

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique

DER de Génie Electrique & Informatique

THESE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Présentée par

DJAHBAR ABDELKADER

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'ENP

Pour l'obtention du Diplôme de

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option: Electronique de Puissance et Commande

**SUR L'APPLICATION DE COMMANDES ADAPTATIVES
A UNE MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN
COURANT AVEC PILOTAGE VECTORIEL.**

Soutenue le 04.../11.../1998 devant le Jury composé de:

MM.

M. S. Boucherit
M. O. Mahmoudi
B. Hemici
E. M. Berkouk
L. Nezli
O. Stihi

Maître de Conférences, ENP
Chargé de Cours, ENP
Chargé de Cours, ENP
Docteur, ENP
Chargé de Cours, ENP
Chargé de Cours, ENP

Président
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur

AVANT-PROPOS

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au Laboratoire de l'Electronique de Puissance et Commande du Département du Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP) sous la direction conjointe de Messieurs **B. Hemic** et **M. O. Mahmoudi**, Chargés de Cours à l'ENP. Qu'ils trouvent ici l'expression de toute ma gratitude pour les conseils avisés et l'encouragement constant qu'ils n'ont cessé de me prodiguer tout au long de cette étude.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur **M. S. Boucherit**, Maître de Conférences à l'ENP, pour l'honneur qu'il m'a fait en présidant ce jury.

Je remercie très sincèrement Monsieur **E. M. Berkouk**, Docteur à l'ENP, d'avoir participé à ce jury.

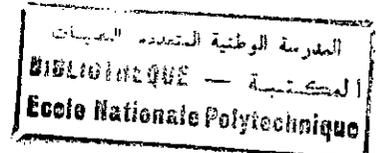
J'exprime également mes plus sincères remerciements à Monsieur **L. Nezli**, Chargé de Cours à l'ENP, de sa participation à ce jury.

Je voudrais adresser à Monsieur **O. Stih**, Chargé de Cours à l'ENP, mes sincères remerciements pour sa participation à ce jury.

Je ne saurais terminer sans remercier chaleureusement mes amis: **M. Zourgui**, **A. Tabache**, **M. Mokadem**, **K. Branci**, **S. Barkati**, **S. Labiod**, **E. Bouhassoun**.....

Enfin, que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail, trouvent ici l'expression de ma très vive reconnaissance.

SOMMAIRE



NOTATIONS.....	1
INTRODUCTION GENERALE.....	2

CHAPITRE I

COMMANDE PAR FLUX ORIENTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC ADAPTATION DES PARAMETRES

I.1. INTRODUCTION.....	5
I.2. MODELISATION DE L'ACTIONNEUR ASYNCHRONE.....	5
I.2.1. Choix du convertisseur statique.....	6
I.2.2. Modélisation de l'onduleur de tension.....	6
I.2.2.1. L'alimentation en tension constante.....	7
I.2.2.2. Modélisation aux valeurs instantanées.....	7
I.2.2.3. Méthodes de commande de l'onduleur de tension.....	9
I.2.2.4. Contrôle à hystérésis.....	9
I.2.3. Modélisation de la machine asynchrone.....	10
I.2.3.1. Hypothèses simplificatrices.....	10
I.2.3.2. Equation d'état de la machine.....	10
I.2.4. Variations et influence des paramètres sur le modèle de la machine.....	11
I.2.4.1. Variations des résistances.....	11
I.2.4.2. Variations des inductances.....	12
I.3. COMMANDE ECHANTILLONNEE PAR FLUX ORIENTE DE LA MACHINE.....	13
I.3.1. Principe.....	13
I.3.2. Modèle simplifié de la machine.....	13
I.3.3. Commande par flux orienté indirecte.....	13
I.3.4. Régulateurs à placement de pôles.....	15
I.3.5. Choix de la période d'échantillonnage.....	16
I.3.6. Réglage de vitesse de la machine asynchrone.....	16
I.3.6.1. Détermination du modèle échantillonné du système.....	16
I.3.6.2. Spécification des performances.....	17
I.3.6.3. Calcul des paramètres du régulateur.....	18
I.3.7. Identification de T_r en temps réel.....	18
I.3.7.1. Position du problème.....	18
I.3.7.2. Identification de T_r selon [GAR80].....	18
I.3.7.2. Identification de T_r selon [RIB97].....	22
I.3.8. Résultats de simulation.....	30
I.4. CONCLUSION.....	31

CHAPITRE II

COMMANDE ADAPTATIVE AUTO-AJUSTABLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1. INTRODUCTION	36
II.2. COMMANDE ADAPTATIVE AUTO-AJUSTABLE INDIRECTE	37
II.2.1. Principe	37
II.2.2. Réglage de vitesse et de flux de la machine	37
II.2.3. Représentation du système	38
II.2.4. Identification en ligne des paramètres	38
II.2.4.1. Principe	38
II.2.4.2. Algorithme d'adaptation paramétrique	39
II.2.5. Synthèse de la loi de commande	41
II.2.6. Résultats de simulation	42
II.3. COMMANDE ADAPTATIVE AUTO-AJUSTABLE DIRECTE	43
II.3.1. Principe	43
II.3.2. Poursuite et régulation adaptative à objectifs indépendants	43
II.3.3. Commande auto-ajustable à erreur de prédiction minimale	44
II.3.4. Commande auto-ajustable à erreur de prédiction minimale pondérée	46
II.3.5. Résultats de simulation	46
II.4. CONCLUSION	48

CHAPITRE III

COMMANDE ADAPTATIVE A MODELE DE REFERENCE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III.1. INTRODUCTION	58
III.2. CLASSIFICATION DES SYSTEMES ADAPTATIFS A MODELE DE REFERENCE (MRAS)	59
III.2.1. Structure	59
III.2.2. Indice de performance	60
III.2.3. Domaine d'application	60
III.2.4. Principe d'adaptation	60
III.3. DESCRIPTION	61
III.4. REPRESENTATION DU MRAS COMME SYSTEMES A RETOUR D'ETAT NON LINEAIRE	62
III.5. COMMANDE LINEAIRE PAR POURSUITE D'UN MODELE (LMFC)	65
III.6. COMMANDE ADAPTATIVE PAR POURSUITE D'UN MODELE (AMFC)	67
III.7. COMMANDE ADAPTATIVE SIMPLIFIEE (AMFCS)	71

III.8. APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE.....	73
III.8.1. Equation d'état du système continu	73
III.8.2. Modèle de référence basé sur l'orientation du flux.....	73
III.8.3. Réglage de vitesse et de flux par LMFC.....	74
III.8.3.1. Résultats de simulation.....	74
III.8.4. Réglage de vitesse et de flux par AMFC.....	75
III.8.4.1. Résultats de simulation.....	77
III.8.5. Réglage de vitesse et de flux par AMFCS	78
III.8.5.1. Résultats de simulation.....	78
III.9. CONCLUSION	79

CHAPITRE IV

REGLAGE D'ETAT ADAPTATIF DE LA MACHINE ASYNCHRONE

IV.1. INTRODUCTION.....	87
IV.2. STRUCTURE GENERALE DU REGLAGE D'ETAT	88
IV.3. EQUATION DU REGLAGE.....	89
IV.4. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DU REGLAGE D'ETAT	90
IV.4.1. Coefficients de la contre réaction d'état	90
IV.4.2. Coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation.....	90
IV.5. APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE	91
IV.5.1. Dimensionnement du régulateur d'état.....	91
IV.5.2. Résultats de simulation	93
IV.6. REGLAGE D'ETAT ADAPTATIF PAR IDENTIFICATION DU SYSTEME.....	95
IV.6.1. Principe	95
IV.6.2. Equation du réglage.....	95
IV.6.2.1. Identification du système	95
IV.6.2.2. Dimensionnement du régulateur d'état	96
IV.6.3. Résultats de simulation	97
IV.7. REGLAGE D'ETAT ADAPTATIF PAR POURSUITE D'UN MODELE DE REFERENCE.....	98
IV.7.1. Principe	98
IV.7.2. Dimensionnement du régulateur d'état	98
IV.7.3. Résultats de simulation	100
IV.8. CONCLUSION	101

CHAPITRE V

**REGLAGE D'ETAT ADAPTATIF AVEC OBSERVATEUR DE LA MACHINE
ASYNCHRONE**

V.1. INTRODUCTION.....	108
V.2. OBSERVATEUR D'ETAT D'ORDRE GLOBAL.....	108
V.2.1. Structure	108
V.2.2. Equation caractéristique de l'observateur	110
V.3. OBSERVATEUR DE FLUX D'ORDRE GLOBAL	111
V.3.1. Estimation du flux rotorique en boucle ouverte	111
V.3.1.1. <i>Modèle rotorique</i>	111
V.3.1.2. <i>Etude de la stabilité et influence de T_r</i>	112
V.3.2. Estimation du flux rotorique en boucle fermée.....	113
V.3.2.1. <i>Choix du gain de l'observateur</i>	114
V.4. REGLAGE D'ETAT ADAPTATIF AVEC OBSERVATEUR DE LA MAS	116
V.4.1. Structure générale.....	116
V.4.2. Système d'équations.....	116
V.4.3. Estimation et compensation du couple résistant	118
V.5. RESULTATS DE SIMULATION	119
V.5.1. Réponse de l'observateur en B.O.....	119
V.5.2. Réglage d'état adaptatif avec observateur.....	120
V.6. CONCLUSION	121
 CONCLUSION GENERALE.....	 125
 ANNEXE.....	 127
 BIBLIOGRAPHIE.....	 128

NOTATIONS

a, b, c	: indices correspondants aux trois phases (a,b,c).
$d-q$: axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
α, β	: axes correspondants au référentiel fixe au stator.
s	: variable de LAPLACE.
L_s, L_r	: inductances cycliques statorique et rotorique par phase.
L_m	: inductance mutuelle propre.
R_s, R_r	: résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase.
σ	: coefficients de fuite total.
p	: nombre de paires de pôles.
C_{em}	: couple électromagnétique.
C_r	: couple résistant.
B	: coefficient de frottement visqueux.
J	: moment d'inertie de la partie tournante.
w_s, w_r	: vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.
w_{sl}	: glissement de vitesse angulaire électrique.
w_m	: vitesse mécanique.
ϕ	: flux.
v	: tension.
i	: courant.
t	: temps continu.
k	: entier naturel.
T_e	: période d'échantillonnage.
z	: variable de la transformation en z.
$\Theta[k]$: vecteur des paramètres à l'instant k.
$\Phi[k]$: vecteur des mesures ou d'observation.
λ	: facteur d'oubli.
GI	: gain initial d'adaptation.
x^*	: grandeur de référence de x.
x_m, y_m, u_m	: grandeurs d'état, de sortie et d'entrée du modèle de référence.
x_s, y_s, u, v	: grandeurs d'état, de sortie, d'entrée et de perturbation du système.
x_r	: grandeur d'état du régulateur intégrateur.
e	: écart de réglage.
w	: valeur de référence.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

INTRODUCTION GENERALE

En traitant un sujet d'électrotechnique à savoir la commande d'une machine asynchrone dans un contexte d'automatique trois questions importantes se posent:

- *Quel est l'intérêt de la machine asynchrone par rapport, par exemple, à la machine à courant continu et à la machine synchrone à aimants ?*
- *Quelles sont les difficultés liées à ce type de machine ?*
- *Quel est l'apport de notre travail dans ce domaine du point de vue théorique ?*

La machine à courant continu a été la machine la plus utilisée pour réaliser les actionneurs électriques: sa commande est simple car seul un courant proportionnel au couple doit être contrôlé (découplage naturel entre couple et flux). Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. En effet, le collecteur augmente l'encombrement de la machine, limite la vitesse de rotation, interdit l'emploi de cette machine dans des milieux hostiles. En outre, les machines de très grandes puissances sont difficiles à réaliser.

Les machines à courant alternatif (synchrone et asynchrone) possèdent de nombreux avantages par rapport à la machine à courant continu. L'absence de collecteur de ces machines leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue et un coût de construction bien plus faible que celui d'une machine à courant continu. Par conséquent, ces machines peuvent fonctionner à des vitesses très élevées [MEN93], [FU91], [BOS86] et [LEO85].

La machine synchrone à aimants possède le couple massique le plus important. Ce type de machine connaît un grand développement grâce à l'amélioration des caractéristiques des aimants, néanmoins le coût de ces aimants est encore élevé. Toutefois, ce type de machine limitée en puissance, ne supporte pas des températures élevées de fonctionnement, ni des surcharges importantes (sous peine de désaimantation) et le vieillissement des aimants est encore mal maîtrisé [MEN93].

La machine asynchrone à cage est de conception simple, robuste, peu coûteuse à l'achat et en entretien. Elle supporte des surcharges pouvant aller jusqu'à 5 ou 7 fois son couple nominal. La commande en vitesse variable est néanmoins plus complexe que celle d'une machine synchrone en raison de l'existence des courants rotoriques non mesurables.

La machine asynchrone possède des avantages importants par rapport à la machine à courant continu et à la machine synchrone. Seule la difficulté de mise en œuvre de sa commande qui exige la connaissance exacte de la position du flux. Une solution serait de mesurer le flux dans la machine à l'aide de spires, mais ce type de machine n'est pas répandu dans l'industrie et on perd son avantage principal qui est la robustesse. Une autre solution consiste à calculer la position du flux à partir des équations de la machine. D'abord, des solutions en boucle ouverte ont été proposées, qui dépendent des paramètres de la machine et plus spécialement de la résistance rotorique qui varie fortement avec la température de la machine.

Face aux problèmes engendrés par la machine asynchrone, des outils d'automatique et d'électrotechnique sont utilisés, tels que les observateurs de flux et des méthodes d'adaptation, sans pour autant remettre en question le principe de la commande vectorielle.

Nous assistons ces dernières années, à une grande tendance vers l'application des techniques modernes de l'automatique aux machines asynchrones. Parmi ces techniques, la commande par retour d'état de la machine asynchrone, découplée par les techniques du champ orienté, offre des performances satisfaisantes. Néanmoins, ces performances restent bien souvent limitées en raison de la complexité du système (non linéarité, variation des paramètres,...).

Afin de résoudre ces problèmes, dans le souci d'améliorer ces performances, l'utilisation d'une commande qui permettra de faire l'ajustement optimal du régulateur en fonction d'éventuels changements dans la dynamique du système, s'avère nécessaire. Ceci peut être obtenu par la commande adaptative.

Le mémoire de thèse est organisé de la façon suivante:

Dans le premier chapitre nous présentons la modélisation de l'actionneur asynchrone. Les modèles ainsi obtenus, seront utilisés pour décrire la commande à flux orienté. Nous montrerons que l'efficacité de cette commande est fortement liée à la bonne connaissance de la constante de temps rotorique. Deux algorithmes d'identification en temps réel de cette constante ont été élaborés afin de pallier ses variations.

Après avoir présenté d'une manière générale la commande auto-ajustable et ses différentes approches, le deuxième chapitre traitera l'application des stratégies évoquées à la machine asynchrone.

Le troisième chapitre concerne la commande adaptative à modèle de référence. Nous présenterons une méthode d'analyse et de synthèse de loi d'adaptation à modèle de référence. La commande linéaire par poursuite d'un modèle, ainsi que sa version adaptative, seront analysées et appliquées à la machine asynchrone.

Nous consacrons le quatrième chapitre à la synthèse de la commande adaptative par retour d'état. Nous développerons deux méthodes différentes pour la réalisation des réglages adaptatifs proposées par Bühler [BÜH88] à savoir: l'adaptation par identification du système à régler et l'adaptation par poursuite d'un modèle de référence.

Le cinquième et dernier chapitre sera consacré à la commande par retour d'état adaptative avec observateur de flux et de couple résistant. La stabilité de l'observateur sera démontrée, même si la constante de temps rotorique est mal connue. Les études de simulation ont permis d'observer le bon comportement du schéma de commande adaptative avec observateur.

Chapitre I

Commande par Flux Orienté de la Machine Asynchrone avec Adaptation des Paramètres

I.1. INTRODUCTION

Au début des années 70, Blaschke et Hasse [RAU94], [VAS90], ont présenté le principe d'un découplage entre le flux et le couple de la machine synchrone, ensuite cette méthode a été adaptée pour la machine asynchrone. Ce principe consiste à orienter le flux vers une direction déterminée, d'où l'appellation "*commande à flux orienté*", avec une phase et une amplitude imposées à partir des références souhaitées d'où l'autre appellation "*commande vectorielle*". Ils ont provoqué une véritable révolution dans le domaine de la commande des machines électriques, car ils ont fortement contribué au remplacement de la machine à courant continu, qui dominait dans les processus industriels travaillant à vitesse et couple variables, par des machines à courant alternatif. La machine à courant continu qui permet d'obtenir les performances souhaitées, tant en régime permanent qu'en régime dynamique, présente des inconvénients majeurs comme son coût élevé dû à sa construction complexe (balais, collecteur) qui demandent des entretiens réguliers qu'elle nécessite. Il faut noter par ailleurs son inadaptation pour les milieux sévères (étincelles,). Par opposition la machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, de construction simple et peu coûteuse.

Dans ce chapitre, nous traitons la commande échantillonnée par flux orienté d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant.

I.2. MODELISATION DE L'ACTIONNEUR ASYNCHRONE

L'actionneur asynchrone est constitué de l'ensemble: alimentation-onduleur-commande (voir figure I.1), associés à une machine à induction. Ces éléments permettent de contrôler cette machine de manière à ce qu'elle ait un comportement souhaité (couple délivré, vitesse mécanique).

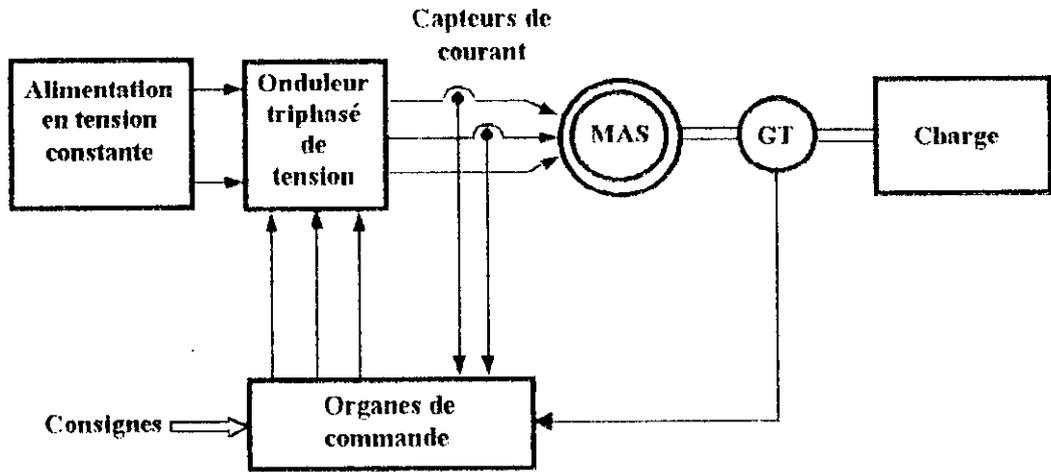


Figure I.1: Structure de l'actionneur asynchrone.

I.2.1. Choix du convertisseur statique

Notre choix peut se porter soit sur un commutateur de courant associé à une source de courant, soit sur un onduleur de tension associé à une source de tension. Nous avons opté pour un onduleur de tension en considérant le fait que notre système est d'une puissance faible [MEN93], [BOS86], [LEO85].

I.2.2. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur triphasé de tension utilisé se décompose en trois bras. Chaque bras est composé de deux interrupteurs en série. Le point milieu de chaque bras est relié à une phase de la charge. Les trois bras de l'onduleur sont connectés à une alimentation continue, de force électromotrice E . La figure (I.2) fournit une représentation schématique de cet onduleur.

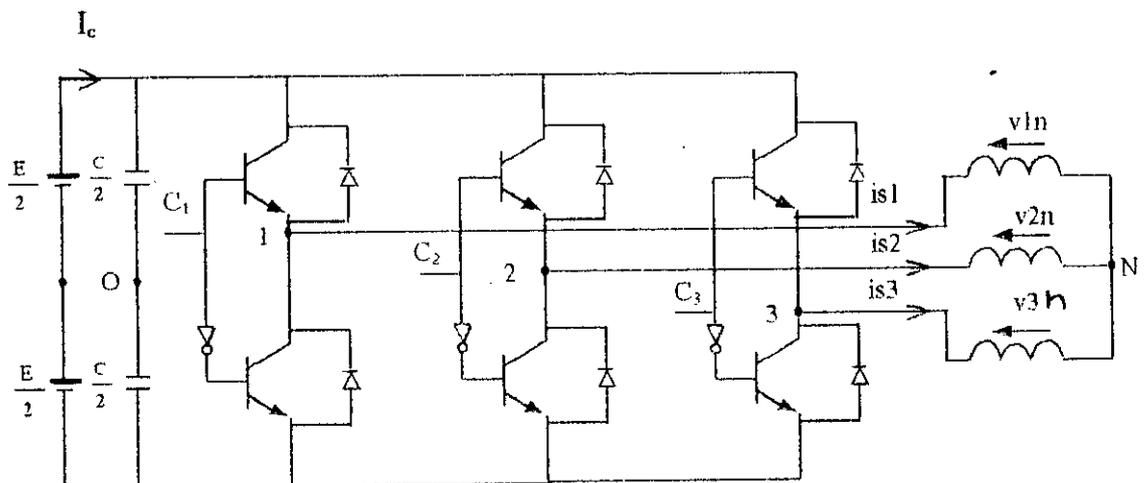


Figure I.2: Représentation de l'onduleur triphasé de tension.

Dans un même pont, les deux interrupteurs sont commandés de manière complémentaire. Si l'interrupteur du haut est ouvert, celui du bas est fermé et vice versa. Il suffit donc de trois signaux de commande pour agir sur les trois ponts de l'onduleur, nous noterons C_1 , C_2 et C_3 ces trois signaux. Ce sont des signaux logiques.

Ils ne peuvent être que dans deux états, 0 ou 1. Lorsqu'un signal est à l'état logique 1, l'interrupteur du haut est fermé, et celui du bas ouvert, et inversement si l'état logique du signal de commande est 0.

1.2.2.1. L'alimentation en tension constante

L'alimentation en tension de l'onduleur sera considérée comme parfaite. On entend par parfaite, le fait qu'elle soit capable de délivrer une puissance infinie. En pratique, cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant I_c délivré par cette alimentation, la tension E à ses bornes reste toujours constante.

Le rôle du condensateur C est de fournir l'énergie réactive pour le fonctionnement de la machine.

Afin de faciliter la modélisation de l'onduleur, on considérera que cette alimentation est constituée par deux générateurs de force électromotrice égale à $E/2$. Ces deux générateurs étant connectés entre eux en un point fictif noté O .

1.2.2.2. Modélisation aux valeurs instantanées

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasée équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé. Dans notre cas particulier, cette charge sera constituée par la machine asynchrone.

Nous allons tout d'abord définir les notations et les hypothèses que nous utiliserons (voir figure I.2):

- Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge :

$$v_{1N}(t), v_{2N}(t), v_{3N}(t), \text{ terme générique: } v_{kN}(t) \text{ avec } k \in \{1, 2, 3\};$$

- Tensions entre les points milieux de chaque pont de l'onduleur et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur:

$$v_{1O}(t), v_{2O}(t), v_{3O}(t), \text{ terme générique: } v_{kO}(t);$$

- Tension entre le point neutre de la charge (point N) et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur (point O) :

$$v_{NO}(t) ;$$

- Charge triphasée équilibrée couplée en étoile avec un neutre isolé:

$$v_{1N}(t) + v_{2N}(t) + v_{3N}(t) = 0 \quad (I.1)$$

Nous considérons les composants de l'onduleur comme des interrupteurs parfaits, leur état bloqué ou passant est l'image parfaite des signaux de commande C_1 , C_2 ou C_3 . Il vient [MEN93]:

$$v_{kO}(t) = E (C_k(t) - 0.5) \quad (I.2)$$

avec

$$C_k(t) = 0 \quad \text{ou} \quad 1 \quad (I.3)$$

Dans ces conditions, nous pouvons définir un modèle liant les signaux de commande C_1 , C_2 et C_3 et les tensions simples aux bornes de la charge $v_{1N}(t)$, $v_{2N}(t)$ et $v_{3N}(t)$. Les équations des mailles du système alimentation-onduleur-machine donnent:

$$v_{1N}(t) + v_{2N}(t) + v_{3N}(t) + 3v_{NO}(t) = v_{1O}(t) + v_{2O}(t) + v_{3O}(t) \quad (I.4)$$

La relation (I.1) permet d'exprimer $v_{NO}(t)$:

$$v_{NO}(t) = \frac{v_{1O}(t) + v_{2O}(t) + v_{3O}(t)}{3} \quad (I.5)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont:

$$v_{kN}(t) = v_{kO}(t) - v_{NO}(t) \quad (I.6)$$

A partir des relations (I.1), (I.5) et (I.6), il vient le système matriciel liant à tout instant les signaux de commande de l'onduleur aux tensions simples aux bornes de la machine:

$$\begin{bmatrix} v_{1N}(t) \\ v_{2N}(t) \\ v_{3N}(t) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1(t) \\ C_2(t) \\ C_3(t) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

1.2.2.3. Méthodes de commande de l'onduleur de tension

Il nous importe ici de voir de quelle manière les signaux de commande de l'onduleur C_1 , C_2 et C_3 sont élaborés. Pour cela regardons quelle est la fonction de l'ensemble alimentation-onduleur-commande de l'onduleur. Dans le cas qui est le notre, celui de l'actionneur asynchrone, il s'agira d'imposer des courants désirés dans les enroulements de la machine afin d'en assurer le pilotage vectoriel comme nous le verrons par la suite. Pour mener à bien cette tâche deux stratégies sont notées:

1. Les régulateurs de courants fournissent des références de tensions à appliquer par l'onduleur et son système de commande aux bornes de la machine. c'est la stratégie de commande par **MLI** (Modulation de Largeur d'Impulsions);
2. Les régulateurs de courant génèrent directement les signaux de commande de l'onduleur. c'est la stratégie **ON/OFF** ("Hystérésis").

La figure (I.3) représente schématiquement l'une ou l'autre des stratégies de commande de l'onduleur:

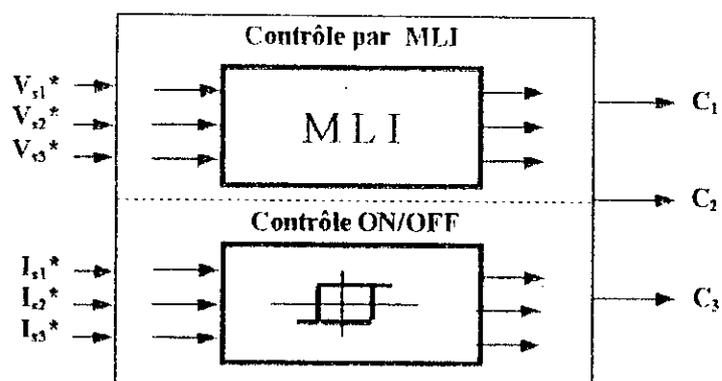


Figure I.3: Stratégies de commande de l'onduleur.

Nous nous intéresserons par la suite à la commande par la stratégie à hystérésis (**ON/OFF**).

1.2.2.4. Contrôle à hystérésis

La figure (I.4) montre une représentation schématique de ce régulateur pour la phase 1 de la machine. Pour chaque phase l'erreur entre le courant de référence et le courant réel est l'entrée d'un comparateur à hystérésis. Lorsque l'erreur est supérieure à la moitié de la bande d'hystérésis, le signal de commande bascule de manière à maintenir l'erreur dans cette bande.

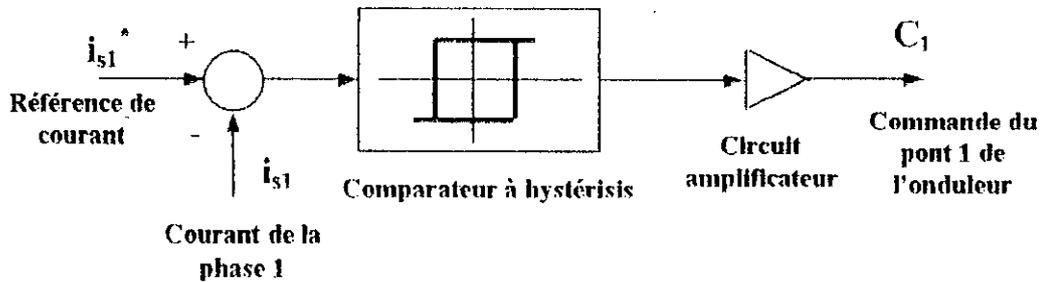


Figure 1.4: Régulateur de courant à hystérésis.

I.2.3. Modélisation de la machine asynchrone

I.2.3.1. Hypothèses simplificatrices

L'étude d'un actionneur asynchrone ayant de grandes performances dynamiques, nécessite la connaissance d'un modèle représentant correctement le comportement dynamique de la machine. Le modèle linéaire classiquement utilisé repose sur certaines hypothèses simplificatrices:

- Structure sinusoïdale (méthode de premier harmonique);
- Circuit magnétique parfait (absence d'hystérésis, d'effet de peau, de saturation des parties matériaux magnétiques);

Ces hypothèses permettent de décrire le comportement dynamique de la machine asynchrone dans un système d'axes orthogonaux lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme.

Ainsi, le modèle obtenu est très important, il permet d'élaborer les stratégies de commande de la machine. C'est également à partir de ce modèle que la simulation numérique de l'actionneur est mise en œuvre, afin de tester les différentes méthodes de commande envisagées.

I.2.3.2. Equation d'état de la machine

Afin de réduire le nombre des équations, nous utilisons la représentation diphasée. Pour une meilleure représentation de la machine, nous prenons comme variables d'état $[i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, w_m]$. Le modèle de la machine dans un repère (d,q) lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme w_s , est donné par:

$$\begin{cases}
 \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_s} \left[-(R_s + \frac{L_m^2}{L_r}) i_{ds} + \omega_s L_s i_{qs} + \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_{dr} + p \omega_m \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} + v_{ds} \right] \\
 \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_s} \left[-\omega_s L_s i_{ds} - (R_s + \frac{L_m^2}{L_r}) i_{qs} - p \omega_m \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} + \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_{qr} + v_{qs} \right] \\
 \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - p \omega_m) \phi_{qr} \\
 \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - p \omega_m) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\
 \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - B \omega_m)
 \end{cases} \quad (I.8)$$

avec $L_\sigma = \sigma L_s$ et $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ est le coefficient de dispersion.

C_{em} est le couple électromagnétique qui est donné par:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (I.9)$$

Les tensions et/ou courants du référentiel (d,q) sont liées aux tensions et/ou courants triphasés par la matrice de *Park* suivante [CHA83]:

$$[v, i]_{(d,q)} = \sqrt{\frac{2}{3}} [P(\theta_s)] [v, i]_{(a,b,c)} \quad (I.10)$$

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

1.2.4. Variations et influence des paramètres sur le modèle de la machine

1.2.4.1. Variations des résistances

- a) **Effet thermique:** L'échauffement des enroulements et des barres de la machine provoque un accroissement respectivement des résistances statoriques et rotoriques. Nous savons effectivement que la résistivité d'un conducteur varie avec la température : elle augmente avec la température dans la plupart des cas, et on peut en général représenter sa variation par une formule linéaire:

$$R = R_o (1 + \alpha T) \quad (I.11)$$

où α est le coefficient de température et T la température en degrés celsius. Dans le cas de la machine à induction, les enroulements statoriques sont en général en cuivre, le coefficient α vaut $4.1.10^{-3}$ et les barres rotoriques sont en aluminium. $\alpha = 4.10^{-3}$. Pour ces deux matériaux, le coefficient de température est proche.

b) Effet pelliculaire: La résistance des barres de la cage rotorique augmente lorsque la fréquence des courants circulant dans ces barres augmentent. En effet, à mesure que la fréquence des courants augmente, les lignes de courant sont repoussées sur la périphérie des barres. La variation de la résistance des barres peut être quantifiée par calcul numérique à l'aide d'une méthode d'éléments finis.

1.2.4.2. Variations des inductances

a) Influence du courant magnétisant: La variation des inductances est causée par la saturation des matériaux ferromagnétiques de la machine. La dynamique de cette variation est celle des courants, ce phénomène ne peut donc pas être considéré comme lent. De nombreux travaux traitent des modèles de la machine asynchrone avec des inductances saturables [MEN93], [FAI95], [KEY89], [LOR90], [OJO90]. Ces travaux montrent que dans le cas de matériaux saturables deux sortes d'inductances doivent être prises en considération, l'inductance statique et l'inductance incrémentale. L'inductance statique est définie par le rapport entre le flux et courant [MEN93]:

$$L(i) = \frac{\phi}{i} \quad (I.12)$$

Alors que l'inductance incrémentale est définie par le rapport entre la variation de flux et la variation de courant autour d'un courant donné [MEN93]:

$$\bar{L}(i_n) = \left. \frac{d\phi}{di} \right|_{i=i_n} \quad (I.13)$$

b) Influence du courant statorique i_{qs} : Le courant statorique i_{qs} est le courant qui est utilisé pour agir sur le couple. Nous allons voir que ce courant peut avoir une influence sur la valeur des inductances. Le pilotage vectoriel de la machine asynchrone permet de maintenir un état magnétique global constant. L'augmentation du couple est obtenue par une augmentation du courant i_{qs} donc du module du courant statorique. Cette augmentation produit une augmentation du flux statorique qui va être compensée par une augmentation du flux rotorique car les courants rotoriques se sont accrus. Ainsi l'état magnétique global de la machine sera la même. Mais en raison de la géométrie de la machine et du déplacement des lignes de champ, certaines zones du matériau ferromagnétique peuvent être plus en moins saturées. Donc, l'inductance peut être modifiée.

I.3 COMMANDE ECHANTILLONNEE PAR FLUX ORIENTE DE LA MACHINE

I.3.1. Principe

Le principe de la commande par flux orienté a été découvert par Blaschke (1972). Il "ramène" le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Il consiste à placer le repère tournant (d,q) tel que l'axe d est correspond au vecteur de flux (voir figure I.5) [LEO85], [VAS90], [BOS86], [LAJ92], [PIE92].

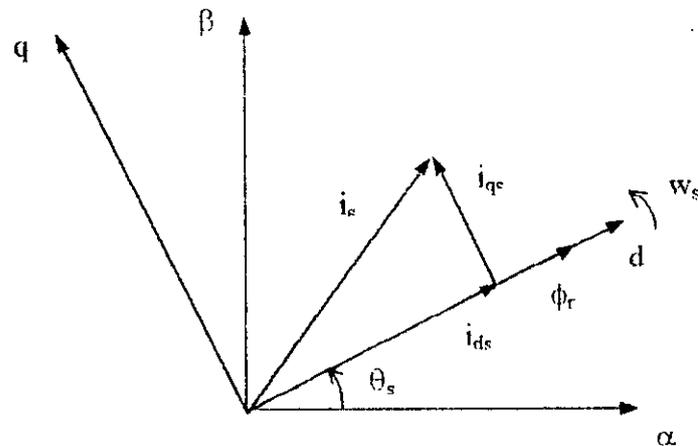


Figure I.5: Principe de la commande par flux orienté.

I.3.2. Modèle simplifié de la machine

En posant $\phi_{qr}=0$, on simplifie le modèle (I.8) comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} & (a) \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - p\omega_m) \phi_{dr} & (b) \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p}{J} \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} i_{qs} - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{1}{J} C_r & (c) \end{cases} \quad (I.14)$$

I.3.3. Commande par flux orienté indirecte

Afin de maintenir le flux ϕ_{qr} nul, il faut imposer $\frac{d\phi_{qr}}{dt} = 0$. En introduisant la vitesse angulaire de glissement nous avons avec l'équation (I.14.b):

$$\frac{d\theta_{sl}}{dt} = w_{sl} = (w_s - p w_m) = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_{dr}} \quad (I.15)$$

Prenons l'équation (I.14.a) en utilisant la transformée de Laplace:

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \frac{L_m}{1 + T_r s} i_{ds} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} i_{qs} \end{cases} \quad (I.16)$$

On peut donc commander le flux rotorique à l'aide de la composante i_{ds} et on peut commander le couple essentiellement avec la composante i_{qs} . Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à sa valeur nominale. Néanmoins dans un régime de survitesse où on atteint la limitation de la tension maximale qui peut être fournie par l'onduleur, il est intéressant de diminuer la valeur de flux, afin de réduire la norme de la tension [RAU94]. Dans ces conditions, on ne peut que difficilement assurer le contrôle du couple.

Le schéma général de la commande par flux orienté indirecte, pour une alimentation en courant, est donnée par la figure (I.6).

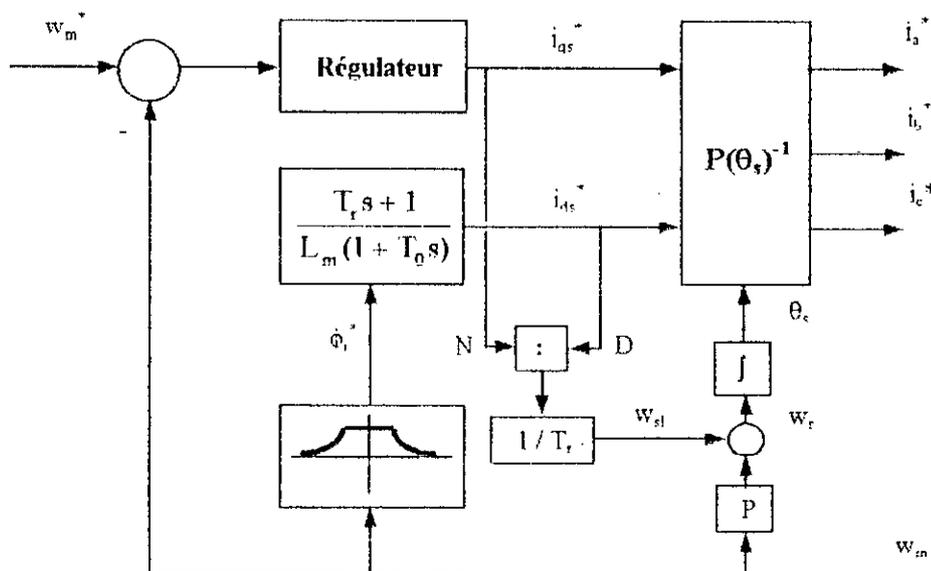


Figure I.6: Principe de la commande par flux orienté indirecte en courant.

Le pôle $(-\frac{1}{T_0})$ est implanté dans le but de limiter la bande passante pour compenser la dérivation du flux [FU91].

I.3.4. Régulateurs à placement de pôles

La version de base des régulateurs à placement de pôles résulte de la discrétisation des régulateurs PI continu.

Considérons la fonction de transfert du régulateur continu:

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (I.17)$$

avec

K_p : Gain proportionnel;

K_i : Action intégrale.

La discrétisation de $G_{PI}(s)$ peut être obtenue en utilisant les approximations de premier ordre [LAN88]:

$$G_{PI}(z^{-1}) = K_p + \frac{K_i T_e}{1 - z^{-1}} \quad (I.18)$$

où T_e est la période d'échantillonnage.

L'expression en terme de rapport de deux polynômes $R(z^{-1})$ et $S(z^{-1})$ s'obtient en faisant la somme des deux termes:

$$G_{PI}(z^{-1}) = \frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})} \quad (I.19)$$

avec

$$\begin{aligned} R(z^{-1}) &= r_0 + r_1 z^{-1} \\ S(z^{-1}) &= 1 - z^{-1} \end{aligned} \quad (I.20)$$

La figure (I.7) représente schématiquement la structure du régulateur (STR), en prenant [LAN88]: $T(z^{-1})=R(z^{-1})$.

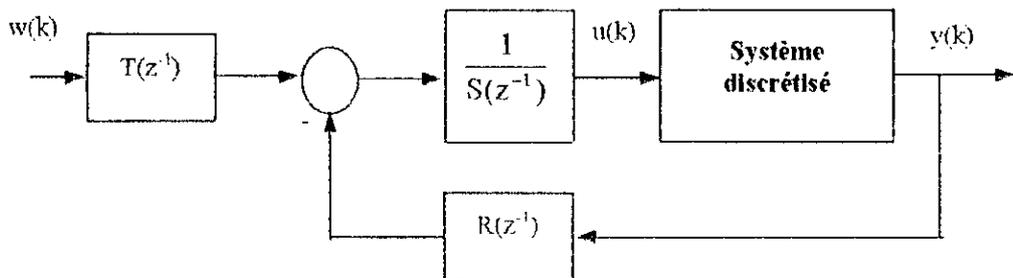


Figure I.7: Structure du régulateur (STR).

Le calcul des paramètres du régulateur comporte trois étapes:

1. *Détermination du modèle échantillonné du système:*
2. *Spécification des performances:*
3. *Calcul des paramètres du régulateur.*

I.3.5. Choix de la période d'échantillonnage

Le choix de la période d'échantillonnage du système résulte de différents critères. Le premier critère est le théorème de Shannon:

$$T_e < \frac{\tau_m}{2} \quad (I.21)$$

où τ_m est la constante de temps du système mécanique:

$$\tau_m = \frac{J}{B} \quad (I.22)$$

D'où $T_e < 2 \text{ ms}$

Afin d'obtenir un comportement satisfaisant vis-à-vis du couple perturbateur, la période d'échantillonnage doit être la plus petite possible. Nous choisissons donc:

$$T_e = 0.1 \text{ ms}$$

I.3.6. Réglage de vitesse de la machine asynchrone

I.3.6.1. Détermination du modèle échantillonné du système

Nous appliquons la transformée de Laplace à l'équation (I.14.c), il vient :

$$w_m(s) = G_1(s)i_{qe}(s) + G_2(s)C_r(s) \quad (I.23)$$

avec

$$G_1(s) = \frac{K_t}{Js + B}$$

$$G_2(s) = \frac{-l}{Js + B}$$

$$K_t = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r^*$$

Avec le choix de T_e , à partir de l'équation (I.23), nous avons:

$$G_i(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b z^{-1}}{1 + a z^{-1}} \quad (\text{I.24})$$

où z^{-1} représente l'opérateur retard d'une période d'échantillonnage, avec [LAN88]:

$$\begin{cases} b = K_n \left[1 - e^{-\frac{T_e}{T_m}} \right] \\ a = -e^{-\frac{T_e}{T_m}} \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

avec

$$K_n = \frac{K_r}{B}$$

1.3.6.2. Spécification des performances

En règle générale, on peut exprimer les performances désirées du système en boucle fermée en terme des paramètres d'une fonction de transfert échantillonnée spécifiée :

$$G_{BF}(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})R(z^{-1})}{A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1})} = \frac{B_M(z^{-1})}{P(z^{-1})} \quad (\text{I.26})$$

Le polynôme $B_M(z^{-1})$ ne peut pas être spécifié a priori car le régulateur introduit des zéros par l'intermédiaire de $R(z^{-1})$ qui va compenser les zéros de $B(z^{-1})$. Il reste donc à spécifier le polynôme des pôles en boucle fermée. Nous choisissons $P(z^{-1})$ de la forme :

$$P(z^{-1}) = 1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} \quad (\text{I.27})$$

Une méthode judicieuse pour définir p_1 et p_2 consiste à considérer d'abord un modèle continu normalisé du deuxième ordre :

$$H(s) = \frac{w_0^2}{s^2 + 2\xi w_0 s + w_0^2} \quad (\text{I.28})$$

où w_0 et ξ définissent les spécifications désirées en boucle fermée et vérifient les conditions suivantes [LAN88]:

$$\begin{cases} 0.25 \leq w_0 T_e \leq 1.5 \\ 0.7 \leq \xi \leq 1 \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

Les expressions de p_1 et p_2 sont alors [LAN88]:

$$\begin{cases} p_1 = -2e^{-\xi\omega_n T_s} \cos(\omega_n T_s \sqrt{1-\xi^2}) \\ p_2 = e^{-\xi\omega_n T_s} \end{cases} \quad (I.30)$$

I.3.6.3. Calcul des paramètres du régulateur

Il s'agit de résoudre l'équation en $S(z^{-1})$ et $R(z^{-1})$:

$$A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1}) = 1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} \quad (I.31)$$

L'expression de la loi de commande est obtenue comme suit :

$$i_{qs}[k+1] = i_{qs}[k] + r_0(w_m^*[k+1] - w_m[k+1]) + r_1(w_m^*[k] - w_m[k]) \quad (I.32)$$

avec

$$\begin{cases} r_0 = \frac{p_1 + 1 - a}{b} \\ r_1 = \frac{p_2 + a}{b} \end{cases} \quad (I.33)$$

I.3.7. Identification de T_r en temps réel

I.3.7.1 Position du problème

La commande par flux orienté est simple de mise en œuvre, mais cette simplicité se paye par une très grande dépendance vis-à-vis des variations de T_r qui ne peuvent être négligées. Il est donc indispensable d'intégrer à cette commande l'adaptation en temps réel de T_r . Comme on l'a vu à la section (I.2.5), ces variations sont de deux ordres, causées d'une part par un changement de l'état magnétique et d'autre part par un changement de la température des barres de la cage. C'est avant tout, ce deuxième effet que l'on se propose de prendre en compte en temps réel. De nombreux auteurs se sont déjà penchés sur ce problème, ils ont donné des solutions intéressantes [RIB97], [ROW91], [LOR90], [SEU89], [GAR80]. Nous étudierons deux estimateurs adaptatifs de T_r à modèle de référence proposés par L.J. Garcès [GAR80] et L.A. Ribeiro [RIB97].

I.3.7.2. Identification de T_r par un correcteur à modèle de référence selon [GAR80]

L'estimation de T_r réalisée à partir de la mise en œuvre d'un correcteur adaptatif à modèle de référence, est basée sur la construction de deux grandeurs F^* et \bar{F} significatives d'un écart entre T_r et \hat{T}_r , ceci est fait suivant le schéma de la figure (I.8). Ces grandeurs sont construites d'une part, à partir du modèle de la machine utilisé pour réaliser la commande par

flux orienté, nous noterons cette grandeur de référence F^* . Et d'autre part, à partir des mesures des courants et tensions de la machine, nous noterons cette grandeur estimée \hat{F} .

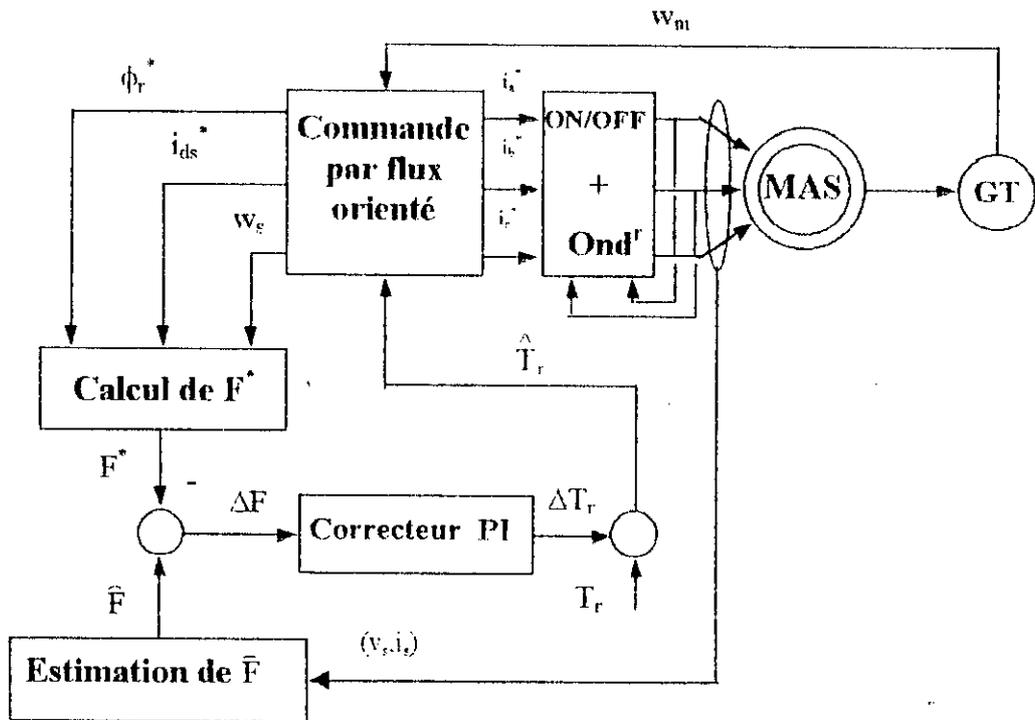


Figure 1.8: Structure du correcteur adaptatif à modèle de référence pour l'identification de T_r en temps réel.

a) Choix des grandeurs pour l'estimation de T_r :

Pour que l'estimation de la constante de temps rotorique soit possible à partir des grandeurs F^* et \hat{F} , il est nécessaire qu'elles possèdent certaines propriétés:

1. Les grandeurs F^* et \hat{F} seront évaluées en régime permanent :
2. L'algorithme d'estimation utilisé n'est pas valide à l'arrêt de la machine et à vide, cependant, la procédure de correction sera exécutée en charge.

b) Estimation de T_r par la puissance réactive:

En régime permanent, la puissance réactive absorbée par la machine est définie par [GAR80], [FAI95]:

$$Q_r = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \quad (I.34)$$

Les expressions des tensions directes et en quadratures sont:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \sigma L_s w_s i_{qs} + \sigma L_r \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \frac{L_m}{L_r} w_s \phi_{qr} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s w_s i_{ds} + \sigma L_r \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} w_s \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.35)$$

Remplaçons les expressions des tensions dans l'expression de Q_r :

$$\begin{aligned} Q_r = & \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} i_{qs} - \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} i_{ds} - \sigma L_s w_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} i_{ds} \\ & + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} w_s (\phi_{qr} i_{qs} + \phi_{dr} i_{ds}) \end{aligned} \quad (I.36)$$

On fait l'égalité entre les relations (I.34) et (I.36), on définit la fonction \hat{F} en regroupant les termes dépendant uniquement des tensions et des courants [GAR80], [FAI95], [BAR97]:

$$\hat{F} = \left(v_{ds} - \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \right) i_{qs} - \left(v_{qs} - \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \right) i_{ds} + \sigma L_s w_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (I.37)$$

L'expression de \hat{F} peut être exprimée en fonction des flux rotoriques comme suit:

$$\hat{F} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} w_s (\phi_{qr} i_{qs} + \phi_{dr} i_{ds}) \quad (I.38)$$

A partir de l'expression (I.37) nous exprimons \hat{F} en fonction des tensions et des courants dans le repère (a, b, c) [FAI95]:

$$\hat{F} = \sqrt{3} \left(v_{as} - \sigma L_s \frac{di_{as}}{dt} \right) i_{bs} - \sqrt{3} \left(v_{bs} - \sigma L_s \frac{di_{bs}}{dt} \right) i_{as} \quad (I.39)$$

En introduisant les conditions d'orientation du flux rotorique, l'expression (I.38) devient:

$$F^* = \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{d\phi_{dr}}{dt} i_{qs} - w_s \phi_{dr} i_{ds} \right) \quad (I.40)$$

Cette relation, en régime permanent se réduit à :

$$F^* = -\frac{L_m}{L_r} w_s \phi_{dr} \hat{i}_{ds} \quad (\text{I.41})$$

L'expression (I.41) constitue le modèle de référence de la machine, c'est le modèle de connaissance a priori de la machine. Alors que \hat{F} est estimée à partir de la mesure des tensions et des courants de la machine.

Il est nécessaire d'exprimer l'écart entre F^* et \hat{F} en fonction de T_r et \hat{T}_r afin de voir si effectivement un écart entre T_r et \hat{T}_r provoque un écart entre F^* et \hat{F} [FAI95], [BAR97]:

$$\Delta F = \hat{F} - F^* = w_s w_{sl}^2 \frac{\phi_{dr}^2}{L_r} \Delta T_r \frac{T_r + \hat{T}_r}{1 + (w_{sl} \hat{T}_r)^2} \quad (\text{I.42})$$

On remarque que cet estimateur dépend de l'inductance rotorique. Puisque c'est l'influence des variations de T_r que nous avons étudiée, nous considérons que ce paramètre est parfaitement connu.

La figure (I.9) montre un test de simulation pour l'identification de T_r , effectué avec une charge égale 100% de la valeur nominale et une vitesse de rotation de la machine de 950 tr/mn. Lors de ce test, à l'instant $t=1s$, on impose une valeur de la résistance rotorique égale à 1.5 fois la valeur réelle.

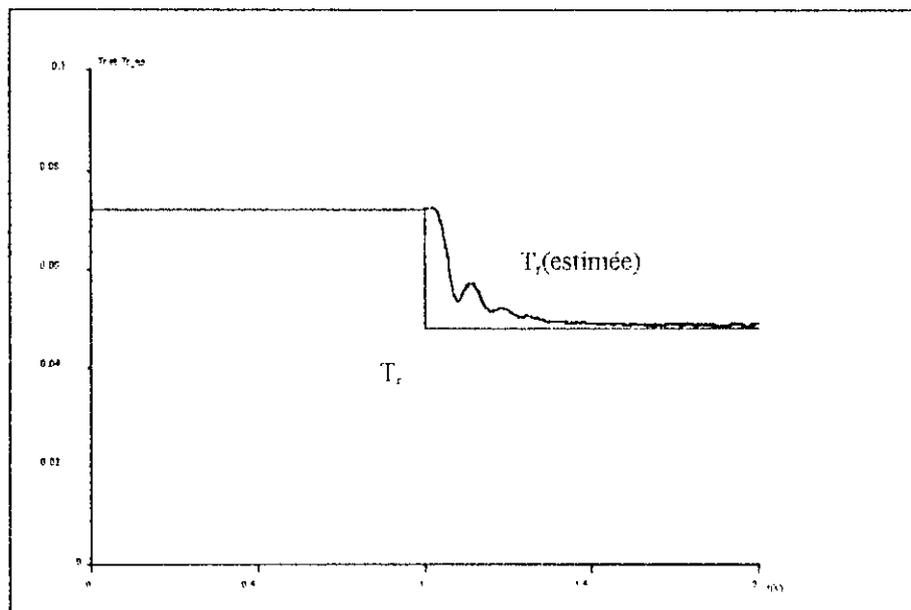


Figure I.9: Identification de T_r .

1.3.7.3. Identification de T_r par un correcteur à modèle de référence selon [RIB97]

Nous procédons de la même manière que la méthode précédente, l'estimation est basée sur la construction de deux grandeurs F^* et \hat{F} , avec F^* est la grandeur du modèle de référence et \hat{F} est l'estimée de la grandeur auxiliaire utilisée.

Le principal intérêt de cette méthode d'identification est de réaliser une identification des paramètres exprimant la position du flux. C'est-à-dire le facteur:

$$k_s = \frac{L_m}{T_r \phi_r^*} \tag{I.43}$$

La vitesse de glissement est donnée par [RIB97]:

$$w_{sl} = k_s i_{qs} \tag{I.44}$$

L'identification de k_s se fait suivant le schéma bloc de la figure (I.10) [RIB97].

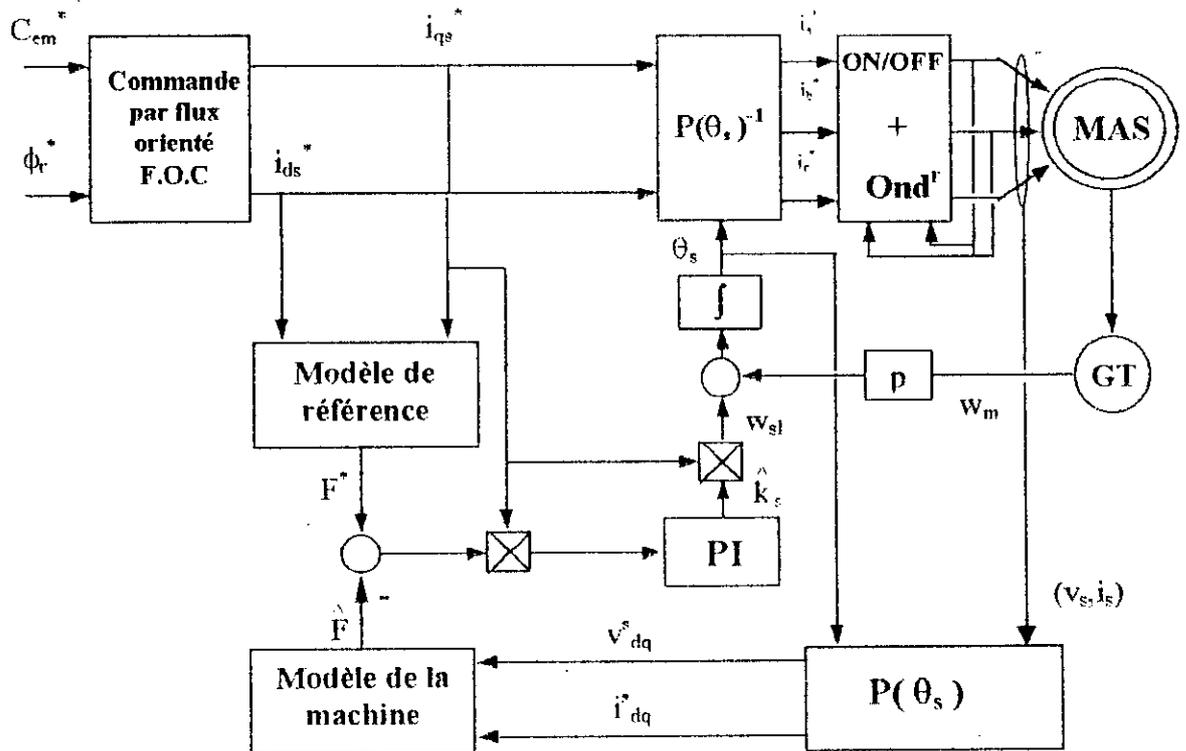


Figure I.10: Structure du correcteur adaptatif à modèle de référence pour l'identification de k_s .

a) Estimation de k_s par la tension d'axe d :

L'équation électrique statorique (I.8) exprimée dans le repère du flux, s'écrit en régime permanent:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - w_s \sigma L_s i_{qs} \quad (I.45)$$

La tension de référence $v_{ds}^* = F^*$ est obtenue par:

$$v_{ds}^* = R_s i_{ds}^* - w_s \sigma L_s i_{qs}^* \quad (I.46)$$

Cette expression constitue le modèle de référence de la machine. Alors que la tension estimée à partir de la mesure des tensions aux bornes de la machine vaut:

$$\hat{F} = \hat{v}_{ds} \quad (I.47)$$

Il est nécessaire d'étudier le rapport \hat{v}_{ds} / v_{ds}^* en fonction de \hat{k}_s / k_s afin de voir si effectivement un écart entre k_s et \hat{k}_s provoque un écart entre v_{ds}^* et \hat{v}_{ds} . Pour cela l'étude de ce rapport sera menée pour différentes charges et pulsation électriques en imposant un flux désiré ϕ_r^* égal au flux nominal. Certains paramètres de la machine autres que T_r et L_m interviennent dans l'expression du rapport étudié. Puisque c'est l'influence des variations de T_r que nous étudions, nous considérerons que ces autres paramètres sont parfaitement connus.

Les figures (I.11.a), (I.11.b) et (I.11.c) montrent le comportement du rapport \hat{v}_{ds} / v_{ds}^* en fonction de \hat{k}_s / k_s pour des charges égales à 10%, 50% et 100% de la charge nominale et cela pour des vitesses de 10%, 50% et 100% de la vitesse nominale.

Ces figures montrent qu'un estimateur de k_s réalisé à partir de la tension d'axe d est difficilement mis en œuvre puisqu'en fonction de la charge et de la vitesse, les pentes des courbes ne gardent pas le même signe. D'autre part, le calcul de la grandeur de référence $v_{ds}^* = F^*$ nécessite la connaissance d'autres paramètres de la machine, en particulier de la résistance statorique R_s qui est sujette de la même manière que T_r et L_m à de fortes variations causées par des changements de température.

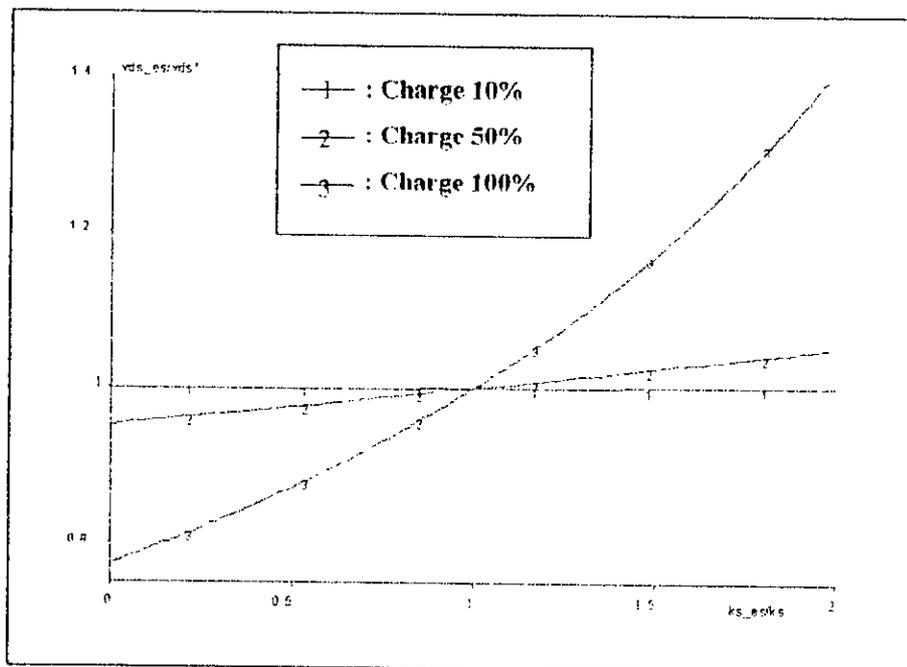


Figure I.11.a: Estimation de k_s par la tension d'axe d à 10% de la vitesse nominale.

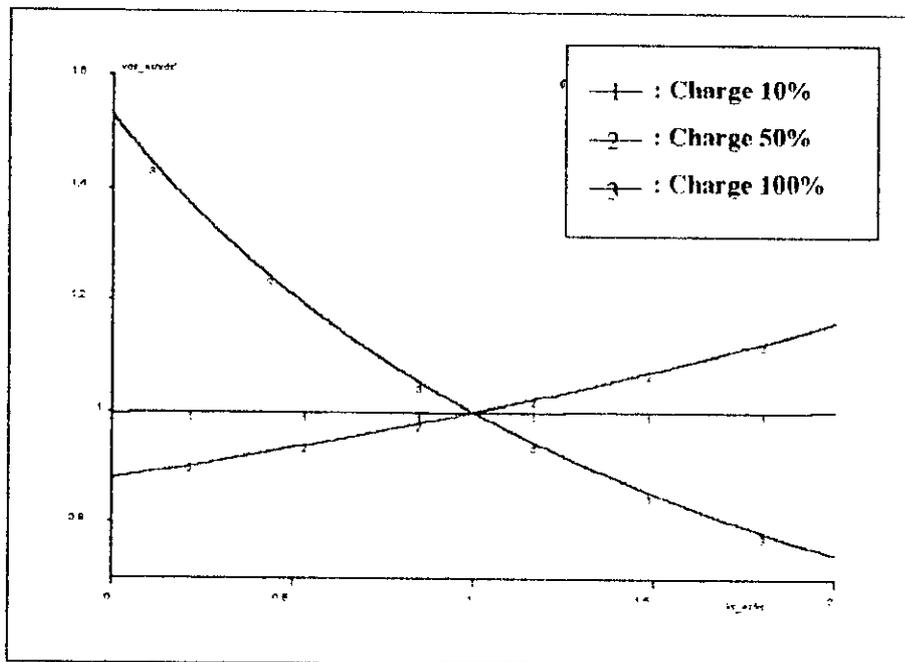


Figure I.11.b: Estimation de k_s par la tension d'axe d à 50% de la vitesse nominale.

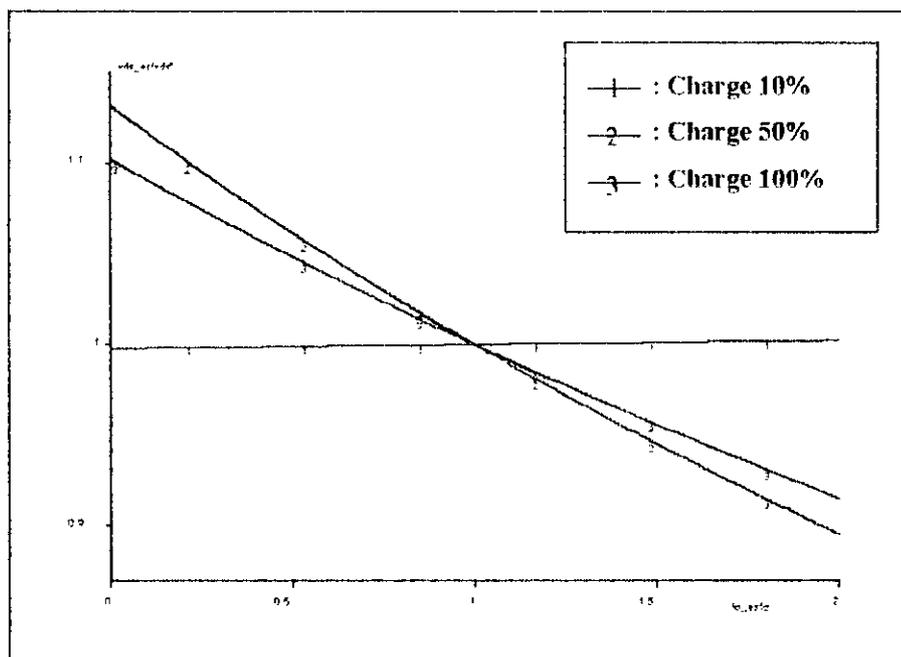


Figure 1.11.c: Estimation de k_s par la tension d'axe d à 100% de la vitesse nominale.

b) Estimation de k_s par la tension d'axe q:

Nous procédons de la même manière que pour l'estimation par la tension d'axe d. La tension de référence $v_{qs}^* = F^*$ est obtenue à partir de l'équation (I.8):

$$v_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + w_s L_s i_{ds}^* \quad (I.48)$$

et la tension estimée:

$$\hat{F} = \hat{v}_{qs} \quad (I.49)$$

Les figures (I.12.a), (I.12.b) et (I.12.c) montrent le comportement du rapport \hat{v}_{qs} / v_{qs}^* en fonction de \hat{k}_s / k_s pour des charges égales à 10%, 50% et 100% de la charge nominale et cela pour des vitesses de 10%, 50% et 100% de la vitesse nominale.

Les courbes des figures (I.12.a), (I.12.b) et (I.12.c) présentent l'intérêt de garder des pentes du même signe quelle que soit la charge ou la vitesse de la machine. Cet estimateur est donc mis en œuvre très facilement. Néanmoins, cet estimateur présente des inconvénients importants, d'une part aux faibles charges l'estimateur reste insensible à la mauvaise connaissance de k_s , puisque dans ces conditions de fonctionnement la courbe présente une pente quasi nulle, d'autre part, la tension de référence peut être mal évaluée en raison de la méconnaissance de la résistance statorique R_s .

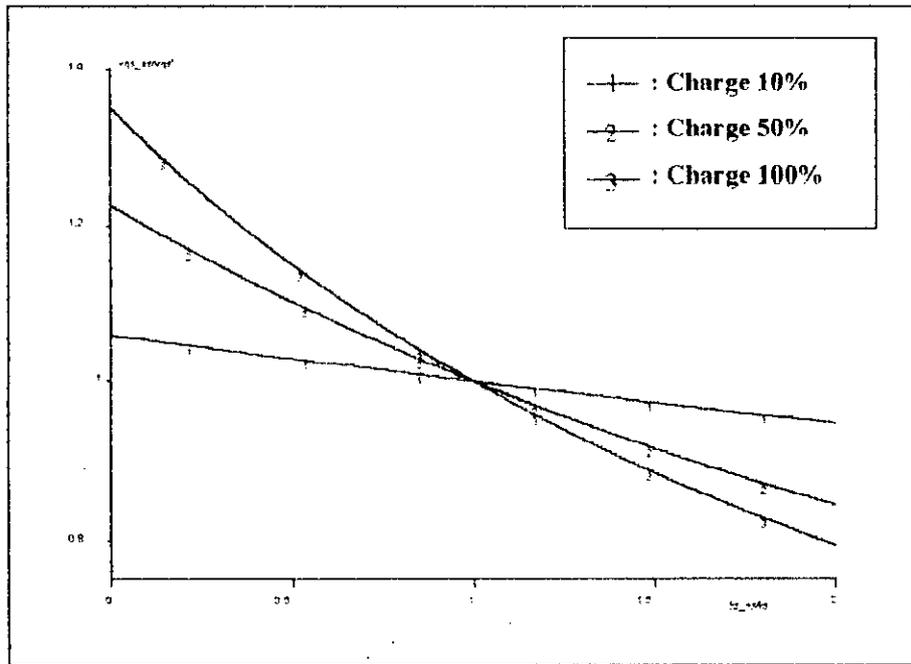


Figure I.12.a: Estimation de k_r par la tension d'axe q à 10% de la vitesse nominale.

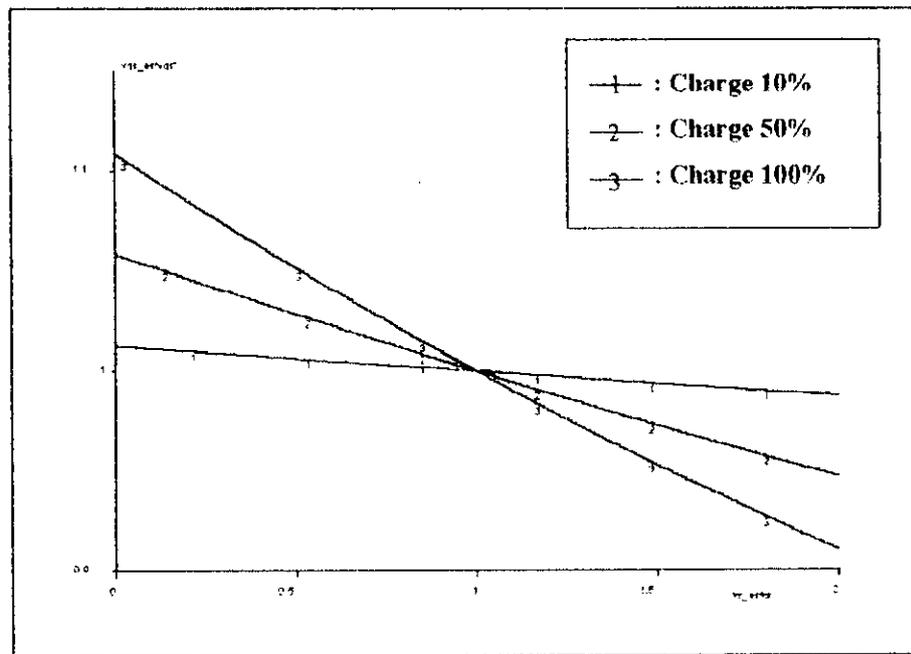


Figure I.12.b: Estimation de k_s par la tension d'axe q à 50% de la vitesse nominale.

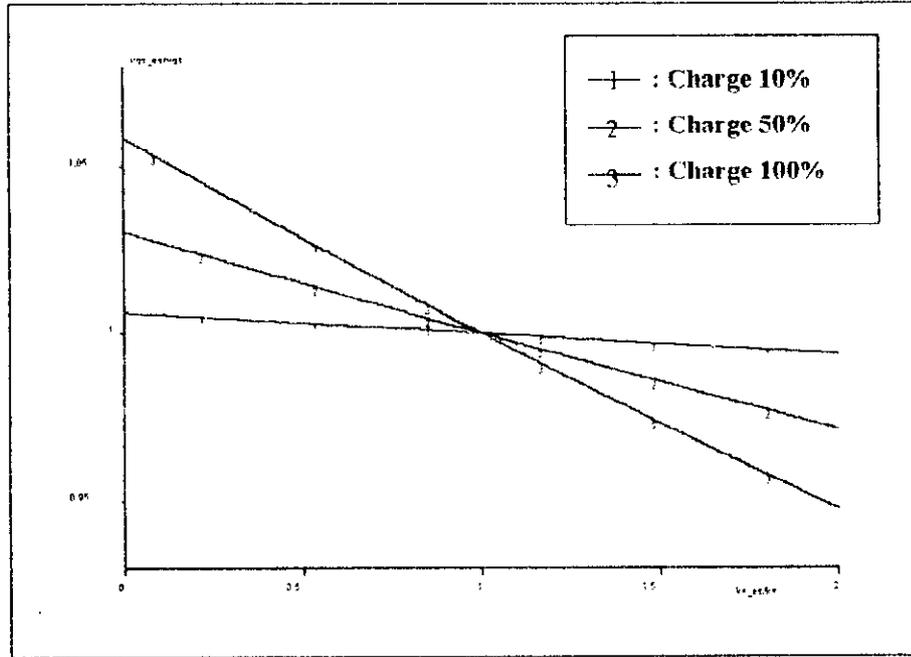


Figure I.12.c: Estimation de k_s par la tension d'axe q à 100% de la vitesse nominale.

c) Estimation de k_s par la puissance réactive:

En régime permanent, la puissance réactive absorbée par la machine est définie par:

$$Q_r = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \tag{I.50}$$

La grandeur de référence $F^* = Q_r^*$ sera évaluée à partir du modèle de la machine en régime permanent:

$$F^* = Q_r^* = \omega_s (L_s i_{ds}^{*2} + \sigma L_s i_{qs}^{*2}) \tag{I.51}$$

La grandeur estimée sera évaluée à partir de la mesure des tensions et des courants comme l'indique l'équation (I.52):

$$\hat{F} = \hat{Q}_r = \hat{v}_{qs} \hat{i}_{ds} - \hat{v}_{ds} \hat{i}_{qs} \tag{I.52}$$

Comme pour l'estimation de k_s par la tension d'axe d ou d'axe q, nous pouvons évaluer le rapport \hat{Q}_r / Q_r^* en fonction du rapport \hat{k}_s / k_s .

Cet estimateur est indépendant de la résistance statorique et dépend de deux paramètres, l'inductance statorique et le coefficient de fuites. Ces deux paramètres sont supposés connus par la suite. Les figures (I.13.a), (I.13.b) et (I.13.c) représentent le comportement de la fonction étudiée.

Les courbes des figures (I.13.a), (I.13.b) et (I.13.c) montrent un bon comportement pour l'identification de k_s pour un couple délivré au-delà de 50% de la valeur nominale. En effet, le rapport \hat{Q}_r / Q_r connaît une variation relativement importante lors des variations du rapport \hat{k}_s / k_s , avec des courbes qui gardent toujours le même sens de variation.

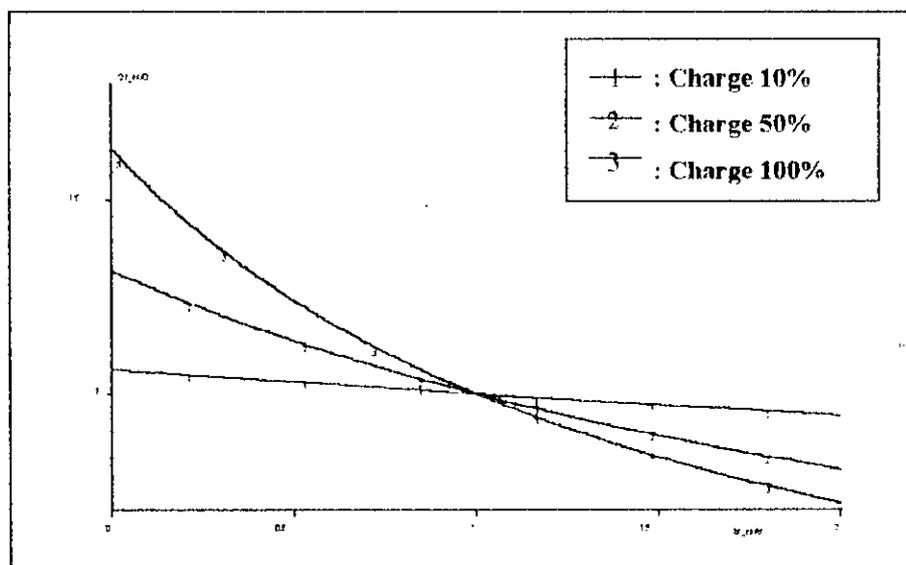


Figure I.13.a: Estimation de k_s par la puissance réactive à 10% de la vitesse nominale.

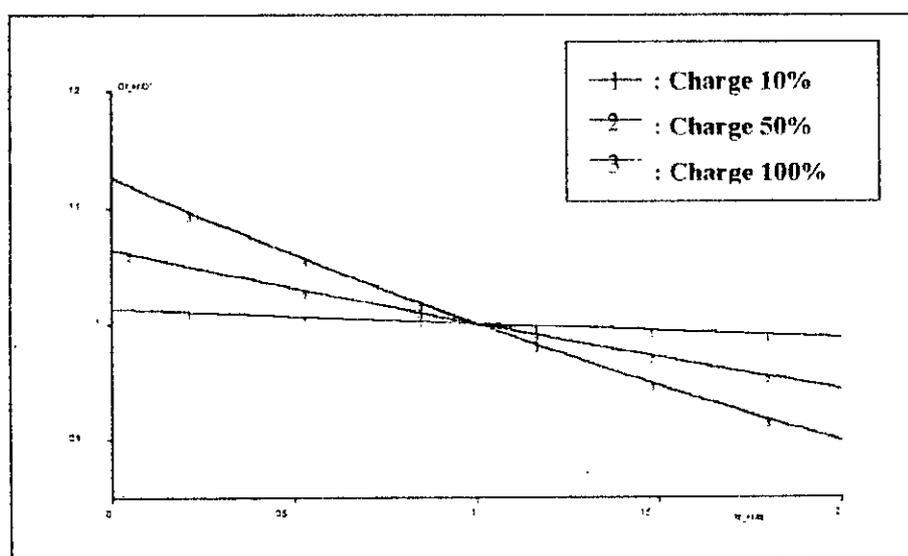


Figure I.13.b: Estimation de k_s par la puissance réactive à 50% de la vitesse nominale.

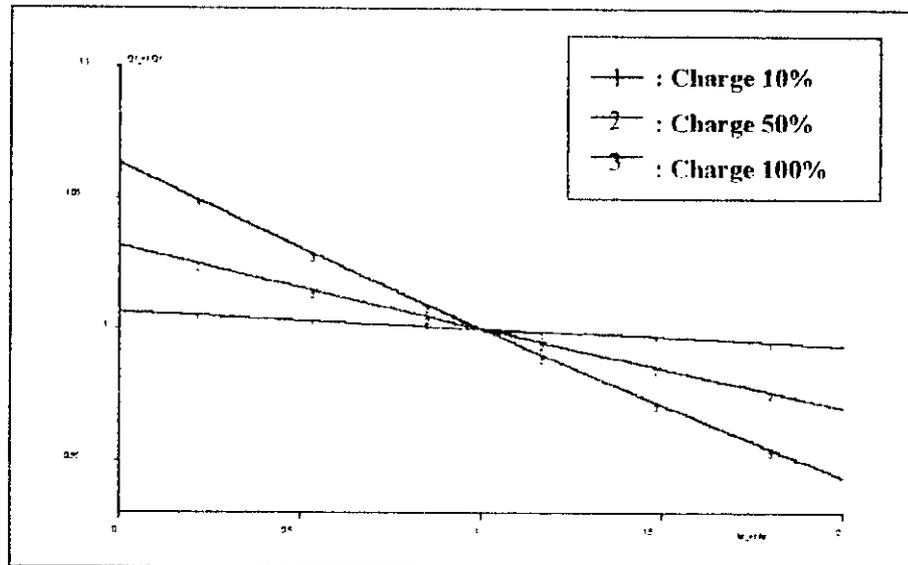


Figure 1.13.c: Estimation de k_s par la puissance réactive à 100% de la vitesse nominale.

Le schéma d'identification de la figure (I.10) a été élaboré, en utilisant la puissance réactive comme grandeur auxiliaire. La figure (I.14) montre un essai de simulation effectué avec une charge égale à 100% de la valeur nominale et une vitesse de rotation de la machine de 950 tr/mn. Lors de cette étude, à l'instant $t=1$ s, on impose une valeur de k_s égale à +50% de la valeur réelle.

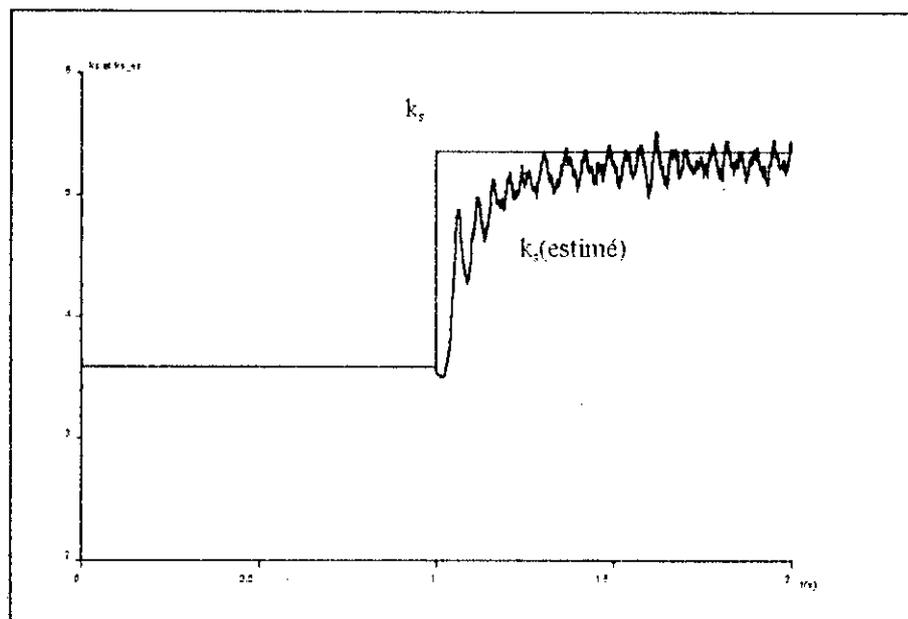


Figure 1.14: Identification de k_s .

Dans le but d'évaluer les performances de la machine vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique, une identification en temps réel de la constante de temps rotorique permet de montrer un comportement très satisfaisant.

La sensibilité du régulateur à paramètres fixes vis-à-vis des variations des paramètres de l'actionneur peut se résoudre par l'emploi des régulateurs adaptatifs.

1.4. CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de décrire la modélisation de l'actionneur asynchrone. Cependant, les modèles obtenus ont deux utilités. D'une part, ils permettent d'élaborer des stratégies et des méthodes de commande de la machine. D'autre part, ces modèles sont utilisés pour simuler numériquement l'actionneur asynchrone dans son ensemble.

La commande par flux orienté permet d'avoir un modèle de la machine particulièrement simple et adapté à une commande également simple.

Nous avons montré la dégradation de la qualité de la commande lorsque la constante de temps rotorique est mal connue. Pour remédier à ce problème une estimation en temps réel de T_r est nécessaire, Pour cela deux schémas d'estimation ont été développés. Ils sont basés sur un correcteur à modèle de référence, essentiellement utilisables à flux rotorique et couple constant. Ainsi, on dispose d'une méthode de commande de la machine asynchrone performante et qui reste simple de mise en œuvre. Cette méthode de commande ne devrait plus être utilisée sans ajout, lui permettant d'être insensible aux variations de T_r .

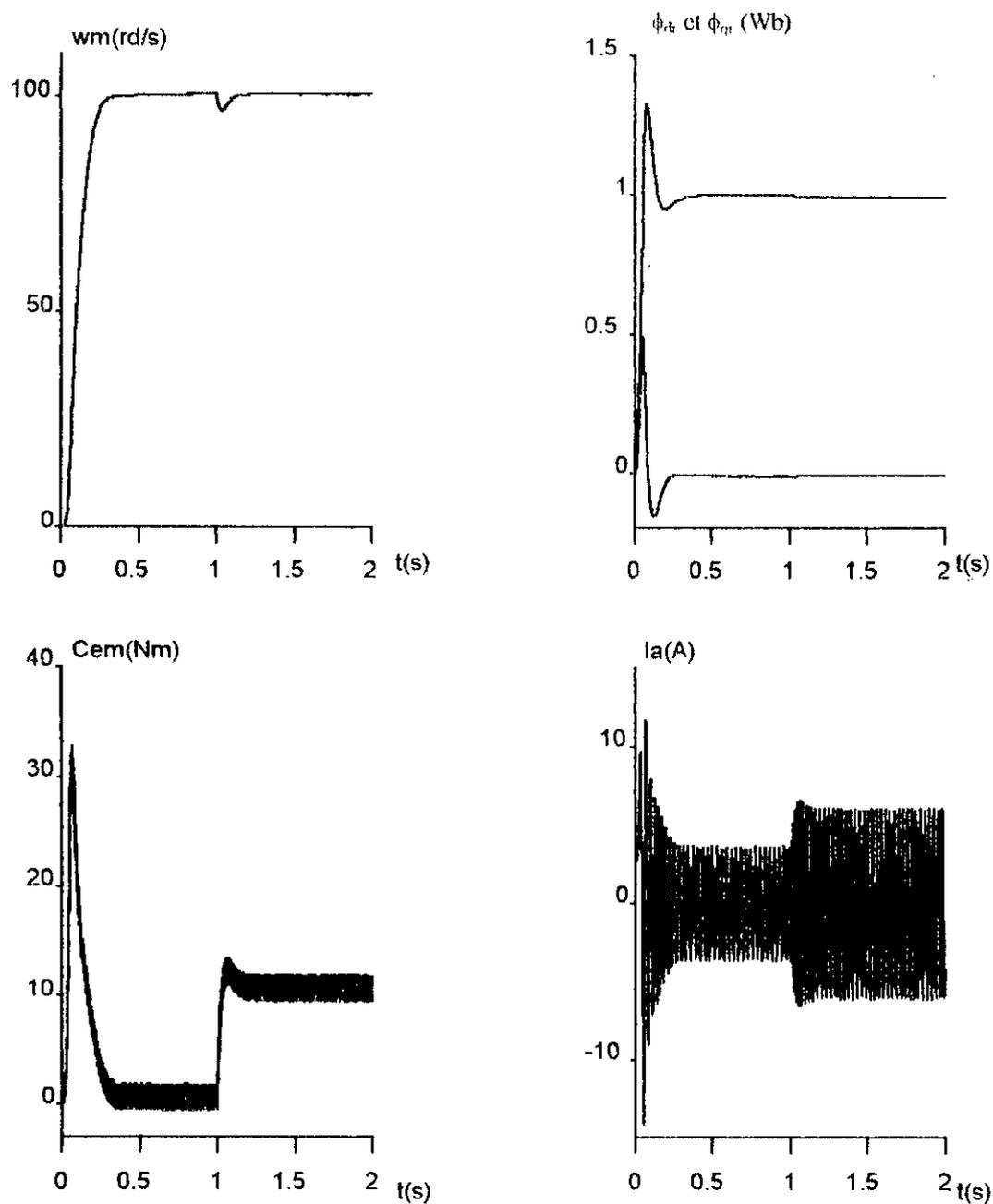


Figure I.16.a : Simulation de réglage de la vitesse par un régulateur STR, Sans variations paramétriques.

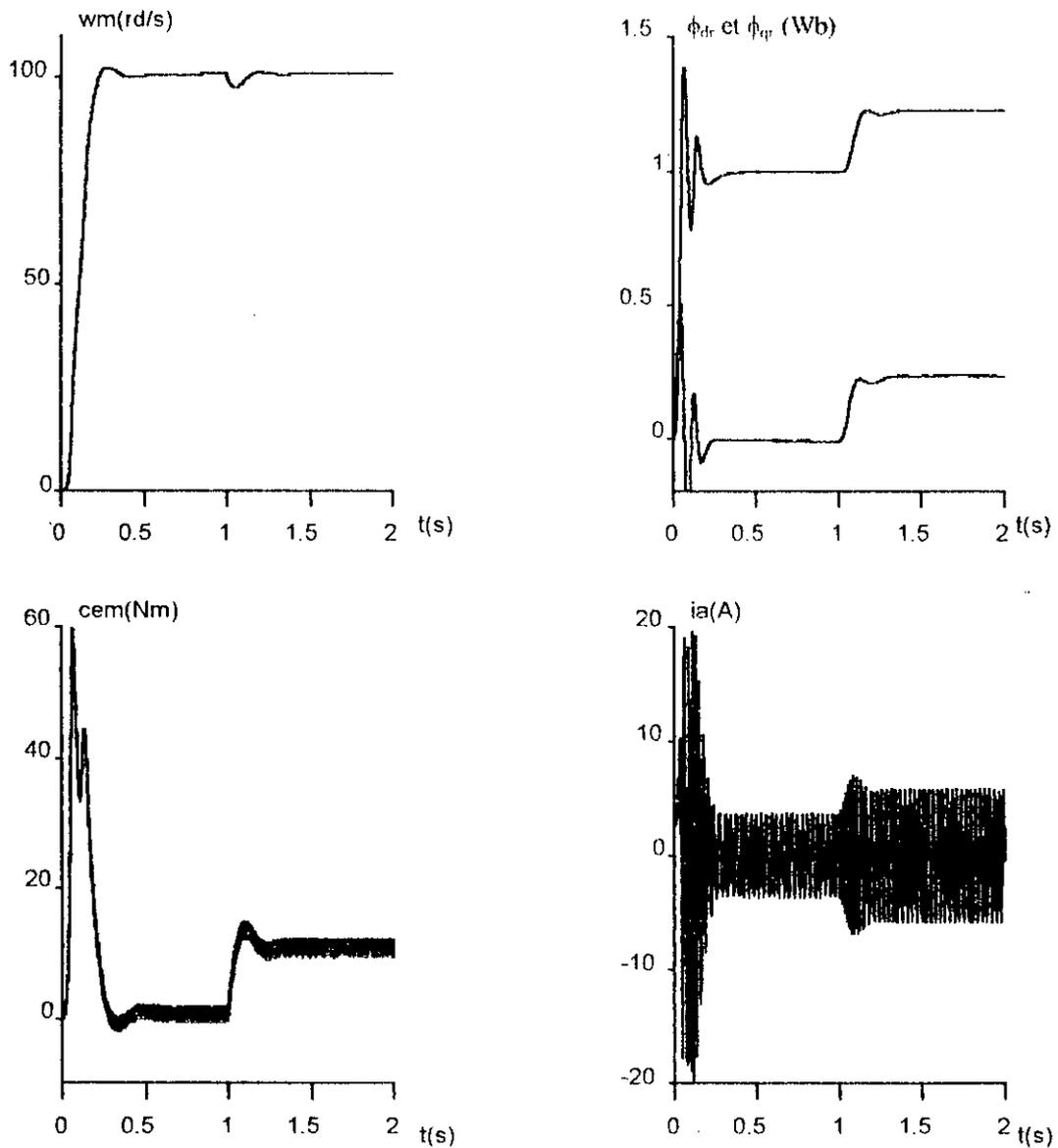


Figure I.16.b : Simulation de réglage de la vitesse par un régulateur STR, avec variations paramétriques, sans adaptation.

$$R_s=50\% R_{s0} \quad , \quad R_r=50\% R_{r0} \quad , \quad J=100\% J_0$$

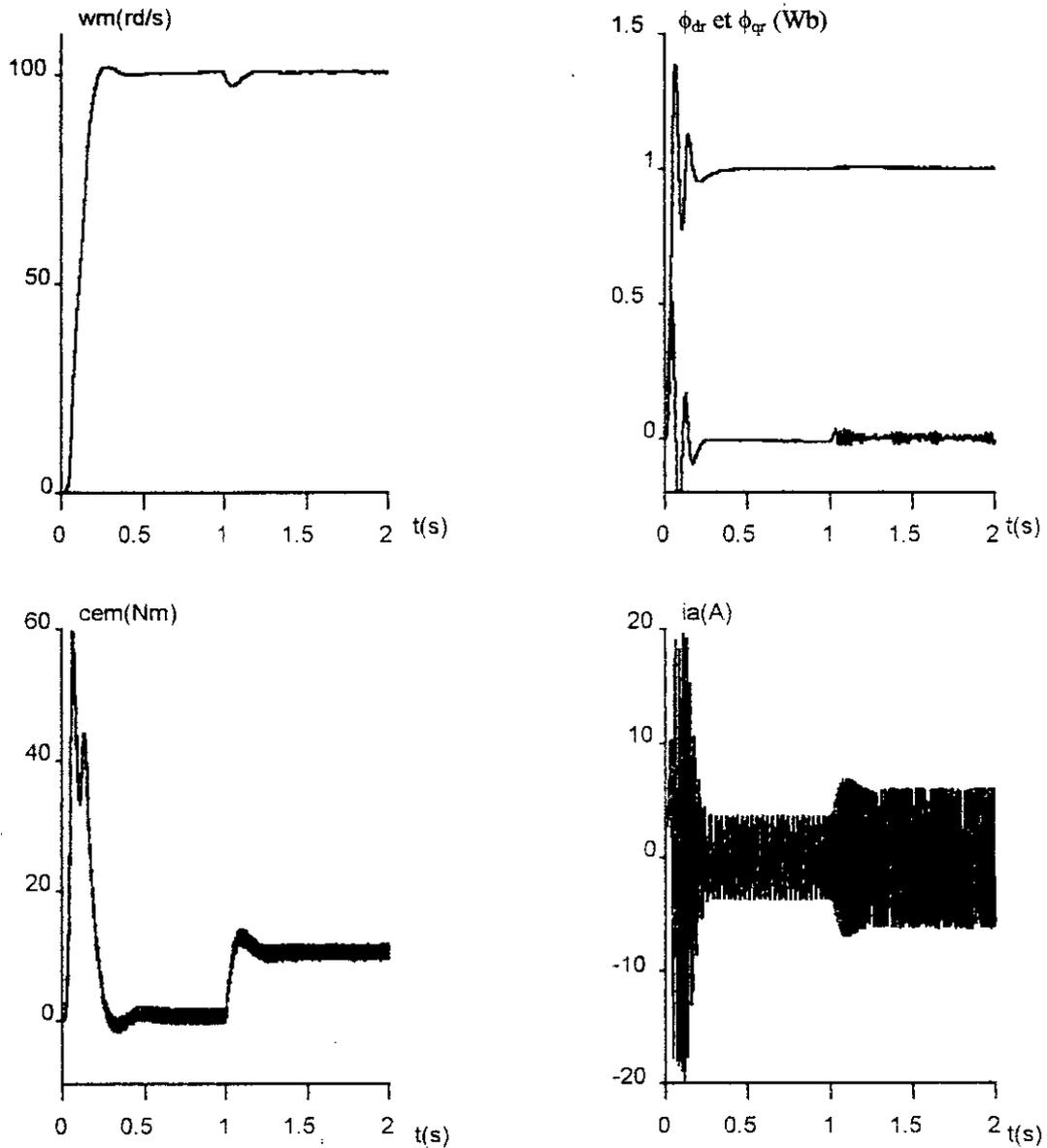


Figure I.16.c : Simulation de réglage de la vitesse par un régulateur STR, avec variations paramétriques, plus adaptation de T_r .

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

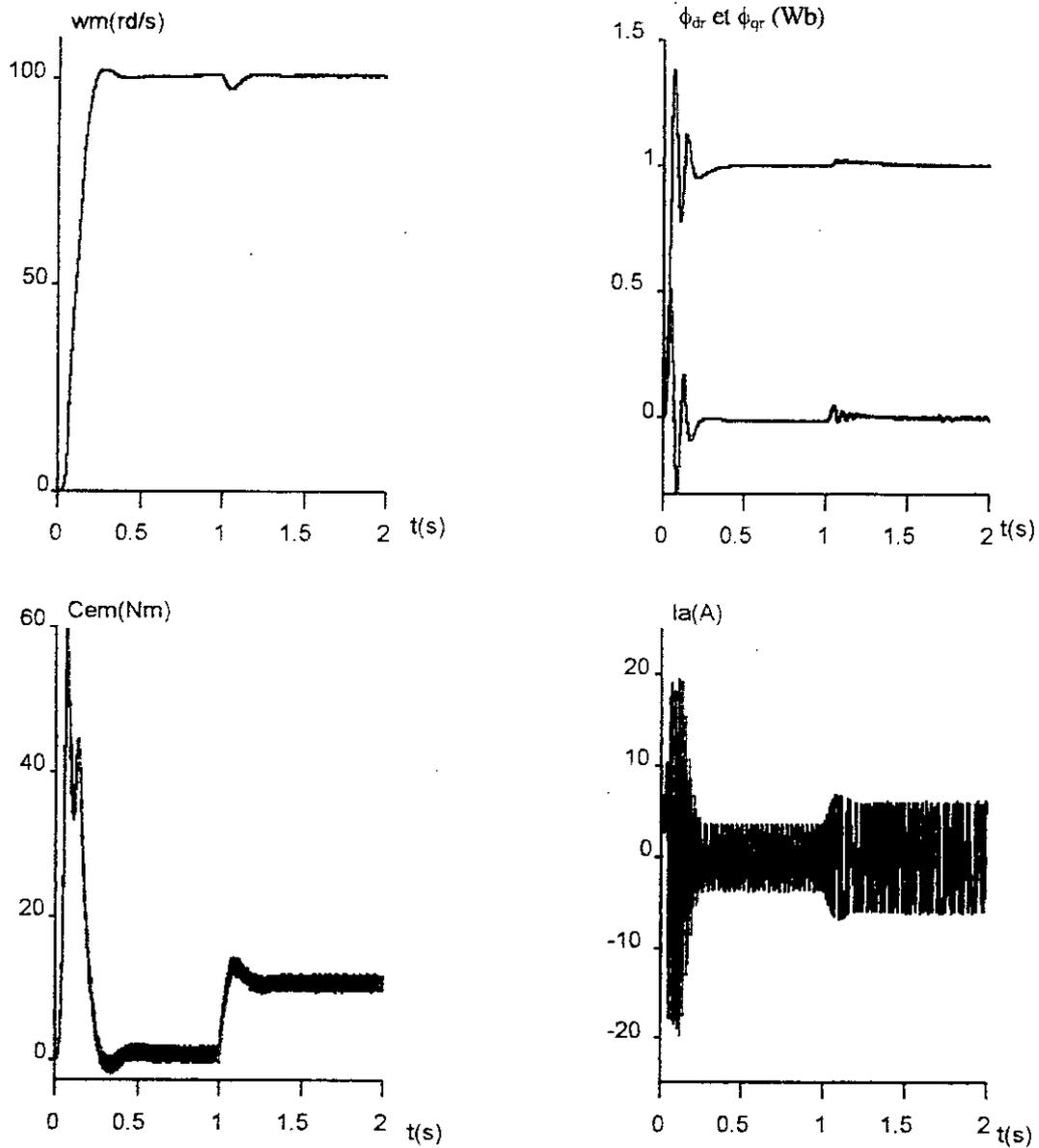


Figure I.16.d : Simulation de réglage de la vitesse par un régulateur STR, avec variations paramétriques, plus adaptation de k_s .

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

Chapitre II

Commande Adaptative Auto-ajustable de la Machine Asynchrone

II.1. INTRODUCTION

Lorsque le système à commander est non linéaire et que les paramètres de son modèle de connaissance varient dans de grandes proportions, la commande adaptative est une alternative intéressante qui permet de prendre en compte ces problèmes.

En 1958 Kalman proposa pour la première fois un algorithme auto-ajustable de commande [NAI97]. L'extension et l'implémentation de cet algorithme a été étudiée par Aström [AST90] et Aström & Wittenmark [AST73]. Depuis, plusieurs extensions ont apparues, tel que placement de pôles et de zéros.

Le régulateur auto-ajustable STR (*Self Tunning Regulator*) est basé sur l'estimation en temps réel des paramètres du système ou ceux du régulateur. La commande est calculée en utilisant les paramètres estimés. C'est ce qu'on appelle le *principe de l'équivalence certaine* [LAN86].

On distingue deux approches de commande auto-ajustable, la commande adaptative *indirecte et directe*.

Les schémas indirects comportent deux étapes à chaque période d'échantillonnage. Dans une première phase on identifie de manière récursive les paramètres du modèle, puis une deuxième phase, on calcule les paramètres du régulateur à partir des paramètres du système.

Les schémas directs qui ne comportent qu'une seule étape à chaque période d'échantillonnage. Les paramètres du régulateur sont directement identifiés de manière récursive. Dans ce cas, on identifie en fait implicitement le système mais reparamétrisé en terme de prédicteur.

La commande adaptative directe est plus adaptée au cas des systèmes à *minimum de phase* [AST90]. Le temps de calcul d'une telle commande est très réduit, par contre la connaissance a priori sur le système pour le mettre en œuvre est importante. La commande adaptative indirecte permet de traiter le cas des systèmes à *non minimum de phase* [LAN86].

Le modèle dynamique de la machine a été développé au chapitre I. Le choix d'un modèle de représentation adéquat permet d'élaborer des algorithmes auto-ajustables pour la commande de la machine asynchrone. La version indirecte et directe des différents algorithmes est développée dans ce chapitre.

II.2. COMMANDE ADAPTATIVE AUTO-AJUSTABLE INDIRECTE

II.2.1 Principe

Dans les systèmes adaptatifs, il est supposé que les paramètres du régulateur sont ajustés pendant chaque période d'échantillonnage. Ceci implique que les paramètres du régulateur suivent les changements dans le système. Le régulateur est appelé auto-ajustable du fait qu'il ajuste le contrôleur aux performances désirées [AST89].

Les régulateurs auto-ajustables indirectes se basent essentiellement sur l'estimation des paramètres du système. Les paramètres du régulateur sont calculés indirectement, via l'estimateur (voir figure II.1), appelé algorithme auto-ajustable indirecte (*Explicit Self-Tuning control*). Cet algorithme est donné pour les deux étapes suivantes:

Etape 1 : Estimation des paramètres du système;

Etape 2 : Calcul des paramètres du régulateur à partir des paramètres estimés.

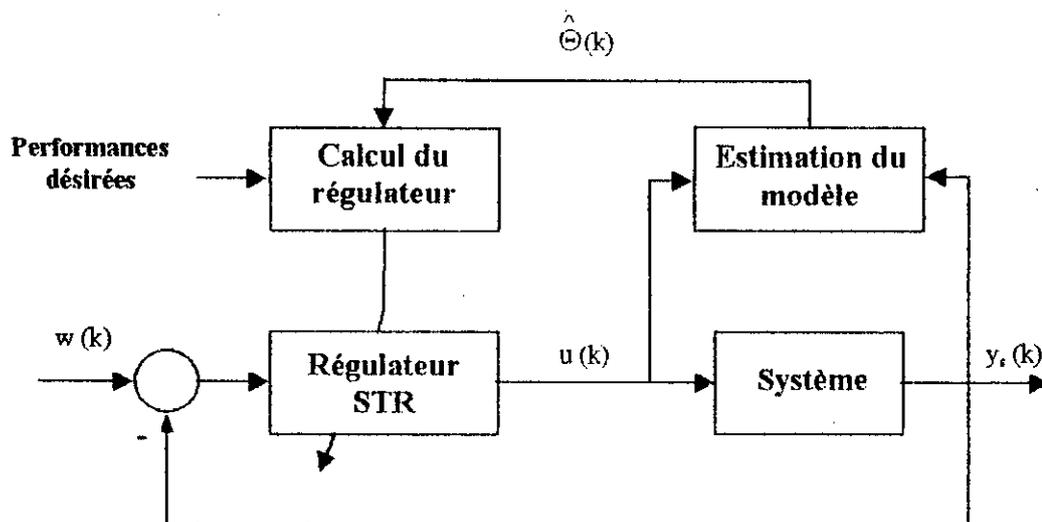


Figure II.1: Structure générale de la commande adaptative auto-ajustable indirecte.

II.2.2. Réglage de vitesse et de flux de la machine

La stratégie de commande choisie consiste à considérer la machine comme étant deux sous systèmes *monovariabiles* indépendants et d'adapter les régulateurs de vitesse et de flux lorsque les paramètres physiques de la machine varient, ou lorsque une perturbation de charge est appliquée sur l'arbre de la machine.

II.2.3. Représentation du système

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du système à commander. Le modèle doit être capable de représenter les différentes dynamiques en présence, tout en ayant une structure compatible avec le calcul de la loi de commande.

Dans un environnement déterministe, nous considérons le modèle linéaire discrétisé du système caractérisé par la fonction de transfert échantillonnée [LAN88]:

$$G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (\text{II.1})$$

Ce qui conduit à une description dans le domaine temporel du comportement entrée/sortie sous la forme d'une équation récurrente [LAN88]:

$$A(z^{-1})y[k] = B(z^{-1})u[k] \quad (\text{II.2})$$

II.2.4. Identification en ligne des paramètres

II.2.4.1. Principe

Identifier, c'est l'opération de détermination des caractéristiques dynamiques du système dont la connaissance est nécessaire pour la mise en œuvre d'un système de régulation performant. Les méthodes d'identification en ligne sont de plus en plus utilisées. La raison est que, beaucoup de techniques de commande se basent sur un modèle de type entrée/sortie dont les paramètres doivent être identifiés à chaque période d'échantillonnage telle que la commande adaptative.

Pour estimer les paramètres du modèle (polynôme $A(z^{-1})$ et $B(z^{-1})$) nous introduisons les vecteurs paramètres et mesures suivants:

$$\begin{aligned} \Theta [k] &= [a \quad b]^t \\ \Phi [k] &= [-y_s [k-1] \quad u[k-1]]^t \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Le modèle est réécrit alors sous forme d'une équation au différences suivante [LAN88]:

$$y_s [k] = \Theta^t [k] \Phi [k] \quad (\text{II.4})$$

Pour estimer le vecteur paramètres $\hat{\Theta}[k]$ on utilise un prédicteur d'ordre un dont les paramètres sont $\hat{a}[k]$ et $\hat{b}[k]$. La sortie prédite du système est définie par la relation:

$$\hat{y}_s[k] = \hat{\Theta}^t [k] \Phi [k] \quad (\text{II.5})$$

Le principe de l'identification est illustré par la figure (II.2). L'erreur de prédiction $\varepsilon[k]$ est utilisée par l'algorithme d'adaptation paramétrique AAP qui, à chaque instant d'échantillonnage, modifie les paramètres du modèle de manière à minimiser un critère en fonction de cette erreur.

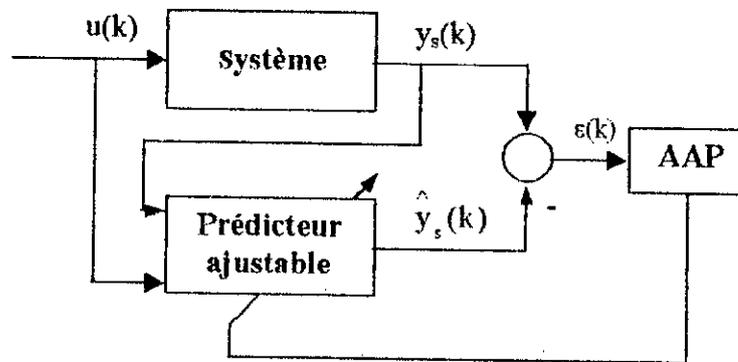


Figure II.2: Principe de l'identification.

II.2.4.2. Algorithme d'adaptation paramétrique

Parmi les algorithmes d'adaptation paramétrique, nous nous intéressons à celui des *moindres carrés récursifs à trace constante MCR*.

La structure du modèle est donnée par la relation (II.4), le modèle de prédicteur ajustable est décrit par la relation (II.5). L'objectif de l'algorithme d'adaptation paramétrique des moindres carrés récursifs est d'estimer un vecteur paramètres $\hat{\Theta}[k]$, à l'instant k , pour qu'il minimise la somme des carrés des écarts entre le système et le modèle de prédiction sur un horizon de k mesures. Le critère à minimiser est donné par [LAN88].

$$J[k] = \sum_{i=1}^k (y_s[i] - \hat{\Theta}^t [k] \Phi[i-1])^2 \lambda^{k-i} ; \lambda < 1 \quad (\text{II.6})$$

La solution récursive du problème est donnée en utilisant le lemme d'inversion matricielle [LJU87].

Les estimés satisfont les équations récurrentes :

$$\begin{cases} \hat{\Theta}[k+1] = \hat{\Theta}[k] + F[k]\Phi[k]\varepsilon[k+1] \\ F[k+1] = \frac{1}{\lambda_1[k]} \left[F[k] - \frac{F[k]\Phi[k]\Phi'[k]F[k]}{\alpha[k] + \Phi'[k]F[k]\Phi[k]} \right] \\ \varepsilon[k+1] = \frac{y_s[k+1] - \hat{\Theta}'[k]\Phi[k]}{1 + \Phi'[k]F[k]\Phi[k]} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

où $\lambda_1[k]$ et $\lambda_2[k]$ deux séquences de pondération, elles sont choisies de façon à empêcher le gain de tendre vers zéro [LAN88], ($0 < \lambda_1[k] < 1$, $0 \leq \lambda_2[k] < 2$ et $F[0] > 0$).

A chaque choix des séquences $\lambda_1[k]$ et $\lambda_2[k]$ correspond un profil de variation du gain d'adaptation, un profil convenable pour l'identification des systèmes à paramètres variables dans le temps est obtenu en choisissant $\lambda_1[k]$ et $\lambda_2[k]$ automatiquement de façon à assurer une trace constante de la matrice de gain :

$$\text{tr}[F[k+1]] = \text{tr}[F[k]] = \dots = \text{tr}[F[0]] = N \text{ GI} \quad (\text{II.8})$$

où $N=2$: nombre de paramètres et GI le gain initial. La matrice $F[0]$ a la forme :

$$[F[0]] = \text{GI} [I_n] \quad (\text{II.9})$$

avec

$$\text{GI} = \frac{1}{\delta} \quad \text{et} \quad 0 < \delta \leq 1$$

$[I_n]$: matrice identité.

Le calcul de $\lambda_1[k]$ et $\lambda_2[k]$ se fait en fixant le rapport [LAN88]:

$$\alpha[k] = \frac{\lambda_1[k]}{\lambda_2[k]} = [0.9, 0.95] \quad (\text{II.10})$$

et en tenant compte de l'équation (II.7) qui conduit à :

$$\text{tr}[F[k+1]] = \frac{1}{\lambda_1[k]} \text{tr} \left[F[k] - \frac{F[k]\Phi[k]\Phi'[k]F[k]}{\alpha[k] + \Phi'[k]F[k]\Phi[k]} \right] \quad (\text{II.11})$$

II.2.5. Synthèse de la loi de commande

La conception d'un régulateur auto-ajustable est basée sur le placement de pôles du système en boucle fermée. En accordant à cette méthode un régulateur adaptatif d'une structure à un degré de liberté, comme l'indique schématiquement la figure (II.3) [LAN88]:

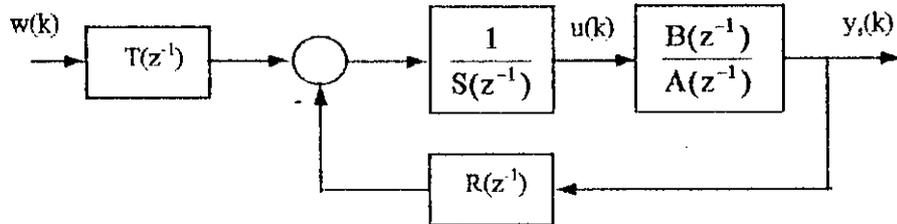


Figure II.3: Structure à un degré de liberté d'un régulateur à placement de pôles.

D'après la figure (II.3), l'expression de la loi de commande est donnée par:

$$S(z^{-1}) u[k] = T(z^{-1}) w[k] - R(z^{-1}) y_s[k] \quad (\text{II.12})$$

où $R(z^{-1})$, $T(z^{-1})$ et $S(z^{-1})$ sont des polynômes en z^{-1} du régulateur donnés par [LAN88]:

$$\begin{cases} R(z^{-1}) = r_0 + r_1 z^{-1} \\ S(z^{-1}) = 1 - z^{-1} \\ T(z^{-1}) = R(z^{-1}) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

La fonction de transfert échantillonnée du système en boucle fermée s'exprime par:

$$G_{BF}(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1}) T(z^{-1})}{A(z^{-1}) S(z^{-1}) + B(z^{-1}) R(z^{-1})} \quad (\text{II.14})$$

Soit $P(z^{-1})$ un polynôme qui définit les pôles désirés du système en boucle fermée:

$$P(z^{-1}) = 1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} \quad (\text{II.15})$$

Le calcul des paramètres du régulateur se fait, en résolvant l'équation *Diophantine* suivante [LAN88]:

$$A(z^{-1}) S(z^{-1}) + B(z^{-1}) R(z^{-1}) = P(z^{-1}) \quad (\text{II.16})$$

Nous obtenons par la suite:

$$\begin{cases} r_0 = \frac{1}{\hat{b}}(p_1 + 1 - \hat{a}) \\ r_1 = \frac{1}{\hat{b}}(p_2 + \hat{a}) \quad ; \quad \hat{b} \neq 0 \end{cases} \quad (II.17)$$

Il reste donc à spécifier le polynôme $P(z^{-1})$. Pour définir $P(z^{-1})$, nous considérons un modèle continu normalisé du deuxième ordre, permettant d'obtenir un temps d'établissement et un dépassement maximal en concordance avec les spécifications désirées.

Une fois, les paramètres du régulateur sont définis, l'expression de la loi de commande dérivée de l'équation (II.12) est la suivante:

$$u[k] = u[k-1] + r_0[w[k] - y_s[k]] + r_1[w[k-1] - y_s[k-1]] \quad (II.18)$$

II.2.6. Résultats de simulation

Le schéma synoptique de la commande adaptative auto-ajustable indirecte peut être représenté par la figure (II.4) suivante:

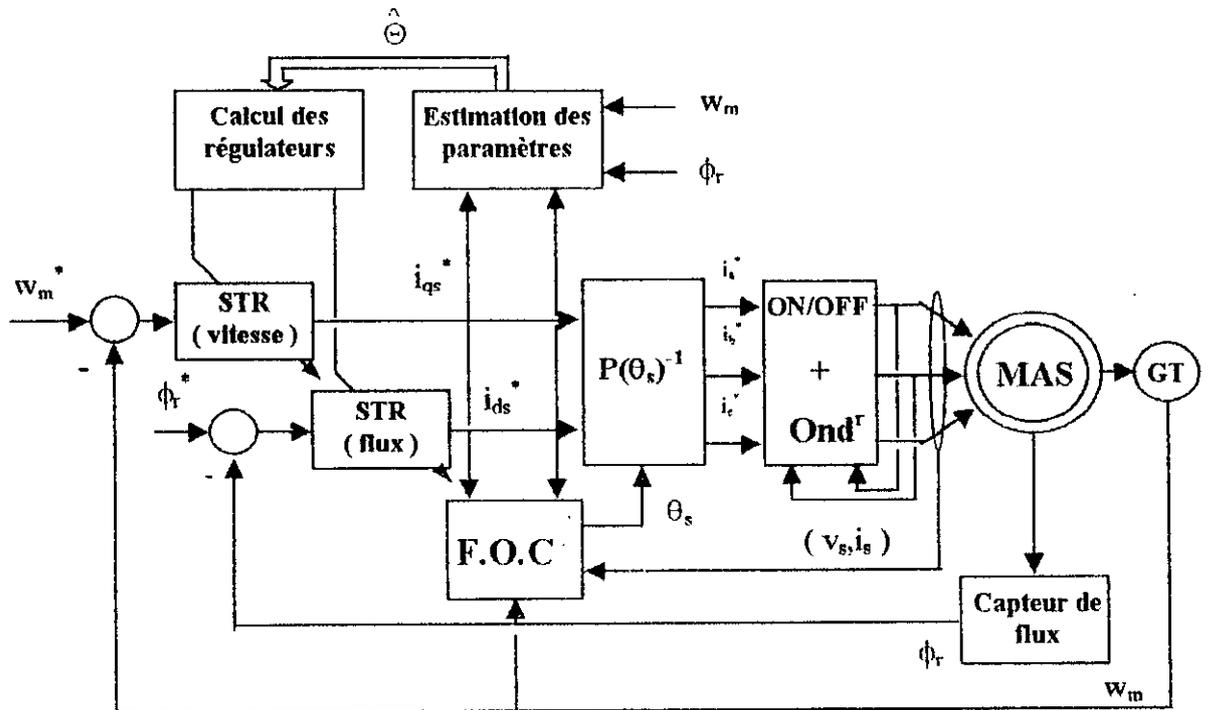


Figure II.4: Schéma synoptique de la commande adaptative auto-ajustable indirecte appliquée à la MAS.

Les figures (II.7.a)-(II.7.c) illustrent les résultats de simulation du réglage de vitesse et de flux obtenus par des régulateurs auto-ajustables indirects. Un test de robustesse de l'algorithme utilisé vis-à-vis des entrées de consigne et de perturbation, avec variations paramétriques a été envisagé.

Les résultats de la figure (II.7.a) montrent un mauvais comportement du variateur à l'absence de l'estimateur des paramètres. L'analyse de ces résultats montre qu'une réponse du système est extrêmement lente vis-à-vis de l'entrée de consigne. Ceci est dû à l'augmentation de la constante de temps mécanique, qui conduit à un appel très fort du courant de ligne au démarrage.

Les figures (II.7.b) et (II.7.c) représentent les résultats de simulation obtenus lorsque l'identification paramétrique est en ligne. Ces résultats montrent que la commande assure au variateur de bonnes performances. En effet, le régulateur fait suivre au système les variations d'entrée de consigne imposées (figure II.7.c) et compense la déviation de la vitesse de rotation due à la perturbation de charge et aux changements paramétriques.

II.3. COMMANDE ADAPTATIVE AUTO-AJUSTABLE DIRECTE

II.3.1. Principe

Le schéma direct de Aström & Wittenmark [AST73], Clarke & Gawthrop [CLA75], [CLA79] est basé sur l'idée d'éviter de séparer entre l'étape d'identification et celle de la commande. Car les paramètres du régulateur sont incorporés dans la procédure d'identification. Il s'agit donc d'éliminer l'étape 2 dans la synthèse de la commande auto-ajustable indirecte en faisant apparaître les paramètres du régulateur dans l'équation du prédicteur.

II.3.2 Poursuite et régulation adaptative à objectifs indépendants

Cette méthode de synthèse des régulateurs auto-ajustable permet d'obtenir le comportement désiré en *poursuite* (consigne) indépendamment du comportement désiré en *régulation* (rejet d'une perturbation). Donc la sortie du modèle de poursuite spécifie la *trajectoire désirée*. Alors que le comportement souhaité en régulation est défini par les *pôles en boucle fermée*. Ces objectifs peuvent être spécifiés comme suit:

Poursuite : Calculer la commande $u[k]$, pour que la sortie du système vérifie la relation de la forme [LAN86]:

$$C_p(z^{-1}) y_m[k+1] = D(z^{-1}) w[k] \quad (\text{II.19})$$

où $C_p(z^{-1})$ est un polynôme asymptotiquement stable et $w[k]$ est une séquence de consigne.

Régulation : Calculer une commande $u[k]$, pour qu'une perturbation initiale soit éliminée avec une dynamique définie par [LAN86]:

$$C_R(z^{-1}) y_s[k+1] = 0 \quad ; \quad \forall k > 0 \quad (\text{II.20})$$

où $C_R(z^{-1})$ est un polynôme asymptotiquement stable qui spécifie les pôles désirés du système en boucle fermée.

II.3.3. Commande auto-ajustable à erreur de prédiction minimale

L'idée de cette commande est basée sur le fait que les performances désirées du système peuvent être obtenues en atteignant une *erreur de poursuite nulle* et réaliser la stabilité en boucle fermée.

Les objectifs de commande spécifiés précédemment peuvent être résumés sous la forme suivante [LAN86]:

$$\begin{cases} C_R(z^{-1})(y_m[k+1] - y_s[k+1]) = e[k+1] \\ \lim_{k \rightarrow \infty} e[k+1] = 0 \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

avec

$$C_R(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} \quad (\text{II.22})$$

La loi de commande optimale est obtenu en minimisant le critère quadratique suivant [LAN86]:

$$J[k+1] = e[k+1]^2 = (C_R(z^{-1})(y_m[k+1] - y_s[k+1]))^2 \quad (\text{II.23})$$

La minimisation du critère s'obtient, en cherchant une commande $u[k]$ pour laquelle on a:

$$\left. \frac{\partial J[k+1]}{\partial u[k]} \right|_{u[k]=u_{opt}} = 0 \quad (\text{II.24})$$

L'équation (II.21) peut s'écrire sous la forme suivante:

$$C_R(z^{-1}) y_m[k+1] = -r_0 y_s[k] - r_1 y_s[k-1] + r_2 u[k] + r_3 u[k-1] \quad (\text{II.25})$$

L'équation (II.25) peut s'écrire sous forme d'un prédicteur d'ordre deux comme suit:

$$C_R(z^{-1})y_m[k] = \hat{\Theta}^t [k] \Phi [k] \quad (II.26)$$

avec

$$\begin{cases} \hat{\Theta} [k] = [r_0 \quad r_1 \quad r_2 \quad r_3]^t \\ \Phi [k] = [-y_s[k-1] \quad -y_s[k-2] \quad u[k-1] \quad u[k-2]]^t \end{cases} \quad (II.27)$$

Comme les paramètres du vecteur $\hat{\Theta}[k]$ sont variables dans le temps, un algorithme d'identification en ligne est alors utilisé pour les estimer à chaque pas en utilisant le signal $e[k+1]$ comme erreur d'adaptation.

La loi de commande optimale qui minimise le critère (II.23) est donnée par:

$$u[k] = \frac{1}{r_2} [C_R(z^{-1})y_m[k+1] + r_0 y_s[k] + r_1 y_s[k-1] - r_3 u[k-1]] \quad (II.28)$$

Le schéma de commande assurant la poursuite et la régulation avec objectifs indépendants est donné dans la figure (II.5) [LAN86].

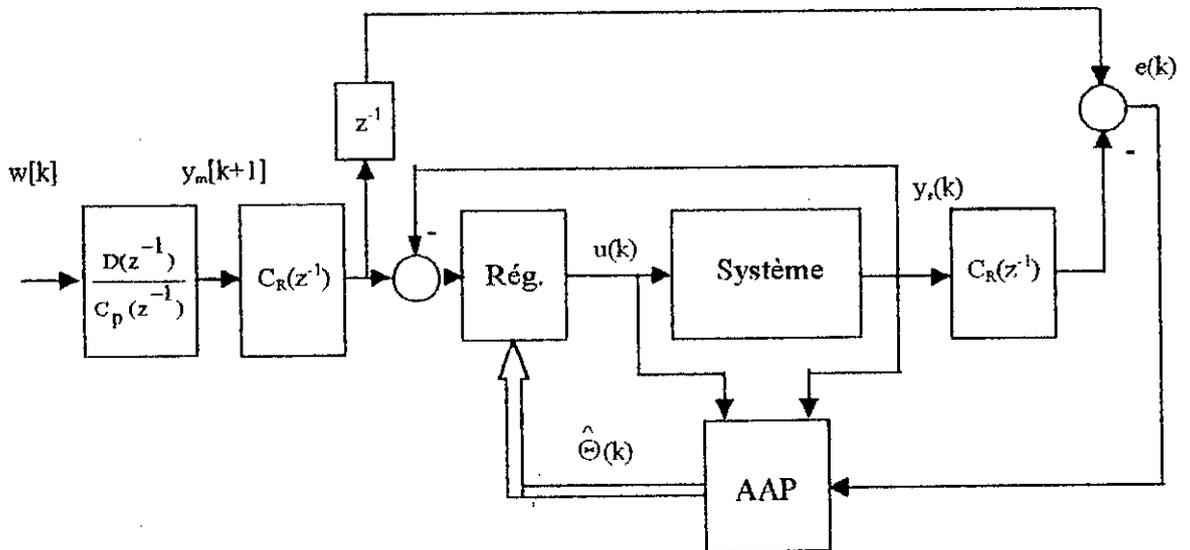


Figure II.5: Schéma de commande à erreur de prédiction minimale assurant la poursuite et la régulation à objectifs indépendants.

II.3.4. Commande auto-ajustable à erreur de prédiction minimale pondérée

La commande à erreur de prédiction minimale pondérée est une extension de la stratégie de commande avec poursuite et régulation à objectifs indépendants au modèle échantillonné du système [LAN88]. Cette technique de commande a pour objectif de faire un compromis entre l'énergie dépensée de la commande et l'obtention d'une erreur de poursuite de la référence nulle, en réalisant la stabilité de la boucle fermée. En conséquence, cette technique permet [LAN86]:

- de réduire l'énergie de la commande;
- de traiter une large gamme de système.

L'algorithme de commande est obtenu en introduisant une pondération sur l'entrée. Le critère (II.23) à minimiser devient [LAN86]:

$$J[k+1] = e[k+1]^2 = (C_R(z^{-1}) (y_m[k+1] - y_s[k+1]))^2 + \lambda r_2 u[k]^2 \quad (\text{II.29})$$

avec

$$\lambda r_2 > 0$$

Ce qui conduit à:

$$u[k] = \frac{1}{(r_2 + \lambda)} [C_R(z^{-1}) y_m[k+1] + r_0 y_s[k] + r_1 y_s[k-1] - r_3 u[k-1]] \quad (\text{II.30})$$

Le calcul de la loi de commande se fait en deux étapes [LAN88]:

Dans une première étape, on calcule la commande par la méthode de poursuite et régulation à objectifs indépendants pour $\lambda = 0$.

Dans une deuxième étape, on introduit la pondération de la commande ($\lambda \ll 1$) et on vérifie si le système est stable en boucle fermée. Si ce n'est pas le cas, on change la valeur de λ .

II.3.5. Résultats de simulation

La figure (II.6) représente le schéma synoptique de l'approche directe de la commande auto-ajustable appliquée à la machine asynchrone.

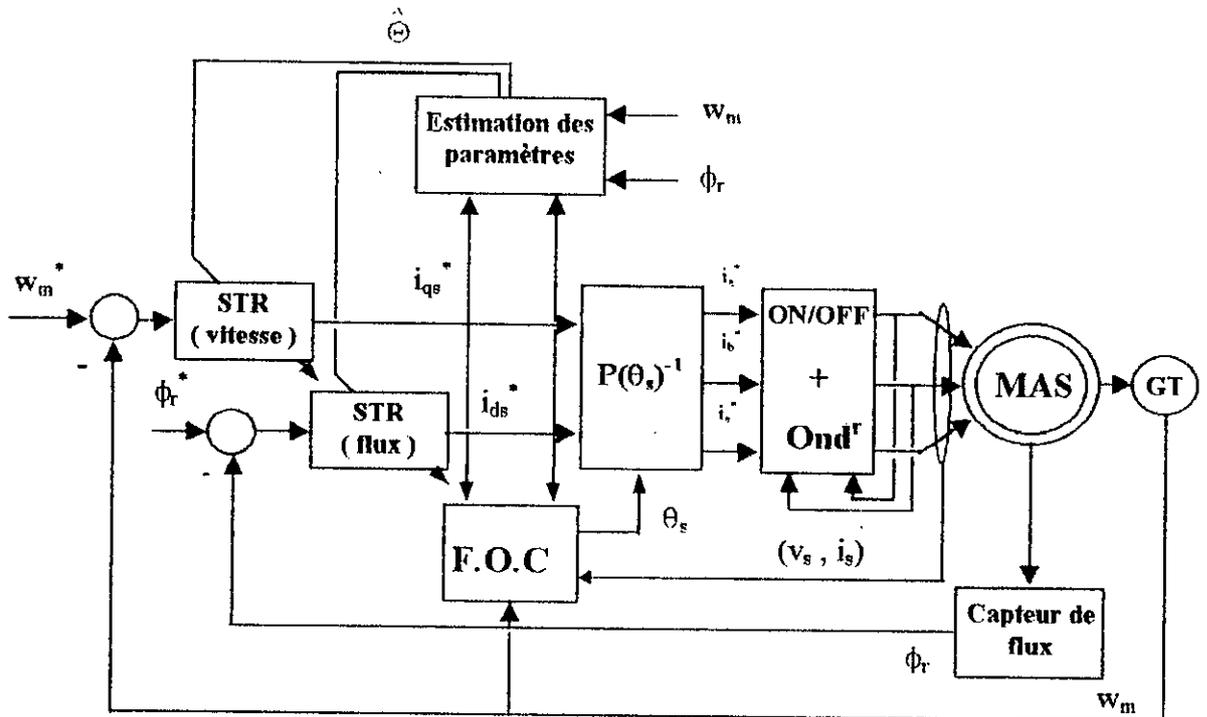


Figure II.6: Schéma bloc de la commande auto-ajustable directe.

Les résultats de simulation de la commande auto-ajustable directe basée sur la minimisation de l'erreur de prédiction de sortie sont illustrés par les figures (II.8.a)-(II.8.c).

La réponse du système vis-à-vis des entrées de consigne et de perturbation (figure II.8.a) est affectée lorsque les paramètres du système sont sous estimés. Tandis que l'introduction d'une estimation paramétrique offre des performances du système satisfaisantes (figure (II.8.b) et (II.8.c)).

Les figures (II.9.a)-(II.9.c) représentent les résultats de simulation de la commande pondérée. Nous constatons que l'introduction d'une pondération de la commande offre de très bonnes performances au variateur. En effet, cette pondération minimise l'effort exercé par les régulateurs.

II.4. CONCLUSION

Nous avons présenté dans la première partie de ce chapitre la commande auto-ajustable indirecte à placement de pôles. Dans la seconde partie, nous avons développé l'approche directe de la commande auto-ajustable basée sur l'erreur de prédiction minimale, et à la pondération de la commande. Les structures de commande développées ont été appliquées à la régulation de vitesse et de flux de la machine asynchrone.

La première structure de commande présentée dans ce chapitre est d'une grande performance. Cependant, elle nécessite un temps de calcul très lourd pour la résolution de l'équation de Diophantine. Pour surmonter ce problème, la commande est calculée directement en fonction des paramètres estimés en supposant que l'erreur de poursuite est nulle en régime permanent: c'est l'approche directe de la commande auto-ajustable. Cette technique de commande offre de très bons résultats, sous réserve du choix d'une bonne pondération.

En ce qui concerne le couplage entre le courant i_{qs} et i_{ds} , nous n'avons pas trouvé une dynamique rapide de l'identification de T_r (voir chapitre I) par rapport à celle de l'identification récursive des paramètres du système électromagnétique.

Dans l'ensemble, la commande adaptative auto-ajustable nous a permis de réaliser de bonne performance de l'actionneur asynchrone. Elle offre une robustesse vis-à-vis des entrées de consigne et de perturbation en présence des variations paramétriques.

Ainsi, la mise en œuvre de la commande auto-ajustable, qui consiste finalement à modifier les coefficients du régulateur en fonction de l'évolution des paramètres du système, permet de maintenir le critère de performance à un niveau optimal.

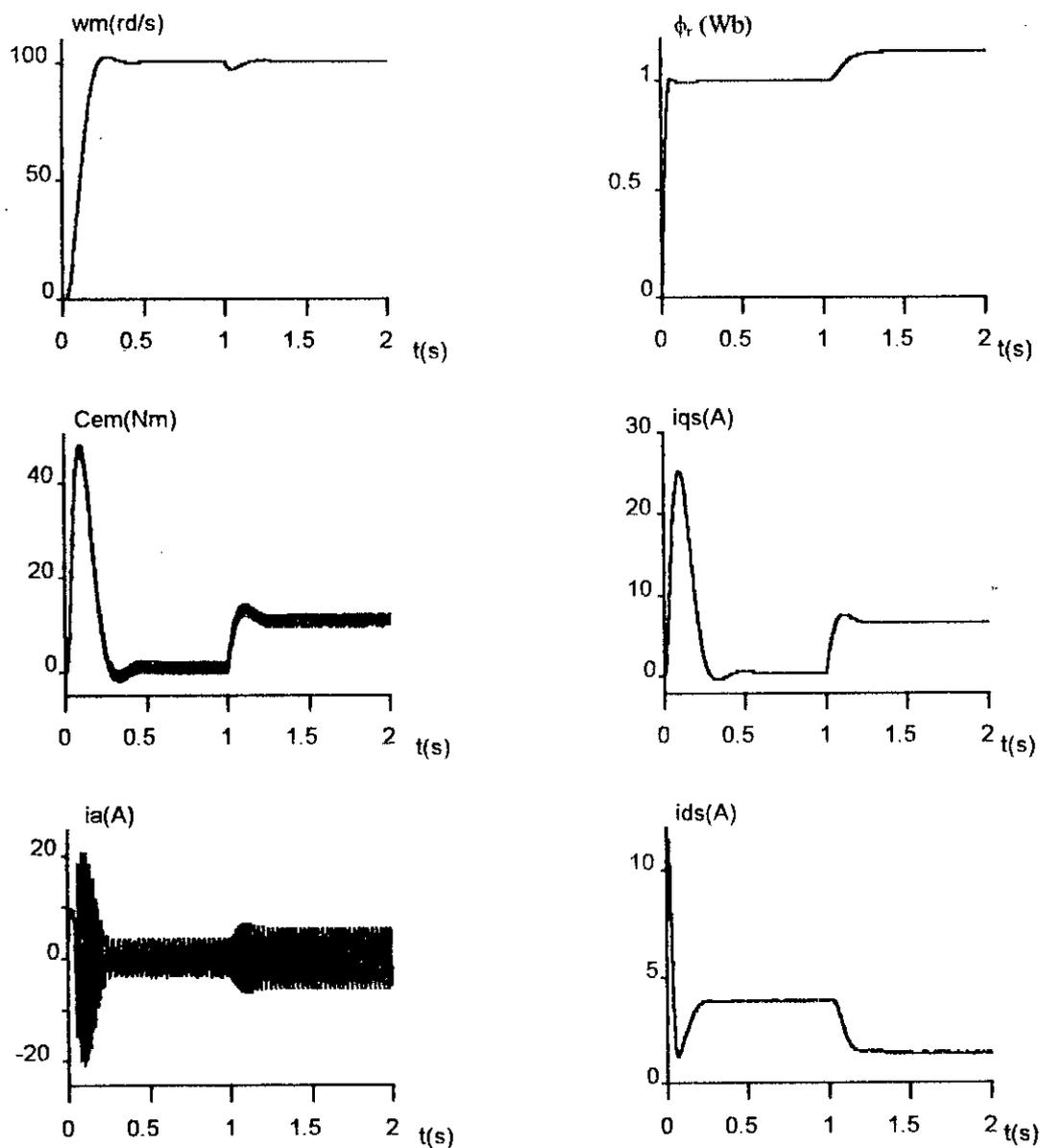


Figure II.7.a : Réglage de la vitesse et du flux par des régulateurs STR (indirectes) avec variations paramétriques, sans adaptation.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

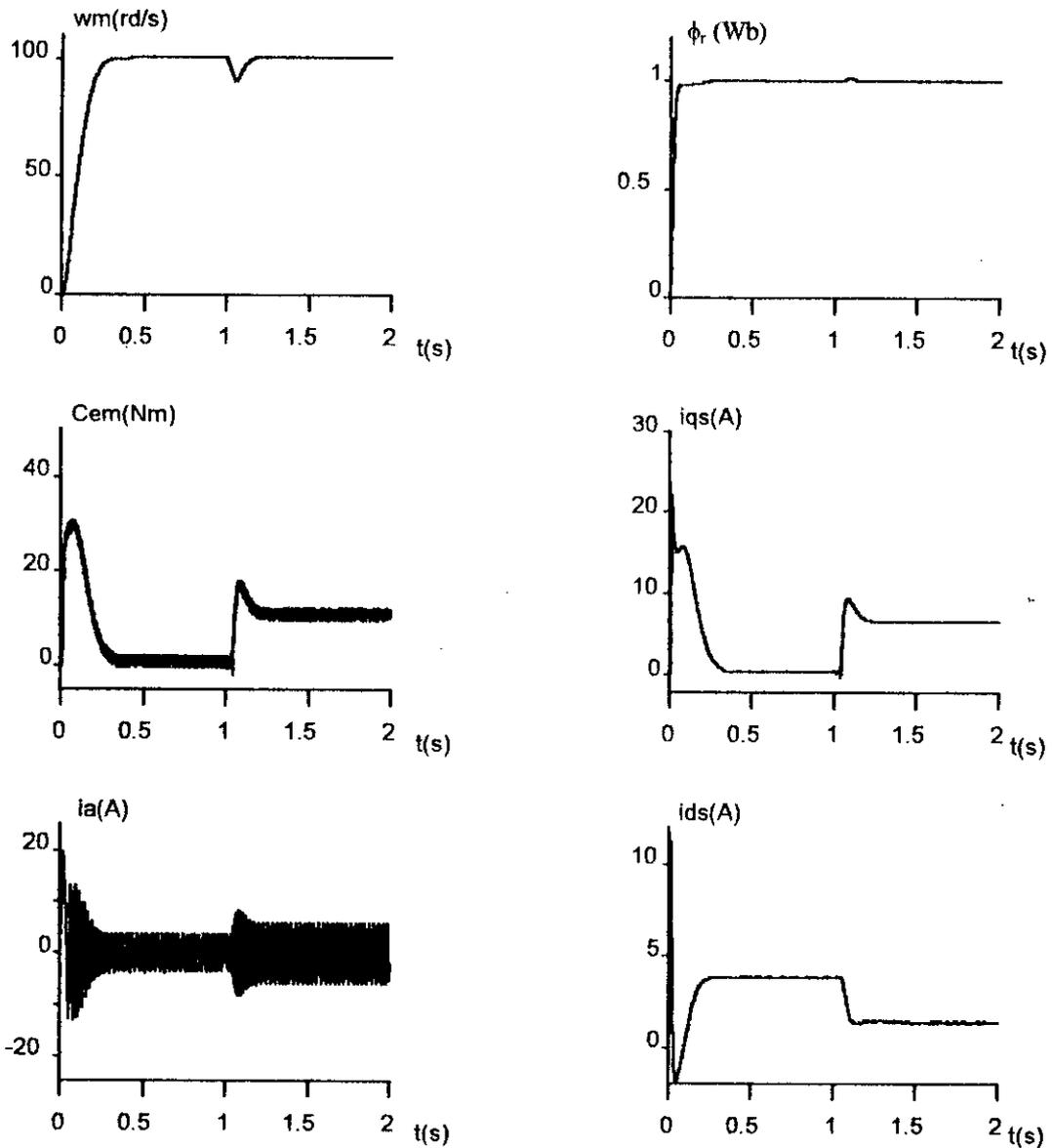


Figure II.7.b : Résultats de simulation de réglage de la vitesse et du flux par des régulateurs auto-ajustables indirectes, avec variations paramétriques.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

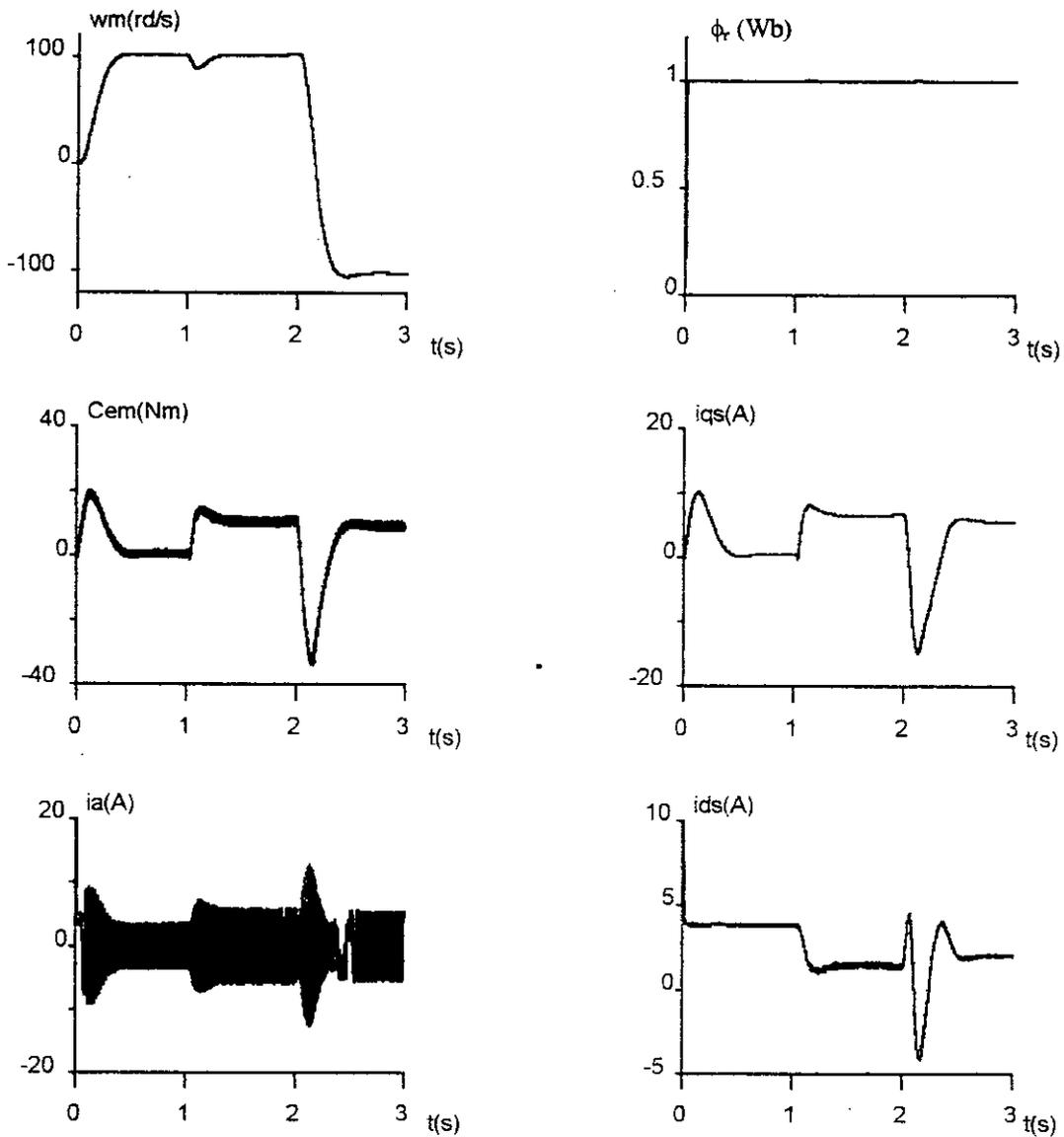


Figure II.7.c : Réglage de la vitesse et du flux par des régulateurs auto-ajustables indirectes, avec inversion de sens de rotation de la machine, plus variations paramétriques.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

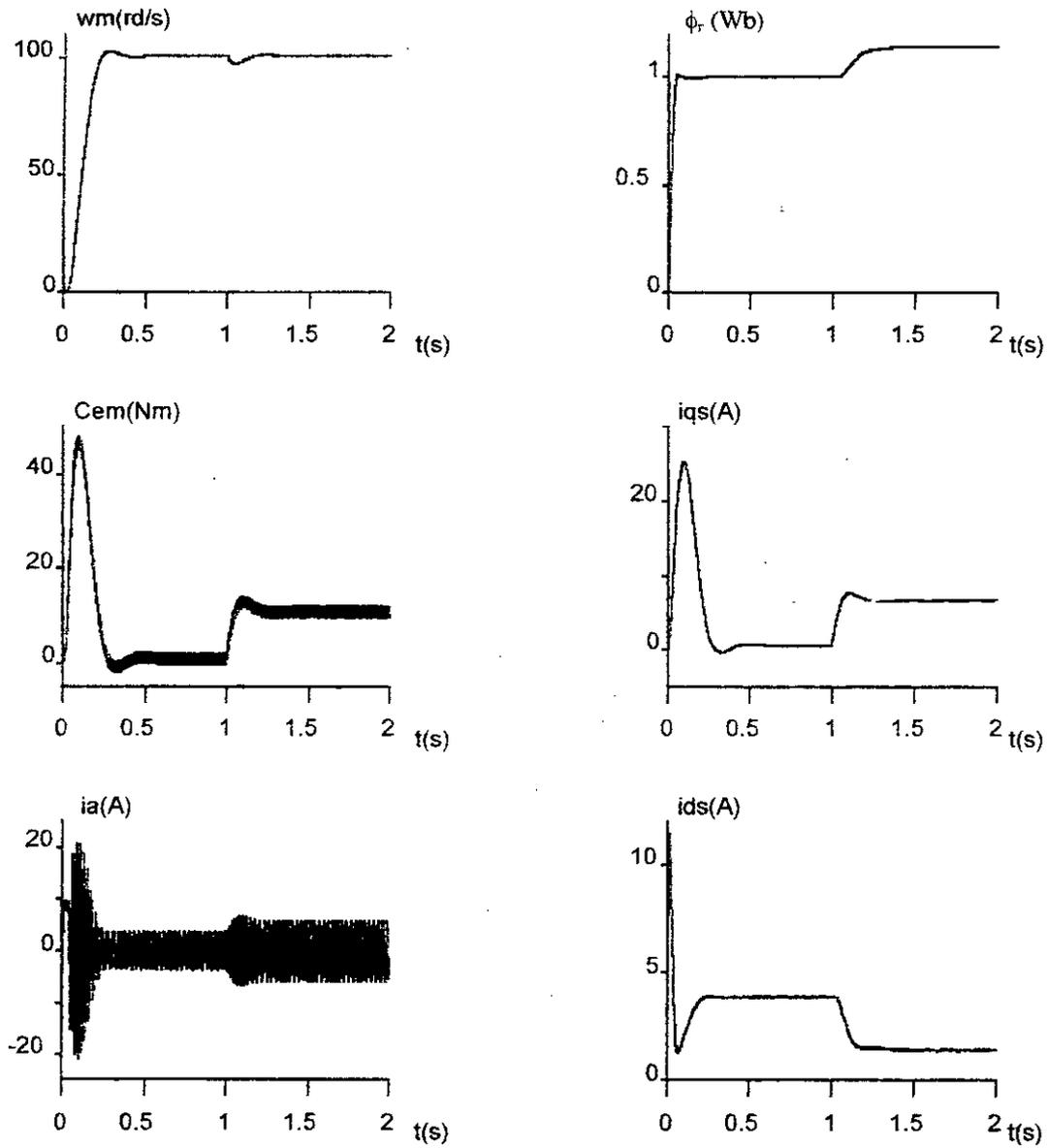


Figure II.8.a.: Réglage de la vitesse et du flux par des régulateurs STR (directes) avec variations paramétriques, sans adaptation.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

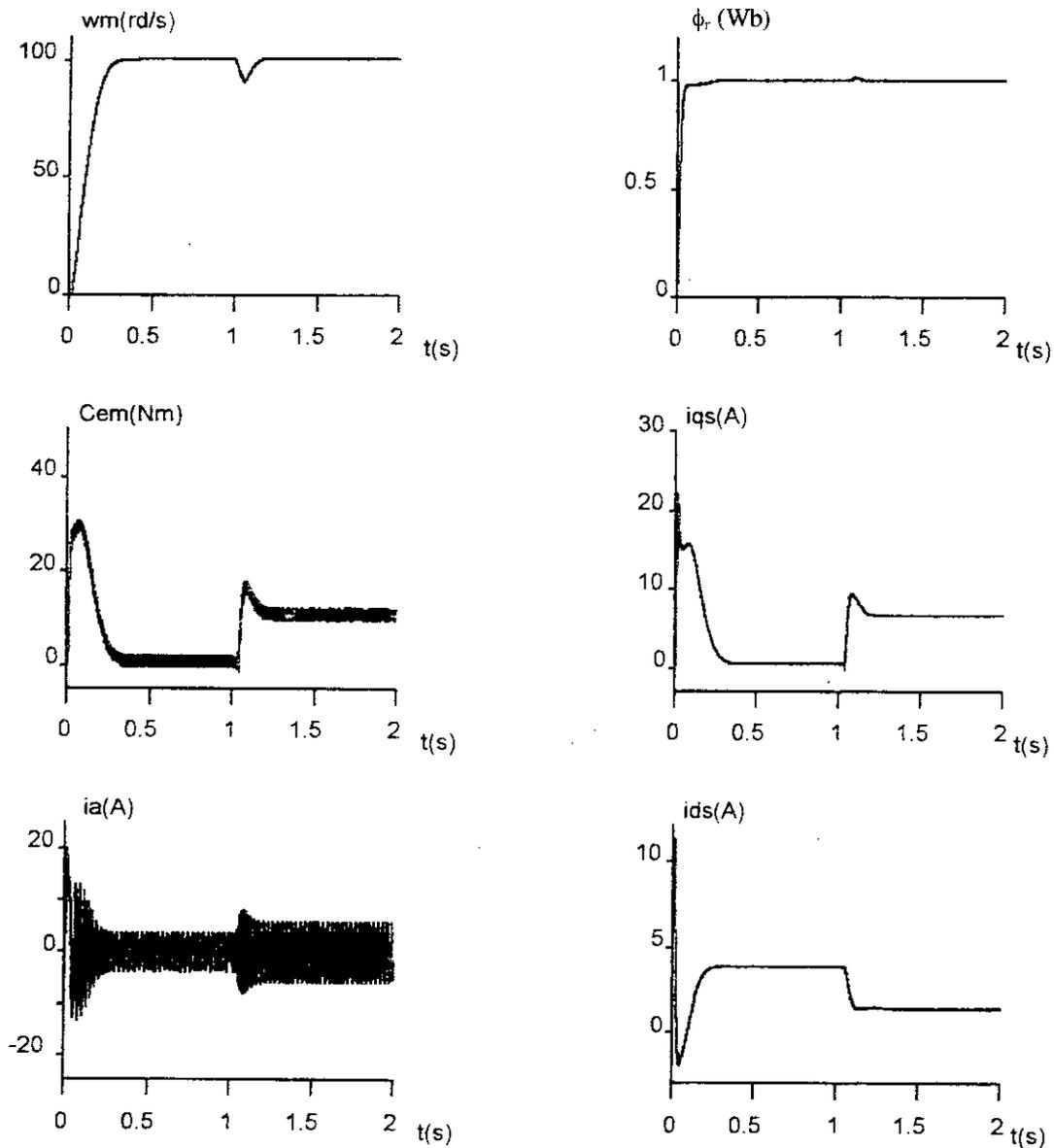


Figure II.8.b : Résultats de simulation de la commande auto-ajustable directe à erreur de prédiction minimale, avec variations paramétriques.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

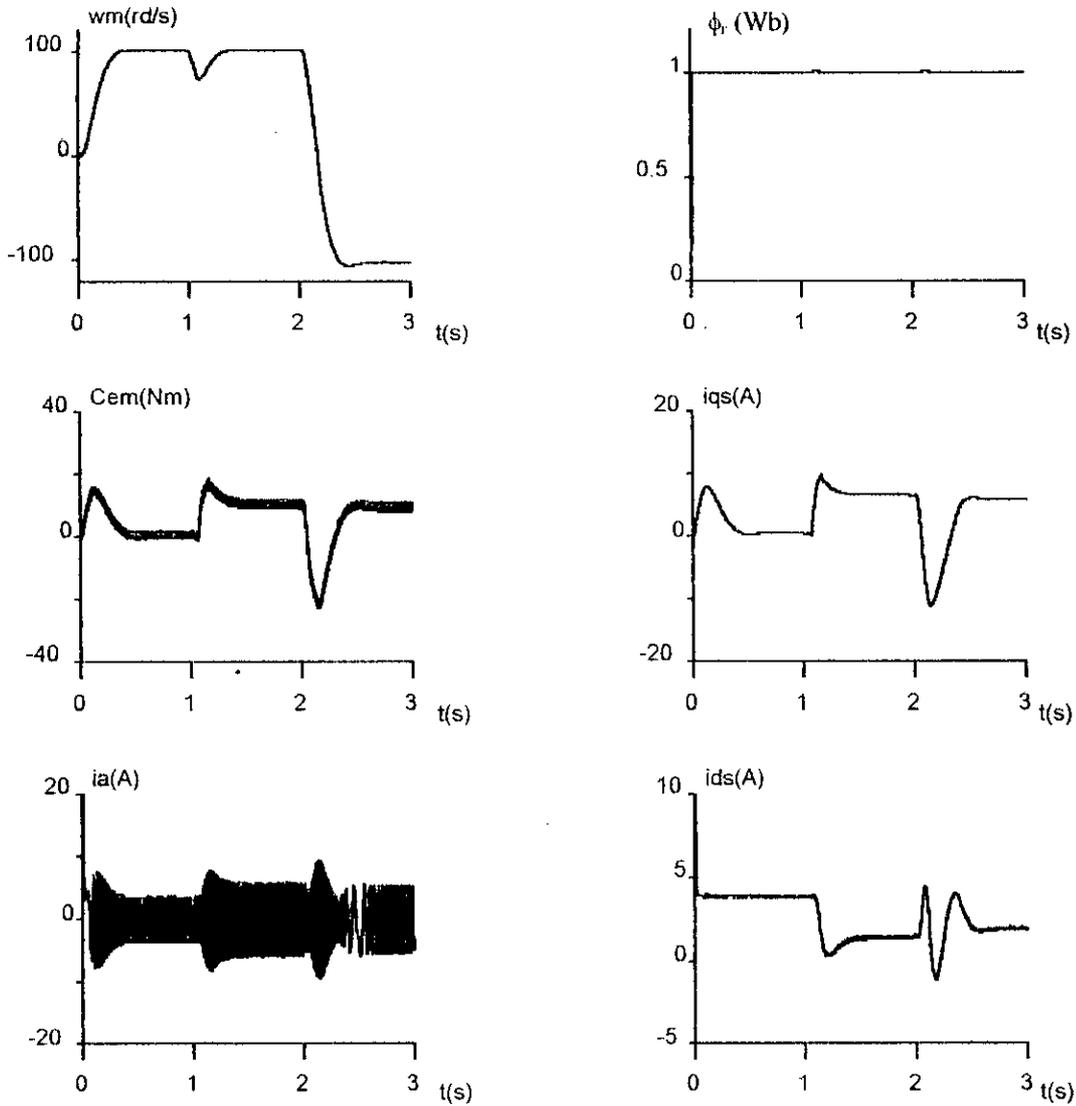


Figure II.8.c : Résultats de simulation de la commande auto-ajustable directe à erreur de prédiction minimale, avec inversion de sens de rotation de la machine, plus variations paramétriques.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

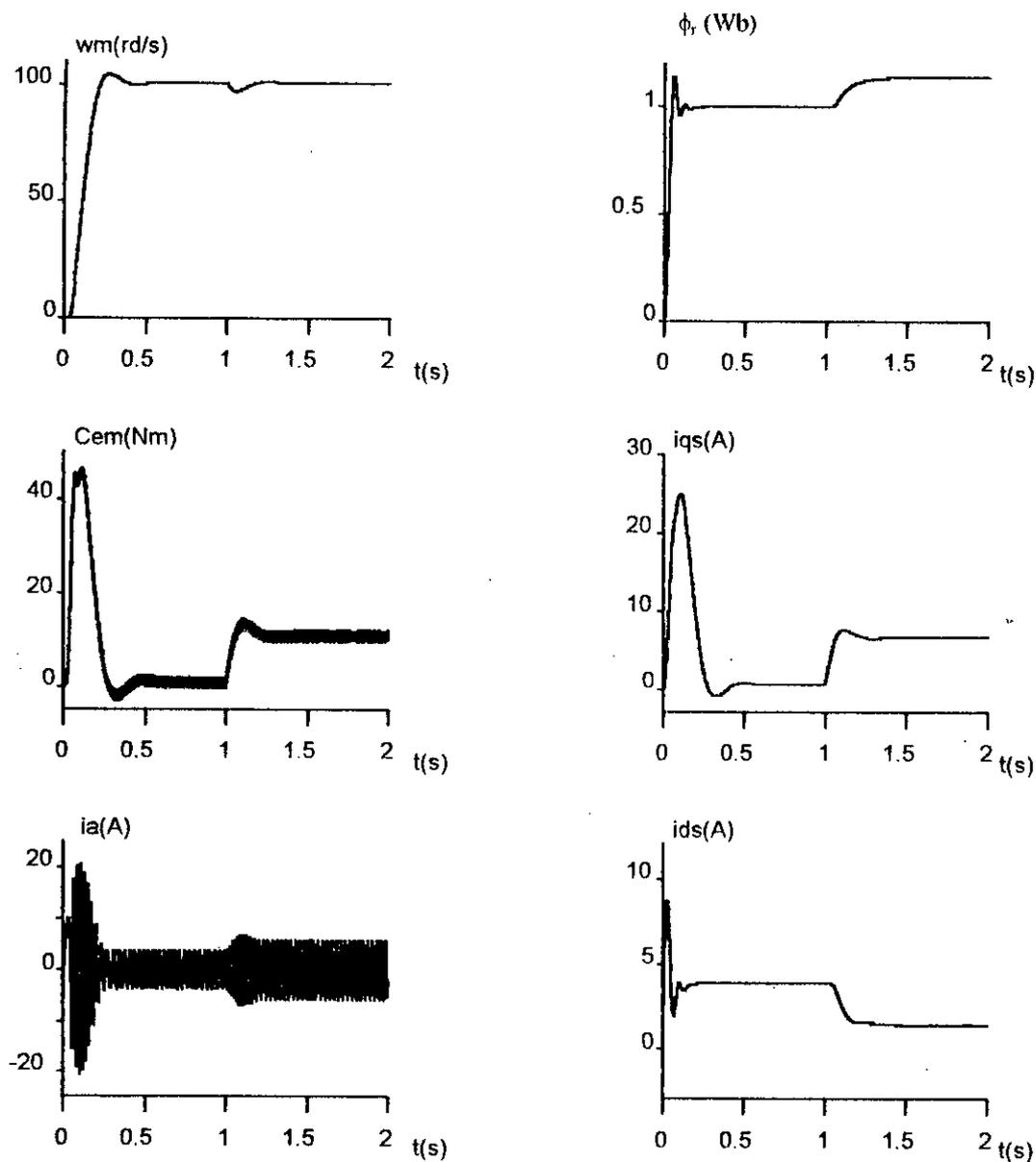


Figure II.9.a : Réglage de la vitesse et du flux par des régulateurs STR (directes), avec pondération ($\lambda=0.001$), plus variations paramétriques.

$$R_s=50\% R_{s0} \quad , \quad R_r=50\% R_{r0} \quad , \quad J=100\% J_0$$

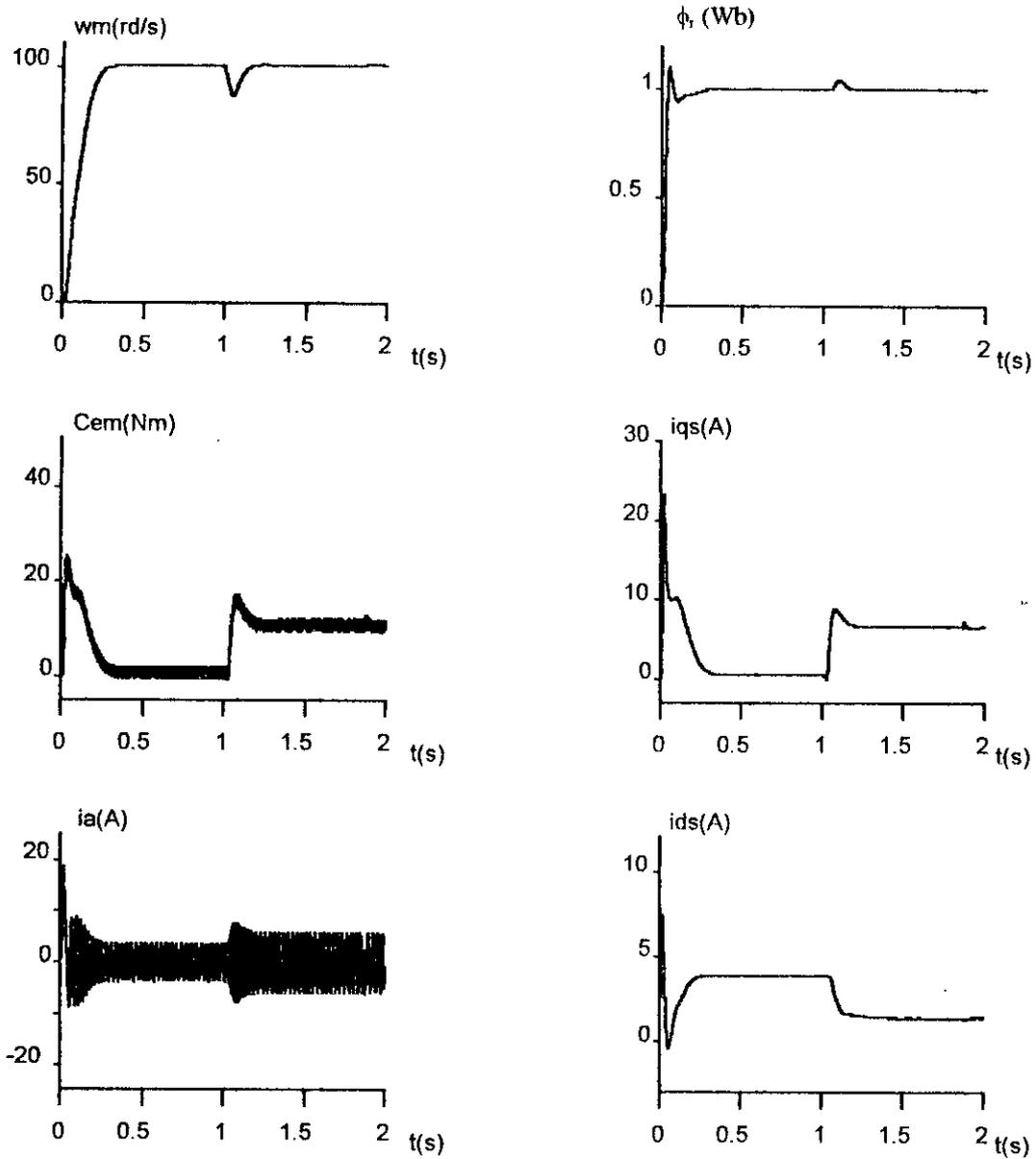


Figure II.9.b : Résultats de simulation de la commande auto-ajustable directe avec pondération ($\lambda=0.001$), plus variations paramétriques.

$$R_s=50\% R_{s0} \quad , \quad R_r=50\% R_{r0} \quad , \quad J=100\% J_0$$

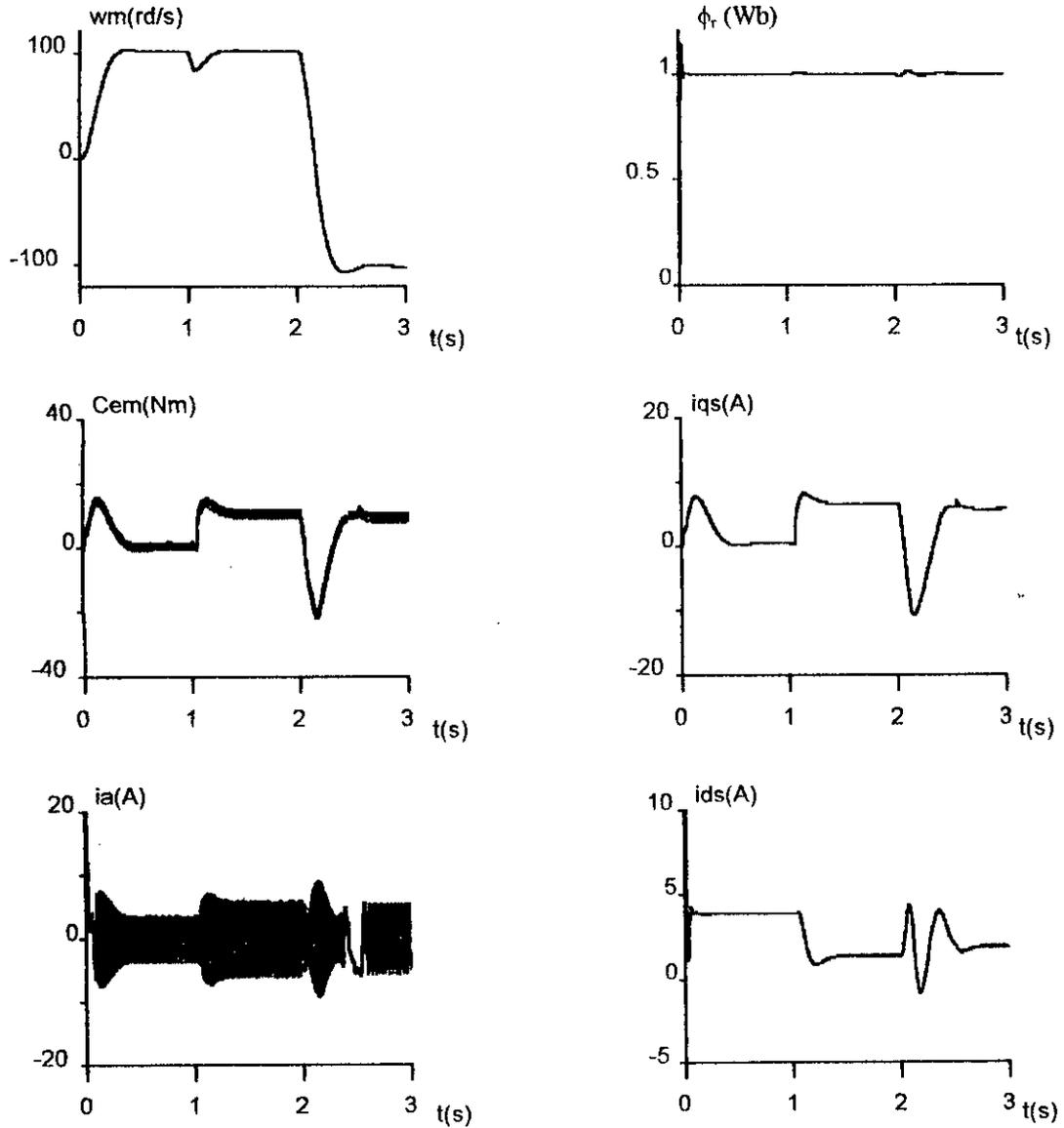


Figure II.9.c : Résultats de simulation de la commande auto-ajustable directe avec pondération ($\lambda=0.001$), plus variations paramétriques pour une inversion de sens de rotation de la machine.

$$R_s=50\% R_{s0} \quad , \quad R_r=50\% R_{r0} \quad , \quad J=100\% J_0$$

Chapitre III

Commande Adaptative à Modèle de Référence de la Machine Asynchrone

III.1. INTRODUCTION

Nous nous intéressons dans cette partie, à développer les techniques adaptatives à *modèle de référence*. Ces techniques sont des outils puissants pour l'analyse de la convergence et la synthèse des lois d'adaptation de ces structures ajustables [LAN79].

Les systèmes adaptatifs à modèle de référence *MRAS (Model Reference Adaptive Systems)* sont très utilisés dans de larges domaines, pour résoudre une variété importante de problèmes rencontrés en commande, identification et estimation d'état [LAN79], [CHA87], [GUE95]. Le caractère dual de ces méthodes permet leur utilisation suivant la structure spécifiée, dans différentes applications [LAN79]. Nous distinguons deux façons d'adapter le système ajustable, afin d'assurer une minimisation de l'erreur généralisée ou de sortie, entre le système ajustable et le modèle de référence. L'adaptation *paramétrique* se base sur l'ajustement des paramètres de la structure choisie; tandis que le *signal de synthèse* (Signal Synthesis) est une manière de transformer l'ajustement en un signal d'entrée qui attaque le bloc ajustable [LAN79].

Le problème majeur dans la synthèse des systèmes (MRAS) est la *conception* du mécanisme d'adaptation. Plusieurs recherches ont été développées pour synthétiser de tels mécanismes, afin d'assurer une stabilité asymptotique [LAN79].

Parks a développé une méthode basée sur le concept de stabilité au sens de Lyapounov [GUE95]. Le principal désavantage de cette méthode réside au fait qu'il n'existe pas une règle générale pour trouver une "bonne" fonction de Lyapounov. Ce qui empêche de résoudre le problème de la stabilité dans beaucoup de cas [LAN79], [GUE95].

Le concept d'hyperstabilité introduit par Popov est une généralisation de la notion de stabilité absolue. Landau [LAN79] introduit ce concept pour l'analyse et la synthèse des lois d'adaptation.

Dans le domaine de la commande, la structure (MRAS), réduit à la détermination de la loi d'adaptation des paramètres du régulateur.

La commande par poursuite d'un modèle linéaire LMFC (*Linear Model Following Control*) est très adaptée à la structure parallèle-parallèle [LAN79]. La satisfaction des conditions d'Erzenberger est une condition nécessaire pour l'existence du contrôleur linéaire assurant la poursuite parfaite du modèle de référence [LAN79]. Dans le cas des systèmes à paramètres inconnus ou variables dans le temps, l'utilisation d'une loi d'adaptation s'avère nécessaire. Nous aboutissons à la commande à modèle de référence MRAC (*Model Reference Adaptive Control*) [LAN79]. L'hyperstabilité d'un tel algorithme est assurée, dans le cas où le bloc de contre réaction non linéaire, dans le schéma équivalent, assure l'inégalité de Popov et le bloc linéaire de la chaîne directe assurant la condition de positivité réelle [LAN79]. Cette dernière condition est assurée par introduction d'un compensateur linéaire dans la chaîne directe et la résolution de l'équation de Lyapounov.

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons les systèmes adaptatifs à modèle de référence MRAS. La commande linéaire par poursuite d'un modèle LMFC est développée dans la seconde partie. La troisième partie concerne la commande adaptative à modèle de référence AMFC. La version simplifiée de la commande AMFC est présentée dans la quatrième partie. Les résultats de simulation des différents algorithmes appliqués à la régulation de vitesse et de flux de la machine asynchrone sont exposés dans la dernière partie. Une conclusion clôtur le chapitre.

III.2. CLASSIFICATION DES SYSTEMES ADAPTATIFS A MODELE DE REFERENCE (MRAS)

Plusieurs possibilités de commande adaptative à modèle de référence peuvent être envisagées. Nous pouvons les classer suivant les critères suivants [LAN79], [CHA87]:

1. *Structure;*
2. *Indice de performance;*
3. *Domaine d'application;*
4. *Principe d'adaptation.*

III.2.1. Structure

Nous distinguons trois principales structures:

1. *MRAS parallèle;*
2. *MRAS série;*
3. *MRAS série-parallèle.*

La structure MRAS parallèle (figure III.1) est la structure la plus connue, nommée la méthode de l'erreur de sortie dans le cas de l'identification [LAN79].

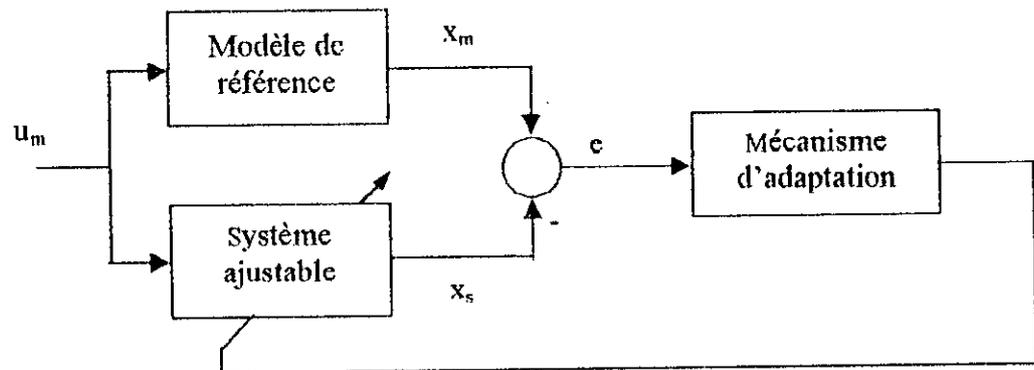


Figure III.1: Structure parallèle du MRAS.

III.2.2. Indice de performance

L'indice de performance du mécanisme d'adaptation est une mesure entre les performances désirées définies par le modèle de référence et les performances du système ajustable. Cet indice est obtenu en minimisant [LAN79]:

1. La distance d'état;
2. La distance paramétrique.

III.2.3. Domaine d'application

Nous citons quatre domaines d'application [CHA87]:

1. Commande adaptative par poursuite d'un modèle AMFC;
2. Identification avec un modèle ajustable;
3. Observation d'état;
4. Régulation adaptative.

III.2.4. Principe d'adaptation

L'adaptation se fait soit:

1. Par ajustement des paramètres du système ajustable;
2. Par un signal de synthèse d'adaptation;
3. En combinant l'adaptation paramétrique et le signal de synthèse.

III.3. DESCRIPTION

Nous présenterons une description du MRAS, qui va être utilisée tout le long de cette partie.

Avant de synthétiser les lois d'adaptation, certaines hypothèses de bases doivent être posées [LAN79], [CHA87]:

1. *Le modèle de référence doit être un système linéaire invariant dans le temps;*
2. *Le modèle de référence et le système ajustable ont la même dimension;*
3. *Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système ajustable dépendent seulement du mécanisme d'adaptation;*
4. *Aucun signal, autre que le vecteur d'entrée, n'agit sur le système;*
5. *La différence initiale entre les paramètres du modèle et ceux du système est connue;*
6. *Le vecteur erreur d'état et de sortie sont mesurables.*

Cet ensemble d'hypothèses constitue le cas idéal et permet un traitement analytique direct du MRAS.

Les équations du modèle de référence et ceux du système ajustable se mettent sous la forme d'état suivante:

$$\frac{dx_m}{dt} = A_m x_m + B_m u_m \quad (\text{III.1})$$

$$\frac{dx_s}{dt} = A x_s + B u_m \quad (\text{III.2})$$

où

x_m et x_s : Vecteurs d'état de dimension n .

u_m : Vecteur d'entrée de dimension m .

A_m et A : Matrices carrées de dimension $(n \times n)$.

B_m et B : Matrices de dimension $(n \times m)$.

Le modèle de référence est choisi stable et complètement contrôlable. Le système ajustable est choisi sous la forme d'un modèle linéaire variable dans le temps [LAN79].

Le vecteur d'état de l'erreur généralisée est défini par [LAN79]:

$$e = x_m - x_s \quad (\text{III.3})$$

L'objectif de la synthèse du MRAS est de trouver une loi d'adaptation paramétrique qui permet d'ajuster les matrices A et B tel que:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (\text{III.4})$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} A(e, t) = A_m \quad (\text{III.5})$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} B(e, t) = B_m \quad (\text{III.6})$$

Ceci doit être assuré quelque soit la différence initiale entre les paramètres du modèle de référence et ceux du système ajustable [LAN79]. De plus, on veut que le mécanisme d'adaptation ait de la mémoire (c'est à dire qu'il mémorise les bonnes valeurs des paramètres, une fois trouvées), ce qui conduit à l'introduction d'un intégrateur dans le mécanisme d'adaptation [LAN79]. Ce dernier aura pour effet de rendre les paramètres du système ajustable, à l'instant t, dépendant non seulement de e(t) mais aussi de l'histoire de e(t) (c'est-à-dire e(τ), $\tau \leq t$).

La loi d'adaptation sera alors [LAN79]:

$$\begin{aligned} A(e, t) &= F(e, \tau, t) + A(0) \\ B(e, t) &= G(e, \tau, t) + B(0) \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

où F(.) et G(.) déterminent la relation fonctionnelle entre A(.) et B(.) et les valeurs de l'erreur e, dans l'intervalle [0,t]. Dans le cas du signal d'adaptation de synthèse, la loi d'adaptation est [LAN79]:

$$u_a(e, t) = u(e, \tau, t) + u_a(0) \quad (\text{III.8})$$

où u(.) détermine la relation fonctionnelle entre $u_a(.)$ et les valeurs du vecteur de l'erreur dans [0,t].

III.4. REPRESENTATION DU MRAS COMME SYSTEMES A RETOUR D'ETAT NON LINEAIRE

En utilisant les équations précédentes, on peut établir l'équation différentielle qui caractérise la dynamique de l'erreur:

$$\begin{aligned} \frac{de}{dt} &= \frac{dx_m}{dt} - \frac{dx_s}{dt} \\ &= A_m e + (A_m - A(0) - F(e, \tau, t))x_s \\ &\quad + (B_m - B(0) - G(e, \tau, t))u_m \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

Nous obtenons ainsi une équation décrivant le système adaptatif à modèle de référence. La représentation équivalente comme étant un système non linéaire variable dans le temps, est illustrée dans la figure suivante:

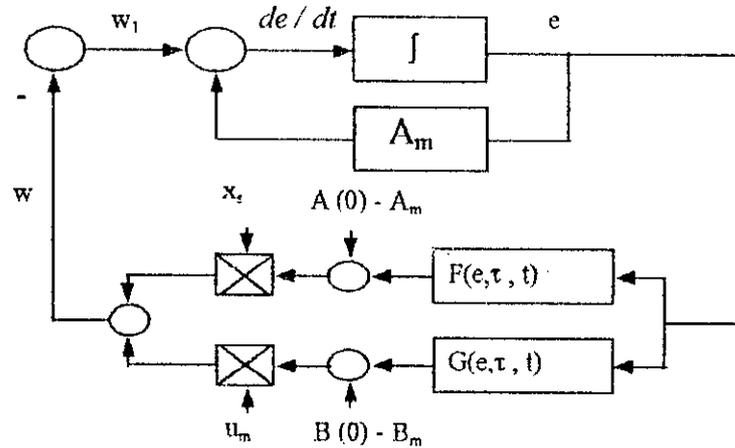


Figure III.2: Représentation équivalente de l'erreur généralisée d'état.

L'analyse de la stabilité d'une telle structure, peut se faire en utilisant la théorie d'hyperstabilité de Popov [LAN79]. Pour assurer la convergence asymptotique de l'erreur, d'une telle structure, la chaîne directe doit vérifier la condition de positivité réelle stricte, tandis que la chaîne de retour doit satisfaire l'inégalité de Popov [LAN79].

Puisque la matrice A_m est prédéterminée par le choix du modèle de référence, La condition de positivité réelle ne peut être toujours vérifiée. Pour satisfaire une telle condition, on introduit dans la chaîne directe un compensateur linéaire D . Ce compensateur est choisi de telle sorte que le bloc linéaire vérifie la condition de positivité réelle stricte. On utilise alors, pour l'adaptation, non pas le vecteur erreur e , mais un vecteur v , défini par [LAN79]:

$$v = De \quad (\text{III.10})$$

où D matrice constante de dimension $(n \times n)$.

Avec cette nouvelle formulation, les matrices ajustables $A(e,t)$ et $B(e,t)$ peuvent être réécrites comme suit [LAN79]:

$$\begin{aligned} A(e,t) &= \int_0^t \Phi_1(v,t,\tau) d\tau + \Phi_2(v,t) + A(0) \\ B(e,t) &= \int_0^t \Psi_1(v,t,\tau) d\tau + \Psi_2(v,t) + B(0) \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

où les premiers termes assurent la mémorisation du mécanisme d'adaptation (action intégrale) et les seconds termes deviennent nulles quand $v=0$ ($e=0$, action proportionnelle).

$\Phi_1(\cdot)$ et $\psi_1(\cdot)$: Matrices de dimensions respectives $(n \times n)$ et $(n \times m)$, qui déterminent une relation non linéaire variable dans le temps entre $A(\cdot)$ et $B(\cdot)$ et les valeurs de v pour $0 \leq \tau \leq t$.

$\Phi_2(\cdot)$ et $\psi_2(\cdot)$: Matrices de mêmes dimensions que Φ_1 et ψ_1 , qui déterminent une relation non linéaire variable dans la temps entre $A(\cdot)$ et $B(\cdot)$ et les valeurs de v (elles sont nulles pour $v=0$).

Les relations (III.10) et (III.11) définissent la loi d'adaptation. Le modèle de référence est défini par (III.2) et le vecteur d'état de l'erreur généralisée par (III.3). Si nous remplaçons A et B dans l'équation (III.9) par leurs expressions données par l'équation (III.11), nous obtenons les équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{de}{dt} = A_m e + I w_1 \\ v = D e \\ w = -w_1 = \left[\int_0^t \Phi_1(v, t, \tau) d\tau + \Phi_2(v, t) + A(0) - A_m \right] x_s \\ \quad + \left[\int_0^t \Psi_1(v, t, \tau) d\tau + \Psi_2(v, t) + B(0) - B_m \right] u_m \end{cases} \quad (III.12)$$

A partir de ces équations, la figure (III.3) montre la représentation équivalente d'un système adaptatif à modèle de référence [LAN79].

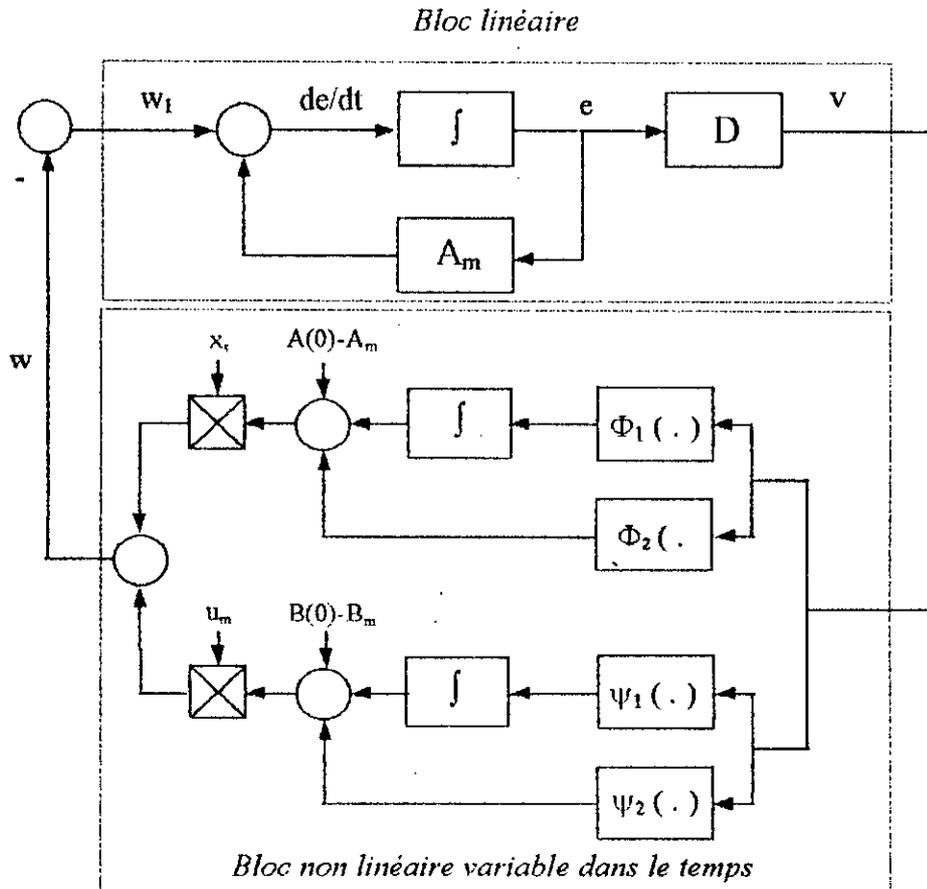


Figure III.3: Représentation équivalente du MRAS par un retour d'état non linéaire.

La convergence asymptotique, de l'erreur d'état, est assurée dans le cas où le bloc linéaire vérifié la condition de positivité réelle stricte, c'est à dire:

Qu'il existe une matrice définie positive P et une matrice semi définie positive Q, tel que [LAN79]:

$$\begin{cases} PA_m + A_m^t P = -Q \\ P = D \end{cases} \quad (III.13)$$

Ainsi le compensateur D est déterminé, par résolution de l'équation de Lyapounov. Ceci d'une part, d'autre part le bloc non linéaire doit satisfaire l'inégalité de Popov:

$$\eta(t_0, t_1) = \int_{t_0}^{t_1} v^t w \geq -\gamma_0^2 \quad (III.14)$$

avec

$$t_1 \geq t_0 \text{ et } \gamma_0 > 0.$$

Le choix des matrices Φ_1 , Φ_2 , Ψ_1 et Ψ_2 qui satisfait l'inégalité (III.14) est donné par [LAN79]:

$$\begin{cases} \Phi_1(v, t, \tau) = F_a v(\tau + 1) [G_a x_s(\tau)]^t, \tau \leq t \\ \Phi_2(v, t, \tau) = F_a' v(t + 1) [G_a' x_s(t)] \\ \Psi_1(v, t, \tau) = F_b v(\tau + 1) [G_b u_m(\tau)] \\ \Psi_2(v, t, \tau) = F_b' v(t + 1) [G_b' u_m(t)] \end{cases} \quad (III.15)$$

où

F_a, F_b, G_a et G_b sont des matrices constantes définies positives.

F_a', F_b', G_a' et G_b' sont des matrices constantes définies positives (ou semi définies).

III.5. COMMANDE LINEAIRE PAR POURSUITE D'UN MODELE (LMFC)

Dans cette partie, nous nous intéressons à développer un contrôleur qui assure une poursuite parfaite d'un modèle de référence. La figure (III.4) illustre la structure d'un tel contrôleur [FU91].

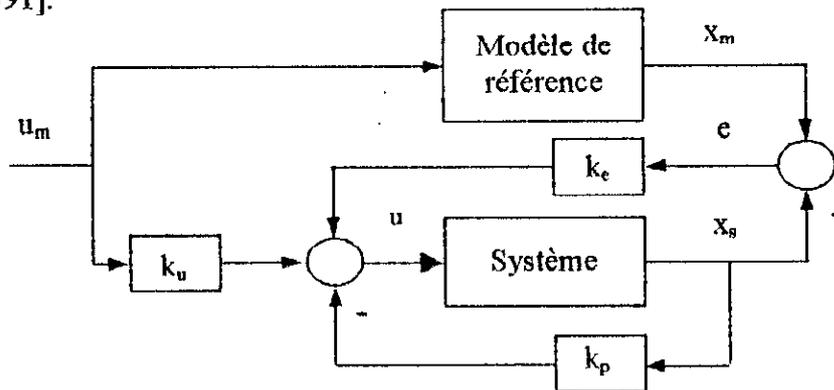


Figure III.4: Commande linéaire par poursuite d'un modèle.

L'objectif de ce contrôleur est de minimiser l'erreur d'état e . D'après la figure (III.4) la loi de commande est donnée par:

$$u = -k_p x_s + k_e e + k_u u_m \quad (\text{III.16})$$

Le système à commander est défini par:

$$\frac{dx_s}{dt} = A_s x_s + B_s u \quad (\text{III.17})$$

où k_p , k_e et k_u sont des matrices de dimensions appropriées. Les paires (A_s, B_s) et (A_m, B_m) sont stabilisables.

Pour assurer une poursuite parfaite, la dynamique de l'erreur doit être imposée [LAN79], [GUE95]. En utilisant les relations (III.1), (III.17), (III.3) et (III.16), cette dynamique est définie par:

$$\frac{de}{dt} = (A_m - B_s k_e) e + (A_m - A_s + B_s k_p) x_s + (B_m - B_s k_u) u_m \quad (\text{III.18})$$

Ainsi il suffit d'imposer la condition suivante [LAN79], [GUE95]:

$$(A_m - A_s + B_s k_p) x_s + (B_m - B_s k_u) u_m = 0 \quad (\text{III.19})$$

Dans le cas où x_s et u_m sont indépendants, nous avons:

$$\begin{cases} B_s k_p = A_s - A_m \\ B_s k_u = B_m \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

La dynamique de l'erreur est définie par la matrice $[A_m - B_s k_e]$, qui doit être une matrice d'Hurwitz [LAN79], [GUE95]. Des équations (III.20) nous aboutissons à:

$$\begin{cases} k_p = B_s^+ (A_s - A_m) \\ k_u = B_s^+ B_m \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

où

$$B_s^+ = (B_s^t B_s)^{-1} B_s^t : \text{La pseudo inverse de } B_s.$$

En introduisant les expressions de k_p et de k_u dans (III.20), nous aboutissons à :

$$\begin{cases} (I - B_s B_s^+) (A_s - A_m) = 0 \\ (I - B_s B_s^+) B_m = 0 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Ces conditions sont connues sous le nom de conditions d'Erzenberger [LAN79]. Une fois ces conditions sont satisfaites, la poursuite du modèle défini par (III.17) à la référence x_m est assurée.

III.6. COMMANDE ADAPTATIVE PAR POURSUITE D'UN MODEL (AMFC)

Dans le cas où les paramètres du système sont inconnus ou variables dans le temps, la commande linéaire par poursuite d'un modèle n'est plus applicable. Nous utilisons alors la commande adaptative. L'élaboration d'une telle loi, peut se faire de deux manières [LAN79]:

1. *Adaptation paramétrique (figure III .5) ;*
2. *Adaptation par signal de synthèse (figure III . 6).*

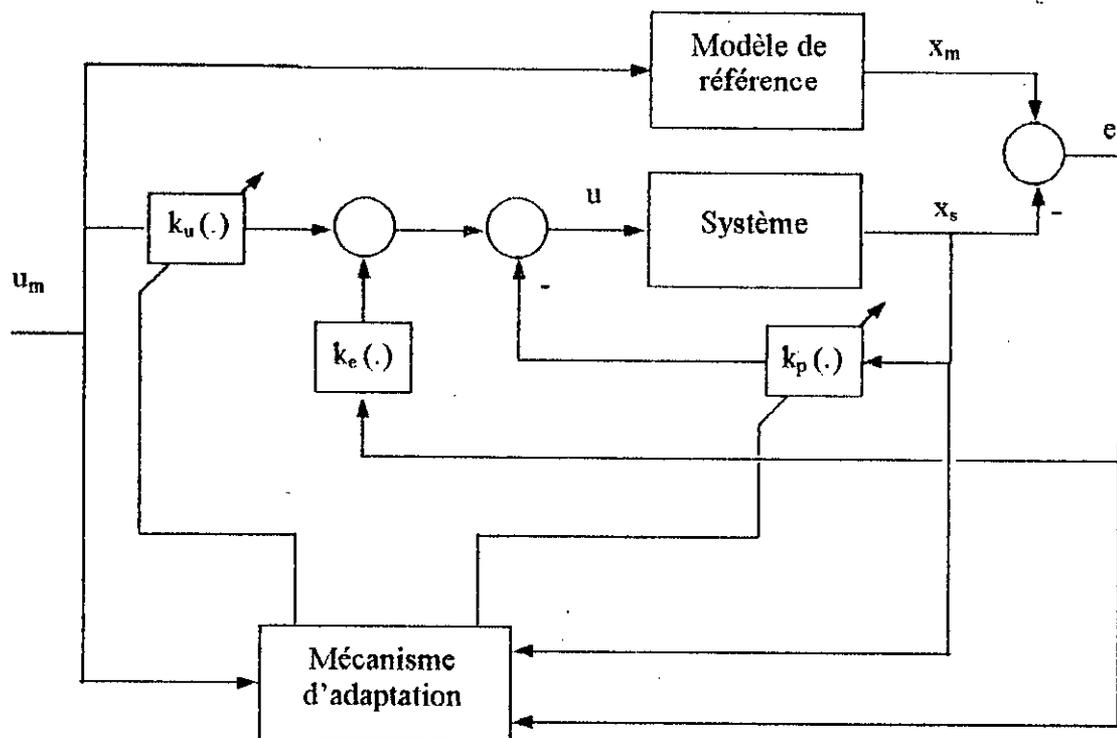


Figure III.5: MRAS parallèle avec adaptation paramétrique.

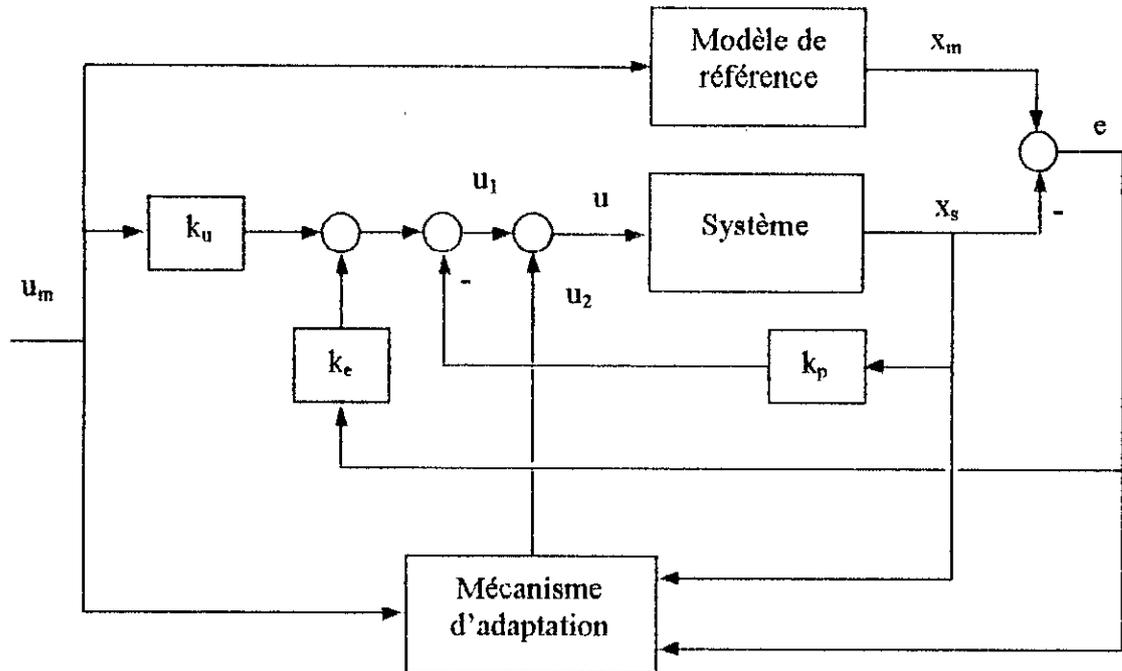


Figure III.6: MRAS parallèle avec adaptation par signal de synthèse.

Dans le cas de l'adaptation paramétrique, l'entrée du système est exprimée par [FU91]:

$$u = -k_p(e,t)x_s + k_u(e,t)u_m + k_e e \tag{III.23}$$

où $k_p(e,t)$ et $k_u(e,t)$ sont des matrices variables dans le temps dépendantes de e , et k_e une matrice constante.

$k_p(e,t)$ et $k_u(e,t)$ peuvent être exprimées par [LAN79]:

$$\begin{aligned} k_p(e,t) &= k_p - \Delta k_p(e,t) \\ k_u(e,t) &= k_u + \Delta k_u(e,t) \end{aligned} \tag{III.24}$$

où k_p et k_u sont des matrices constantes, déterminées à partir du LMFC.

Avec cette décomposition, on peut écrire:

$$u = u_1 + u_2 \tag{III.25}$$

où

$$\begin{cases} u_1 = -k_p x_s + k_u u_m + k_e e \\ u_2 = \Delta k_p(e,t)x_s + \Delta k_u(e,t)u_m \end{cases} \tag{III.26}$$

L'entrée u_1 du système représente la commande linéaire, l'entrée u_2 est la contribution de la commande adaptative. Cette technique est connue sous le nom de l'adaptation par signal de synthèse. Nous constatons que les deux techniques sont équivalentes.

Pour synthétiser la loi d'adaptation, il suffit de transformer la structure de la figure (III.6), sous forme de celle de la figure (III.2). En utilisant les équations (III.23), (III.24) et (III.17), nous trouvons:

$$\begin{aligned} \frac{dx_s}{dt} = & (A_s - B_s k_p + B_s \Delta k_p(e, t))x_s \\ & + B_s (k_u + \Delta k_u(e, t))u_m + B_s k_e e \end{aligned} \quad (\text{III.27})$$

En comparant cette équation avec celle du système ajustable nous trouvons:

$$\begin{cases} A(e, t) = A_s - B_s k_p + B_s \Delta k_p(e, t) \\ B(e, t) = B_s (k_u + \Delta k_u(e, t)) \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

L'équation (III.27) devient alors:

$$\frac{dx_s}{dt} = A(e, t)x_s + B(e, t)u_m + B_s k_e e \quad (\text{III.29})$$

avec cette représentation, la dynamique de l'erreur devient:

$$\frac{de}{dt} = (A_m - B_s k_e)e + Iw_1 \quad (\text{III.30})$$

La stabilité asymptotique du système défini par (III.30) est assurée si la matrice de transfert du bloc linéaire [LAN79]:

$$H(s) = D(sI - A_m + B_s k_e)^{-1} \quad (\text{III.31})$$

est positive réelle stricte et le bloc non linéaire assurant l'inégalité de Popov. Les matrices $A(\cdot)$ et $B(\cdot)$ sont données par [LAN79]:

$$\begin{cases} A(e, t) = B_s \left(\int_0^t \Phi_1(v, t, \tau) d\tau + \Phi_2(v, t) \right) + A(0) \\ B(e, t) = B_s \left(\int_0^t \Psi_1(v, t, \tau) d\tau + \Psi_2(v, t) \right) + B(0) \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

où

$$\begin{aligned} A(0) &= A_s + B_s(\Delta k_p(0) - k_p) \\ B(0) &= B_s(k_u + \Delta k_u(0)) \end{aligned}$$

En introduisant l'équation (III.32) dans (III.28), il vient [LAN79]:

$$\begin{cases} \Delta k_p(e,t) = \int_0^t \Phi_1(v,t,\tau) d\tau + \Phi_2(v,t) + \Delta k_p(0) \\ \Delta k_u(e,t) = \int_0^t \Psi_1(v,t,\tau) d\tau + \Psi_2(v,t) + \Delta k_u(0) \end{cases} \quad (III.33)$$

où Φ_1 , Φ_2 , Ψ_1 et Ψ_2 sont définies par (III.15).

Avec cette loi d'adaptation, quelle est la valeur du compensateur D, assurant la positivité réelle stricte ? Pour ce faire, nous allons établir les équations dynamiques de l'erreur. Des équations (III.27) et (III.1), nous obtenons:

$$\begin{aligned} \frac{de}{dt} &= (A_m - B_s k_e) e + (A_m - A_s + B_s(k_p - \Delta k_p(e,t))) x_s \\ &\quad + (B_m - B_s(k_u + \Delta k_u(e,t))) u_m \end{aligned} \quad (III.34)$$

La poursuite est parfaite, si la condition suivante est vérifiée [LAN79]:

$$\begin{cases} B_s k_p^0 = A_s - A_m \\ B_s k_u^0 = B_m \end{cases} \quad (III.35)$$

avec k_p^0 et k_u^0 sont inconnues.

Les équations qui définissent la dynamique de l'erreur sont:

$$\begin{cases} de/dt = (A_m - B_s k_e) e + B_s w_i \\ w = -w_i = (k_p^0 - k_p + \Delta k_p(e,t)) x_s + (k_u - k_u^0 + \Delta k_u(e,t)) u_m \\ \quad = \left(\int_0^t \Phi_1(v,t,\tau) d\tau + \Phi_2(v,t) + \Delta k_p^0 \right) x_s \\ \quad + \left(\int_0^t \Psi_1(v,t,\tau) d\tau + \Psi_2(v,t) + \Delta k_u^0 \right) u_m \\ v = De \end{cases} \quad (III.36)$$

où

$$\begin{aligned}\Delta k_p^o &= \Delta k_p(0) - k_p + k_p^o \\ \Delta k_u^o &= \Delta k_u(0) + k_u - k_u^o\end{aligned}$$

Ainsi la matrice D peut être déterminée, en utilisant le théorème de Landau [LAN79]:

$$D = B_s' P \quad (\text{III.37})$$

avec P une matrice définie positive et vérifie la condition [LIA88]:

$$P(A_m - B_s k_e) + (A_m - B_s k_e)' P = -Q \quad (\text{III.38})$$

où Q une matrice définie positive.

En conclusion, la stabilité asymptotique de l'erreur est assurée. La loi d'adaptation est définie par (III.33) et l'ajustement se fait par le signal de synthèse.

III.7. COMMANDE ADAPTATIVE SIMPLIFIEE (AMFCS)

La synthèse de la commande adaptative par poursuite d'un modèle AMFC, nécessite la disponibilité d'un modèle de connaissance linéaire, vérifiant les conditions d'Erzenberger, pour le calcul de k_u et k_p . Nous cherchons dans cette partie à développer un contrôleur avec le minimum d'information sur le système. C'est un contrôleur dans lequel, la commande provient totalement du mécanisme d'adaptation et ne suppose aucune implémentation préalable d'un contrôleur non adaptatif. La structure d'un tel contrôleur est illustrée dans la figure (III.7).

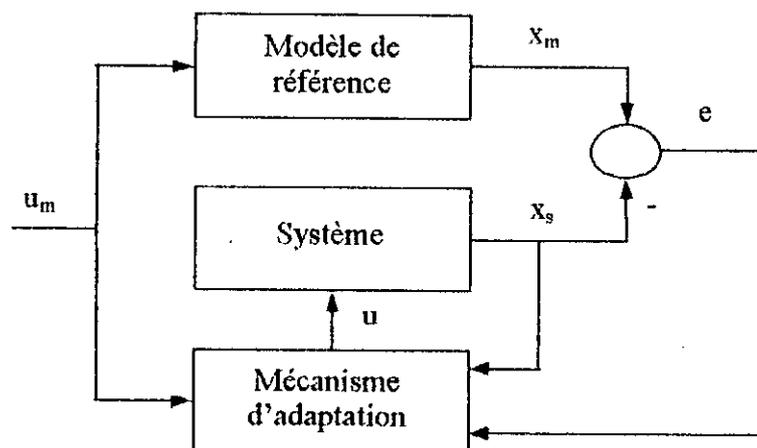


Figure III.7: Structure du AMFCS.

Ce contrôleur peut être déduit directement du AMFC, par imposition de l'hypothèse suivante [LAN79]:

$$k_e = k_p = k_u = 0 \quad (\text{III.39})$$

La synthèse d'un tel contrôleur est similaire à la précédente, en utilisant l'outil des systèmes adaptatifs à modèle de référence. La commande définie par (III.25) et (III.26) devient:

$$u = \Delta k_p(e,t)x_s + \Delta k_u(e,t)u_m \quad (\text{III.40})$$

La dynamique de l'erreur est alors définie par:

$$\frac{de}{dt} = A_m e + (A_m - A_s - B_s \Delta k_p(e,t))x_s + (B_m - B_s \Delta k_u(e,t))u_m \quad (\text{III.41})$$

Le système ajustable est:

$$\frac{dx_s}{dt} = A(e,t)x_s + B(e,t)u_m \quad (\text{III.42})$$

avec

$$\begin{cases} A(e,t) = A_s + B_s \Delta k_p(e,t) \\ B(e,t) = B_s \Delta k_u(e,t) \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

La loi d'adaptation est la même que celle définie par (III.32), avec:

$$\begin{cases} A(0) = A_s + B_s \Delta k_p(0) \\ B(0) = B_s \Delta k_u(0) \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

Nous déduisons alors:

$$\begin{cases} \Delta k_p(e,t) = \int_0^t \Phi_1(v,t,\tau) d\tau + \Phi_2(v,t) + \Delta k_p(0) \\ \Delta k_u(e,t) = \int_0^t \Psi_1(v,t,\tau) d\tau + \Psi_2(v,t) + \Delta k_u(0) \\ v = De \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

La détermination de D est déduite du fait que la chaîne directe vérifiée la condition de positivité réelle stricte et ceci par résolution de l'équation de Lyapounov, et le bloc de retour non linéaire satisfait l'inégalité de Popov.

III.8. APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE

Nous nous intéressons dans cette partie, à appliquer les différentes stratégies de la commande adaptative à modèle de référence à la régulation de vitesse et de flux de la machine asynchrone.

III.8.1. Equation d'état du système continu

Les équations (I.16.a) et (I.16.c) peuvent être réécrites sous forme d'état continue suivante:

$$\frac{dx_s}{dt} = A_s x_s + B_s u \quad (\text{III.46})$$

avec

$$x_s = [\Phi_r \quad w_m]^t, \quad u = [i_{ds} \quad i_{qs}]^t$$

$$A_s = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}, \quad B_s = \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{k_t}{J} \end{bmatrix}$$

III.8.2. Modèle de référence basé sur l'orientation du flux

Nous prenons le modèle (I.8) de la machine défini dans un référentiel lié au champ tournant et nous appliquons les équations de la commande par flux orienté. Nous obtenons le modèle de référence suivant:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rm} \\ w_{mm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k & 0 \\ 0 & -\frac{k}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rm} \\ w_{mm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{k}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_r^* \\ w_m^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.47})$$

où k spécifie la dynamique du modèle de référence. Il est choisi de façon à obtenir un temps de réponse voisin de celui observé par la méthode auto-ajustable.

III.8.3. Réglage de vitesse et de flux par LMFC

D'après la relation (III.16), la commande linéaire par poursuite d'un modèle est donnée par:

- Pour le système électromagnétique:

$$i_{ds} = k_{\psi f} \phi_r^* + k_{\phi f} (\phi_{m} - \phi_r) - k_{pf} \phi_r \quad (\text{III.48})$$

- Pour le système mécanique:

$$i_{qs} = k_{\omega} \omega_m^* + k_{\omega v} (\omega_{mm} - \omega_m) - k_{pv} \omega_m \quad (\text{III.49})$$

D'après la relation (III.21), nous avons les gains statiques suivants:

$$\begin{cases} k_{pf} = \frac{1}{L_m} (k - 1) \\ k_{\psi f} = \frac{k}{L_m} \\ k_{\phi f} = 5 \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

$$\begin{cases} k_{pv} = \frac{1}{k_t} (k - B) \\ k_{\omega} = \frac{k}{k_t} \\ k_{\omega v} = 0.5 \end{cases} \quad (\text{III.51})$$

III.8.3.1. Résultats de simulation

La figure (III.8) donne un schéma global de la commande linéaire par poursuite d'un modèle appliquée à la machine asynchrone.

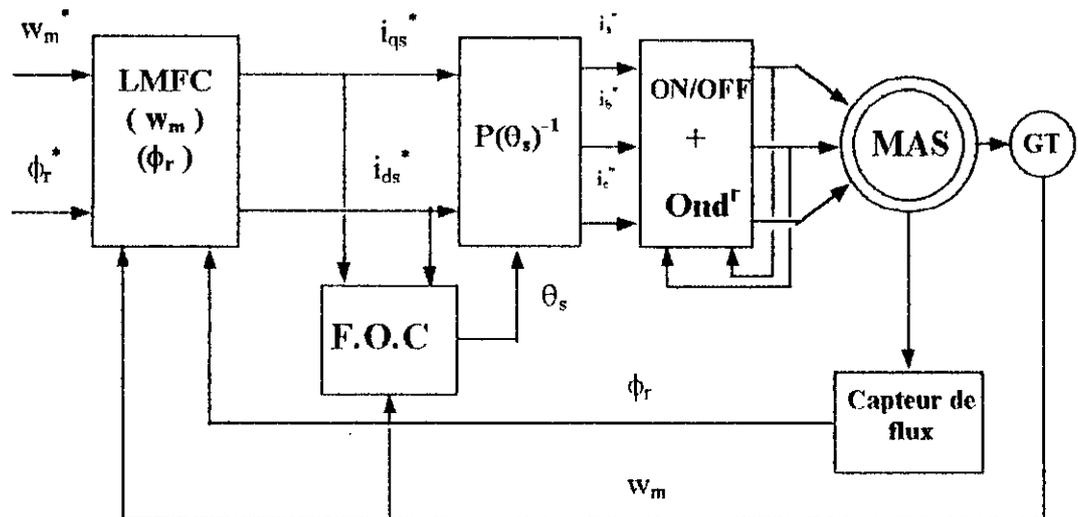


Figure III.8: Schéma globale de la commande linéaire par poursuite d'un modèle.

Les résultats de simulation de la commande linéaire par poursuite d'un modèle sont illustrés par les figures (III.11.a), (III.11.b) et (III.11.c).

Dans la figure (III.11.a), nous avons simulé un démarrage à vide puis une application de couple de charge dans le cas où on n'introduit pas une variation paramétrique. Nous remarquons que la poursuite de vitesse est parfaite sauf à l'instant où l'arbre de la machine subit une brusque perturbation de charge.

Pour tester la robustesse de l'algorithme, on lui impose une variation paramétrique. Les performances du variateur sont détériorées et les résultats de simulation (figures (III.11.b) et (III.11.c)) montrent bien cette dégradation. Donc l'utilisation de la commande adaptative s'avère nécessaire.

III.8.4. Réglage de vitesse et de flux par AMFC

Dans le cas où les paramètres de la machine sont variables dans le temps, la commande linéaire par poursuite d'un modèle n'est plus applicable. Nous utilisons alors la commande adaptative par poursuite d'un modèle AMFC qui permet de désensibiliser le variateur de vitesse aux variations paramétriques de l'actionneur. D'après la relation (III.25), la commande adaptative est donnée par la relation suivante:

$$u = u_1 + u_2 \quad (\text{III.52})$$

où

u_1 : La commande linéaire par poursuite d'un modèle;

u_2 : Contribution de la commande adaptative.

D'après la relation (III.26), nous avons les lois de commande suivantes:

- Pour le système électromagnétique:

$$u_{2f} = \Delta k_{uf}(e,t)\phi_r^* + \Delta k_{pf}(e,t)\phi_r \quad (\text{III.53})$$

- Pour le système mécanique:

$$u_{2v} = \Delta k_{uv}(e,t)w_m^* + \Delta k_{pv}(e,t)w_m \quad (\text{III.54})$$

Le système équivalent en boucle fermée est donné par les équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{de}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rm} \\ w_{mm} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_r \\ w_m \end{bmatrix} \\ v = De \\ w = \Delta k_p(e,t)x_e + \Delta k_u(e,t)u_m \\ k_p^o = k_p \quad , \quad k_u^o = k_u \end{cases} \quad (\text{III.55})$$

D'après la théorie des systèmes non linéaires, pour que le système soit stable, il faut que la partie linéaire ait des pôles à partie réelle négative et que la partie non linéaire satisfasse l'inégalité de Popov:

$$\int_0^t v^i w d\tau \geq -\gamma_0^2 \quad , \quad \gamma_0 > 0 \quad (\text{III.56})$$

Dans notre cas, nous proposons la solution suivante qui satisfait l'équation (III.56):

$$\begin{cases} D = \begin{bmatrix} 0.0001 & 0 \\ 0 & 0.006 \end{bmatrix} \\ \Delta k_{pf}(e,t) = \int_0^t F_a v(\tau+1) G_a \phi_r(\tau) d\tau + F_a' v(t+1) G_a' \phi_r(t) \\ \Delta k_{pv}(e,t) = \int_0^t F_a v(\tau+1) G_a w_m(\tau) d\tau + F_a' v(t+1) G_a' w_m(t) \\ \Delta k_{uf}(e,t) = \int_0^t F_b v(\tau+1) G_b \phi_r^*(\tau) d\tau + F_b' v(t+1) G_b' \phi_r^*(t) \\ \Delta k_{uv}(e,t) = \int_0^t F_b v(\tau+1) G_b w_m^*(\tau) d\tau + F_b' v(t+1) G_b' w_m^*(t) \end{cases} \quad (\text{III.57})$$

où $F_a, F_b, F'_a, F'_b, G_a, G_b, G'_a$ et G'_b sont des constantes positives, elles sont choisies comme:

$$F_a = F'_a = F_b = F'_b = 2 \quad , \quad G_a = G'_a = G_b = G'_b = 1$$

III.8.4.1. Résultats de simulation

Le schéma bloc de la commande adaptative par poursuite d'un modèle est représenté à la figure (III.9).

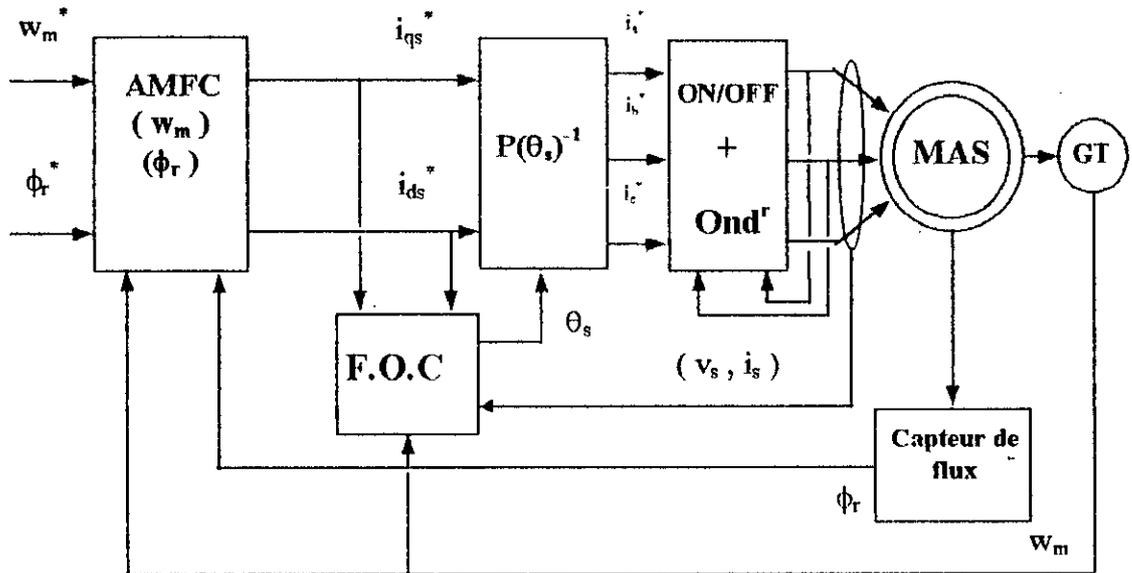


Figure III.9: Schéma globale de la commande adaptative par poursuite d'un modèle.

Les résultats de simulation de la commande adaptative AMFC sont représentés sur les figures (III.12.a) et (III.12.b).

Si nous comparons aux résultats obtenus par la commande LMFC, la simulation numérique montre que le variateur est devenu parfaitement insensible aux variations paramétriques ou de charges.

La réponse en vitesse et en flux montre une forme optimale qui suit la réponse imposée au modèle de référence. De plus la commande AMFC a un effet stabilisant sur le couple électromagnétique où les oscillations sont amorties en présence d'une variation paramétrique.

Lorsque la machine est chargée brusquement, nous pouvons également observer un fonctionnement satisfaisant du variateur et une stabilisation extrêmement rapide.

III.8.5. Réglage de vitesse et de flux par AMFCS

L'évolution vers la commande adaptative simplifiée AMFCS est tout à fait similaire à celle présentée pour la commande AMFC, sauf que la commande provient totalement du mécanisme d'adaptation. L'idée de base de cette commande est la réduction dans la complexité des calculs pour l'élaboration de l'algorithme de commande.

D'après la relation (III.40), nous avons les lois de commande suivantes:

- Pour le système électromagnétique:

$$i_{ds} = \Delta k_{w_r}(e,t)\dot{\phi}_r^* + \Delta k_{\phi_r}(e,t)\phi_r^* \tag{III.58}$$

- Pour le système mécanique:

$$i_{qs} = \Delta k_{w_m}(e,t)\dot{w}_m^* + \Delta k_{\omega_m}(e,t)w_m^* \tag{III.59}$$

où les gains adaptatifs $\Delta k_p(e,t)$ et $\Delta k_u(e,t)$ sont définis par (III.57).

III.8.5.1. Résultats de simulation

La figure (III.10) représente schématiquement la structure de la commande adaptative simplifiée appliquée à la machine asynchrone.

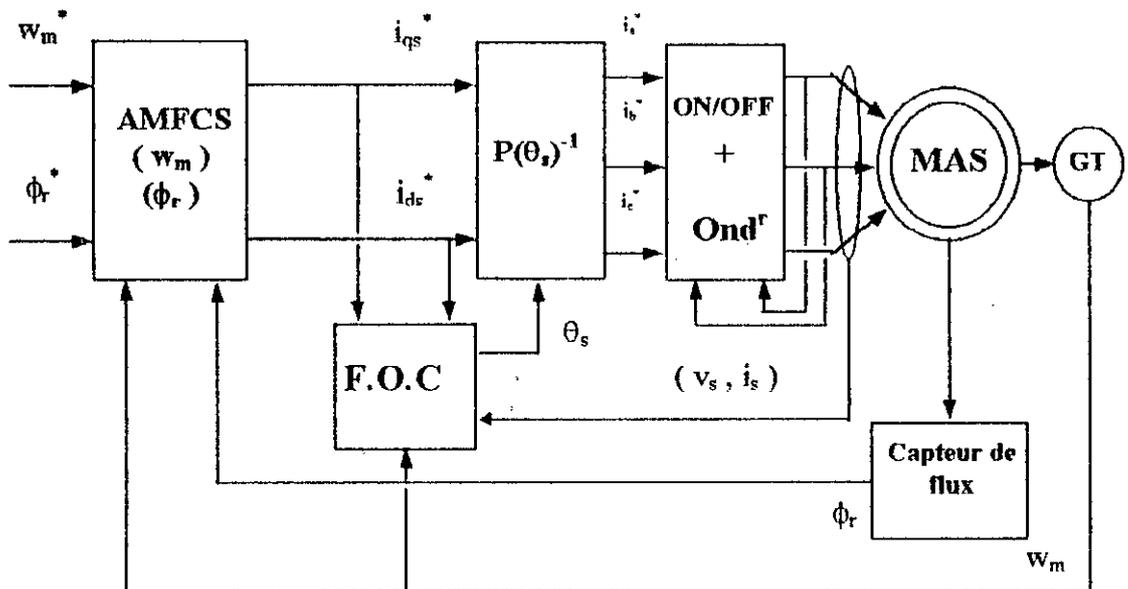


Figure III.10: Schéma bloc de la commande adaptative simplifiée.

Les résultats de simulation de la commande adaptative simplifiée sont illustrés par les figures (III.13.a) et (III.13.b).

D'après les résultats obtenus, nous pouvons constater que le variateur de vitesse est devenu insensible aux variations paramétriques. La réponse en vitesse et en flux poursuit fidèlement le modèle de référence en présence des perturbations paramétriques et/ou charge.

Nous pouvons également noter les effets stabilisants de la commande adaptative sur le couple électromagnétique même pour cette méthode simplifiée.

III.9. CONCLUSION

Nous avons présenté, dans la première partie de ce chapitre, une méthode d'analyse et de synthèse de loi d'adaptation à modèle de référence, la commande linéaire par poursuite d'un modèle LMFC et la commande adaptative par poursuite d'un modèle AMFC ainsi que sa version simplifiée AMFCS. La seconde partie a été consacrée à l'application des différents algorithmes à la commande de la machine asynchrone.

La commande linéaire par poursuite d'un modèle montre son efficacité dans le cas où les paramètres de la machine ne subissent pas des variations. Dans le cas contraire, cette dernière n'est plus adéquate.

La commande adaptative par poursuite d'un modèle donne de bonnes performances du variateur, avec une loi d'adaptation du type proportionnel-intégral. Nous avons montré que cette commande est parfaitement robuste vis-à-vis des variations des paramètres de l'actionneur. Ce résultat est singulièrement important en égard aux soucis des industriels pour les variateurs et leurs adaptations aux machines asynchrones.

Nous avons pu également montrer des résultats similaires lorsque l'algorithme adaptatif a été simplifié. Le dernier algorithme de commande est donc tout à fait recommandable pour l'implantation dans les variateurs industriels.

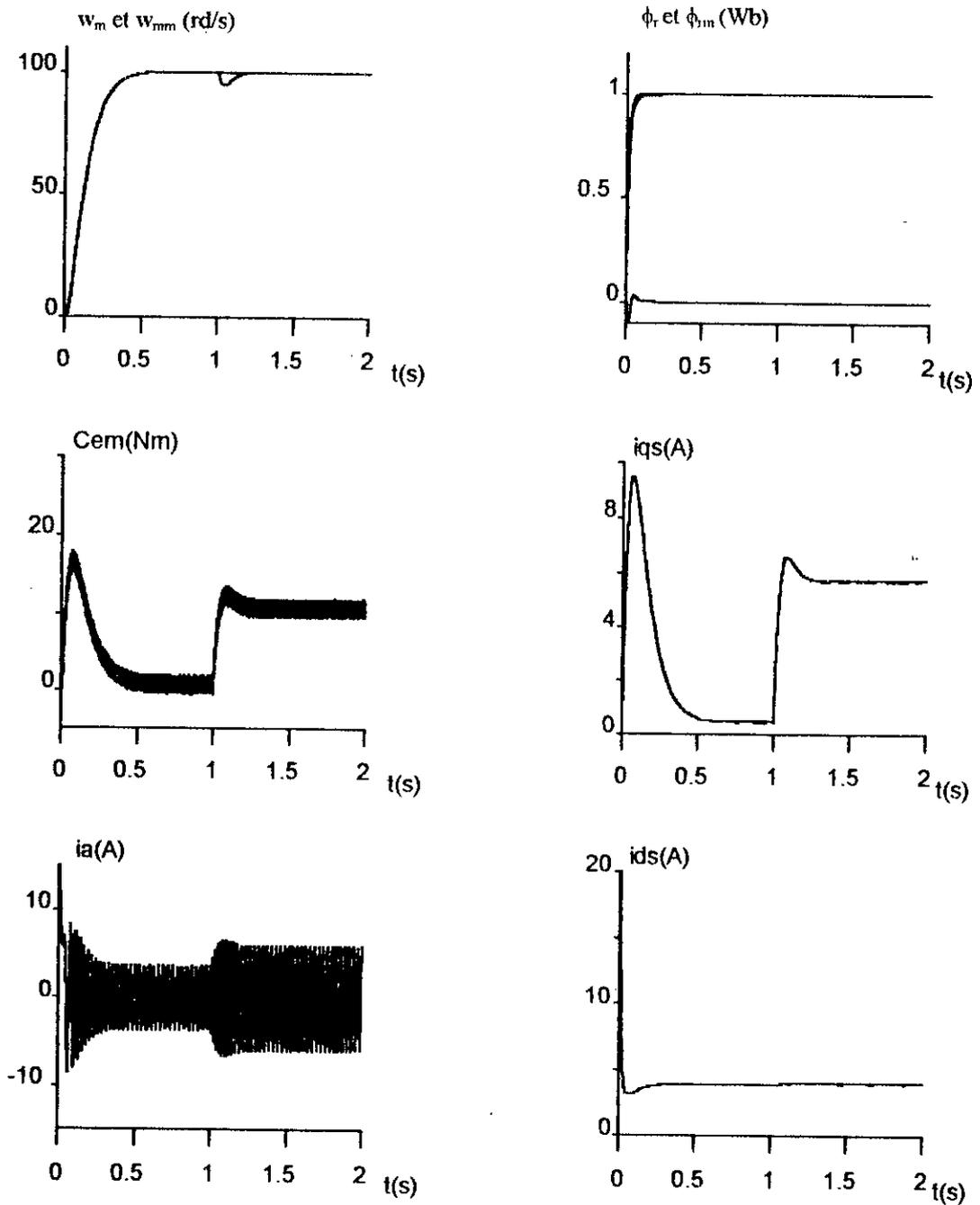


Figure III.11.a : Résultats de simulation de la commande linéaire par poursuite d'un modèle (LMFC), sans variations paramétriques.

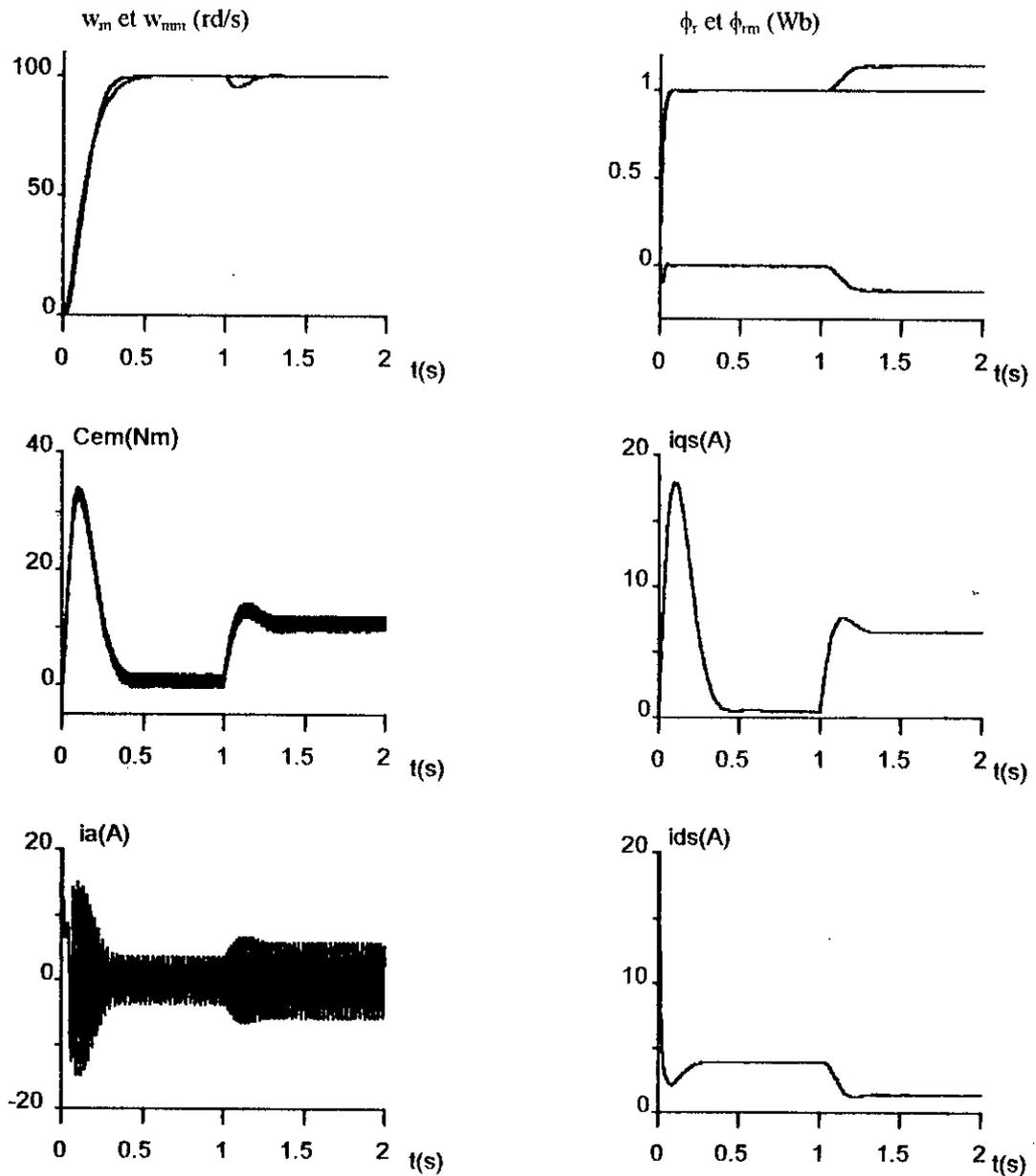


Figure III.11.b : Résultats de simulation de la commande linéaire par poursuite d'un modèle (LMFC), avec variations paramétriques.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

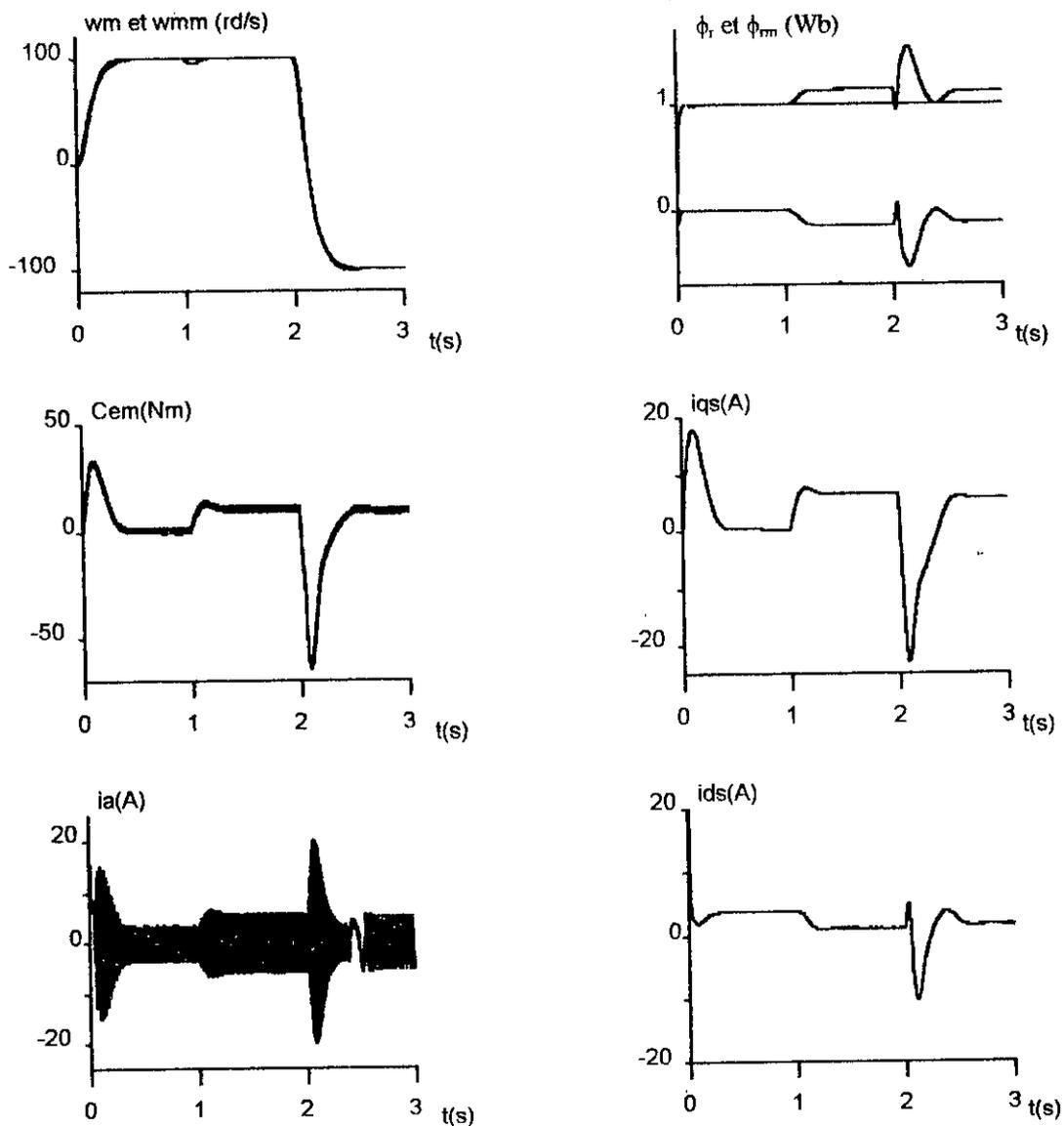


Figure III.11.c : Test de poursuite de la commande linéaire par poursuite d'un modèle (LMFC), avec variations paramétriques.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

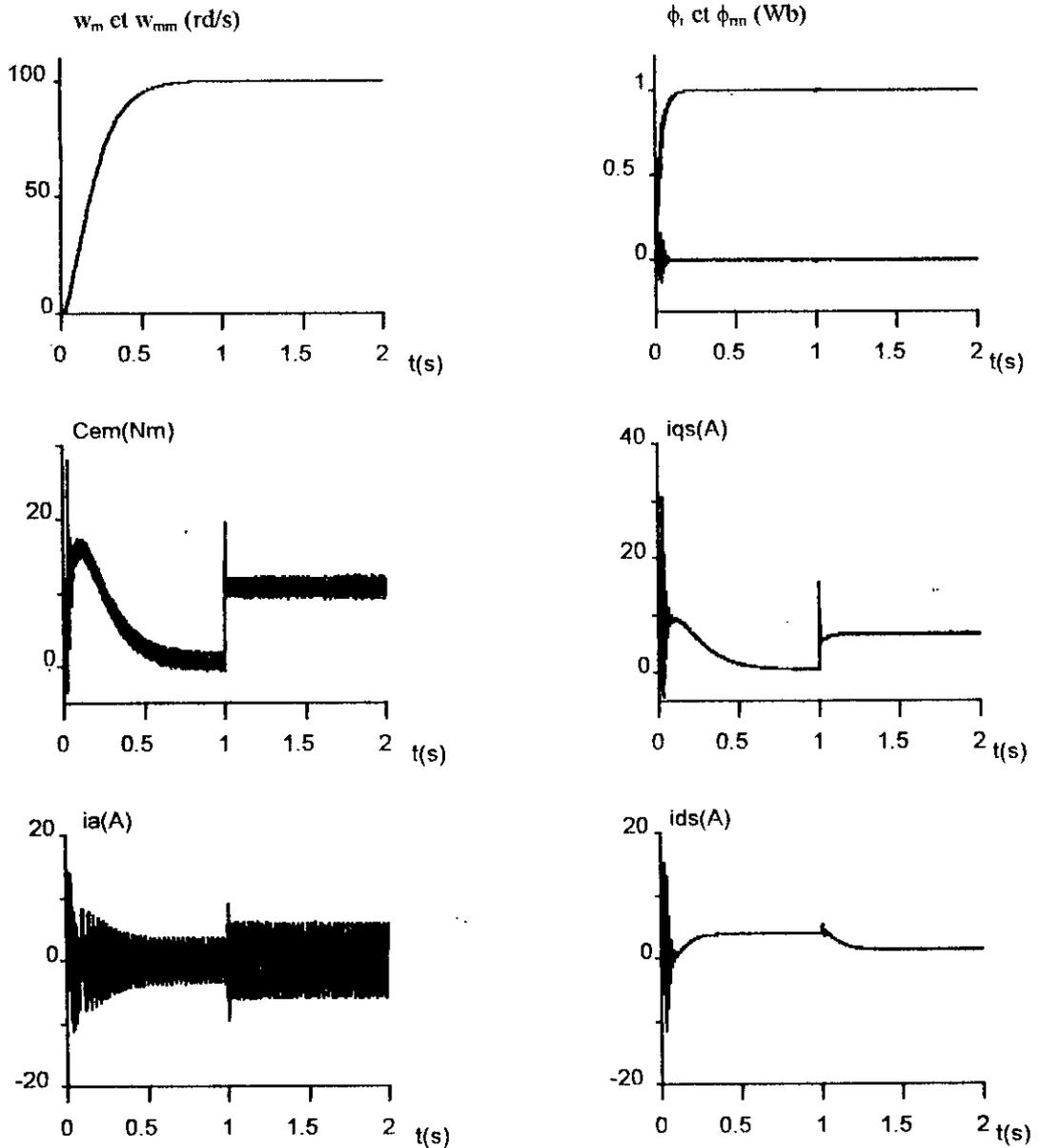


Figure III.12.a : Résultats de simulation de la commande adaptative par poursuite d'un modèle (AMFC), avec variations paramétriques.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

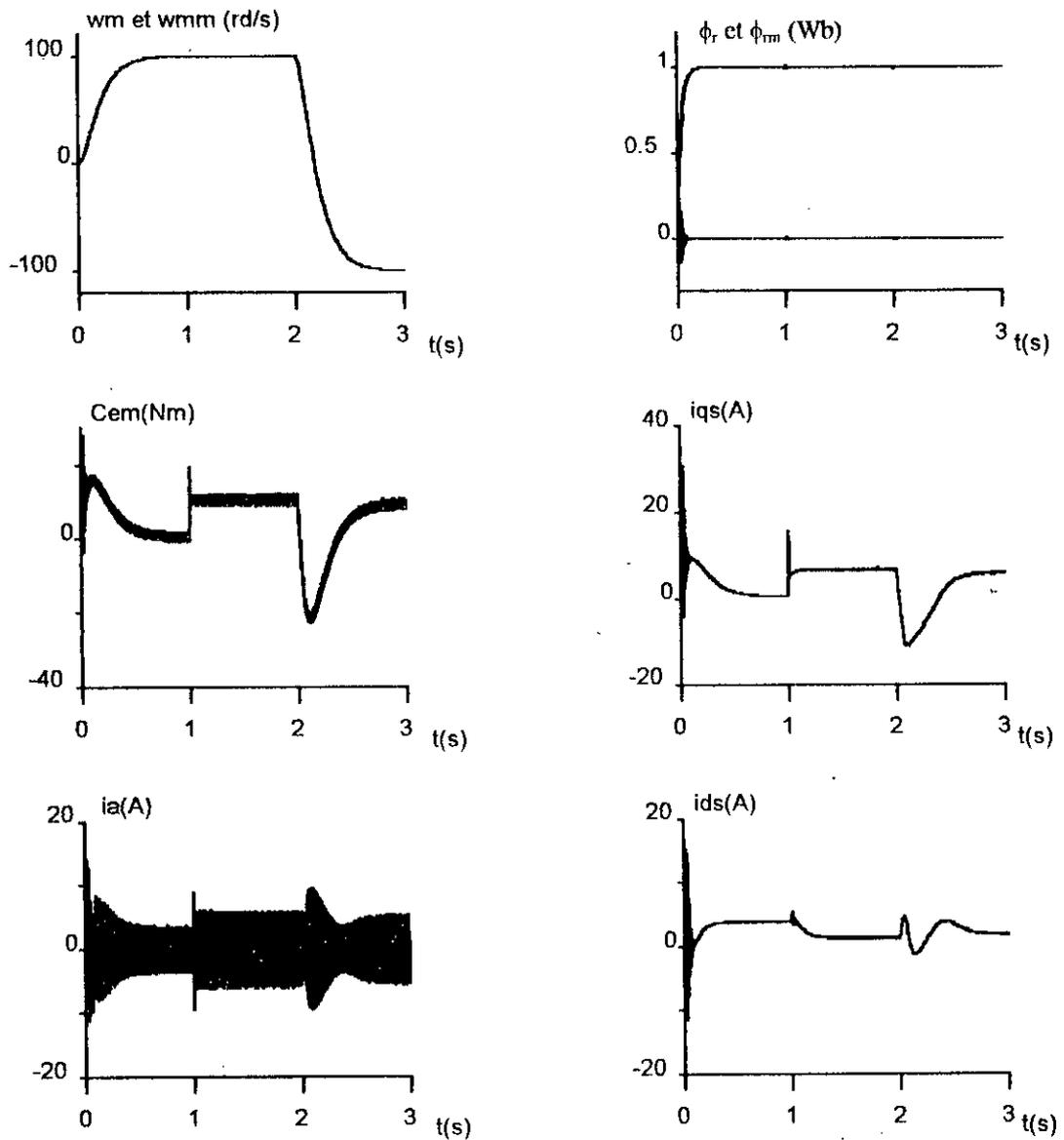


Figure III.12.b : Test de poursuite de la commande adaptative par poursuite d'un modèle (AMFC), avec variations paramétriques.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

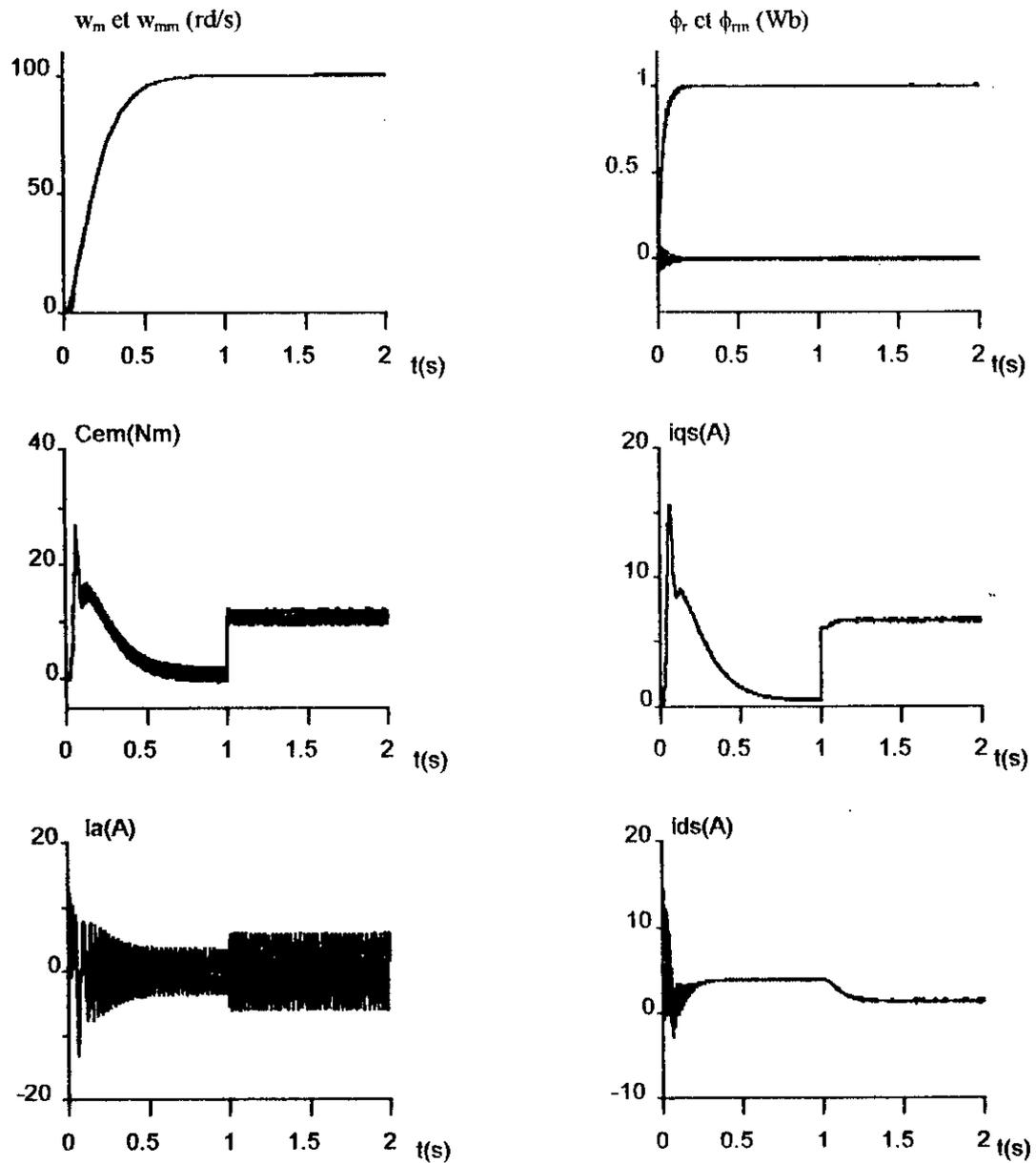


Figure III.13.a : Résultats de simulation de la commande adaptative simplifiée (AMFCS), avec variations paramétriques.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

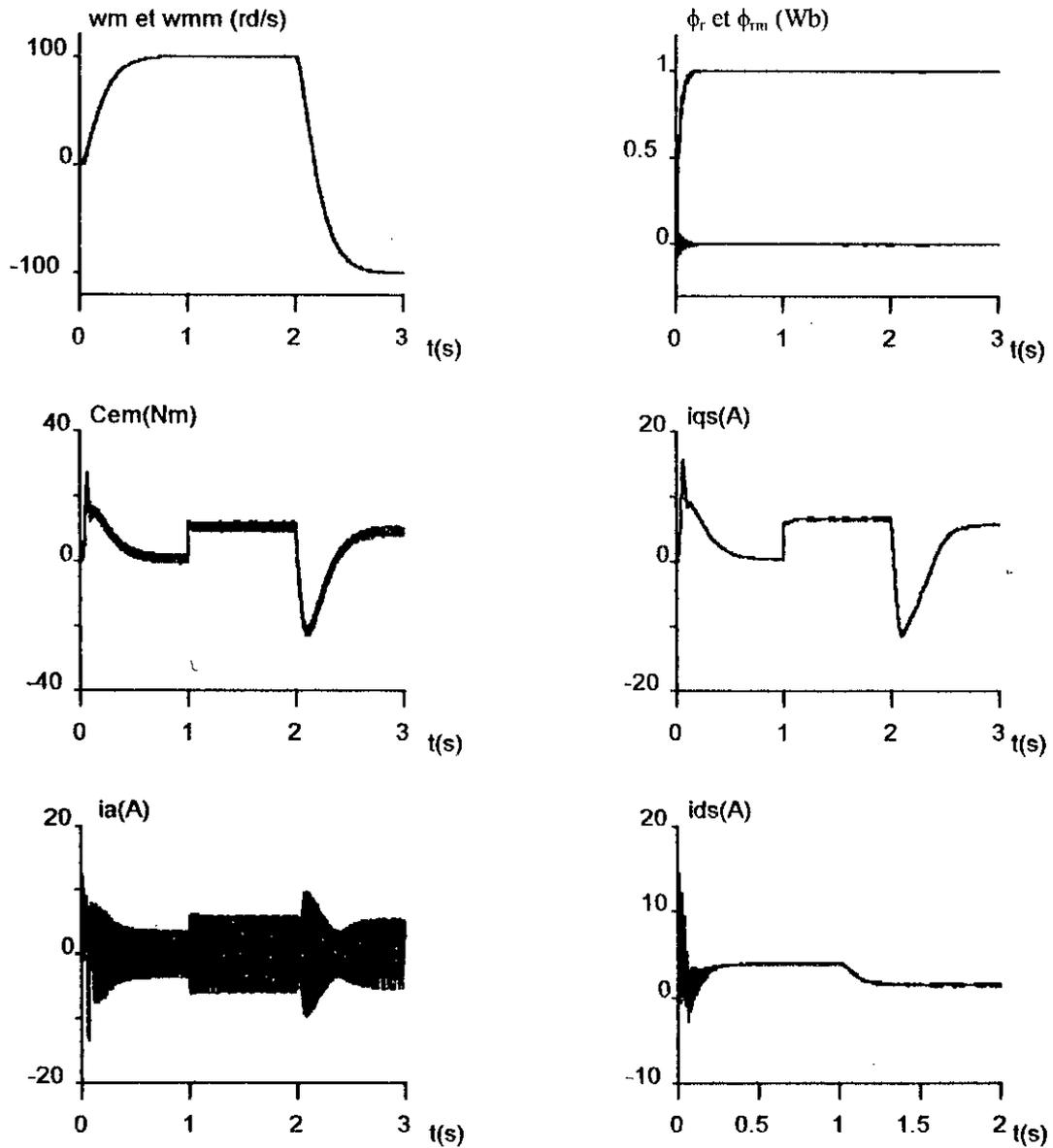


Figure III.13.b : Test de poursuite de la commande adaptative simplifiée (AMFCS), avec variations paramétriques.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

Chapitre IV

Réglage d'état Adaptatif de la Machine Asynchrone

IV.1. INTRODUCTION

Dans la commande des systèmes dynamiques, il est établi depuis fort longtemps que la technique de *contre réaction* est un outil indispensable. Son utilisation entre dans le cadre de la stabilisation des processus en boucle fermée et aussi dans la mise au point de dispositifs capables d'améliorer les performances des systèmes considérés. En effet, cette technique va donc introduire un changement dans *l'emplacement des pôles* du système et entraîne ainsi une modification dans la dynamique globale du système à régler.

Dans le chapitre précédent, nous avons déterminé la structure optimale pour un réglage dans l'espace d'état. Dans cette étude, nous avons déterminé les différents coefficients de la loi de commande par un *calcul numérique* qui est assez volumineux.

Dans ce chapitre, nous présenterons une autre méthode pour déterminer les coefficients de la loi de commande en *imposant les pôles*, c'est à dire les *valeurs propres* du système global, et en gardant la structure optimale trouvée au chapitre précédent sauf qu'il faut prévoir un *régulateur intégrateur*, afin que *l'écart de réglage* s'annule en régime établi.

Lorsque les paramètres du système à régler varient dans un large domaine, le dimensionnement du régulateur à paramètres *fixes* par la méthode du placement de pôles ne donne pas des résultats satisfaisants. Il faut alors faire appel à un *réglage adaptatif* [BUH88].

Nous développerons deux méthodes différentes pour la réalisation des réglages adaptatifs proposées par Bühler [BÜH88], à savoir:

1. *Adaptation par identification du système à régler;*
2. *Adaptation par poursuite d'un modèle de référence.*

IV.2. STRUCTURE GENERALE DU REGLAGE D'ETAT

Le réglage par retour d'état adopté est basé sur une structure optimale obtenue par la minimisation d'un critère quadratique [BUH86], [BOU95]. Ce critère est choisi de façon à aboutir à une structure de réglage qui assure une commande optimale lors de l'influence des grandeurs de consigne et de perturbation. Il est défini par [BUH86]:

$$I = e^t[n]Q_e e[n] + x_r^t[n]Q_r x_r[n] + \sum_{k=0}^{n-1} (e^t[k]Q_e e[k] + x_r^t[k]Q_r x_r[k] + u^t[k]R u[k]) \quad (\text{IV.1})$$

où $u[k]$ et $e[k]$ représentent respectivement la commande et l'écart de réglage, tandis que $x_r[k]$ représente l'état du régulateur intégrateur introduit pour éliminer l'écart de réglage.

Les matrices Q_e et Q_r sont symétriques et semi-définies positives, tandis que la matrice R doit être symétrique et définie positive [BUH86].

La minimisation du critère adopté, en faisant appel au principe d'optimisation de Bellman, aboutie à la loi de commande optimale suivante [BUH86].

$$u[k] = -k_r^t x_r[k] + k_w w[k] + k_v v[k] - k_s^t x_s[k] \quad (\text{IV.2})$$

Cette loi de commande, nous permet d'élaborer la structure optimale pour un système monovarié comme la montre la figure (IV.1):

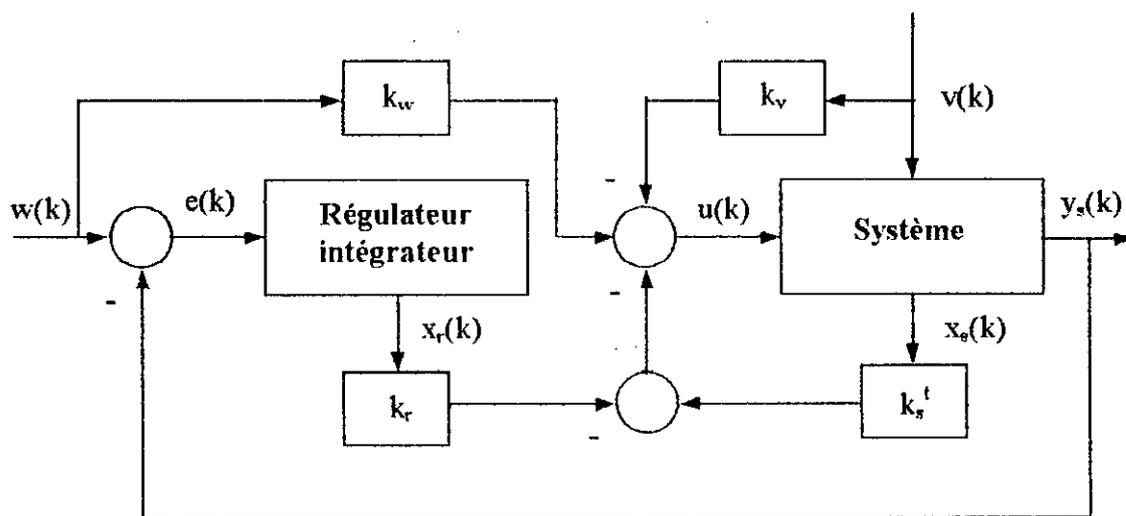


Figure IV.1: Structure optimale de réglage.

IV.3. EQUATION DU REGLAGE

Etant donné les équations d'état échantillonnées décrivant le système à régler:

$$\begin{cases} x_s[k+1] = A_s x_s[k] + B_s u[k] + B_{sv} v[k] \\ y_s[k] = C_s^t x_s[k] \end{cases} \quad (IV.3)$$

et sachant que le régulateur intégrateur est décrit par la relation suivante [BUH86]:

$$x_r[k+1] = x_r[k] + w[k] - y_s[k] \quad (IV.4)$$

En considérant le vecteur d'état augmenté défini par:

$$x[k] = \begin{bmatrix} x_s[k] \\ x_r[k] \end{bmatrix} \quad (IV.5)$$

Le modèle d'état échantillonné de l'ensemble régulateur-système à régler devient:

$$\begin{cases} x[k+1] = Ax[k] + Bu[k] + B_w w[k] + B_v v[k] \\ y_s[k] = C^t x[k] \end{cases} \quad (IV.6)$$

avec

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -C_s^t & 1 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} B_s \\ 0 \end{bmatrix}; \quad B_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad B_v = \begin{bmatrix} B_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad C^t = [C_s^t \quad 0]$$

avec cette représentation, la loi de commande devient:

$$u[k] = -k^t x[k] + k_w w[k] - k_v v[k] \quad (IV.7)$$

avec

$$k^t = [k_s^t \quad -k_r]$$

Connaissant la loi de commande, nous pouvons établir les équations d'état du système global en boucle fermée:

$$\begin{cases} x[k+1] = A_f x[k] + B_{fw} w[k] + B_{fv} v[k] \\ y_s[k] = C^t x[k] \end{cases} \quad (IV.8)$$

avec

$$\begin{aligned} A_f &= A - Bk^t \\ B_{fw} &= B_w + Bk_w \\ B_{fv} &= B_v - Hk_v \end{aligned}$$

IV.4. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DU REGLAGE D'ETAT

IV.4.1. Coefficients de la contre réaction d'état

Le calcul des coefficients de réglage de la contre réaction d'état k^l fait appel à la forme canonique de réglage [BUH86]. Cette dernière est obtenue par une transformation linéaire telle que :

$$x_R[k] = T x[k] \quad (\text{IV.9})$$

où $x_R[k]$ est l'image de $x[k]$ par la transformation T . La détermination de la matrice de transformation T se fait selon l'algorithme suivant [BUH86]:

Soit $T=S^{-1}$ tel que S est une matrice non singulière, définie récursivement à partir des vecteurs colonnes s_i ; $i=1, \dots, n_s+1$:

$$\begin{cases} s_n = B \\ s_{i-1} = A s_i + \alpha_{i-1} s_n \quad ; \quad i = 1, \dots, n-1 \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

où les α_i sont les coefficients de l'équation caractéristique du système global en boucle ouverte.

$$\det(zI - A) = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i z^i + z^n \quad (\text{IV.11})$$

Les coefficients de la contre réaction d'état sont donnés par:

$$k^l = k_r^l T \quad \text{où} \quad k_{r_i} = \alpha_{i-1} - a_{i-1} \quad ; \quad i = 1, \dots, n \quad (\text{IV.12})$$

La détermination de k_r^l nécessite une imposition des pôles de manière à déterminer les coefficients α_i désirés. Il faut noter que le choix des pôles dépend du comportement dynamique de l'équation caractéristique du système global en boucle fermée:

$$P(z) = \prod_{i=1}^n (z - z_i) = \sum_{i=0}^n \alpha_i z^i + z^n \quad (\text{IV.13})$$

IV.4.2. Coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation

La détermination du coefficient k_w de l'intervention directe de la grandeur de consigne, utilise la méthode de compensation d'un pôle réel du système en boucle fermée [BUH86]:

$$k_w = \frac{k_r}{1 - z_i} \quad (\text{IV.14})$$

où z_i étant le pôle à compenser.

Par contre, pour le coefficient k_v de l'intervention directe de perturbation, nous avons utilisé la méthode qui impose une grandeur d'état du régulateur intégrateur nulle en régime établi, qui aboutit à [BUH86]:

$$k_v = \frac{C_s'(I - A_s + B_s k_s')^{-1} B_{sv}}{C_s'(I - A_s + B_s k_s')^{-1} B_s} \quad (IV.15)$$

IV.5. APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE

IV.5.1. Dimensionnement du régulateur d'état

Le modèle d'état continu du système à régler est donné par:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_r \\ w_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_r \\ w_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{k_t}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} C_r \quad (IV.16)$$

Le régulateur intégrateur est défini par l'équation :

$$\frac{dx_r}{dt} = \frac{1}{T_i} (w - y_r) \quad ; \quad T_i : \text{constante d'intégration} \quad (IV.17)$$

- Pour le système électromagnétique:

$$\frac{dx_{rf}}{dt} = \frac{1}{T_i} (\phi_r^* - \phi_r) \quad (IV.18)$$

- Pour le système mécanique:

$$\frac{dx_{rv}}{dt} = \frac{1}{T_i} (w_m^* - w_m) \quad (IV.19)$$

Les lois de commande sont données par:

$$i_{ds} = k_{wf} \phi_r^* + k_{rf} x_{rf} - k_{sf} \phi_r \quad (IV.20)$$

$$i_{qs} = k_{wv} w_m^* + k_{rv} x_{rv} - k_{sv} w_m - k_v C_r \quad (IV.21)$$

L'équation d'état du système global en boucle fermée est:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bw + B_v v \quad (\text{IV.22})$$

avec

$$A = \begin{bmatrix} (-\frac{1}{T_r} - \frac{L_m}{T_r} k_{sf}) & 0 & (\frac{L_m}{T_r} k_{rf}) & 0 \\ 0 & (-\frac{B}{J} - \frac{k_t}{J} k_{sv}) & 0 & (\frac{k_t}{J} k_{rv}) \\ (-\frac{1}{T_i}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (-\frac{1}{T_i}) & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} (\frac{L_m}{T_r} k_{wf}) & 0 \\ 0 & (\frac{k_t}{J} k_{wv}) \\ (\frac{1}{T_i}) & 0 \\ 0 & (\frac{1}{T_i}) \end{bmatrix} ; \quad B_v = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{k_t}{J} k_{rv} - \frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} x &= [\phi_r \quad w_m \quad x_{rf} \quad x_{rv}]^T ; \\ w &= [\phi_r^* \quad w_m^*]^T ; \\ v &= C_r \end{aligned}$$

Les équations caractéristiques des sous systèmes sont définies par:

- Pour le système électromagnétique:

$$s^2 + (\frac{1}{T_r} + \frac{L_m}{T_r} k_{sf})s + \frac{L_m}{T_r T_i} k_{rf} = 0 \quad (\text{IV.23})$$

- Pour le système mécanique:

$$s^2 + (\frac{B}{J} + \frac{k_t}{J} k_{sv})s + \frac{k_t}{J T_i} k_{rv} = 0 \quad (\text{IV.24})$$

Ces relations peuvent s'exprimer aussi sous forme d'un polynôme , à savoir:

$$P(s) = s^2 + 2\xi \omega_0 s + \omega_0^2 = 0 \quad (\text{IV.25})$$

où (ξ, ω_0) spécifient les performances désirées en boucle fermée.

Sans faire appel à la forme canonique de réglage, il suffit de faire l'identification entre les équations caractéristiques (IV.23), (IV.24) et (IV.25), ce qui conduit à:

$$\begin{cases} k_{sf} = \frac{T_r}{L_m} (2\xi \omega_0 - \frac{1}{T_r}) \\ k_{sv} = \frac{1}{k_t} (2\xi \omega_0^2 J - B) \\ k_{rf} = \frac{\omega_0^2 T_r T_i}{L_m} \\ k_{rv} = \frac{\omega_0^2 J T_i}{k_t} \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

Les coefficients k_{wf} et k_{wv} sont choisis de façon à compenser deux pôles réels du système global en boucle fermée:

$$\begin{cases} k_{wf} = -\frac{k_{rf}}{s_i T_i} \\ k_{wv} = -\frac{k_{rv}}{s_j T_i} \end{cases} \quad (\text{IV.27})$$

avec s_i, s_j sont les pôles à compenser.

En exigeant que la grandeur d'état du régulateur intégrateur soit nulle en régime établi, k_v s'exprime par:

$$k_v = -\frac{1}{k_t} \quad (\text{IV.28})$$

IV.5.2. Résultat de simulation

La figure (IV.2) représente schématiquement la commande en vitesse et en flux de la machine asynchrone par un régulateur d'état, tout en considérant que le couple résistant C_r est mesurable.

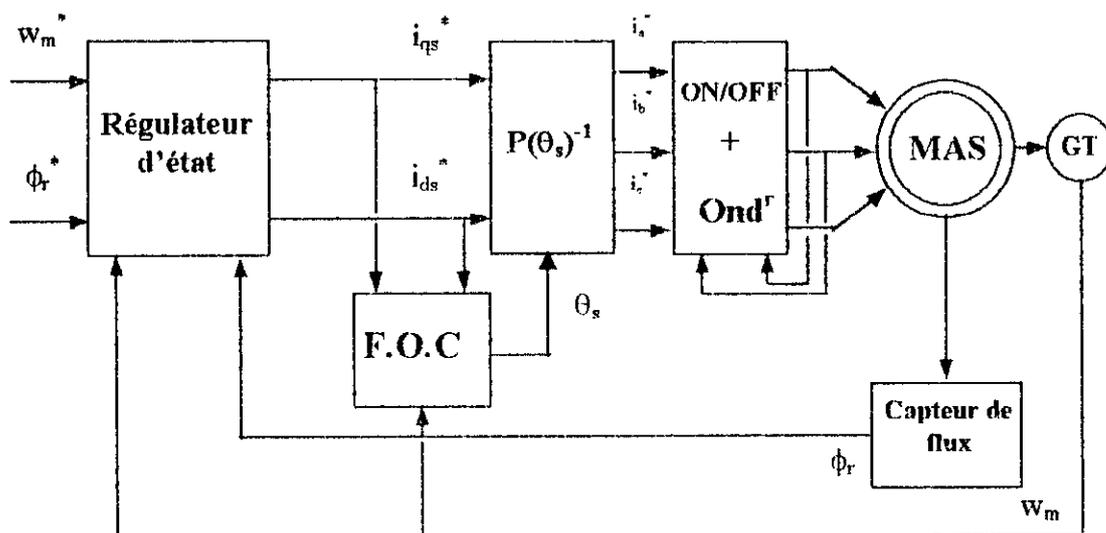


Figure IV.2: Schéma bloc du réglage d'état de vitesse et de flux de la MAS.

Pour évaluer les performances du réglage d'état appliqué à la machine asynchrone, nous présentons quelques résultats de simulation pour un démarrage à vide de la machine, puis l'application d'une perturbation de charge constante en régime établi.

Les résultats obtenus (figure IV.7.a) représentent les performances du réglage adopté sans variations paramétriques de l'actionneur. En comparant avec les résultats obtenus par les régulateurs STR et LMFC, nous pouvons constater dans ce cas que l'action de la perturbation de charge est éliminée, cela est due à l'effet de compensation de cette perturbation supposée mesurable.

Afin de voir aussi l'influence d'une variation paramétrique (de 50% sur les résistances statorique et rotorique et de 100% sur le moment d'inertie) sur les performances du réglage, nous présentons les résultats de simulation (figure IV.7.b). Nous constatons que les performances obtenues sont dégradées, et le réglage adaptatif nous paraît indispensable.

IV.6. REGLAGE D'ETAT ADAPTATIF PAR IDENTIFICATION DU SYSTEME

IV.6.1. Principe

Le principe de l'adaptation par identification du système à régler est représenté schématiquement à la figure (IV.3) [BUH88].

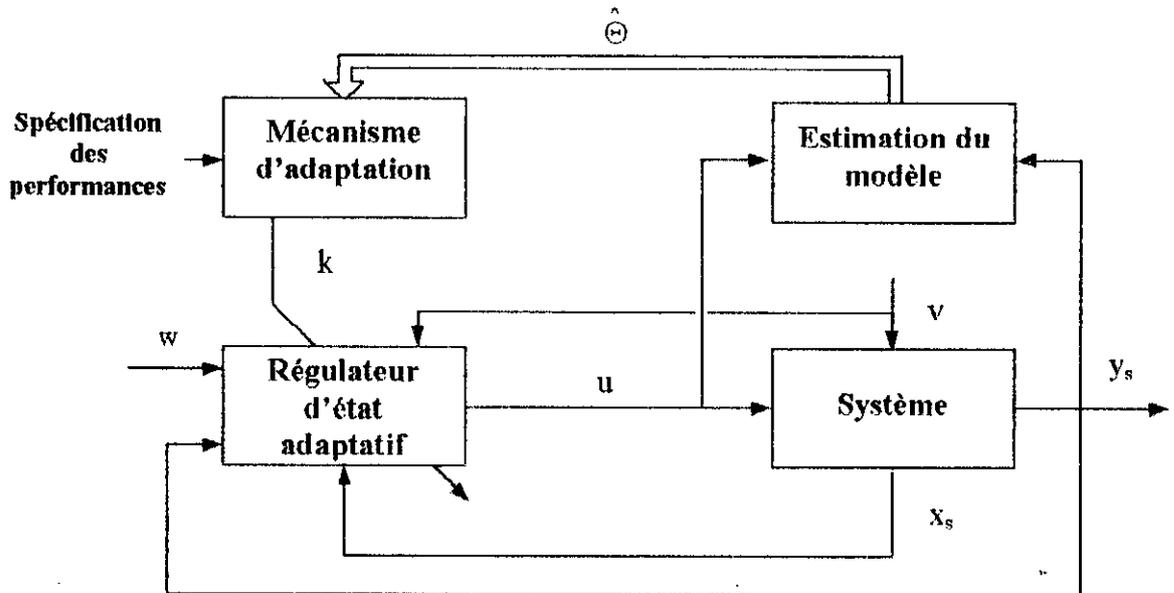


Figure IV.3: Structure de l'adaptation par identification du système.

IV.6.2. Equation du réglage

IV.6.2.1. Identification du système

La grandeur de commande u qui intervient sur le système et la grandeur de sortie y_s de ce dernier sont amenées à un estimateur du modèle paramétrique. Celui-ci fournit des valeurs estimées pour les paramètres du système. Ces paramètres sont réunis dans le vecteur $\hat{\Theta}$.

Le modèle du flux et de la vitesse sont écrits sous formes d'équations aux différences suivantes:

$$\begin{cases} \phi_r[k] = \hat{\Theta}_f^t[k] \Phi_f[k] \\ w_m[k] = \hat{\Theta}_v^t[k] \Phi_v[k] \end{cases} \quad (\text{IV.29})$$

avec

$$\begin{cases} \hat{\Theta}_f[k] = [\hat{a}_f \quad \hat{b}_f]^t \\ \hat{\Theta}_v[k] = [\hat{a}_v \quad \hat{b}_v]^t \\ \Phi_f[k] = [-\varphi_r[k-1] \quad i_{ds}[k-1]] \\ \Phi_v[k] = [-w_m[k-1] \quad i_{qs}[k-1]] \end{cases} \quad (IV.30)$$

IV.6.2.2. Dimensionnement du régulateur

Une fois les vecteurs $\hat{\Theta}_f[k]$ et $\hat{\Theta}_v[k]$ sont estimés, nous pouvons alors calculer les coefficients du régulateur dans le mécanisme d'adaptation. Dans le vecteur K sont réunis non seulement les coefficients de la contre réaction d'état mais aussi les coefficients k_w et k_v de l'intervention directe des grandeurs de consignes et de perturbation.

Cette adaptation se fait en utilisant le principe de l'imposition des pôles présenté à la section précédente. On procède le même démarche, on aboutit aux coefficients d'adaptation suivants:

$$\left\{ \begin{array}{l} k_{sf} = \frac{p_1 - \hat{a}_f + 1}{\hat{b}_f} \quad ; \quad \hat{b}_f \neq 0 \\ k_{rf} = \frac{p_2 + \hat{a}_f + \hat{b}_f k_{sf}}{\hat{b}_f} \\ k_{wf} = \frac{k_{rf}}{1 - z_i} \quad ; \quad z_i : \text{pôle à compenser} \\ k_{sv} = \frac{p_1 - \hat{a}_v + 1}{\hat{b}_v} \quad ; \quad \hat{b}_v \neq 0 \\ k_{rv} = \frac{p_2 + \hat{a}_v + \hat{b}_v k_{sv}}{\hat{b}_v} \\ k_{wv} = \frac{k_{rv}}{1 - z_j} \quad ; \quad z_j : \text{pôle à compenser} \\ k_v = -\frac{1}{k_t} \end{array} \right. \quad (IV.31)$$

où p_1 et p_2 sont les coefficients des polynômes désirés en boucle fermée:

$$\begin{cases} p_1 = -2 e^{-\xi \omega_0 T_s} \cos(\sqrt{1-\xi^2} \omega_0 T_s) \\ p_2 = e^{-2\xi \omega_0 T_s} \\ \xi \leq 1 \end{cases} \quad (IV.32)$$

IV.6.3. Résultats de simulation

La simulation numérique du comportement du réglage d'état adaptatif adopté se fait selon la figure (IV.4).

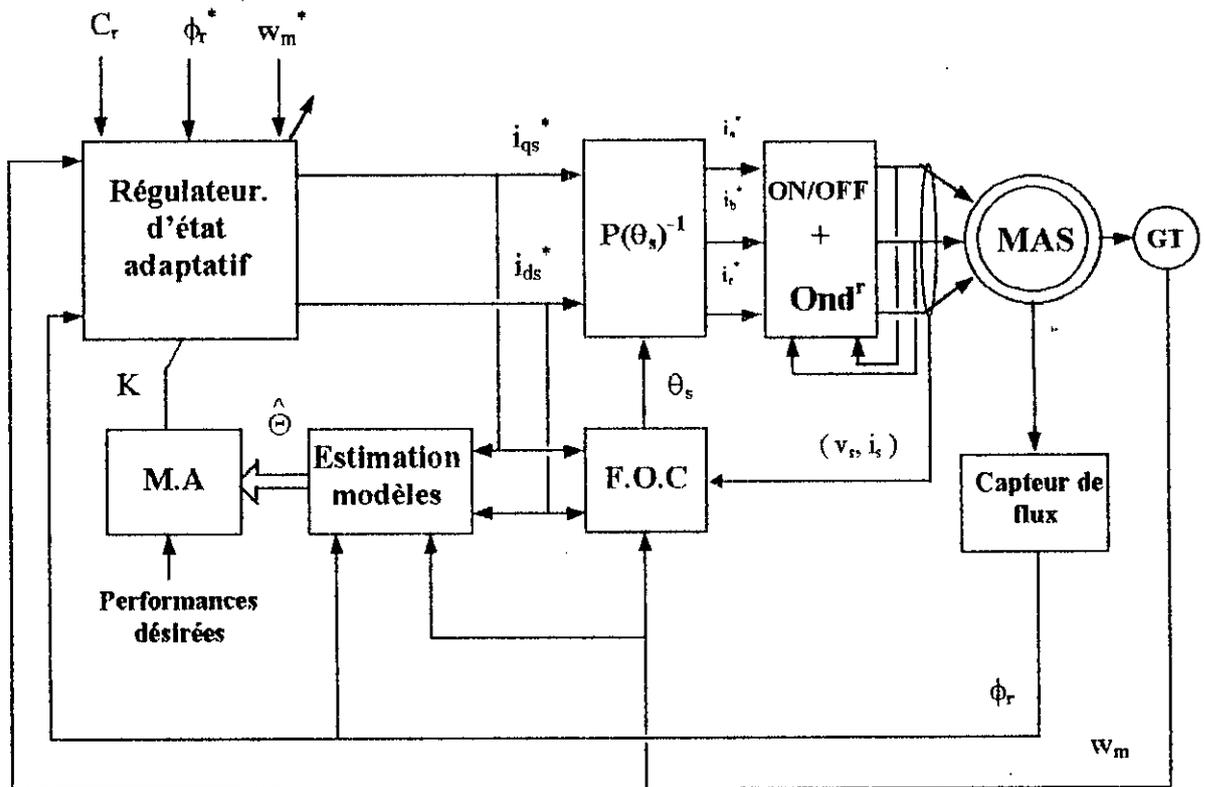


Figure IV.4: Schéma bloc du réglage d'état adaptatif par identification des paramètres, appliqué à la MAS.

Les résultats de simulation de l'adaptation par identification du système sont illustrés par les figures (IV.8.a) et (III.8.b).

Il apparaît des résultats obtenus que l'introduction d'une adaptation des coefficients de réglage apporte une amélioration appréciable des performances du réglage, aussi bien pour les entrées de consigne ou de perturbation de charge. Ainsi nous avons obtenu un comportement dynamique du réglage d'état invariant malgré les variations des paramètres de l'actionneur.

IV.7. REGLAGE D'ETAT ADAPTATIF PAR POURSUITE D'UN MODELE DE REFERENCE

IV.7.1. Principe

Une autre méthode de réglage adaptatif est celle de l'adaptation par poursuite d'un modèle de référence. La figure (IV.5) montre schématiquement le principe [BUH88].

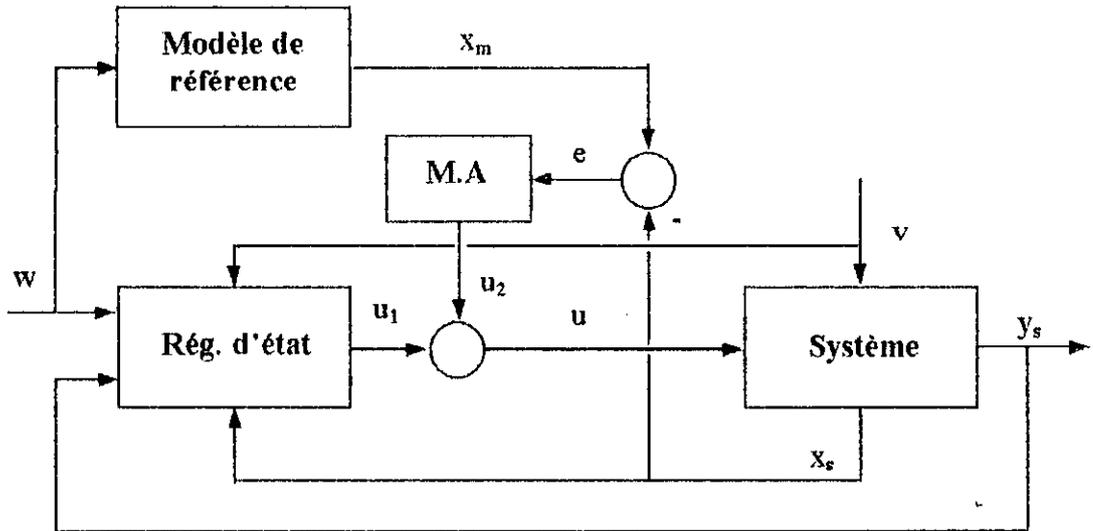


Figure IV.5: Structure de l'adaptation par poursuite d'un modèle de référence.

IV.7.2. Dimensionnement du régulateur d'état

Sachant que le système à régler est défini par l'équation (IV.16), le régulateur intégrateur par (IV.17). Alors que le modèle de référence est défini par l'équation d'état suivante:

$$\frac{dx_m}{dt} = A_m x_m + B_m w \tag{IV.33}$$

avec

$$A_m = \begin{bmatrix} -\frac{k}{T_r} & 0 \\ 0 & -\frac{k}{J} \end{bmatrix}, \quad B_m = \begin{bmatrix} \frac{k}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{k}{J} \end{bmatrix}$$

$$x_m = [\varphi_m \quad w_{mm}]^T, \quad w = [\varphi_r^* \quad w_m^*]^T$$

où k spécifie le comportement dynamique du modèle de référence.

D'après la figure (IV.5), l'entrée de commande se décompose en deux parties, l'une u_1 qui est générée par le régulateur d'état à coefficients fixes donnée par l'équation (IV.7), l'autre est la commande u_2 qui est générée par le mécanisme d'adaptation afin d'éliminer ou de réduire les effets dus à la variation des paramètres du système.

Nous avons donc:

- Pour le système électromagnétique:

$$\begin{cases} u = i_{ds} = u_{1f} + u_{2f} \\ u_{1f} = k_{w_f} \phi_r^* + k_{r_f} x_{r_f} - k_{s_f} \phi_r \\ u_{2f} = \Delta k_{w_f}(e, t) \phi_r^* + \Delta k_{r_f}(e, t) x_{r_f} + \Delta k_{s_f}(e, t) \phi_r \end{cases} \quad (IV.34)$$

- Pour le système mécanique:

$$\begin{cases} u = i_{qz} = u_{1v} + u_{2v} \\ u_{1v} = k_{w_v} w_m^* + k_{r_v} x_{r_v} - k_{s_v} w_m \\ u_{2v} = \Delta k_{w_v}(e, t) w_m^* + \Delta k_{r_v}(e, t) x_{r_v} + \Delta k_{s_v}(e, t) w_m \end{cases} \quad (IV.35)$$

Pour déterminer les coefficients d'adaptation $\Delta k_w(\cdot)$, $\Delta k_r(\cdot)$ et $\Delta k_s(\cdot)$, on fait appel à la théorie de l'hyperstabilité, afin de garantir la stabilité du réglage adaptatif. D'après la synthèse détaillée dans le chapitre précédent, on aboutit aux coefficients suivants:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta k_{s_f}(e, t) = \int_0^t F_a v(\tau+1) G_a \phi_r(\tau) d\tau + F_a' v(t+1) G_a' \phi_r(t) \\ \Delta k_{s_v}(e, t) = \int_0^t F_a v(\tau+1) G_a w_m(\tau) d\tau + F_a' v(t+1) G_a' w_m(t) \\ \Delta k_{r_f}(e, t) = \int_0^t F_a v(\tau+1) G_a x_{r_f}(\tau) d\tau + F_a' v(t+1) G_a' x_{r_f}(t) \\ \Delta k_{r_v}(e, t) = \int_0^t F_a v(\tau+1) G_a x_{r_v}(\tau) d\tau + F_a' v(t+1) G_a' x_{r_v}(t) \\ \Delta k_{w_f}(e, t) = \int_0^t F_b v(\tau+1) G_b \phi_r^*(\tau) d\tau + F_b' v(t+1) G_b' \phi_r^*(t) \\ \Delta k_{w_v}(e, t) = \int_0^t F_b v(\tau+1) G_b w_m^*(\tau) d\tau + F_b' v(t+1) G_b' w_m^*(t) \\ v = De \end{array} \right. \quad (VI.36)$$

avec

$$D = \begin{bmatrix} 0.0001 & 0 \\ 0 & 0.006 \end{bmatrix} ; \quad \begin{cases} F_a = F'_a = F_b = F'_b = 2 \\ G_a = G'_a = G_b = G'_b = 1 \end{cases}$$

IV.7.3. Résultats de simulation

La figure (IV.6) représente le schéma fonctionnel de réglage de vitesse et de flux par un régulateur d'état adaptatif avec poursuite d'un modèle de référence.

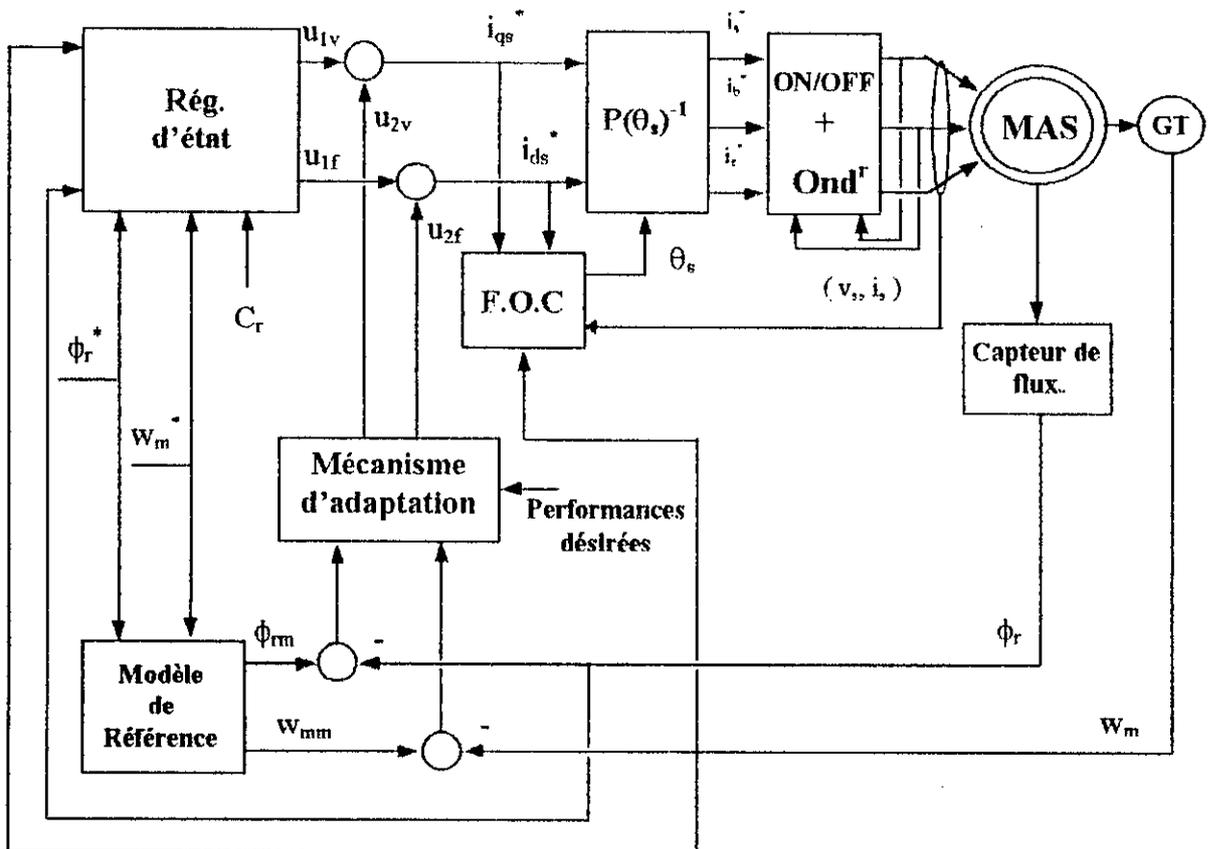


Figure IV.6: Schéma bloc de réglage de vitesse et de flux de la MAS par un régulateur d'état adaptatif avec poursuite d'un modèle de référence.

Les résultats de simulation de cette méthode d'adaptation sont illustrés par les figures (IV.9.a) et (IV.9.b). Nous constatons que le variateur est devenu insensible aux variations paramétriques. En effet, les grandeurs (vitesse, flux) de la machine et celles à modèle de référence conservent le même profil qui est indépendant des variations des paramètres de l'actionneur. En outre, cette méthode d'adaptation a un effet stabilisant sur le couple électromagnétique au démarrage où les oscillations sont amorties. De plus, lorsque la machine

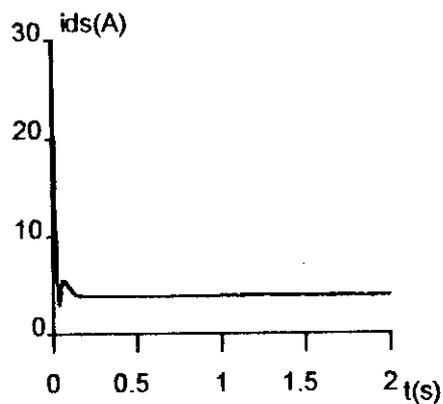
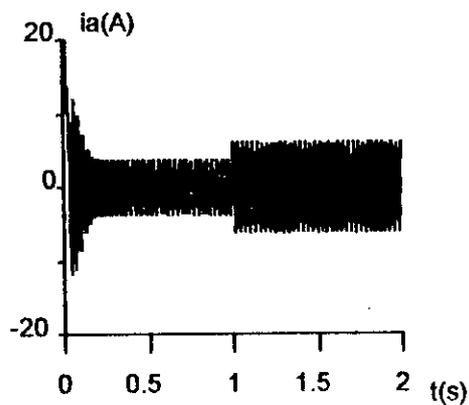
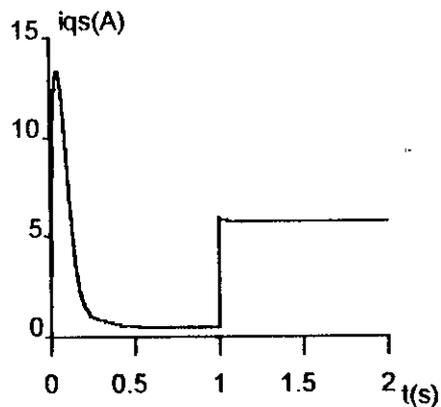
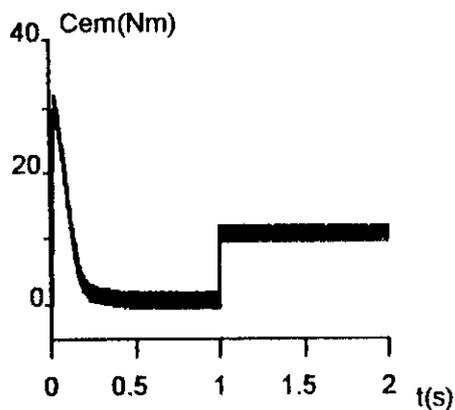
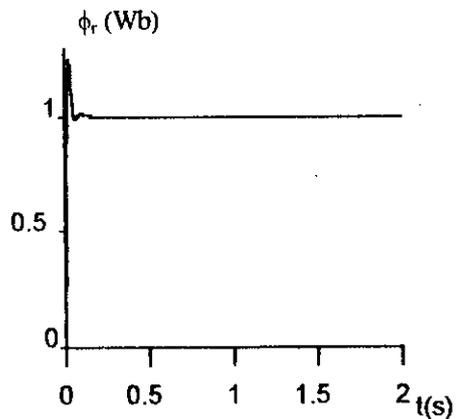
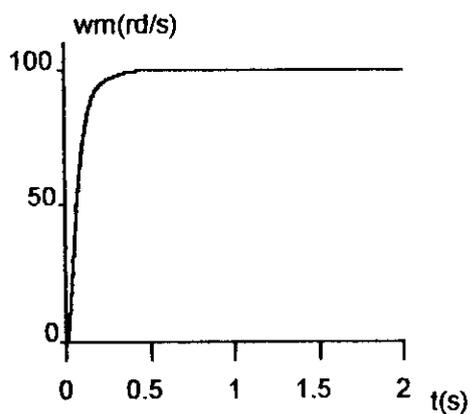
subit une perturbation de charge, le couple électromagnétique suit cette perturbation avec un dépassement admissible.

IV.8. CONCLUSION

Nous avons présenté deux méthodes d'adaptation du réglage d'état à savoir: adaptation par identification du système et adaptation par poursuite d'un modèle de référence. L'étude de ces méthodes nous a montré que le réglage d'état adaptatif semble satisfaisant pour une grande plage de variation des paramètres de l'actionneur.

La méthode utilisée pour la synthèse du régulateur d'état nous a permis de concevoir un régulateur d'état adaptatif robuste qui donne entièrement satisfaction.

La commande adaptative de la machine suppose que l'état est accessible. Or d'une manière générale pour les applications industrielles, on ne dispose pas de la mesure du flux rotorique. Afin d'estimer le flux rotorique, on peut utiliser un estimateur de flux. Cependant, le principal inconvénient de cet estimateur est de réaliser une estimation en boucle ouverte du flux sans aucune correction. Par conséquent, une mauvaise estimation due à une variation paramétrique engendre une dégradation importante de la dynamique du système. Pour palier à ce problème, on utilise un observateur de flux qui est constitué par un estimateur (simulateur du système en temps réel) auquel on ajoute un terme de correction afin de tenir compte de la mauvaise connaissance des paramètres et de fixer le temps de convergence de la grandeur estimée vers la grandeur réelle.



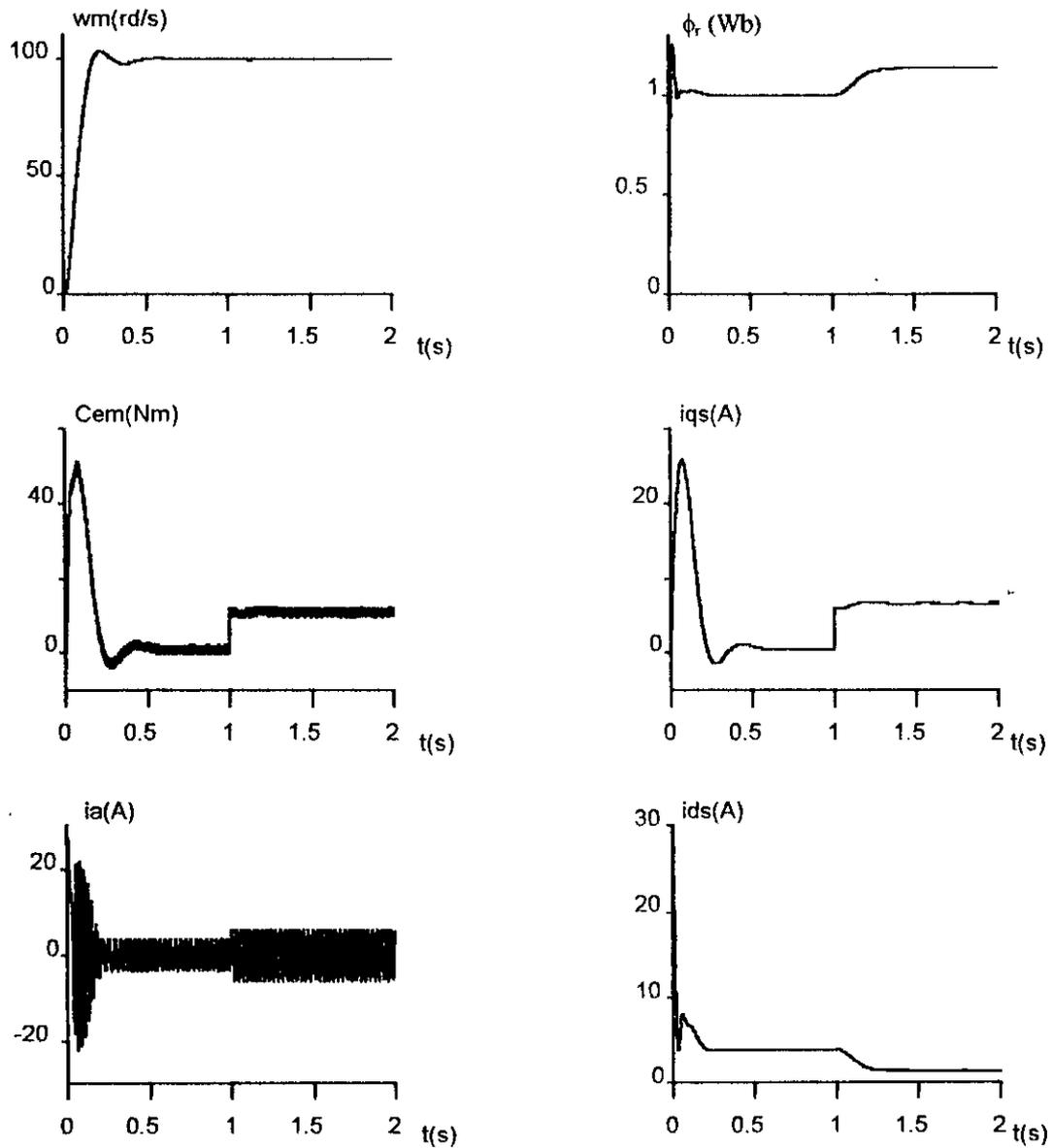


Figure IV.7.b : Résultats de simulation de la commande par retour d'état, avec variations paramétriques.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

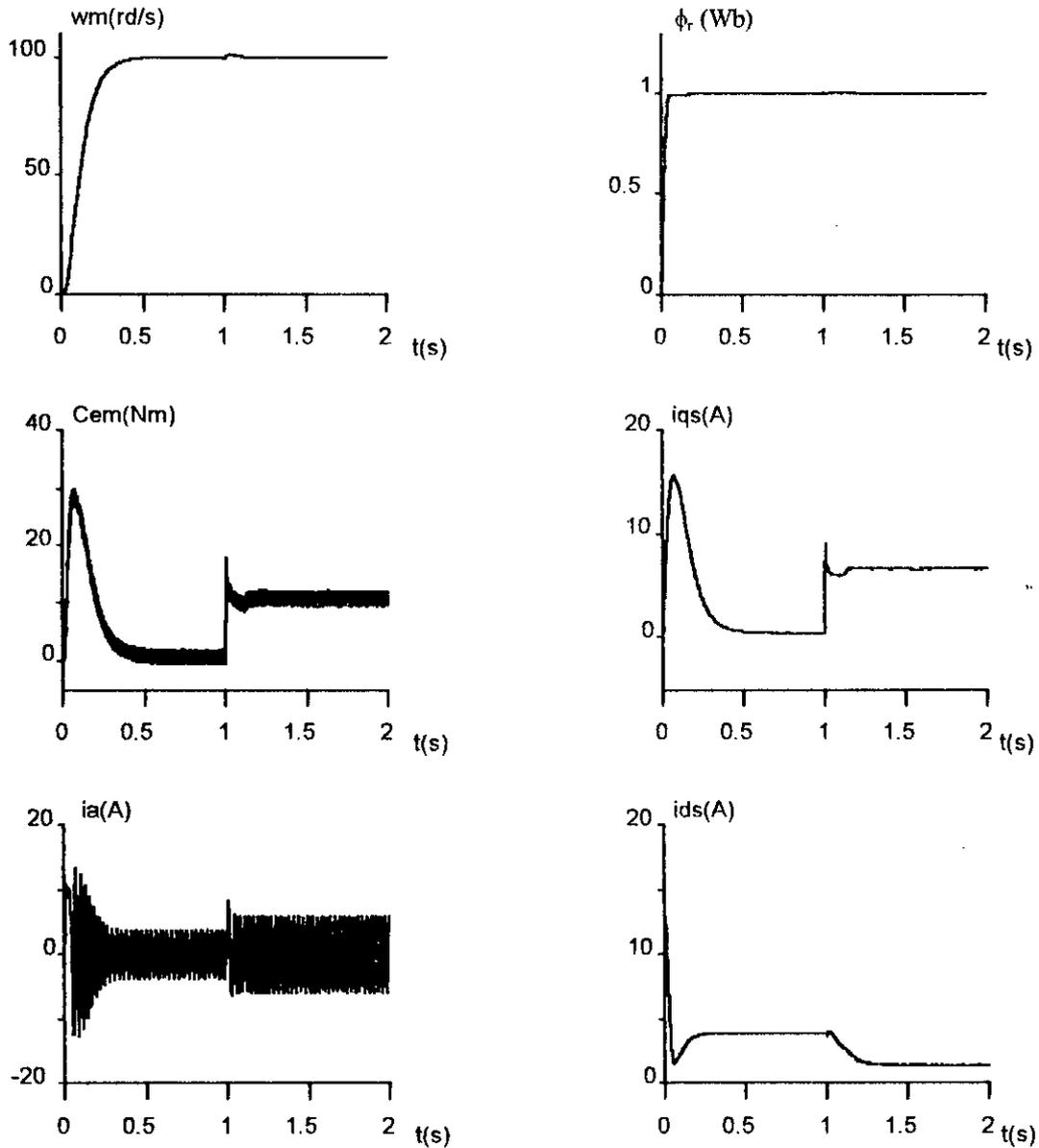


Figure IV.8.a : Résultats de simulation de la commande par retour d'état adaptative (par identification du système), avec variations paramétriques.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

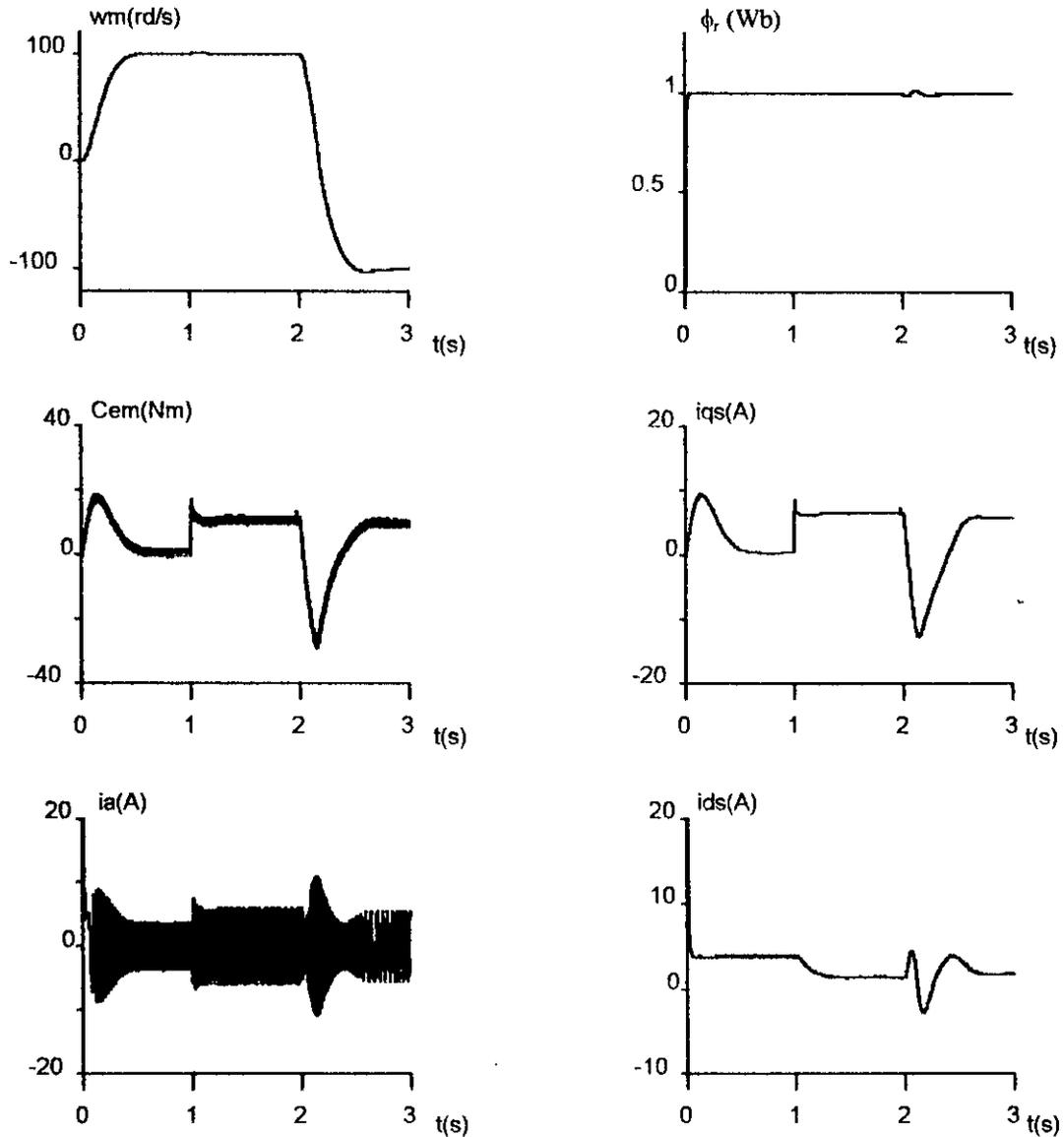


Figure IV.8.b : Résultats de simulation de l'adaptation par identification du système, avec variations paramétriques, pour une inversion de sens de rotation de la machine.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

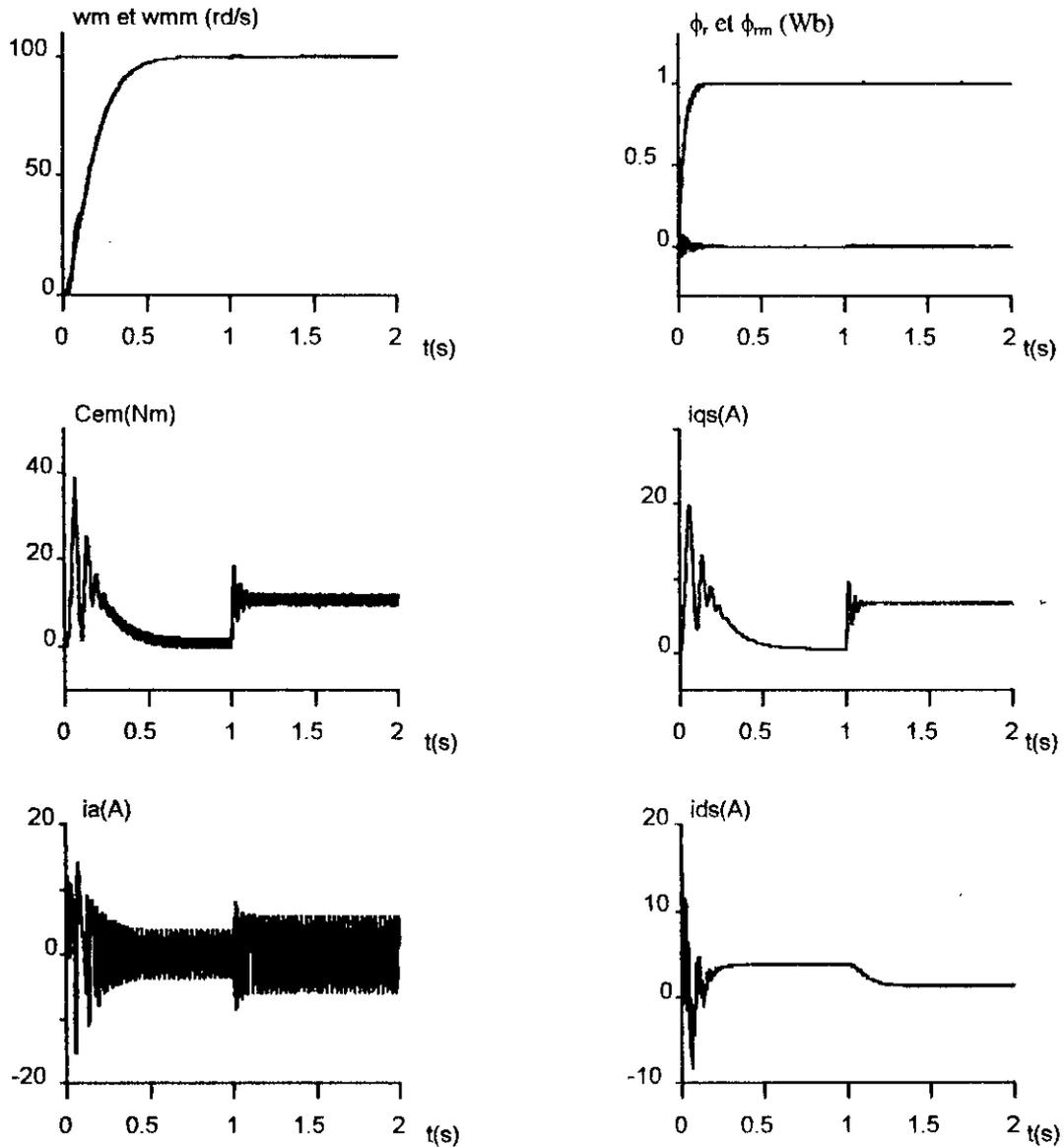


Figure IV.9.a : Résultats de simulation de la commande par retour d'état adaptative (par poursuite d'un modèle de référence), avec variations paramétriques.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

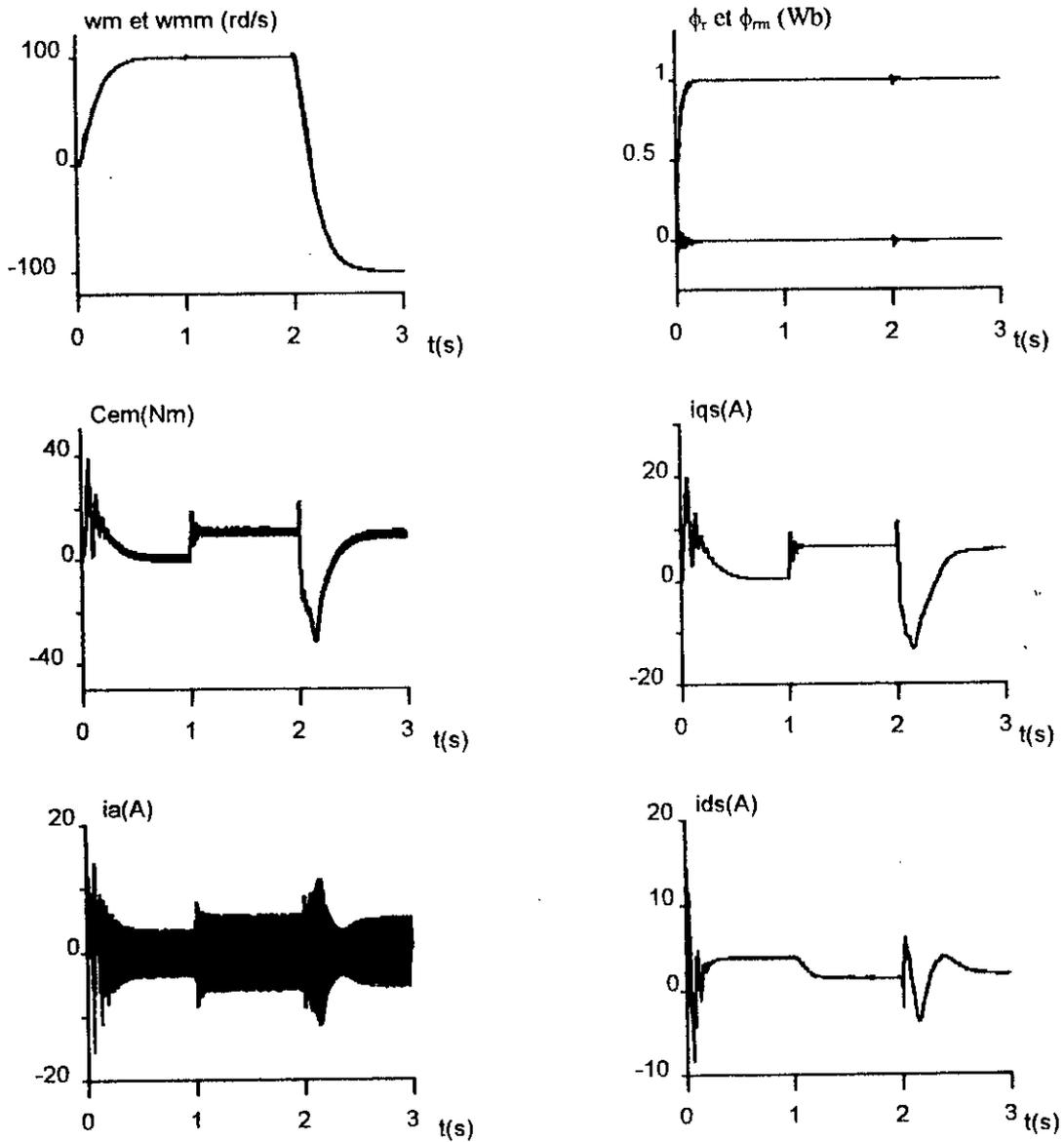


Figure IV.9.b : Résultats de simulation de l'adaptation par poursuite d'un modèle de référence, avec variations paramétriques, pour une inversion de sens de rotation de la machine.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

Chapitre V

Réglage d'état Adaptatif avec Observateur de la Machine Asynchrone

V.1. INTRODUCTION

Le réglage d'état adaptatif traité au chapitre précédent exige que le flux rotorique de la machine soit *mesurable* afin de pouvoir mettre en contre réaction cette grandeur et imposer au système global fermé un certain comportement dynamique. Cependant, dans la plupart des cas, il est difficile de mesurer directement cette grandeur d'état. Nous devons alors employer un *observateur d'état* pour reconstruire cette dernière.

L'objectif de l'observateur est de trouver la meilleure estimation de l'ensemble des variables définissant l'état du système compte tenu des mesures effectuées périodiquement sur les entrées et les sorties du système. Contrairement à l'*estimateur*, l'observateur est constitué non seulement du modèle du système mais aussi d'une *boucle de retour* correctrice dont le rôle est de *réduire la sensibilité aux variations paramétriques* [VER88], [O'RE83].

Le réglage d'état appliqué à la machine asynchrone exige la *mesure du couple résistant* qui subit l'axe de rotation. Néanmoins, la mesure directe de cette perturbation n'est pas aisée. De ce fait, nous avons développé une méthode permettant *d'estimer* et de *compenser* cette grandeur de perturbation à chaque instant.

V.2. OBSERVATEUR D'ETAT D'ORDRE GLOBAL

V.2.1. Structure

Si l'ordre de l'observateur est égal à celui du système, l'observateur est dit d'ordre global (*Full-Order State Observer*) [BUH86], [O'RE83].

Etant donné les équations d'état continues décrivant le système à observer:

$$\begin{cases} \frac{dx_s}{dt} = A_s x_s + B_s u & , \quad x_s(0) = x_{s0} \\ y_s = C_s^t x_s \end{cases} \quad (V.1)$$

où les paires (A_s, B_s) et (A_s, C_s^t) sont respectivement commandables et observables.

L'estimation des grandeurs d'état est basée sur le modèle mathématique du système donné par l'équation (V.1) avec une erreur d'estimation définie par [BUH86]:

$$e = x_s - \hat{x}_s \quad (\text{V.2})$$

ou encore:

$$\frac{de}{dt} = A_s e \quad (\text{V.3})$$

Pour que cette erreur d'estimation tende vers zéros, il suffit que le système à observer soit stable, ou bien les *conditions initiales* du système réel et du modèle dynamique sont *identiques* [BUH86]. Cependant, ces deux conditions ne sont pas toujours vérifiées, ce qui rend l'estimateur des grandeurs d'état incapable de satisfaire le besoin. Le principe de reconstruction consiste donc à corriger la dynamique de l'estimateur en tenant compte de l'écart entre la sortie mesurée et celle estimée. C'est-à-dire éviter que l'observateur soit en boucle ouverte. Cela conduit au modèle modifié suivant:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}_s}{dt} = A_s \hat{x}_s + B_s u + G(y_s - \hat{y}_s) \\ \hat{y}_s = C_s^t \hat{x}_s \end{cases} \quad (\text{V.4})$$

où G est le gain de l'observateur.

Les équations décrivant l'observateur sont tirées des équations du modèle modifié (IV.4). Elles sont données par:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}_s}{dt} = A \hat{x}_s + B_s u + G y_s \\ \hat{y}_s = C_s^t \hat{x}_s \end{cases} \quad (\text{V.5})$$

avec

$$A = A_s - G C_s^t$$

La figure (V.1) représente schématiquement la structure d'un tel observateur.

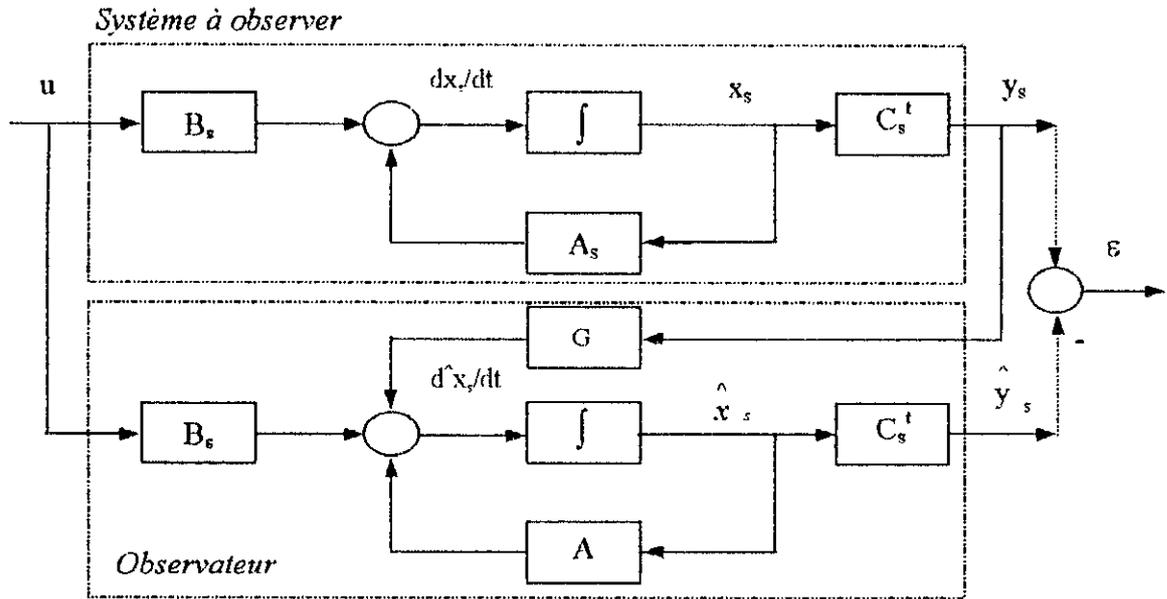


Figure V.1: Structure de l'observateur d'état d'ordre global.

D'après l'équation (V.2), la dynamique de l'erreur d'observation est donnée par:

$$\frac{de}{dt} = Ae \tag{V.6}$$

Si nous choisissons le gain G de telle sorte que la matrice A soit stable, nous obtenons un observateur caractérisé par:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0 \tag{V.7}$$

V.2.2. Equation caractéristique de l'observateur

D'après la relation (V.6), la matrice A est déterminante pour le comportement dynamique de l'observateur. Les valeurs propres sont donc données par l'équation caractéristique suivante:

$$\det(sI - A) = 0 \tag{V.8}$$

Cette équation peut être écrite sous la forme:

$$\sum_{i=0}^n \beta_i s^i = 0 \quad ; \quad \beta_n = 1 \tag{V.9}$$

où les coefficients β_i sont en relation avec les pôles s_i imposés à l'observateur. Ils sont donnés par [BUH86]:

$$\begin{cases} \beta_{n-1} = -\sum_{i=1}^n s_i & ; \quad \beta_{n-2} = \sum_{i=1}^{n-1} s_i s_{(i+1)} \\ \vdots \\ \beta_0 = (-1)^n \prod_{i=1}^n s_i \end{cases} \quad (V.10)$$

V.3. OBSERVATEUR DE FLUX D'ORDRE GLOBAL

V.3.1. Estimation du flux rotorique en boucle ouverte

V.3.1.1. Modèle rotorique

A partir des équations rotoriques de la machine, le flux rotorique peut être reconstituer par le système suivant qui est appelé modèle rotorique [FAI95].

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\hat{T}_r} & -w_r \\ w_r & -\frac{1}{\hat{T}_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_m}{\hat{T}_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{\hat{T}_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (V.11)$$

L'estimateur de flux défini par le système (V.11) est exprimé dans le repère fixe du stator défini par les axes (α, β) . L'estimateur se fait alors suivant le schéma de la figure (V.2).

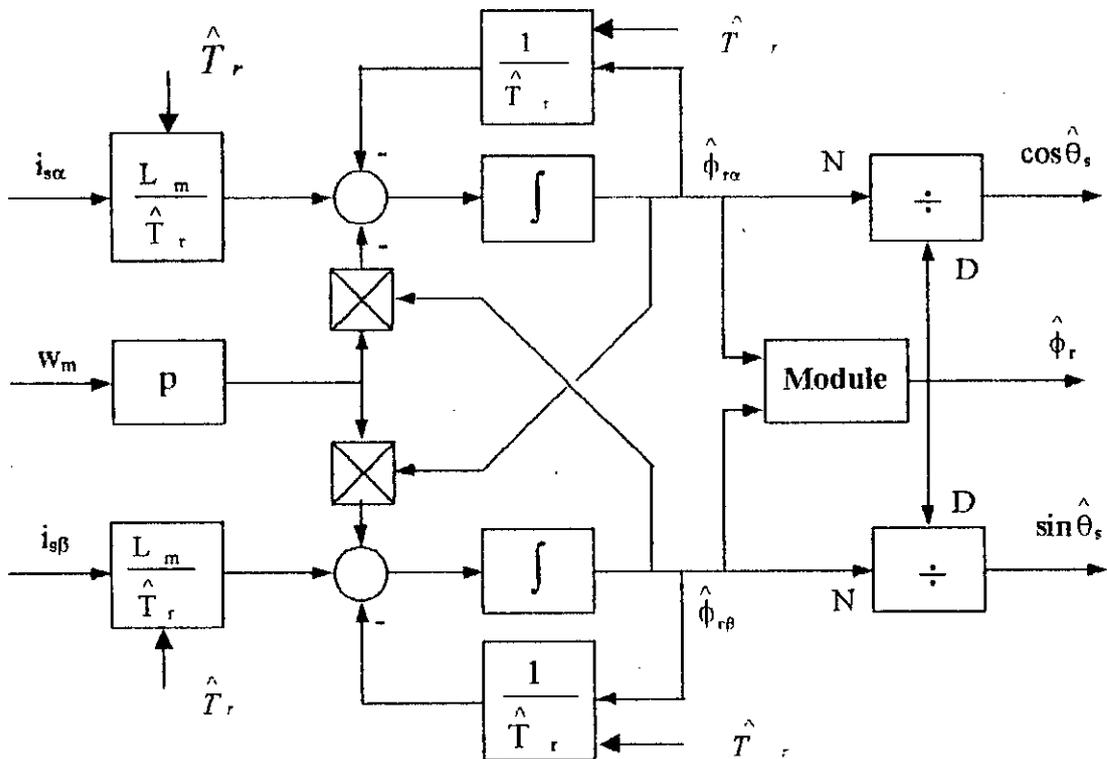


Figure V.2: Estimation du flux rotorique réalisé dans le repère fixe du stator (α, β) .

Le principal inconvénient de cet estimateur est de réaliser une estimation en boucle ouverte du flux sans aucune correction. Le flux estimé ne sera identique à celui qui existe réellement dans la machine que si le modèle de comportement de la machine utilisé pour réaliser l'estimateur est conforme à la réalité. Or cet estimateur est basé sur la connaissance de la constante de temps rotorique, et il a été vu (Chapitre I) que cette constante peut connaître de fortes variations au cours du temps.

V.3.1.2. Etude de la stabilité et influence de T_r

Les algorithmes adaptatifs étudiés précédemment fonctionnent correctement si le flux estimé est conforme au flux réel dans la machine, nous aurons par la suite $\hat{\phi}_r = \phi_r^*$, au moins en régime permanent où cette grandeur est constante. Mais qu'en est-il du flux réel ? Il est important de connaître à l'avance leur comportement, car en pratique cette grandeur est difficilement mesurable. L'étude de la stabilité de l'estimateur de flux doit donc être étudiée.

Rappelons les équations (V.11) de l'estimateur qui peuvent être réécrites sous forme [VER88]:

$$\frac{d\hat{x}_s}{dt} = \left[-\frac{1}{\hat{T}_r} \Gamma + w_r \Lambda \right] \hat{x}_s + \frac{L_m}{\hat{T}_r} \Gamma u \quad (\text{V.12})$$

avec

$$\hat{x}_s = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} & \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix}^t ; \quad u = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; \quad \Lambda = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

La dynamique de l'erreur d'estimation du flux est donnée par :

$$\frac{de}{dt} = \left[-\frac{1}{\hat{T}_r} \Gamma + w_r \Lambda \right] e \quad (\text{V.13})$$

Pour l'étude de la stabilité de l'erreur définie par (V.13), deux cas possibles sont envisageables:

1. w_r et l'estimée de T_r sont constantes: Le système défini par (V.13) est un système linéaire dont les valeurs propres:

$$\begin{cases} s_1 = -\frac{1}{\hat{T}_r} + j w_r \\ s_2 = -\frac{1}{\hat{T}_r} - j w_r \end{cases} \quad (\text{V.14})$$

Il est clair que ces valeurs propres ont leurs parties réelles négatives. Le système (V.13) est donc asymptotiquement stable.

2. w_r et l'estimée de T_r sont variables: Dans le cas où w_r et l'estimée de T_r sont variables dans le temps, une analyse par une méthode de type Lyapounov, permet d'étudier la stabilité [VER88]. Pour cela, multiplions l'équation (V.13) par $2e^t$, il résulte:

$$2e^t \frac{de}{dt} = -\frac{2}{\hat{T}_r} (e^t e) \quad (\text{V.15})$$

ou encore:

$$\frac{d}{dt} (e^t e) = 2e^t \frac{de}{dt} = -\frac{2}{\hat{T}_r} (e^t e) \quad (\text{V.16})$$

Soit V une fonction de Lyapounov, donnée par:

$$V = e^t e \quad (\text{V.17})$$

D'après l'équation (V.16) nous avons:

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{2}{\hat{T}_r} V < 0 \quad (\text{V.18})$$

On montre ainsi la stabilité asymptotique du système (V.13) et par voie de conséquence la stabilité asymptotique de l'estimateur de flux.

V.3.2. Estimation du flux rotorique en boucle fermée

Pour corriger l'estimation du flux, on ajoute un signal dérivé de l'erreur de prédiction de sortie [VER88]. Nous choisissons la sortie mesurée du système: les tensions et les courants statoriques [VER88].

La sortie prédite (observée) du système est donnée par:

$$\hat{y}_s = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\hat{x}_s}{dt} + \sigma L_s \frac{du}{dt} + R_s u \quad (\text{V.19})$$

avec

$$\hat{y}_s = \begin{bmatrix} \hat{v}_{s\alpha} & \hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{V.20})$$

L'observateur prend la forme:

$$\frac{d\hat{x}_s}{dt} = \left[-\frac{l}{\hat{T}_r} \Gamma + w_r \Lambda \right] \hat{x}_s + \frac{L_m}{\hat{T}_r} \Gamma u + G(y_s - \hat{y}_s) \quad (\text{V.21})$$

La dynamique de l'erreur d'observation du flux est donnée par:

$$\frac{de}{dt} = \left[-\frac{l}{\hat{T}_r} \Gamma + w_r \Lambda \right] e + \frac{L_m}{L_r} G \frac{de}{dt} \quad (\text{V.22})$$

ou encore:

$$\frac{de}{dt} = \left[I - \frac{L_m}{L_r} G \right]^{-1} \left[-\frac{l}{\hat{T}_r} \Gamma + w_r \Lambda \right] e \quad ; \quad I = \Gamma \quad (\text{V.23})$$

Pour éviter la dérivation numérique de u dans l'équation de l'observateur, nous remplaçons l'équation (V.19) dans (V.21), il vient:

$$\left(I + G \frac{L_m}{L_r} \right) \frac{d\hat{x}_s}{dt} + G \sigma L_s \frac{du}{dt} = \left[-\frac{l}{\hat{T}_r} \Gamma + w_r \Lambda \right] \hat{x}_s + \frac{L_m}{\hat{T}_r} \Gamma u + G(y_s - R_s u) \quad (\text{V.24})$$

Faisons dans l'équation (V.24) un changement de variable de manière à ce que les dérivées de \hat{x}_s et de u soient éliminées. Pour cela posons:

$$z = \left(I + G \frac{L_m}{L_r} \right) \hat{x}_s + G \sigma L_s u \quad (\text{V.25})$$

Il vient alors le système suivant:

$$\frac{dz}{dt} = \left[-\frac{l}{\hat{T}_r} \Gamma + w_r \Lambda \right] \left[I + G \frac{L_m}{L_r} \right]^{-1} (z - G \sigma L_s u) + \frac{L_m}{\hat{T}_r} \Gamma u + G(y_s - R_s u) \quad (\text{V.26})$$

V.3.2.1. Choix du gain de l'observateur

Le gain matriciel peut être choisi comme suit [VER88]:

$$G = g I \quad (\text{V.27})$$

où g est le gain scalaire de l'observateur. Si la vitesse w_r et l'estimée de T_r sont constantes, alors (V.23) est un système linéaire invariable dans le temps, dont les valeurs propres:

$$\begin{cases} s_1 = \left(1 - g \frac{L_m}{L_r}\right)^{-1} \left(-\frac{1}{\hat{T}_r} + j w_r\right) \\ s_2 = \left(1 - g \frac{L_m}{L_r}\right)^{-1} \left(-\frac{1}{\hat{T}_r} - j w_r\right) \end{cases} \quad (\text{V.28})$$

Nous remarquons que les valeurs propres du système (V.23) sont multipliées par le facteur $\left(1 - g \frac{L_m}{L_r}\right)^{-1}$, ce qui réduit le temps de convergence de la dynamique de l'erreur.

Cependant, le système est stable pour: $g < L_r/L_m$.

Dans le cas général où w_r et l'estimée de T_r sont variables, alors l'équation de Lyapounov (V.18) devient:

$$\frac{dV}{dt} = -2 \left(1 - g \frac{L_m}{L_r}\right)^{-1} \frac{V}{\hat{T}_r} \quad (\text{V.29})$$

Nous constatons que la dynamique de l'erreur d'observation dépende de la constante de temps:

$$\left(1 - g \frac{L_m}{L_r}\right) \hat{T}_r \quad (\text{V.30})$$

Alors le gain g peut être choisi de façon à ce que la constante de temps définie par (V.30) soit inférieure à T_r [VER88]. Donc pour avoir une constante de temps de $\frac{T_r}{2}$, g doit être choisi comme:

$$g = \frac{L_r}{2 L_m} \quad (\text{V.31})$$

V.4. REGLAGE D'ETAT ADAPTATIF AVEC OBSERVATEUR DE LA MAS

V.4.1. Structure générale

La structure générale du réglage d'état adaptatif avec observateur est représentée schématiquement à la figure (V.3).

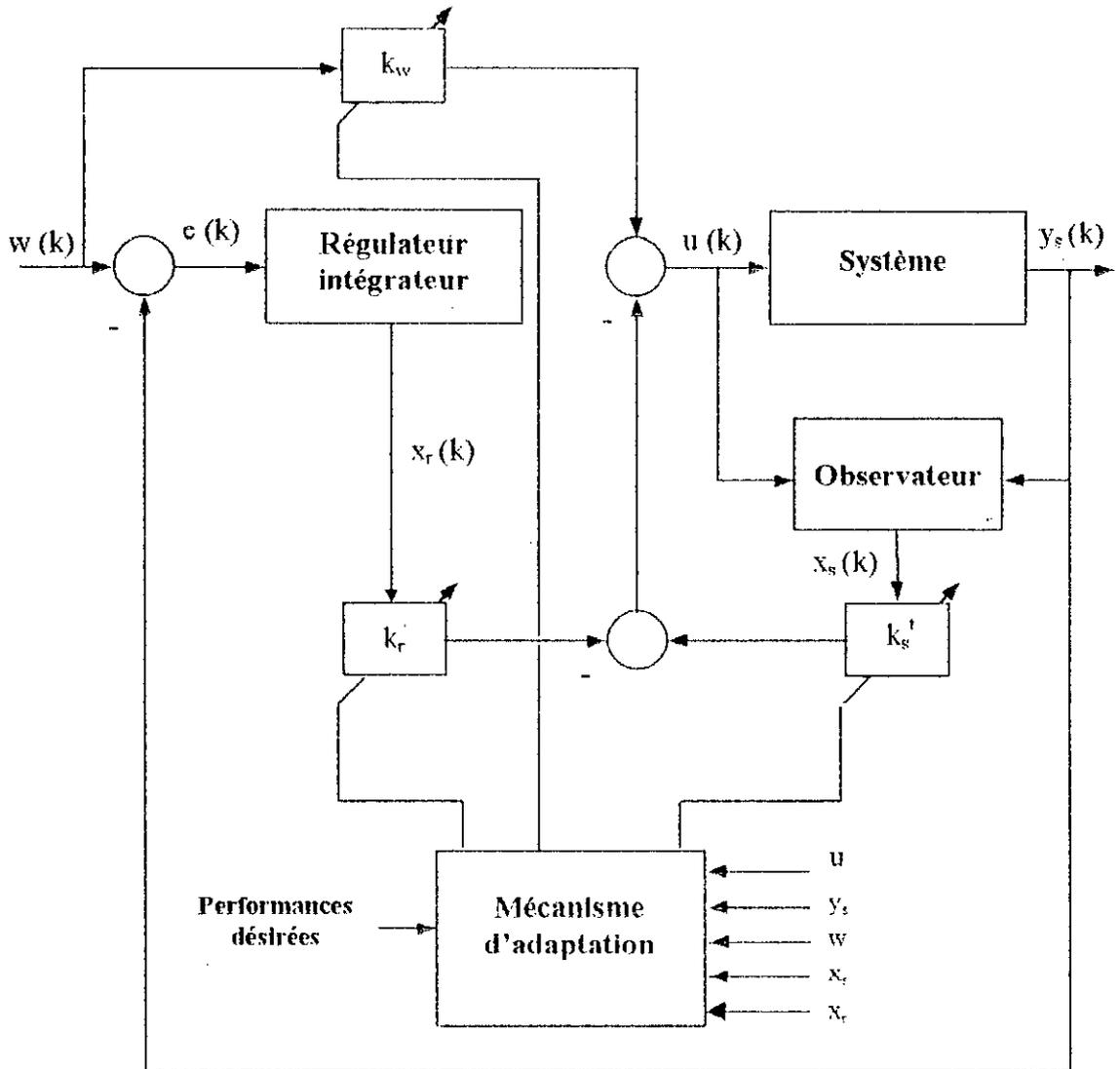


Figure V.3: Représentation schématique de la structure générale du réglage d'état adaptatif avec observateur.

V.4.2. Système d'équations

Dans ce paragraphe, nous résumons les différentes équations qui régissent le réglage d'état adaptatif avec observateur du flux de la machine asynchrone.

Pour le système à régler, nous devons utiliser la relation:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_r \\ w_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_r \\ w_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{k_t}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{ac} \end{bmatrix} \quad (V.32)$$

Le régulateur intégrateur est décrit par les équations d'état:

$$\begin{cases} \frac{dx_{rf}}{dt} = \frac{1}{T_r} (\phi_r^* - \hat{\phi}_r) \\ \frac{dx_{rv}}{dt} = \frac{1}{T_r} (w_m^* - w_m) \end{cases} \quad (V.33)$$

De la figure (V.3), nous obtenons pour les lois de commande:

$$\begin{cases} i_{dc} = k_{wf}(e, t)\phi_r^* + k_{rf}(e, t)x_{rf} - k_{sf}(e, t)\hat{\phi}_r \\ i_{qs} = k_{wv}(e, t)w_m^* + k_{rv}(e, t)x_{rv} - k_{sv}(e, t)w_m \end{cases} \quad (V.34)$$

Pour le système à observer, nous avons:

$$\frac{d\phi}{dt} = \left[-\frac{1}{T_r} \Gamma + w_r \Lambda \right] \phi + \frac{L_m}{T_r} \Gamma i_s \quad ; \quad \phi = \phi_r e^{j\theta} \quad (V.35)$$

Pour l'observateur, il existe l'équation d'état:

$$\frac{d\hat{\phi}}{dt} = \left[-\frac{1}{T_r} \Gamma + w_r \Lambda \right] \hat{\phi} + \frac{L_m}{T_r} \Gamma i_s + \frac{L_m}{L_r} G \frac{de}{dt} \quad (V.36)$$

L'erreur d'observation est définie par:

$$e = \phi - \hat{\phi} \quad (V.37)$$

et

$$\frac{de}{dt} = \left[I - \frac{L_m}{L_r} G \right]^{-1} \left[-\frac{1}{T_r} \Gamma + w_r \Lambda \right] e \quad (V.38)$$

V.4.3. Estimation et compensation du couple résistant

Jusqu'à présent, nous avons négligé implicitement la perturbation du couple résistant influençant l'actionneur asynchrone. En présence de cette perturbation, l'observateur ne permet plus d'observer correctement le vecteur d'état du système. Dans ce but, il est possible de compenser cette perturbation.

La méthode d'estimation du couple résistant est identique à celle présentée pour l'estimation des paramètres du modèle. En effet, soit la fonction de transfert:

$$G_p(s) \Big|_{i_{qs}=0} = \frac{w_m(s)}{i_{qs}(s)} = \frac{k_t}{Js+B} \quad (\text{V.39})$$

En tenant compte de l'action du couple résistant, l'équation (V.39) devient:

$$w_m(s) = \frac{k_t}{Js+B} i_{qs}(s) - \frac{1}{Js+B} C_r(s) \quad (\text{V.40})$$

La transformée en z de l'équation (V.40) donne la régression:

$$w_m[k] + a w_m[k-1] = b i_{qs}[k-1] - \frac{b}{k_t} C_r[k-1] \quad (\text{V.41})$$

avec

$$\begin{cases} a = e^{-\frac{2\pi T_s}{T}} \\ b = (1+a) \frac{k_t}{B} \end{cases} \quad (\text{V.42})$$

Pour estimer le couple résistant C_r , nous réécrivons l'équation (V.41) sous la forme:

$$\hat{w}_m[k] = \hat{\Theta}^T[k] \Phi[k] \quad (\text{V.43})$$

avec

$$\hat{\Theta}[k] = \begin{bmatrix} \hat{a} & \hat{b} & \hat{c} \end{bmatrix}^T$$

$$\Phi[k] = \begin{bmatrix} -w_m[k-1] & i_{qs}[k-1] & -1 \end{bmatrix}$$

Alors, le couple résistant peut être estimé par [TSA97]:

$$\hat{C}_r [k] = \frac{\hat{c}}{\hat{b}} k_t \tag{V.44}$$

La loi de commande du système mécanique donnée par (V.34) devient:

$$i_{qc} = k_{wv}(e,t)w_m' + k_{rv}(e,t)x_{rv} - k_{sv}(e,t)w_m - k_v \hat{C}_r \tag{V.45}$$

$$k_v = \frac{-1}{k_t}$$

V.6. RESULTATS DE SIMULATION

V.6.1. Réponse de l'observateur en boucle ouverte

La figure (V.4) représente schématiquement le principe de l'association système-observateur en boucle ouverte.

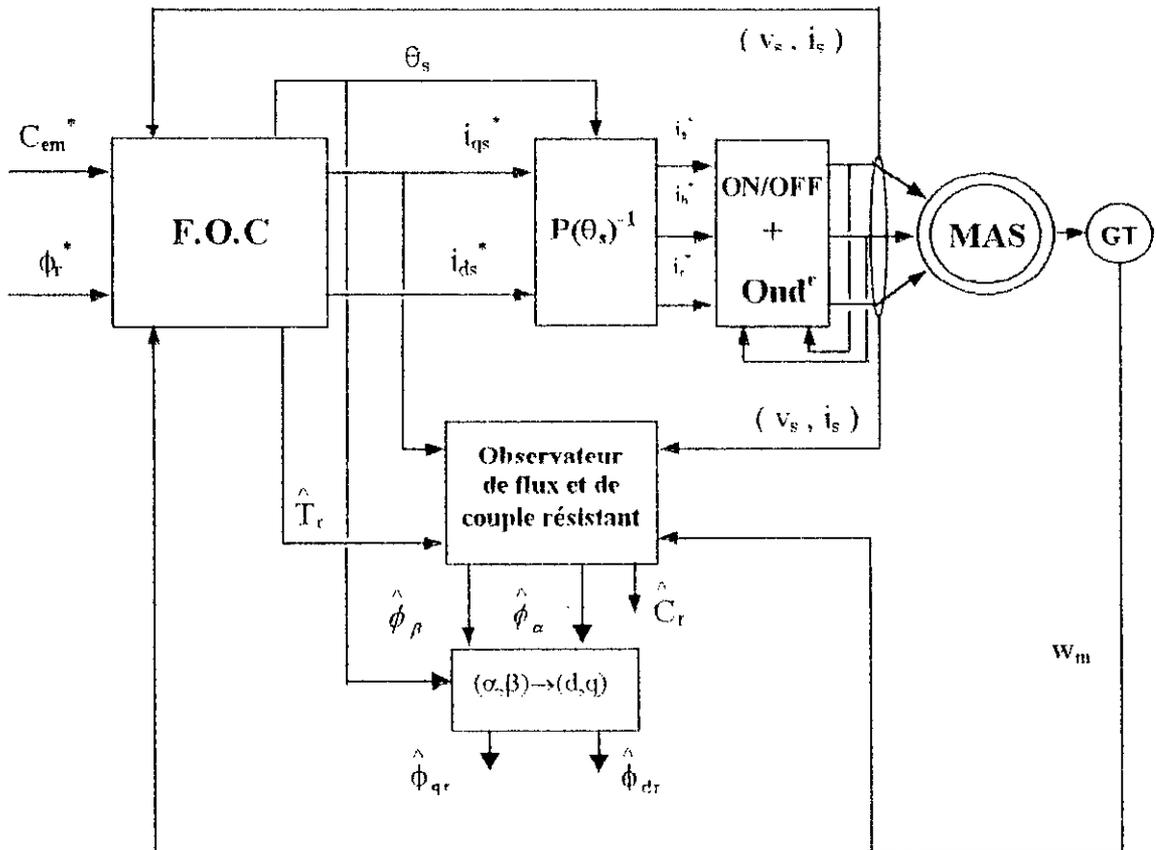


Figure V.4: Association système-observateur en boucle ouverte.

Nous avons simulé le comportement de l'observateur hors ligne en utilisant le schéma bloc de la figure (V.4).

D'après les résultats de simulation obtenus (Figure V.6), nous pouvons constater que les états du système et ceux de l'observateur sont pratiquement identiques. Le couple de commande imposé au système est parfaitement estimé. Ceux-ci confirment que l'observateur s'adapte bien aux états du système malgré les perturbations paramétriques et/ou charge.

V.5.2. Réglage d'état adaptatif avec observateur

La figure (V.5) illustre le principe d'incorporation d'un observateur dans une chaîne de régulation de vitesse et de flux d'une machine asynchrone.

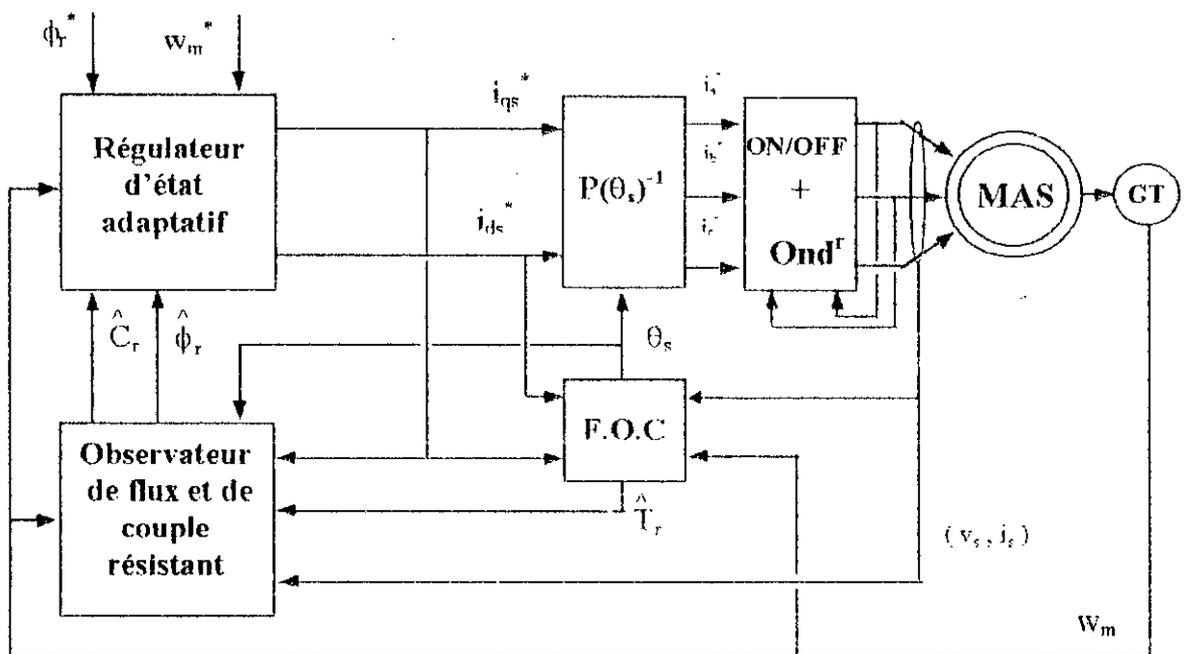


Figure V.5: Schéma bloc de la commande adaptative par retour d'état avec observateur de la MAS.

Nous présentons quelques résultats de simulation avec une variation paramétrique de 50% sur les résistances statorique et rotorique et de 100% sur le moment d'inertie.

Pour pouvoir évaluer les performances de la commande adaptative par retour d'état associée à un observateur de flux et de couple résistant, les deux méthodes d'adaptation sont analysées.

Pour que l'observateur apparaisse comme un capteur de dynamique négligeable, on lui impose une dynamique rapide par rapport à celle du système.

Comparant d'abord la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence avec et sans observateur. Des résultats de simulation (figure V.8) montrent des performances très comparables dans les deux cas.

Une deuxième comparaison présentée concerne la commande adaptative par identification du système avec et sans observateur. Il apparaît des résultats obtenus (figure V.7), que les performances sont pratiquement les mêmes, sauf à l'instant d'application de charge où la dynamique de compensation de cette dernière est légèrement lente. Cela peut être due aux variations des paramètres de l'estimateur du couple résistant.

V.6. CONCLUSION

Nous avons développé dans ce chapitre une commande adaptative par retour d'état avec observateur de flux et de couple résistant. Les résultats de simulation obtenus, ont permis de montrer un comportement très satisfaisant lorsqu'un observateur de flux est utilisé. Des performances très proches du cas avec mesure du flux peuvent être obtenues, en utilisant le paramètre estimé pour l'observateur de flux.

Les résultats obtenus, montrent aussi que pour éviter la dégradation des performances de la commande adaptative par retour d'état de la machine, il est indispensable d'avoir accès à la valeur du couple de charge. Ceci nécessite l'utilisation d'un estimateur adaptatif de couple résistant, pour permettre au réglage d'état une meilleure compensation de cette perturbation de charge.

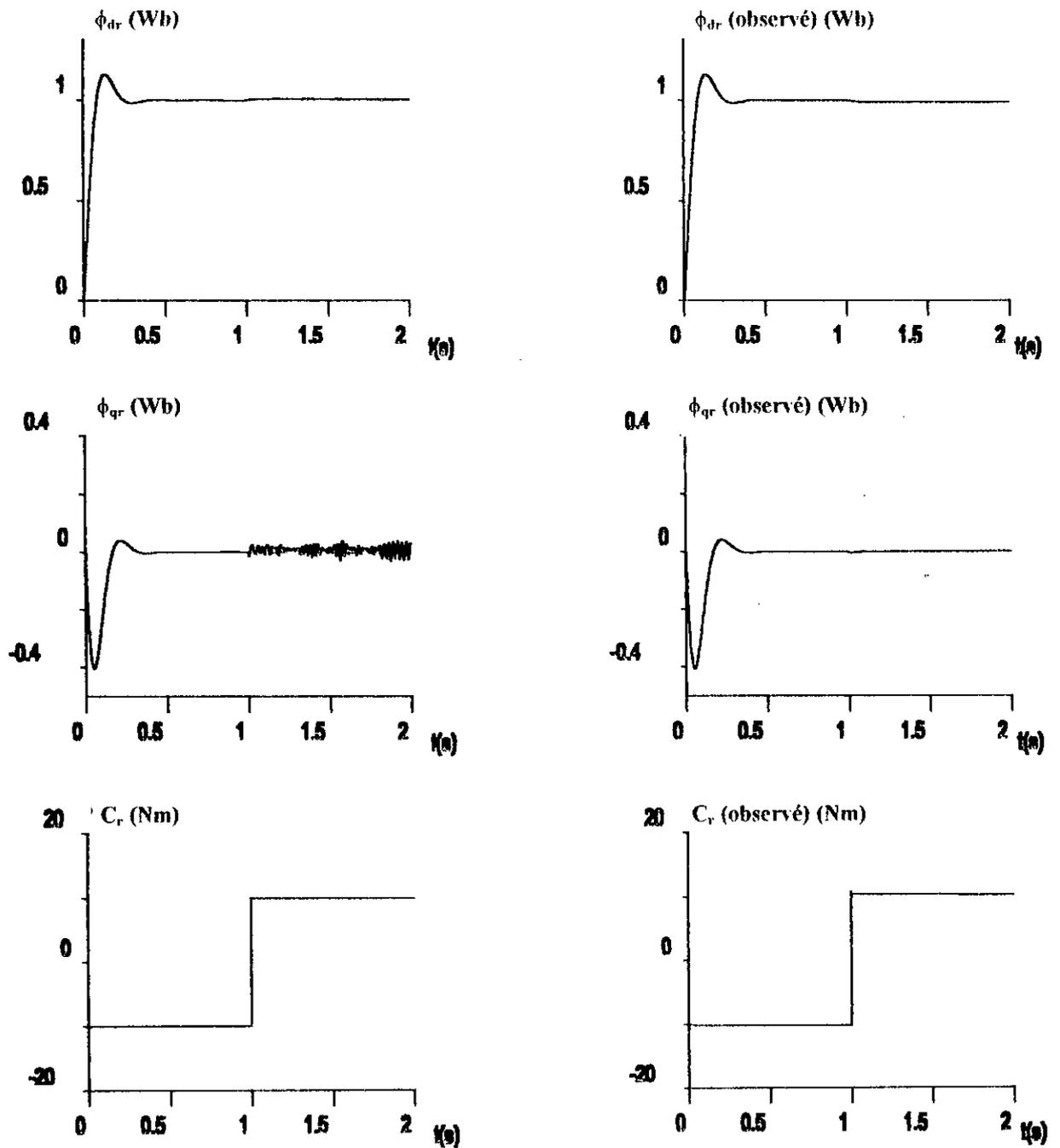
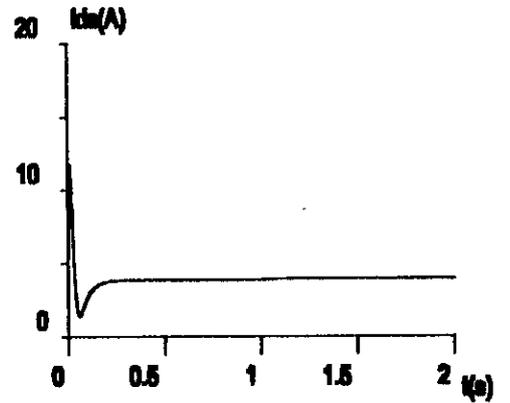
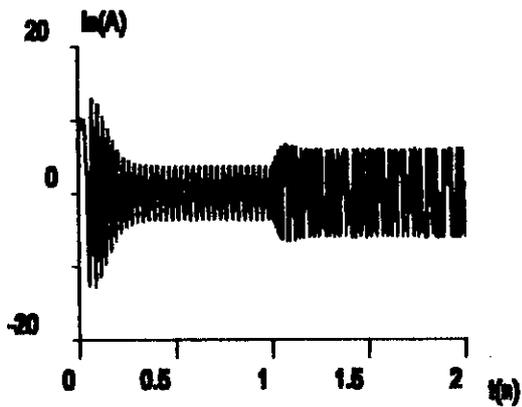
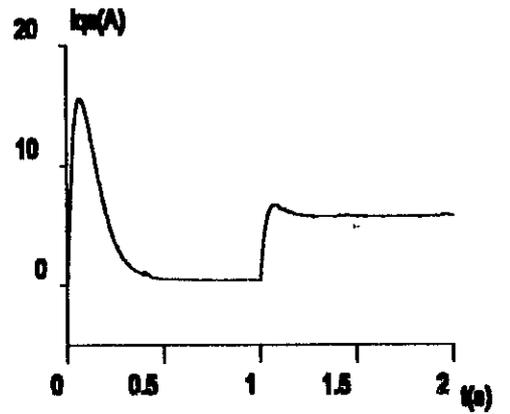
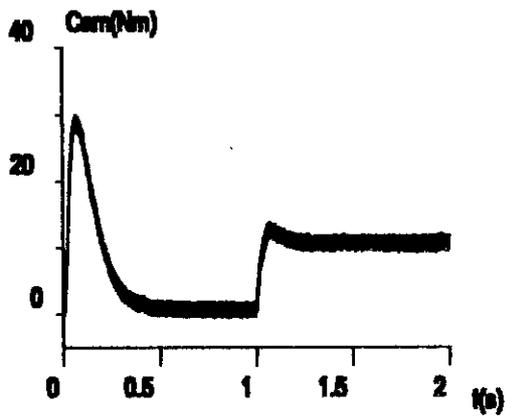
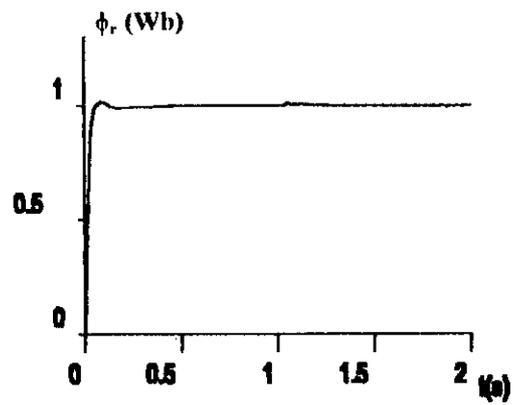
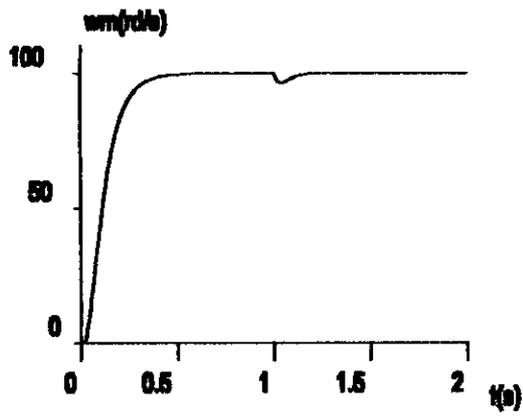


Figure V.6 : Réponse en boucle ouverte de l'observateur, avec variations paramétriques.

$$R_s=50\% R_{s0} \quad , \quad R_r=50\% R_{r0} \quad , \quad J=100\% J_0$$



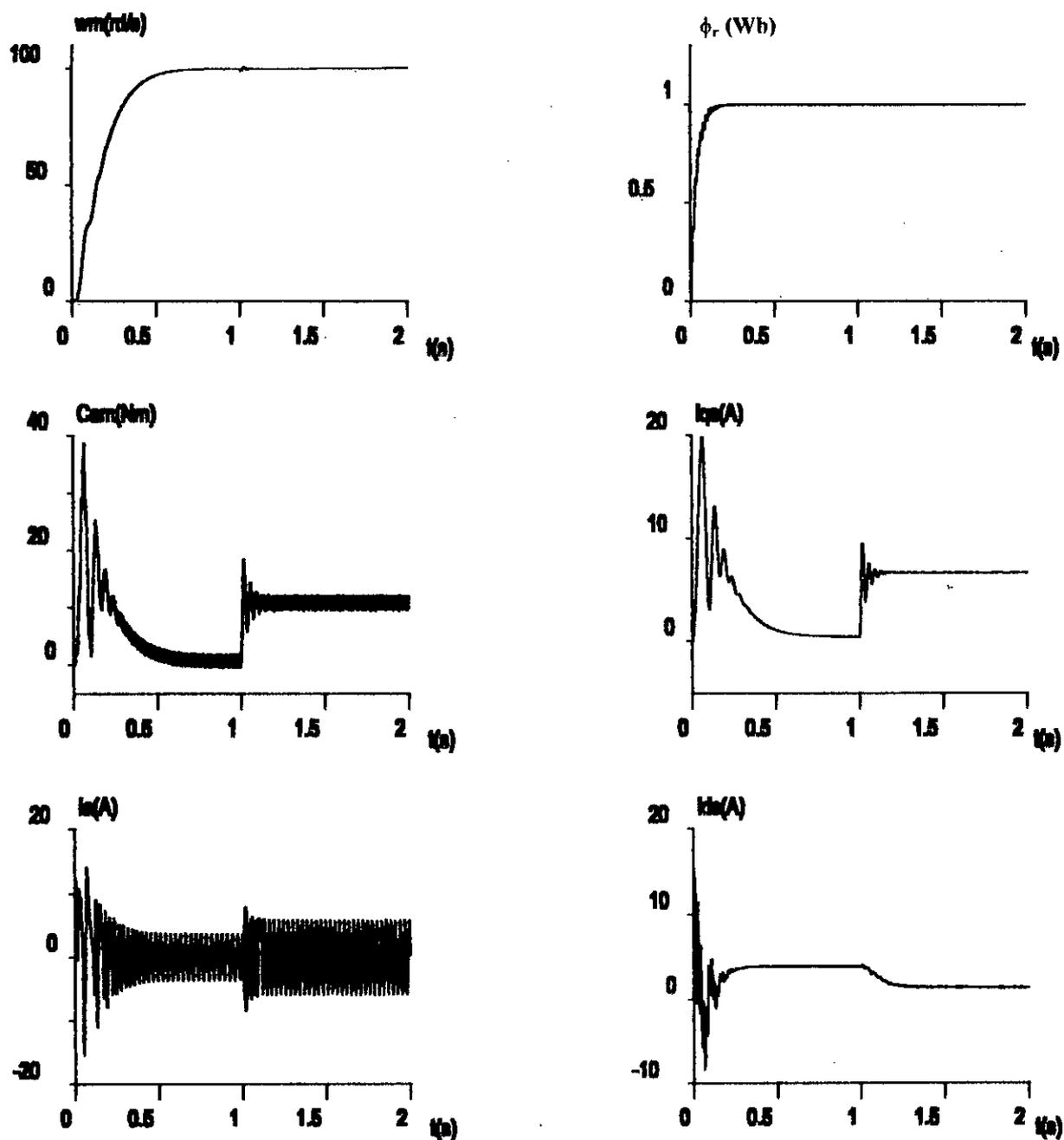


Figure V.8 : Simulation de la commande par retour d'état adaptative (par poursuite d'un modèle de référence), avec observateur, plus variations paramétriques.

$$R_s = 50\% R_{s0} \quad , \quad R_r = 50\% R_{r0} \quad , \quad J = 100\% J_0$$

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse porte sur l'étude d'un actionneur asynchrone et de sa commande adaptative. Après avoir modélisé l'onduleur de tension, nous avons présenté le modèle de la machine dans le repère tournant (d,q) .

La commande vectorielle avec réglage échantillonné souffre de sa grande sensibilité vis-à-vis de la constante de temps rotorique. Afin de rendre cette commande moins sensible vis-à-vis de ce problème, nous avons développé deux algorithmes d'estimation de la constante de temps rotorique. Néanmoins, ces algorithmes sont applicables à flux constant, autrement dit, le flux rotorique doit être régulé en boucle ouverte.

La sensibilité du régulateur à paramètres fixes vis-à-vis des variations des paramètres de l'actionneur peut se résoudre par l'emploi des régulateurs auto-ajustables. Ainsi, nous avons développé l'approche indirecte et directe de ces régulateurs, dont la première structure est d'une performance satisfaisante. Cependant, elle nécessite un temps de calcul très lourd pour la résolution de l'équation Diophantine. Pour surmonter ce problème, la commande est calculée directement en fonction des paramètres estimés en supposant que l'erreur de poursuite est nulle en régime permanent : c'est l'approche directe de la commande auto-ajustable. Cette technique de commande donne des résultats très intéressants, sous réserve du choix d'une bonne pondération.

Devant l'insuffisance des performances du régulateur auto-ajustable (rejet de la perturbation), nous avons fait appel aux régulateurs adaptatifs à modèle de référence qui se prête bien pour la compensation de toute perturbation de charge. La première technique développée est la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence AMFC, nous avons montré que cette commande est parfaitement robuste vis-à-vis des paramètres de l'actionneur. Nous avons également obtenu des résultats similaires avec l'algorithme simplifié AMFCS.

La commande adaptative à modèle de référence présente un inconvénient concernant le calcul des différents coefficients de la loi de commande qui est assez volumineux. Nous avons présenté une autre méthode pour déterminer les coefficients de la loi de commande en imposant les pôles. Deux méthodes d'adaptation du réglage d'état ont été développées à savoir ; adaptation par identification du système à régler et adaptation par poursuite d'un modèle de référence. L'étude de ces méthodes nous a montré que le réglage d'état adaptatif semble satisfaisant pour une grande plage de variation des paramètres de l'actionneur.

La commande adaptative de la machine suppose le flux rotorique et le couple résistant sont mesurables. Or d'une manière générale, pour les applications industrielles, on ne dispose pas de la mesure de ces grandeurs, nous avons utilisé alors un observateur de flux et un estimateur adaptatif de couple résistant. Les résultats de simulation ont permis de montrer un comportement très satisfaisant lorsqu'un observateur est utilisé aussi bien lors d'une variation paramétriques et/ou charge.

Il ressort de l'étude présentée que la commande adaptative associée à un observateur représente une solution intéressante pour la commande du variateur considéré, à condition que le choix des différents paramètres, du mécanisme d'adaptation et de commande, se fasse convenablement. Bien que ces algorithmes soient relativement compliqués de mise en œuvre comparés aux régulateurs classiques simples, nous avons pu mettre en exergue certaines améliorations intéressantes.

Le travail sur la commande de la machine asynchrone est loin d'être achevé. Comme perspective, les deux méthodes d'identification de la constante de temps rotorique présentées sont basées sur le calcul de la puissance réactive en régime établi, alors l'identification en régime dynamique n'est plus correcte, car la puissance réactive n'est pas définie. Il reste donc à développer d'autres méthodes d'identification de T_r en régime transitoire de fonctionnement dont la dynamique doit être plus rapide, tel que la structure MRAS parallèle, ce qui va sûrement contribuer à mieux conduire la machine et améliorer les performances.

ANNEXE

Paramètres de la Machine

Les paramètres de la machine asynchrone que nous avons utilisé sont [FU91]:

Puissance nominale	:	1.5 Kw
Tension nominale	:	220/380 V
Rendement nominal	:	0.78
Facteur de puissance nominal	:	0.8
Vitesse nominale	:	1420 tr/mn
Fréquence nominale	:	50 Hz
Courant nominal	:	3.64/6.31 A
Résistance statorique	:	4.85 Ω
Résistance rotorique	:	3.805 Ω
Inductance cyclique statorique	:	0.274 H
Inductance cyclique rotorique	:	0.274 H
Inductance mutuelle stator/rotor	:	0.258 H
Nombre de paires de pôles	:	2
Moment d'inertie	:	0.031 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	:	0.008 Nm.s/rd

BIBLIOGRAPHIE

- [ABI 92] H. Abid, "Commande vectorielle de la machine asynchrone," *Mémoire de DEA*, ENSET, Tunis, 1992.
- [AST 73] K.J. Astrôm, B.Wittenmark, "On self-tuning regulators," *Automatica*, Vol.9, pp.185-199, 1973.
- [AST 89] K.J. Astrôm, B.Wittenmark, *Adaptive control*, Addison Wesley, 1989.
- [AST 90] K.J. Astrôm, B.Wittenmark, *Computer-controlled systems: Theory and design*, Prentice Hall, International Edition, 1990.
- [AZZ 95] A. Azzi, "Etude par simulation de commande par retour d'état échantillonnée d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel," *Thèse de Magister*, ENP, Juin 1995.
- [BAL 86] R. Balasubramanian, K. H. Wong, "A micro computer-based self-tuning IP controller for DC machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.IA-22, No.6, pp.989-999, 1986.
- [BAR 93] L. Barazane, "Commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimenté en courant," *Thèse de Magister*, ENP, Septembre 1993.
- [BAR 97] S. Barkati, "Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone," *Thèse de Magister*, ENP, 1997.
- [BAR 82] P. Barret, *Régimes transitoires des machines tournantes électriques*, Edition Eyrolles, 1982.
- [BLA 72] F. Blaschke, "The principle of field oriented as application to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines," *Siemens Review*, Vol.34, pp.217-220, May 1972.
- [BOR 90] J. Bordeneuve, "Commande prédictive adaptative : application à des procédés thermiques," *Thèse de Doctorat de l'Université de Paul Sabatier*, Toulouse, 1990.
- [BOS 86] B.K. Bose, *Power electronics and ac drives*. Prentice-Hall, 1986.
- [BOU 95] M. S. Boucherit, "Sur l'application de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques," *Thèse de Doctorat d'Etat*, ENP, 1995.

- [BOU 94] A. Boumediene, L. Nezli, M. S. Boucherit, "Etude par simulation du réglage par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension," *JTEA '94*, Tunisie, 1994.
- [BRI 85] A. Brickwed, "Microprocessor-based adaptive speed for electrical drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.IA-21, No.5, 1985.
- [BUH 86] H. Buhler, *Réglages échantillonnés: Traitement par la transformée en z*, Vol.1 et 2, Presses Polytechniques Romandes, 1986.
- [BUH 88] H. Buhler, *Conception des systèmes automatiques*, Presses Polytechniques Romandes, 1988.
- [BUH 79] H. Buhler, *Electronique de réglage et de commande*. Edition Georgie, 1979.
- [CAP 92] C. A. Capolino, H. Henao, "Méthode de conception d'une commande pour machine à induction," *SEE Journée d'études*, Lille, Dec.1992.
- [CHA 87] V. Chalam, *Adaptive control systems: Technics and Applications*, Marcel Dekker Inc, New York. Basel, 1987.
- [CHA 90] C. C. Chan et al. "Adaptive decoupling control of induction motor drives," *IEEE Tran. Ind. Electr.*, Vol. 37, No.1, Feb.1990.
- [CHA 83] J. Châtelain, *Machines Electriques*, Traité d'électricité, Presses Polytechniques Romandes, 1983.
- [CHI 93] S. Chipling, X. Luo, "Indirect field control of induction machine utilizing a reactive power perturbation scheme," *IMACS-TCI '93*, Montreal, July 1993.
- [CLA 75] D. W. Clarke, P. J. Gawthrop, "Self-tuning controller," *IEE Proc*, Vol.122, No.9, pp.929-934, 1975.
- [CLA 79] D. W. Clarke, P.J. Gawthrop, "Self -tuning control," *IEE Proc*, Vol.126, pp.633-640, 1979.
- [FAI 95] A. Faidalah, "Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones," *Thèse de Doctorat de l'NPL*, France, Fev.1995.
- [FRI 72] Friedland, *Control system design an introduction to state-space methods*. Mc Grow-Hill book Company, 1972.
- [FU 91] Y. Fu, "Commande découplée et adaptatives des machines asynchrones triphasées," *Thèse de Doctorat de l'université de Montpellier*, Montpellier, 1991.
- [GAR 80] L. Garces, "Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.IA-16, No.2, Mar/Apr. 1980.

- [GOO 84] G. C. Goodwin, K. S. Sin, *Adaptive prediction filtering and control*. Prentice Hall, 1984.
- [GUE 95] L. Guenfaf, "Etudes de différentes stratégies de commande adaptative: application à un robot manipulateur," *Thèse de Magister*, ENP, 1995.
- [HEM 98] B. Hemici, M. O. Mahmoudi, A. Djahbar, "Commande adaptative auto-ajustable d'une machine asynchrone alimentée en courant avec pilotage vectoriel," *COMAI'98*, Bejaia, à paraître.
- [LAJ 92] M. Lajoie, "Les techniques de commande vectorielle des machines asynchrones," *EDF*, Jan. 1992.
- [LAN 79] I. D. Landau, *Adaptive control: the model reference approach*, New York: Marcel Dekker Inc, 1979.
- [LAN 86] I. D. Landau, *Commande adaptative: aspects pratiques et théoriques*, Masson Edition, 1986.
- [LAN 88] I. D. Landau, *Identification et commande des systèmes*, Hermes Edition, 1988.
- [LEO 85] W. Leonhard. *Control of electrical drives.*, Editeur Springer-Verlong, 1985.
- [LIA 88] C. M. Liaw et al, "Design and Implementation of an adaptive controller for current-fed induction motor," *IEEE Trans. Ind. Electr.*, Vol.35, No.3, Aug.1988.
- [LJU 87] L. Ljung, *System identification: theory for user*. Englewood Cliffs, NJ: Printice Hall, 1987.
- [LOR 87] R. D. Lorenz et D. B. Lawson, "Performance of field forward current regulator for field oriented induction machine controllers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.IA-23, No.4, July/Aug.1987.
- [LOR 90] R. D. Lorenz et D. B. Lawson, "Flux and torque decoupling control for field-weakened of field-oriented induction machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol.26, No.2, Mar./Apr.1990.
- [MEN 93] E. Mendes, "Contribution à l'étude de servomoteur à induction. Etude et mise en œuvre de commandes numériques à flux orienté et adaptatives," *Thèse de Doctorat de l'Université Paris 6*, Paris, 1993.
- [NAI 97] A. Nait Seghir, "Identification et commande adaptative d'une machine synchrone autopilotée alimentée par onduleur de tension," *Thèse de Magister*, ENP, Juillet 1997.
- [OJO 90] J. O. Ojo, A. Consoli et T. A. Lipo, "An improved model of saturated induction machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.26, No.2, pp.212-220, Mar/Apr.1990.

- [O'RE 83] J. O'reilly, *Observer for linear systems*, London Academic Press, 1983.
- [PIE 92] M. Pieterza et B. De Fornel, "Commande vectorielle du moteur asynchrone," *SEE.*, Journée d'études, Lille, 1992.
- [PUT 87] S. C. Puthenpura, "Poles-zero placement controllers and self-tuning regulators with better set-point tracking," *IEE Proc.*, Vol.134, No.1, Jan.1987.
- [RAU 94] T. V. Raumer, "Commande adaptative non linéaire de machine asynchrone," *Thèse de Doctorat de l'INPG*, Grenoble, 1994.
- [REH 96] S. Rehahla, "Etude de la commande d'une machine asynchrone triphasée par la technique du flux orienté," *Thèse de Magister*, ENP, Juin 1996.
- [RIB 97] L. A. S. Ribeiro et al, "Parameter sensitivity of MRAC models employed in IFO-controlled AC motor drive," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol.44, No.4, Aug.1997.
- [ROW 91] T. M. Rowan, R. J. Kerkman et D. Leggate, "A simple on-line adaptation for indirect field orientation of induction machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.27, No.4, pp.720-727, Jul/Aug.1991.
- [SEU 89] K. S. Seung, "A new technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.25, No.4, pp.578-587, Jul/Aug.1989.
- [TSA 97] M. F. Tsai and Y. Y. Tzou, "A transputer-based adaptive speed controller for AC induction motor drives with load torque estimation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.33, No.2, Mar./Apr. 1997.
- [VAS 90] P. Vas, *Vector control of AC machines*, Oxford Science Publication, 1990.
- [VER 88] C. Verghese et George, "Observers for flux estimation in induction machines," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol.35, No.1, Feb.1988.
- [WAD 97] S. Wade et al, "A new method of rotor resistance estimation for vector-controlled induction machines," *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol.44, No.2, Apr.1997.
- [YAN 93] G. Yan et T.H. Hin, "Adaptive-speed identification scheme for a vector controlled speed sensorless inverter-induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.29, No.4, Jul/Aug.1993.