THÈSE

Présentée à :

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

En vue de l'obtention du Grade de :

**MAGISTER EN AUTOMATIQUE**



**AZZI Abdelmalek**  
Ingénieur d'Etat de l'ENP

---

**ETUDE PAR SIMULATION DE COMMANDES  
PAR RETOUR D'ETAT ECHANTILLONNE  
D'UN ACTIONNEUR ASYNCHRONE  
AVEC PILOTAGE VECTORIEL**

---

Soutenue publiquement le 1<sup>er</sup> Juillet 1995 devant le jury suivant :

- **F. BOUDJEMA.**

*Président.*

- **M.S. BOUCHERIT.**

*Rapporteur.*

- **H. CHEKIREB.**

*Examineur.*

- **B. HEMICI.**

*Examineur.*

- **L. NEZLI**

*Examineur.*

- **M.O. MAHMOUDI.**

*Invité.*

# THESE

Présentée à :

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

En vue de l'obtention du Grade de :

**MAGISTER EN AUTOMATIQUE**



**AZZI Abdelmalek**  
**Ingénieur d'Etat de l'ENP**

---

**ETUDE PAR SIMULATION DE COMMANDES  
PAR RETOUR D'ETAT ECHANTILLONNE  
D'UN ACTIONNEUR ASYNCHRONE  
AVEC PILOTAGE VECTORIEL**

---

**Soutenue publiquement le 1<sup>er</sup> Juillet 1995 devant le jury suivant :**

**- F. BOUDJEMA.**

*Président.*

**- M.S. BOUCHERIT.**

*Rapporteur.*

**- H. CHEKIREB.**

*Examineur.*

**- B. HEMICI.**

*Examineur.*

**- L. NEZLI**

*Examineur.*

**- M.O. MAHMOUDI.**

*Invité.*

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

*A TOUTES LES PERSONNES QUE J'AIME*

## AVANT-PROPOS



Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Département de Génie-Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (E.N.P).

Je tiens à exprimer ma vive gratitude à Monsieur **M.S. BOUCHERIT**, qui a assuré la direction scientifique de mes travaux, pour ses critiques et ses conseils, et surtout pour sa grande compréhension.

Je remercie vivement Monsieur **F. BOUDJEMA** pour l'honneur qu'ils me fait en acceptant la présidence du Jury de thèse.

Je remercie vivement Messieurs **H. CHEKIREB**, **B. HEMICI** et **L. NEZLI**, pour leurs critiques et remarques et de l'honneur qu'ils me font en examinant ce travail et en acceptant de siéger à ce Jury.

Je remercie également Monsieur **M.O. MAHMOUDI**, pour sa participation à ce jury.

Je remercie aussi, les responsables du Centre Culturel de Bouira, et ceux de l'école d'informatique **S.I.M.E**, et Monsieur **Tigrine Ali**, pour leur aide en matériel informatique.

Je remercie aussi, tous mes amis du Lycée **Myra Abderahmane** de Bouira, qui m'ont soutenus et facilité ma tâche.

Pour terminer, je tiens à remercier l'ensemble des étudiants de post-graduation du département de Génie-Electrique, particulièrement ceux résidents à la cité universitaire **Bouraoui Amar**, pour l'ambiance amicale qu'ils ont su créer et aussi pour leur aide.

# Sommaire

<b>Introduction</b>	<b>01</b>
<b>Chapitre 1 : Commandes par retour d'état échantillonné</b>	<b>04</b>
<b>1.1 Description de la méthode</b>	<b>04</b>
1.1.1 Equations d'état du système continu	04
1.1.2 Choix de la période d'échantillonnage - Echantillonnage	04
1.1.3 Régulateur intégrateur	05
1.1.4 Equations d'état échantillonnées du système global	05
1.1.5 Critère à minimiser - Loi de commande	06
<b>1.2 Détermination des paramètres de réglage (1<sup>ère</sup> méthode)</b>	<b>08</b>
<b>1.3 détermination des paramètres de réglage (2<sup>ème</sup> méthode)</b>	<b>10</b>
1.3.1 détermination de $K_s'$ et $K_r$ par imposition de pôles	10
1.3.2 Choix des pôles	11
1.3.3 détermination de $K_w$ et $K_v$ avec grandeurs d'état de l'intégrateur nulles en régime établi	12
1.3.4 détermination de $K_w$ et $K_v$ avec compensation de pôles	12
1.3.5 Réglage sans intervention directe de la consigne et de la perturbation	14
<b>1.4 Réglage d'état partiel</b>	<b>15</b>
<b>1.5 Introduction d'un observateur dans le circuit de réglage</b>	<b>16</b>
1.5.1 Observateur d'état	16
1.5.2 Réglage d'état avec observateur d'état	18
1.5.3 Observateur d'état et de perturbation	18
1.5.4 Réglage d'état avec observateur d'état et de perturbation	19
<b>Chapitre 2 : Modélisation de l'actionneur asynchrone avec Pilotage vectoriel</b>	<b>20</b>
<b>2.1 Modélisation de l'actionneur asynchrone</b>	<b>20</b>
2.1.1 Transformation de Park	20
2.1.2 Passage triphasé a,b,c $\Leftrightarrow$ diphasé d,q	21
2.1.3 Choix du référentiel dq	22

<b>2.2 Commande vectorielle.....</b>	<b>23</b>
2.2.1 Réglage du Flux $\psi_{rd}$ .....	24
2.2.2 commande de la vitesse $\omega_m$ .....	25
2.2.3 Equations d'état du modèle réduit.....	26
<b>Chapitre 3 : Commandes par retour d'état échantillonné d'un                   actionneur asynchrone</b>	<b>27</b>
<b>3.1 Réglage de la vitesse par retour d'état.....</b>	<b>28</b>
<b>3.2 Simulation.....</b>	<b>30</b>
3.2.1 Réglage par retour d'état de la vitesse $\omega_m$ (1 <sup>ère</sup> méthode).....	30
3.2.2 Réglage par retour d'état de la vitesse $\omega_m$ (2 <sup>ème</sup> méthode).....	33
3.2.3 Réglage d'état partiel de la vitesse $\omega_m$ .....	37
3.2.4 Etude de la robustesse de la commande par rapport aux.....	38
paramètres de la machine	
<b>3.3 conclusion.....</b>	<b>38</b>
<b>Chapitre 4 : Etude par simulation des performances de la                   commande par d'état de l'actionneur asynchrone                   avec pilotage vectoriel</b>	<b>40</b>
<b>4.1 Structure de réglage.....</b>	<b>40</b>
<b>4.2 Simulation.....</b>	<b>42</b>
<b>4.3 Introduction d'un limiteur de courant et de tension.....</b>	<b>42</b>
4.3.1 Limiteur de courant et de tension.....	42
4.3.2 Modification du régulateur.....	45
4.3.3 Réglage de la vitesse (1 <sup>ère</sup> méthode).....	45
4.3.4 Réglage de la vitesse (2 <sup>ème</sup> méthode).....	47
<b>4.4 Variation des paramètres de la machine.....</b>	<b>49</b>
4.4.1 Variation de $R_s$ et $R_r$ .....	51
4.4.2 Variation de $J$ .....	51
4.4.3 Variation de $M$ .....	51
<b>4.5 conclusion.....</b>	<b>55</b>

<b>Chapitre 5 : Commandes avec observateurs</b>	<b>56</b>
5.1 Réglage de la vitesse avec observation du courant $i_{sq}$ .....	56
5.2 Réglage de la vitesse avec observation du courant et de la charge	59
5.3 Réglage de la vitesse avec estimation du courant $i_{sq}$ .....	62
5.4 Variation des paramètres de la machine.....	64
5.4.1 Variation de $R_s$ et $R_r$ .....	64
5.4.2 Variation de $J$ .....	64
5.4.3 Variations de $M$ .....	64
5.5 Comparaison des observateurs utilisés.....	67
5.6 Conclusion.....	68
<b>Chapitre 6 : Application du réglage d'état au modèle réel</b>	<b>69</b>
6.1 Réglage avec mesure du courant.....	69
6.1.1 Variation des paramètres de la machine.....	70
6.2 Réglage avec observation du courant.....	73
6.2.1 Variation des paramètres de la machine.....	74
6.3 conclusion.....	74
<b>Conclusion</b>	<b>77</b>
<b>Références et Bibliographie</b>	<b>79</b>
<b>Annexe : Symboles</b>	<b>84</b>

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# ***INTRODUCTION***

## Introduction

---

La commande numérique est une technique qui a évolué grâce aux progrès de la micro-informatique et de la micro-électronique. Les chercheurs ont été amenés à développer un certain nombre de méthodes de réglage modernes: Commande optimale, commande adaptative, commande prédictive, commande par mode de glissement, les observateurs, ... [1][2][3][4][5][6]. Plus performantes et plus robustes, ces techniques sont de plus en plus appliquées dans les processus industriels [7][8][9].

de nombreux travaux ont été effectués sur la commande des machines électriques [10][11][12][13][14][15][16][17]. Devant les limites de la machine à courant continu, les chercheurs se sont beaucoup intéressés à la machine asynchrone [18][19][20][21][22], pour la simplicité de sa construction, son faible coût et sa robustesse. La commande vectorielle est une technique très utilisée dans la commande des machines à courant alternatif. Par cette technique, il est possible d'obtenir un contrôle de la machine asynchrone analogue à celui du moteur à courant continu [23][24][25][26][27].

L'utilisation des observateurs est aussi très utile, car les paramètres des machines électriques (résistances, ...), subissent des variations importantes (par échauffements, ...), et nécessitent parfois d'être estimés [28][29]. Certaines grandeurs (flux, ...) non mesurables, ou difficilement mesurables (capteurs coûteux, ...) nécessitent d'être observées [12][30].

Notre travail consiste à illustrer les performances et les possibilités qu'offre la commande optimale par retour d'état échantillonnée avec minimisation d'un critère quadratique. Aussi nous montrons les performances du pilotage vectoriel appliqué à la machine asynchrone. Nous utilisons des observateurs pour l'estimation du courant et de la charge.

Au premier chapitre, nous décrivons les étapes à suivre pour aboutir à la structure optimale de commande d'un système

## Introduction

multivariable (choix de la période d'échantillonnage, échantillonnage, critère à minimiser, principe de Bellman, loi de commande). Nous présentons ensuite deux méthodes pour la détermination des paramètres de réglage, l'une se basant sur la minimisation du critère quadratique sur un horizon infini (choix des matrices de pondération), et l'autre se basant sur d'autres critères (imposition des pôles, compensation de pôles, ...). Enfin nous introduisons la technique du réglage d'état partiel, l'observateur d'état, puis l'observateur d'état et de perturbation.

Le second chapitre est consacré aux équations de la machine asynchrone triphasée avec pilotage vectoriel ainsi qu'aux matrices de transformation (transformation de Park). Nous présentons par la suite la stratégie du pilotage vectoriel, et les étapes à suivre pour avoir le modèle réduit équivalent de l'actionneur asynchrone. Nous donnerons en fin les équations d'état de ce modèle.

Dans le troisième chapitre nous avons pris comme exemple d'application l'actionneur asynchrone étudié à l'UCL (Louvain). Cette partie consiste à dimensionner le réglage d'état. Par le biais de simulations étudier les performances de la commande optimale. Nous montrons par des tableaux comparatifs l'influence des matrices de pondération, et des pôles sur les performances. Enfin nous étudions la robustesse du réglage d'état par rapport aux variations des paramètres du modèle de la machine.

Au chapitre précédent, Nous avons simulé le fonctionnement de la machine munie du réglage d'état et du pilotage vectoriel, en se basant sur le modèle linéaire découplé. Dans le quatrième chapitre, pour mieux approcher le fonctionnement réel de l'actionneur asynchrone, nous utilisons un modèle non linéaire.

Nous simulons d'abord le comportement du système, en adoptant les paramètres de réglage trouvés au troisième chapitre, puis nous introduisons un limiteur de courant et de tension, et redimensionnons le réglage. Enfin, nous étudions les effets des variations des paramètres du moteur sur les performances.

## Introduction

---

Afin d'éviter la mesure du courant, nous utilisons, dans le chapitre cinq, deux types d'observateurs. Lorsque la valeur de la charge est utilisée dans le retour d'état, nous faisons appel à un observateur d'état et de perturbation. Nous étudions ensuite la robustesse de la commande par rapport aux variations des paramètres de la machine. Par la fin, nous comparons les trois observateurs utilisés, en simulant le comportement du flux, lors de la variation de la résistance statorique.

Dans le dernier chapitre, nous appliquons le réglage d'état au modèle réel de l'actionneur asynchrone.

# **CHAPITRE 1**

## **COMMANDES PAR RETOUR D'ETAT ECHANTILLONNE**

La commande par retour d'état avec minimisation d'un critère consiste à trouver la suite de commandes  $U(0), U(1), \dots, U(k)$  pour laquelle un critère  $J$  est minimal. Nous utilisons un critère quadratique ou sont exprimées performances et énergies. Nous présentons dans ce chapitre deux méthodes pour déterminer les paramètres de réglage, la technique du réglage d'état partiel. Enfin, nous introduisons un observateur d'état et de perturbation. Une description plus détaillée de ces techniques se trouve dans les ouvrages [1][2][31][32][33].

### 1.1 Description de la méthode

#### 1.1.1 Equations d'état du système continu

Nous considérons un système linéaire multivariable décrit par les équations d'état suivantes:

$$\begin{aligned} \dot{X}_s &= A_s \cdot X_s + B_s \cdot U + B_{sv} \cdot v \\ Y_s &= C_s \cdot X_s \end{aligned} \tag{1.1}$$

$X_s$  : Vecteur d'état de dimension  $n_s$ .

$Y_s$  : Vecteur de sortie de dimension  $m$ .

$U$  : Vecteur d'entrée du système de dimension  $r$ .

$v$  : Vecteur de perturbation de dimension  $p$ .

#### 1.1.2 Choix de la période d'échantillonnage - Echantillonnage

La période d'échantillonnage  $T$  est choisie en respectant les conditions suivantes [31][32] :

Soient  $P_1, P_2, \dots, P_{nd}$  ( $nd < n_s$ ) les pôles dominants du système.

$$T < \frac{1}{2.R(P_i)} \quad \text{et} \quad T < \frac{\pi}{4.I(P_i)} \quad i=1, 2, \dots, nd$$

Si  $T$  est la période d'échantillonnage choisie, les équations d'état du système échantillonné avec élément de maintien sont :

$$\begin{aligned} X_s(k+1) &= F_s \cdot X_s(k) + H_s \cdot U(k) + H_{sv} \cdot v(k) \\ Y_s(k) &= C_s \cdot X_s(k) \end{aligned} \quad (1.2)$$

La détermination des matrices  $F_s$ ,  $H_s$ , et  $H_{sv}$  repose essentiellement sur la matrice de transition. celle ci peut être calculée en utilisant la transformée de Laplace inverse, ou par la fonction exponentielle de la matrice  $A_s$  [2]. Par ailleurs des logiciels récents comme Matlab, permettent le calcul de ces matrices.

### 1.1.3 Régulateur intégrateur

La minimisation d'un critère ne garantie pas une erreur stationnaire nulle. il faut donc ajouter un régulateur intégrateur [1][2]. Celui ci est représenté par les équations d'état discrètes suivantes:

$$\begin{aligned} X_r(k+1) &= X_r(k) + e(k) \\ e(k) &= W(k) - Y_s(k) \end{aligned}$$

$W(k)$  : Vecteur de référence

$e(k)$  : Vecteur d'écart de réglage

$X_r(k)$  : Vecteur d'état de l'intégrateur d'ordre  $m$

### 1.1.4 Equations d'état échantillonnées du système global

Nous obtenons les équations d'état échantillonnées:

$$\begin{aligned} X(k+1) &= F \cdot X(k) + H \cdot U(k) + H_w \cdot W(k) + H_v \cdot v(k) \\ Y_s(k) &= C \cdot X(k) \end{aligned} \quad (1.3)$$

avec:

$$X(k) = \begin{pmatrix} X_s(k) \\ X_r(k) \end{pmatrix}$$

$$F = \begin{pmatrix} F_s & 0 \\ -C_s & I_m \end{pmatrix} \quad H = \begin{pmatrix} H_s \\ 0 \end{pmatrix} \quad H_w = \begin{pmatrix} 0 \\ I_m \end{pmatrix} \quad H_v = \begin{pmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$C = [ C_s \quad 0 ]$$

### 1.1.5 Critère à minimiser - Loi de commande

Le critère à minimiser est un critère quadratique défini comme suit [1]:

$$J = \sum_{i=0}^{N-1} e^t(i) \cdot Q_e \cdot e(i) + X_r^t(i) \cdot Q_v \cdot X_r(i) + U^t(i) \cdot R \cdot U(i) \quad (1.4)$$

$Q_e$ ,  $Q_v$ , et  $R$  sont des matrices de pondération.  
 $N$  : horizon d'optimisation.

Après minimisation du critère  $J$  en se basant sur le principe de Bellman [1][2]. Nous trouvons la loi de commande suivante:

$$U(k) = -K_s(k) \cdot X_s(k) + K_r(k) \cdot X_r(k) + K_w(k) \cdot W(k) - K_v(k) \cdot v(k) \quad (1.5)$$

Les paramètres de réglage  $K_s^t(k)$ ,  $K_r(k)$ ,  $K_w(k)$ , et  $K_v(k)$  sont calculées pour  $N$  valeurs de  $k$  avant de pouvoir appliquer les commandes  $U(0)$ ,  $U(1)$ , ...,  $U(N-1)$ . Le calcul se fait de manière récursive, [1]. La réalisation d'une telle commande est complexe et nécessite beaucoup de mémoire sur ordinateur. Nous présentons

## Chapitre 1

---

par la suite d'autres méthodes pour déterminer ces paramètres.

De la relation (1.5) découle la structure optimale de réglage (figure 1.1) .

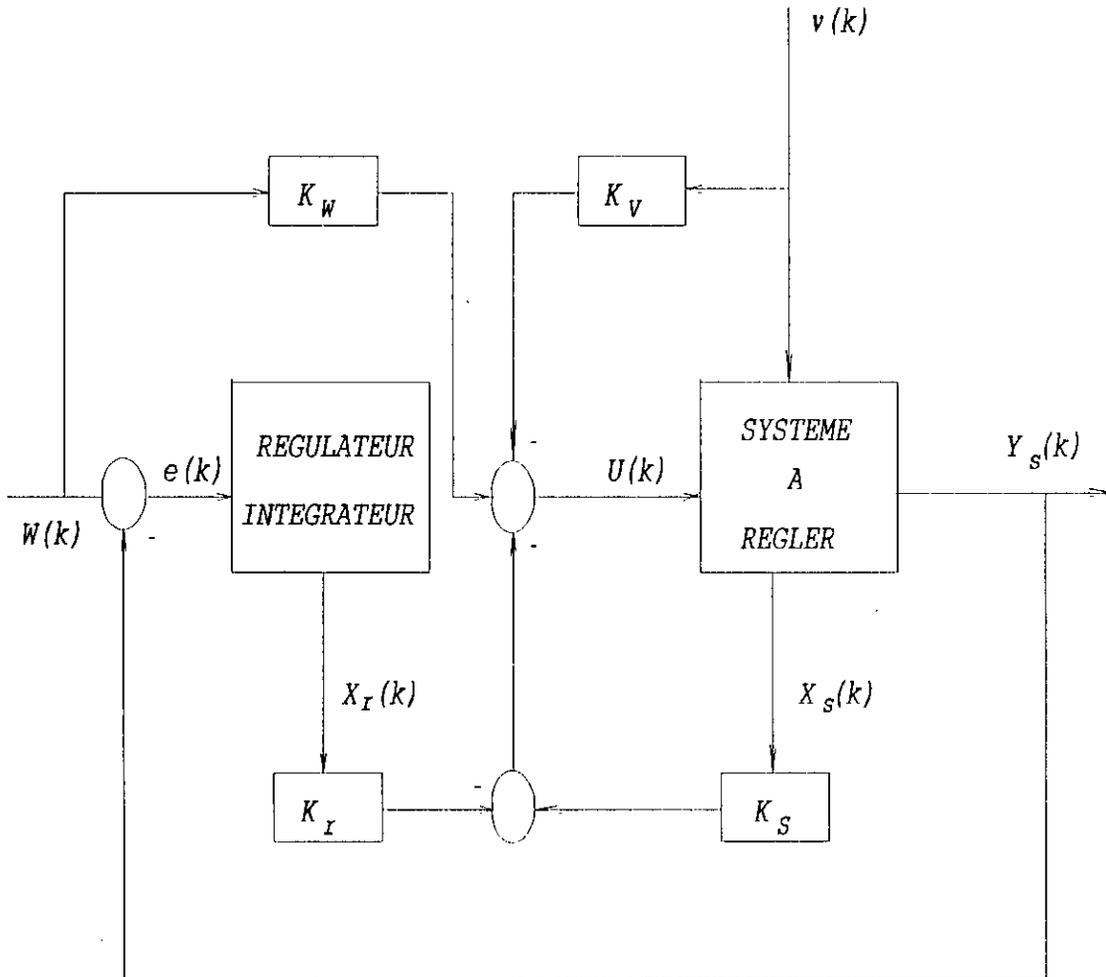


Figure 1.1 Schéma de la structure optimale de réglage

### 1.2 Détermination des paramètres de réglage (1<sup>ère</sup> méthode)

Lorsque l'horizon d'optimisation  $N$  est infini (en pratique assez grand), les paramètres  $K_s(k)$ ,  $K_r(k)$ ,  $K_w(k)$ , et  $K_v(k)$  convergent vers des valeurs fixes  $K_s$ ,  $K_r$ ,  $K_w$ ,  $K_v$  [1]:

en considérant:

$$H_a = \begin{pmatrix} I_m \\ 0 \end{pmatrix} \quad H_b = \begin{pmatrix} 0 \\ I_m \end{pmatrix} \quad B_5 = \begin{pmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{pmatrix}$$
$$Q = \begin{pmatrix} Q_c & 0 \\ 0 & Q_v \end{pmatrix} \quad C1 = \begin{pmatrix} C_s & 0 \\ 0 & I_m \end{pmatrix}$$

avec :

- $H_a$  : matrice de dimension  $(2m, m)$
- $H_b$  : matrice de dimension  $(n_s+m, m)$
- $B_5$  : matrice de dimension  $(n_s+m, p)$
- $I_m$  : matrice unitaire de dimension  $m$

Les paramètres  $K_s$ ,  $K_r$ ,  $K_w$ ,  $K_v$  sont donnés par l'algorithme de la figure 1.2

Les paramètres de réglage dépendent beaucoup des matrices de pondération  $Q$  et  $R$ . le choix de ces matrices est en général assez difficile. Pour faciliter leur choix, il est conseillé de prendre des matrices diagonales [1], de façon à ce que chaque élément de la diagonale pondère une grandeur à minimiser. Pour s'assurer que les matrices  $Q$  et  $R$  soient définies positives, il suffit de choisir les éléments de la diagonale, tous positifs. Cependant des simulations sont nécessaires pour faire un choix convenable.

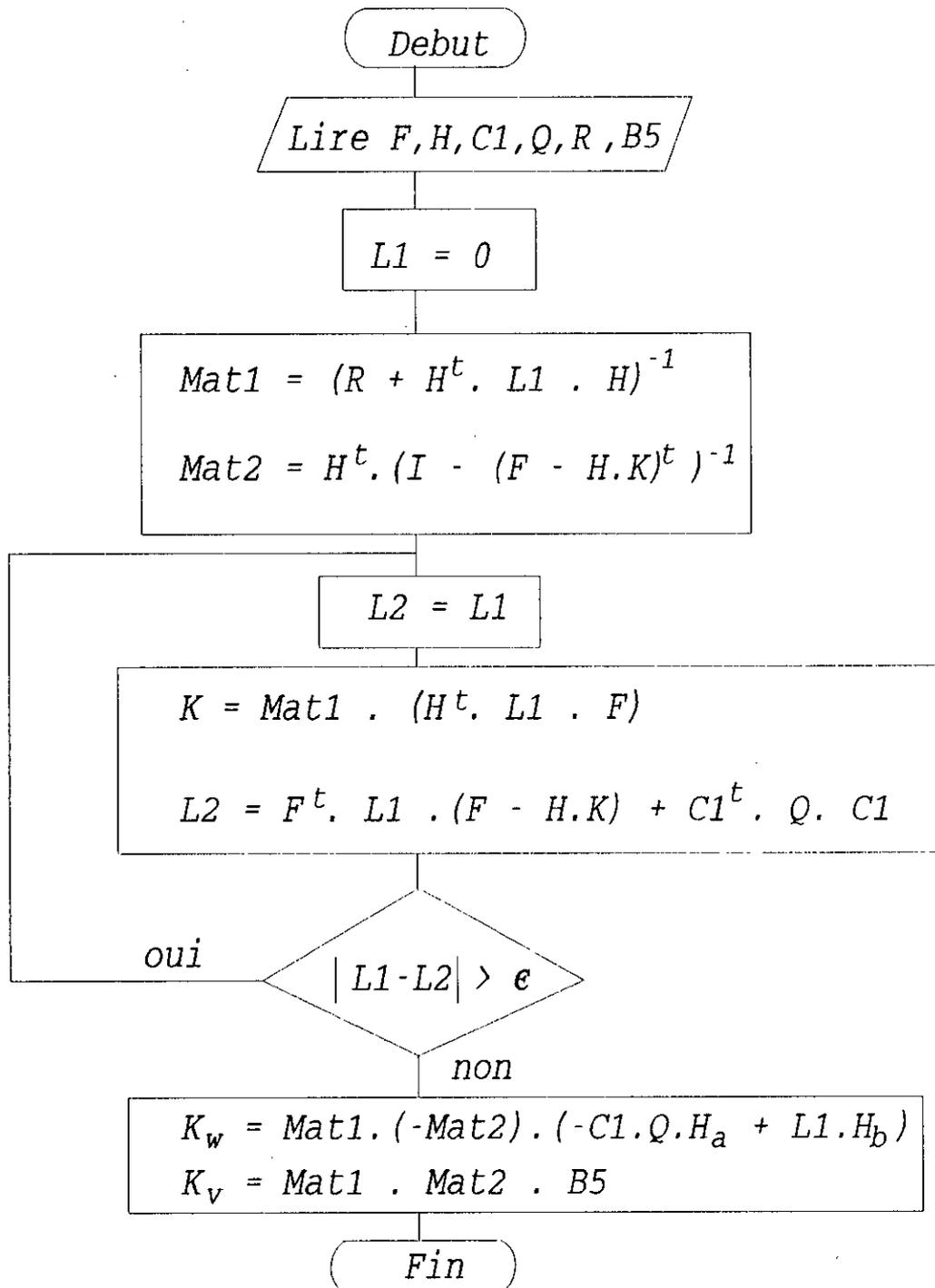


Figure 1.2 Algorithme de calcul des paramètres de réglage

### 1.3 détermination des paramètres de réglage (2<sup>ème</sup> méthode)

Dans cette méthode le critère J n'est utilisé que pour l'obtention de la structure optimale. les paramètres de réglage sont déterminés d'après d'autres critères [2][14]. dans cette section nous considérons un système monovariante ( $m=r=p=1$ ,  $C_s=C_s^t, K=K^t$ ).

#### 1.3.1 détermination de $K_s^t$ et $K_r$ par imposition de pôles

en considérant le système global en boucle fermée, sans excitation de l'extérieur, nous avons:

$$X(k+1) = F_g \cdot X(k) \quad (1.6)$$

avec:

$$F_g = F - H \cdot K^t \quad (1.7)$$

$$K^t = [ K_s^t \quad -K_r ]$$

La dynamique de ce système dépend de la matrice  $F_g$ . Nous déterminons le vecteur  $K^t$  en imposant à  $F_g$ ,  $(n_s+1)$  pôles de façon à avoir les performances escomptées:

soient  $P_1, P_2, \dots, P_n$  les  $n$  pôles à imposer ( $n=n_s+1$ ).

$$\text{Det}(Z \cdot I_n - F_g) = (Z - P_1) (Z - P_2) \dots (Z - P_n)$$

$$\text{Det}(Z \cdot I_n - F_g) = \alpha_0 + \alpha_1 Z + \dots + \alpha_{n-1} Z^{n-1} + Z^n$$

$I_n$  : matrice unitaire d'ordre  $n$ .

Les coefficients  $\alpha_i$  sont obtenus à partir des pôles  $P_i$  par le théorème de Viète [31]:

$$\begin{aligned}\alpha_{n-1} &= -(P_1 + P_2 + \dots + P_n) \\ \alpha_{n-2} &= P_1 \cdot P_2 + P_1 \cdot P_3 + \dots + P_{n-1} \cdot P_n \\ &\cdot \\ &\cdot \\ \alpha_0 &= (-1)^n \cdot P_1 \cdot P_2 \dots P_n\end{aligned}$$

Soit  $Q_c$  la matrice de commandabilité:

$$\begin{aligned}Q_c &= [H \quad F^1 H \quad \dots \quad F^{n-1} H] \\ e^t &= [0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 1] \cdot Q_c^{-1} \\ a^t &= [\alpha_0 \quad \alpha_1 \quad \dots \quad \alpha_{n-1}]\end{aligned}$$

$$E = \begin{pmatrix} e^t \\ e^t F \\ \cdot \\ \cdot \\ e^t F^{n-1} \\ e^t F^n \end{pmatrix}$$

enfin, nous trouvons le vecteur  $K^t$ :

$$K^t = [a^t \quad 1] \cdot E \tag{1.8}$$

### 1.3.2 Choix des pôles

Les pôles imposés doivent nécessairement appartenir à l'intérieur du cercle unité, pour que le système soit stable. En plus:

Si  $P_1, P_2$  est une paire de pôles complexes conjugués:

$$P_1 = e^{-\alpha + j\beta}$$

$$P_2 = e^{-\alpha - j\beta}$$

Nous obtenons un amortissement relatif optimal si [31]:

$$\alpha = \beta$$

$$P_1 = e^{-\alpha(1+j)}$$

$$P_2 = e^{-\alpha(1-j)}$$

De plus pour avoir un amortissement absolu minimal, il faut que:

$$e^{-\alpha} \leq a_{\text{lim}} \quad 0.4 \leq a_{\text{lim}} \leq 0.6$$

### 1.3.3 détermination de $K_w$ et $K_v$ avec grandeurs d'état de l'intégrateur nulles en régime établi

Nous déterminons les paramètres  $K_w$  et  $K_v$  de façon à ce que les grandeurs d'état de l'intégrateur soient nulles en régime établi [2][14]3:

$$K_w = \frac{1}{K_n}$$

$$K_v = \frac{K_n \cdot H_{sv}}{K_n} \quad (1.9)$$

$$K_n = C_s^t \cdot (1 - F_s + H_s \cdot K_s^t)^{-1} \cdot H_s$$

### 1.3.4 détermination de $K_w$ et $K_v$ avec compensation de pôles

$K_w$  est trouvé en compensant un pôle  $P_i$  par rapport à la grandeur de consigne. Nous trouvons [2]:

$$K_w = \frac{K_r}{1 - P_i}$$

## Chapitre 1

---

$K_v$  est trouvé de façon à compenser un pôle  $P_i$  par rapport à la grandeur de perturbation. cette méthode est basée sur l'inversion du polynôme  $P_g(Z)$  qui est défini comme suit [2]:

$$P_g(Z) = (Z \cdot I_n - F_g)$$

L'inversion du polynôme  $P_g(Z)$  est réalisée par l'algorithme de Leverier [2]:

$$P_g^{-1}(Z) = \frac{1}{P(Z)} \cdot R_g(Z)$$

$$P(Z) = Z^n + a_{n-1} \cdot Z^{n-1} + \dots + a_0$$

$$R_g(Z) = R_{n-1} \cdot Z^{n-1} + R_{n-2} \cdot Z^{n-2} + \dots + R_0$$

$P(Z)$  : est un scalaire

$R_g(Z)$  : est une matrice d'ordre  $n_i+1$

Les  $R_i$  et  $a_i$  sont donnés par recurrence comme suit:

$$R_{n-1} = 1$$

$$a_{n-1} = -\text{tr}(F_g \cdot R_{n-1})$$

$$R_{n-2} = F_g \cdot R_{n-1} + 1 \cdot a_{n-1}$$

$$a_{n-2} = -\frac{1}{2} \cdot \text{tr}(F_g \cdot R_{n-2})$$

.

.

.

$$a_1 = -\frac{1}{n-1} \cdot \text{tr}(F_g \cdot R_1)$$

$$R_0 = F_g \cdot R_1 + 1 \cdot a_1$$

$$a_0 = -\frac{1}{n} \cdot \text{tr}(F_g \cdot R_0)$$

## Chapitre 1

---

Soient les vecteurs lignes  $a^t$  et  $b^t$  et la matrice  $Z$  définis comme suit :

$$b^t = [ b_0 \quad b_1 \dots b_{n-1} ]$$

$$d^t = [ d_0 \quad d_1 \dots d_{n-1} ]$$

avec :

$$b_i = C^t \cdot R_i \cdot H \quad i = 0, 1, \dots, n-1$$

$$d_j = C^t \cdot R_j \cdot H_v \quad j = 0, 1, \dots, n-1$$

$$Z = \begin{pmatrix} -P_j & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -P_j & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & -P_j & 1 \end{pmatrix}$$

Enfin, le paramètre  $K_v$  est donné par la relation :

$$[ q^t \quad K_v ] = d^t \cdot \begin{pmatrix} Z \\ b^t \end{pmatrix}^{-1} \quad (1.10)$$

### 1.3.5 Réglage sans intervention directe de la consigne et de la perturbation

Lorsque la perturbation n'est pas mesurable, et que l'apport de  $K_v$  sur le réglage n'est pas important il suffit de prendre  $K_v$  nul.

L'anticipation de la consigne provoque parfois d'énormes dépassements. dans ce cas il est préférable de prendre  $K_w$  nul.

### 1.4 Réglage d'état partiel

Parfois certaines grandeurs ne sont pas mesurables, ou leurs mesure est coûteuse; de plus le recours à un observateur d'état n'est pas recommandable, il est judicieux de faire un réglage d'état partiel [2][14].

De la relation (1.8), en transformant  $K'$  et  $E$  par des permutations, nous obtenons:

$$[ K_a^t \quad K_b^t ] = [ a^t \quad 1 ] \cdot [ E_a \quad E_b ] \quad (1.11)$$

$K_a^t$  et  $E_a^t$  : vecteurs d'ordre  $(n-q)$  correspondants aux grandeurs d'état utilisées pour la contre réaction.

$K_b^t$  et  $E_b^t$  : vecteurs d'ordre  $q$  correspondants aux grandeurs d'état non utilisées pour la contre réaction

Pour ne pas utiliser les  $q$  grandeurs d'état, il suffit de prendre :  $K_{bt} = 0$

Soient  $P_1, P_2, \dots, P_{n-q}$  les  $(n-q)$  pôles à imposer au système. A ces pôles correspondent les coefficients  $\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_{n-q-1}$ , déterminées par le Théorème de Viète (paragraphe 1.3.1) .

Soit  $S$  la matrice de dimension  $(q, n+1)$ :

$$S = \begin{pmatrix} \beta_0 & \beta_1 & \dots & \beta_{n-q-1} & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \beta_0 & \dots & \beta_{n-q-2} & \beta_{n-q-1} & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \dots & \beta_0 & \dots & \beta_{n-q-2} & \beta_{n-q-1} & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Des relations :

$$\begin{aligned}d^t &= [ \delta_0 \quad \delta_1 \quad \dots \quad \delta_{q-1} ] \\d^t &= (0 - t^t \cdot E_b) \cdot (S \cdot E_b)^{-1} \\t^t &= [ 0 \quad 0 \quad \dots \quad \beta_{n-q-1} \quad 1 ]\end{aligned}$$

Nous déduisons les coefficients  $\delta_i$  correspondant aux  $q$  pôles restant non imposés. Ils doivent nécessairement appartenir à l'intérieur du cercle unité, sinon il faut faire un autre choix des  $(n-q)$  pôles imposés, en les augmentant jusqu'à ce que cette condition soit respectée

Enfin, les paramètres du réglage d'état partiel sont donnés par:

$$K_a^t = (d^t \cdot S + t^t) \cdot E_a \quad (1.12)$$

### 1.5 Introduction d'un observateur dans le circuit de réglage

Dans les sections précédentes, nous avons supposé que les grandeurs d'état étaient mesurables, ainsi que la perturbation. lorsque ce n'est pas le cas nous devons utiliser un observateur d'état et de perturbation [2]. La figure 1.3 montre la structure de réglage avec observateur d'état et de perturbation.

#### 1.5.1 Observateur d'état

Les équations d'état de l'observateur sont:

$$X_b(k+1) = F_b \cdot X_b(k) + H_s \cdot U(k) + K_b \cdot Y_s(k) \quad (1.13)$$

$$Y_b(k) = C_s \cdot X_b(k)$$

$$F_b = F_s - K_b \cdot C_s$$

Avec:

$X_b$  : Vecteur d'état observé.

$Y_b$  : Vecteur de Sortie observé

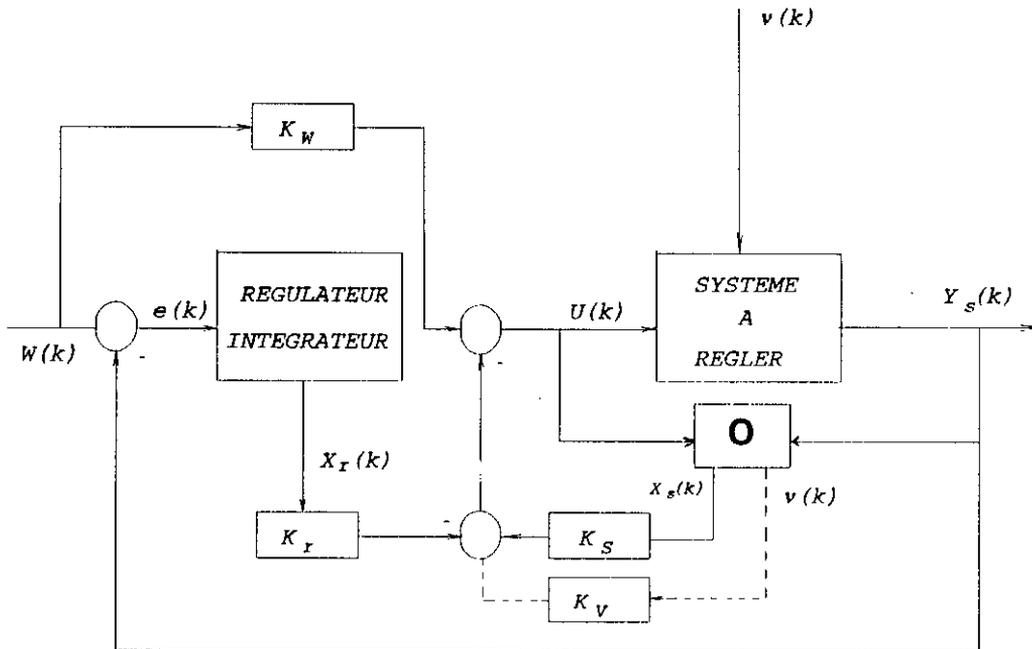


Figure 1.2 Structure de réglage avec observateur d'état et de perturbation

Dimensionner l'observateur d'état, revient à déterminer la matrice  $K_b$ .

Soit l'erreur d'observation  $X(k)$ , définie comme suit:

$$\begin{aligned} \tilde{X}(k) &= X_s(k) - X_b(k) \\ \tilde{X}(k+1) &= F_b \cdot \tilde{X}(k) \end{aligned}$$

La matrice  $F_b$  est prépondérante pour la dynamique de l'observateur. Nous pouvons vérifier que si nous imposons à l'observateur des pôles stables [2], l'erreur d'observation s'annule en régime établi. Pour que l'erreur s'annule le plus rapidement possible, nous imposons des pôles nuls.

Pour un système monovariante, Sachant que les matrices  $F_b$  et  $F_b'$  possèdent les mêmes valeurs propres, et que la relation:

## Chapitre 1

---

$$F_b^t = F_s^t - C_s \cdot K_b^t$$

est analogue à la relation (1.7). nous déterminerons  $K_b$ , en utilisant la méthode du paragraphe 1.3.1 .

### 1.5.2 Réglage d'état avec observateur d'état

Pour le retour d'état, nous utiliserons le vecteur d'état  $X_b(k)$  à la place de  $X_s(k)$  :

$$U(k) = -K_s \cdot X_b(k) + K_r \cdot X_r(k) + K_w \cdot W(k) \quad (1.14)$$

avec:

$$\begin{aligned} X_r(k+1) &= X_r(k) + W(k) - Y_s(k) \\ X_b(k+1) &= F_b \cdot X_b(k) + H_s \cdot U(k) + K_b Y_s(k) \end{aligned}$$

### 1.5.3 Observateur d'état et de perturbation

Lorsque nous devons tenir compte des perturbations pour le réglage d'état, nous sommes contraints d'observer aussi la perturbation.

$$\begin{aligned} X_b(k+1) &= F_b \cdot X_b(k) + H_{sv} \cdot v_b(k) + H_s \cdot U(k) + K_b \cdot Y_s(k) \\ v_b(k+1) &= -L_b \cdot C_s \cdot X_b(k) + v_b(k) + L_b \cdot Y_s(k) \end{aligned} \quad (1.15)$$

avec:

$$F_b = F_s - K_b \cdot C_s$$

Soit le vecteur  $X_{bg}$  défini comme suit:

$$X_{bg} = \begin{pmatrix} \tilde{X} \\ v_b \end{pmatrix}$$

Des équations précédentes nous obtenons:

$$X_{bg}(k+1) = F_{bg} \cdot X_{bg}(k) + H_{bg} \cdot v(k)$$

avec:

$$F_{bg} = F_{bo} - K_{bo} \cdot C_{bo}$$

$$F_{bo} = \begin{pmatrix} F_s & -H_{sv} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad K_{bo} = \begin{pmatrix} K_b \\ -L_b \end{pmatrix} \quad C_{bo} = [ C_s \quad 0 ]$$

En imposant à la matrice  $F_b$  des pôles stables, nous pouvons vérifier que l'erreur d'observation s'annule en régime établi, et que le vecteur de perturbation est bien observé. Nous utilisons la méthode par imposition des pôles pour déterminer le vecteur  $K_{bo}$ .

#### 1.5.4 Réglage d'état avec observateur d'état et de perturbation

Pour le retour d'état nous utilisons  $X_b(k)$  et  $v_b(k)$  à la place de  $X_s(k)$  et de  $v(k)$ :

$$U(k) = -K_s \cdot X_b(k) + K_I \cdot X_I(k) + K_w \cdot W(k) - K_v \cdot v_b(k)$$

avec:

$$X_b(k+1) = F_b \cdot X_b(k) + H_{sv} \cdot v_b(k) + H_s \cdot U(k) + K_b \cdot Y_s(k)$$

$$v_b(k+1) = -L_b \cdot C_s \cdot X_b(k) + v_b(k) + L_b \cdot Y_s(k)$$

$$X_I(k+1) = X_I(k) + W(k) - Y_s(k)$$

# **CHAPITRE 2**

## **MODELISATION DE L'ACTIONNEUR ASYNCHRONE AVEC PILOTAGE VECTORIEL**

Le comportement de l'actionneur asynchrone est décrit par des équations non linéaires complexes [25][26][27][34]. Sa commande est donc difficile. Cependant la machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, simple à réaliser avec un faible coût. La commande vectorielle nous permet de commander l'actionneur asynchrone, en se basant sur un modèle plus simple; moyennant des transformations adéquates, et une stratégie de commande convenable [22][23][24][25][26]. Dans ce chapitre, nous donnons les équations de l'actionneur après transformation de Park, la stratégie du pilotage vectoriel, et les équations d'état du modèle réduit.

### 2.1 Modélisation de l'actionneur asynchrone

#### 2.1.1 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer une machine triphasée équilibrée en une machine diphasée équivalente. Les équations d'un actionneur asynchrone triphasé à  $p$  paires de pôles dans le repère de Park  $d, q$  sont [11][20][35]:

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_{sd}}{dt} &= \omega \cdot \psi_{sq} - R_s \cdot i_{sd} + u_d \\ \frac{d\psi_{sq}}{dt} &= -\omega \cdot \psi_{sd} - R_s \cdot i_{sq} + u_q \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} &= (\omega - p \cdot \omega_m) \cdot \psi_{rq} - R_r \cdot i_{rd} \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} &= -(\omega - p \cdot \omega_m) \cdot \psi_{rd} - R_r \cdot i_{rq}\end{aligned}\tag{2.1}$$

Le couple électromagnétique est donné par:

$$\Gamma_{em} = p \cdot M \cdot (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq})\tag{2.2}$$

L'équation mécanique est donné par:

$$J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} - K \cdot \omega_m = \Gamma_{em} - \Gamma_r \quad (2.3)$$

La relation entre flux et courants est donnée Par :

$$\begin{aligned} \Psi_{sd} &= L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \Psi_{sq} &= L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \Psi_{rd} &= L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \Psi_{rq} &= L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{aligned} \quad (2.4)$$

### 2.1.2 Passage triphasé a,b,c <==> diphasé d,q

La transformation a,b,c <==> d,q est donnée par [22]:

$$\begin{pmatrix} G_{xd} \\ G_{xq} \end{pmatrix} = MD \cdot \begin{pmatrix} G_{xa} \\ G_{xb} \\ G_{xc} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} G_{xa} \\ G_{xb} \\ G_{xc} \end{pmatrix} = MI \cdot \begin{pmatrix} G_{xd} \\ G_{xq} \end{pmatrix}$$

G : indique un courant ou une tension.

x : indique une grandeur statorique ou rotorique.

$\theta' = \theta$  quand il s'agit de courants ou tensions statoriques.

$\theta' = \theta - \theta_m$  quand il s'agit de courants rotoriques.

Les matrices de transformations MD et MI sont :

$$MD = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \cos\theta' & \cos(\theta'-2\pi/3) & \cos(\theta'-4\pi/3) \\ -\sin\theta' & -\sin(\theta'-2\pi/3) & -\sin(\theta'-4\pi/3) \end{pmatrix}$$

$$MI = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \cos\theta' & -\sin\theta' \\ \cos(\theta'-2\pi/3) & -\sin(\theta'-2\pi/3) \\ \cos(\theta'-4\pi/3) & -\sin(\theta'-4\pi/3) \end{pmatrix}$$

### 2.1.3 Choix du référentiel dq

Le référentiel dq est choisi, de façon à ce que la composante du flux rotorique selon l'axe q soit nulle [20][22]. Nous imposons donc à  $\theta$  une valeur tel que:

$$\Psi_{rq} = 0$$

Ainsi les équations 2.1 deviennent :

$$U_d = R_s \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Psi_{rd}}{dt} - \omega \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq}$$

$$U_q = \omega \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + R_s \cdot i_{sq} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Psi_{rd}$$

$$M \cdot i_{sd} = \Psi_{rd} + \frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\Psi_{rd}}{dt} \tag{2.5}$$

$$\omega = \rho \cdot \omega_m + \frac{M \cdot R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\Psi_{rd}}$$

$$\Gamma_{em} = \rho \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Psi_{rd} \cdot i_{sq}$$

avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}$$

A ce système d'équations correspond le schéma bloc de la figure 2.1.



2.2.1 Réglage du Flux  $\psi_{rd}$

Le flux  $\psi_{rd}$  est maintenu constant (dans la plage de variation  $-\omega_n < \omega_m < \omega_n$ ) par rétroaction d'état (figure 2.2 en traits discontinus). L'action de l'axe d étant neutralisée, nous pouvons imposer le flux en boucle ouverte, par la tension  $U_d$  comme suit:

$$U_d = \frac{R_s}{M} \cdot (\psi_{rd})_{ref} - \omega \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} \quad (2.6)$$

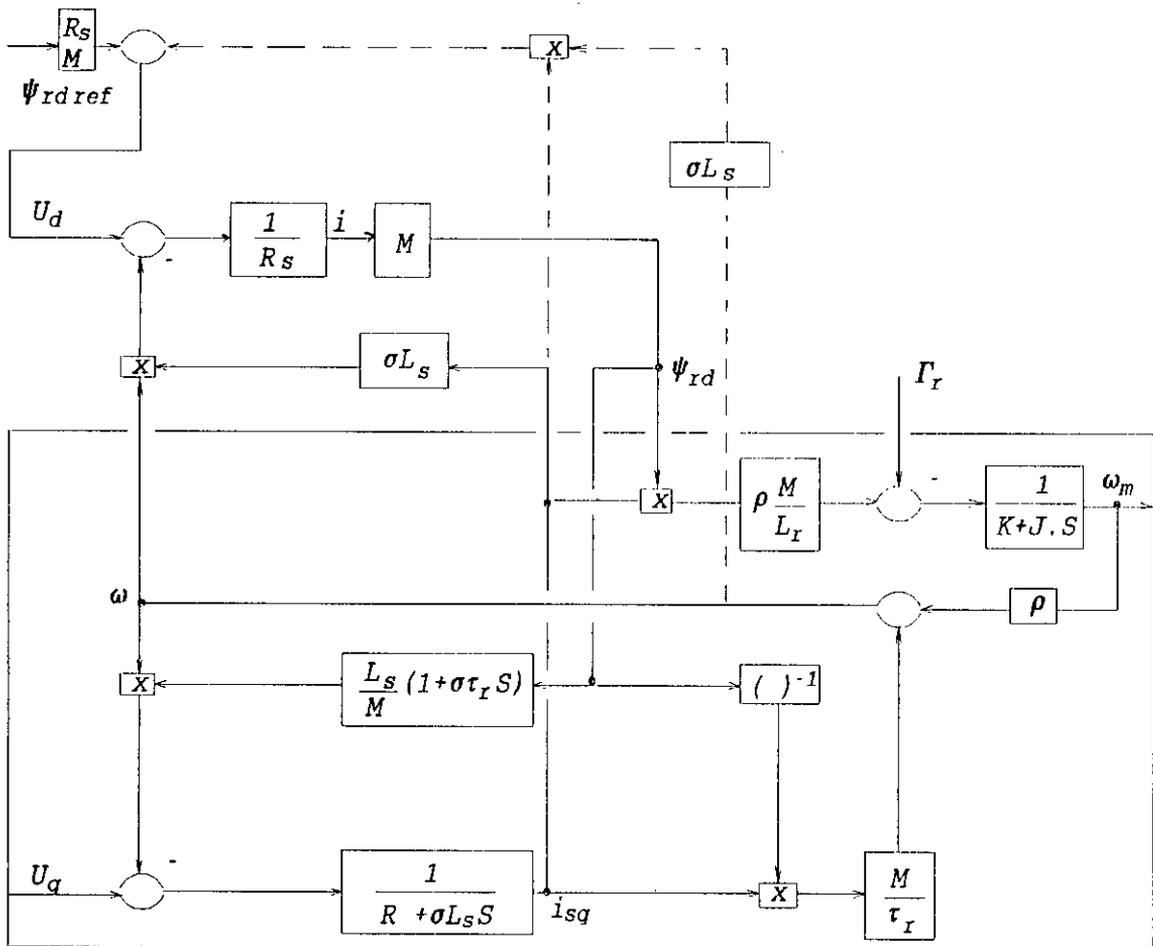


Figure 2.2 Schéma bloc de l'actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel

2.2.2 commande de la vitesse  $\omega_m$

En supposant que le flux  $\psi_{rd}$  est maintenu constant, après transformation de la partie encadrée du schéma bloc de la figure 2.2, nous obtenons le schéma bloc de la figure 2.3. Nous en déduisons l'équation suivante:

$$U_q = \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} \cdot R_r \right) \cdot i_{sq} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \rho \cdot \omega_m \cdot \frac{L_s}{m} \cdot \psi_{rd} \quad (2.7)$$

Cette équation est analogue à celle de la machine à courant continu. Nous pouvons donc appliquer les différentes méthodes de réglages classiques et modernes, pour commander la vitesse.

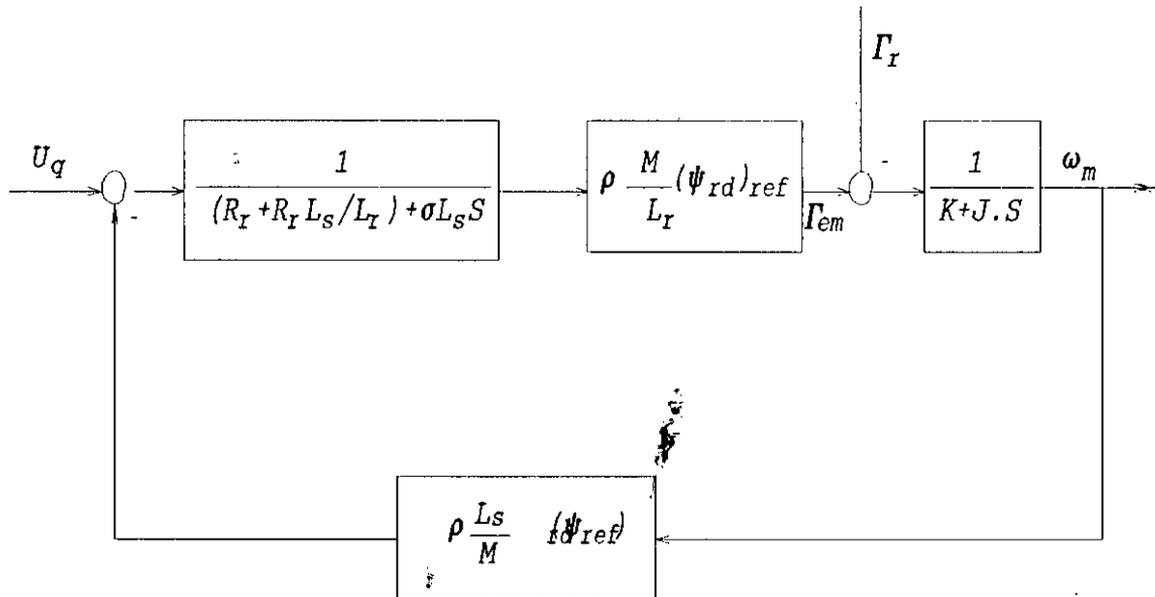


Figure 2.3 Schéma bloc du modèle réduit découplé de l'actionneur asynchrone

## Chapitre 2

---

### 2.2.3 Equations d'état du modèle réduit

En considérant comme variables d'état le courant  $i_{sq}$  et la vitesse  $\omega_m$ , nous déduisons du schéma bloc de la figure 2.3 les équations d'état suivantes:

$$\begin{aligned} \dot{X}_s &= A_s \cdot X_s + B_s \cdot U + B_{sv} \cdot v \\ Y_s &= C_s^t \cdot X_s \end{aligned} \quad (2.8)$$

avec:

$$X_s = \begin{pmatrix} i_{sq} \\ \omega_m \end{pmatrix} \quad Y_s = \omega_m \quad U = U_q \quad v = \Gamma_r$$

$$A_s = \begin{pmatrix} -\frac{R_s \cdot L_r + R_r \cdot L_s}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & -\rho \cdot \psi_{rdref} \cdot \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ \rho \cdot \frac{(\psi_{rd})_{ref} \cdot M}{J \cdot L_r} & -\frac{K}{J} \end{pmatrix}$$

$$B_s = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 0 \end{pmatrix} \quad B_{sv} = \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{pmatrix} \quad C_s^t = [0 \quad 1]$$

**CHAPITRE 3**  
**COMMANDES PAR**  
**RETOUR D'ETAT**  
**ECHANTILLONNE D'UN**  
**ACTIONNEUR**  
**ASYCHRONE**

### Chapitre 3

---

Dans ce chapitre nous simulons les performances de l'actionneur asynchrone, muni du pilotage vectoriel et du réglage d'état. Nous considérons un modèle avec un pilotage vectoriel robuste. Notre étude est basée sur le système linéaire découplé. Par le biais de simulations, nous cherchons le dimensionnement le plus convenable du réglage d'état.

Nous avons pris l'actionneur asynchrone, déjà étudié à l'UCL de Louvain, caractérisé par les données suivantes:

$$\begin{aligned} U_n &= 110 \text{ V} & P_n &= 0.25 \text{ KW} & (\omega_m)_n &= 1500 \text{ tr/mn} \\ R_s &= 1.923 \text{ } \Omega & L_s &= 0.1157 \text{ H} \\ R_r &= 1.739 \text{ } \Omega & L_r &= 0.1154 \text{ H} \\ K &= 0.00025 \text{ Nms} & M &= 0.1126 \text{ H} \\ J &= 0.004 \text{ Kg m}^2 & p &= 2 \end{aligned}$$

Nous avons déjà vu au chapitre précédent, que les équations d'état du modèle réduit équivalent de l'actionneur asynchrone sont:

$$\begin{aligned} \dot{X}_s &= A_s \cdot X_s + B_s \cdot U + B_{sv} \cdot v \\ Y_s &= C_s^t \cdot X_s \end{aligned} \tag{3.1}$$

avec:

$$A_s = \begin{pmatrix} -628.6834 & -106.9100 \\ 148.0192 & -0.0625 \end{pmatrix} \quad B_s = \begin{pmatrix} 171.4659 \\ 0 \end{pmatrix} \quad B_{sv} = \begin{pmatrix} 0 \\ -250 \end{pmatrix}$$

$$C_s^t = [0 \quad 1]$$

$$X_s = \begin{pmatrix} i_{sq} \\ \omega_m \end{pmatrix} \quad Y_s = \omega_m \quad U = U_q \quad v = \Gamma_r$$

### 3.1 Réglage de la vitesse par retour d'état

Les équations (3.1) sont analogues aux équations (1.1) présentées au premier chapitre. Pour commander la vitesse nous suivons donc les étapes décrites à la section 1.1:

Notre système possède deux pôles réels:

$$\rho_1 = -598.4126$$

$$\rho_2 = -26.9846$$

$\rho_2$  étant le pôle dominant, nous choisissons la période d'échantillonnage selon la condition:

$$T \leq 0.0186$$

Nous avons choisi  $T = 2 \text{ ms}$

Les équations d'état échantillonnées du système sont:

$$X_s(k+1) = F_s \cdot X_s(k) + H_s U(k) + H_{sv} \cdot v(k)$$

$$Y_s(k) = C_s^t \cdot X_s(k)$$

avec:

$$F_s = \begin{pmatrix} 0.2701 & -0.1204 \\ 0.1667 & 0.9783 \end{pmatrix} \quad H_s = \begin{pmatrix} 0.1932 \\ 0.0346 \end{pmatrix} \quad H_{sv} = \begin{pmatrix} 0.0365 \\ -0.4960 \end{pmatrix}$$

$$C_s^t = [0 \quad 1]$$

### Chapitre 3

---

Les équations d'état échantillonnées du système globale (actionneur-intégrateur) sont:

$$X(k+1) = F.X(k) + H.U(k) + H_w.W(k) + H_v.v(k)$$

$$Y_s(k) = C^t.X(k)$$

avec:

$$X = \begin{pmatrix} i_{sq} \\ \omega_m \\ X_r \end{pmatrix} \quad U = U_q \quad v = \Gamma_r \quad Y_s = \omega_m \quad W = (\omega_m)_{ref}$$

$$F = \begin{pmatrix} 0.2701 & -0.1204 & 0.0000 \\ 0.1667 & 0.9783 & 0.0000 \\ 0.0000 & -1.0000 & 1.0000 \end{pmatrix} \quad H = \begin{pmatrix} 0.1932 \\ 0.0346 \\ 0.0000 \end{pmatrix}$$

$$H_w = \begin{pmatrix} 0.0000 \\ 0.0000 \\ 1.0000 \end{pmatrix} \quad H_v = \begin{pmatrix} 0.0365 \\ -0.4960 \\ 0.0000 \end{pmatrix} \quad C^t = [0.0000 \quad 1.0000 \quad 0.0000]$$

Après minimisation du critère quadratique J, nous obtenons selon la relation (1.5) la loi de commande suivante:

$$U_q(k) = -K_{s1}.i_{sq}(k) - K_{s2}.\omega_m(k) + K_r.X_r(k) + K_w.(\omega_m)_{ref} - K_v.\Gamma_r(k)$$

$$K_s^t = [K_{s1} \quad K_{s2}]'$$

Nous avons pour objectif de commander la vitesse  $\omega_m$  (sortie) par la tension  $U_q$  (entrée). Nous devons aussi respecter les contraintes, sur le courant  $i_{sq}$  qui ne doit pas dépasser 6 fois le courant nominal, sur la tension  $U_q$  qui dépend de l'alimentation.

## Chapitre 3

---

Le dimensionnement du réglage est fait, d'abord selon des considérations théoriques. Ensuite les performances observées, lors des différentes simulations, nous indiquent le réajustement qu'il faut apporter aux paramètres de réglage. Nous prenons, comme critères de performances: le temps d'établissement  $t_c$ , le dépassement  $Dep$  (%), et la compensation de la perturbation  $Depp$  (%). Nous utilisons aussi comme contraintes  $i_{max}$  et  $U_{max}$ , les valeurs maximales, respectivement du courant  $i_{sq}$  et de la tension  $U_q$ .

### 3.2 Simulation

Le programme de simulation comporte trois modules: le procédé - un module de commande - et un module de connexion: le premier représente un système continu (procédé), permet la résolution du système d'équations différentiel qui décrit la machine asynchrone. Le second représente un système discret (régulateur), permet le calcul de la commande. Le troisième sert à connecter les deux premiers modules.

Pour illustrer le comportement du système, nous avons simulé sur une durée de 2 s un démarrage à vide, pour une application de la charge nominale de 1.6 Nm entre  $t = 1$  s et  $t = 1.5$  s. La consigne de vitesse étant de 1500 tr/mn.

#### 3.2.1 Réglage par retour d'état de la vitesse $\omega_m$ (1<sup>ère</sup> méthode)

Le critère  $J$  à minimiser est:

$$J = \sum_{i=0}^{\infty} Q_e \cdot ((\omega_m)_{ref} - \omega_m)^2(i) + Q_v \cdot X_r^2(i) + R \cdot U_q^2(i)$$

Ce critère donne une idée insuffisante sur l'effet des coefficients de pondération sur le système. Les tableaux 3.a, 3.b et 3.c obtenus par simulations, pour différentes valeurs de  $Q_e$ ,  $Q_v$ , et  $R$ , montrent clairement l'influence de chaque coefficient sur les performances du système.

$Q_e$	$t_e$ (s)	$D_{ep}$ (%)	$D_{epp}$ (%)	$i_{max}$ (A)	$U_{max}$ (V)
0.01	0.052	32.37	1.26	117.82	880.64
0.1	0.052	32.32	1.26	177.89	881.57
1	0.050	31.82	1.22	178.65	890.77
10	0.040	28.23	1.21	187.99	973.15
100	0.066	15.45	0.97	276.2	1429.80
1000	0.098	7.28	0.73	448.98	2531.30

Tableau 3.a Influence de  $Q_e$  sur le système  
 $Q_v = R = 1$

$Q_v$	$t_e$ (s)	$D_{ep}$ (%)	$D_{epp}$ (%)	$i_{max}$ (A)	$U_{max}$ (V)
0.01	0.128	19.24	2.74	72.50	315.52
0.1	0.066	25.40	1.85	111.87	505.93
10	0.030	40.279	0.92	312.26	1616.40
100	0.018	52.61	0.72	555.56	2876.00
1000	0.012	68.95	0.54	919.19	4758.30

Tableau 3.b Influence de  $Q_v$  sur le système  
 $Q_e = R = 1$

$R$	$t_e$ (s)	$D_{ep}$ (%)	$D_{epp}$ (%)	$i_{max}$ (A)	$U_{max}$ (V)
0.01	0.016	48.02	0.72	572.84	2965.40
0.1	0.030	38.41	1.05	318.82	1650.40
10	0.064	26.66	1.82	108.88	486.65
100	0.116	22.60	2.81	65.18	277.61
1000	0.224	18.12	4.34	42.03	173.00

Tableau 3.c Influence de  $R$  sur le système  
 $Q_e = Q_v = 1$

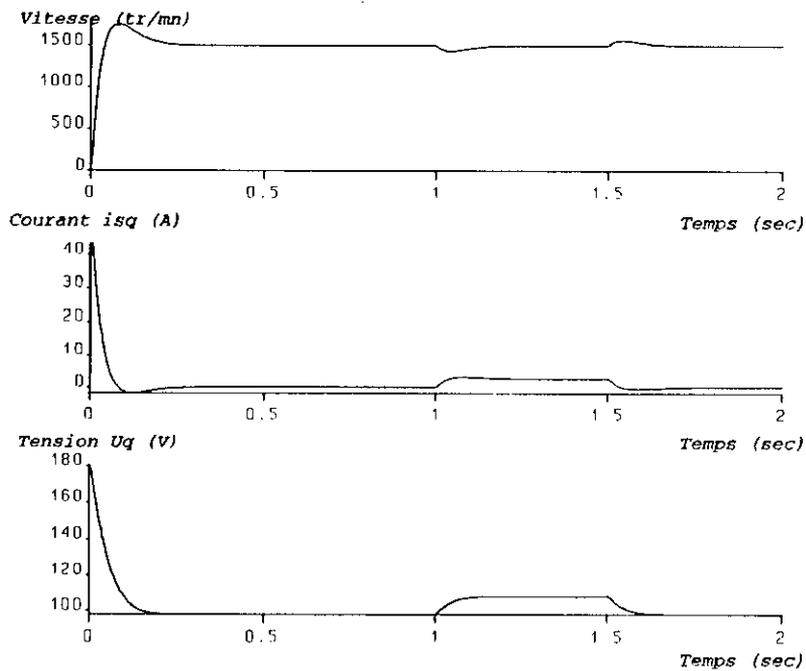


Figure 3.1 Réglage d'état avec anticipation de la consigne  
 $Q_e=100$   $Q_v=1$   $R=1000$

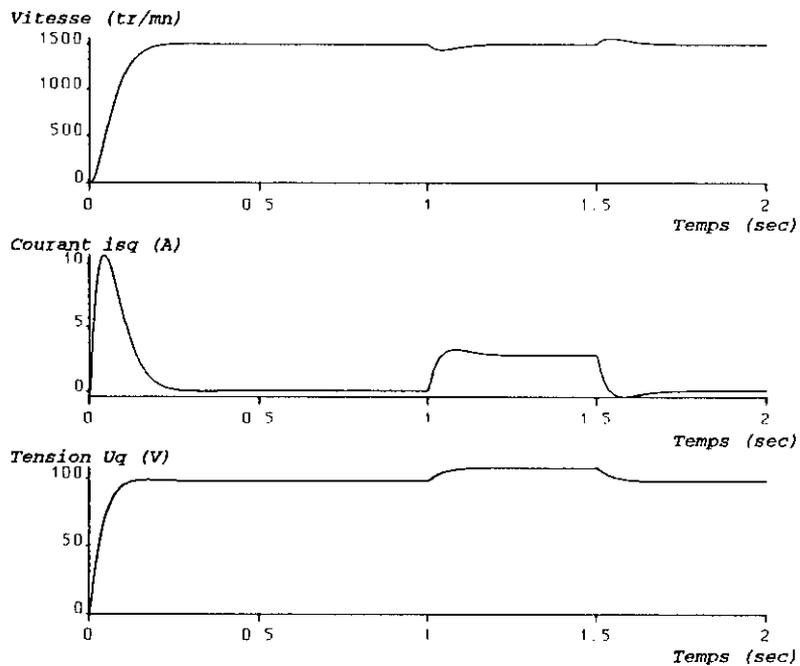


Figure 3.2 Réglage d'état sans anticipation de la consigne  
 $Q_e=100$   $Q_v=1$   $R=1000$

Nous constatons que dans la plus part des cas, le temps d'établissement  $t_c$  est acceptable, et la perturbation est bien compensée. alors que le dépassement, le courant  $i_{max}$  et la tension  $U_{max}$  sont relativement très élevés. Pour les réduire, nous ajustons d'abord  $Q_v$  et  $R$ , en diminuant  $Q_v$  et en augmentant  $R$ ,  $Dep$  et  $i_{max}$  diminuent, alors que  $t_c$  et  $Dep$  augmentent légèrement. Nous ajustons ensuite le coefficient  $Q_c$  pour améliorer le temps de réponse.

Nous avons choisi:

$$Q_c = 100 \quad Q_v = 1 \quad R = 1000$$

Les paramètres de réglage sont calculés selon la section 1.2

$$\begin{aligned} K_{s1} &= 0.1172 & K_{s2} &= 0.5229 & K_r &= 0.0310 \\ K_w &= 1.1480 & K_v &= 0.0003 & & \end{aligned}$$

La figure 3.1 montre le comportement des grandeurs caractéristiques de l'actionneur.

Les tableaux 3.a, 3.b, et 3.c montrent que le dépassement  $D_{ep}$  et le courant  $i_{max}$  sont élevés. Ceci est dû à la valeur de  $K_w$  qui est relativement importante. Nous avons donc simulé un réglage sans anticipation de la consigne ( $K_w=0$ ). La figure 3.2 montre une amélioration des résultats.

### 3.2.2 Réglage par retour d'état de la vitesse $\omega_m$ (2<sup>ème</sup> méthode)

Le système globale en boucle fermée est d'ordre 3. Nous devons imposer 3 pôles  $P_1$ ,  $P_2$  et  $P_3$ . Nous choisissons une paire de pôles complexes conjugués  $P_1$ ,  $P_2$  selon le paragraphe 1.3.2, le troisième pôle  $P_3$  est choisi tel que :

$\alpha$	$t_e$ (s)	$D_{ep}$ (%)	$D_{epp}$ (%)	$i_{max}$ (A)	$U_{max}$ (V)
0.1	0.092	4.31	3.22	34.10	165.34
0.3	0.030	4.24	1.53	102.40	425.07
0.6	0.014	4.23	1.05	208.55	1079.60
0.9	0.010	3.77	0.88	348.20	1802.50
1.2	0.006	3.97	0.71	460.37	2383.00

Tableau 3.d Influence de  $\alpha$  sur le système

Méthode	$t_e$ (s)	$D_{ep}$ (%)	$D_{epp}$ (%)
1	0.214	0.00	3.00
2	0.304	414.06	5.29
3	0.214	0.00	5.29
4	0.214	0.00	3.59
5	0.218	0.00	3.59
6	0.218	0.00	3.00

Tableau 3.e

$K_{wn}$  et  $K_{vn}$  sont déterminés en considérant les grandeurs d'état de l'intégrateur nul en régime établi (paragraphe 1.3.3).

$K_{wc}$  et  $K_{vc}$  sont déterminés en compensant un pôle (paragraphe 1.3.4)

- 1 :  $K_w = K_{wc}$      $K_v = K_{vc}$
- 2 :  $K_w = K_{wn}$      $K_v = K_{vn}$
- 3 :  $K_w = K_{wc}$      $K_v = K_{vn}$
- 4 :  $K_w = K_{wc}$      $K_v = 0$
- 5 :  $K_w = 0$          $K_v = 0$
- 6 :  $K_w = 0$          $K_v = K_{vc}$

## Chapitre 3

---

$$P_1 = e^{-\alpha(1+j)}$$

$$P_2 = e^{-\alpha(1+j)}$$

$$P_3 = \frac{|\Re(P_1)| + |\Im(P_2)|}{2} \quad \alpha \in [0 \quad \pi]$$

Le tableau 3.d montre l'influence du coefficient  $\alpha$  sur le système. Le temps d'établissement et le dépassement sont très bons. La perturbation est très bien compensée. Mais le courant et la tension sont très élevés lors du démarrage, (figure 3.3). Il n'est donc pas possible de choisir des pôles correspondant à un amortissement relatif optimal.

Pour réduire le courant de démarrage, nous diminuons le rapport:

$$\frac{|I(P_i)|}{|R(P_i)|}$$

Jusqu'à ce que le courant  $i_{\max}$  soit acceptable (Figure 3.4).

nous avons pris:

$$P_1 = P_2 = 0.94 \quad P_3 = 0.47$$

Les paramètres  $K_{s1}$ ,  $K_{s2}$ , et  $K_r$  sont déterminés par imposition des pôles (paragraphe 1.3.1),  $K_w$  et  $K_v$  sont calculés en compensant un pôle par rapport à la grandeur de consigne, et par rapport à la grandeur de perturbation (paragraphe 1.3.4).

$$\begin{array}{lll} K_{s1} = -0.6197 & K_{s2} = 0.5244 & K_r = 0.0332 \\ K_w = 0.0626 & K_v = -0.8405 & \end{array}$$

Le tableau 3.e nous permet de choisir la méthode de calcul des paramètres  $K_w$  et  $K_v$  la plus performante. la compensation des pôles parait la meilleur.

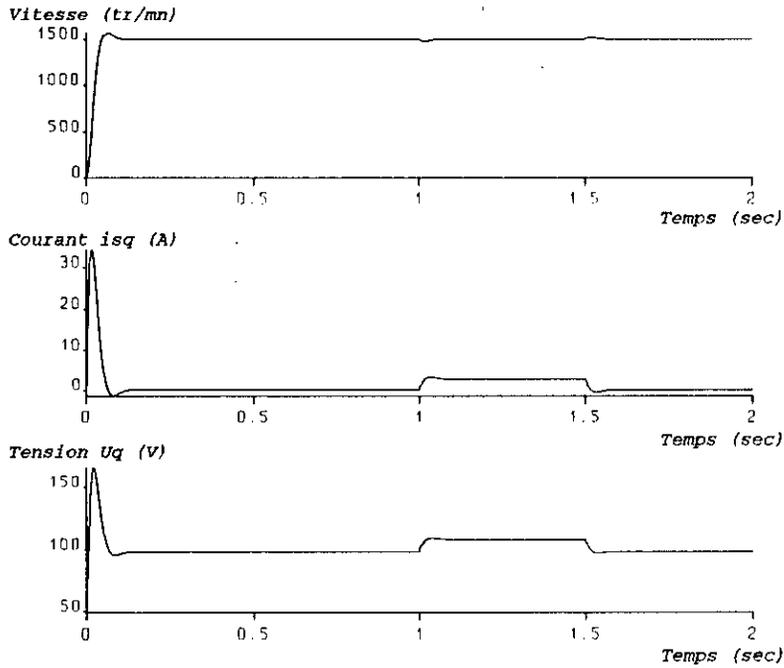


Figure 3.3 Réglage d'état avec imposition de pôles garantissant un amortissement relatif optimal  $\alpha=0.1$

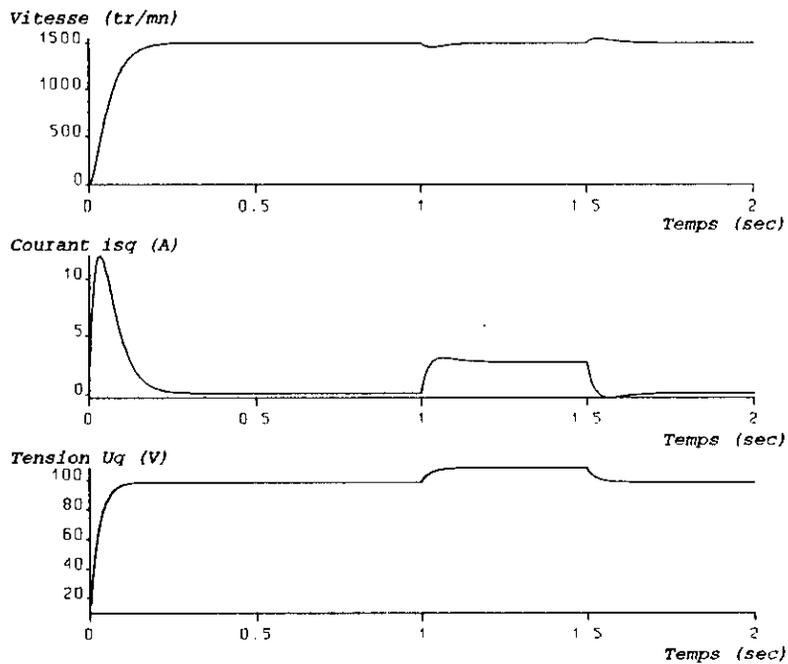


Figure 3.4 Réglage d'état avec choix de pôles garantissant un courant de démarrage acceptable  $Z1=Z2=0.94$   $Z3=.47$

## Chapitre 3

### 3.2.3 Réglage d'état partiel de la vitesse $\omega_m$

Lorsqu'on veut éviter la mesure du courant  $i_{sq}$  ou son observation, nous utilisons un réglage d'état partiel où n'intervient pas  $i_{sq}$ .

Nous imposons 2 pôles correspondant aux grandeurs utilisées pour le retour d'état:

$$P_1 = P_2 = 0.94$$

Les paramètres  $K_{s1}$ ,  $K_{s2}$ ,  $K_r$  le troisième pôle sont calculés selon la section 1.4:

$$K_{s1} = 0 \quad K_{s2} = 0.7882 \quad K_r = 0.0413$$

$$P_3 = 0.3411$$

Les paramètres  $K_w$  et  $K_v$  sont calculés selon le paragraphe 1.3.4:

$$K_w = 0.0626 \quad K_v = -0.8405$$

la figure 3.6. montre que le réglage d'état partiel donne des résultats voisins aux précédents.

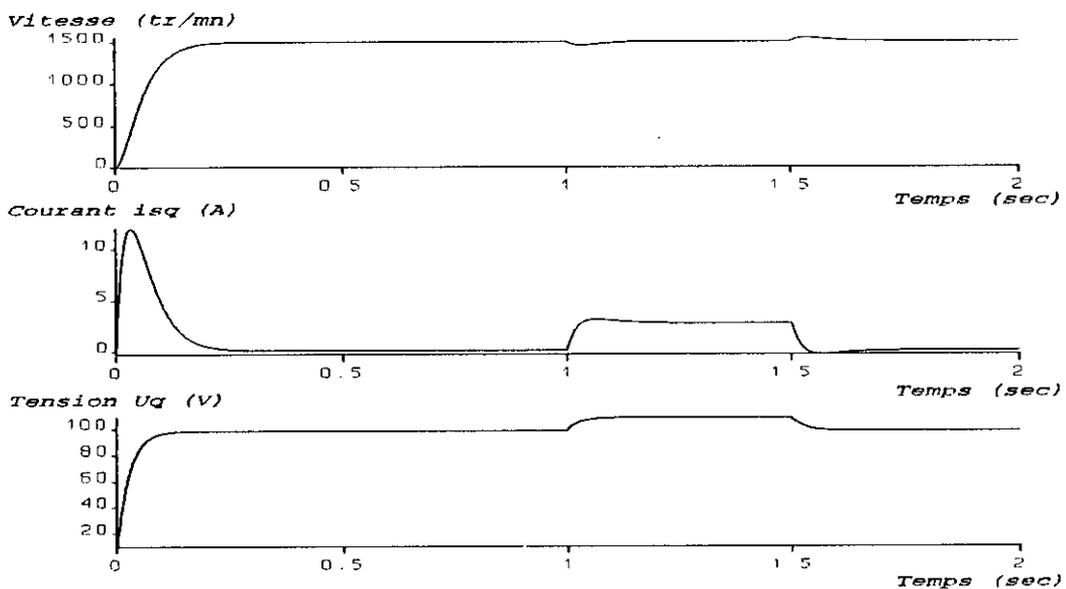


Figure 3.5 Réglage d'état partiel  $Z_1=Z_2=0.94$   $Z_3=0.3411$

### 3.2.4 Etude de la robustesse de la commande par rapport aux paramètres de la machine

Dans les simulations faites jusqu'à maintenant, nous avons supposés que les paramètres de la machine ne varient pas, et sont parfaitement identifiés. Ce qui n'est pas le cas en pratique, les résistances  $R_s$  et  $R_r$  varient par échauffement, l'inertie  $J$  augmente lorsque la charge augmente. Nous avons relevé la vitesse et le courant  $i_{sq}$  lorsque ces paramètres varient.

Lorsque  $R_s$  et  $R_r$  augmentent de 50%, la vitesse subit un très léger dépassement, le temps de montée reste constant. le courant ne subit qu'une très faible diminution (Figures 3.6.a et 3.6.b).

Lorsque  $J$  augmente de 100%, la vitesse présente un faible dépassement, le courant de démarrage augmente de 100% (Figure 3.7)

### 3.3 Conclusion

Nous avons adopté trois méthodes pour le réglage de la vitesse: La méthode utilisant les matrices de pondération a nécessité un grands nombre de simulations. Par contre celle basée sur l'imposition des pôles est plus pratique. Le réglage d'état partiel utilisé est aussi basé sur l'imposition des pôles. Cependant nous avons obtenu des performances de réglage acceptables par les trois méthodes. Les contraintes sur le courant et la tension nous ont empêché de faire un dimensionnement meilleur.

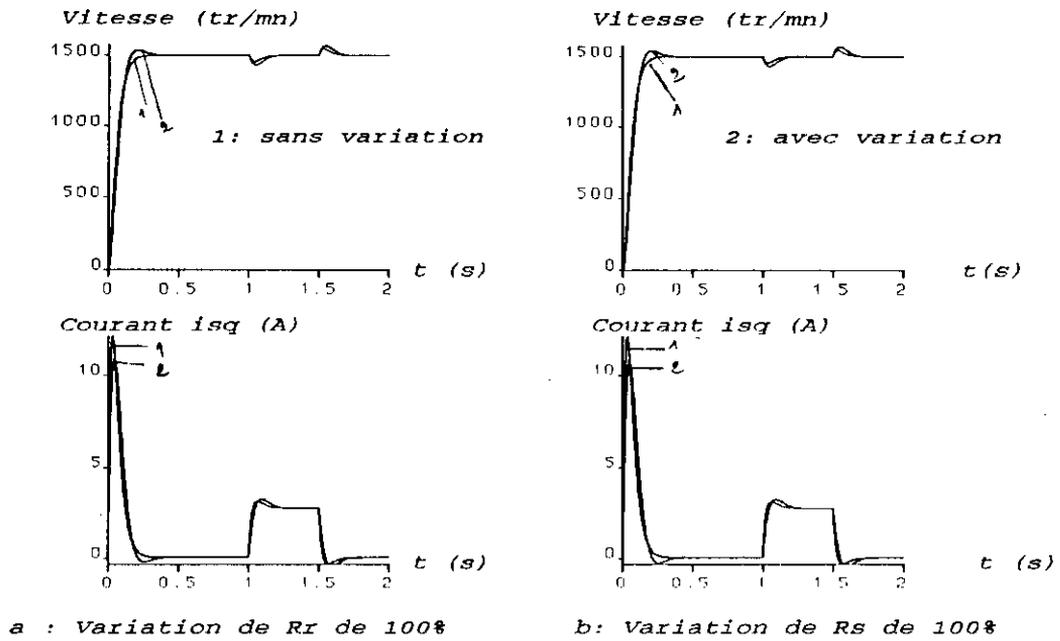


Figure 3.6 Comportement des grandeurs caractéristiques lors de la variation de Rs et de Rr

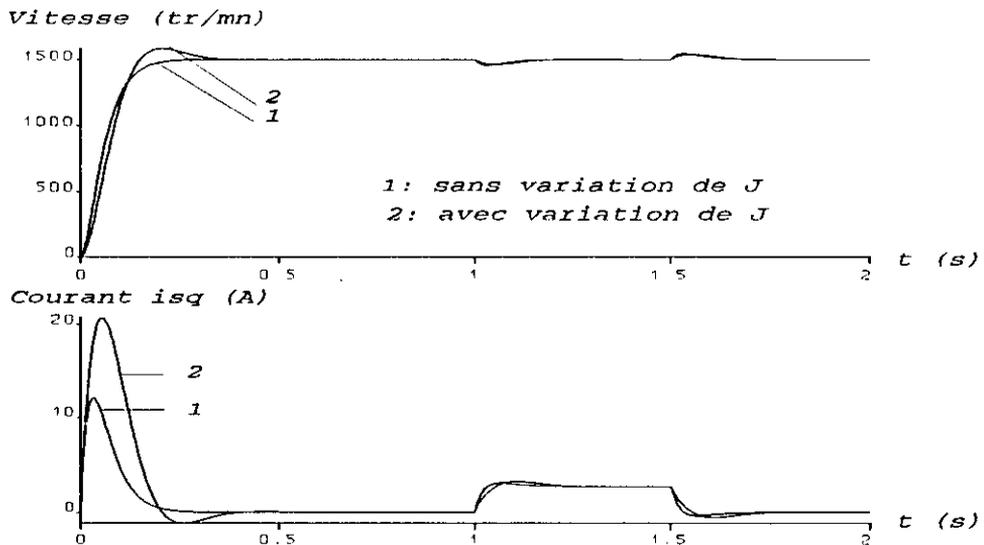


Figure 3.7 Comportement des grandeurs caractéristiques lors de la variation de J de 50%

# **CHAPITRE 4**

**ETUDE PAR SIMULATION  
DES PERFORMANCES DE  
LA COMMANDE PAR  
RETOUR D'ETAT DE  
L'ACTIONNEUR  
ASYNCHRONE AVEC  
PILOTAGE VECTORIEL**

L'étude faite au chapitre précédent, est basée sur le modèle linéaire découplé. Dans ce chapitre nous utilisons le modèle non linéaire qui approche mieux le fonctionnement réel de l'actionneur asynchrone. Nous adoptons d'abord les paramètres de réglage calculés aux paragraphes 3.2.1 et 3.2.2. Nous introduisons par la suite un limiteur de courant et de tension, avec nouveau dimensionnement du réglage. Enfin nous étudions la robustesse de la commande par rapport aux variations des paramètres du moteur.

### 4.1 Structure de réglage

Le flux  $\psi_{rd}$  est commandé par la tension  $u_d$  selon la relation (2.6):

$$U_d = \frac{R_s}{M} \cdot (\Psi_{rd})_{ref} - \omega \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} \quad (4.1)$$

La vitesse  $\omega_m$  est commandée par la tension  $U_q$  selon la relation (2.7)

$$U_q = -K_{s1} \cdot i_{sq} - K_{s2} \cdot \omega_m + K_r \cdot X_r + K_w \cdot (\omega_m)_{ref} - K_v \cdot Tr \quad (4.2)$$

$\omega$  est estimé selon (voir équations (2.5)):

$$\omega = \rho \cdot \omega_m + \frac{M \cdot R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{sq}}{(\Psi_{rd})_{ref}} \quad (4.3)$$

La figure 4.1 montre la structure de commande globale de l'actionneur asynchrone.

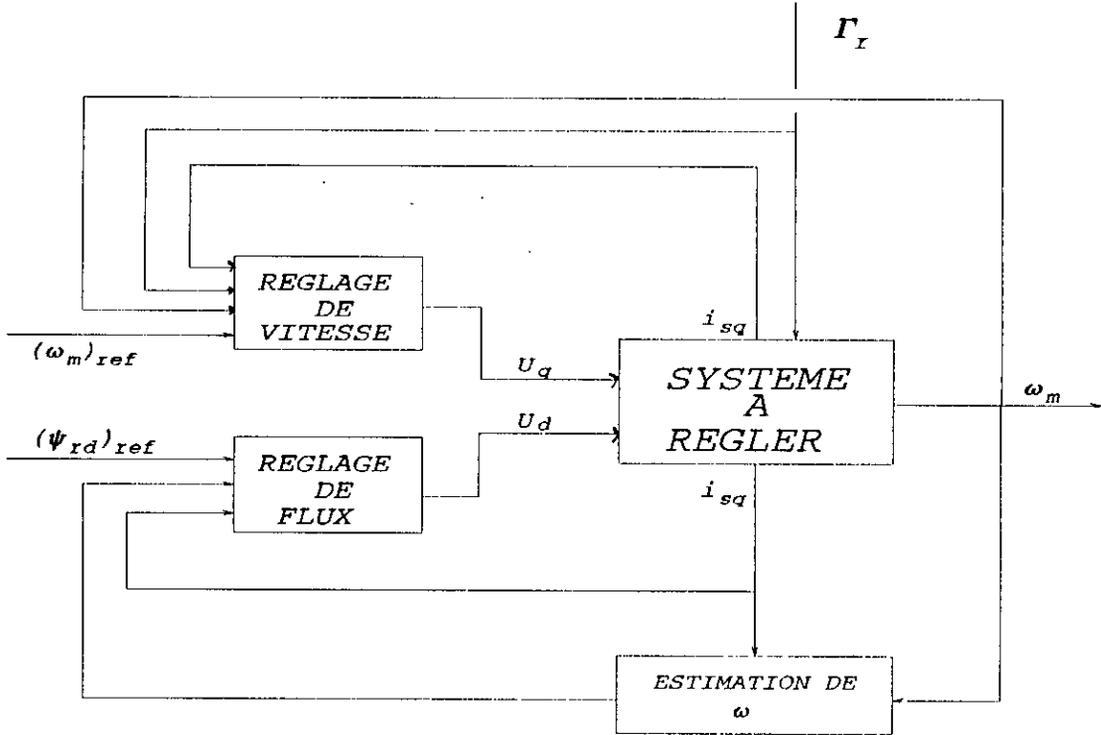


Figure 4.1 Structure de commande globale

L'actionneur asynchrone est représenté par le système d'équations différentielles, obtenu après transformation des équations (2.5). Ce système suppose  $\psi_{rq}$  nul:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \omega \cdot i_{sq} - \left( \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{M^2 \cdot R_r}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} \right) \cdot i_{sd} + \frac{M \cdot R_r}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} \cdot \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot u_d$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} \cdot i_{sq} - \omega \cdot i_{sd} - \frac{\omega \cdot M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot u_q$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{M \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{rd}$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \rho \cdot \frac{M}{J \cdot L_r} \cdot \psi_{rd} \cdot i_{sq} - \frac{K}{J} \cdot \omega_m - \frac{1}{J} \cdot \Gamma_r$$

### 4.2 Simulation

Pour illustrer les performances du pilotage vectoriel, nous avons simulé un démarrage à vide sur une durée de 2 s, avec une application de la charge égale à la charge minimale entre  $t=1s$  et  $t=1.5$ , avec une vitesse de référence de 1500 tr/mn. La référence pour le flux est de 0.3034 wb.

Les paramètres de l'actionneur sont donnés au chapitre 3

Nous avons gardé le régulateur de vitesse dimensionné aux paragraphes 3.2.1 et 3.2.2. Nous avons constaté que les réponses en vitesse et en courant n'ont pratiquement pas changées. De plus, le réglage du flux  $\psi_{rd}$  est convenable (figures 4.2 et figures 4.3). Il n'est donc pas nécessaire de réajuster les paramètres de réglage.

### 4.3 Introduction d'un limiteur de courant et de tension

Les contraintes sur le courant  $i_{sq}$  et la tension  $u_q$  nous ont posés des problèmes pour choisir des paramètres de réglage garantissant des performances optimales.

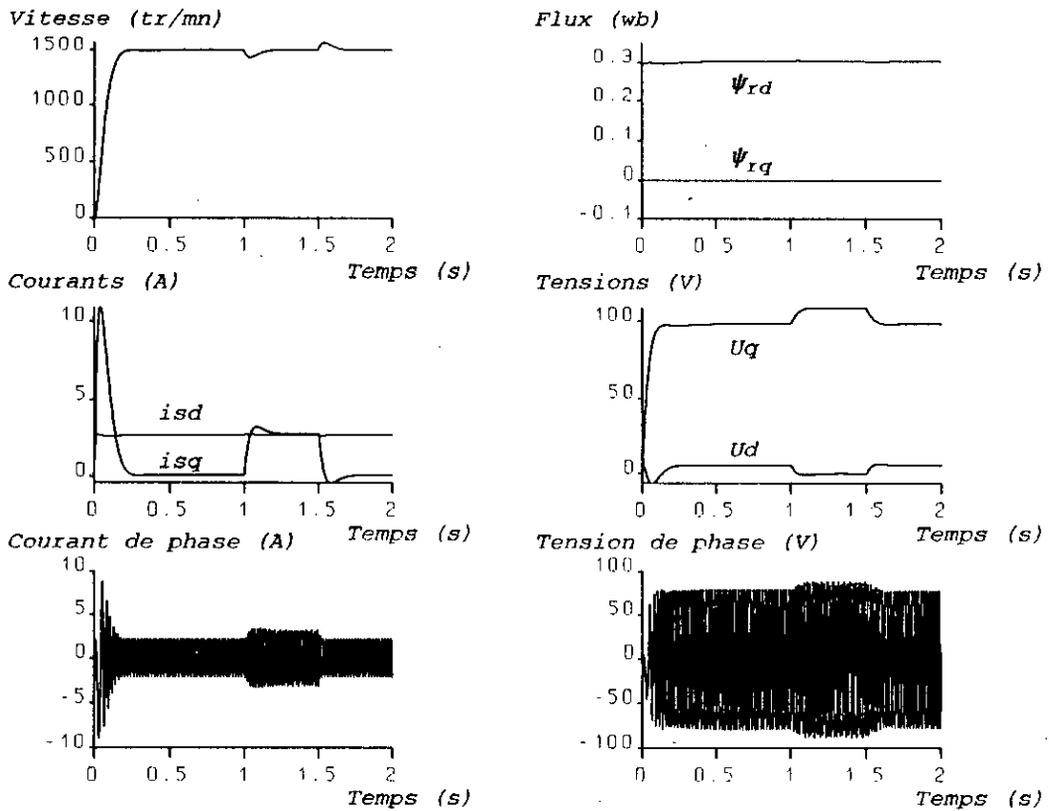
dans cette section, nous introduisons un limiteur de courant et de tension, et redimensionnons le réglage.

#### 4.3.1 Limiteur de courant et de tension

Pour limiter le courant  $i_{sq}$ , nous tenons compte de la relation (2.7). En faisant certaines approximations [20], nous estimons le courant  $i_{sq}$  selon la relation:

$$\hat{i}_{sq} = \frac{u_q - \rho \cdot \omega_m \cdot \frac{L_s}{M} \cdot (\Psi_{rd})_{ref}}{R_{eq}} \quad (4.5)$$

De la relation (4.5), nous déduisons la condition pour la limitation de courant:



inversion du sens de rotation à l'instant t=2s

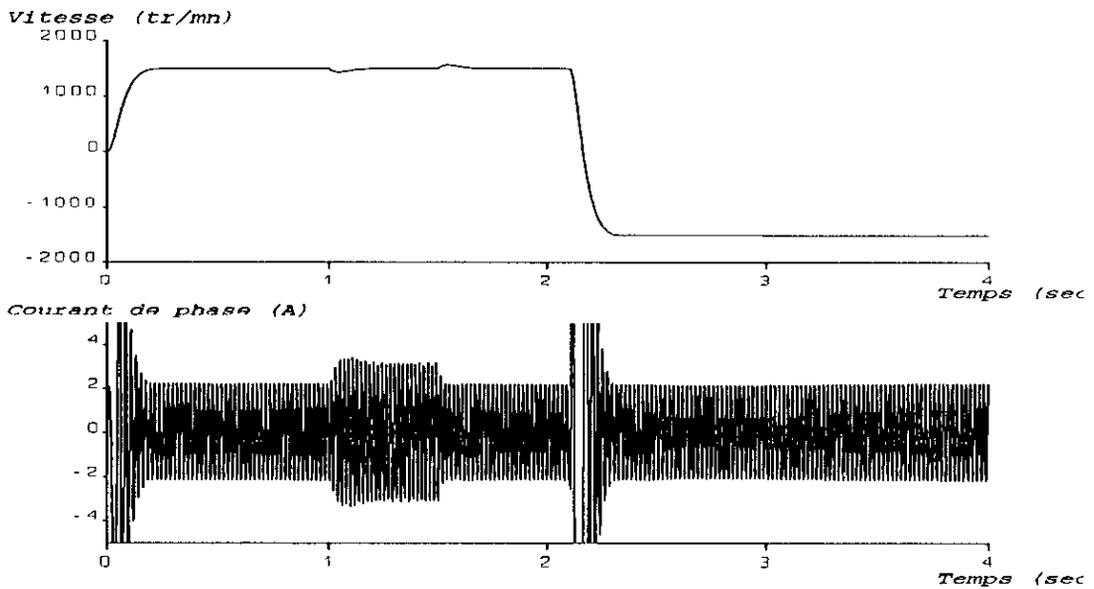
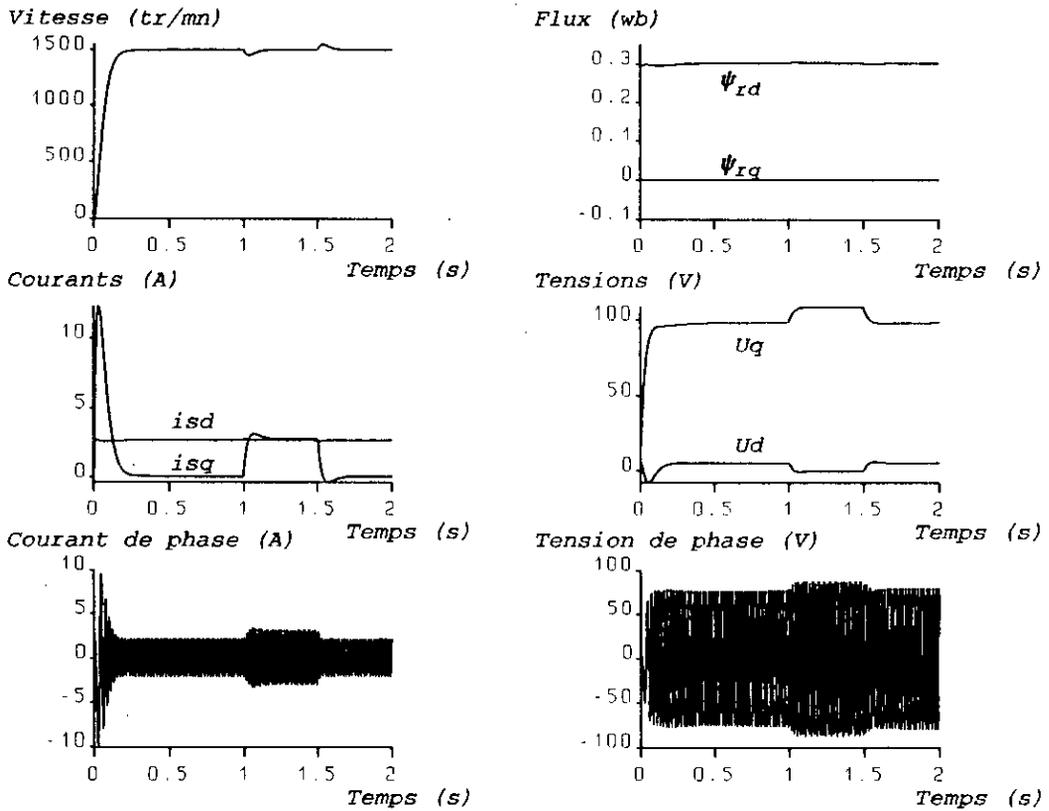


Figure 4.2 Comportement des grandeurs caractéristiques pour les coefficients  $Q_e=100$   $Q_v=1$   $R=1000$



inversion du sens de rotation à l'instant  $t=2s$

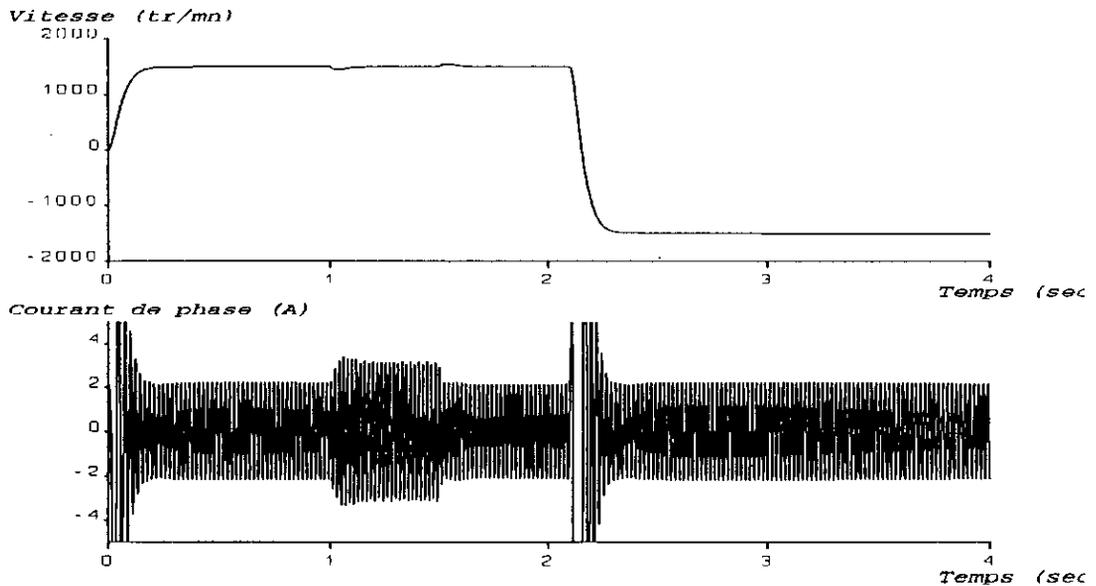


Figure 4.3 Comportement des grandeurs caractéristiques pour  $Z1=Z2=0.94$   $Z3=0.47$

$$|u_q - \rho \cdot \omega_m \cdot \frac{L_s}{M} \cdot (\psi_{rd})_{ref}| < R_{eq} \cdot i_{max} \quad (4.6)$$

La tension  $u_q$  est limitée par la condition suivante:

$$|u_q| < u_{max} \quad (4.7)$$

### 4.3.2 Modification du régulateur

La limitation en courant et en tension modifie la tension de commande  $U_q$ , laquelle peut avoir un effet néfaste sur le comportement du réglage. Car l'intégrateur continue à sommer des erreurs qui correspondent à une commande beaucoup plus grande [20]. Ce peut provoquer un grand dépassement de la vitesse.

Nous corrigeons le régulateur intégrateur de la façon suivante:

$$X_r(k+1) = X_r(k) + e(k) - e_c(k)$$
$$e_c(k) = \frac{U_q - U_{qm}}{K_w}$$

$u_{qm}$  : tension de commande modifiée.

$e_c$  : grandeur d'état du correcteur.

La figure 4.4 donne l'organigramme pour les 2 limitations de courant et de tension avec double correction de l'intégrateur.

### 4.3.3 Réglage de la vitesse (1<sup>ère</sup> méthode)

Les paramètres de réglage sont calculés par la méthode décrite à la section 1.2. Le choix des coefficients de pondérations se fait en se basant sur les tableaux 1.a, 1.b et 1.c, de façon à donner au système les meilleures performances sans se préoccuper des contraintes sur le courant et la tension.

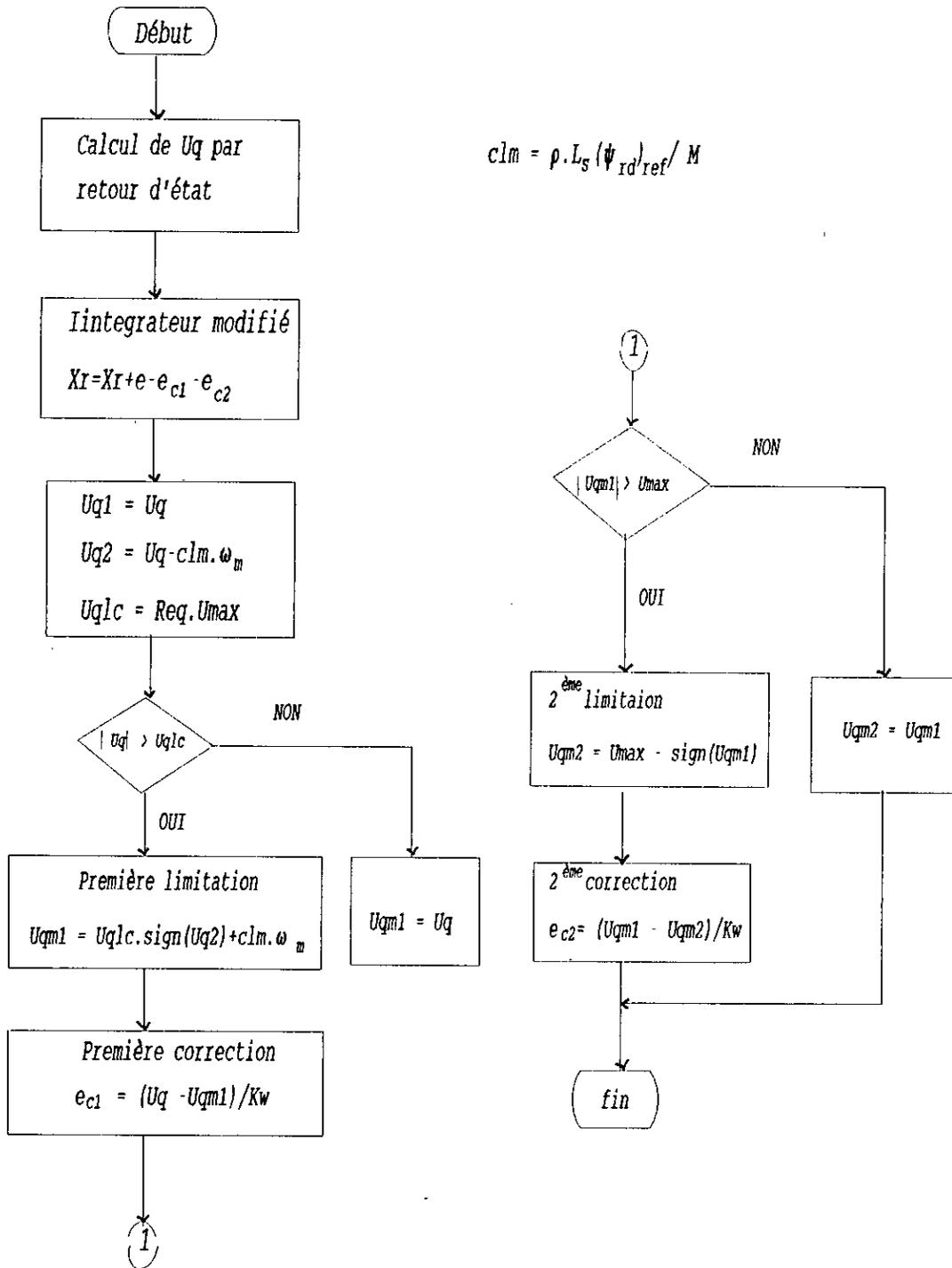
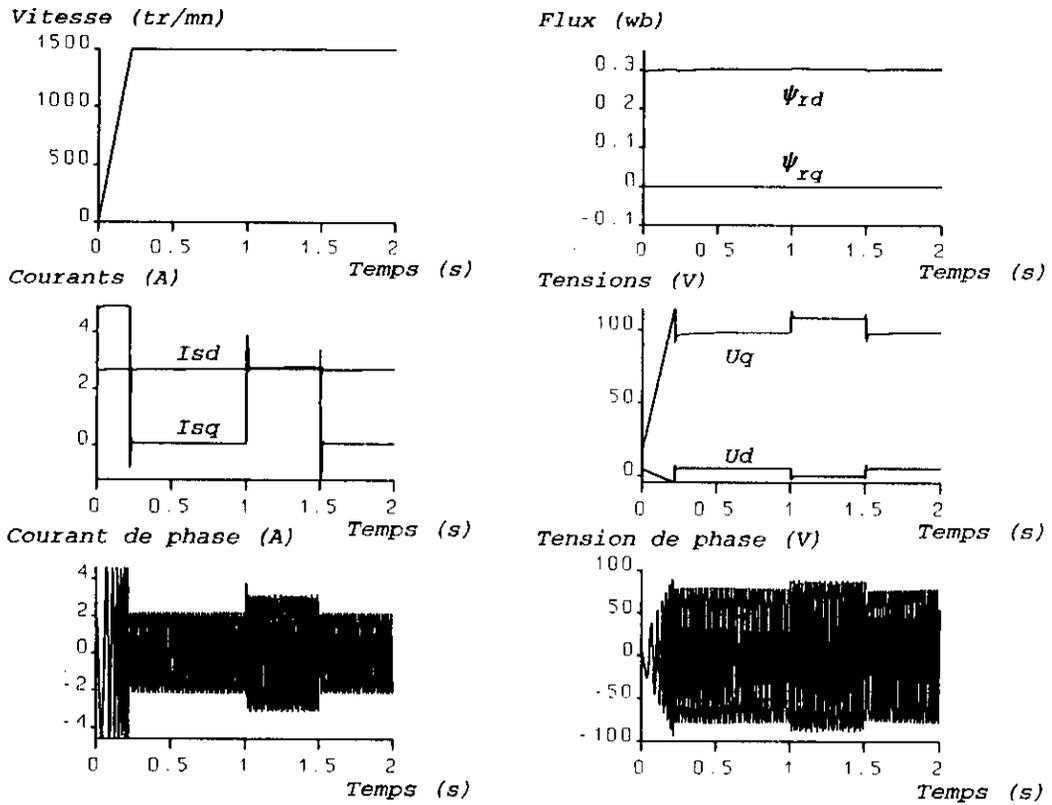


Figure 4.4 Organigramme de limitations en courant et en tension avec double correction de l'intégrateur



inversion du sens de rotation à l'instant t=2s

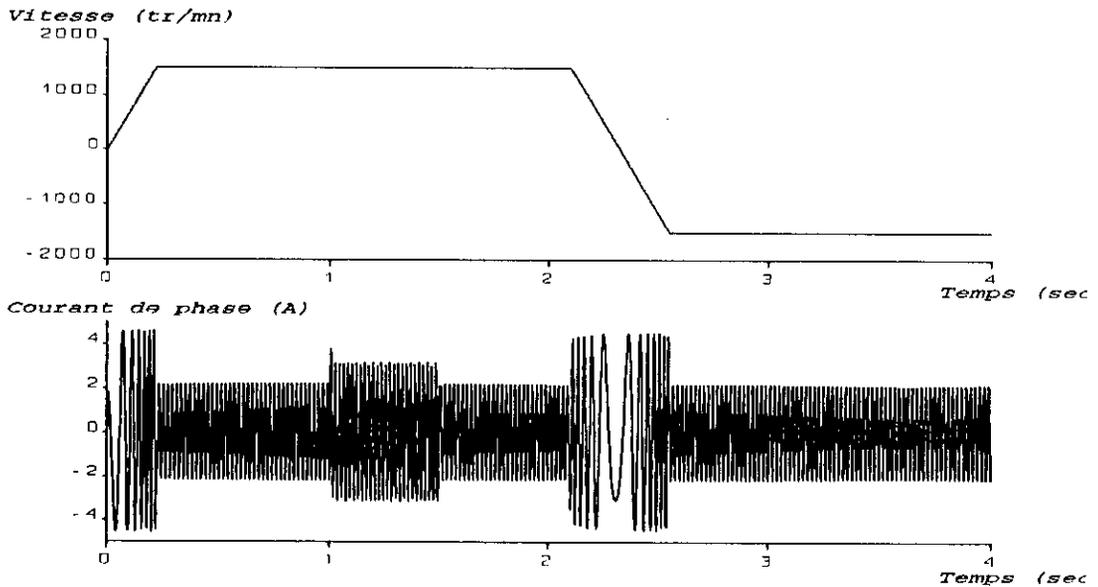


Figure 4.5 Réglage avec limitation de courant et de tension  
 $Q_e=1$   $Q_v=100$   $R=1$

## Chapitre 4

---

Nous constatons, lorsque  $\alpha$  est supérieur à 0.2, le temps d'établissement reste constant. le dépassement  $D_{ep}$  et  $D_{cpp}$  diminuent quand  $\alpha$  augmente. D'après le tableau 4.a, le meilleur choix serait  $\alpha = 0.9$ . Cependant, des simulations nous ont montré que lorsque  $\alpha$  s'approche de  $\pi$ , la commande est moins robuste par rapport aux variations des paramètres de la machine. Nous avons donc choisi:

$$\alpha = 0.5$$

qui correspond aux pôles:

$$Z_1 = 0.5320 + 0.2900 j$$

$$Z_2 = 0.5320 - 0.2900 j$$

$$Z_3 = 0.4110$$

$K_{s1}$  et  $K_{s2}$  sont calculés par imposition des pôles (paragraphe 1.3.1),  $K_w$  et  $K_v$  sont calculés par compensation d'un pôle (paragraphe 1.3.4):

$$K_{s1} = 1.7832 \quad K_{s2} = 12.3572 \quad K_r = 3.1052$$

$$K_w = 5.2769 \quad K_v = -6.3919$$

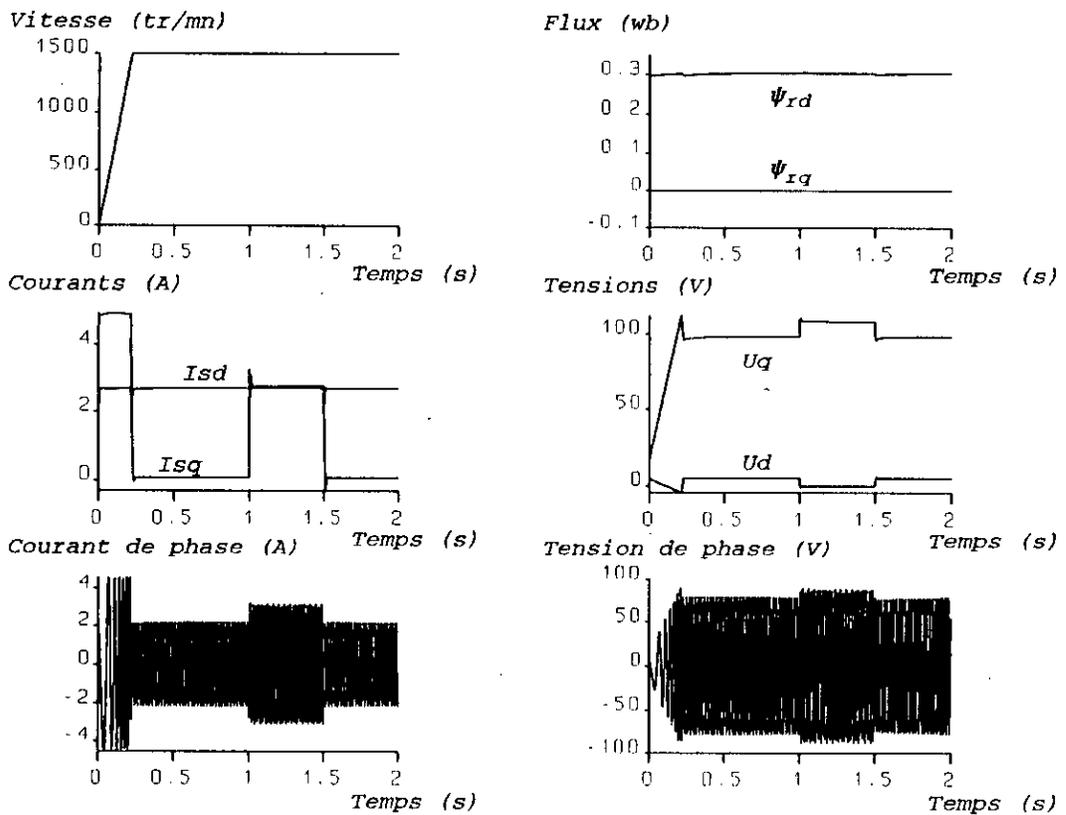
La figure 4.6 montre des courbes proches de celles de la figure 4.5.

Le réglage état partiel donne également des résultats proches de ceux des figure 4.5 et 4.6.

### 4.4 Variation des paramètres de la machine

Nous avons étudié l'influence de la variation des paramètres de la machine, avec limitation de courant et de tension et sans limitation.

# Chapitre 4



inversion du sens de rotation à l'instant t=2s

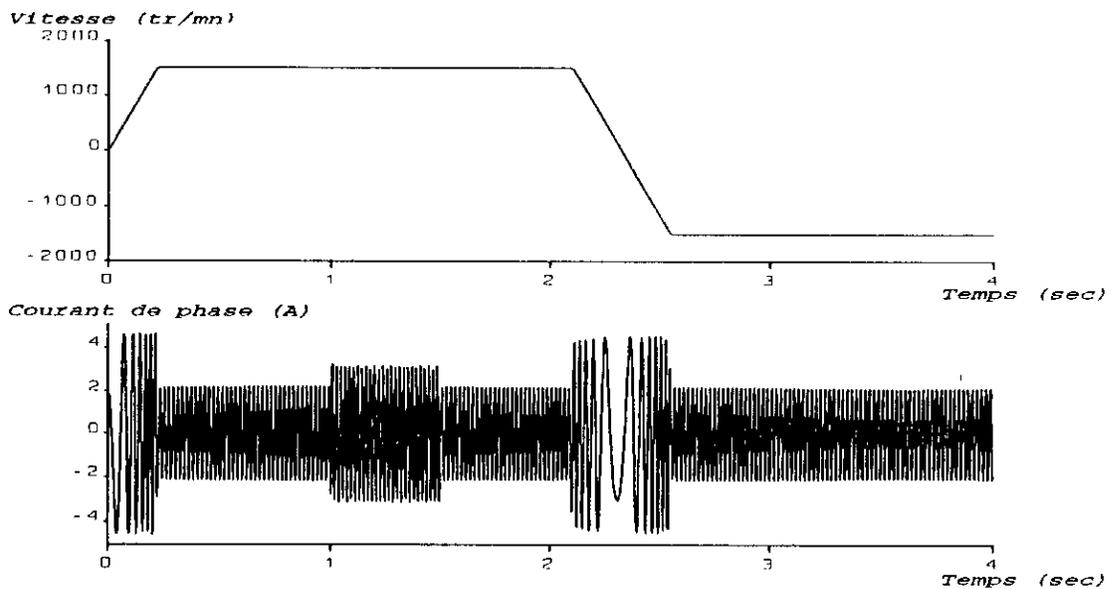


Figure 4.6 Réglage avec limitation de courant et de tension  $\alpha=0.5$

## Chapitre 4

---

### 4.4.1 Variation de $R_r$ et $R_s$

Les figures 4.7 montre que le système est insensible aux variations de  $R_r$ , jusqu'à des variations de 500%. Alors qu'une variation de 50 % de  $R_s$  provoque un important dépassement de la vitesse qui devient plus sensible aux perturbations, le flux  $\psi_{rd}$  chute d'environ 30 %. Ceci s'explique par la relation (4.2) qui montre que  $R_s$  est prépondérante pour la valeur du flux  $\psi_{rd}$  à imposer en boucle ouverte par la tension  $U_d$ .

L'introduction du limiteur de courant (figure 4.8) rend le système plus sensible à la variation de  $R_s$ . le flux chute de la même façon, la vitesse ne présente plus de dépassement, mais son temps de réponse est plus grand, et la perturbation est mal compensée.

### 4.4.2 Variation de $J$

Lorsque l'inertie  $J$  augmente (Figure 4.9) le flux varie légèrement, et la vitesse présente un dépassement, de plus en plus grand. Avec limitation de courant (Figure 4.10), le flux varie moins, et la vitesse ne présente plus de dépassement, mais le temps d'établissement varie dans les mêmes proportions que  $J$ .

### 4.4.3 Variation de $M$

La saturation magnétique modifie la valeur de  $M$  qui augmente en présence de petits courant et diminue en présence de grands courants [20]. Les paramètres  $L_s$  et  $L_r$  réagissent de la même manière à ce phénomène de saturation.

Lorsque  $M$  croît de 10% à vide (Figure 4.11.a), la vitesse présente un petit dépassement et le flux  $\psi_{rd}$  augmente. en charge, lorsque  $M$  diminue (Figure 4.11.b), le temps d'établissement de la vitesse devient plus grand.

En présence de limiteur de courant et de tension les résultats sont inférieurs (Figures 4.12.a et 4.12.b)

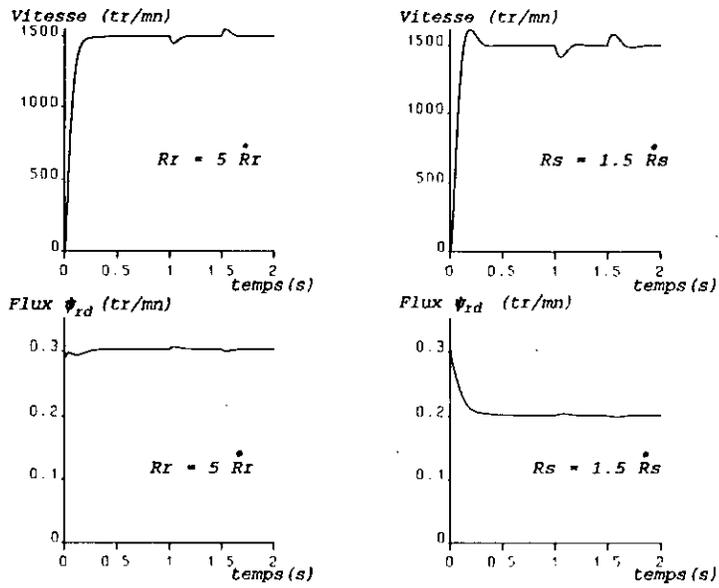


Figure 4.7 Comportement du système lors de la variation de  $R_s$  et  $R_r$  sans limitation de courant

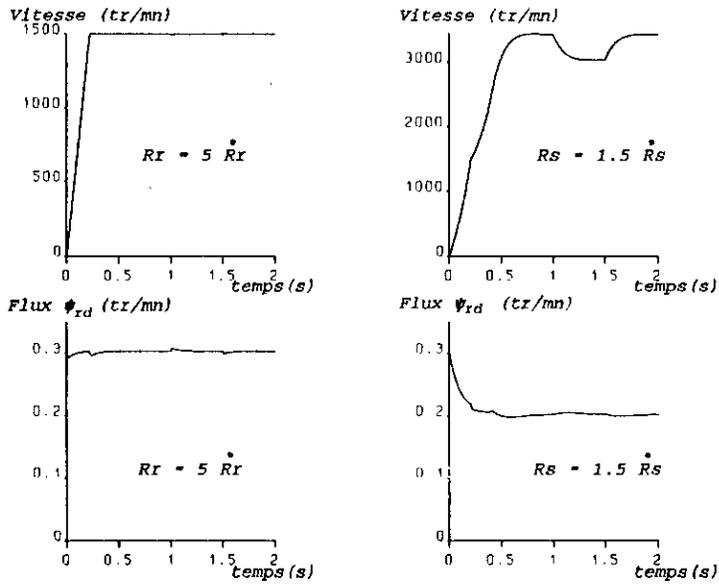


Figure 4.8 Comportement du système lors de la variation de  $R_s$  et  $R_r$  avec limitation

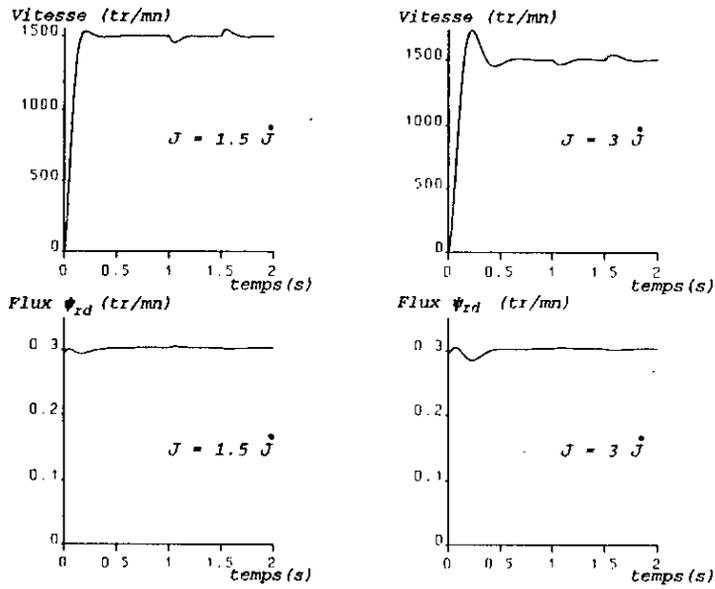


Figure 4.9 Comportement du système lors de la variation de  $J$  sans limitation

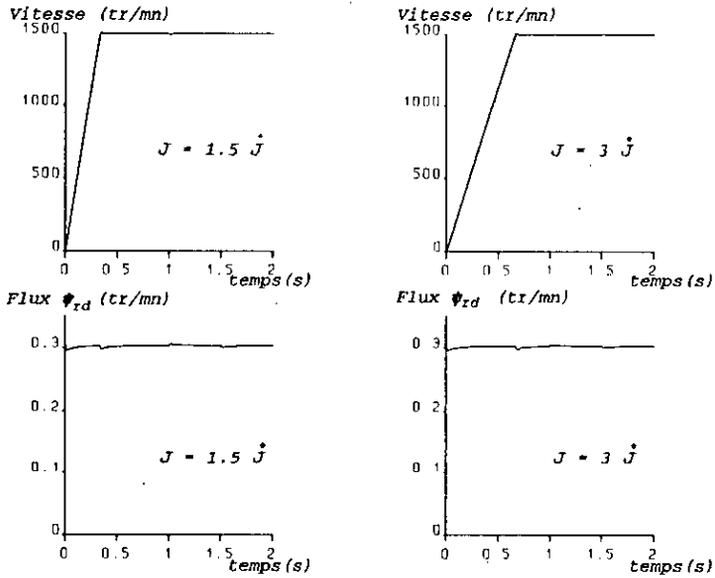


Figure 4.10 Comportement du système lors de la variation de  $J$  avec limitation

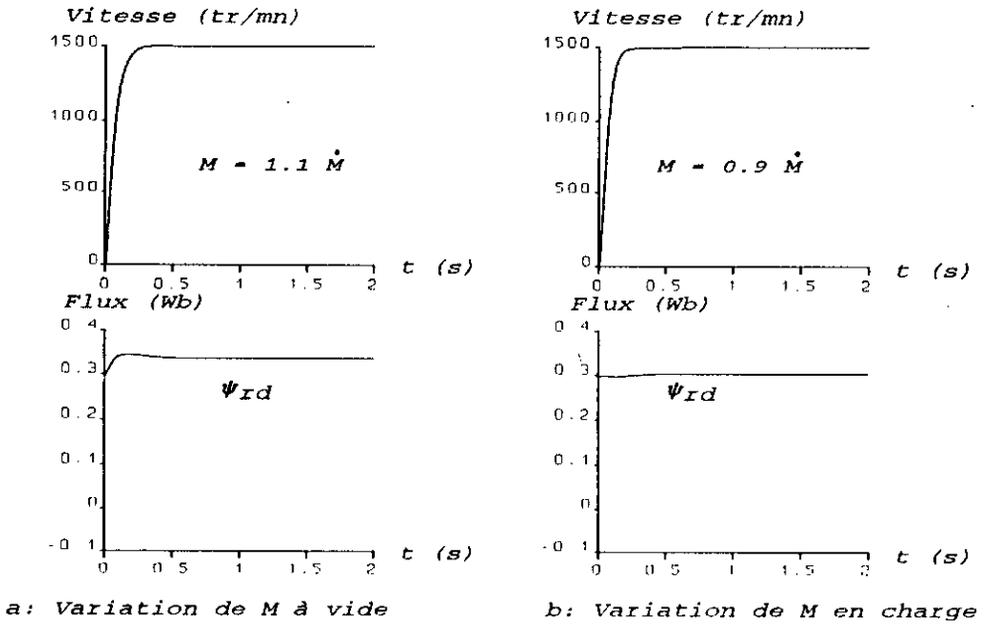


Figure 4.11 Comportement deu système lors de la variation de M sans limitation

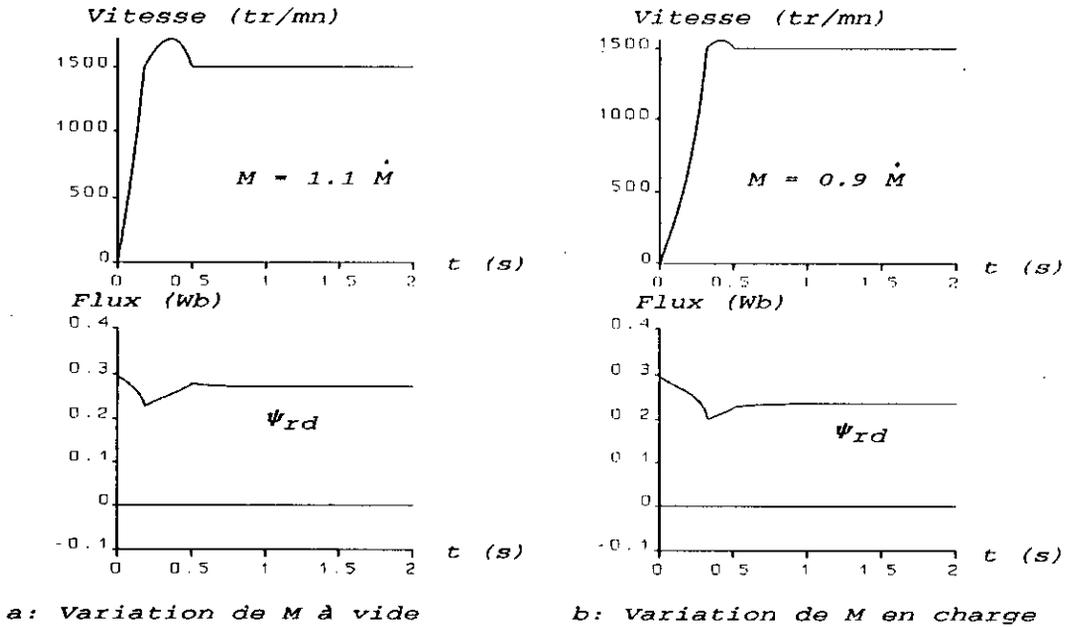


Figure 4.12 Comportement du système lors de la variation de M avec limitation

### 4.5 Conclusion

L'introduction d'un limiteur de courant, a amélioré les performances de réglage, surtout lors des variations de la perturbation. Il a permis d'obtenir un dépassement nul, avec un temps d'établissement acceptable. En même temps l'assurance de ne pas dépasser les valeurs maximales du courant et de la tension. Mais la robustesse de la commande est meilleure sans limitation, à cause des pôles choisis par les deux méthodes.

L'étude basée sur le modèle décrit par les équations (2.5), nous a permis de mettre en évidence le réglage du flux  $\psi_{rd}$  et sa sensibilité par rapport aux paramètres de l'actionneur.

# **CHAPITRE 5**

## **COMMANDES AVEC OBSERVATEURS**

Dans ce chapitre, nous introduisons dans la structure de réglage, un observateur (figure 5.1). Pour estimer le courant  $i_{sq}$  nous utilisons deux méthodes. Lorsque la valeur de la charge est utilisé dans le retour d'état, nous faisons appel à un observateur d'état et de perturbation. Ensuite nous étudions la robustesse de la commande avec observateur. A la fin, nous comparons les trois observateurs utilisés, lors des variations de la résistance statorique  $R_s$ .

d'après le principe de séparation, le réglage et l'observateur sont dimensionnés indépendamment. La modification de la tension de commande  $U_q$ , causée par la limitation de courant et de tension, n'altère donc pas l'observateur. Nous avons donc, adopté les paramètres de réglage déterminés au paragraphe 4.3.4 par imposition des pôles, avec limitation de courant et de tension.

L'étude par simulations est basée sur le modèle décrit par les équations (2.5) utilisée au quatrième chapitre.

### 5.1 Réglage de la vitesse avec observation du courant $i_{sq}$

L'observateur est dimensionné selon le paragraphe 1.5.1. Nous imposons des pôles nuls à l'observateur. La figure 5.2 montre l'influence des pôles sur la dynamique de l'observateur.

Le vecteur d'état observé est:

$$x_b = \begin{pmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{i}_{sq} \end{pmatrix}$$

Les matrices inhérentes à l'observateur d'état sont:

$$K_b = \begin{pmatrix} 0.3173 \\ 1.2484 \end{pmatrix} \quad F_b = \begin{pmatrix} 0.2701 & -0.4377 \\ 0.1667 & -0.2701 \end{pmatrix}$$

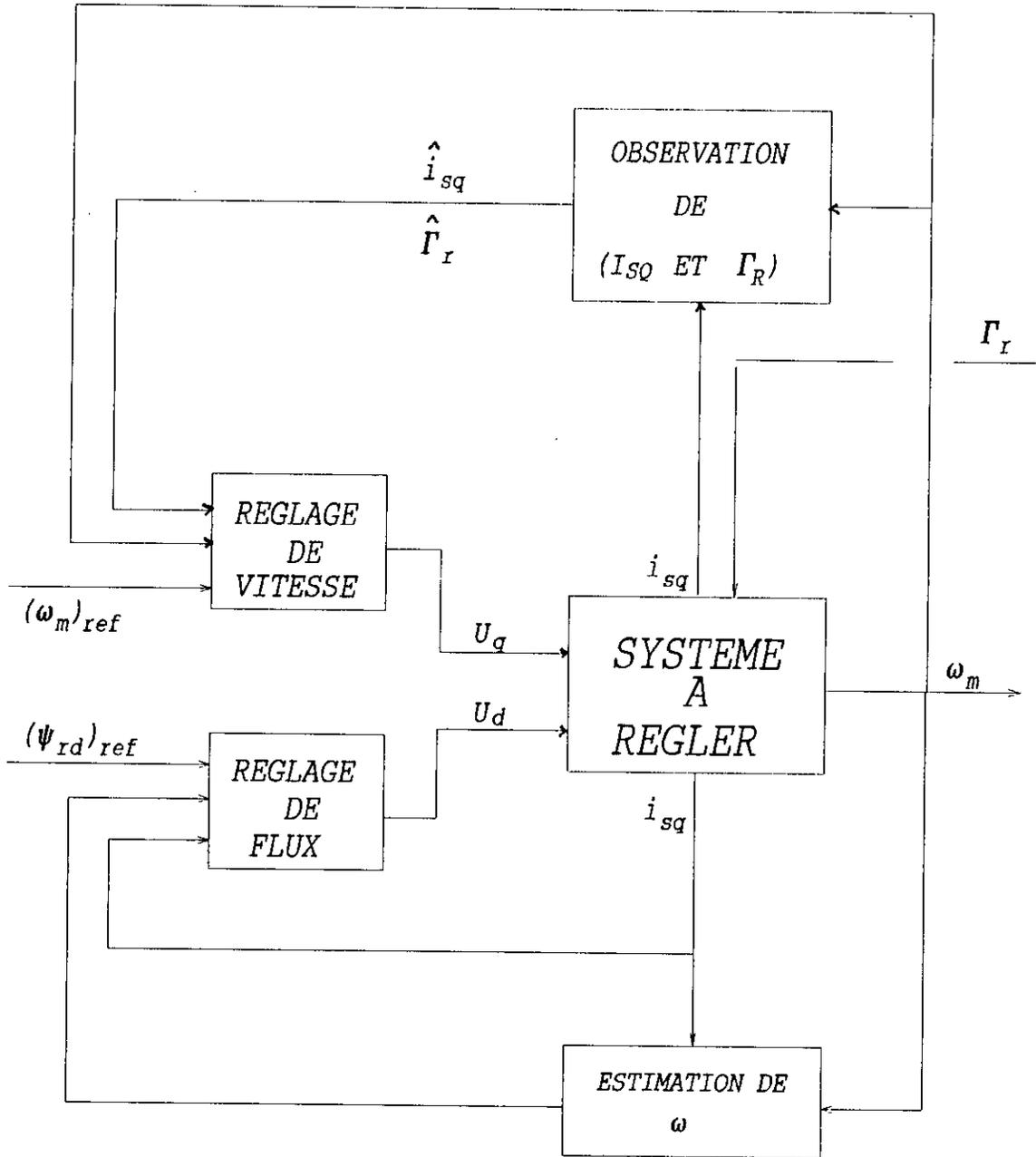


Figure 5.1 Structure de réglage avec observation du courant et de la charge

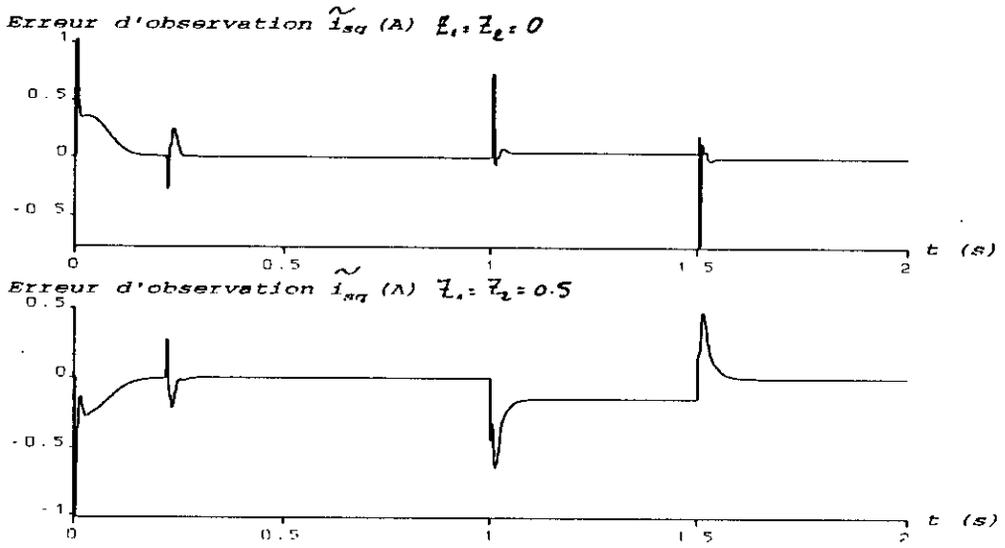


Figure 5.2 Influence des pôles sur la dynamique de l'observateur

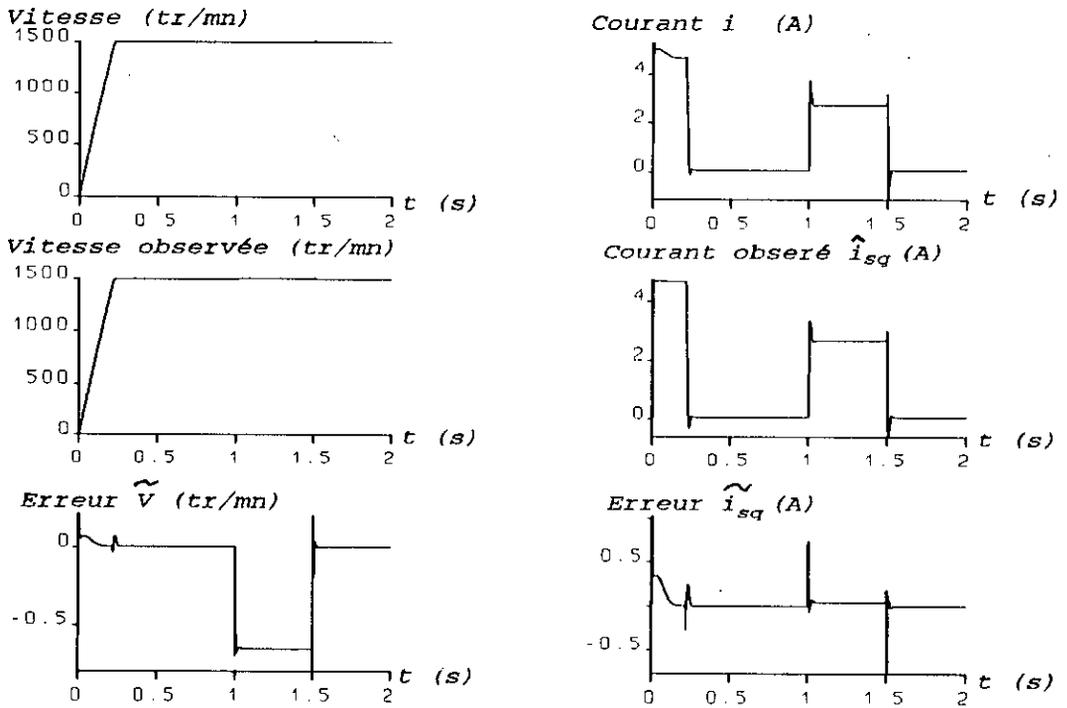


Figure 5.3 Commande avec observation du courant  $i_{sq}$

La commande  $U_q$  appliquée à l'actionneur est :

$$U_q(k) = -K_{s1} \cdot \hat{i}_{sq}(k) - K_{s2} \cdot \omega_m(k) + K_r \cdot X_r(k) + K_w (\omega_m)_{ref}$$

Le courant  $i_{sq}$  et la vitesse  $\omega_m$  sont estimés selon la relation 1.13

La figure 5.3 montre que la vitesse reste pratiquement inchangée. Le courant  $i_{sq}$  est bien observé, avec un retard d'une période d'échantillonnage. pendant l'application de la charge nominale. La vitesse est observée avec une erreur de 0.5 tr/mn (erreur relative égale à 0.0003 %), laquelle est sans effet sur le réglage.

## 5.2 Réglage de la vitesse avec observation du courant et de la charge

L'observateur d'état et de perturbation est dimensionné selon le paragraphe 1.5.3. Nous imposons à l'observateur des pôles nuls.

Le vecteur d'état observé est:

$$X_b = \begin{pmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{i}_{sq} \end{pmatrix}$$

La perturbation observée est:

$$v_b = \hat{\Gamma}_r$$

Les matrices de l'observateur d'état et de perturbation sont:

$$K_b = \begin{pmatrix} -0.4228 \\ 2.2484 \end{pmatrix} \quad L_b = -2.8095 \quad F_b = \begin{pmatrix} 0.2701 & 0.3023 \\ 0.1667 & -1.2701 \end{pmatrix}$$

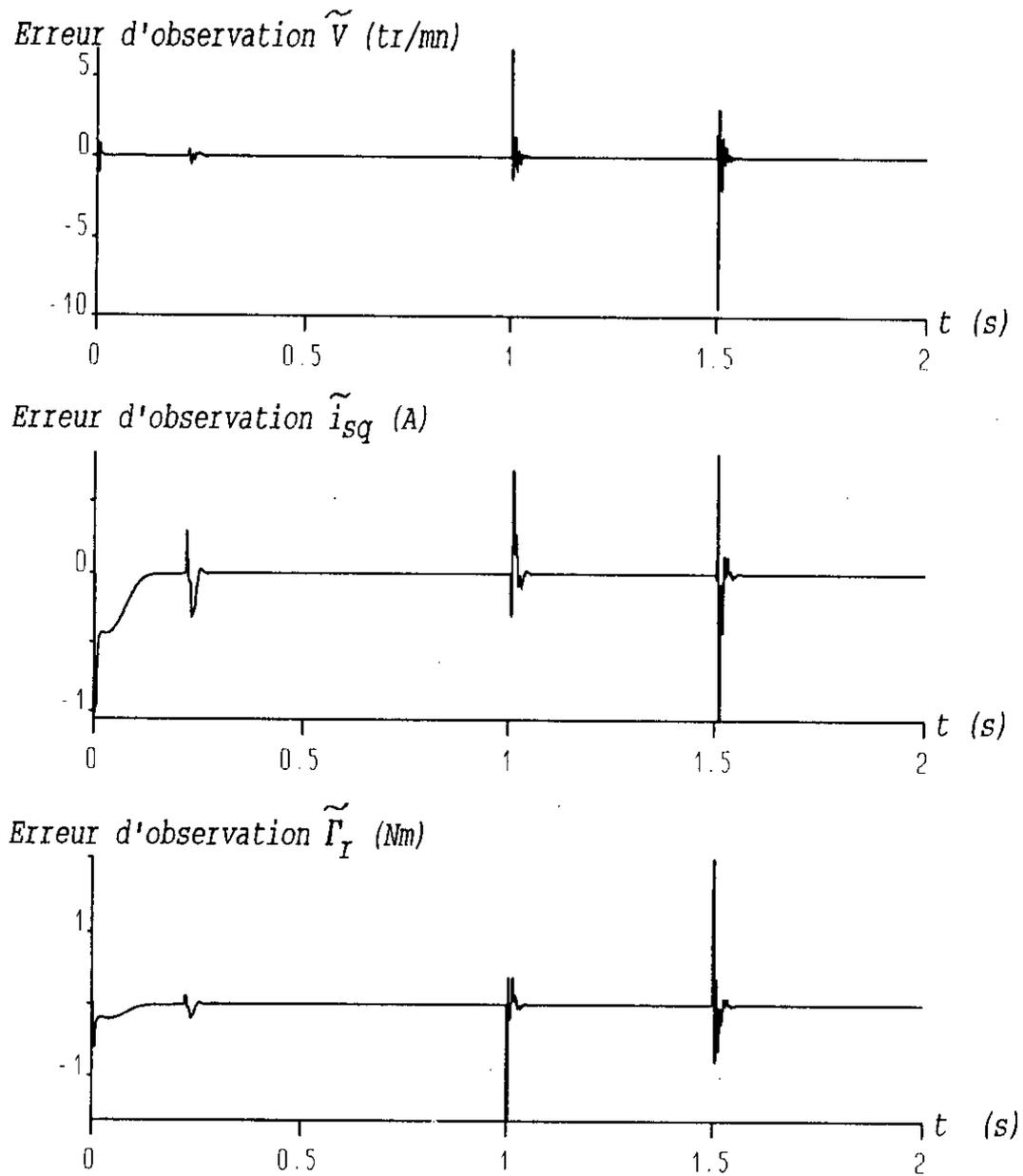


Figure 5.4 Comportement des erreurs d'observation

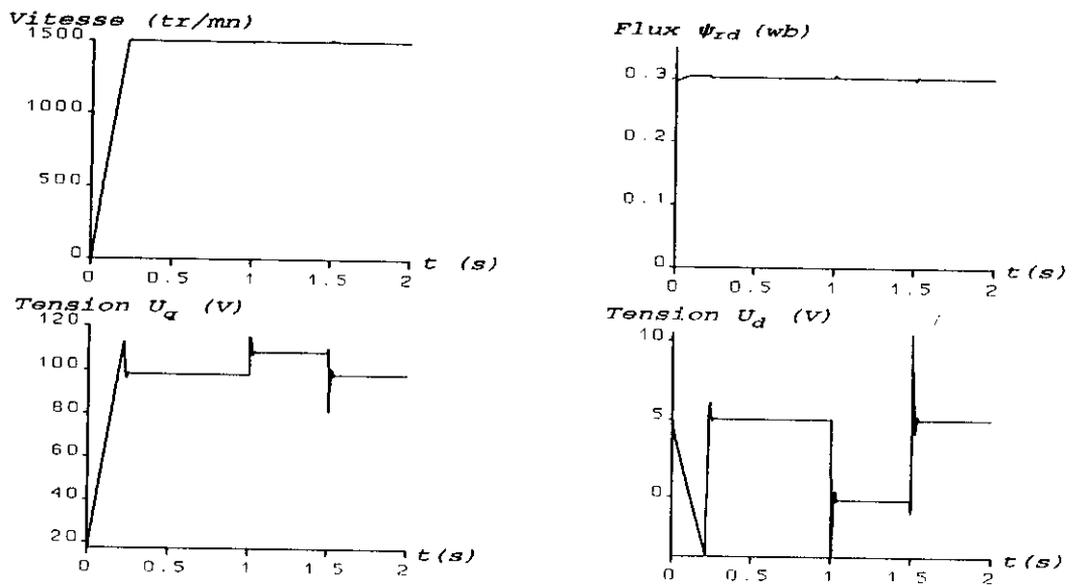


Figure 5.5 Commande avec observation du courant  $i_{sq}$  et de la charge  $\Gamma_r$

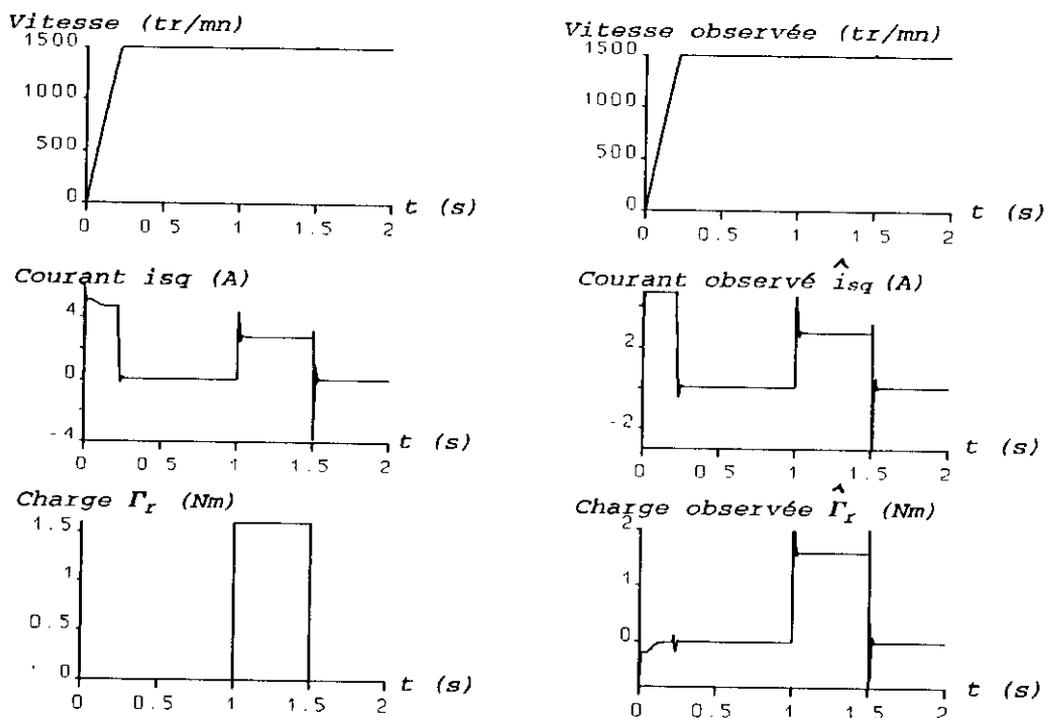


Figure 5.6 Comportement des grandeurs observées

La commande  $U_q$  devient:

$$U_q(k) = -K_{s1} \cdot \hat{i}_{sq}(k) - K_{s2} \cdot \omega_m(k) + K_I \cdot X_I(k) + K_w (\omega_m)_{ref} - K_v \cdot \hat{\Gamma}_I(k)$$

Le courant  $i_{sq}$ , la vitesse  $\omega_m$ , la charge  $\Gamma$ , sont observés selon la relation (1.15).

A la figure 5.4, nous avons relevés les erreurs d'observation sur le courant, la vitesse et la charge. Ces erreurs sont pratiquement nulles, sauf aux instants où varie la charge, l'observateur réagit toujours avec un retard d'une période d'échantillonnage. Les figures 5.5 et 5.6 montrent que ces petits retards n'ont pas d'influence sur la vitesse et le flux, du fait que leur régulations restent maintenues.

### 5.3 Réglage de la vitesse avec estimation du courant $i_{sq}$

Le courant  $i_{sq}$  est estimé par la relation (4.5) :

$$\hat{i}_{sq} = \frac{U_q - \rho \cdot \omega_m \cdot \frac{L_s}{M} \cdot (\Psi_{Id})_{ref}}{R_{eq}}$$

A la figure 5.7, nous constatons que les performances du réglage sont très proches de celles données avec observateur d'état, et observateur d'état et de perturbation. Cependant la dynamique de cet estimateur est différente.

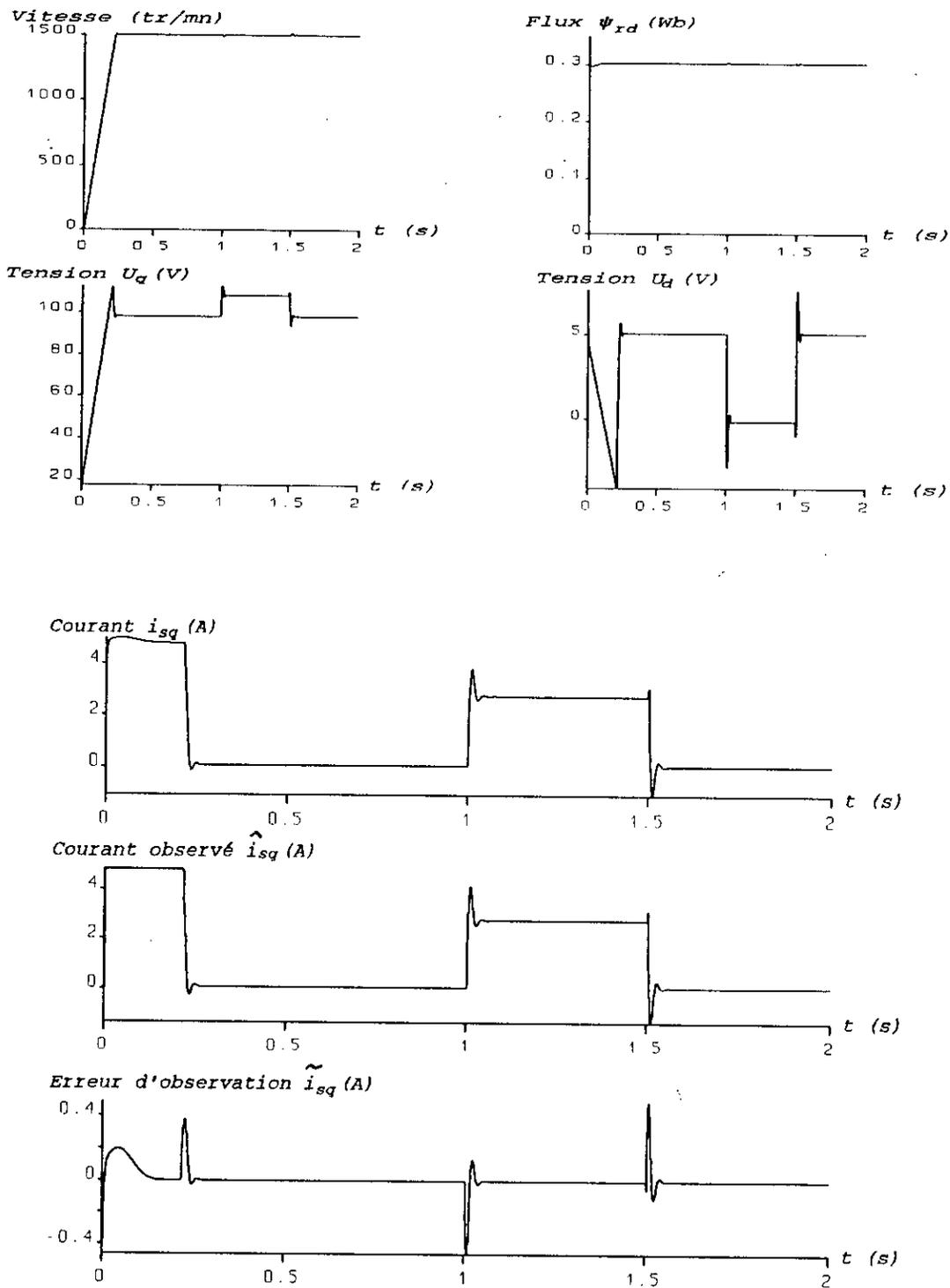


Figure 5.7 Commande avec estimation du courant  $i_{sq}$

### 5.4 Variation des paramètres de la machine

#### 5.4.1 Variation de $R_s$ et $R_r$

Lorsque la résistance  $R_s$  varie de 50% (figure 5.8) le flux  $\psi_{rd}$  chute de 20 % en régime transitoire, et d'environ 3 % en régime établi. Lors de l'application de la charge, la chute est légèrement plus grande. Ces variations du flux restent sans grand effet sur le réglage de la vitesse.

Lorsque le courant est mesuré (chapitre 4), lors d'une variation de  $R_s$  de 50 %; la chute du flux est de 30 % en régime établi (figure 4.7), dix fois plus importante que lorsque le courant est observé.

Le système est insensible aux variations de  $R_r$ , pour des variations allant jusqu'à 500 %. La variation simultanée de  $R_s$  et de  $R_r$  provoque les mêmes effets que ceux de la variation de  $R_s$ .

#### 5.4.2 Variation de $J$

Lorsque l'inertie  $J$  varie de 50 % (Figure 5.11), le temps d'établissement de la vitesse varie aussi de 50 %. Par contre le flux  $\psi_{rd}$  reste insensible aux variations de  $J$ .

#### 5.4.3 Variation de $M$

Lorsque  $M$  augmente à vide de 50% (Figure 5.12.a), le flux augmente au démarrage pour se stabiliser ensuite légèrement au dessus de la valeur de référence. En charge, lorsque  $M$  diminue de 50%, le flux diminue au démarrage pour se stabiliser ensuite légèrement au dessous de la valeur de référence (Figure 5.12.b).

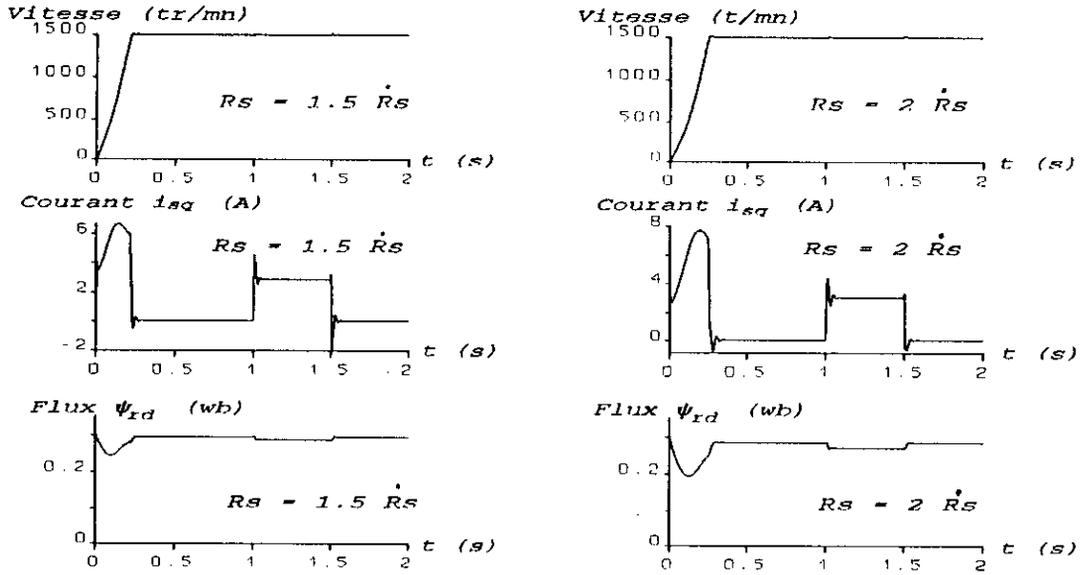


Figure 5.8 Comportement du système lors de la variation de  $R_s$

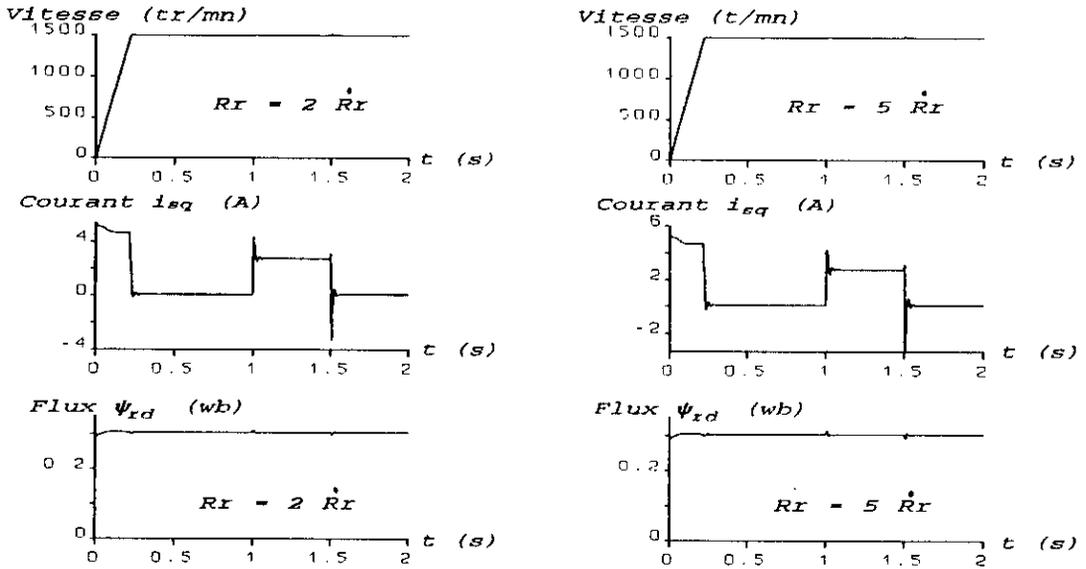


Figure 5.9 Comportement du système lors de la variation de  $R_r$

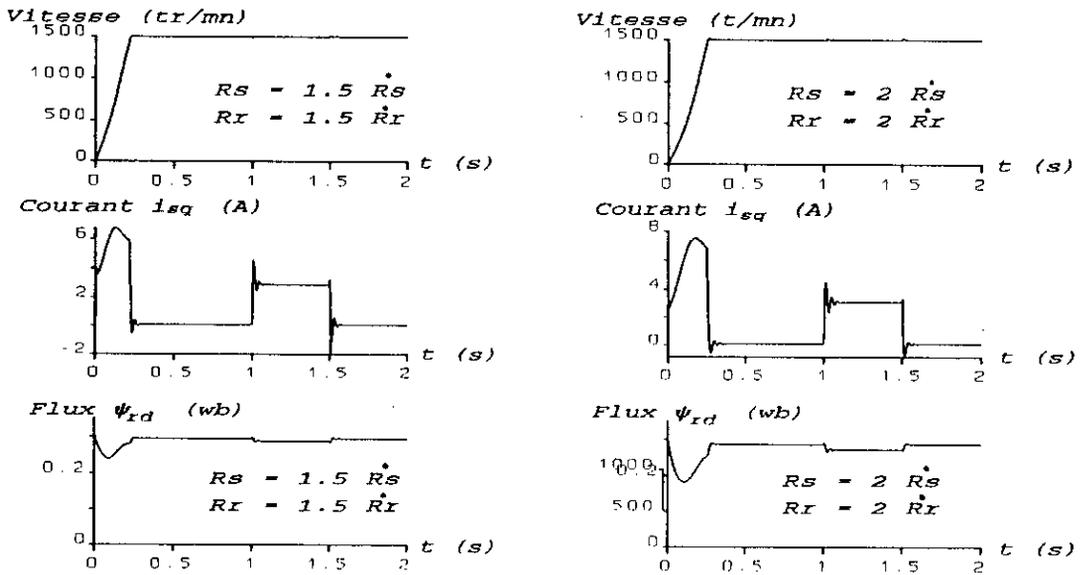


Figure 5.10 Comportement du système lors de la variation Simultanée de  $R_s$  et  $R_r$

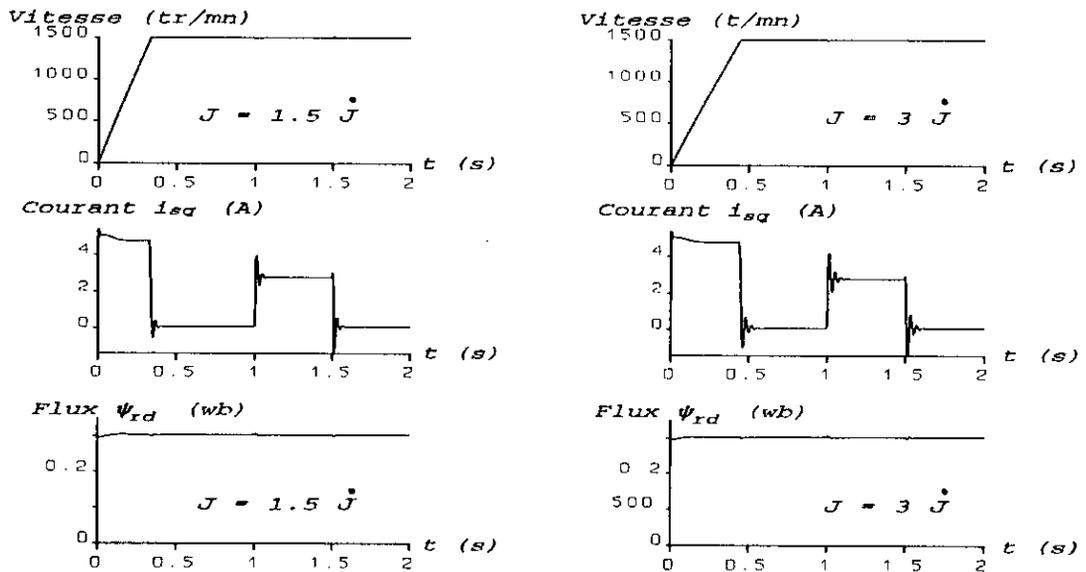


Figure 5.11 Comportement du système lors de la variation de  $J$

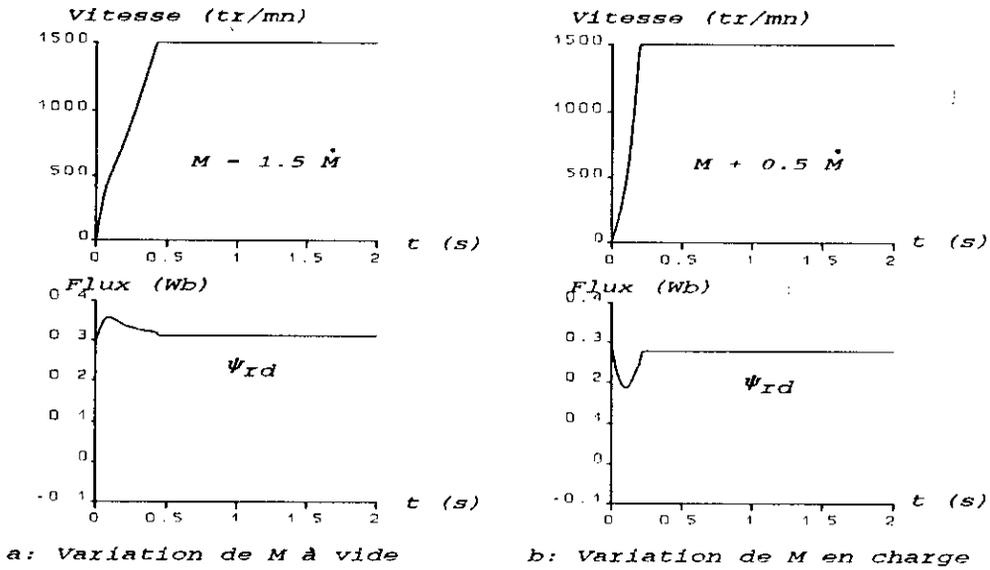


Figure 5.12 Comportement du système lors de la variation de M

### 5.5 Comparaison des observateurs utilisés

Nous avons vu que le réglage avec mesure du courant, est très sensible à la variation de la résistance statorique. Cette sensibilité est atténuée lorsque le courant  $i_{sq}$  est observé. la variation de  $R_s$  affecte le flux  $\psi_{rd}$ , surtout en régime transitoire. Pour montrer, lequel des trois observateurs utilisés qui compense mieux les erreurs dues à la variation de  $R_s$ , nous avons relevé, dans le tableau 5.a, pour chaque observateur, la valeur maximale de l'erreur relative sur le flux  $\psi_{rd}$  au démarrage, et l'erreur relative en régime établi; à vide et en charge.

Le tableau 5.a montre que, les résultats donnés par les trois observateurs, sont très proches, avec un léger avantage de l'observateur d'état. Surtout en régime transitoire, et en charge.

observateur utilisé	$\frac{ \Delta(\psi_{rd})_{max} }{(\psi_{rd})_{ref}} 100\%$		$\frac{ \Delta(\psi_{rd})_e }{(\psi_{rd})_{ref}} 100\%$	
	à vide	en charge	à vide	en charge
observateur d'état et de perturbation	19.35	29.33	2.70	4.98
observateur d'état	18.95	25.05	3.63	4.02
estimateur	20.04	29.66	2.77	5.01

**Tableau 5.a Comparaison des 3 observateurs lors de la variation de R, de 50 %**

### 5.6 Conclusion

L'introduction d'observateurs a été d'un apport considérable, lors des variations des paramètres de l'actionneur asynchrone, les performances de réglage se sont nettement améliorées. Un réglage avec observation du courant est donc préférable à un réglage avec sa mesure. Ceci nous permet aussi d'éliminer une chaîne de mesure supplémentaire.

# **CHAPITRE 6**

## **APPLICATION DU REGLAGE D'ETAT AU MODELE REEL**

Dans les quatrième et cinquième chapitres, nous avons étudié les performances du réglage en simulant le système décrit par les équations (2.5). Celles ci supposent que le flux  $\psi_{rq}$  est nul. En réalité ce flux ne s'annule pas tout à fait, à cause d'une mauvaise estimation de  $\omega$ , due à l'échantillonnage, ou à la variation de certains paramètres de la machine. Dans ce qui suit nous utilisons des équations relatants mieux la réalité:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\psi_{sd}}{dt} &= \omega \cdot \psi_{sq} - R_s \cdot i_{sd} + u_d \\
 \frac{d\psi_{sq}}{dt} &= -\omega \cdot \psi_{sd} - R_s \cdot i_{sq} + u_q \\
 \frac{d\psi_{rd}}{dt} &= (\omega - \rho \cdot \omega_m) \cdot \psi_{rq} - R_r \cdot i_{rd} \\
 \frac{d\psi_{rq}}{dt} &= -(\omega - \rho \cdot \omega_m) \cdot \psi_{rd} - R_r \cdot i_{rq}
 \end{aligned}
 \tag{6.1}$$

$$\Gamma_{em} = \rho \cdot M \cdot (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq})
 \tag{6.2}$$

$$J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} - K \cdot \omega_m = \Gamma_{em} - \Gamma_r
 \tag{6.3}$$

### 6.1 Réglage avec mesure du courant

Nous adoptons les paramètres de réglage déterminés au paragraphe 4.3.4. Le courant  $i_{sq}$  est supposé mesuré. La figure 6.1 montre que le flux  $\psi_{rq}$  ne s'annule pas vraiment. alors que le flux  $\psi_{rd}$  subit des variations. cependant ceci reste sans effet sur le réglage de la vitesse.

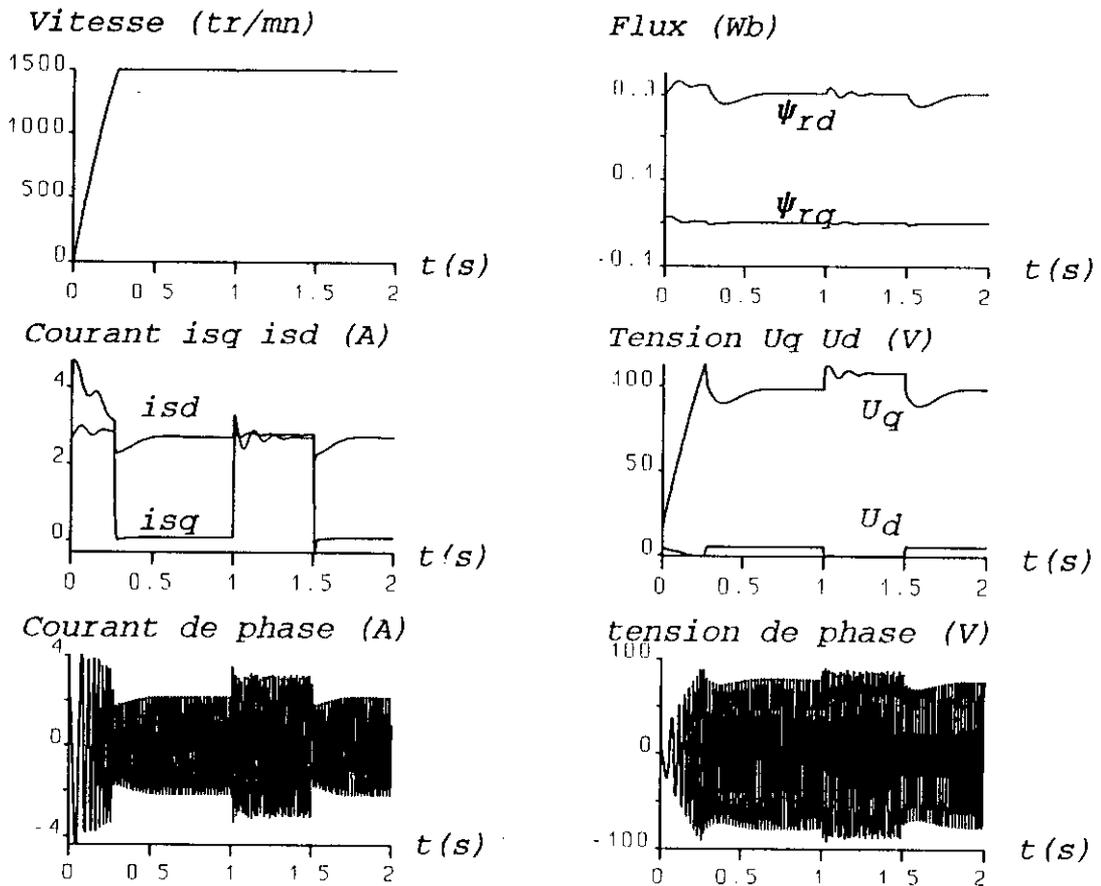


Figure 6.1 Réglage avec mesure du courant  $i_{sq}$

### 6.1.1 Variation des paramètres de la machine

La figure 6.2 montre que le système est très sensible aux variations de  $R_r$ . les performances se détériorent pour une variation de  $R_r$  de 10%.

La figure 6.3 montre aussi une sensibilité par rapport à  $R_s$ , mais qui est moins importante, les performances se détériorent à partir de 50 %.

La variation de  $J$  affecte aussi les flux  $\psi_{rq}$  et  $\psi_{rd}$ . La vitesse répond de façon plus lente (Figure 6.4).

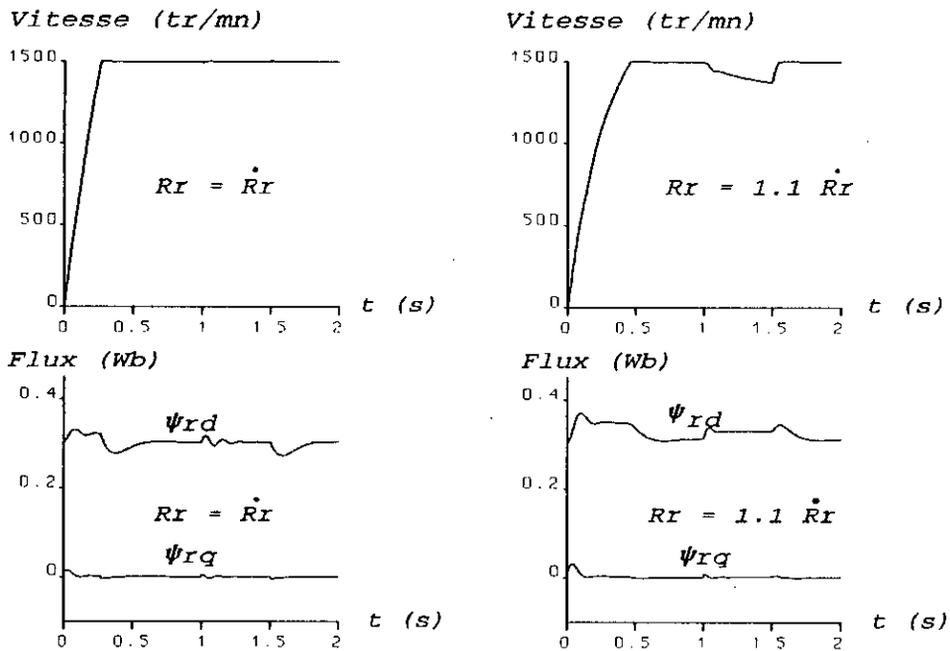


Figure 6.2 Variation de  $R_r$  (courant mesuré)

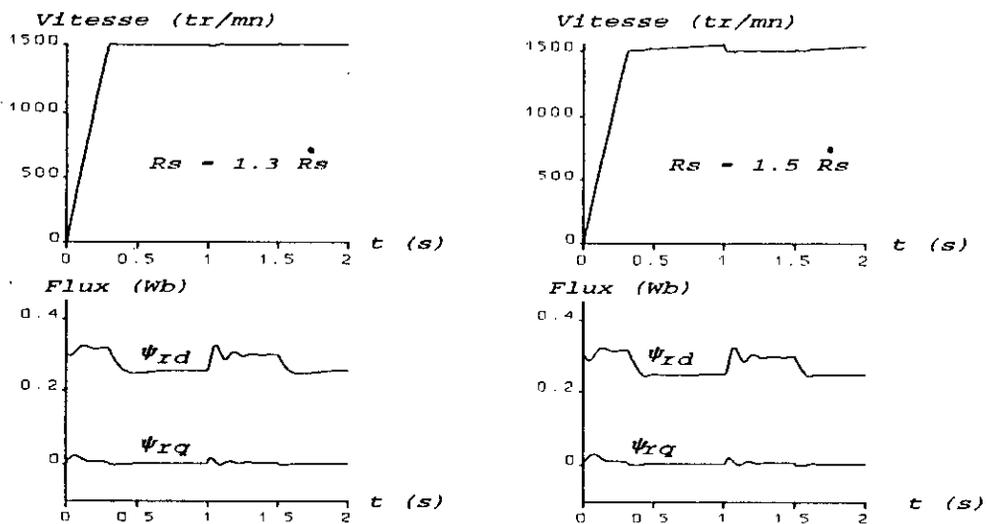


Figure 6.3 Variation de  $R_s$  (courant mesuré)

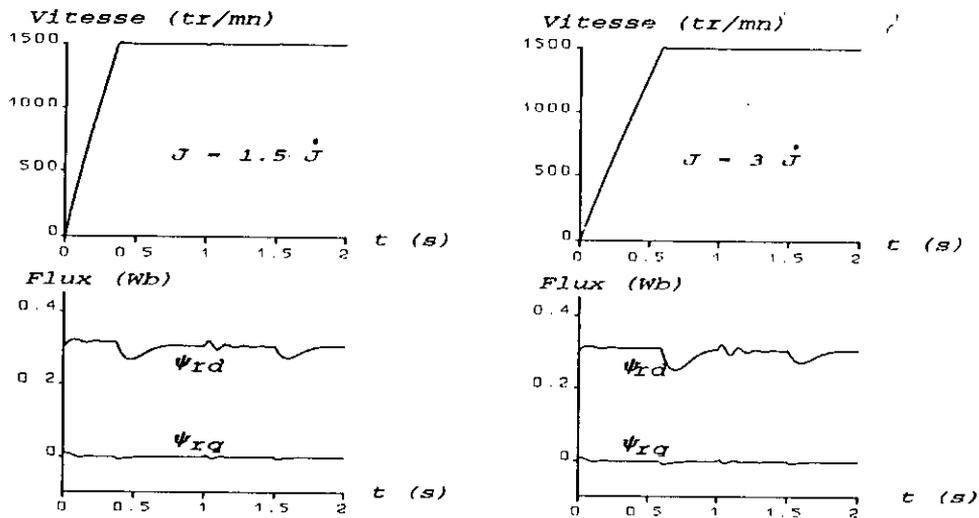
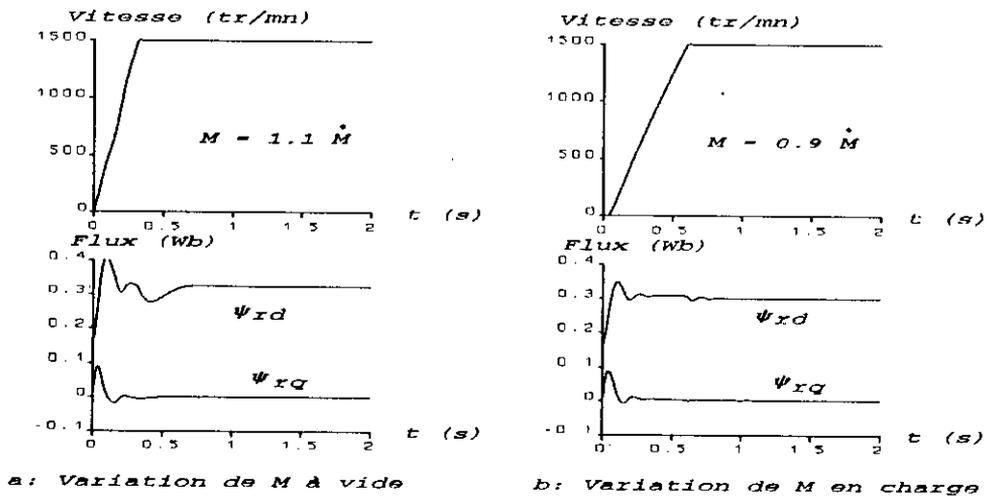


Figure 6.4 Variation de J (courant mesuré)

Lorsque M augmente de 10% à vide, les flux subissent un importante augmentation au démarrage (Figure 6.5.a), la vitesse ne subit pas de changements. En charge (Figure 6.5.b), lorsque M diminue de 10% les variations des flux sont moins importantes, le temps d'établissement de la vitesse est plus grand.



a: Variation de M à vide

b: Variation de M en charge

Figure 6.5 Variation de M (courant mesuré)

6.2 Réglage avec observation du courant

Lors de l'estimation du courant, nous constatons que les flux sont mieux réglés (Figure 6.5). les performances de réglage de la vitesse sont légèrement meilleurs.

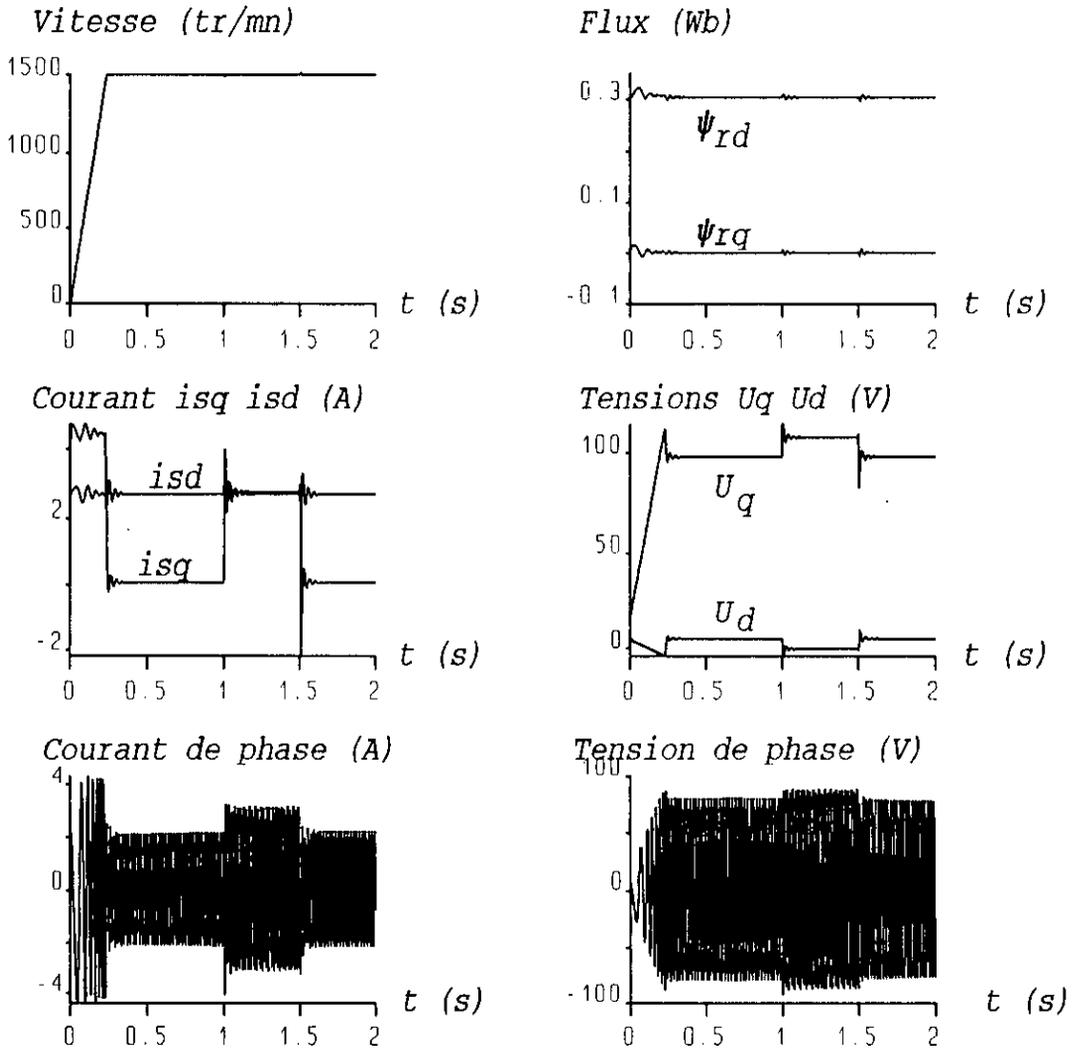


Figure 6.6 Réglage avec observation du courant

### 6.2.1 Variation des paramètres de la machine

La figure 6.7 montre une amélioration des performances, pour des variations de  $R_r$  beaucoup plus grandes (50%, 80%) que lors de la mesure de  $i_{sq}$  (10%).

Nous constatons aussi cette amélioration lors des variations de  $R_r$  (50%, 300%) (Figure 6.8)

Lorsque  $J$  varie (50%, 150%), les flux sont mieux réglés. alors que la vitesse subit la même lenteur (Figure 6.9)

Avec observation du courant, le système est moins sensible aux variations de  $M$  à vide (Figure 6.10.a) et en charge (Figure 6.10.b)

### 6.3 Conclusion

La simulation du modèle réel de l'actionneur asynchrone avec réglage d'état et pilotage vectoriel, nous montre que le système est sensible à l'estimation de  $\omega$ , qui n'est pas parfaite à cause de la période d'échantillonnage. La variation de la résistance rotorique  $R_r$  affecte beaucoup l'estimation de  $\omega$ . Ce qui détériore sensiblement les performances de réglage. Cependant l'utilisation d'observateur atténue remarquablement la sensibilité du réglage par rapport aux variations des paramètres de l'actionneur.

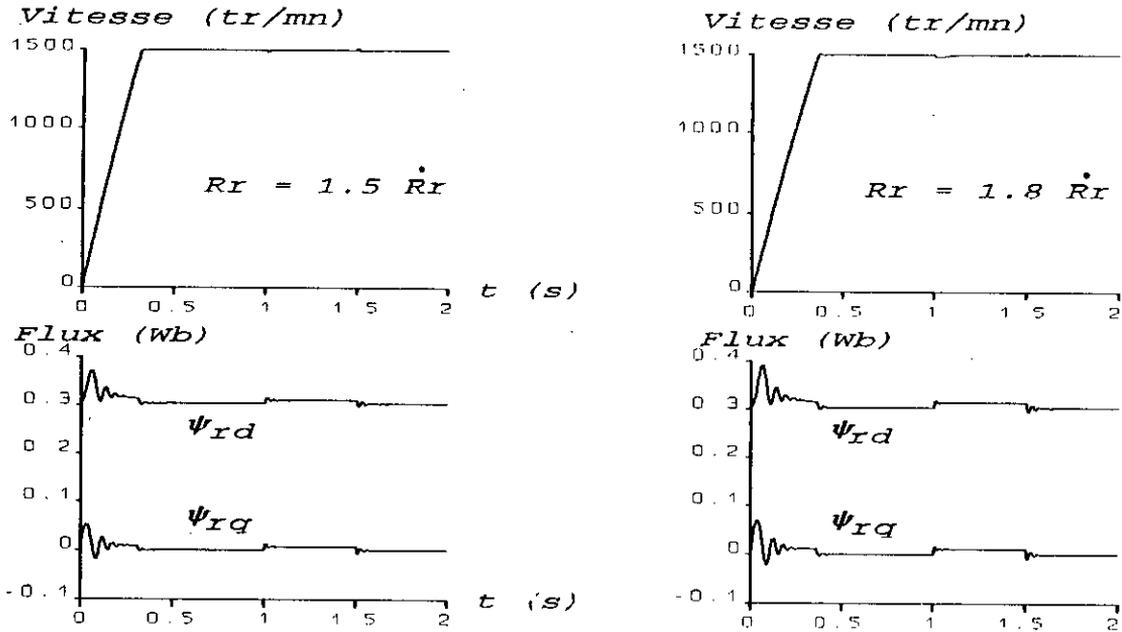


Figure 6.7 Variation de  $R_r$  (courant observé)

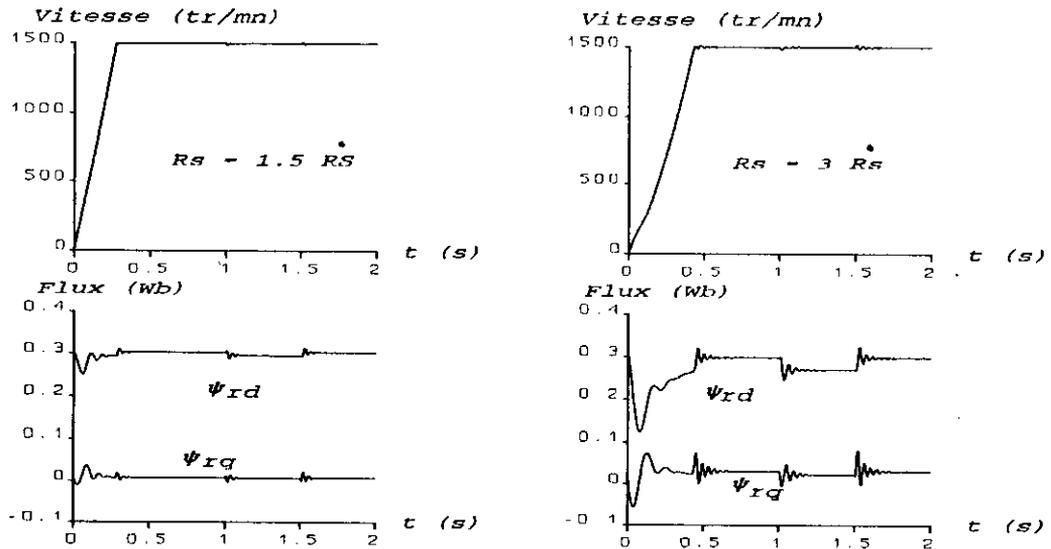


Figure 6.8 Variation de  $R_r$  (courant observé)

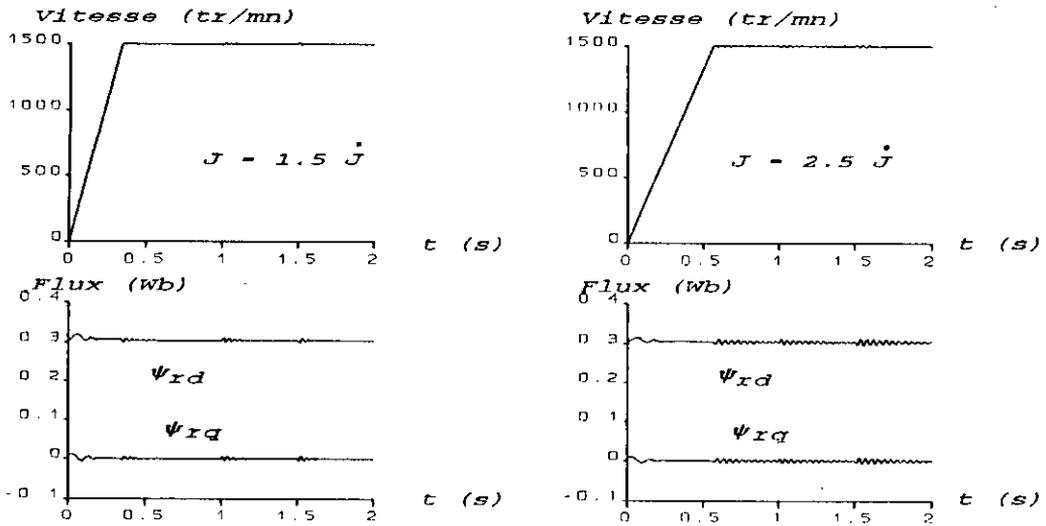
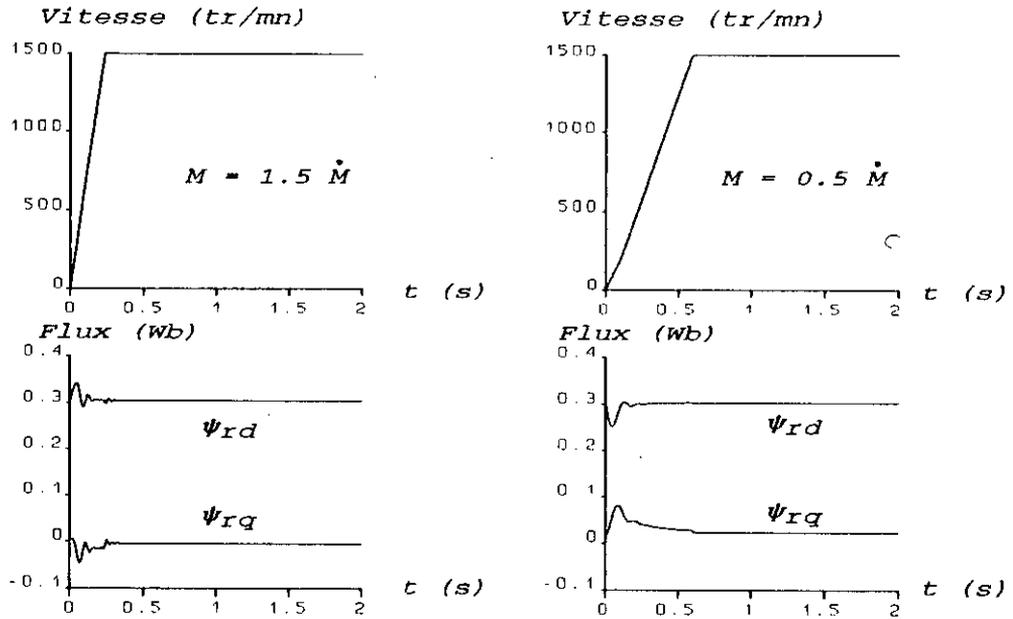


Figure 6.9 Variation de J (courant observé)



a: variation de M à vide

b: Variation de M en charge

Figure 6.10 Variation de M (courant observé)

# **CONCLUSION**

## Conclusion

---

Par ces travaux, nous avons abordé un thème d'actualité très important dans la commande des machines électriques, qui consiste à l'application des techniques de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques. Ainsi, nous avons étudié par simulation la commande optimale par retour d'état échantillonnée appliquée à un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel. Nous avons aussi introduit des observateurs, pour l'estimation de certaines grandeurs (courant, charge).

L'analyse des résultats obtenus par simulation, montre que l'introduction des techniques modernes de l'automatique devient une nécessité pour atteindre de hautes performances dans les entraînements à vitesse et à positions variables. Néanmoins, nous avons constaté que le choix de la technique de commande à utiliser dépend des contraintes imposées par le domaine d'application.

Lors du dimensionnement du réglage, nous avons adopté deux méthodes: La première est basée sur la minimisation d'un critère quadratique sur un horizon infini, et dépend des matrices de pondérations, dont le choix s'est avéré difficile et nécessite un grand nombre de simulations. la deuxième méthode qui est basée sur l'imposition des pôles, utilise un nombre restreint de simulations, du fait que les valeurs données aux pôles, ont une signification physique. Nous avons aussi utilisé le réglage d'état partiel, qui est basé sur l'imposition des pôles. Les résultats donnés par ces méthodes sont meilleurs que ceux donnés par la commande numérique utilisant des régulateurs classiques.

L'introduction de limiteur de courant, a permis d'améliorer les performances: dépassement nul, très bonne compensation des perturbations, et un temps d'établissement convenable. L'étude de la robustesse par rapport aux paramètres de la machine, a montré une sensibilité par rapport aux paramètres de l'actionneur, surtout avec limitation de courant.

## Conclusion

---

L'étude basée sur des modèles différents, nous a permis de mettre en évidence les effets du réglage du flux, de celle de la vitesse, ainsi que leurs sensibilité par rapport aux variations des paramètres de la machine.

L'utilisation d'observateurs dans la commande, a été d'un apport considérable pour atténuer la sensibilité par rapport aux variations des paramètres de l'actionneur. Ainsi cette approche a l'avantage d'éliminer une chaîne de mesure tout en améliorant les performances.

Lorsque nous avons considéré les paramètres du moteur parfaitement identifiés et constant dans le temps, nous avons obtenus de très bonnes performances. Cependant notre problème majeur, est la robustesse de la commande. Celle ci se voit amélioré par l'introduction d'un observateur qui compense mieux par ses erreurs les erreurs dues aux variations des paramètres de la machine, et non par celui qui estime mieux le courant  $i_{sq}$ .

Pour améliorer la robustesse, nous proposons soit, de faire réglage du flux en boucle fermé, ce qui nécessite sa mesure ou son observation. Soit de faire une commande avec estimation des paramètres de l'actionneur. Ou bien essayer d'autres observateurs qui compensent mieux les erreurs dues aux variations des paramètres du moteur.

**REFERENCES ET  
BIBLIOGRAPHIE**

## Références et Bibliographie

---

- [1] C. Foulard, S. Gentil, JP. Sandraz.  
Commande et régulation par ordinateur numérique.
- [2] H. Buhler.  
Réglages échantillonnés, Traitement dans l'espace d'état.  
Presses Polytechniques Romandes 1986.
- [3] I.D. Landau et L. Dugard.  
Commandes adaptatives, Aspects pratiques et théoriques.  
Edition Masson 1986.
- [4] O Kamel, F. Fnaiech.  
Commande prédictive de systèmes à paramètres, retard et  
ordre variables dans le temps. Journées Tunisiennes  
d'Electrotechniques et d'Automatiques JTEA. 91
- [5] H. Buhler.  
Réglage par mode de glissement. Presses Polytechniques  
Romandes 1986.
- [6] O'reilly  
Observer for linear systems. London Academie Press, 1983 .
- [7] D. Yasuhiko.  
Application of modern control techniques to motor control.  
Proceeding of the IEEE. Vol 76, NO 4 april 1988.
- [8] J.M. Dion, L. Dugard, T.N Thank.  
Long range multivariable predictive control of two links  
flexible manipulator. International Workshop in Adaptive  
and Non-linear Control: Issues in Robotics. 21-23. November  
1988
- [9] Redjah M.A  
Commande adaptative des systèmes multivariables. Application  
à la synthèse d'un turbo alternateur. Thèse de docteur  
ingénieur. Ecole Nationale Supérieure des mines de Paris. Mai  
1982 .
- [10] B. Robyns.  
"Commande numérique des moteurs synchrones et asynchrones".  
Séminaire sur les entraînements électriques à vitesse  
variable, Rabat, Maroc, 1992.
- [11] J. Dente, R. Faria, F. Labrique, B. Robyns, "A low cost  
digital field oriented control system for an induction  
actuator" IMACS-TC1 90, Nancy, France, 1990.

## Références et Bibliographie

---

- [12] T. Orłowska-Kowalska.  
Induction motor flux reconstruction via new reduced-order state observer. *Electric Machine and Powers Systems*, 17: 139-153, 1989 by Hemisphere Publishing corporation.
- [13] M.S Boucherit.  
Simulation des Commandes numeriques optimales d'une association Hacheur-Mcc. Thèse de Magister ENP-ALGER 1988.
- [14] J.P Riedo.  
Réglages d'état digitaux appliqués à la machine synchrones. Thèse Doct ès sciences. EPF Lausanne .
- [15] M.S Boucherit, H.Chekireb.  
Etudes par simulation de la commande optimale par retour d'état avec observateur d'un moteur à courant continu". *Modelling, Measurement & Control, A*, AMSE Press, Vol. 44 Nr 2, 1992, pp 57-64
- [16] S. Yamamura.  
AC Motor for high performances Applications. Marcel Dekker INC, N.Y, 1986.
- [17] M.F. Khene, M.S. Boucherit, L. Nezli.  
Simulation study of a cascade state feedback control of CSI-SCSM. IMACS TC1'93. Montreal-Canada, July 1993.
- [18] M.S Boucherit, A.Hamdani, A. Azzi, N.K.M. Sirdi, W.Koczara.  
Etude par simulation du réglage par retour d'état d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel. AMSE Press, (Soumis).
- [19] M.S. Boucherit, A.Hamdani, A. Azzi, W. Koczara.  
Commande optimale échantillonnée. Application à un moteur asynchrone avec pilotage vectoriel. Colloque National en Analyse Mathématique Appliquée, CANAMA/93, Constantine, Algerie, Novembre 1993.
- [20] B. Robyns.  
Commandes multivariables évoluées d'actionneurs asynchrones. Premier rapport de synthèse concernant le travail de doctorat 1990.
- [21] P. Boucher, D. Dumur.  
Commande Predictive d'un moteur asynchrone. Journées Tunisiennes d'Electrotechniques et d'Automatique (JETA) 1991
- [22] B. Robyns, D. Galardini, R. Gorez, F. Labrique, H. Buyse.  
Asservissement de vitesse d'un actionneur asynchrone par modèle de l'actionneur et de sa commande vectorielle. Journées d'Etudes sur les Asservissements Electromecaniques Rapides, Modélisation et Régulations Avancées, Metz, 21 et 22 octobre 1992.

## Références et Bibliographie

---

- [23] M. Pietrzak-David, B.de Fornel.  
"Comparaison et synthèse des procédès de commande vectorielle". Journées SEE, Lilli, France, Dec. 1992.
- [24] G.A. Capolino, H. Henao, V.T. Ngyen phuoc, "Méthodes de conception d'une commande vectorielle pour machine à induction. Journées SEE, Lille, France, Dec. 1992.
- [26] B.K. Bose.  
Power electornics and AC drives. Editions Prentice Hall 1986
- [27] W. Leonhard.  
control of electrical drives. Springer Verlag 1990.
- [28] T. Orłowska-Kowalska.  
State and parameter observer in the induction motor control systems. Proceed of ICEM'92 Manchester, Vol. II,pp.582-586.
- [29] T. Orłowska-Kowalska.  
Application of extended Luenberger observer for flux and rotor time-constant estimation in induction motor drives. IEEE Proceedings. Vol 136,Pt.D,No.6,November 1989.
- [30] T. Orłowska-Kowalska.  
Analysis of linear state observer for special class of non linear dynamic system. Advances in Modelling & Analysis, C, AMSE Press, Vol 36, N° 4,pp 51-64. 1993.
- [31] H. Buhler.  
Réglages échantillonné, Traitement par la transformée en Z. Presses Polytechniques Romandes 1986.
- [32] H. Buhler.  
Conception des systèmes automatiques. Presses Polytechniques Romandes 1988.
- [33] A. Fossard.  
Commande des systèmes multivariables. Edition-Dunod 1972.
- [34] Chatelain.  
Machines électriques. T.I. Editions Dunod.
- [35] B. Robyns, F. Labrique, H. Buyse.  
Position tracking control with an introduction actuator using pole placement and decoupling state feedback. IMACS Symposium MCJS Casablanca - 1991.
- [36] H. Buhler.  
Electronique de réglage et de commandes. Editions Dunod 1987

## Références et Bibliographie

---

- [37] K.J Astrom and B Wittenmark.  
Computer Controlled Systems. Prentice Hall Internatinal Editions 1986.
- [38] I.D. Landau.  
Identification et Commandes des systèmes à l'aide des logiciels PIM et PC-REG. Editions Hermès 1988.
- [39] F. Benmiloud.  
Simulation de la Commande predictive généralisée d'un actionneur asynchrone. Thèse de Magister en automatique. ENP, ALGER 1994.
- [40] M.F Khène.  
Etude par simulation de réglages d'état échantillonnés en cascade d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant. Thèse de magister. ENP, Alger 1993.
- [41] M. Nibouche, F.Boudjmaa, M.S.Boucherit.  
Commande linéarisante d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite d'une trajectoire. Journal of Technology, 1er trimestre 1995 (A paraître).
- [42] F.Benmiloud, M.S.Boucherit.  
Etude des performances de la commande prédictive généralisée appliquée à un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel. JTEA'94, Hammamet, 1994 (accepté).
- [43] F.Benmiloud, M.S.Boucherit.  
Generalised predictive control of field oriented induction actuator. International conference on Power Electronics Motion Control, PEMC'94, Warsaw, 1994 (accepté).
- [44] M.S.Boucherit, H.Chekireb, M.O.Mahmoudi, L.Nezli.  
Commande des Machines Electriques: Survey" JEPCM'91, ENP, Alger, Mai 1991.
- [45] M.S.Boucherit, H.Chekireb.  
Etude par simulation de la commande optimale par retour d'état avec observateur d'un moteur à courant continu. JTEA'92, Hammamet, Tunisie, fevrier 1992.
- [46] F.Boudjemaa.  
Commande par mode de glissement: Application aux convertisseurs électriques. Thèse de Doctorat, UPST, Toulouse, 1991.
- [47] F.Boudjemaa, J.L.Abatut.  
Commande robuste pour un onduleur de tension. JEPCM'91, ENP, Alger, Mai 1991.

## Références et Bibliographie

---

- [48] A.Boumediene.  
Etude par simulation du réglage par retour d'état échantillonné d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension. Thèse de magister, ENP, Alger, 1994.
- [49] K.Djebara.  
Commande adaptative monovariante d'un four de recuit rapide. Thèse de magister, HCR, Ain Oussara, Algérie, 1992.
- [50] K.djebara, C.Hocine, M.S.Boucherit, H.Chekireb.  
Commande numérique par retour d'état avec observateur: application à un moteur cc. JEPCM'91, ENP, Alger, Algérie, Mai 1991.
- [51] Y.Hori, T.Umeno.  
Implementation of robust flux observer based field orientation (FOFO) controller for induction machines. IEEE, 1989.
- [52] K.Jelassi.  
Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté. Doctorat de l'INPT, Toulouse, 1991.
- [53] M.Nibouche, M.S.Boucherit, F.Boudjemaa.  
Linéarisation et découplage d'un moteur asynchrone par retour d'état", COMAEI'93, Djelfa, Algérie, Mai 1993.

**ANNEXE**

## Symboles

---

### Paramètres de la machine

- $\rho$  : Nombre de paires de pôles.
- $\psi_{x,y}$ ,  $U_{x,y}$  : Composantes de flux, de la tension, du courant  
 $I_{x,y}$  suivant l'axe d ( $x=d$ ) ou l'axe q ( $x=q$ ), du rotor  
( $y=r$ ) ou du stator ( $y=s$ ).
- $R_s, R_r$  : Résistances statoriques, rotoriques des bobinages équivalents dq.
- $L_s, L_r$  : Inductances statoriques, rotoriques des bobinages équivalents dq.
- $M$  : Inductance mutuelle entre les bobinages équivalents dq statoriques et rotoriques.
- $\Delta$  : Coefficient de dispersion de la machine.
- $\omega_m, \theta$  : Vitesse, position angulaire du référentiel dq par rapport au stator.
- $T_{em}$  : Couple électromagnétique.
- $T_r$  : Couple résistant.
- $\tau_s, \tau_r$  : Constante de temps électrique statorique, rotorique.
- $J$  : Inertie du rotor.
- $K$  : Coefficient de frottement dynamique.

## Symboles

---

### Symboles utilisés

- $t$  : Temps (s)
- $X_s, Y_s$  : Grandeurs d'état, de sortie, entrées, et  
 $U, \nu$  perturbations du système à l'instant  $t$ .
- $X_r$  : Grandeurs d'état de l'intégrateur.  
 $e$  : Ecart de réglage sortie-référence.  
 $W$  : Valeur de référence de la sortie.
- $dX/dt$  : Dérivée de  $X$  par rapport au temps.  
 $\dot{X}$
- $T$  : Période d'échantillonnage.  
 $k$  : Entier naturel.  
 $X(k)$  : Valeur de  $X$  à l'instant  $k.T$ .
- $A_s, B_s$  : Matrices inhérentes au système continu.  
 $B_{sv}, C_s$
- $F_s, H_s$  : Matrices inhérentes au système échantillonné.  
 $H_{sv}, C_s$
- $I_n$  : matrice unitaire de rang  $n$ .
- $J$  : Critère quadratique.  
 $R, Q$  : Matrices de pondération
- $K_s, K_r$  : Paramètres de réglage.  
 $K_w, K_v$
- $\hat{X}, X_b$  : Grandeurs observées.  
 $\tilde{X}$  : Erreur d'observation sur la grandeur  $X$ .

## Symboles

---

- $T_c$  : Temps d'établissement du système.
- $D_{ep}$  : Dépassement maximal en régime transitoire (en %).
- $D_{cpp}$  : Dépassement provoqué par la perturbation (en %).
- $i_{max}$  : Valeur maximale du courant  $i_{sq}$ .
- $U_{max}$  : Valeur maximale de la tension  $U_q$ .
- $e_c$  : Grandeur d'état du correcteur de l'intégrateur.
- $U_{qm}$  : Tension de commande modifiée.
- $\Delta(\psi_{rd})_{max}$  : Valeur maximale de la valeur absolue de la différence entre le flux  $\psi_{rd}$  et sa valeur de référence.
- $\Delta(\psi_{rd})_c$  : Valeur absolue de la différence entre le flux  $\psi_{rd}$  et sa valeur de référence en régime établi.