

TARBOUCHI MOHAMMED

COMMANDE PAR LINÉARISATION EXACTE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE EN  
RÉGIME DÉFLUXÉ

Thèse  
présentée  
à la faculté des études supérieures  
de l'Université Laval  
pour l'obtention  
du grade de Philosophiae Doctor (Ph.D.)

Département de génie électrique et de génie informatique  
FACULTÉ DES SCIENCES ET DE GÉNIE  
UNIVERSITÉ LAVAL  
QUÉBEC

SEPTEMBRE 1997

© Tarbouchi Mohammed, 1997



National Library  
of Canada

Acquisitions and  
Bibliographic Services

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

Bibliothèque nationale  
du Canada

Acquisitions et  
services bibliographiques

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file* *Votre référence*

*Our file* *Notre référence*

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-25465-8

**Canada**

**Je dédie cette thèse à la mémoire de ma mère,  
à mon père pour tous les sacrifices consentis à notre égard tout au long de ce travail,  
sans oublier mes frères et soeurs.**

## Sommaire

Le moteur asynchrone est le choix par excellence pour plusieurs applications industrielles vu sa fiabilité, sa robustesse et son coût de fabrication relativement bas. Cependant, il présente des difficultés au niveau de la commande à cause de la nonlinéarité de ses caractéristiques. La commande vectorielle classique assure un découplage efficace à flux constant entre les principales grandeurs de sortie du moteur asynchrone à savoir le flux, la vitesse ou le couple. Toutefois, pour le fonctionnement en haute vitesse, le défluxage s'impose. À cet effet, différents algorithmes de commande basés sur la technique de linéarisation exacte, tenant compte de la saturation de la branche magnétisante de la machine asynchrone, sont étudiés, analysés et implantés en vue de la régulation de vitesse d'une machine à cage. Le profil de trajectoire de vitesse de référence est choisi de manière à amener la machine à fonctionner en mode de défluxage optimal. L'optimisation du flux tient compte aussi bien des limites thermiques du convertisseur que de la saturation de la machine. L'implantation réelle du contrôleur proposé est effectuée sur un processeur numérique TMS320C30.

**Les résultats expérimentaux, relevés sur un banc d'essai au Laboratoire d'Électrotechnique, d'Électronique de Puissance et de Commande Industrielle (LEEPCI) permettent de vérifier les performances statiques et dynamiques souhaitées.**

## **AVANT PROPOS**

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire d'Électrotechnique, d'Électronique et de Commande Industrielle (LEEPCI) du département de génie électrique de l'Université Laval.

Je tiens tout particulièrement à remercier:

- Monsieur H. Le-Huy, Professeur au département de génie électrique de l'Université Laval et directeur de cette thèse. Qu'il soit remercié de la confiance qu'il m'a toujours témoigné. Ses grandes qualités pédagogiques, sa disponibilité et son encouragement ont été déterminants pour le succès de ces travaux.

- Monsieur I. Kamwa, chercheur à l'IREQ et professeur associé au LEEPCI, prélecture de cette thèse et membre de jury de soutenance, pour les précieux commentaires.

- Monsieur J. Cros, professeur au département de génie électrique, qui a accepté de participer au jury de soutenance. Qu'il soit remercié pour les discussions et suggestions pertinentes au cours de mes travaux.

- Monsieur Louis A. Dessaint, professeur au département de génie électrique de l'École Supérieure de Technologie de Montréal, pour avoir fait l'honneur de participer au jury de soutenance de cette thèse.

Je tiens à exprimer ma gratitude à Monsieur Philippe Viarouge, professeur au département de génie électrique de l'Université Laval pour sa disponibilité et pour ses suggestions.

Enfin, je tiens à remercier tous mes amis et les membres de ma famille pour leur soutien moral et leurs encouragements.

# Table des matières

Sommaire .....	ii
Résumé .....	iii
Avant- propos .....	v
Table des matières .....	vi
Liste des figures .....	x
Liste des Symboles .....	xii
INTRODUCTION GÉNÉRALE .....	1
<b>CHAPITRE 1</b>	
<b>PROBLÈMES ACTUELS LIÉS À L'ENTRAÎNEMENT À VITESSE VARIABLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE .....</b>	<b>3</b>
1.1 Introduction .....	3
1.2 Machine asynchrone et vitesse variable. ....	4
1.3 Problème lié au choix du niveau de flux de la machine asynchrone .....	6
1.4 Conception de la commande .....	7
1.5 Objectifs du travail .....	9
<b>CHAPITRE 2</b>	
<b>DÉCOUPLAGE ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE .....</b>	<b>10</b>
2.1 Modèle mathématique du moteur asynchrone .....	10
2.2 Principe de découplage par la commande vectorielle .....	15
2.2.1 Découplage vectoriel en tension: .....	17
2.2.2 Découplage par compensation .....	17
2.2.3 Découplage par retour d'état .....	20
2.2.4 Découplage vectoriel de courant .....	22
2.2.5 Simulations .....	24
2.2.6 Conclusion .....	26

2.3 La reconstitution du flux rotorique .....	27
2.3.1 Introduction.....	27
2.3.2 Conclusion .....	31
<b>CHAPITRE 3</b>	
<b>ÉTUDE DU FONCTIONNEMENT À VITESSES ÉLEVÉES: TECHNIQUE DE DÉFLUXAGE .....</b>	<b>32</b>
3.1 Introduction .....	32
3.1.1 Fonctionnement à haute vitesse par la technique classique de défluxage	33
3.2 Formalisation de la démarche d'optimisation du couple électromagnétique	34
3.2.1 Flux optimal .....	34
3.2.1.1 Choix de la méthode d'optimisation .....	35
3.2.1.2 Cas de la machine asynchrone non saturée .....	36
3.2.1.3 Cas de la machine asynchrone saturée .....	42
3.3 Influences des paramètres résistifs sur l'optimum du flux du rotor .....	50
3.3.1 Influence de la résistance statorique sur le flux optimal de la machine .	50
<b>CHAPITRE 4</b>	
<b>COMMANDE PAR LINÉARISATION EXACTE .....</b>	<b>52</b>
4.1 Limitation de la linéarisation par la commande vectorielle conventionnelle	53
4.2 Principe de la méthode de la compensation par linéarisation entrée-sortie ..	56
4.2.1 Mise en équation du système .....	56
4.2.2 Les sorties régulées et les critères de commande .....	57
4.3 Application de la commande par linéarisation entrée-sortie sur la machine	
à cage non saturée .....	59
4.3.1 Essais de simulation (machine non saturée).....	63
4.3.2 Conclusion .....	64
4.4 Conception d'une commande non-linéaire d'une machine à cage saturée. . .	68
4.4.1 Modélisation de la machine asynchrone saturée .....	68
4.4.2 Conception du contrôleur .....	69
4.4.3 Forme normale et dynamiques-zéro .....	72
4.4.4 Estimateur de flux saturé .....	74
4.4.5 Estimation à partir du flux statorique .....	74



4.4.6 Estimation à partir des équations de flux rotoriques .....	76
4.5 Estimation des paramètres .....	77
4.5.1 Estimation de la résistance du stator $R_s$ .....	77
4.5.1.1 Implantation .....	78
4.5.2 Estimation de la résistance rotorique .....	78
4.5.3 Estimation des inductances mutuelles, statorique et rotorique. ....	79
4.5.4 Résultats de simulation (machine saturée) .....	80
<b>CHAPITRE 5</b>	
<b>RÉALISATION MATÉRIELLE ET RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX .....</b>	<b>84</b>
5.1 Introduction .....	84
5.2 Description de la maquette expérimentale .....	85
5.2.1 Fonctions principales assurées par la carte C30 et son environnement .	86
5.2.2 Onduleur MLI. ....	86
5.2.3 Le moteur asynchrone. ....	87
5.2.4 La charge mécanique .....	88
5.3 Évaluation des bruits .....	88
5.3.1 Couplage électromagnétique .....	88
5.3.2 Implantation numérique .....	89
5.4 Expérimentation .....	92
5.4.1 Relevés expérimentaux. ....	92
5.4.1.1 Essai à flux constant. ....	93
5.4.1.2 Essais en mode défluxé de la machine saturée par linéarisation	
entrée-sortie .....	94
<b>CONCLUSION GÉNÉRALE .....</b>	<b>98</b>
<b>ANNEXE A .....</b>	<b>100</b>
A.1 Opérateur de Lie et crochet de Lie .....	100
A.1.1 Opérateur de Lie .....	100
A.1.2 Crochet de Lie .....	100
A.2 Difféomorphisme et principe de linéarisation Entrées-États .....	101
A.2.3 Système de premier ordre .....	101
A.2.2 Système d'ordre supérieure à 1 .....	102

A.4 Linéarisation entrées-sortie: le cas multi-entrées, multi-sorties . . . . .	105
ANNEXE B . . . . .	107
B.1 Détermination expérimentale de la caractéristique de magnétisation . . . .	107
B.1 Détermination expérimentale du moment d'inertie et du frottement . . . .	108
Références . . . . .	110

## Liste des figures

Figure 1.1	Étapes de la conception de la commande . . . . .	8
Figure 2.1	Représentation vectorielle de la machine asynchrone . . . . .	11
Figure 2.2	Reconstitution des tensions $v_{sd}$ et $v_{sq}$ . . . . .	18
Figure 2.3	Découpleur vectoriel type V . . . . .	19
Figure 2.4	Commande vectorielle en tension de la machine asynchrone . . . . .	21
Figure 2.5	Découpleur vectoriel type I . . . . .	23
Figure 2.6	Commande par orientation du flux de rotor avec contrôle de courant . . . .	23
Figure 2.7	Réponse de la machine alimentée en tension à une variation brusque de la charge . . . . .	25
Figure 2.8	Réponses du système au changement du moment d'inertie au démarrage en rampe (machine alimentée en courant). . . . .	25
Figure 2.9	Schéma de principe du contrôle vectoriel directe (DRFO) . . . . .	28
Figure 2.10	Observateur de flux en référentiel stationnaire basé sur le modèle de tension . . . . .	28
Figure 2.11	Estimation du flux rotorique $\psi_{r\alpha}$ et $\psi_{r\beta}$ . . . . .	30
Figure 2.12	phase du vecteur flux . . . . .	31
Figure 3.1	Tensions modulées de commande entre phases de la machine asynchrone	34
Figure 3.2	Modes d'opération de la machine à induction . . . . .	35
Figure 3.3	Organigramme pour la génération de la trajectoire du flux optimal . . . . .	41
Figure 3.4	Courbe de magnétisation expérimentale et courbe estimée en régime permanent . . . . .	44
Figure 3.5	Algorithme pour générer le flux optimal (machine asynchrone saturée) . .	48
Figure 3.6	Flux rotorique optimal vs vitesse . . . . .	49
Figure 3.7	Couple optimal vs vitesse . . . . .	49
Figure 3.8	Influence de la variation de la résistance statorique sur la trajectoire du flux optimal . . . . .	51
Figure 3.9	Influence de la variation de la résistance du rotor sur la trajectoire du flux optimal . . . . .	51
Figure 4.1	vitesse du moteur et vitesse de référence (rad/s) dans le cas où le flux est optimal (machine alimentée en tension) . . . . .	55
Figure 4.2	Couple de la machine dans le cas où le flux est optimal (machine alimentée en tension) . . . . .	55
Figure 4.3	Comportement du couple et de la vitesse pour un niveau de flux variable dans le cas de la commande à flux orienté (machine alimentée en courant)	56
Figure 4.4	Structure de la commande non-linéaire (linéarisation entrée-sortie) . . . . .	59
Figure 4.5	Schéma bloc de la commande par linéarisation des entrées-sorties du moteur	

	asynchrone dans le repère $(\alpha, \beta)$ .....	65
Figure 4.6	Résultats de simulation avec charge constante appliquée à $t=0.8$ s .....	66
Figure 4.7	Résultat de simulation en mode accélération et décélération .....	67
Figure 4.8	Schéma bloc du contrôleur non-linéaire avec adaptation des paramètres résistifs et magnétiques .....	74
Figure 4.9	Implémentation de l'estimateur de $R_s$ .....	78
Figure 4.10	Résistance du rotor $R_r(\Omega)$ et résistance estimée vs temps (s) .....	79
Figure 4.11	Algorithme d'adaptation des inductances de la machine .....	79
Figure 4.12	Résultats de simulation dans le cas où la machine est saturée sans adaptation de l'inductance de magnétisation .....	81
Figure 4.13	Flux de référence et flux de la machine asynchrone sans adaptation de l'inductance de magnétisation vs temps (s) .....	82
Figure 4.14	Vitesse du moteur et vitesse de référence en (rad/s) avec adaptation de l'inductance de magnétisation vs temps (s) .....	82
Figure 4.15	Module de flux et module de flux de référence avec adaptation de l'inductance de magnétisation .....	82
Figure 4.16	Module de flux et module de flux de référence avec adaptation de l'inductance de magnétisation .....	83
Figure 4.17	vitesse du moteur et vitesse de référence avec adaptation de l'inductance de magnétisation (changement de sens de rotation) .....	83
Figure 4.18	Essai avec couple de charge variable .....	83
Figure 5.1	Environnement matériel nécessaire pour l'implantation en temps réel ...	85
Figure 5.2	Schéma de puissance de l'onduleur .....	87
Figure 5.3	Temps partagé entre les différents modules en une période d'échantillonnage .....	90
Figure 5.4	Programme principal de l'algorithme de commande temps réel .....	90
Figure 5.5	Sous- programme d'interruption (algorithme de commande) .....	91
Figure 5.6	Réponses à un échelon de vitesse de la machine asynchrone (commande vectorielle) .....	93
Figure 5.7	Vitesse du moteur et vitesse de référence (à flux constant) .....	94
Figure 5.8	Configuration générale du découpleur non-linéaire conçu pour l'expérimentation .....	95
Figure 5.9	Vitesse du moteur (rad/s) et flux de référence (Wb) .....	95
Figure 5.10	Vitesse du moteur et vitesse de référence vs temps (s) .....	96
Figure 5.11	Flux de référence et flux réel du rotor vs temps (s) .....	96
Figure 5.12	Courant dans une phase du stator (A) vs temps (s) .....	96
Figure 5.13	Interface matériel entre le DSP et un bras de l'onduleur .....	97

## Liste des Symboles

$a, b, c$	: Indices indiquant les trois phases du moteur asynchrone.
$\alpha, \beta$	: Indices indiquant le repère fixe lié au stator de la machine asynchrone.
$d, q$	: Indices indiquant le repère d-q tournant avec le flux du rotor.
$s, r$	: Indices indiquant le stator et le rotor respectivement.
$max$	: Indice indiquant la valeur maximale admissible imposée.
$opt$	: Indice utilisé pour indiquer la valeur optimale.
$ref$	: Indice utilisé pour indiquer la valeur de référence.
$p$	: Nombre de paire de pôles.
$i_{s\alpha}$	: Courant dans la phase statorique équivalente $\alpha$ .
$i_{s\beta}$	: Courant dans la phase statorique équivalente $\beta$ .
$v_{s\alpha}$	: Tension dans la phase statorique équivalente $\alpha$ .
$v_{s\beta}$	: Tension dans la phase statorique équivalente $\beta$ .
$i_{r\alpha}$	: Courant rotorique dans la phases équivalente du rotor $\alpha$ .
$i_{r\beta}$	: Courants rotorique dans la phase équivalente du rotor $\beta$ .
$i_m$	: Courant de magnétisation de la machine asynchrone.
$L_s$	: Inductance propre de la phase du stator.
$L_r$	: Inductance propre de la phase $\alpha$ ou $\beta$ du rotor.
$L_m$	: Inductance mutuelle entre les bobines du stator ou du rotor.
$R_s$	: Résistance du stator.
$R_r$	: Résistance du rotor.
$\tau_r$	: Constante de temps du rotor.
$\tau_s$	: Constante de temps du stator.
$J$	: Moment d'inertie du rotor.
$f$	: Coefficient de frottement visqueux.
$T_L$	: Couple de charge.
$V, I$	: Tension et courant efficaces.
$V_{max}$	: Tension maximale par phase de la machine asynchrone.
$I_{max}$	: Courant maximal imposé par phase de la machine asynchrone.
$\sigma$	: Facteur de couplage total.
$\Psi_{r\alpha}$	: Composante du flux du rotor sur l'axe $\alpha$ .
$\Psi_{r\beta}$	: Composante du flux du rotor sur l'axe $\beta$ .
$\Phi_r$	: Norme du flux
$\omega_{sl}$	: Vitesse angulaire de glissement
$\omega_s$	: Vitesse angulaire synchrone
$\Omega$	: Vitesse mécanique du moteur
$v_{sd}, v_{sq}$	: Composantes (d-q) du vecteur tension statorique.
$i_{sd}, i_{sq}$	: Composantes (d-q) du courant statorique.
$L_{s\sigma}, L_{r\sigma}$	: Inductances de fuites du stator et du rotor respectivement.
$L_f h$	: Opérateur de Lie de la fonction $h$ dans la direction $f$ .

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le domaine de la commande numérique a connu un essor rapide pendant les années soixante-dix. Une certaine saturation de cette évolution a même été constatée à la fin de cette décennie. C'est alors que l'apparition sur le marché de nouveaux processeurs de signal numérique (DSP) est venue bouleverser cette relative inertie. Grâce à leur architecture idéale pour la résolution des problèmes de commande numérique, les DSP offrent la possibilité d'implantation de techniques sophistiquées, qui étaient souvent considérées comme impossibles à mettre en oeuvre avec les systèmes classiques de commande.

À cause de sa fiabilité, sa robustesse et son coût de fabrication relativement bas, le moteur asynchrone s'avère un choix incontournable pour plusieurs applications industrielles. Toutefois, ce moteur présente des difficultés au niveau de la commande à cause de la nonlinéarité de son modèle dynamique et ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables. Plusieurs techniques sont utilisées pour améliorer la méthode du flux orienté (commande vectorielle) qui permet de découpler la vitesse et le flux de la machine. Toutefois, ces performances se dégradent à haute vitesse puisque le défluxage s'avère alors nécessaire.

Parmi les techniques de commande à grande performance qui assure un découplage global entre les sorties à commander, la commande non linéaire permet à priori une linéarisation parfaite quel que soit les profils de trajectoires imposées au système.

Dans cette thèse, comme alternative à la commande vectorielle, nous présentons un contrôleur basé sur la commande non-linéaire par linéarisation d'entrée-sortie. La faisabilité d'une telle approche est certes déjà établie dans la littérature. Cependant, non seulement très

peu sont les chercheurs qui parlent d'une implantation de la commande non-linéaire sur une machine asynchrone, mais on note également l'absence d'application de la méthode sur une machine en état saturé. De plus, la littérature parle de la méthode du flux orienté appliquée à la machine asynchrone et de ses limites sans aucun approfondissement et ne donnant pas à la commande non-linéaire par linéarisation exacte tout l'intérêt qu'elle mérite.

La commande non-linéaire par construction suppose le découplage parfait entre la vitesse et le flux ainsi que la poursuite de toute trajectoire arbitraire de référence. Or, pratiquement les limites physiques de l'ensemble convertisseur-machine nous cadre les trajectoires permises. Nous présentons une stratégie simple et efficace de génération de trajectoire de flux de référence optimal pour maximiser le couple tenant compte de la saturation du circuit magnétique du moteur asynchrone.

Dans le premier chapitre, nous présenterons une revue de littérature avec critique des solutions proposées aux problèmes actuels dans la commande et l'entraînement à vitesse variable de la machine asynchrone. Le deuxième chapitre sera consacré à l'analyse du principe de linéarisation par orientation de flux. Différentes simulations de stratégies de commande basées sur la méthode du flux orienté sont présentées et nous montrerons que lorsque le défluxage est effectué, le découplage est critique.

Le choix du flux du rotor à imposer à la machine est d'une importance capitale pour la commande en couple ou en vitesse de la machine asynchrone. Dans le chapitre trois, nous proposons un algorithme simple pour adapter la trajectoire optimale du flux de référence pour pouvoir produire le maximum de couple sans dépassement des limites thermiques de la machine et l'onduleur. La saturation de la machine étant prise en considération.

Au chapitre quatre un design complet d'une commande basée sur la linéarisation exacte est appliquée sur une machine asynchrone dont la branche magnétisante est supposée saturée. Le modèle mathématique utilisé est écrit dans un référentiel lié au stator dont les paramètres dépendant de la saturation sont variables. Différents résultats de simulations sont fournis.

Après une brève description de l'environnement temps réel utilisé et de la méthodologie de mise en oeuvre pour l'implantation de la stratégie de commande proposée, le chapitre cinq présente les résultats issus de l'expérimentation. À ce niveau, l'attention sera donnée à la commande non-linéaire en vitesse de la machine asynchrone pour maximiser le couple de la machine. Dans ce travail, nos algorithmes sont implantés sur le processeur numérique TMS320C30 de Texas Instruments Inc.

---

# CHAPITRE

# 1

---

## PROBLÈMES ACTUELS LIÉS À L'ENTRAÎNEMENT À VITESSE VARIABLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

### 1.1 Introduction

Depuis l'apparition de l'électronique de puissance, plusieurs développements ont été observés dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Une certaine souplesse dans le réglage est constatée, un potentiel accru d'optimisation et une économie d'énergie est rendue possible. Les régulateurs sont de plus en plus fiables et les contraintes que peut subir le système d'entraînement se trouvent aussi efficacement réduites. Avec les nouvelles structures de convertisseurs statiques et de systèmes de commande, les différentes performances à savoir le temps de réponse, la poursuite de trajectoire, la robustesse, le freinage, le taux d'harmoniques et l'ondulation de couple se trouvent considérablement améliorées. Cette évolution au niveau des systèmes de commande a donné naissance à de nouvelles structures de machines performantes. Toutefois, les prix sont encore relativement élevés, ce qui a poussé beaucoup de spécialistes du domaine à reconsidérer le contrôle de la machine asynchrone en vitesse ou en position puisque son environnement actuel (processeur et convertisseur statique) permet de solutionner des problèmes liés à l'entraînement à vitesse variable considérés quelques années auparavant comme impossible à résoudre.



## 1.2 Machine asynchrone et vitesse variable.

La machine à courant continu par découplage naturel entre le flux et le couple électromagnétique est parfaitement adaptée à la vitesse variable. Elle a permis, dès l'apparition de l'électronique de puissance, de satisfaire la plus grande partie des besoins. Toutefois, certaines industries tolèrent mal le collecteur mécanique en raison de sa fragilité et le danger qu'il peut entraîner dans des atmosphères explosibles.

Un intérêt considérable a été accordé aux machines à courant alternatif au détriment du moteur à courant continu. La machine asynchrone est le choix par excellence d'un grand nombre d'industriels, vue son prix, sa robustesse et surtout c'est une machine qui n'a pas de collecteur mécanique. Cependant, elle a une dynamique fortement non-linéaire. Ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables, ses constantes de temps rotorique et statorique varient considérablement avec la température (jusqu'à 100%) et c'est une machine facilement saturable puisque l'entrefer entre son stator et son rotor est très petit.

Parmi les questions qui se posent pour commander des servo-moteurs asynchrones subsistent celles relatives au choix du type de commande le plus approprié. Une stratégie traditionnellement utilisée consiste à commander la machine en courant ou en tension en lui incluant l'autopilotage. On dispose alors comme variables de commande des références en courant ou en tension. On admet que la dynamique de la vitesse est lente par rapport à la dynamique des grandeurs électriques, et on conçoit alors un régulateur de vitesse de façon traditionnelle, comme dans le cas des moteurs à courant continu.

Outre les approximations liées au découplage des dynamiques de courants et de la vitesse, cette stratégie ignore les non-linéarités propres à la machine asynchrone. Dans les régulateurs habituellement réalisés, le terme représentant la vitesse de la machine qui intervient dans les équations électriques est considéré comme un paramètre lentement variable, et son effet en terme de forces contre-électromotrices est compensé dans le cadre du découplage. L'effet de la saillance est négligé (évidemment il disparaît dans le cas des machines à cage).

Pour garantir la variation de la vitesse de la machine asynchrone sur toute la plage de fréquence, les industriels ont également utilisé la loi  $U/f$ . Cette technique donne des performances statiques acceptables. Toutefois cette loi est de moins en moins utilisée, vue son incapacité à contrôler les régimes dynamiques de la charge et encore moins les instabilités [9], [10].

La commande vectorielle introduite par Blaschke [12] fût la première technique capable de doter la machine asynchrone de nouvelles performances au moins comparables à celle de la machine à courant continu. Cette technique consiste à réécrire le modèle dynamique de la ma-

chine asynchrone dans un référentiel tournant avec le flux du rotor. Par cette transformation non-linéaire, il suffit de maintenir le flux du rotor constant pour assurer le découplage entre la vitesse et le flux de la machine. *Ho et al* [16] ont proposé trois méthodes pour découpler la commande dans le cas de la régulation du flux du stator, flux du rotor et flux d'entrefer du moteur asynchrone. Cependant, la sensibilité aux variations des paramètres, plus particulièrement la constante de temps rotorique, affecte l'observation du flux et dégrade le découplage, par conséquent les performances du servo-drive. Pour améliorer le contrôle à flux orientée conventionnel appliqué à la machine asynchrone, les approches basées sur le contrôle adaptative avec modèle de référence (MRAC) [26], la commande neuronale [21], par logique floue [27] et robuste [41], [42] permettent de compenser la variation des paramètres et d'atteindre des performances dynamiques meilleures.

Le fait que le découplage soit asymptotique constitue un handicap majeur de la méthode vectorielle conventionnelle, particulièrement quand des performances élevées sont souhaitées. La commande non-linéaire par linéarisation exacte est une autre alternative pour découpler la commande de la machine asynchrone tout en assurant un découplage complet par opposition au découplage asymptotique dans le cas de la commande vectorielle de *Blaschke*. *Luca et al.* [45] ont démontré par simulation la possibilité de réaliser un découplage global entre le couple et le flux rotorique de la machine asynchrone. Ils ont utilisé un contrôleur basé sur les concepts de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non-linéaires. Le modèle mathématique utilisé est écrit dans un référentiel tournant avec le champ du rotor en considérant la vitesse du moteur comme paramètre qui varie lentement par-rapport aux grandeurs électriques. Pour compenser la variation des paramètres incertains (résistance et moment d'inertie du rotor), *Marrino et al* ont développé par simulation un contrôleur adaptatif basé sur la commande non-linéaire par linéarisation d'entrée-sortie [31]. L'approche utilisée permet de réaliser un découplage parfait des grandeurs de la vitesse et le flux du rotor de la machine par une transformation non-linéaire sur les variables d'états. *Kim et al.* [49] ont démontré par simulation qu'un contrôleur basé sur la linéarisation d'entrée-sortie peut assurer en plus des performances dynamiques élevées, un rendement maximal en puissance. *Chiasson et al.* [33] ont obtenu de grandes performances par un contrôleur de courant basé sur l'approche de linéarisation entrée-sortie. D'autres auteurs [47] ont utilisé une transformation par mode de glissement pour compenser les variations des paramètres et pour découpler le flux et la vitesse du rotor. Cependant, avec ce type de régulateur la robustesse n'est pas garantie lorsque le point d'opération est en dehors du plan de glissement (phase de convergence).

## **NOTE TO USERS**

**Page(s) not included in the original manuscript are unavailable from the author or university. The manuscript was microfilmed as received.**

**6**

**UMI**

vertisseur. Il est essentiel d'inclure l'effet de la saturation dans le choix des trajectoires de couple ou du flux de référence. La modélisation de la machine asynchrone en saturation est un domaine de recherche en pleine expansion. Plusieurs études ont proposé différents modèles décrivant plus ou moins les différents types de saturation rencontrés dans une machine asynchrone [5],[57], [60], [61]. Les modèles qui suscitent le plus d'intérêt pour leur simplicité et qui représentent la saturation principale dans la machine asynchrone, sont le modèle en T [5], [57] ainsi que le modèle en  $\pi$  [63]. Dans le modèle en T la saturation est supposée entièrement au niveau de l'inductance mutuelle. Bien que ce type de modèle soit simplifié, les résultats de simulation offrent une précision raisonnable. Le modèle en  $\pi$  donne une meilleure précision par rapport au modèle en T. Il se prête mieux au contrôle vectoriel avec prise en compte de la saturation de la mutuelle. Il requiert cependant la mesure des courants rotoriques qui se révèle pratiquement impossible pour une machine asynchrone à cage.

## **1.4 Conception de la commande**

La conception d'un variateur de vitesse de haute performance nécessite une démarche structurée, voire même une méthodologie qui repose sur un ensemble d'étapes indissociables et interdépendantes (voir figure 1.1). L'application de cette méthodologie garantit le bon fonctionnement lors de l'implantation matérielle.

### **Étape 1: Analyse**

Cette étape consiste à analyser et à décomposer le système d'entraînement de la machine en sous-systèmes interdépendants, à savoir l'alimentation (le convertisseur statique), le moteur électrique et la charge.

### **Étape 2: Modélisation**

La modélisation, nécessite une parfaite connaissance de la structure électromécanique (machine électrique), l'onduleur et la structure mécanique (masses tournantes, frottement visqueux et couple résistant).

### **Étape 3: Conception**

Pendant cette étape, il est judicieux de fixer une configuration générale du système en tenant compte des différentes exigences, afin d'obtenir une solution efficace du point de vue technique et économique. Cette étape nécessite une définition détaillée du cahier des charges, un choix des organes de mesure et de l'unité de traitement (microcontrôleur, microprocesseur à architecture RISC ou DSP). La conception de la commande doit déterminer la configuration adéquate du

point de vue fonctionnel. Une bonne connaissance des techniques d'optimisation et de commande basées sur la géométrie différentielle est indispensable en vue d'un dimensionnement rigoureux pour optimiser les performances souhaitées. Les contraintes économiques et la faisabilité peuvent trancher dans le choix de la méthode d'implantation numérique, analogique ou hybride. Pour s'assurer des performances escomptées des commandes évoluées, des techniques de simulations s'avèrent primordiales.

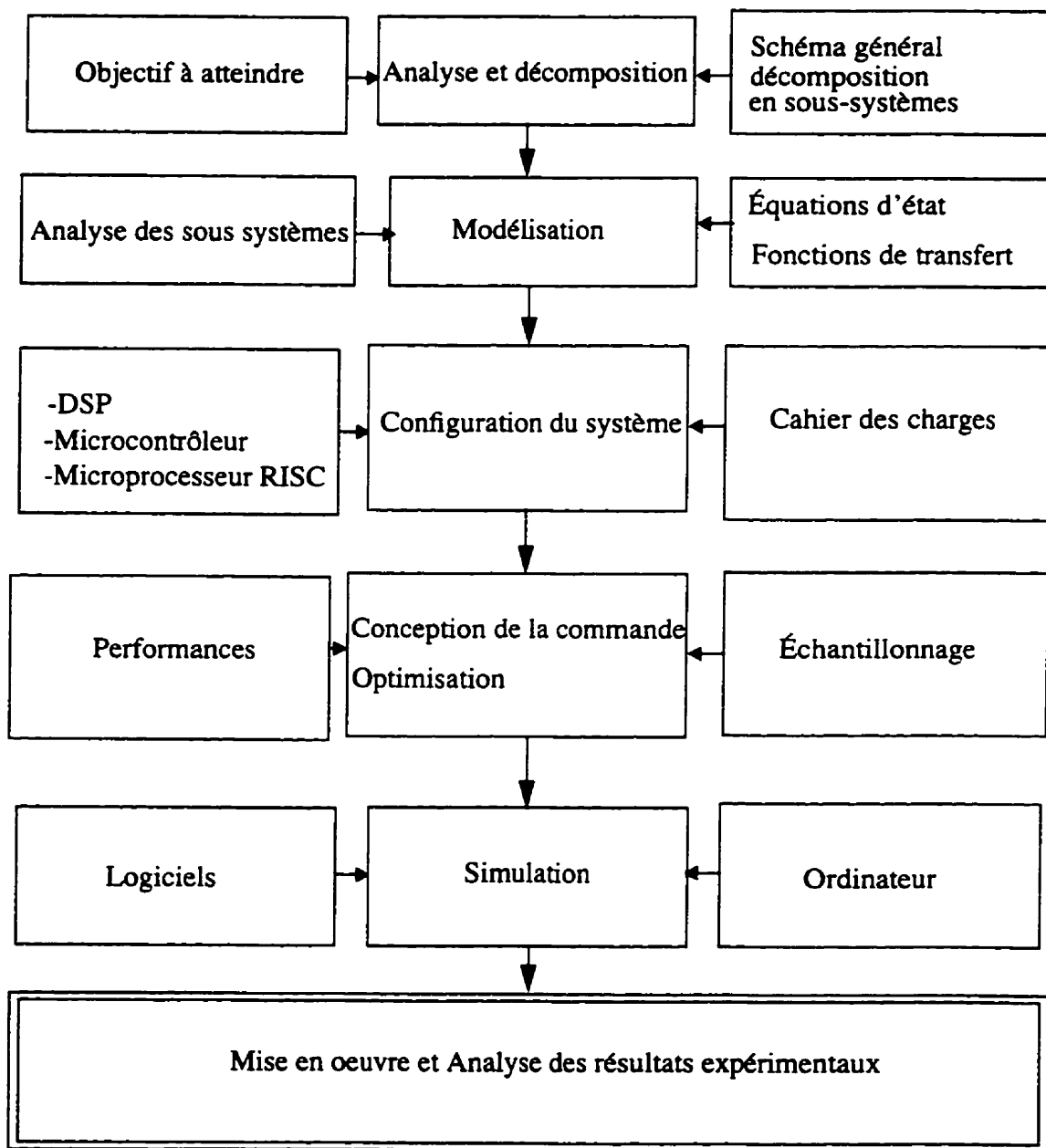


Figure 1.1 Étapes de la conception de la commande

## **1.5 Objectifs du travail**

Dans ce chapitre nous avons survolé les principaux problèmes ainsi que les défis rencontrés dans la commande de la machine asynchrone:

- 1- le découplage des principales grandeurs de sorties (flux, couple ou vitesse),
- 2- l'estimation des composantes du flux,
- 3- l'adaptation de la commande aux variations des constantes de temps rotorique et statorique,
- 4- la nécessité de défluxer pour éviter tout dépassement des limites imposés par l'onduleur et la machine,
- 5- la prise en compte de la saturation du circuit magnétique de la machine.

Bien que la recherche continue dans le domaine lié à l'identification et l'observation des procédés, la littérature offre déjà un véritable choix d'observateurs appliqués à l'estimation du flux de la machine asynchrone [18], [19], [20], [22]. De même, différents algorithmes d'identification des résistances du rotor et du stator [14], [64], [65] sont proposés. Pour découpler la vitesse du rotor du flux de la machine asynchrone, la commande vectorielle a permis de le réaliser à l'aide d'une simple transformation non-linéaire [12]. Pour des niveaux de flux variables en survitesses, la commande vectorielle conventionnelle peut entraîner des oscillations au niveau du couple et même parfois des instabilités. Comme solution à cette perte de découplage, nous adoptons la technique de linéarisation exacte [7]. Les applications de cette commande supposent que le circuit magnétique de la machine asynchrone est linéaire. Nous proposons dans ce mémoire une application de la commande par linéarisation exacte en tension dont la branche magnétisante est supposée saturée. Le profil du flux est choisi de manière à magnétiser optimalement la machine en tenant compte de la saturation et de ses limites thermiques et de son environnement de puissance.

---

# CHAPITRE 2

---

## DÉCOUPLAGE ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

### 2.1 Modèle mathématique du moteur asynchrone

Le modèle mathématique de la machine asynchrone est établi à partir des hypothèses selon lesquelles la structure électromagnétique satisfait aux conditions suivantes:

- a) l'entrefer est supposé constant
- b) l'induction électromagnétique est à répartition spatiale sinusoïdale.
- c) la machine est symétrique.
- d) les matériaux magnétiques du stator et du rotor ont une caractéristique d'aimantation  $B=f(H)$  linéaire.

Le modèle simplifié diphasé est choisi pour réduire la complexité de la représentation triphasée. Les trois bobines du stator sont représentés par deux phases équivalentes schématisée par deux bobines identiques à distribution sinusoïdale et sont en quadrature électrique. La cage du rotor est représentée également par deux bobines en quadrature à distribution sinusoïdale (figure 2.1). Il est bien connu que le modèle diphasé représente le moteur réel excepté son interaction avec les effets du second ordre tel que les harmoniques d'espace qui ne nous intéresse pas dans le cadre de ce travail.

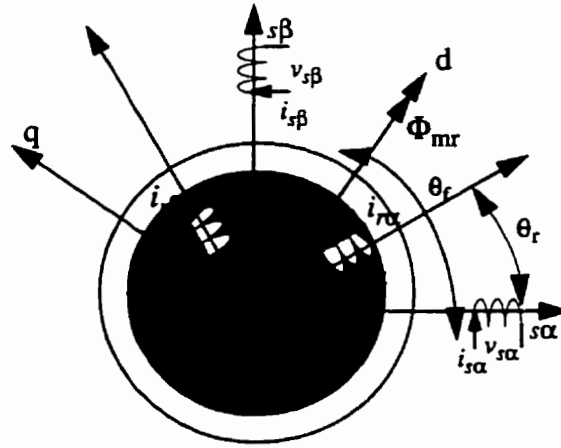


Figure 2.1 Représentation vectorielle de la machine asynchrone

Les grandeurs  $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$  et  $(v_{s\alpha}, v_{s\beta})$  représentent les courants dans les phases statoriques équivalentes  $\alpha$  et  $\beta$  et les tensions appliquées. Les grandeurs  $i_{r\alpha}, i_{r\beta}$  représentent les courants rotoriques dans les phases équivalentes du rotor. Le rotor n'a pas de saillance ce qui nous permet dire que les inductances propres de chaque phase  $\alpha$  et  $\beta$  sont constantes:

$$L_{s\alpha} = L_{s\beta} = L_s \quad L_{r\alpha} = L_{r\beta} = L_r$$

Les inductances mutuelles entre les deux bobines du stator et entre les deux bobines du rotor sont nulles (elles sont en quadrature deux à deux). Quant aux inductances mutuelles entre les bobines du stator et du rotor, elles varient sinusoidalement avec la position du rotor et suivant les convention de signe indiquées sur la figure 2.1 on a:

$$\begin{aligned} M_{s\alpha r\alpha} &= L_m \cos \theta_r \\ M_{s\alpha r\beta} &= L_m \cos \left( \theta_r + \frac{\pi}{2} \right) = -L_m \sin \theta_r \\ M_{s\beta r\beta} &= L_m \cos \theta_r \\ M_{s\beta r\alpha} &= L_m \cos \left( \theta_r + \frac{3\pi}{2} \right) = L_m \sin \theta_r \end{aligned} \quad (2.1)$$

Le flux résultant créé par les courants statoriques et rotoriques dans chaque phase équivalente du stator  $\alpha$  et  $\beta$  peut s'écrire:

$$\begin{aligned} \phi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + L_m \left( i_{r\alpha} \cos \theta_r - i_{r\beta} \sin \theta_r \right) \\ \phi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_m \left( i_{r\alpha} \sin \theta_r + i_{r\beta} \cos \theta_r \right) \end{aligned} \quad (2.2)$$



En appliquant la loi de Faraday au stator on aura:

$$\begin{aligned} v_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{r\alpha} \cos \theta_r - i_{r\beta} \sin \theta_r) \\ v_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{r\alpha} \sin \theta_r + i_{r\beta} \cos \theta_r) \end{aligned} \quad (2.3)$$

où  $L_s$  est l'inductance propre définie auparavant,  $R_s$  est la résistance du stator et  $L_m$  est le coefficient de l'inductance mutuelle du rotor.

De la même manière, le flux résultant crée dans les bobines rotoriques est:

$$\begin{aligned} \phi_{r\alpha} &= L_r i_{r\alpha} + L_m (i_{s\alpha} \cos \theta_r + i_{s\beta} \sin \theta_r) \\ \phi_{r\beta} &= L_r i_{r\beta} + L_m (i_{s\beta} \cos \theta_r - i_{s\alpha} \sin \theta_r) \end{aligned} \quad (2.4)$$

La loi de Faraday permet donc d'écrire:

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{s\alpha} \cos \theta_r + i_{s\beta} \sin \theta_r) \\ 0 &= R_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (-i_{s\alpha} \sin \theta_r + i_{s\beta} \cos \theta_r) \end{aligned} \quad (2.5)$$

où  $L_r$  et  $R_r$  représentent l'inductance propre et la résistance de chaque phase du rotor.

En éliminant les courants rotoriques  $i_{r\alpha}$ ,  $i_{r\beta}$  et les flux statoriques  $\phi_{s\alpha}$ ,  $\phi_{s\beta}$  par combinaison des équations (2.2), (2.3), (2.4) et (2.5), on obtient [3], [4]:

$$\begin{aligned} R_s i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \frac{di_{s\alpha}}{dt} &= v_{s\alpha} \\ R_s i_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} + \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \frac{di_{s\beta}}{dt} &= v_{s\beta} \\ \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} M i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + p \Omega_r \psi_{r\beta} &= 0 \\ \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta} - \frac{R_r}{L_r} M i_{s\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - p \Omega_r \psi_{r\alpha} &= 0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

où  $p$  est le nombre de paire de pôles de la machine.

$$\left( \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta} \right) = \left( \phi_{r\alpha} + j\phi_{r\beta} \right) e^{-jp\theta_r} \quad (2.7)$$

Cette transformation est utilisée pour éliminer d'une façon explicite l'angle  $\theta_r$  du modèle mathématique en vue de faciliter l'analyse et la conception de la commande.

Le couple électromagnétique produit est:

$$T = \sum i_s i_r \frac{dL_m}{d\theta_r} \quad (2.8)$$

Par combinaison des équations (2.8) et (2.1), on obtient:

$$T = -L_m \left( i_{s\alpha} i_{r\alpha} + i_{s\beta} i_{r\beta} \right) \sin(\theta_r) + L_m \left( i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta} \right) \cos(\theta_r) \quad (2.9)$$

Pour éliminer les courants rotoriques et l'angle  $\theta_r$  de l'équation du couple nous substituons l'équation (2.4) et (2.7) dans (2.9):

$$T = p \frac{L_m}{L_r} \left( \psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha} \right) \quad (2.10)$$

L'équation mécanique devient donc:

$$\frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{JL_r} \left( \psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha} \right) - \frac{f}{J} \Omega - \frac{1}{J} T_L \quad (2.11)$$

où  $\Omega$  est la vitesse mécanique du moteur,  $J$  le moment d'inertie du rotor,  $f$  le coefficient de frottement et  $T_L$  est le couple de charge.

Le modèle mathématique du moteur asynchrone peut être écrit:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x) v_s \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (2.12)$$

où

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} \psi_{r\alpha} - p\Omega \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} \\ -\frac{1}{\tau_r} \psi_{r\beta} + p\Omega \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} \\ a_{r12} \psi_{r\alpha} + \Omega a_{i12} \psi_{r\beta} + a_{r11} i_{s\alpha} \\ a_{r12} \psi_{r\beta} - \Omega a_{i12} \psi_{r\alpha} + a_{r11} i_{s\beta} \\ p \frac{L_m}{J L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{J} \Omega - \frac{1}{J} T_L \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$x = \left[ \psi_{r\alpha} \ \psi_{r\beta} \ i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Omega \right]^T \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned} a_{r11} &= -\left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right) \\ a_{r12} &= L_m / (\tau_r \sigma L_s L_r) \\ a_{i12} &= p L_m / (\sigma L_s L_r) \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$g = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ B_1 & 0 \\ 0 & B_1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.16)$$

$x$  étant le vecteur des variables d'état tandis que les entrées sont les tensions statoriques définies par le vecteur  $v_s = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]^T$ .

## 2.2 Principe de découplage par la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle ou commande par flux orienté consiste à réaliser un découplage "efficace" entre les deux variables principales de la machine asynchrone soient le couple et le flux dont l'interdépendance est montrée dans l'équation du couple (2.10). Dans cet optique et tel que rapporté dans [2], [11], [12], on doit tout d'abord effectuer la transformation non-linéaire des variables d'états suivante:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Theta) & \sin(\Theta) \\ -\sin(\Theta) & \cos(\Theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Theta) & \sin(\Theta) \\ -\sin(\Theta) & \cos(\Theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Les tensions à appliquer à la machine doivent subir également la même transformation:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Theta) & \sin(\Theta) \\ -\sin(\Theta) & \cos(\Theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$\text{où } \Theta = \text{atan}\left(\frac{\Psi_{r\alpha}}{\Psi_{r\beta}}\right)$$

Autrement dit cette transformation permet d'orienter l'axe d sur la résultante du flux rotorique:

$$\vec{\Phi}_{mr} = \vec{\Phi}_{rd} + j\vec{\Phi}_{rq} \quad (2.20)$$

L'alignement de  $\vec{\Phi}_{mr}$  sur l'axe d entraîne:

$$\begin{aligned} \vec{\Phi}_{mr} &= \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} &= 0 \end{aligned} \quad (2.21)$$

L'équation mécanique devient:

$$T = p \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rd} i_{sq} = K_c \Phi_{rd} i_{sq} \quad (2.22)$$

$$J \frac{d}{dt}(\omega) = T - T_L - f\Omega \quad (2.23)$$

Les équations d'états s'écrivent donc dans ce nouveau référentiel comme suit:

$$\begin{aligned} \frac{d\Omega}{dt} &= K_c \Phi_{rd} i_{sq} - \frac{T_L}{J} + \frac{f}{J} \Omega \\ \frac{di_{sd}}{dt} &= a_{r11} i_{sd} + a_{r12} \Phi_{rd} + p \Omega i_{sq} + \frac{v_{sd}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= a_{r11} i_{sq} - a_{i12} \Phi_{rd} - p \Omega i_{sd} + \frac{v_{sq}}{\sigma L_s} \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd}$$

où

$$\begin{aligned} a_{r11} &= -\left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right) \\ a_{r12} &= L_m / (\tau_r \sigma L_s L_r) \\ a_{i12} &= -p \Omega L_m / (\sigma L_s L_r) \end{aligned} \quad (2.25)$$

Si  $\vec{\Phi}_{rd}$  est maintenu constant, dans ce repère lié au flux rotorique, on remarque que:

- Le couple produit par la machine à induction a une similitude remarquable avec celui produit par la machine à courant continu à excitation séparée (relation linéaire entre le couple électromagnétique et le courant  $i_{sq}$ ).

- Il y a un grand couplage entre la composante du courant statorique  $i_{sq}$  et la tension  $v_{sd}$  et la composante  $i_{sd}$  et la tension  $v_{sq}$ .
- La liaison du repère d,q avec le champ tournant est assurée par l'autopilotage de la machine.

La synthèse d'une commande vectorielle se déroule en plusieurs phases:

- choisir le type d'alimentation,
- choisir la nature des consignes (flux et couple, flux et glissement),
- déterminer le repère d,q et la nature de l'orientation (flux rotorique sur l'axe d),
- en déduire les variables de commande adaptées au type d'alimentation,
- déterminer, à partir du modèle d'état, la loi de commande assurant le découplage du flux et du couple et l'autopilotage réalisant l'orientation du repère.

### 2.2.1 Découplage vectoriel en tension:

La commande en tension par orientation de flux consiste à commander le moteur par deux tension  $v_{dref}$  et  $v_{qref}$  complètement découplées (figure 2.2 et figure 2.3). Or selon le système d'équations (2.24), bien que le flux soit constant, il y a un grand couplage entre le courant  $i_{sq}$  et la tension  $v_{sd}$  d'une part et le courant  $i_{sd}$  et la tension  $v_{sq}$  d'autre part.

### 2.2.2 Découplage par compensation

Pour compenser ces non-linéarités [3], on élimine les termes causant le couplage en choisissant:

$$\begin{aligned}
 v_{dref} &= a_{r12} \Phi_{rd} + p\Omega i_q + \frac{v_{sd}}{\sigma L_s} = \frac{1}{\sigma L_s} (fem_d + v_{sd}) \\
 v_{qref} &= -a_{i12} \Phi_{rd} - p\Omega i_d + \frac{v_{sq}}{\sigma L_s} = \frac{1}{\sigma L_s} (fem_q + v_{sq})
 \end{aligned}
 \tag{2.26}$$

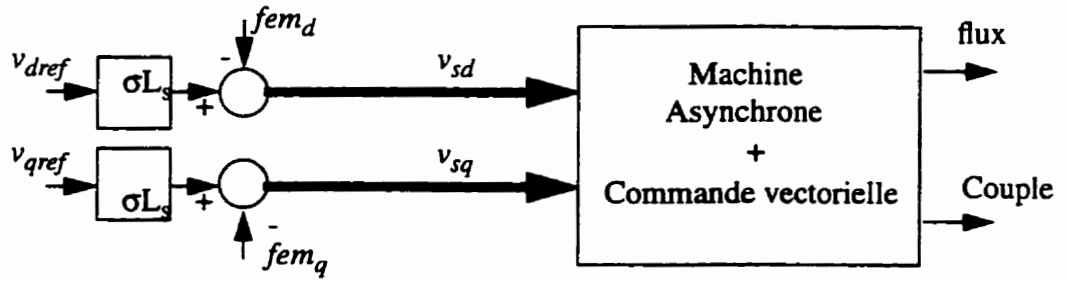


Figure 2.2 Reconstitution des tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$

Combinant les systèmes d'équation (2.24) et (2.26), nous obtenons un nouveau système pour lequel les actions sur les axes  $d$  et  $q$  sont découplées.

$$\begin{aligned} \frac{d\Omega}{dt} &= K_c \Phi_{d'sq}^i - \frac{T_L}{J} + \frac{f}{J} \Omega \\ \frac{di_{sd}}{dt} &= a_{r11} i_{sd} + v_{dref} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= a_{r11} i_{sq} + v_{qref} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= -\frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} \end{aligned} \tag{2.27}$$

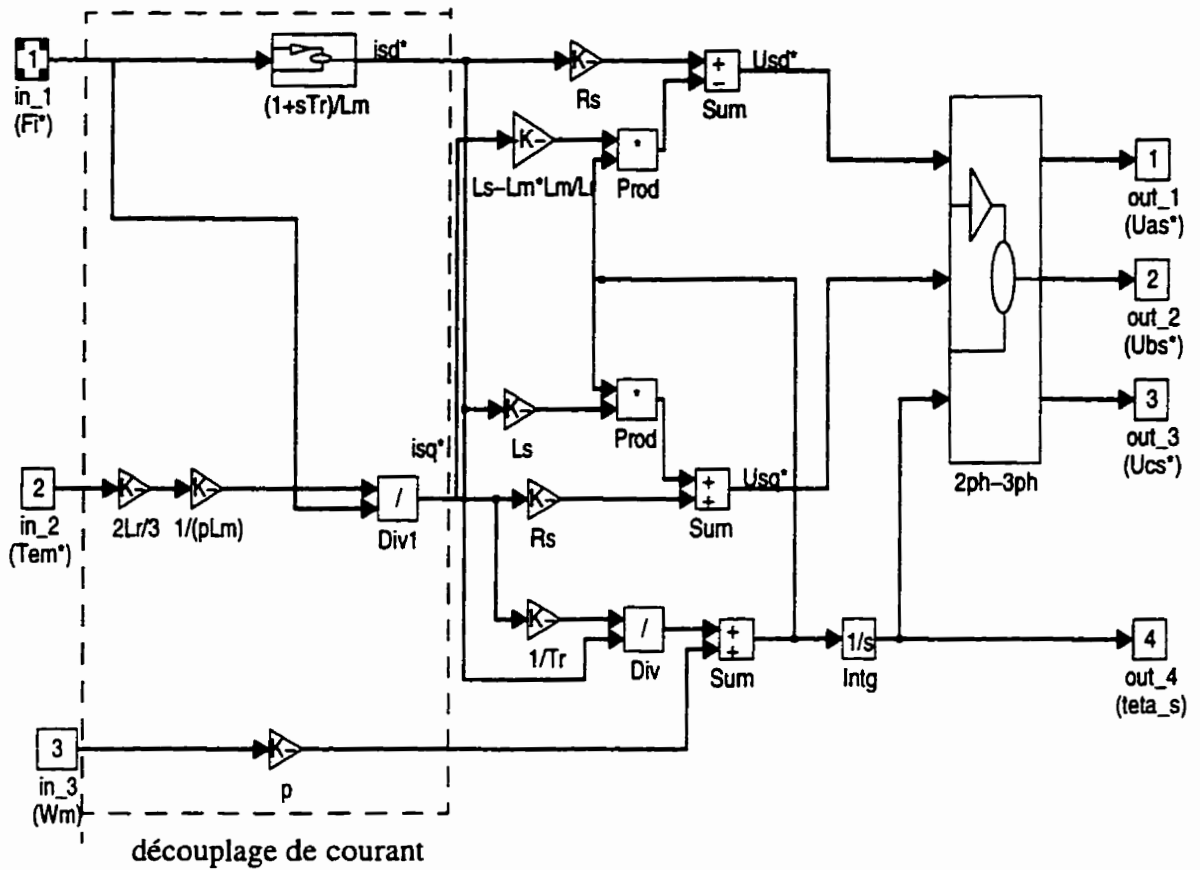


Figure 2.3 Découpleur vectoriel type V

La dynamique de flux est parfaitement linéaire et contrôlable par l'entrée  $v_{dref}$  par un régulateur (un PI par exemple):

$$\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r}\Phi_{sd} + \frac{L_m}{\tau_r}i_{sd} \quad (2.28)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = a_{r11}i_{sd} + v_{dref}$$

$$v_{dref} = -k_{pd}(\Phi_{sd} - \Phi_{dref}) - k_{Id} \int (\Phi_{sd} - \Phi_{dref}) dt \quad (2.29)$$



Quant à la dynamique de la vitesse, elle n'est linéaire que si l'amplitude de flux est régulée à la valeur constante du flux de référence  $\Phi_{dref}$ :

$$\begin{aligned}\frac{d\Omega}{dt} &= K_c \Phi_{rd} i_{sq} - \frac{T_L}{J} + \frac{f}{J} \Omega \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= a_{r11} i_{sq} + v_{qref}\end{aligned}\quad (2.30)$$

Le design d'un régulateur de vitesse peut être facilement obtenu en utilisant la commande  $v_{qref}$ :

$$\begin{aligned}v_{qref} &= -k_{p1} (T - T_{ref}) - k_{I1} \int (T - T_{ref}) dt \\ T_{ref} &= -k_p (\Omega - \Omega_{ref}) - k_I \int (\Omega - \Omega_{ref}) dt \\ T &= K_c \Phi_{rd} i_q\end{aligned}\quad (2.31)$$

### 2.2.3 Découplage par retour d'état

Le but est de trouver un retour d'état:

$$u = Kx + Lz \quad (2.32)$$

où  $K$  désigne la matrice de gain de retour d'état et  $z$ , le nouveau vecteur d'entrée, qui découple le système.

Considérons les équations électriques du système d'équations 2.24 obtenu avec la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Les matrices de gains  $K$  et  $L$  assurant le découplage sont [17]:

$$K = \begin{bmatrix} R_s + \frac{L_s}{\tau_r} (1 - \sigma) & -\omega_s \sigma L_s & -\frac{L_s}{L_m \tau_r} (1 - \sigma) \\ \omega_s \sigma L_s & R_s + \frac{L_s}{\tau_r} (1 - \sigma) & -\frac{L_s}{L_m} \omega (1 - \sigma) \end{bmatrix} \text{ et } L = \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 \\ 0 & \sigma L_s \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

On obtient le nouveau vecteur de commande  $z=[z_d z_q]$ :

$$z_d = \frac{di_{sd}}{dt}, \quad z_q = \frac{di_{sq}}{dt} \quad (2.34)$$

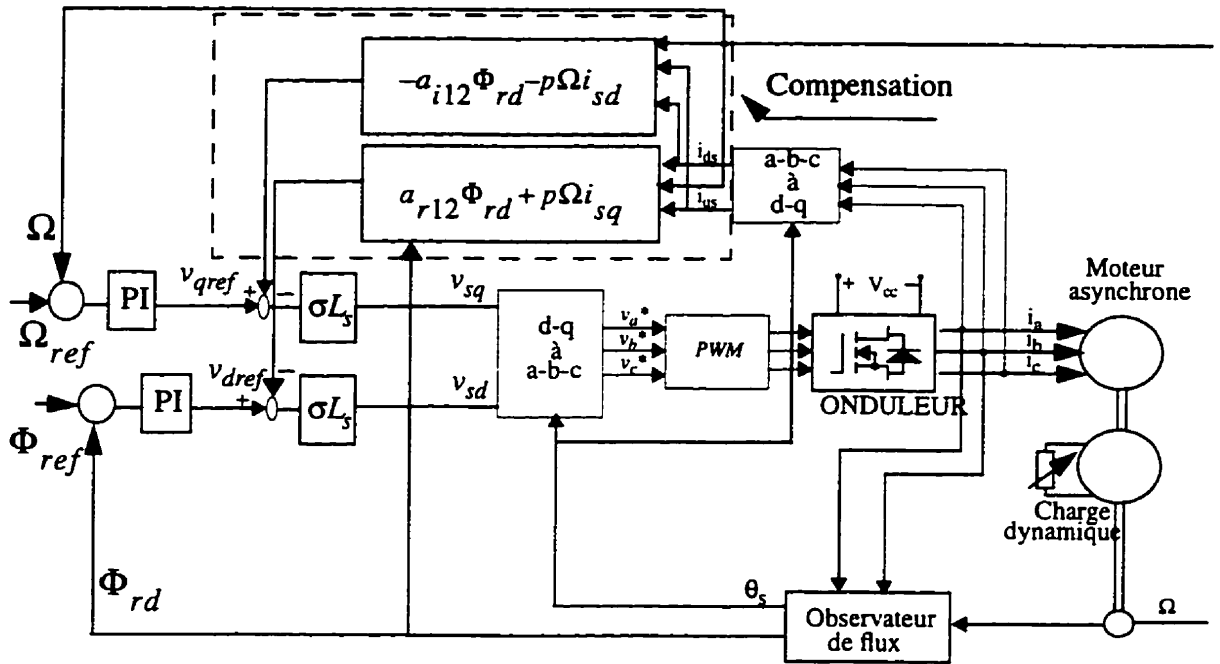


Figure 2.4 Commande vectorielle en tension de la machine asynchrone

En conclusion, la commande vectorielle en tension (figure 2.4) à flux constant permet de découpler le flux rotorique et le couple électromagnétique de la machine asynchrone. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires  $fem_d$  et  $fem_q$ . On peut utiliser soit la consigne de flux  $\Phi_{ref}$  soit une estimation du flux réel  $\Phi_r$  pour le calcul de ces valeurs  $fem_d$  et  $fem_q$ . L'influence de ces termes est d'autant plus importante que la fréquence d'échantillonnage est faible. Par ailleurs, pendant les transitoires limités par la constante de temps rotorique et dans un régime de fonctionnement à flux variable ce découplage n'est pas assurable. La syn-

thèse des régulateurs porte sur des systèmes linéaires (de type PI par exemple). Cependant, une erreur ou une dérive sur les paramètres de la machine provoque une perte de découplage même parfois des instabilités. Pour palier à ce problème, des régulateurs robustes ou des techniques adaptatives sont recommandés.

#### 2.2.4 Découplage vectoriel de courant

Le découplage vectoriel en courant consiste à imposer aux courants  $i_q$  et  $i_d$  du moteur asynchrone à suivre des courants de références  $i_q^*$  et  $i_d^*$  parfaitement découplés [16]. Par analogie avec la commande en tension, les nouvelles commandes sont alors  $i_q^*$  et  $i_d^*$ . La nouvelle commande  $i_d^*$  impose un flux constant égal à un flux de référence, ce qui rend la relation entre la vitesse et la commande  $i_q^*$  parfaitement linéaire (équation 2.24). Comme indiqué sur le réseau découpleur type I (figure 2.5), si le flux rotorique est maintenu constant, il n'y a pas de couplage entre le couple et le flux du rotor dans le sens que ce dernier est produit par un courant constant de référence  $i_d^*$  (courant du champ) tandis que le couple est produit par  $i_q^*$  (courant de couple) variable. Lors des transitoires limités par la constante de temps du rotor  $\tau_r$ , le flux ne peut suivre les variations de  $i_d^*$ . Dans une telle situation, on ne peut parler de découplage entre le couple et le flux.

Si nous désirons contrôler le flux et la vitesse, des régulateurs de type PI, par exemple (figure 2.6) sont employés. Ainsi la dynamique de flux est parfaitement linéaire et contrôlable par l'entrée  $i_d^*$ :

$$i_d^* = -k_{pd}(\Phi_d - \Phi_{dref}) - k_{Id} \int (\Phi_d - \Phi_{dref}) dt \quad (2.35)$$

Quant à la dynamique de la vitesse, elle n'est linéaire que si l'amplitude du flux est réglée à la valeur constante du flux de référence  $\Phi_{dref}$ :

$$i_q^* = -k_p(\Omega - \Omega_{ref}) - k_I \int (\Omega - \Omega_{ref}) dt \quad (2.36)$$

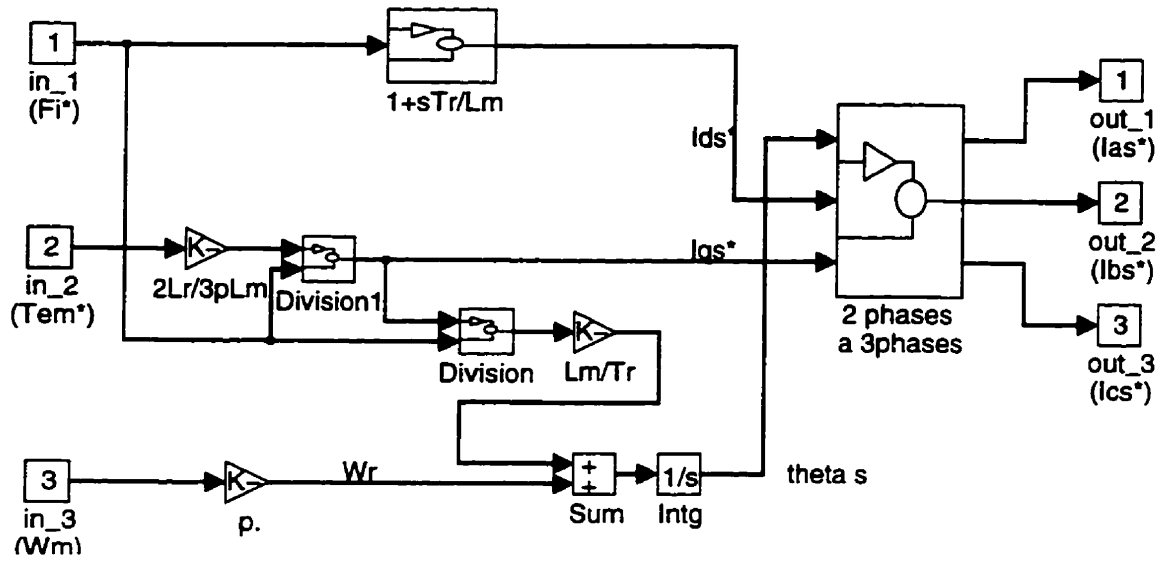


Figure 2.5 Découpleur vectoriel type I

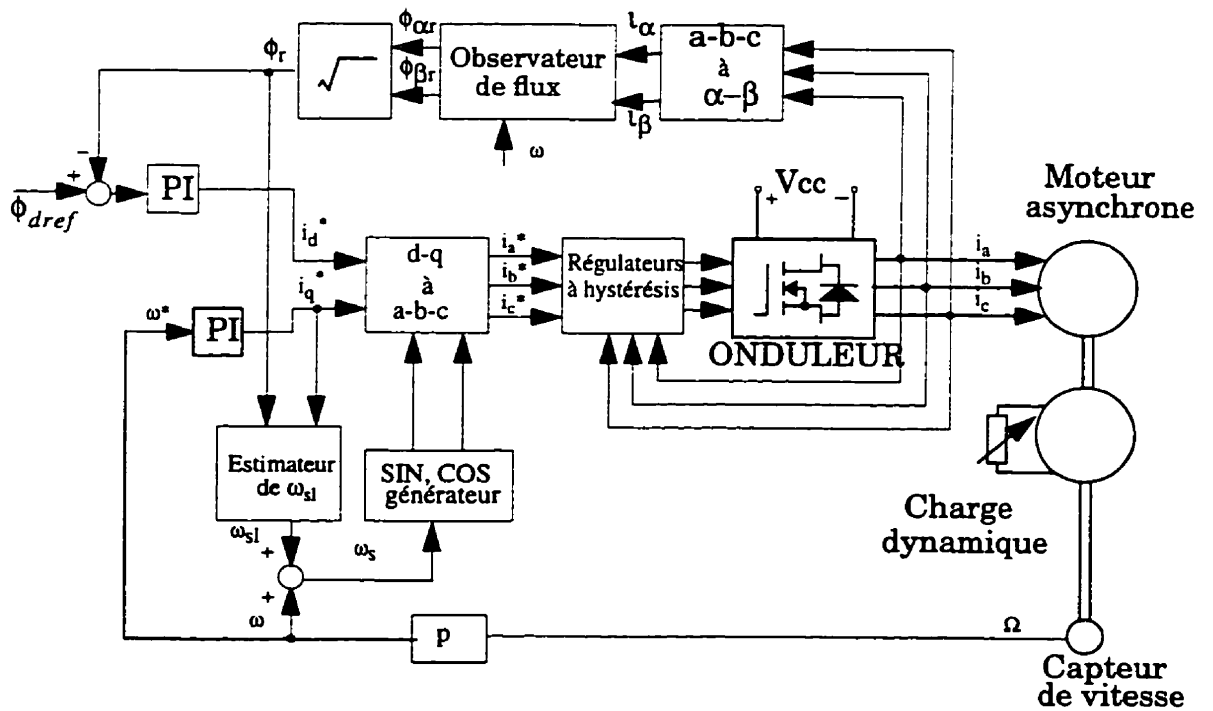


Figure 2.6 Commande par orientation du flux de rotor avec contrôle de courant

En conclusion la commande par orientation de flux de la machine asynchrone alimentée en courant est simple à implanter. Toutefois, les composantes du courant  $i_d$  et  $i_q$  sont évaluées à partir du flux rotorique et du couple désiré par une exploitation des équations d'état décrivant la machine. Cette commande dépend donc fortement des paramètres de celle-ci. Un changement de température provoque une modification de la résistance rotorique et statorique. Un déplacement du point de fonctionnement sur la courbe  $B(H)$  entraîne un changement de la constante de temps rotorique. Une erreur sur la position du flux entraîne une perte de découplage. Elle conduit à une dégradation notable de la réponse pour les faibles vitesses, elle amène des oscillations sur le couple et réintroduit une non-linéarité.

### 2.2.5 Simulations

Nous avons effectué des simulations de la commande vectorielle en tension et en courant d'une machine asynchrone de 2.2 kVA et dont les paramètres sont définis au paragraphe 5.3.2 du chapitre 5. À la figure 2.7, on montre que le flux rotorique pour les deux types de découpleurs restent insensibles aux variations du couple électromagnétique. Ceci confirme la capacité des deux contrôleurs vectoriels à découpler l'aimantation de la machine asynchrone et son couple électromagnétique. La variation du courant  $i_{sq}$  et la constance du courant  $i_{sd}$  avec le moment d'inertie confirme la qualité du découplage. Nous avons simulé le comportement de la machine alimentée en tension à l'impact de charge à vitesse constante, suite à un coup de couple constant égal au couple nominal (13.5 N.m), et nous avons relevé sur la figure 2.7 une robustesse du contrôleur face aux variations brusque de la charge. Afin d'observer l'influence du changement de moment d'inertie sur les performances de poursuite de trajectoire du système dans le cas de l'alimentation en courant (figure 2.8), nous avons généré une rampe comme consigne de vitesse en variant brusquement le moment d'inertie  $J$  de 100% à 200% de sa valeur nominale à  $t=3s$ .

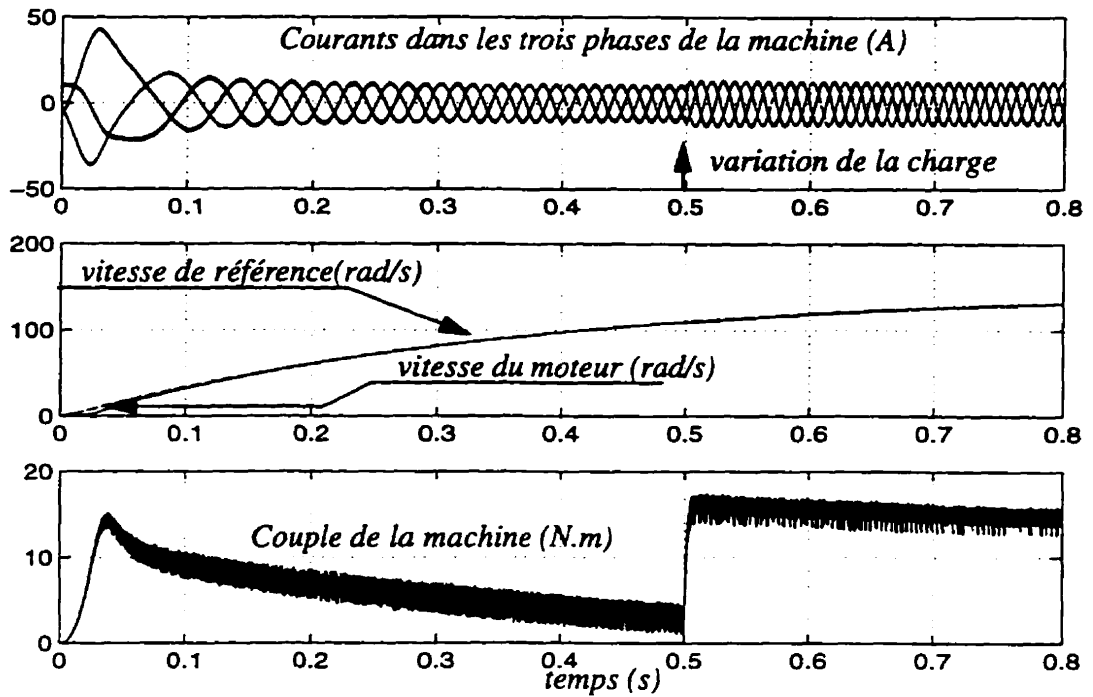


Figure 2.7 Réponse de la machine alimentée en tension à une variation brusque de la charge

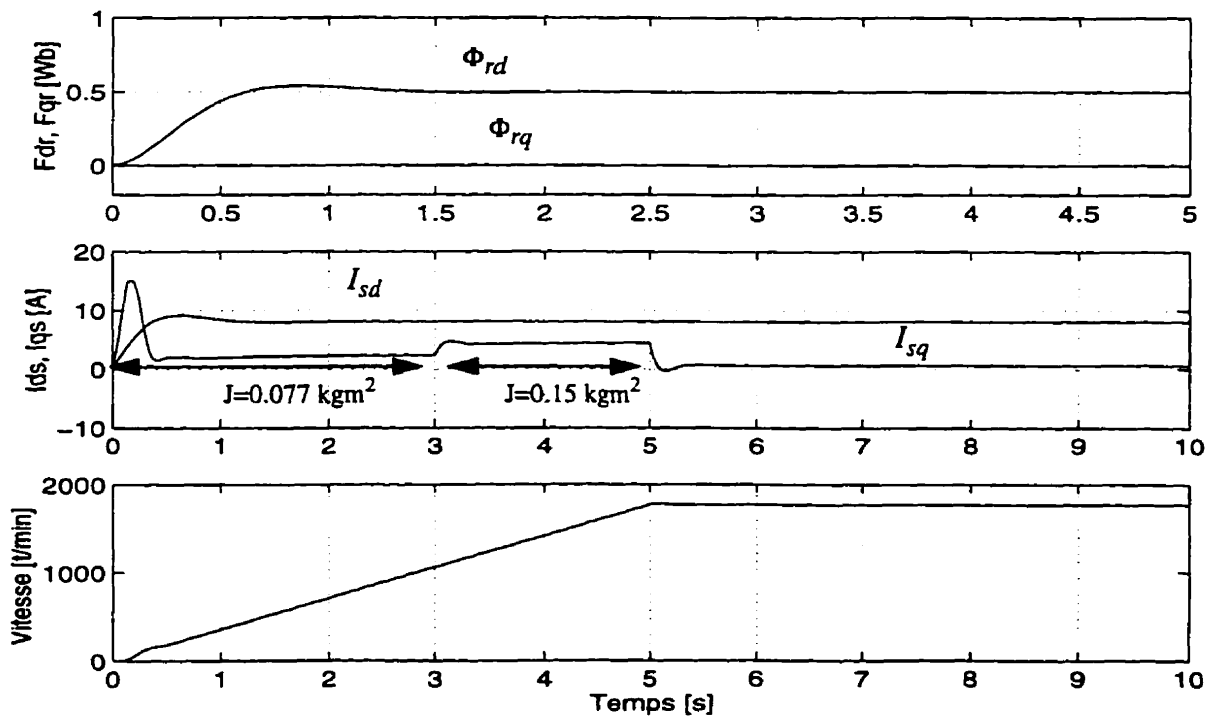


Figure 2.8 Réponses du système au changement du moment d'inertie au démarrage en rampe (machine alimentée en courant).

## 2.2.6 Conclusion

Nous avons montré dans ce chapitre que l'application de la méthode du flux orienté permet de découpler l'aimantation de la machine asynchrone et son couple électromagnétique à flux constant. Il a été démontré que le découpleur de type I du flux et de la vitesse du rotor est plus simple à implanter que le découpleur type V [3]. Cependant, le découpleur vectoriel de tension de type V est moins sensible à la variation au changement de la résistance rotorique contrairement à celui de type I. Le tableau 2.1 résume les principaux avantages et inconvénients des deux découpleur du flux et du couple de la machine asynchrone. Comme solution au problème de perte de découplage associée à la variation des paramètres, une adaptation en temps réel des paramètres incertains s'avère nécessaire. Pendant les transitoires et durant le défluxage, le terme  $\Phi_{rd} i_{sq}$  dans l'équation (2.30) fait en sorte le système non-linéaire et couplé. Comme alternative à ce couplage partiel, nous utiliserons le découplage par linéarisation d'entrée-sortie.

<b>Contrôle avec découpleur vectoriel d'une machine asynchrone alimentée en courant</b>	<b>Contrôle avec découpleur vectoriel d'une machine asynchrone alimentée en tension</b>
réponse rapide (une grande fréquence de commutation)	moins exigeant pour les composants de puissance de l'onduleur mais réponse plus lente
l'augmentation de la résistance du rotor entraîne une diminution du courant $i_q$ et une augmentation du courant $i_d$	la variation de la résistance du rotor entraîne une variation du courant $i_q$ mais $i_d$ demeure constant
Le couple est proportionnel au produit de $i_d$ et $i_q$ et la vitesse demeure stable pour une variation de la résistance rotorique	Le couple diminue pour une augmentation de la résistance rotorique mais le régulateur de vitesse stabilise le système en imposant une pulsation de glissement nécessaire pour compenser cette diminution de couple
Dégradation dans la régulation de la vitesse quand la pulsation de glissement est utilisée pour calculer la pulsation du flux rotorique	moins sensible aux changements de la résistance rotorique

*Tableau 2.1 Comparaison du découplage par orientation du flux du rotor en tension et en courant*

## 2.3 La reconstitution du flux rotorique

### 2.3.1 Introduction

Toutes les variables d'état de la machine asynchrone à cage ne sont pas mesurables et plus spécifiquement le flux rotorique. Certes, dans quelques applications, on utilise des capteurs à effet Hall qui mesurent directement le flux dans l'entrefer, mais dans la grande majorité des cas, ces capteurs sont proscrits et on doit avoir recours à des techniques d'estimation ou d'observation. Pour tenir compte des bruits dus à la machine elle-même ou à son environnement, des techniques stochastiques en boucle fermée pour la reconstitution du flux rotorique sont utilisées [18], [19]. La méthode d'orientation du flux du rotor est dite directe (DRFO) si elle nécessite une très bonne connaissance de l'orientation du flux rotorique  $\Theta$ . Dans le cas où cette information angulaire est obtenue à partir du calcul de l'intégrale de la pulsation angulaire du champ  $\omega_s$  sur chaque intervalle d'échantillonnage  $T_s$ , elle est appelée méthode du flux orienté indirecte (IRFO) [2], soit:

$$\Theta = \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \omega_s dt \quad (2.37)$$

Il a été montré que cette intégrale peut être une source d'instabilité numérique qui peut entraîner un dysfonctionnement de la commande. Afin d'écartier tout risque d'instabilité associée à l'intégration numérique en temps réel de la pulsation angulaire  $\omega_s$ , nous avons choisi la reconstitution des deux composantes du flux du rotor  $(\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta})$  dans un repère fixe (lié au stator) et en déduisant les grandeurs nécessaires à la commande vectorielle: le module du flux  $\Phi_{mr}$  et sa phase  $\Theta$  sont obtenus par une transformation polaire telle que:

$$\begin{aligned} \Phi_{mr} &= \sqrt{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} \\ \Theta &= \arctg\left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}\right) \end{aligned} \quad (2.38)$$

L'estimation des composantes du flux consiste en la reproduction du comportement dynamique réel du flux de la machine en appliquant au modèle les mêmes entrées que celles imposées au système physique.

Nous distinguons des observateurs à structure en boucle ouverte et des estimateurs en boucle fermée [20], [22]. L'observation en boucle ouverte peut être conçue à partir d'un modèle



de tension (figure 2.10) ou à partir d'un modèle de courant basée sur l'équation (2.9). Pour les basses fréquences, c'est à dire en bas de 10 Hz, le modèle de tension est sensible aux variations de la résistance du rotor et il peut être une source d'instabilité numérique à cause de l'intégrale pure. Pour le modèle de courant l'observateur est globalement stable même en basse fréquence. Toutefois, il est plus sensible aux variations des paramètres de la machine.

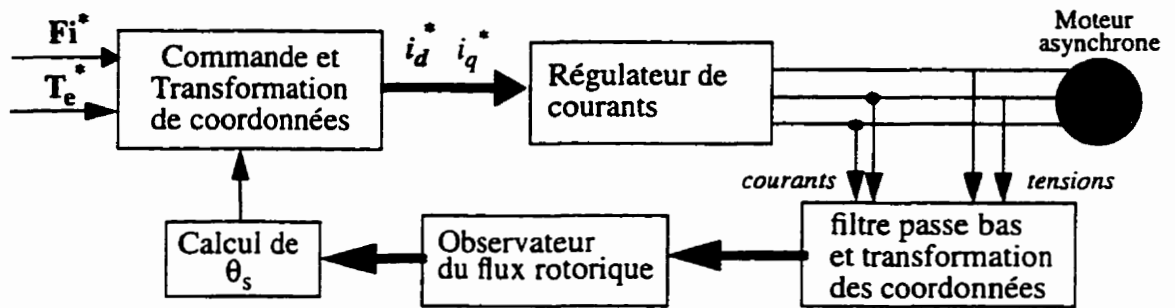


Figure 2.9 Schéma de principe du contrôle vectoriel directe (DRFO)

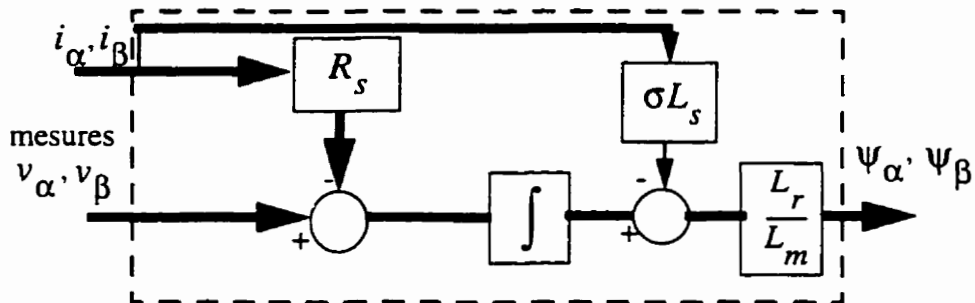


Figure 2.10 Observateur de flux en référentiel stationnaire basé sur le modèle de tension

Il est à noter que le bon fonctionnement de l'observateur suppose que:

- le modèle dynamique de la machine à induction est bien représenté,
- les paramètres du modèle doivent être bien connus,
- les courants et la vitesse réels doivent être mesurés avec une bonne précision,
- la méthode de calcul de l'intégrale numérique doit être appropriée.

Pour les basses fréquences, nous retiendrons l'observateur en boucle ouverte basé sur le modèle de courant de la machine à cause de sa simplicité, son efficacité et surtout sa stabilité. Toutefois, nous commutons vers l'observateur en boucle ouverte basé sur le modèle de tension puisqu'il convient mieux à des grandes vitesses. L'utilisation du modèle de courant en temps réel, requiert le passage du mode continu au mode discret. Nous définissons une équation discrète décrivant le comportement continu du flux de la machine à des instants discrets  $kT_s$ :

$$\dot{\Psi}_{r\alpha\beta} = A_{22}\Psi_{r\alpha\beta} + A_{21}i_{s\alpha\beta} \quad (2.39)$$

$$\Psi_{r\alpha\beta}(k+1) = A_{22}^d(\Psi_{r\alpha\beta}(k)) + A_{21}^d i_{s\alpha\beta}(k) \quad (2.40)$$

où  $A_{22}^d$  et  $A_{21}^d$  les matrices discrètes de  $A_{22}$  et  $A_{21}$  respectivement.

Une façon élégante pour calculer les matrices discrètes  $A_{22}^d$  nous amène à écrire la matrice  $A_{22}$  sous la forme:

$$A_{22} = \begin{bmatrix} a & b \\ -b & a \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

où  $a = -\frac{R_r}{L_r}$  et  $b = -p\Omega$

Par conséquent:

$$A_{22}^d = e^{-\frac{R_r}{L_r}T_s} \begin{bmatrix} \cos(p\Omega T_s) & \sin(-p\Omega T_s) \\ \sin(p\Omega T_s) & \cos(p\Omega T_s) \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

et

$$A_{21}^d = \int_0^{T_s} \left( e^{A_{22}T_s - \tau} \cdot A_{21} \cdot d\tau \right) = A_{22}^{-1} \cdot \left( e^{A_{22}T_s} - I \right) \cdot A_{21} \quad (2.43)$$

La sensibilité de l'estimateur de flux proposé dépend de l'information sur la vitesse du rotor, et de la constante de temps rotorique; qui varie considérablement en fonction de la température et le niveau de saturation. À des fréquences élevées, il est difficile avec les systèmes numériques classiques d'adopter une fréquence d'échantillonnage faible vis à vis de la vitesse maximale prévue par le cahier des charges. Cependant, avec les DSP, il est possible d'assurer des calculs

puissants et des fréquences d'échantillonnage raisonnables. Le vecteur de flux estimé à chaque instant  $kT_s$   $(\psi_{r\alpha}(k) \ \psi_{r\beta}(k))$  permet de définir l'amplitude du flux rotorique  $\Phi_r(k)$  et sa phase  $\Theta(k)$  selon l'équation (2.35). La commande vectorielle s'effectue en transformant les courants mesurés aux instants  $kT_s$   $i_{s\alpha}(k)$  et  $i_{s\beta}(k)$  en  $i_{sd}(k)$  et  $i_{sq}(k)$ , dans un repère tournant à la vitesse angulaire synchrone  $\omega_s(k)$  où l'axe d est ramené à chaque période d'échantillonnage sur la résultante du flux rotorique  $\Phi_r(k)$  déphasé de  $\Theta(k)$  par rapport à la phase 1 de la machine.

$$\begin{aligned} i_{sd}(k) &= i_{s\alpha}(k) \cos\Theta(k) + i_{s\beta}(k) \sin\Theta(k) \\ i_{sq}(k) &= -i_{s\alpha}(k) \sin\Theta(k) + i_{s\beta}(k) \cos\Theta(k) \end{aligned} \quad (2.44)$$

La vitesse angulaire synchrone  $\omega_s$  est définie par:

$$\omega_s = p\Omega + \omega_{sl} \text{ avec } \omega_{sl} = \frac{L_m i_{sq}(k)}{\tau_r \Phi_r(k)} \quad (2.45)$$

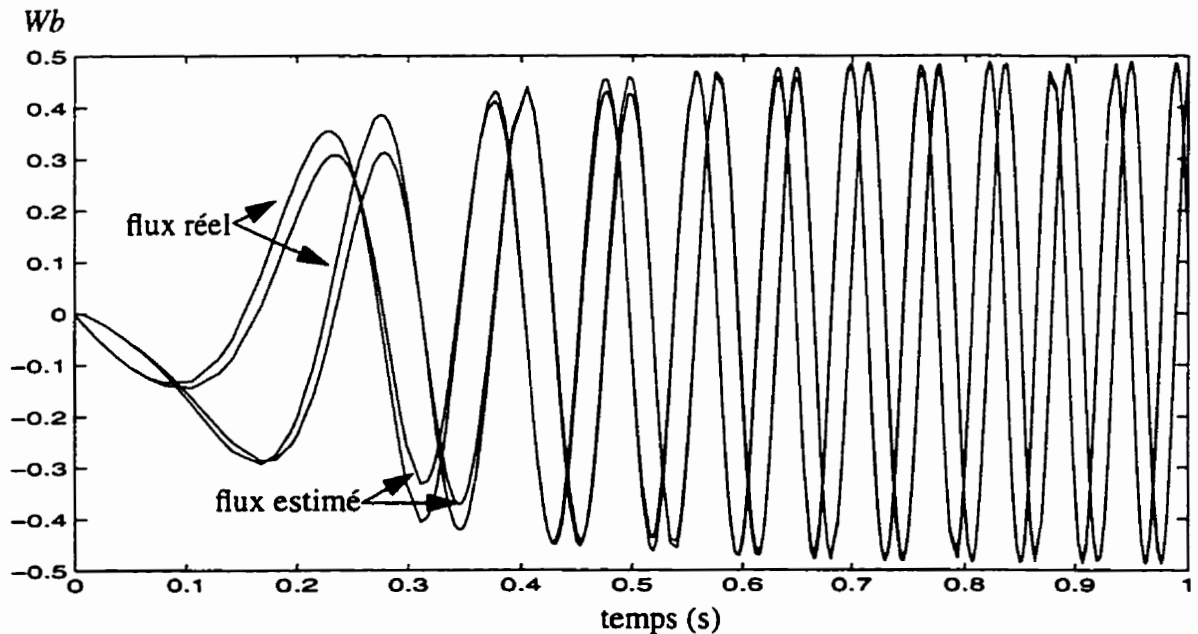


Figure 2.11 Estimation du flux rotorique  $\psi_{r\alpha}$  et  $\psi_{r\beta}$

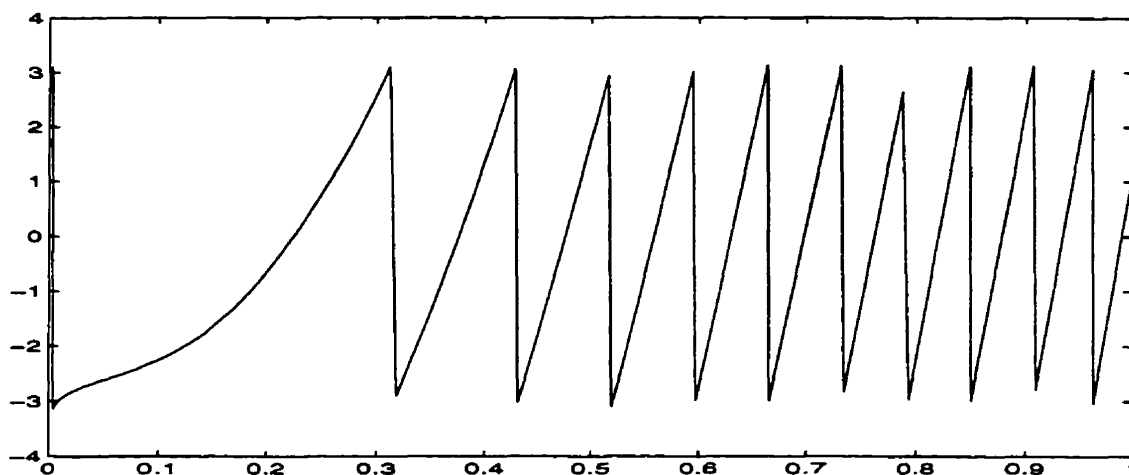


Figure 2.12 phase du vecteur flux  $\Theta$

### 2.3.2 Conclusion

D'une manière générale, la commande vectorielle indirecte est la plus utilisée. Ceci s'explique par le fait que dans la méthode indirecte, la connaissance de la position du flux rotorique n'est pas nécessaire. Toutefois, elle exige une bonne connaissance des paramètres de la machine, plus particulièrement la constante de temps rotorique  $\tau_r$ , qui varie considérablement avec la température et le niveau de la saturation. Une mauvaise estimation de la constante de temps rotorique implique donc une erreur dans le calcul de la vitesse de glissement et par conséquent une dégradation des performances de la commande qui se traduisent par des oscillations au niveau du couple de la machine. Dans la commande vectorielle directe, la connaissance du flux est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux. Un observateur ou estimateur de flux du rotor, phase et amplitude, s'avère nécessaire. La figure 2.10 illustre la nature du calcul souvent utilisé pour la reconstitution du flux de rotor de la machine. La méthode DRFO bien que généralement sensible au bruit en basse fréquence, est parfaitement convenable pour les applications à grandes vitesses.

---

## CHAPITRE

# 3

---

## ÉTUDE DU FONCTIONNEMENT À VITESSES ÉLEVÉES: TECHNIQUE DE DÉFLUXAGE

### 3.1 Introduction

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Or pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette surdemande en tension, on réduit le flux résultant  $\psi_r$  aux vitesses élevées (défluxage). De plus, pour optimiser la demande du courant de magnétisation de la machine à induction, il est nécessaire de défluxer de manière à offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal sans aucune violation des contraintes thermiques imposées sur la machine et sur les composants de puissance du convertisseur.

Au terme d'une étude comparative entre le défluxage classique et le défluxage par optimisation du fonctionnement, basée sur le même cahier des charges, nous démontrerons, l'inconvénient de l'approche qui consiste à maintenir le flux constant et à défluxer à la vitesse nominale. Dans le cadre du défluxage optimal, quelques approches sont présentées dépendamment de la fonction objectif à optimiser (couple de sortie ou puissance à l'entrée) [51], du modèle utilisé (modèle de phase [54] ou modèle d-q en régime permanent) et de la stratégie utilisée pour solutionner le problème d'optimisation. Le "optimization toolbox" de MATLAB offre un choix intéressant d'algorithmes d'optimisation avec ou sans contraintes. Nous avons profiter de sa souplesse d'utilisation pour proposer une stratégie simple de choix du flux optimal en vue de maximiser le couple produit par la machine. Nous utiliserons pour cette fin une formulation

combinée entre le modèle de phase et le modèle  $\alpha$ - $\beta$  en régime permanent. Dans un second volet, on tiendra compte de la saturation du circuit magnétique de la machine à induction pour proposer une stratégie d'optimisation du flux rotorique.

### 3.1.1 Fonctionnement à haute vitesse par la technique classique de défluxage

Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique  $\psi_r$  constant et égal au flux nominal et en le faisant varier sur une plage de vitesses supérieures à la vitesse de base (vitesse nominale) selon de l'expression ci-dessous.

$$\psi_r = \begin{cases} L_m i_m & \text{si } \Omega \leq \omega_b \\ L_m i_m \cdot \frac{\omega_b}{\Omega} & \text{si } \Omega > \omega_b \end{cases} \quad (3.1)$$

où

- $\omega_b$  est la vitesse de base à partir de laquelle il faut défluxer pour ne pas dépasser la puissance nominale de la machine,

- $i_m$  est le courant nominal de magnétisation de la machine.

Le choix de la vitesse de base  $\omega_b$  comme valeur nominale n'est pas toujours adéquat compte tenu du moteur, du convertisseur associé et de la stratégie de modulation de largeur d'impulsion utilisée. En effet, si on considère le terme dominant caractérisant la f.c.e.m  $L_m \omega_s \psi_r / L_r$ , nous remarquons que ce terme peut dépasser la tension nominale de phase de la machine si la vitesse dépasse une certaine valeur donnée. Or, la fondamentale de la tension de phase du moteur dépend de la tension continue de l'onduleur et de la modulation utilisée. Dans notre cas selon la stratégie de modulation utilisée (3 niveaux),  $V_{max} = V_{cc} / (\sqrt{3})$  (voir Figure 3.1). Il s'en suit qu'une stratégie de défluxage, tenant compte des contraintes en tension (tension continue de l'onduleur, technique de modulation) et en courant (courant maximal du groupe machine- convertisseur), est nécessaire.

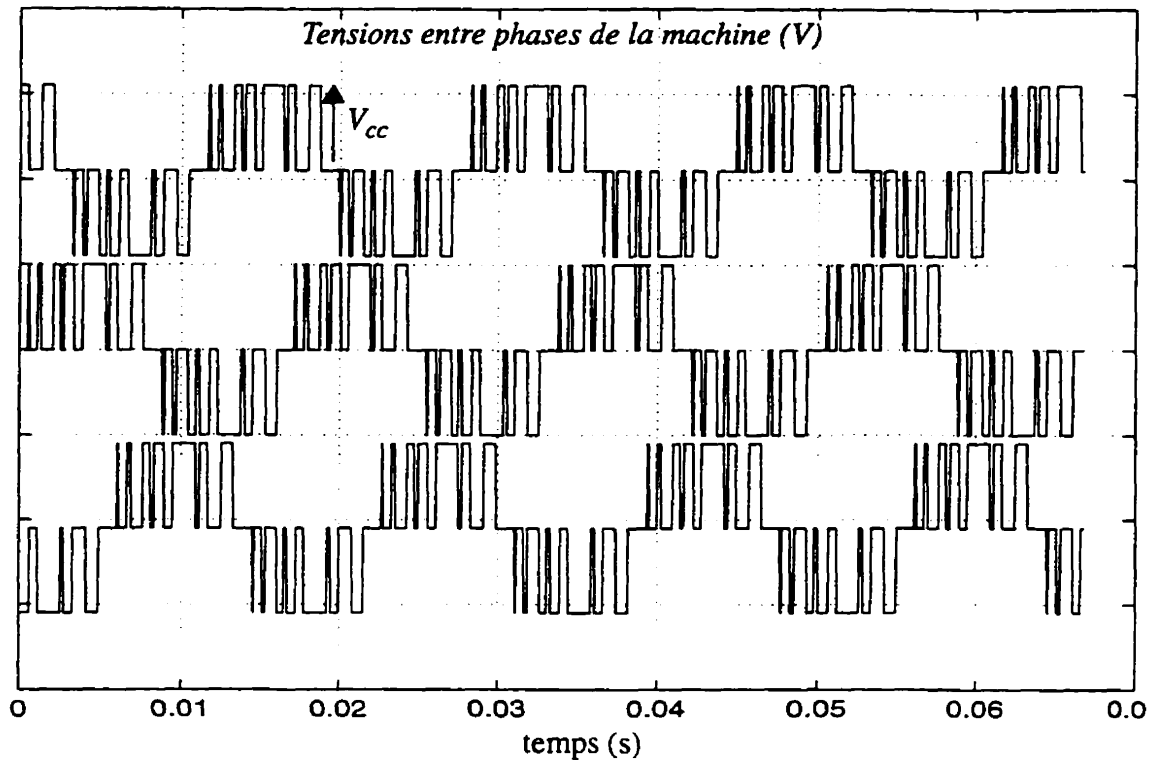


Figure 3.1 Tensions modulées de commande entre phases de la machine asynchrone

## 3.2 Formalisation de la démarche d'optimisation du couple électromagnétique

### 3.2.1 Flux optimal

Tel qu'indiqué auparavant [56], on distingue 3 zones de fonctionnement de la machine asynchrone (Figure 3.2). Dans la zone de fonctionnement 1, seul l'onduleur limite le courant dans la machine. Avec la vitesse, la force contre électromotrice augmente et atteint le niveau de la tension maximale admissible par la machine alors que le courant est encore limité par l'onduleur (zone de fonctionnement 2). On peut affirmer que dans cette zone le groupe "machine - convertisseur" est limité en tension et en courant. À partir d'une certaine vitesse, la force contre électromotrice devient suffisamment grande pour que la machine n'absorbe qu'un courant pratiquement égal à celui de magnétisation (zone de fonctionnement 3). Dans ce cas ci, seule la tension peut être imposée comme contrainte à respecter. Le choix optimal du flux de référence dépend de ces trois modes de fonctionnement qui doivent être formulés mathématiquement sous

forme de relations entre les variables intervenantes et de certains paramètres extérieurs dont les valeurs sont fixées par le cahier des charges. Selon le mode de fonctionnement et les critères d'optimisation, ces relations se traduisent par des contraintes. La stratégie consiste à optimiser la demande en flux de la machine en vue de maximiser le couple tout en respectant les contraintes physiques imposées par l'onduleur et la machine. Les contraintes peuvent être représentées par un vecteur ayant pour composantes  $I_{max}$  et  $V_{max}$ .  $I_{max}$  étant le courant maximal du groupe machine- convertisseur et  $V_{max}$  la tension maximale par phase à ne pas dépasser.

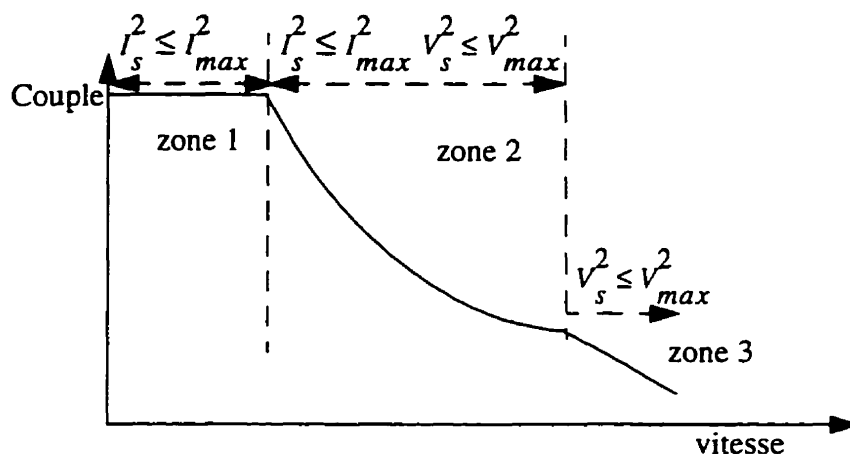


Figure 3.2 Modes d'opération de la machine à induction

### 3.2.1.1 Choix de la méthode d'optimisation

À cause de la nature non-linéaire de la fonction objectif considérée (couple électromagnétique), le problème d'optimisation qui en découle est essentiellement non-linéaire. La librairie d'algorithmes d'optimisation de MATLAB offre différentes fonctions "prêtes à l'emploi" qui permettent de résoudre ce type de problème. Parmi ces algorithmes, on peut distinguer les techniques de recherche d'optimums sans contraintes adaptées aux problèmes non-contraints et les techniques de résolution de problèmes avec contraintes. Comme indiqué au paragraphe 3.2.1, nous nous plaçons directement dans le cadre des problèmes d'optimisation avec contraintes. Le problème peut être résolu soit:

- Par transformation du problème avec contraintes à un ensemble de sous-problèmes sans contraintes ou
- Par résolution directe sans transformation préalable.



Un choix parmi les algorithmes proposés n'est pas toujours facile car cela demande au préalable une bonne expérience de l'optimisation. Les algorithmes d'optimisation avec contraintes, du fait de la prise en compte directe des contraintes, seront relativement plus lourds, comparative-ment aux méthodes d'optimisation sans contraintes, qui ont l'avantage d'être simples et fiables. Notre choix va donc vers les algorithmes de type gradient pour les deux raisons suivantes:

1- Comme ils utilisent la connaissance des dérivées partielles pour trouver une direction de recherche, ils doivent théoriquement se montrer plus performants que les algorithmes direc-tes en terme de rapidité et de précision de convergence si on est au voisinage de la solution. Ceci est confirmé par de nombreux auteurs [13], [43],[31].

2- Ils emploient des critères rigoureux d'optimalité (critère permettant de savoir si l'op-timum est atteint).

Avant d'entamer le processus d'optimisation plusieurs remarques s'imposent:

- Toutes les contraintes doivent être réalisables (c'est à dire vérifiables)
- La détermination d'un point de départ  $x_0$  admissible est possible
- Les algorithmes choisis doivent être simples, efficaces et fiables.

### 3.2.1.2 Cas de la machine asynchrone non saturée

L'algorithme d'optimisation est basé sur le modèle de phase et le modèle  $\alpha$ - $\beta$  en régime permanent. Nous remarquons qu'à chaque valeur de vitesse mécanique constante, l'expression du couple est une fonction de la pulsation de glissement  $\omega_{sl}$ , du courant  $i_s$  (équation 3. 6) ou de la tension  $v_s$  (équation 3.7). Le niveau de flux nécessaire pour produire le couple  $T_e$  est dé-terminé par l'équation (3.5).

Les contraintes à respecter sont:

$$I_s^2 = i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2 \leq I_{max}^2 \quad (3.2)$$

$$V_s^2 = v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2 \leq V_{max}^2 \quad (3.3)$$

où

- $I_s$  est le courant de phase de la machine asynchrone,
- $V_s$  est la tension par phase.

### a- Mode d'opération 1

Dans cette région de fonctionnement, pour produire le couple optimal, le moteur a besoin de son courant maximal. La vitesse de la machine est tellement basse que la f.c.é.m est faible par rapport à la tension continue d'alimentation de l'onduleur. Par conséquent le courant est la seule contrainte à respecter. Les équations en régime permanent sinusoïdal s'écrivent dans le repère diphasé comme suit:

$$j\omega_s \hat{i}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \left( -j \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Psi_r - R_s \hat{i}_s + \bar{u}_s \right) \quad (3.4)$$

$$|\Phi_r|^2 = \frac{R_r T_e}{p \omega_{sl}} \quad (3.5)$$

$$T_e = p \frac{L_m^2}{L_r} |\hat{i}_s|^2 \frac{\omega_{sl} \tau_r}{1 + \omega_{sl}^2 \tau_r^2} \quad (3.6)$$

où  $i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}$ ,  $\Psi_r = \Psi_{r\alpha} + j \Psi_{r\beta}$ ,  $|\Psi_r| = |\Phi_r|$  et  $\omega_s = p\Omega + \omega_{sl}$

Le couple peut s'exprimer également en fonction de la tension  $V_s$  comme:

$$T_e = p \frac{L_m^2 V_s^2}{L_r R_s^2} \frac{\omega_{sl} \tau_r}{\left(1 - \sigma T_s \omega_{sl} \tau_r \omega_s\right)^2 + \left(\tau_r \omega_{sl} + T_s \omega_s\right)^2} \quad (3.7)$$

Le couple défini par l'équation (3.6) représente la fonction à maximiser en respectant la seule contrainte en courant définie ci dessous

$$I_s^2 = i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2 \leq I_{max}^2 \quad (3.8)$$

Nous remarquons que nous avons ici un problème classique d'optimisation d'une fonction objectif non-linéaire avec contrainte. Remarquons également, comme c'est le cas pour la majorité des logiciels d'optimisation, que les maximums obtenus seront des maximums locaux. La con-

vergence vers un optimum global dans ce mode de fonctionnement est toutefois garantie si on a procédé de la manière suivante:

- on maintient  $I_s = I_{max}$ ;

- on ramène l'expression du couple  $T_e$  donnée par (3.6) à une fonction rationnelle à une seule variable  $\omega_{sl}$ ;

- on résoud l'équation  $\frac{dT_e}{d\omega_{sl}} = 0$ .

La pulsation de glissement optimale obtenue est:  $\omega_{slopt1} = 1/\tau_r$  et le couple maximal dans cette région d'opération peut s'écrire:

$$T_{eopt1} = p \frac{L_m^2 I_{max}^2}{L_r} \frac{1}{2} \quad (3.9)$$

À partir de l'équation 3.5, nous déduisons l'expression du flux optimal:

$$\Phi_{ropt} = \sqrt{\frac{L_r T_{eopt1}}{p}} = L_m \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \quad (3.10)$$

Le flux optimal garde un niveau constant pour autant que la tension d'alimentation du moteur reste inférieure à  $V_{max}$  (commencement du mode d'opération 2). La vitesse correspondant au début de défluxage est déterminée en résolvant l'équation ayant  $\Omega$  comme inconnue (équation 3.12). En effet, pour cette vitesse limite entre les deux modes d'opération, le couple électromagnétique optimal s'exprimera en remplaçant la tension  $V_s$  par  $V_{smax}$  et la pulsation de glissement  $\omega_{sl}$  par  $\omega_{slopt1}$  dans l'équation 3.7:

$$T_{eopt1} = p \frac{L_m^2 V_{smax}^2}{L_r R_s^2} \frac{\omega_{slopt1} \tau_r}{\left(1 - \sigma T_s \omega_{slopt1} \tau_r (p\Omega + \omega_{slopt1})\right)^2 + \left(\tau_r \omega_{slopt1} + T_s (p\Omega + \omega_{slopt1})\right)^2} \quad (3.11)$$

En combinant les équations 3.9 et 3.11, on obtient:

$$\frac{I_{max}^2}{2} = \frac{V_{smax}^2}{R_s^2} \frac{1}{\left(1 - \sigma T_s (p\Omega + \omega_{slopt1})\right)^2 + \left(1 + T_s (p\Omega + \omega_{slopt1})\right)^2} \quad (3.12)$$

## b- Mode d'opération 2

Dans cette région, le moteur a pris tellement de la vitesse qu'il faut l'alimenter au maximum de tension et de courant admissible et contrer la f.c.é.m qui augmente avec la vitesse. Le courant doit toujours respecter les contraintes thermiques du groupe machine - convertisseur. L'optimisation du couple tiendra compte des deux contraintes définies auparavant par les équations (3.2) et (3.3). Pour ce faire, on introduit la nouvelle fonction  $\Delta T_e$  définie comme la différence entre le couple exprimé en tension et le couple exprimé en courant:

$$\Delta T_e = p \frac{L_m^2 \omega_{sl} \tau_r}{L_r} \left( \frac{1}{R_s^2} \frac{V_s^2}{\left( (1 - \sigma T_s \omega_{sl} \tau_r \omega_s)^2 + (\tau_r \omega_{sl} + T_s \omega_s)^2 \right)} - \frac{I_s^2}{1 + \omega_{sl}^2 \tau_r^2} \right) \quad (3.13)$$

Sachant que  $V_s^2 = v_{sa}^2 + v_{sb}^2 \leq V_{max}^2$  et  $I_s^2 = i_{sa}^2 + i_{sb}^2 \leq I_{max}^2$ .

Le processus d'optimisation consiste à déterminer les pulsations de glissement pour lesquelles l'équation  $\Delta T_e = 0$  (pour chaque vitesse du moteur). Le courant doit satisfaire l'égalité donnée par l'équation 3.6 pour chaque solution optimale obtenue  $\omega_{slopt2}$ .

$$I_{slopt2} = \sqrt{\frac{L_r T_{eopt2} (1 + \omega_{slopt2}^2 \tau_r^2)}{p L_m \omega_{slopt2} \tau_r}} = I_{max} \quad (3.14)$$

où  $T_{eopt2}$  est le couple électromagnétique optimal obtenu dans cette zone d'opération:

$$T_{eopt2} = p \frac{L_m^2 v_{smax}^2}{L_r R_s^2} \frac{\omega_{slopt2} \tau_r}{\left( (1 - \sigma T_s \omega_{slopt2} \tau_r (p\Omega + \omega_{slopt2}))^2 + (\tau_r \omega_{slopt2} + T_s (p\Omega + \omega_{slopt2}))^2 \right)} \quad (3.15)$$

Quant au flux optimal, il est déduit comme précédemment à partir de l'équation 3.5, on obtiendra donc:

$$\Phi_{ropt2} = \sqrt{\frac{R_r T_{eopt2}}{p \omega_{slopt2}}} \quad (3.16)$$

### c- Mode d'opération 3

Dans cette région de fonctionnement, la machine a pris de la vitesse, son courant devient inférieur au courant d'échauffement nominal. Pour éviter la saturation de l'onduleur à cause d'une f.c.é.m (ligne-ligne) dont la valeur crête a tendance à dépasser la tension continue  $V_{cc}$ , la seule contrainte à respecter est bien évidemment applicable à la tension du moteur:

$$V_s^2 = v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2 = V_{max}^2 \quad (3.17)$$

Le couple électromagnétique optimal  $T_{eopt3}$  est déduit de la pulsation de glissement optimale  $\omega_{slopt3}$  résultant de l'optimisation relative à ce mode d'opération.

$$T_{eopt3} = p \frac{L_m}{L_r} \frac{2V_{smax}^2}{R_s^2} \frac{\omega_{slopt3} \tau_r}{\left(1 - \sigma T_s \omega_{slopt3} \tau_r (p\Omega + \omega_{slopt3})\right)^2 + \left(\tau_r \omega_{slopt3} + T_s (p\Omega + \omega_{slopt3})\right)^2} \quad (3.18)$$

Quant au flux optimal, il est déduit de la même manière à partir de l'équation 3.5:

$$\Psi_{ropt3} = \sqrt{\frac{R_r T_{eopt3}}{p \omega_{slopt3}}} \quad (3.19)$$

### d- Conclusion

Le processus d'optimisation peut être étendu au fonctionnement générateur. Il suffit de raisonner sur le minimum et de considérer les pulsations de glissement  $\omega_{sl}$  négatives (champ rotorique est en avance sur le champ statorique). L'algorithme d'optimisation est simple et applicable à toute machine à cage, la seule difficulté rencontrée étant liée au choix des conditions initiales qui permettent la convergence vers le maximum le plus global possible. Pour contourner cette difficulté nous avons procédé de la manière suivante:

- Nous ramenons le problème avec contraintes à un problème d'optimisation sans contraintes. De cette manière, le problème devient un problème de détermination de maximum d'une fonction objectif à une seule variable (pour chaque vitesse) sans contrainte.

- Les solutions obtenues sont réinjectées comme conditions initiales pour chercher des gradients éventuellement plus grands. L'algorithme ci-dessous résume la stratégie d'optimisation utilisée pour la génération du flux optimal de la machine au sens de la maximisation du couple électromagnétique.

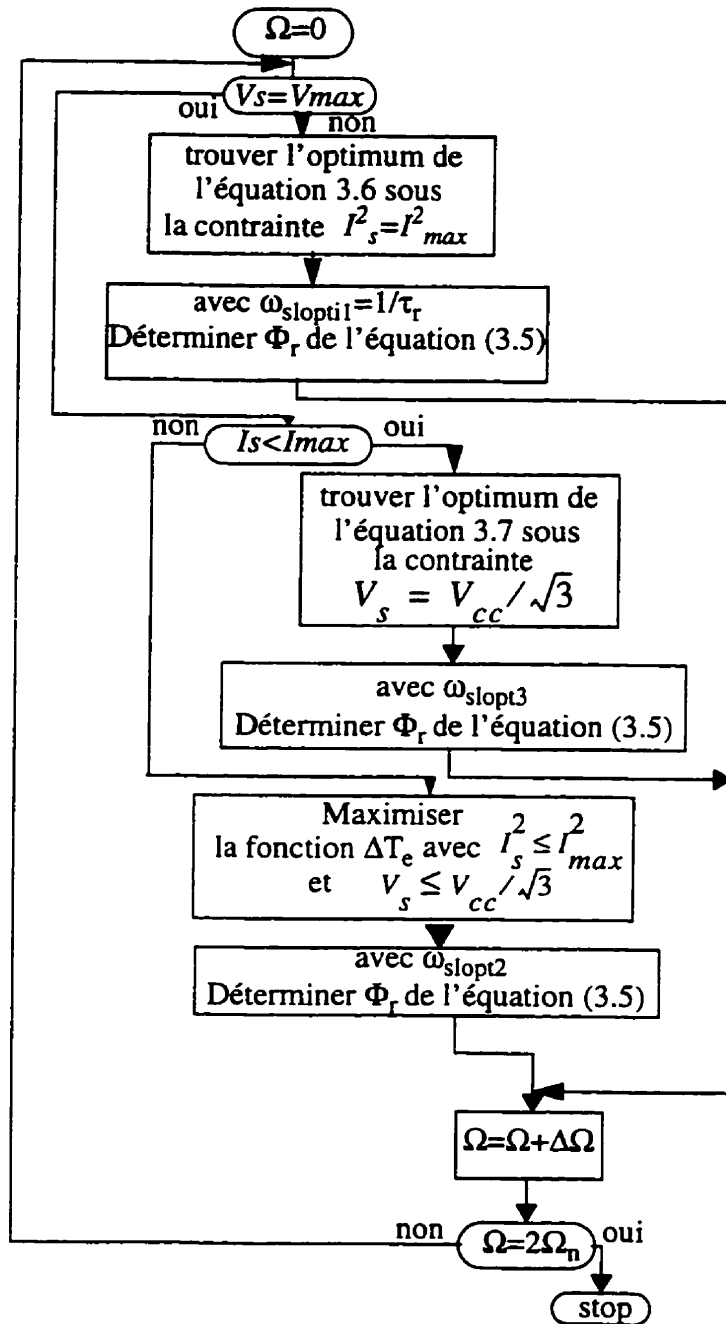


Figure 3.3 Organigramme pour la génération de la trajectoire du flux optimal

### 3.2.1.3 Cas de la machine asynchrone saturée

Dans le paragraphe précédent, nous avons supposé que le circuit magnétique du moteur asynchrone est linéaire. Or, au fur et à mesure que le courant augmente, la machine sature et le modèle linéaire prédit un flux de référence que la machine n'est pas capable d'atteindre. Une stratégie de génération du flux de référence tenant compte de la saturation du moteur s'avère nécessaire. Nous ne considérons dans cette étude que la saturation au niveau de l'inductance mutuelle.

La courbe de saturation en régime permanent donnée à la figure (3.4) montre que le niveau de flux élevé prédit par le modèle linéaire ne peut être atteint quand le circuit magnétique de la machine sature. Une référence de flux élevée exigerait du contrôleur non-linéaire une demande en tension et en courant que le moteur et l'onduleur ne seront pas en mesure de fournir. Il faut donc adopter un modèle de flux tenant compte de la saturation magnétique qui nous permettent de choisir une trajectoire de flux optimal que le flux réel de la machine peut poursuivre sans aucune violation des contraintes imposées au début de ce chapitre. Nous adopterons le modèle d-q au lieu de  $\alpha$ - $\beta$  puisque la saturation est mieux représentée avec des grandeurs continues.

Les équations en régime permanent obtenues à partir du modèle dynamique de la machine dans un référentiel tournant avec le champ du rotor peuvent s'écrire:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} - \left( L_m + L_{s\sigma} - \frac{L_m^2}{L_m + L_{r\sigma}} \right) \left( \frac{R_r}{L_m + L_{r\sigma}} i_{sq} + p\Omega \right) i_{sq} \quad (3.20)$$

$$v_{sq} = p\Omega \left( L_m + L_{s\sigma} \right) i_{sd} + \left( \frac{L_m + L_{s\sigma}}{L_m + L_{r\sigma}} \cdot R_r + R_s \right) \cdot i_{sq} \quad (3.21)$$

$$T_e = p \frac{L_m}{L_m + L_{r\sigma}} \Phi_r(i_{sd}) i_{sq} \quad (3.22)$$

Où:

- $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  sont les composantes (d-q) du vecteur tension statorique;
- $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont les composantes (d-q) du courant statorique;
- $L_{s\sigma}$ ,  $L_{r\sigma}$  sont respectivement les inductances de fuites du stator et du rotor.

L'inductance mutuelle  $L_m$  qui est reliée au flux de l'entrefer est supposée saturée et dépendante du courant de magnétisation  $i_m$ :

$$L_m = L_m(i_m) = \Phi_r(i_{ds})/i_{ds}$$

$$i_m = i_{sd} \sqrt{1 + \left( \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \left( 1 - \frac{L_m}{L_m + L_{r\sigma}} \right) \right)^2} \quad (3.23)$$

Les inductances saturées du stator et du rotor ont la même formulation que dans le chapitre 2.

$$L_s = L_m + L_{s\sigma}$$

$$L_r = L_m + L_{r\sigma} \quad (3.24)$$

Remarquons que les coefficients de couplage statorique  $\sigma_s$  et rotorique  $\sigma$  sont indépendants de la saturation. L'écriture des équations (3.20) et (3.21) se simplifie:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} - \sigma \left( R_r i_{sq} + (1 + \sigma_s) \Phi_r(i_{ds}) p \Omega \right) \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (3.25)$$

$$v_{sq} = p \Omega \sigma \Phi_r(i_{ds}) + (R_r + R_s) i_{sq} \quad (3.26)$$

$$\text{où } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{(L_m + L_{s\sigma})(L_m + L_{r\sigma})} \quad \text{et } \sigma_s = \frac{L_m + L_{s\sigma}}{L_m} - 1.$$

$\Phi_r(i_{ds})$  est une fonction qui épouse la forme de la courbe de magnétisation en régime permanent de la machine obtenue expérimentalement (voir figure 3.4). La fonction de type exponentielle qui représente le mieux la courbe de magnétisation de la machine est de la forme:

$$\Phi_r(i_{ds}) = \Phi_0 + \Phi_\alpha e^{-\alpha i_{ds}} - \Phi_\beta e^{-\beta i_{ds}} \quad (3.27)$$

où  $\Phi_0=0.5598$  Wb,  $\Phi_\alpha=0.0194$  Wb,  $\alpha=1.6945$  A<sup>-1</sup>,  $\Phi_\beta=0.5787$  Wb,  $\beta=0.19$  A<sup>-1</sup>.



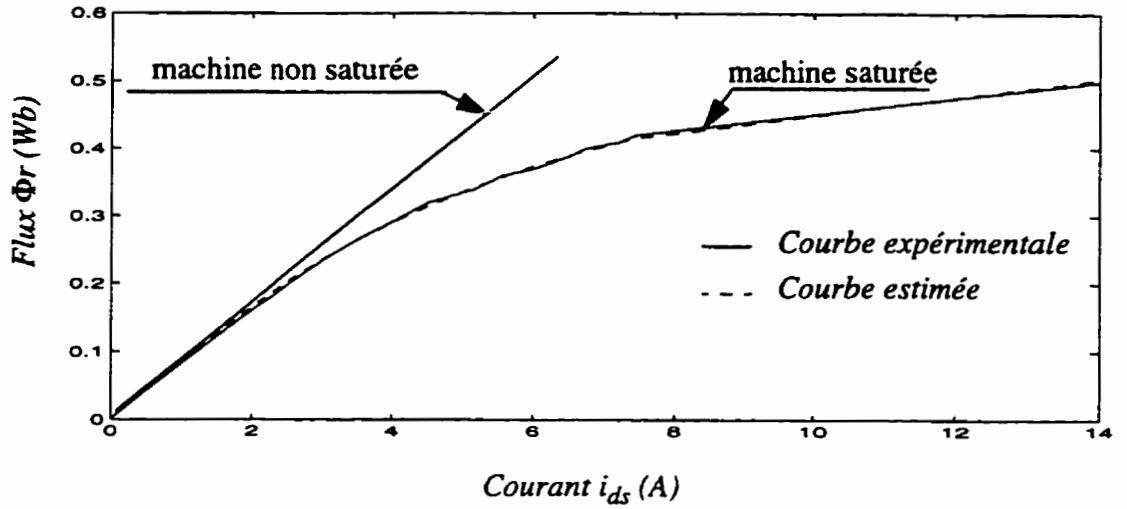


Figure 3.4 Courbe de magnétisation expérimentale et courbe estimée en régime permanent

Compte tenu de ces considérations, l'expression du couple électromagnétique devient:

$$T_{es} = \frac{p}{1 + \sigma_r} \left( \Phi_0 + \Phi_\alpha e^{-\alpha i_{sd}} - \Phi_\beta e^{-\beta i_{sd}} \right) i_{sq} \quad (3.28)$$

$$\text{où } \sigma_r = \left( \frac{L_m + L_r \sigma}{L_m} - 1 \right)$$

Comme dans le cas où le circuit magnétique du moteur est linéaire, la stratégie de génération du flux de référence optimal s'applique en maximisant le couple électromagnétique  $T_{es}$  tout en respectant les contraintes ci-dessous dépendamment du mode d'opération.

$$V_s^2 = v_{sd}^2 + v_{sq}^2 \leq V_{max}^2 \quad \text{et} \quad I_s^2 = i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \leq I_{max}^2 \quad (3.29)$$

### a- Mode d'opération 1

Dans cette zone d'opération le maximum du couple est obtenu en imposant seulement la contrainte en courant de l'équation (3.29) puisque la f.c.é.m (par phase) est assez faible par rapport à la tension maximale d'alimentation de phase du moteur.

$$T_{esmax} = \text{Max} \left( \frac{p}{1 + \sigma_r} \left( \Phi_0 + \Phi_\alpha e^{-\alpha i_{ds}} - \Phi_\beta e^{-\beta i_{ds}} \right) i_{qs} \right) \quad (3.30)$$

$$I_s^2 = i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \leq I_{max}^2$$

Le courant optimal obtenu sur l'axe longitudinal  $i_{dsopt}$  permet de déterminer le flux optimal  $\Phi_{ropt}$  à partir de l'équation représentant le flux rotorique en régime permanent tel que:

$$\Phi_r(i_{dsopt}) = \Phi_0 + \Phi_\alpha e^{-\alpha i_{dsopt}} - \Phi_\beta e^{-\beta i_{dsopt}} \quad (3.31)$$

Notons bien que dans ce mode d'opération la tension  $V_s$  est supposée inférieure à la tension d'alimentation admissible du groupe machine - convertisseur. Nous allons déterminer la vitesse du moteur à partir de laquelle  $V_s^2 = v_{sd}^2 + v_{sq}^2 = V_{max}^2$ .

$$V_{max}^2 = \left( R_s i_{sdopt} - \sigma \left( R_r i_{sqopt} + (1 + \sigma_s) \Phi_r(i_{dsopt}) p \Omega \right) \frac{i_{qsopt}}{i_{dsopt}} \right)^2 \quad (3.32)$$

$$+ \left( p \Omega \sigma \Phi_r(i_{dsopt}) + (R_r + R_s) i_{sqopt} \right)^2$$

où  $i_{dsopt}$  et  $i_{qsopt}$  sont les courants optimaux obtenus.

À l'aide de la fonction «fsolve» du "toolbox" d'optimisation de MATLAB on peut résoudre facilement l'équation 3.32. On retiendra uniquement les solutions réelles positives.

### b- Mode d'opération 2

Dans cette zone d'opération, comme indiqué au paragraphe précédent dans le cas de la machine asynchrone non-saturée, la f.c.é.m devient de plus en plus élevée qu'il faut l'alimenter suffisamment sans dépassement pour pouvoir produire du couple moteur. Le flux doit être réduit d'une manière optimale pour que les contraintes imposées par le cahier des charges soient respectées.

L'expression de la fonction objectif (couple électromagnétique) et les deux contraintes à respecter peuvent s'écrire:

$$T_{es} = \frac{p}{1 + \sigma_r} \left( \Phi_0 + \Phi_{\alpha} e^{-\alpha i_{ds}} - \Phi_{\beta} e^{-\beta i_{ds}} \right) i_{qs}$$

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \leq I_{max}^2 \quad \text{contrainte 1} \quad (3.33)$$

$$v_{sd}^2 + v_{sq}^2 \leq V_{max}^2 \quad \text{contrainte 2}$$

Pour exprimer la contrainte 2 en fonction des variables de la fonction  $T_{es}$  à optimiser, nous remplaçons les composantes  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  par leurs expressions respectives:

$$v_{sd}^2 + v_{sq}^2 = \left( R_s i_{sd} - \sigma \left( R_r i_{sq} + (1 + \sigma_s) \left( \Phi_0 + \Phi_{\alpha} e^{-\alpha i_{ds}} - \Phi_{\beta} e^{-\beta i_{ds}} \right) p \Omega \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right) \right)^2$$

$$+ \left( p \Omega \sigma \Phi_r(i_{ds}) + (R_r + R_s) i_{sq} \right)^2 \quad (3.34)$$

La solution optimale  $i_{sdopt2}$  obtenue permet de déterminer le flux optimal:

$$\Phi_r(i_{dsopt2}) = \Phi_0 + \Phi_{\alpha} e^{-\alpha i_{dsopt2}} - \Phi_{\beta} e^{-\beta i_{dsopt2}} \quad (3.35)$$

Le couple maximale peut ainsi s'exprimer comme:

$$T_{esopt2} = \frac{p}{1 + \sigma_r} \Phi_r(i_{dsopt2}) i_{qsopt2} \quad (3.36)$$

où

$$i_{qsopt2} = \sqrt{I_{max}^2 - i_{dsopt2}^2} \quad (3.37)$$

### c- Mode d'opération 3

Dans ce mode d'opération la vitesse de la machine est tellement élevée que l'écart entre la tension d'alimentaion et la f.e.m est faible. Le courant absorbé par la machine ne cause plus de saturation. On ramène donc le problème au cas linéaire vu précédemment. Le couple électromagnétique et le flux rotorique optimaux sont déterminés par les équations (3.18) et (3.19).

#### d- Conclusion

Dans ce chapitre une stratégie simple du choix du flux optimal en vue de maximiser le couple produit par la machine est présentée. Nous avons utilisé pour cette fin une représentation dans le repère  $\alpha$ - $\beta$  en régime permanent et en se basant sur les concepts de l'optimisation non-linéaire. Dans [50,51], le circuit magnétique du moteur asynchrone était choisi linéaire. Or, au fur et à mesure que le courant augmente, la machine sature et le modèle linéaire prédit un flux de référence que la machine ne serait pas capable de suivre. Une stratégie de génération du flux de référence tenant compte de la saturation du moteur était nécessaire. Nous n'avons considéré que la saturation au niveau de l'inductance mutuelle. Hypothèse valable puisqu'elle représente la saturation principale de la machine asynchrone. Comme nous désirons imposer au moteur asynchrone un niveau de flux qui permet à la machine de développer son couple maximal sans dépassement des contraintes fixées. La figure 3.6 représente les courbes du flux optimal du rotor avec ou sans saturation  $\psi_{\text{ropt}}(\Omega)$  en fonction de la vitesse mécanique du moteur. Nous remarquons que la trajectoire du flux n'est pas une constante égale au flux nominal mais une fonction décroissante à partir d'une vitesse  $\Omega_d=117.64$  rad/s ( $V_{cc}=200$ V et  $I_{\text{max}}=14$  A). Il est à noter que la vitesse, à partir de laquelle le défluxage optimal s'effectue (cas du modèle tenant compte de la saturation), est nettement supérieure au cas où la machine est non-saturée ( $\Omega_d=87$  rad/s). Le résultat obtenu est bien loin de la vitesse de base obtenue par défluxage classique. Ceci s'explique par le fait qu'avec un modèle de circuit magnétique linéaire, la machine peut produire plus de flux avec un courant  $i_d$  donné. Ce flux élevée donne lieu à une f.c.é.m nécessitant une tension  $V_{cc}$  plus élevée. Dans cette situation, pour ne pas violer les contraintes imposées, l'algorithme d'optimisation impose un défluxage à des vitesses plus basses. Nous remarquons également que le couple optimal prédit avec le modèle de la machine non saturée est plus élevé que celui avec le modèle saturé (figure 3.7), ceci s'explique par le fait que dans le cas saturé, pour produire le même flux que dans le cas non-saturé, la machine exige un courant de magnétisation plus élevé qui ne laisse pas une grande marge pour le courant du couple. Il s'en suit de cette constatation que l'entraînement à vitesse variable exige un choix du flux qui fait intervenir la machine, l'onduleur et la stratégie de modulation employée. La trajectoire de flux optimale lorsque la saturation est considérée, prédit un niveau de flux plus bas que le modèle linéaire. Si la machine est saturée, une référence de flux élevée exigerait du contrôleur non-linéaire une demande en tension et en courant que le moteur et l'onduleur ne seront pas en mesure de fournir (sans dépassement des contraintes imposés).

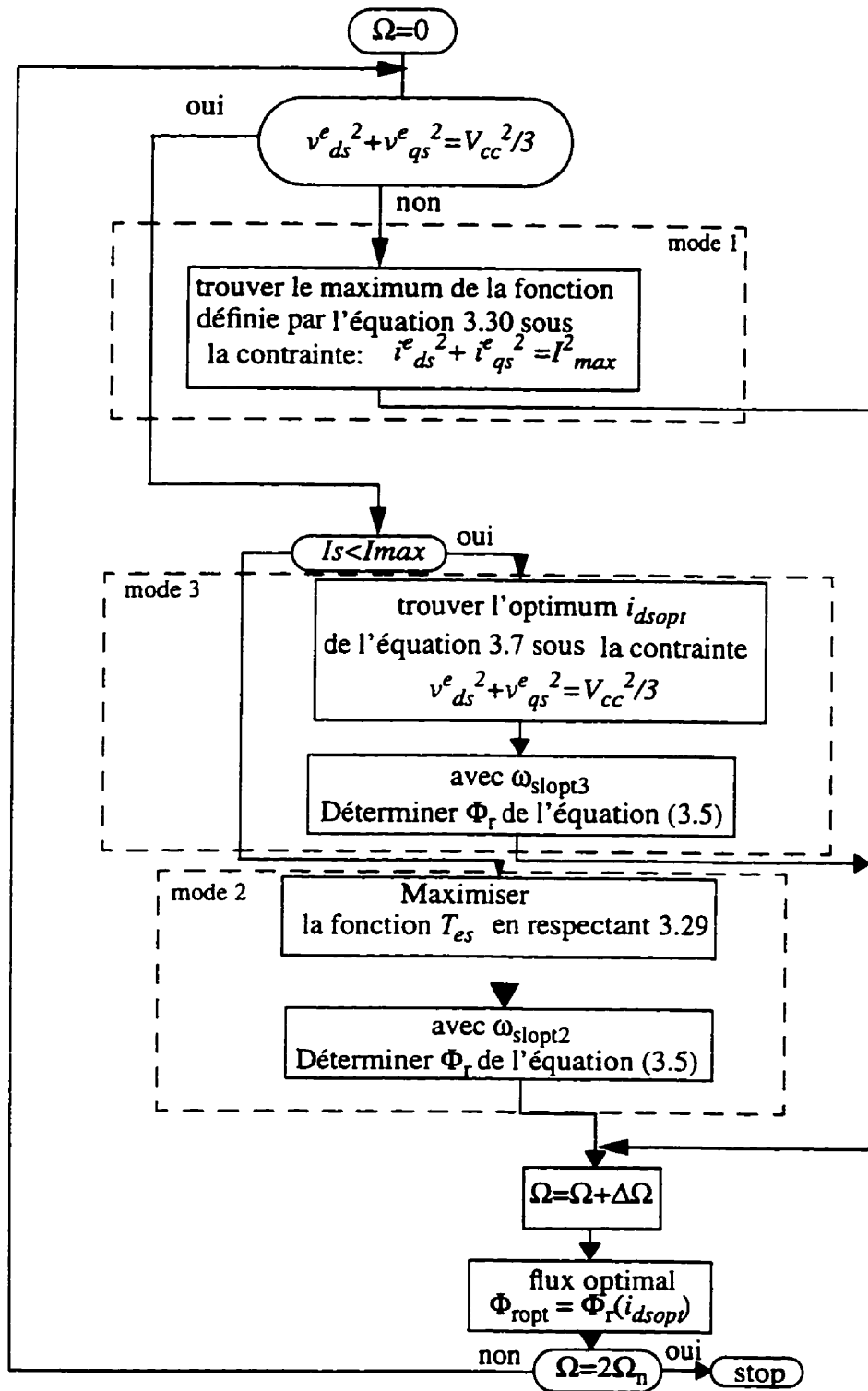


Figure 3.5 Algorithme pour générer le flux optimal (machine asynchrone saturée)

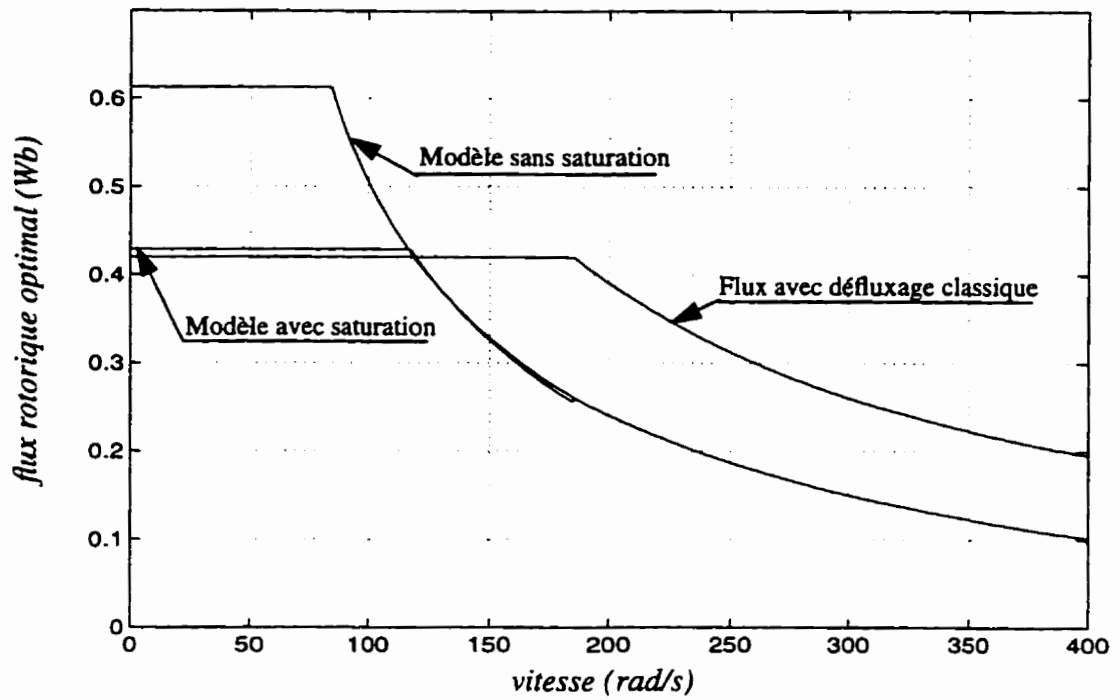


Figure 3.6 Flux rotorique optimal vs vitesse

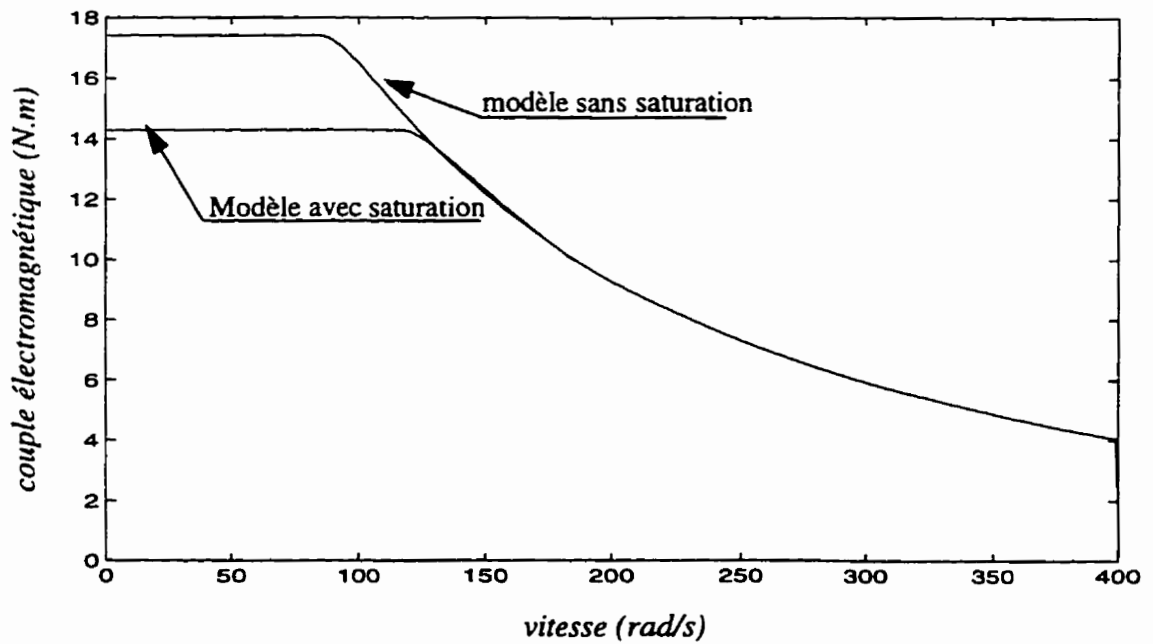


Figure 3.7 Couple optimal vs vitesse

### 3.3 Influences des paramètres résistifs sur l'optimum du flux du rotor

#### 3.3.1 Influence de la résistance statorique sur le flux optimal de la machine

La variation des éléments résistifs à cause de l'échauffement (résistance statorique et résistance rotorique) implique une erreur dans la détermination de la vitesse de défluxage et l'optimum du flux du rotor. Nous allons analyser dans ce paragraphe l'influence de la variation de la résistance du stator et du rotor sur la détermination du flux optimal de la machine asynchrone. Pour chaque valeur de la résistance  $R_s$  ou  $R_r$ , l'algorithme suivant est exécuté:

- 1)  $R_s = R_{sn} + \Delta R_s$  ( $R_{sn}$  est la valeur nominale de la résistance  $R_s$ )
- 2) trouver l'optimum selon l'algorithme de la figure 3.5
- 3) si  $R_s < 2 * R_{sn}$  revenir à l'étape 1.

La figure 3.8 montre que pour une croissance de la résistance statorique due à la température, la vitesse à partir de laquelle le défluxage s'impose décroît. Par contre la variation de la résistance du rotor n'a pas d'influence sur la vitesse de défluxage du flux rotorique, et pour des variations de la résistance rotorique allant de  $R_m$  à  $1.75 R_m$  avec un pas de  $0,25 R_m$  ( $R_m$  est la résistance nominale du rotor), nous ne remarquons pas de variation significative lors de la détermination du niveau optimal du flux rotorique au sens de la maximisation du couple électromagnétique (figure 3.9).

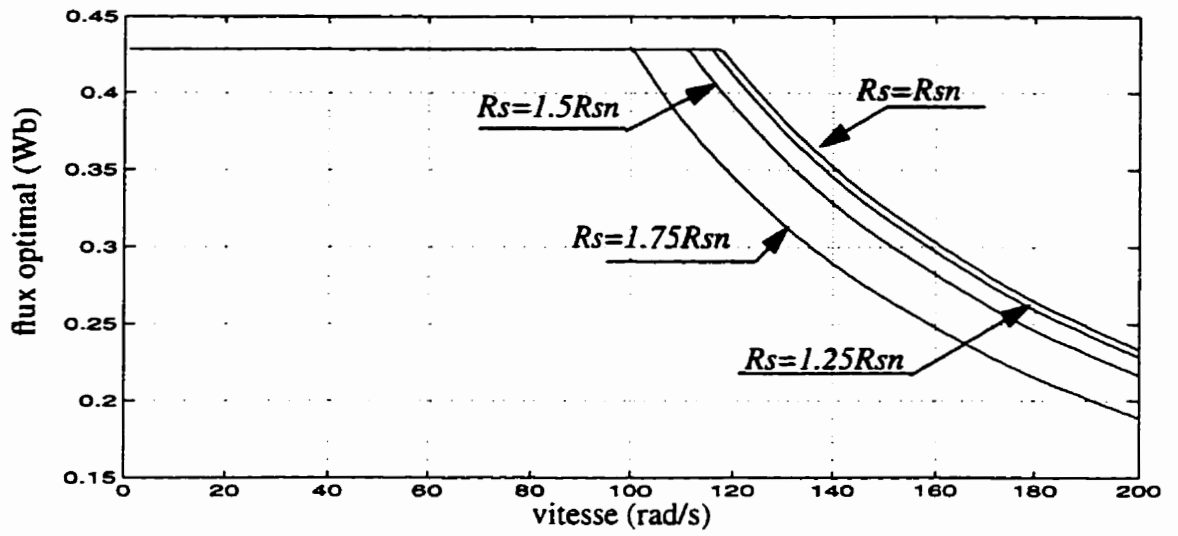


Figure 3.8 Influence de la variation de la résistance statorique sur la trajectoire du flux optimal

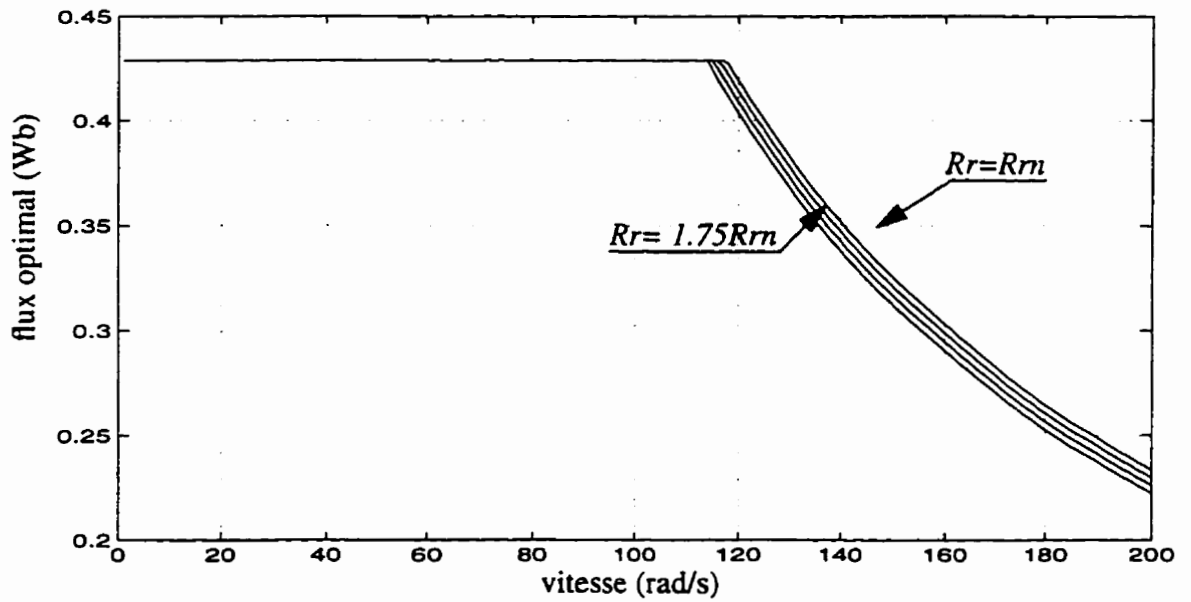


Figure 3.9 Influence de la variation de la résistance du rotor sur la trajectoire du flux optimal



---

# CHAPITRE

# 4

---

## COMMANDE PAR LINÉARISATION EXACTE

Nous avons montré dans le deuxième chapitre que l'application de la méthode du flux orienté conventionnelle permet un découplage efficace entre l'aimantation de la machine asynchrone et son couple électromagnétique, ceci, bien entendu, à flux constant. Un design efficace des différents régulateurs nous montre que l'algorithme de la commande vectorielle répond parfaitement aux exigences du cahier des charges. Toutefois, pendant les transitoires du flux du rotor, le découplage entre le couple et le flux n'est pas maintenu. De plus, il a été démontré qu'à partir d'une certaine vitesse, il est nécessaire de défluxer pour ne pas dépasser la puissance admissible du groupe machine-convertisseur [54].

Parmi les stratégies de commande offrant des performances dynamiques élevées, on trouve également les commandes basées sur la technique de linéarisation exacte [7], [28]. L'idée de base consiste à compenser les non-linéarités (compensation non-linéaire) présentes dans le moteur sans se soucier sur les performances souhaitées du contrôleur. Cette compensation non-linéaire est implémentée comme boucle interne (voir ultérieurement). Une deuxième boucle (boucle extérieure) voit donc un système linéaire et elle est conçue en vue d'atteindre les performances désirées par la théorie classique du contrôle.

L'application de la linéarisation exacte est déterminée en fonction du type et lieu de la non-linéarité du modèle. On distingue deux notions de linéarisation exacte: linéarisation exacte des dynamiques des entrées-états et linéarisation exacte des dynamiques des entrées-sorties (voir Annexe A). Comme son nom l'indique, dans le cas de la linéarisation des entrées-sorties, les sorties à commander sont prises en considération, c'est la forme la plus intuitive de la linéa-

risation exacte. Cependant, un système ne peut être linéarisé au sens des entrées-sorties que si son degré relatif est bien défini (voir [7] pour plus de détails). Dans le cas de la linéarisation entrées-états (voir Annexe A), les sorties n'interviennent pas, seuls les états interviennent. Elle permet par un changement de coordonnées (difféomorphisme) de transformer l'état du système non-linéaire. Lorsque cette transformation existe, elle permet en particulier de stabiliser le système comme s'il s'agit d'un système linéaire en utilisant les propriétés classiques des systèmes linéaires largement répandus dans la littérature. Cette technique a l'avantage d'éliminer les difficultés au niveau des dynamiques internes; néanmoins, elle est moins intuitive et difficilement implantable. Dans [34] les auteurs ont démontré par implantation, la faisabilité de l'approche de la linéarisation entrée-sortie appliquée sur une machine asynchrone alimentée en tension pour découpler le flux et le couple. Toutefois, non seulement le modèle mathématique utilisé pour calculer la loi de commande ne tient pas compte de la saturation mais aussi le niveau de flux est maintenu constant et non optimisé. Or à flux constant, un bon choix des paramètres des régulateurs de vitesse et de couple, permet avec la commande vectorielle conventionnelle un découplage efficace entre le flux et le couple de la machine. De plus, le niveau de flux de référence doit tenir compte de la saturation faute de quoi le flux estimé ne pourra pas suivre la trajectoire du flux de référence (même s'il est constant). Pour pallier à cette déficience dans la littérature, nous proposons un contrôleur non-linéaire basé sur la linéarisation exacte qui tient compte de la saturation principale de la machine et qui est fonctionnel dans une grande plage de variation de vitesse. Dans le paragraphe suivant, nous allons détailler, la synthèse complète de la commande en vitesse de la machine asynchrone alimentée en tension par linéarisation entrées-sorties.

#### **4.1 Limitation de la linéarisation par la commande vectorielle conventionnelle**

Le modèle dynamique du moteur asynchrone (équation 2.12) est représenté par l'équation suivante:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x) u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{4.1}$$

$x$  représente le vecteur d'état  $x \in \mathfrak{R}^n$ , et  $y$  et  $v_s$  sont les vecteurs entrées et sorties de même dimensions (2):

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ \psi_r^2 = \psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2 \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Par dérivation du module du flux, nous pouvons écrire:

$$\psi_r \dot{\psi}_r = \psi_{r\alpha} \dot{\psi}_{r\alpha} + \psi_{r\beta} \dot{\psi}_{r\beta} \quad (4.3)$$

En remplaçant le terme  $\dot{\psi}_r$  dans son équation différentielle associée (équation 2.12), nous obtenons:

$$\dot{\psi}_r = -\frac{1}{\tau_r} \psi_r + \frac{L_m}{\psi_r \tau_r} (\psi_{r\alpha} i_\alpha + \psi_{r\beta} i_\beta) \quad (4.4)$$

L'équation mécanique est:

$$\dot{\Omega} = p \frac{L_m}{J L_r} (\psi_{r\alpha} i_\beta - \psi_{r\beta} i_\alpha) - \frac{T_L}{J} \quad (4.5)$$

Par la transformation non-linéaire de Blaschke, les équations 4.4 et 4.5 deviennent:

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_r &= -\frac{1}{\tau_r} \psi_r + \frac{L_m}{\psi_r \tau_r} v_1 \\ \dot{\Omega} &= p \frac{L_m}{J L_r} \psi_r v_2 - \frac{T_L}{J} \\ i_d &= \frac{\psi_{r\alpha} i_\alpha + \psi_{r\beta} i_\beta}{\psi_r} \\ i_q &= \frac{(\psi_{r\alpha} i_\beta - \psi_{r\beta} i_\alpha)}{\psi_r} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Nous remarquons qu'avec cette transformation, le système est encore non-linéaire (bilinéaire). Pour justifier l'importance d'une linéarisation complète au lieu de la linéarisation asymptotique obtenue par la commande vectorielle conventionnelle, nous avons imposé à la machine alimentée en courant et en tension le profil du flux optimal calculé au chapitre trois. Nous notons un comportement oscillatoire (fig 4.1 et fig 4.2) et même des instabilités pour des variations rapides de flux.

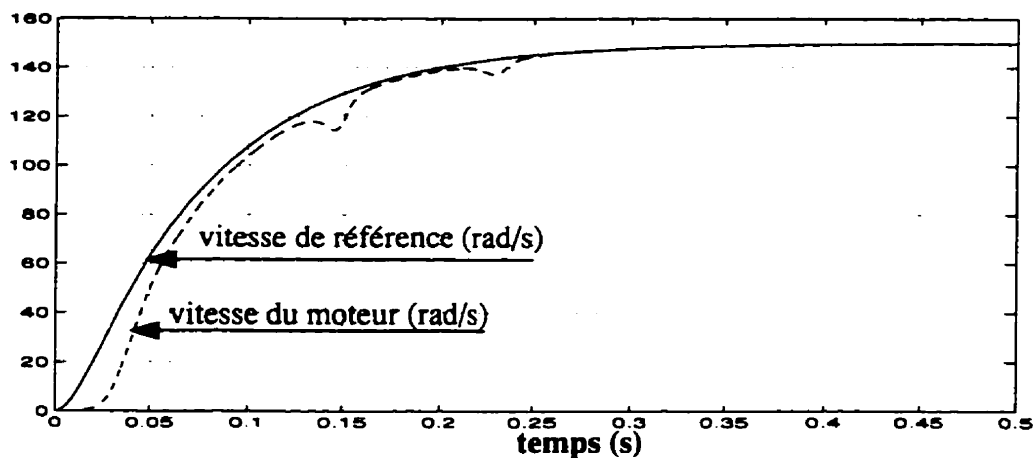


Figure 4.1 vitesse du moteur et vitesse de référence (rad/s) dans le cas où le flux est optimal (machine alimentée en tension)

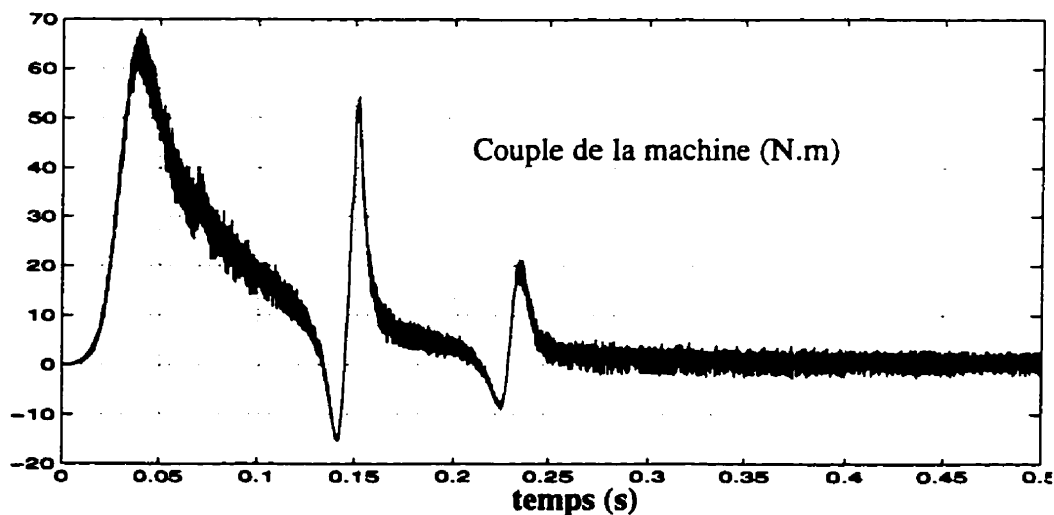


Figure 4.2 Couple de la machine dans le cas où le flux est optimal (machine alimentée en tension)

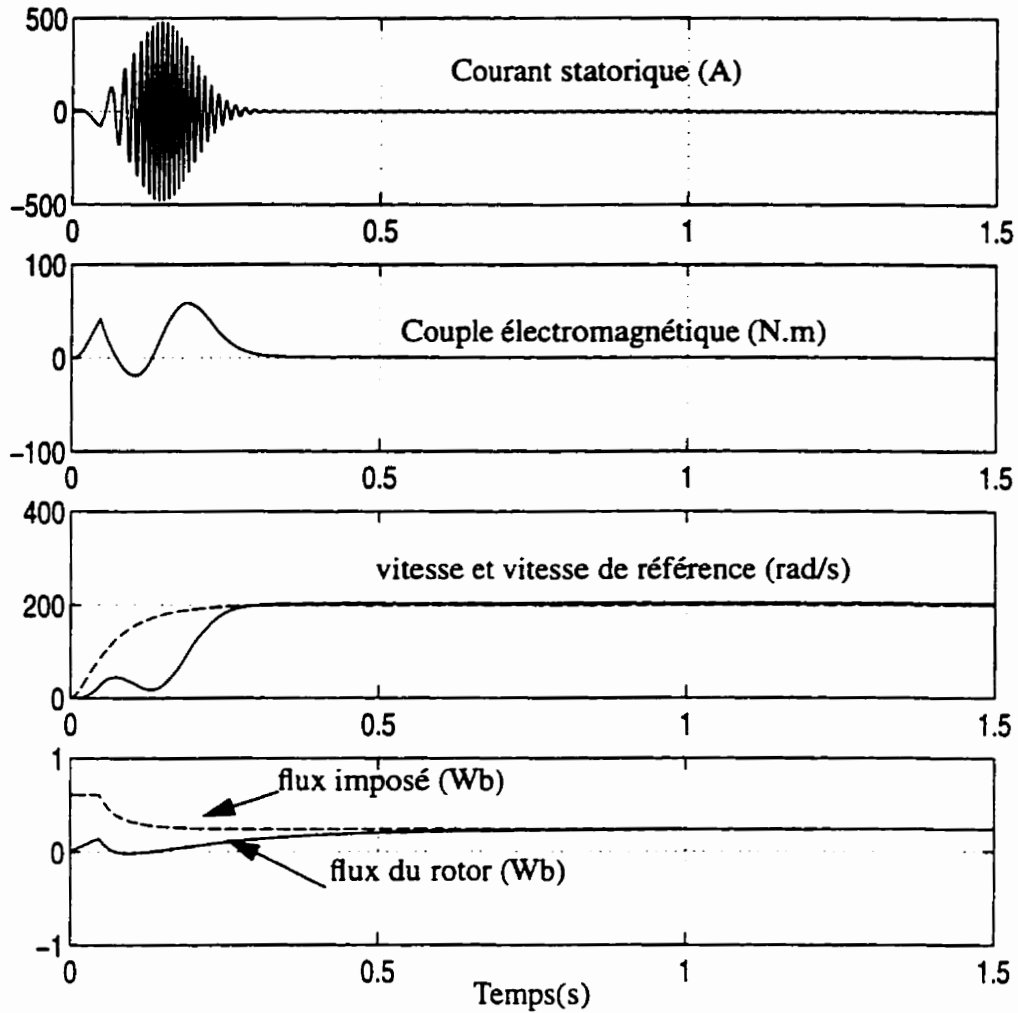


Figure 4.3 Comportement du couple et de la vitesse pour un niveau de flux variable dans le cas de la commande à flux orienté (machine alimentée en courant)

## 4.2 Principe de la méthode de la compensation par linéarisation entrée-sortie

### 4.2.1 Mise en équation du système

Une présentation générale des méthodes de commande non-linéaire serait rapidement lourde et exigerait la définition d'un appareil mathématique complexe. C'est pourquoi nous avons choisi un compromis en traitant directement le cas particulier de la commande de vitesse et de flux par

soucis de comparaison avec la méthode du flux orienté de la machine asynchrone à cage en limitant le formalisme au strict minimum.

Le modèle de la machine écrit sous forme du système différentiel est représenté par le système d'équations (2.12).

Plusieurs remarques doivent être faites sur cette représentation:

- 1- Les équations différentielles sont non-linéaires vis à vis des commandes  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$ .
- 2- On a deux commandes  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$  on pourra donc réguler deux variables de sorties: le module de flux et la vitesse de la machine asynchrone.
- 3- Les quantités  $\Psi_{r\alpha}$ ,  $\Psi_{r\beta}$  et  $T_L$  sont des grandeurs non mesurables.

#### 4.2.2 Les sorties régulées et les critères de commande

Le critère de choix des commandes est de pouvoir imposer des dynamiques arbitraires sur chaque sortie  $y_1$  et  $y_2$ . En vue de trouver une relation différentielle linéaire entre les sorties  $y_1$  et  $y_2$  et des entrées de commande  $v_1$  et  $v_2$ , il faut trouver un retour d'état  $u = \alpha(x) + \beta(x)v$ , de telle manière que le système en boucle fermée soit découplé (voir figure 4.4). Pour ce faire, il faut dériver les fonctions de sortie  $h_1(x)$  et  $h_2(x)$   $r_1$  et  $r_2$  fois jusqu'à faire apparaître des équations différentielles où interviennent les commandes. Par dérivation successive nous pouvons écrire:

$$\begin{aligned} \frac{d^{r_1} y_1}{dt^{r_1}} &= L_f^{r_1} h_1(x) + L_g L_f^{r_1-1} h_1(x) u \\ \frac{d^{r_2} y_2}{dt^{r_2}} &= L_f^{r_2} h_2(x) + L_g L_f^{r_2-1} h_2(x) u \end{aligned} \quad (4.7)$$

$L_f h$  est la dérivée de Lie de la fonction  $h$  dans la direction  $f$  (voir Annexe A) définie comme suit:

$$L_f h(x) = dh \cdot f = \sum_i^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x) \quad (4.8)$$

où,  $f(x) = (f_1(x), f_2(x), \dots, f_n(x))$

Le vecteur  $r=[r_1 \ r_2]$  désigne le degré relatif du système. Aux systèmes linéaires cela correspond à la différence entre le nombre de pôles et de zéros. Les entiers  $r_1$  et  $r_2$  doivent satisfaire les conditions suivantes (voir Isidori [7]):

$$L_{g_j} L_f^k h_i(x) = 0 \quad 1 \leq j \leq 2, \quad k < r_i - 1, \quad 1 \leq i \leq 2 \quad (4.9)$$

$$L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i(x) \neq 0 \quad 1 \leq j \leq 2 \quad (4.10)$$

Définissons également la matrice de découplage suivante:

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Et il a été montré dans [7] que:

$$\begin{bmatrix} h_1^{(r_1)} \\ h_2^{(r_2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ L_f^{r_2} h_2 \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

et si la matrice  $D(x)$  n'est pas singulière, alors il existe une solution au problème de découplage par linéarisation entrée-sortie. Dans ce cas, la loi de commande permettant de linéariser le système est donnée par:

$$u = \Lambda(x) + \zeta(x) v \quad (4.13)$$

Où

$$\Lambda(x) = -D^{-1}(x) \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ L_f^{r_2} h_2 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \zeta(x) = D^{-1}(x) \quad (4.14)$$

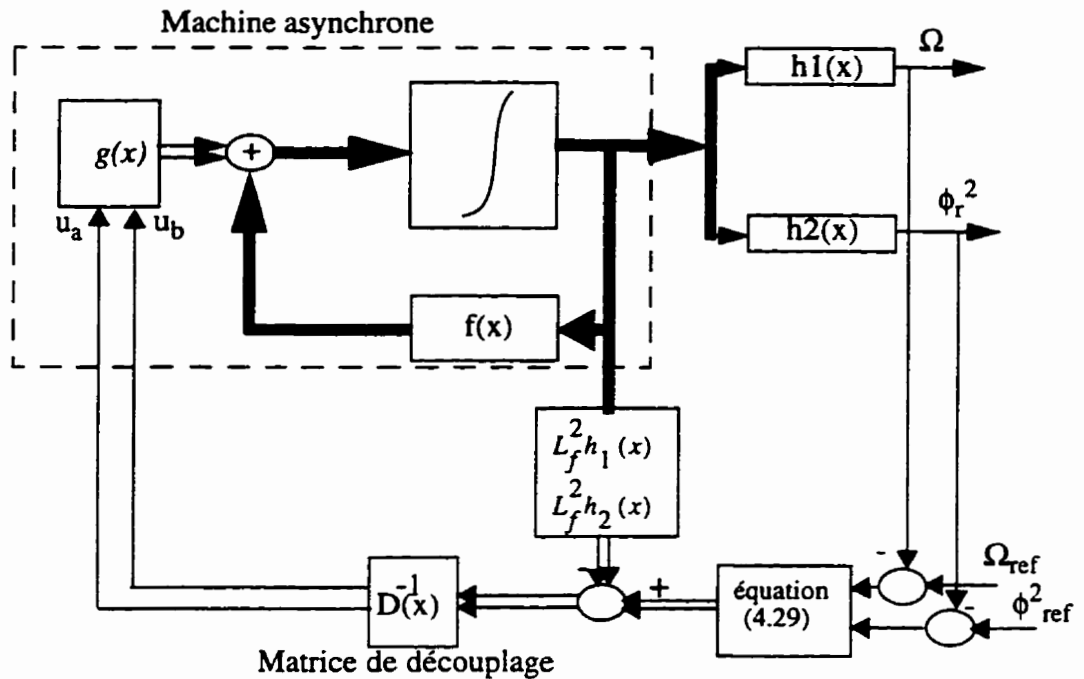


Figure 4.4 Structure de la commande non-linéaire (linéarisation entrée-sortie)

### 4.3 Application de la commande par linéarisation entrée-sortie sur la machine à cage non saturée

Considérons le modèle de la machine définie au chapitre 2 par le système d'équations 2.12 et déterminons l'ordre de dérivation pour lequel la première variable à régler (vitesse du moteur) est explicitement affectée par les commandes:

Par dérivations successives, le degré relatif  $r_1$  associé à la vitesse du moteur est égale à 2; on pourra donc écrire:

$$\frac{dy_1}{dt} = L_f h_1 = p \frac{L_m}{J L_r} (\Psi_{r\alpha} i_\beta - \Psi_{r\beta} i_\alpha) - \frac{T_L}{J} \quad (4.15)$$

$$\frac{d^2 y_1}{dt^2} = L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) u_\alpha + L_{g_2} L_f h_1(x) u_\beta \quad (4.16)$$



avec

$$L^2_f h_1(x) = A_1(\psi_{r\alpha} i_\beta - \psi_{r\beta} i_\alpha) + A_2(\psi_{r\alpha} i_\alpha + \psi_{r\beta} i_\beta) + A_3(\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2) \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} A_1 &= \eta(a_{r11} + a_{r22}) \\ A_2 &= -\eta\rho\Omega \\ A_3 &= a_{r12}\tau_r A_2 \end{aligned} \quad (4.18)$$

$$\text{où } \eta = \frac{\rho L_m}{J L_r}$$

et

$$\begin{aligned} L_{g_1} L_f h_1(x) &= -b_1 \eta \psi_{r\beta} \\ L_{g_2} L_f h_1(x) &= b_1 \eta \psi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Par dérivation successive de la deuxième sortie (norme de flux), nous obtiendrons un degré relatif égale à 2, nous pouvons donc écrire:

$$L_f h_2(x) = -\frac{2}{\tau_r}(\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2) + 2\frac{L_m}{\tau_r}(\psi_{r\alpha} i_\alpha + \psi_{r\beta} i_\beta) \quad (4.20)$$

$$\frac{d^2 y_2}{dt^2} = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) u_\alpha + L_{g_2} L_f h_2(x) u_\beta \quad (4.21)$$

avec,

$$\begin{aligned} L^2_f h_2(x) &= 2a_{r21}^2(i_\alpha^2 + i_\beta^2) + 2\Omega a_{r21}(\psi_{r\alpha} i_\beta - \psi_{r\beta} i_\alpha) \\ &+ (6a_{r21}a_{r22} + 2a_{r11}a_{r21})(\psi_{r\alpha} i_\alpha + \psi_{r\beta} i_\beta) + (4/a_{r22}^2 - 2a_{r12}a_{r22})(\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2) \end{aligned} \quad (4.22)$$

et

$$\begin{aligned} L_{g_1} L_f h_2(x) &= 2R_r a_{r12} \psi_{r\alpha} \\ L_{g_2} L_f h_2(x) &= 2R_r a_{r12} \psi_{r\beta} \end{aligned} \quad (4.23)$$

On observe qu'après deux dérivations nous disposons d'un système d'équations différentielles où interviennent les commandes. Dans ces conditions le modèle dynamique de la machine est constitué des deux équations différentielles (4.16) et (4.21) que nous écrivons:

$$\begin{aligned}\ddot{\xi}_1 &= L_f^2 h_1(x) + L_{g1} L_f h_1(x) u_\alpha + L_{g2} L_f h_1(x) u_\beta \\ \ddot{\xi}_3 &= L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x) u_\alpha + L_{g2} L_f h_2(x) u_\beta\end{aligned}\quad (4.24)$$

où,

$$\begin{bmatrix} \xi_1 & \xi_3 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \end{bmatrix}^T \quad (4.25)$$

Si on considère le système d'équations (4.19) et (4.23), les commandes  $u_\alpha$  et  $u_\beta$  peuvent être déterminées si la matrice de découplage  $D(x)$  définie ci-dessous n'est pas singulière:

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} L_f h_1(x) & L_{g2} L_f h_1(x) \\ L_{g1} L_f h_2(x) & L_{g2} L_f h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\eta b_1 \psi_{rb} & \eta b_1 \psi_{ra} \\ 2R_{r a r 12} \psi_{ra} & 2R_{r a r 12} \psi_{rb} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Pour  $\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2 \neq 0$ , la matrice  $D(x)$  est inversible, ce qui définit la commande non-linéaire:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \begin{bmatrix} v_1 - L_f^2 h_1(x) \\ v_2 - L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$\text{où } v = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \ddot{\xi}_1 & \ddot{\xi}_3 \end{bmatrix}$$

Cette transformation non-linéaire appliquée au système bouclé permet aux sorties  $h_1$  et  $h_2$  d'être linéaires et découplées et vue des nouvelles commandes  $v_1$  et  $v_2$ :

$$\begin{aligned}\dot{\xi}_1 &= \xi_2 \\ \dot{\xi}_2 &= v_1 \\ \dot{\xi}_3 &= \xi_4 \\ \dot{\xi}_4 &= v_2\end{aligned}\quad (4.28)$$

Pour calculer effectivement la commande, on identifie les équations (4.16) et (4.21) avec des équations différentielles “désirées” effectivement réalisable que nous écrivons comme:

$$\begin{aligned}v_1 &= -k_1(\Omega - \Omega_{ref}) - k_2(\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref}) + \ddot{\Omega}_{ref} \\v_2 &= -k_3(\phi_r^2 - \phi_{ref}^2) - k_4(\dot{\phi}_r^2 - \dot{\phi}_{ref}^2) + \ddot{\phi}_{ref}^2\end{aligned}\tag{4.29}$$

Dans ces conditions on cherche à asservir  $\Omega$  à la vitesse de référence  $\Omega_{ref}$  et  $\phi_r^2$  au flux de référence  $\phi_{ref}$  avec une dynamique imposée.

Définissons les variables erreurs:

$$\begin{aligned}s_1 &= \omega - \omega_{ref} \\s_2 &= \phi_r^2 - \phi_{ref}^2\end{aligned}$$

Ce qui implique la dynamique des erreurs suivantes:

$$\begin{aligned}k_1 s_1 + k_2 \dot{s}_1 + \ddot{s}_1 &= 0 \\k_3 s_2 + k_4 \dot{s}_2 + \ddot{s}_2 &= 0\end{aligned}$$

La dynamique ci-dessus sera stable si les polynômes en  $s_1$  et  $s_2$  ont leurs racine sur le côté gauche du plan complexe. La détermination des paramètres  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  et  $k_4$  peut se faire de différentes manières. Nous citons en particulier la méthode par placement de pôles. Dans ce cas on choisit les pôles de notre système et on détermine par la suite les paramètres, ou bien on peut les déterminer en fixant les performances désirées (dépassement, erreurs en régime permanent, temps de réponse,...) dans un cahier de charge. Dans nos essais les constantes ( $k_1$ ,  $k_2$ ) et ( $k_3$ ,  $k_4$ ) (paramètres de réglage) sont choisis de manière à assurer une stabilité asymptotique du système et satisfaire les performances d'un contrôle à grandes performances dynamiques. Pour ne pas avoir à mesurer  $d\Omega/dt$  c'est à dire l'accélération du moteur et à calculer la dérivée de la norme du flux (souvent sources d'instabilité), on remplacera ces termes par leurs équations différentielles associées (4.31). La figure 4.5 donne la configuration générale de la commande non-linéaire de la machine asynchrone qui entraîne une charge linéaire. Les matrices  $T_{23}$  et  $T_{32}$  sont les matrices de transformations diphasé-triphasé et triphasé-diphasé définies au chapitre Cinq.

$$y_3 = \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{JL_r} (\psi_{r\alpha} i_\beta - \psi_{r\beta} i_\alpha) - \frac{T_{LN}}{J}$$

$$y_4 = \frac{d\phi_r^2}{dt} = -\frac{2}{\tau_r} (\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2) + 2 \frac{L_m}{\tau_r} (\psi_{r\alpha} i_\alpha + \psi_{r\beta} i_\beta)$$
(4.30)

#### 4.3.1 Essais de simulation (machine non saturée)

Avant de présenter les essais de simulation effectués et les résultats obtenus, nous tenons à souligner que le choix du flux optimal comme flux de référence vise à imposer à la machine le flux dont elle a besoin pour développer le couple maximal permettant ainsi d'optimiser ses performances dynamiques. Pour évaluer la capacité de régulation de notre contrôleur, nous avons effectué une série d'essais de simulations de poursuite de trajectoire (dérivable deux fois) sur une machine asynchrone à cage de 2.2 kVA dont les paramètres sont fournis au chapitre 5. Pour différentes charges linéaires et non-linéaires ( $T_r = k\Omega$  et  $T_r = \text{constant}$ ), différents paramètres ( $k_1, k_2$ ) et ( $k_3, k_4$ ) sont choisis pour avoir une erreur dynamique et statique inférieures à 2%. Sur la figure 4.6, on montre que la vitesse est insensible aux variations du flux rotorique même en régime défluxé. Ceci confirme la capacité de la commande non-linéaire par linéarisation d'entrée-sortie à découpler l'aimantation de la machine asynchrone et sa vitesse. L'erreur de traînage ne dépasse pas 1% de la vitesse nominale et reste inférieure à celle souhaitée dans plusieurs applications à grandes performances. La comparaison du courant statorique  $i_a$  et la tension statorique  $v_a$  montre que les contraintes imposées sur le courant et la tension de la machine sont respectées. Nous avons simulé le comportement de la machine à l'impact de charge suite à un couple de 7 N.m, et nous avons relevé sur la figure 4.6 une chute maximale de la vitesse de rotation inférieure à 2% de la vitesse nominale. Sur la figure 4.7 un essai en mode accélération et décélération est effectué, on peut noter:

- un découplage parfait même dans le transitoire du flux rotorique.
- une grande performance dynamique et parfaite poursuite de trajectoire.
- que les contraintes imposées sur la tension et le courant sont respectées.

En pratique, comme la machine asynchrone à cage est une machine facilement saturable, plusieurs remarques peuvent en découler:

- le profil de la trajectoire de flux de référence doit tenir compte de la saturation,
- l'estimateur présenté au chapitre 2 suppose que le circuit magnétique est linéaire donc voit un flux qui varie linéairement en fonction du courant de magnétisation ce qui n'est pas le cas en pratique,
- les paramètres incertains peuvent affecter la loi de commande, donc une adaptation s'avère nécessaire.

### 4.3.2 Conclusion

Par simulation nous avons montré que la commande par linéarisation entrée-sortie assure à priori une linéarisation parfaite quelque soit les profils de trajectoires physiquement admissibles imposés à la machine asynchrone. De grandes performances souhaitées sont obtenues en basse vitesse et en survitesse. Le tableau 4.1 montre la supériorité de la commande par linéarisation entrée-sortie sur la commande vectorielle. Toutefois, comme rapporté par Slotine [8], cette commande a les inconvénients suivants:

- Elle est peu robuste au sens où elle nécessite une connaissance exacte des paramètres pour garantir les performances escomptées. Elle exige des observateurs de flux eux même sensibles aux variations des paramètres incertains de la machine et plus particulièrement l'inductance de magnétisation et la résistance du rotor.

- Elle exige une modélisation adéquate de manière à bien représenter la machine sans qu'elle soit exagérément simplifiée.

	Comportement à basse vitesse	adaptation aux vitesses élevées	Sensibilité aux variations des paramètres	contrôle en régime permanent	contrôle en régime transitoire
Commande vectorielle	bon	médiocre	beaucoup	oui	oui
linéarisation entrée-sortie	bon	bon	beaucoup	oui	oui

*Tableau 4.1 Critère de choix entre la commande par linéarisation entrée-sortie et commande vectorielle*

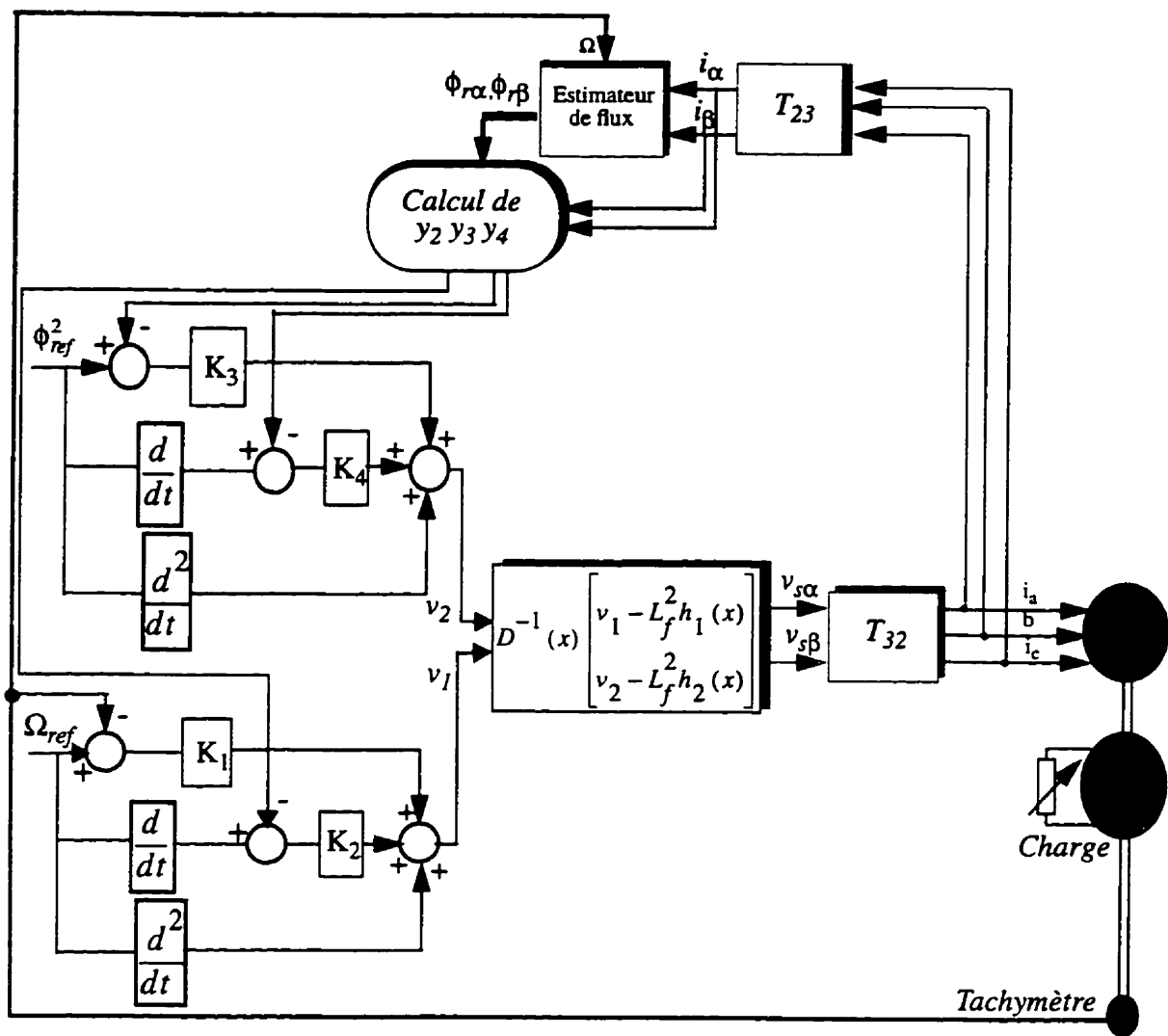


Figure 4.5 Schéma bloc de la commande par linéarisation des entrées-sorties du moteur asynchrone dans le repère  $(\alpha, \beta)$

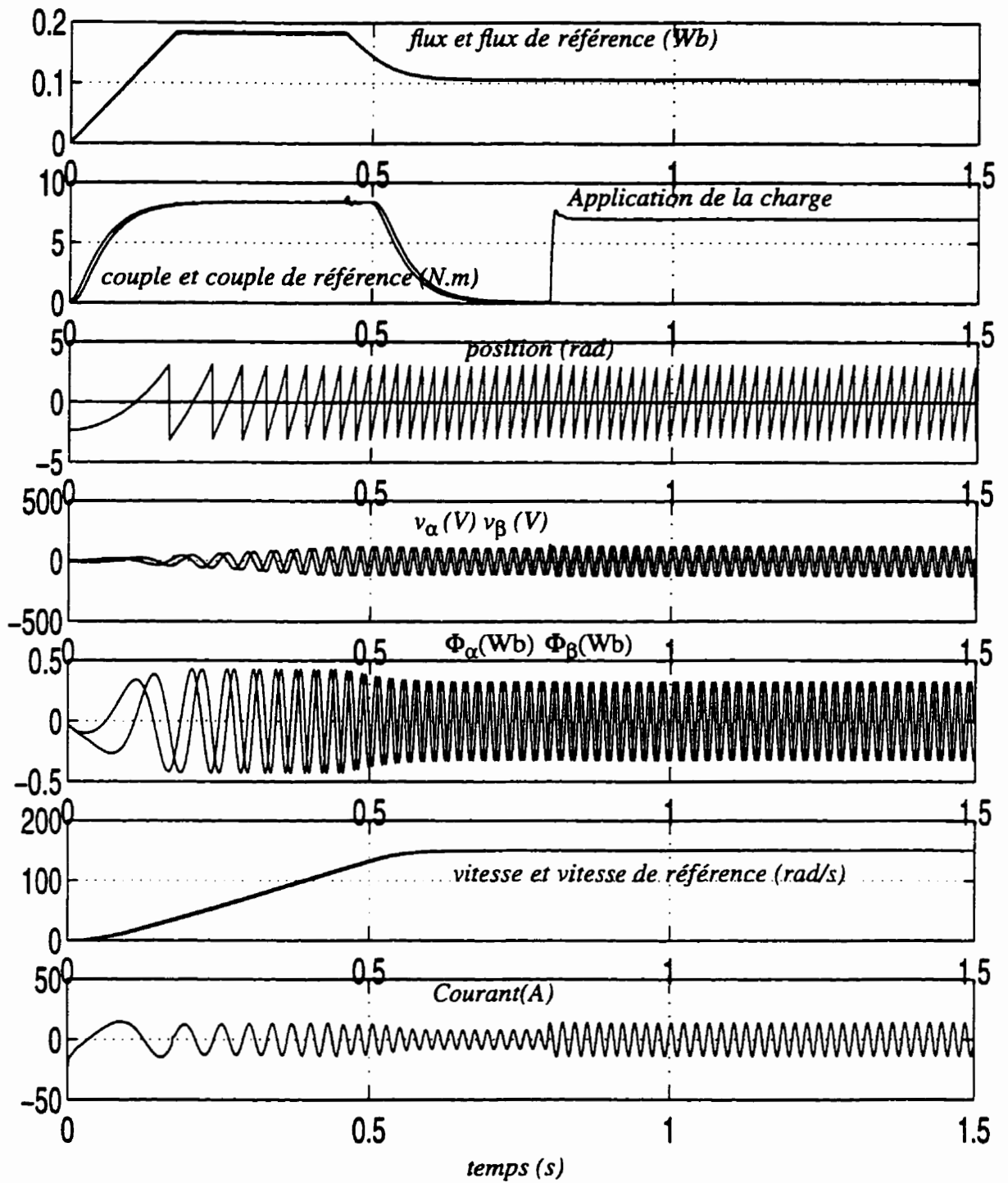


Figure 4.6 Résultats de simulation avec charge constante appliquée à  $t=0.8$  s

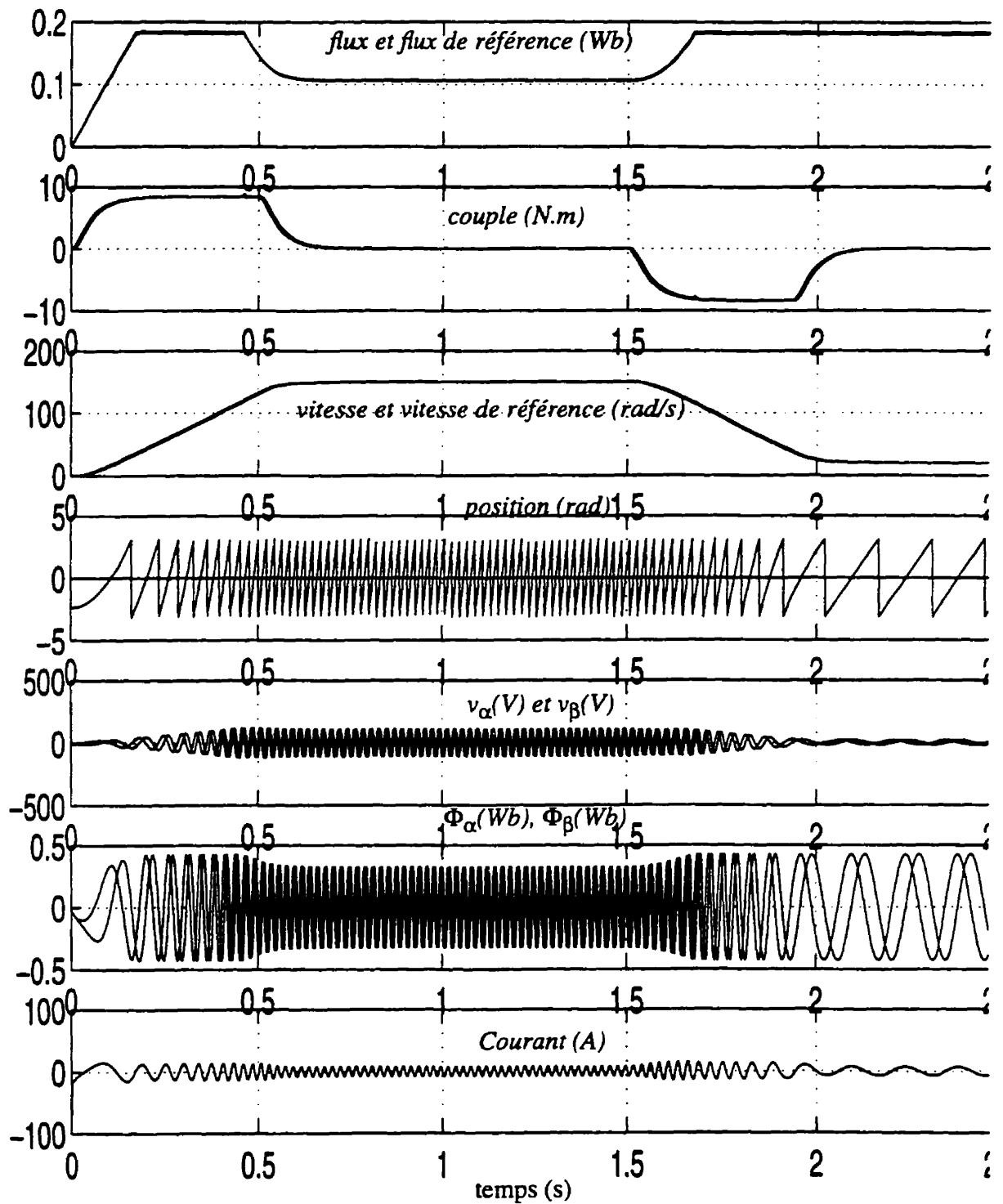


Figure 4.7 Résultat de simulation en mode accélération et décélération



## 4.4 Conception d'une commande non-linéaire d'une machine à cage saturée.

### 4.4.1 Modélisation de la machine asynchrone saturée

Dans le modèle en T [5], [57], [58], la saturation est supposée entièrement au niveau de l'inductance mutuelle. Bien que ce soit un modèle simplifié, les résultats de simulation ont montré que la précision obtenue est raisonnable. Le modèle utilisé en (2.12) sera modifié en considérant l'inductance  $L_m$  comme paramètre variable avec la saturation qui est prise en compte lors de la conception du contrôleur non-linéaire.

Les deux variables de sorties à contrôler  $y_1$  et  $y_2$  sont définies par:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{ra}^{i_b} - \psi_{rb}^{i_a}) \\ \psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

La sortie  $y_1$  représente le couple électromagnétique de la machine choisi ainsi pour éliminer la dépendance de cette sortie au moment d'inertie  $J$ . Comme nous voulons réguler la vitesse du moteur, nous implémentons un régulateur de type PI qui fournit le couple de référence pour compenser les variations du couple de charge.

Réécrivons le modèle dynamique de la machine asynchrone en  $y$  faisant apparaître les paramètres susceptibles de varier, à savoir les constantes de temps rotorique et statorique et l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

$$\dot{x} = f(x) + u_{s\alpha} g_\alpha + u_{s\beta} g_\beta \quad (4.32)$$

où

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} \psi_{r\alpha} - p\Omega \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} \\ -\frac{1}{\tau_r} \psi_{r\beta} + p\Omega \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} \\ \frac{1}{\tau_r} \frac{(1-\sigma) \psi_{r\alpha}}{\sigma L_m} + p\Omega \frac{(1-\sigma) \psi_{r\beta}}{\sigma L_m} - \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{(1-\sigma)}{\tau_r} \right) i_{s\alpha} \\ \frac{1}{\tau_r} \frac{(1-\sigma) \psi_{r\beta}}{\sigma L_m} - p\Omega \frac{(1-\sigma) \psi_{r\alpha}}{\sigma L_m} - \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{(1-\sigma)}{\tau_r} \right) i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

et

$$g_\alpha = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ \frac{\sigma(L_m + L_{s\sigma})}{\sigma(L_m + L_{s\sigma})} \\ 0 \end{bmatrix} \quad g_\beta = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ \frac{\sigma(L_m + L_{s\sigma})}{\sigma(L_m + L_{s\sigma})} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

#### 4.4.2 Conception du contrôleur

De la même manière que le cas précédent, il faut trouver une relation différentielle linéaire entre les sorties  $y_1$  et  $y_2$  et les entrées de commande  $v_1$  et  $v_2$ ; autrement dit, trouver un retour d'état  $u = \Lambda(x) + \zeta(x)v$ , de telle manière que le système en boucle fermée soit découplé. Dérivons donc la fonction de sortie  $y = h(x)$  jusqu'à faire apparaître des équations différentielles où interviennent les commandes. Notons bien que dans ce cas, la saturation du circuit magnétique de la machine est considérée. Les inductances de fuites  $L_{s\sigma}$  et  $L_{r\sigma}$  sont supposées constantes, donc le coefficient de couplage  $\sigma$  est constant.

$$y_1 = h_1(x) = p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) = p \frac{1}{1 + \sigma_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (4.35)$$

$$\frac{dy_1}{dt} = L_f^1 h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u_\alpha + L_{g_2} h_1(x) u_\beta \quad (4.36)$$

avec

$$L_f h_1(x) = A_1(\psi_{r\alpha} i_\beta - \psi_{r\beta} i_\alpha) + A_2(\psi_{r\alpha} i_\alpha + \psi_{r\beta} i_\beta) + A_3(\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2) \quad (4.37)$$

$$\begin{aligned} A_1 &= -p \frac{1}{1 + \sigma_r} \left( \frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \tau_r} + \frac{1}{\tau_r} \right) \\ A_2 &= -p \frac{1}{1 + \sigma_r} \omega_r \\ A_3 &= \left( \frac{1 - \sigma}{\sigma L_m} \right) A_2 \end{aligned} \quad (4.38)$$

$$\text{et } L_{g_1} h_1(x) = -p \left( \frac{1 - \sigma}{\sigma L_m} \right) \psi_{r\beta}, \quad L_{g_2} h_1(x) = p \left( \frac{1 - \sigma}{\sigma L_m} \right) \psi_{r\alpha}$$

où  $\sigma_r$  est un paramètre de couplage définies en [4].

Par dérivation successive de la deuxième sortie (norme de flux)  $y_2 = h_2(x) = \psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2$ , nous obtiendrons:

$$L_f h_2(x) = -\frac{2}{\tau_r} (\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2) + 2 \frac{L_m}{\tau_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \psi_{r\beta} i_{s\beta}) \quad (4.39)$$

Remarquons que:

- les termes  $\frac{L_m}{L_r} = \frac{1}{1 + \sigma_r}$  et  $\left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 = 1 - \sigma$  sont constants et indépendants de la saturation de la mutuelle,

- les résistances sont des paramètres qui varient lentement en fonction de la température.

L'équation (4.39) devient alors:

$$y_3 = L_f h_2(x) = -\frac{2R_r}{L_r} (\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2) + 2 \frac{R_r}{1 + \sigma_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \psi_{r\beta} i_{s\beta}) \quad (4.40)$$

et

$$\frac{d^2 y_2}{dt^2} = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) u_\alpha + L_{g_2} L_f h_2(x) u_\beta \quad (4.41)$$

avec,

$$L_f^2 h_2(x) = 2 \frac{L_m^2}{\tau_r^2} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) + 2p\Omega \frac{L_m}{\tau_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (4.42)$$

$$- \left( 6 \frac{L_m}{\tau_r} + 2 \left( \frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right) \right) (\psi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \psi_{r\beta} i_{s\beta}) + \frac{1}{\tau_r} \left( 4 + 2(1-\sigma) + \frac{2}{R} \frac{dL_r}{dt} \right) (\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2)$$

$$L_{g_1} L_f h_2(x) = 2 \frac{L_m}{\sigma(L_m + L_{s\sigma}) \tau_r} \psi_{r\alpha} \text{ et } L_{g_2} L_f h_2(x) = 2 \frac{L_m}{\sigma(L_m + L_{s\sigma}) \tau_r} \psi_{r\beta}$$

Le modèle dynamique de la machine est constitué des deux équations différentielles (4.37) et (4.42) que nous écrivons:

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

Les commandes  $u_{s\alpha}$  et  $u_{s\beta}$  peuvent être déterminées si la matrice de découplage  $D(x)$  définie ci-dessous n'est pas singulière:

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} h_1(x) & L_{g_2} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f h_2(x) & L_{g_2} L_f h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -p \left( \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \right) \psi_{r\beta} & p \left( \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \right) \psi_{r\alpha} \\ 2 \frac{L_m}{\sigma(L_m + L_{s\sigma}) \tau_r} \psi_{r\alpha} & 2 \frac{L_m}{\sigma(L_m + L_{s\sigma}) \tau_r} \psi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Pour  $\psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2 \neq 0$ , la matrice  $D(x)$  est inversible, ce qui définit la commande non-linéaire:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \begin{bmatrix} v_1 - L_f h_1(x) \\ v_2 - L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

Cette compensation non-linéaire appliquée au système bouclé permet aux sorties  $h_1$  et  $h_2$  d'être linéaires et découplées.

#### 4.4.3 Forme normale et dynamiques-zéro

Le système entrée-sortie linéaire donné par l'équation (4.43) est visiblement de troisième ordre ( $r=3$ ) alors que le système non-linéaire de départ est de quatrième ordre ( $n=4$ ). Il y a donc une dynamique interne de dimension  $(n-r)=1$  dont la stabilité asymptotique doit être vérifiée. En utilisant les propriétés de la géométrie différentielle [8], il est facile de trouver les  $n-r$  fonctions  $\phi$  tels que:

$$L_{g_i} \phi(x) = 0 \quad 1 \leq i \leq 2. \quad (4.46)$$

et de telle manière que la matrice jacobienne de la transformation globale soit non singulière.

La dynamique du système est donc séparée en deux parties:

- i) La dynamique externe qui est donnée par la relation linéaire entre  $h$  et  $u$ .
- ii) La dynamique interne non observable donnée par  $\phi$

Le système d'équation (4.46) doit être résolu pour déduire la fonction  $\phi$  :

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \phi}{\partial \psi_{r\alpha}} & \frac{\partial \phi}{\partial \psi_{r\beta}} & \frac{\partial \phi}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial \phi}{\partial i_\beta} \\ \frac{\partial \phi}{\partial \psi_{r\alpha}} & \frac{\partial \phi}{\partial \psi_{r\beta}} & \frac{\partial \phi}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial \phi}{\partial i_\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

La vérification de la dynamique interne est souvent difficile. Pour simplifier on utilisera la propriété du système dynamique-zero [8] qui est définie par la dynamique interne quand l'entrée de commande maintient la sortie à zéro. Il apparaît évident si la fonction  $\phi$  est indépendante de  $i_\alpha$  et  $i_\beta$ , elle serait une solution triviale au système d'équation (4.47).

Un choix possible est l'angle du flux du rotor:

$$\varphi = \text{Arctg}\left(\frac{\Psi_\beta}{\Psi_\alpha}\right) = y_4 \quad (4.48)$$

La dynamique de  $\varphi$  est donnée par l'équation:

$$\dot{\varphi} = p\Omega + \frac{L_m}{\tau_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) = p\Omega + \frac{R_r y_1}{p y_2} \quad (4.49)$$

Finalement sous la forme canonique le système est décrit par:

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= v_1 \\ \dot{y}_2 &= y_3 \\ \dot{y}_3 &= v_2 \\ \dot{y}_4 &= p\Omega + \frac{R_r y_1}{p y_2} \end{aligned} \quad (4.50)$$

pour  $y_1 = 0$ ,  $\dot{y}_4 = 0$ , nous pouvons conclure que la stabilité de la dynamique interne est satisfaite.

De la même manière qu'au paragraphe précédent, la loi de commande est déterminée pour satisfaire la forme standard du problème de poursuite de trajectoire.

$$\begin{aligned} v_1 &= -k_{1s}(T - T_{ref}) + \dot{T}_{ref} \\ v_2 &= -k_{2s}(\phi_r^2 - \phi_{ref}^2) - k_{3s}(\dot{\phi}_r^2 - \dot{\phi}_{ref}^2) + \ddot{\phi}_{ref} \end{aligned} \quad (4.51)$$

Les constantes  $k_{1s}$ ,  $k_{2s}$  et  $k_{3s}$  sont des paramètres de réglage choisis de manière à assurer une stabilité asymptotique et de permettre au système linéaire obtenu d'atteindre les performances souhaitées. Dans ces conditions, on cherche à asservir  $\Omega$  à la vitesse de référence  $\Omega_{ref}$ ; nous utiliserons donc un régulateur PI pour imposer le couple de référence nécessaire pour compenser les variations de la charge.  $\phi_{ref}$  est le flux de référence choisi comme flux optimal déterminé en tenant compte de la saturation du circuit magnétique de la machine asynchrone (voir chapitre précédent). Sachant que le flux rotorique dans la machine ne s'établit qu'après un temps  $t = \tau_r$ , la trajectoire de flux de référence doit tenir compte de cette limite intrinsèque à la machine.

Pour contourner ce problème, nous générons une rampe pendant  $\tau_r$ . La figure 4.8 donne la structure générale de la commande non-linéaire.

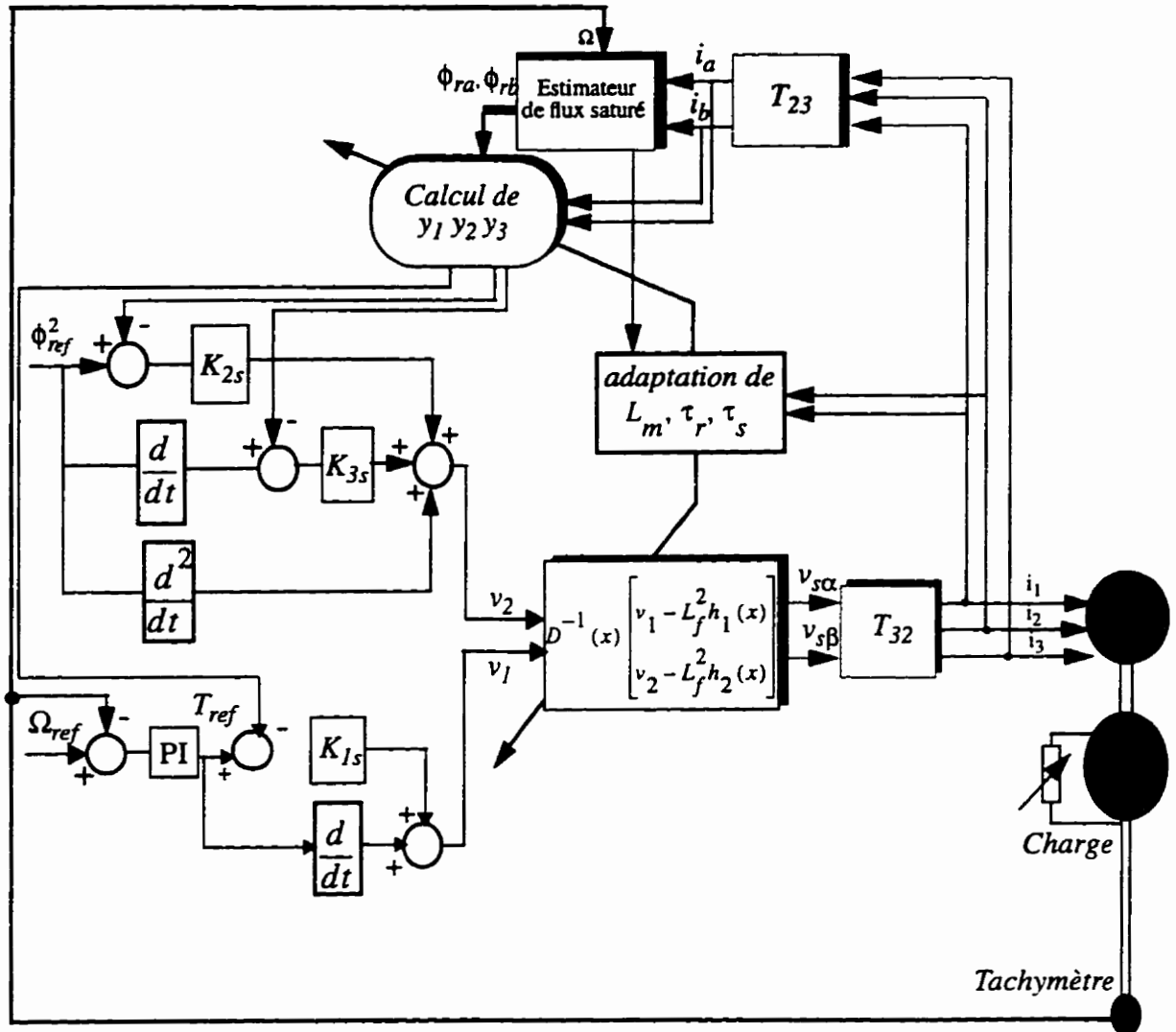


Figure 4.8 Schéma bloc du contrôleur non-linéaire avec adaptation des paramètres résistifs et magnétiques

#### 4.4.4 Estimateur de flux saturé

#### 4.4.5 Estimation à partir du flux statorique

Le développement du modèle saturé du flux de la machine asynchrone est établi à partir des hypothèses selon lesquelles la structure électromagnétique satisfait aux conditions suivantes:

- Seule la saturation du flux principal de la machine est considérée (les inductances de fuite et les coefficients de couplage stator-rotor sont constants).

- La courbe de magnétisation de la machine  $\phi_r=f(i_d)$ , fonction non-linéaire du courant  $i_d$ , est supposée connue.

Le flux du stator et du rotor sont liés par les expressions ci-dessous:

$$\begin{aligned}\Psi_s &= L_{\sigma s} \dot{i}_s + \Psi_m & \Psi_r &= L_{\sigma r} \dot{i}_r + \Psi_m \\ \Psi_m &= L_m \dot{i}_m & \dot{i}_m &= \dot{i}_s + \dot{i}_r\end{aligned}\quad (4.52)$$

Par combinaison de ces équations nous pouvons éliminer le courant  $i_r$  des équations de flux:

$$\dot{i}_r = -\left(\frac{L_s}{L_m}\right)\dot{i}_s + \left(\frac{1}{L_m}\right)\Psi_s \quad (4.53)$$

Le vecteur flux du rotor peut être écrit:

$$\Psi_r = \left(-L_{\sigma r} - \frac{L_{\sigma s} L_r}{L_m}\right)\dot{i}_s + \left(\frac{L_r}{L_m}\right)\Psi_s \quad (4.54)$$

Cette équation peut être écrite comme:

$$\Psi_r = -L_{\sigma r} (2 + \sigma_r) \dot{i}_s + (1 + \sigma_r) \Psi_s \quad (4.55)$$

ici  $L_{\sigma s} = L_{\sigma r}$  et  $\sigma_r = L_r/L_m - 1$

Le vecteur flux statorique est déterminé à partir des équations de Faraday liés au stator qui sont indépendantes de la saturation:

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = -R_s \dot{i}_s + \bar{u}_s \quad (4.56)$$

L'équation discrète décrivant le comportement continu du flux statorique de la machine à des instants discrets  $kT_s$  ( $T_s$  est la période d'échantillonnage):

$$\Psi_s(k) = \Psi_s(k-1) + T_s \left( \bar{u}_s(k-1) - R_s \dot{i}_s(k-1) - k_0 \Psi_s(k-1) \right) \quad (4.57)$$



où  $k_0$  est un facteur qui doit être utiliser pour assurer une stabilité asymptotique de l'observateur. L'expression du flux rotorique est obtenue en combinant les deux équations précédentes:

$$\Psi_r(k) = L_{\sigma_r} (2 + \sigma_r) \dot{i}_s(k) + (1 + \sigma_r) \Psi_s(k) \quad (4.58)$$

Il est à noter que:

- cet estimateur n'a besoin ni d'estimé ni de mesure de vitesse ou de position.
- sa courbe de saturation n'apparaît pas dans les équations et elle n'est pas nécessaire d'être connue.

#### 4.4.6 Estimation à partir des équations de flux rotoriques

Les équations discrètes de flux définies au deuxième chapitre peuvent être étendu au cas saturé en considérant l'inductance de magnétisation comme une fonction non-linéaire du courant de magnétisation:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ra}(k+1) \\ \Psi_{rb}(k+1) \end{bmatrix} = A_{22}^d \begin{bmatrix} \Psi_{r\alpha}(k) \\ \Psi_{r\beta}(k) \end{bmatrix} + A_{21}^d \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

où

$$A_{22}^d = e^{-\frac{R_r}{L_m + L_{r\sigma}} T_s} \begin{bmatrix} \cos(p\Omega) & \sin(-p\Omega) \\ \sin(p\Omega) & \cos(p\Omega) \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

et

$$A_{21}^d = \int_0^{T_s} \left( e^{A_{22}^d \tau} \cdot A_{21} \cdot d\tau \right) = A_{22}^{-1} \cdot \left( e^{A_{22}^d T_s} - I \right) \cdot A_{21} \text{ et } A_{21} = \frac{R_r}{1 + \sigma_r} I \quad (4.61)$$

## 4.5 Estimation des paramètres

Les paramètres de la machine asynchrone ne sont pas généralement connus exactement et leur estimation résulte, en pratique, d'une identification du processus effectuée antérieurement. La variations des éléments résistifs à cause de l'échauffement (résistance statorique et résistance rotorique) implique une erreur dans le calcul de la loi de commande, la matrice de découplage et dans l'estimation du flux rotorique. Par conséquent une dégradation dans les performances de la commande qui se traduisent par des oscillations au niveau du couple de la machine.

La variation des éléments inductifs ( $L_m$ ,  $L_s$ ,  $L_r$ ) d'une machine asynchrone dépend de plusieurs phénomènes électromagnétiques (saturation, effet pelliculaire, régime défluxé, forme de l'entrefer). Pour simuler la variation de ces éléments inductifs, il faut:

- connaître la loi de variation empirique de ces éléments en fonction des phénomènes cités,
- établir un modèle mathématique qui tiendra compte de la saturation du circuit magnétique de la machine.

### 4.5.1 Estimation de la résistance du stator $R_s$

Ce paramètre varie avec la température de la machine. Il intervient dans la loi de commande pour la compensation de la non-linéarité du système. Une adaptation s'avère nécessaire pour rendre cette loi de commande robuste face aux dérives thermiques du stator. Plusieurs articles traitent le problème de l'estimation de la résistance du stator [65], [66]. Nous retiendrons la méthode proposé en [66] vue sa simplicité d'implantation avec une erreur moins de 1%. Supposons que  $R_s$  est constante pendant une période de temps  $T_s$ . L'intégrale de la tension appliquée au stator peut alors s'écrire:

$$\int u_s dt - R_s \int i_s dt = \psi_s \quad (4.62)$$

Cette équation en régime permanent sous une fréquence d'excitation de  $\omega_1$  peut s'écrire:

$$\frac{U_s}{\omega_1} \sin(\omega_1 t + \theta_v) + K_v = R_s \frac{I_s}{\omega_1} \sin(\omega_1 t + \theta_i) + K_i + |\psi_s| \cos(\omega_1 t) \quad (4.63)$$

où  $K_v$  et  $K_i$  sont des constantes d'intégration.

Par conséquent la résistance du stator est déterminée par le calcul des valeur moyennes notée (avg) des deux quantités de l'égalité:

$$R_s = \frac{K_v}{K_i} = \frac{\text{avg}\left(\int u_s dt\right)}{\text{avg}\left(\int i_s dt\right)} \quad (4.64)$$

#### 4.5.1.1 Implantation

L'implantation de l'algorithme d'identification de la résistance du stator est illustrée à figure 4.9. Les intégrales de la tension et du courant statoriques sont approximés par un filtre passe bas de constante de temps de 1.5 s. Notons que le processus d'identification n'est activé que lorsque la constante  $K_i \geq \epsilon$  ( $\epsilon$  est déterminé de manière à éviter la divergence de la division lors du processus de l'identification).

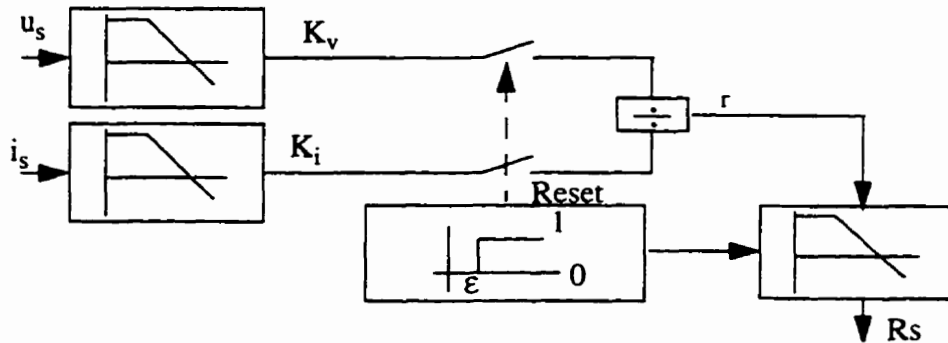


Figure 4.9 Implémentation de l'estimateur de  $R_s$

#### 4.5.2 Estimation de la résistance rotorique

La résistance du rotor  $R_r$  est un paramètre important qui intervient dans l'estimation du flux du rotorique et dans la loi de commande pour la compensation de la non-linéarité du système. Or, ce paramètre varie en fonction de la température de la machine. De plus il a été démontré qu'une mauvaise estimation de ce paramètre affecte la régulation (poursuite de la trajectoire du flux et de la vitesse) et même il peut introduire des oscillations [8]. Plusieurs méthodes d'identification de la résistance rotorique sont proposées dans la littérature; nous retiendrons la méthode proposée dans [14] pour les raisons suivantes:

- elle n'est pas affectée par la variation de la résistance statorique
- facile à implanter.

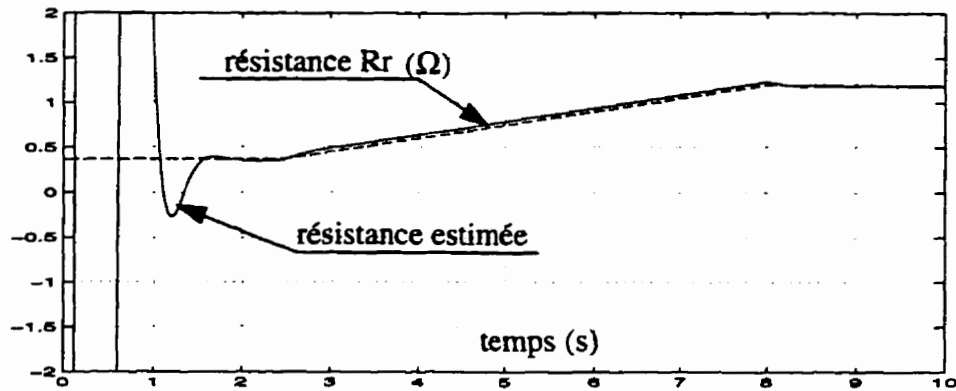


Figure 4.10 Résistance du rotor  $R_r(\Omega)$  et résistance estimée vs temps (s)

### 4.5.3 Estimation des inductances mutuelles, statorique et rotorique

Les inductances de fuites  $L_{s\sigma}$  et  $L_{r\sigma}$  sont supposées constantes, donc le coefficient de couplage de Blondel  $\sigma$  est indépendant de la saturation. L'inductance de magnétisation  $L_m$  est reliée au flux de l'entrefer qui est supposé saturé et dépend du courant de magnétisation  $i_m$ . Le processus d'identification de l'inductance du rotor et du stator qui dépendent de l'inductance mutuelle consiste à déterminer le courant  $i_m$  à partir des courants mesurés  $i_d$  et  $i_q$  de la machine et à utiliser la caractéristique  $L_m(i_m)$  déterminée expérimentalement en se basant sur le modèle de saturation des inductances donné en [5].

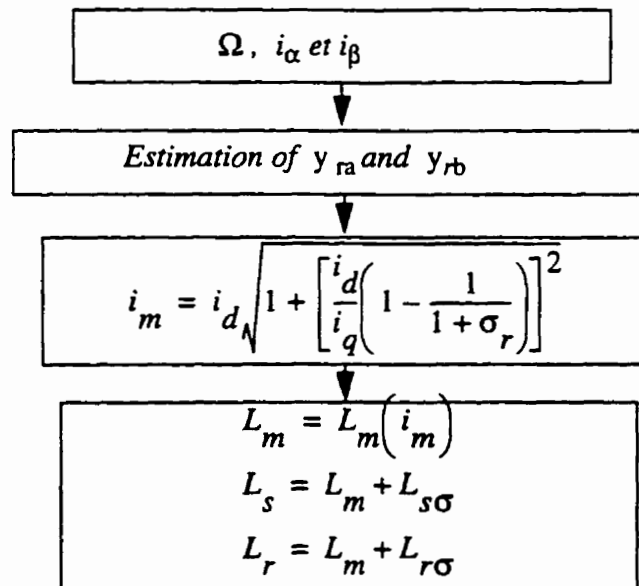


Figure 4.11 Algorithme d'adaptation des inductances de la machine

#### **4.5.4 Résultats de simulation (machine saturée)**

Dans ce paragraphe, la machine étant saturée, nous élaborons les mêmes essais de simulations effectués dans le cas où la saturation était ignorée. Les paramètres de la machine asynchrone sont données au paragraphe 5.2.3 du chapitre cinq.

Pour montrer la nécessité de tenir compte de la saturation lors de la conception de la commande, nous avons effectué deux essais:

1- le premier consiste à appliquer la commande par linéarisation exacte conçue pour une machine non-saturée sur une machine saturée.

2- le deuxième essai consiste à appliquer la commande par linéarisation exacte conçue pour une machine dont le circuit magnétique est saturé et d'adapter les éléments inductifs qui sont sensibles à la saturation.

Nous retiendrons à partir du premier essai que la poursuite du profil de la trajectoire de vitesse est dégradée par rapport au cas où le circuit magnétique de la machine est supposé linéaire. Cependant, la vitesse du moteur arrive quand même à poursuivre la vitesse de référence. En tenant compte de la variation de l'inductance de magnétisation et en introduisant l'observateur proposé au paragraphe 4.3.2, on obtient les résultats présentés aux figures 4.14 et 4.15. Quant au flux (figure 4.13) de la machine, on note une parfaite poursuite du flux de référence au début qui se dégrade pour des niveaux de flux qui peuvent saturer la branche magnétisante du moteur asynchrone. Dans la région de défluxage, le flux de référence baisse à des niveaux de désaturation amenant le contrôleur non-linéaire à retrouver sa poursuite de trajectoire. Pour tester les performances du contrôleur développé, nous avons effectué des simulations des principales situations de fonctionnement rencontrées dans la pratique à savoir: le changement de sens de la vitesse de rotation de la machine asynchrone (figure 4.16 et 4.17) et la poursuite de trajectoire de vitesse à couple de charge constant (voir figures 4.14 et 4.15) ou variable (figure 4.18).

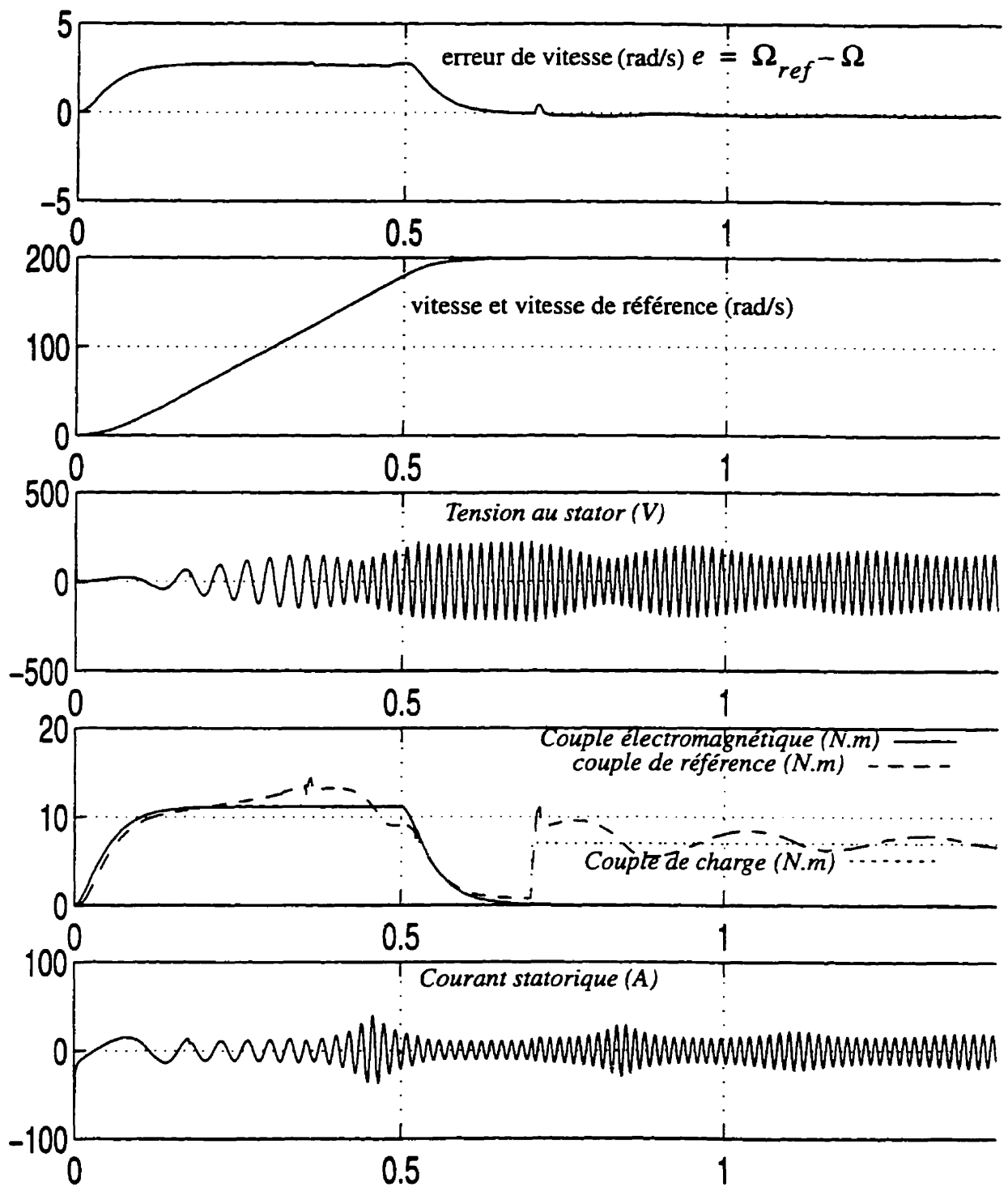


Figure 4.12 Résultats de simulation dans le cas où la machine est saturée sans adaptation de l'inductance de magnétisation

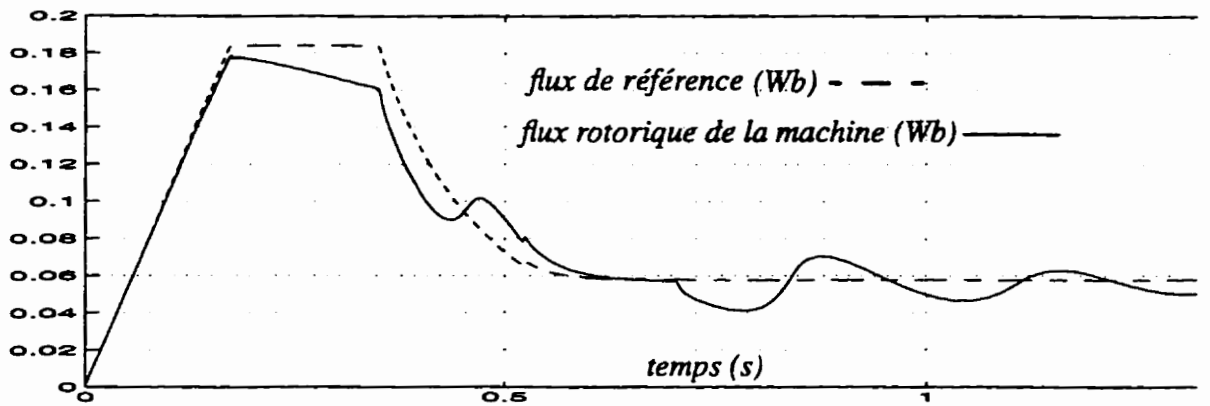


Figure 4.13 Flux de référence et flux de la machine asynchrone sans adaptation de l'inductance de magnétisation vs temps (s)

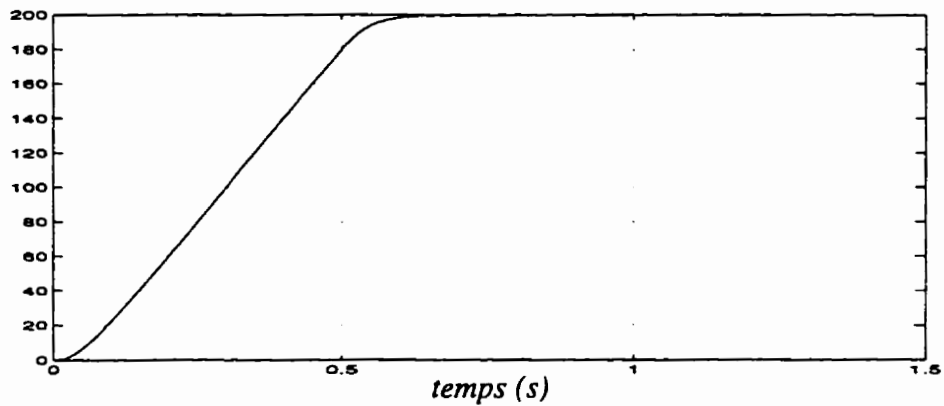


Figure 4.14 Vitesse du moteur et vitesse de référence en (rad/s) avec adaptation de l'inductance de magnétisation vs temps (s)

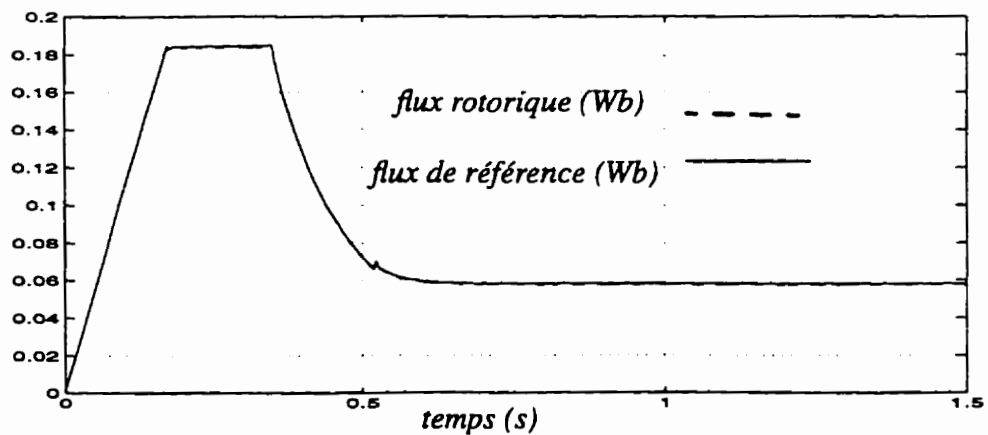


Figure 4.15 Module de flux et module de flux de référence avec adaptation de l'inductance de magnétisation

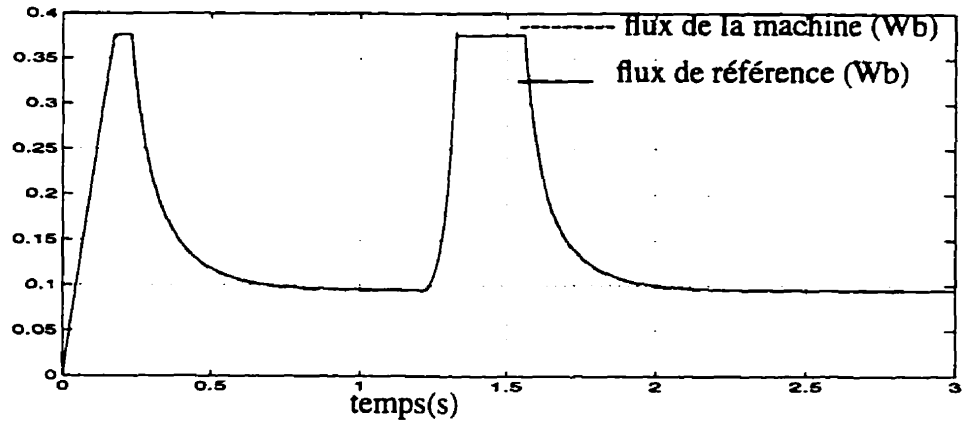


Figure 4.16 Module de flux et module de flux de référence avec adaptation de l'inductance de magnétisation (essai avec changement de sens de rotation)

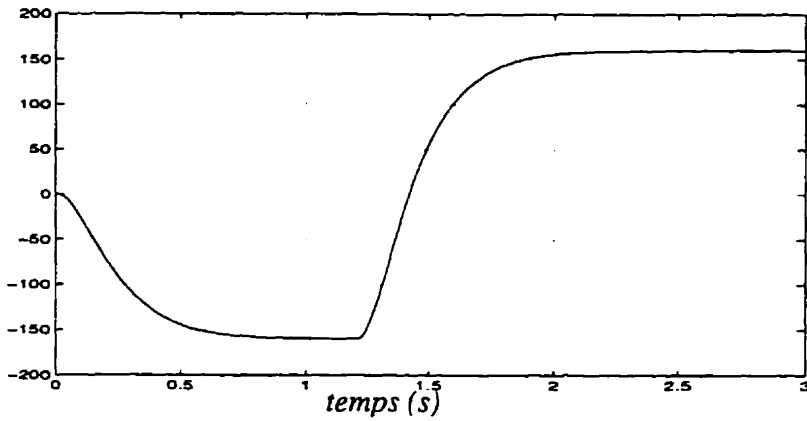


Figure 4.17 vitesse du moteur et vitesse de référence avec adaptation de l'inductance de magnétisation (essai avec changement de sens de rotation)

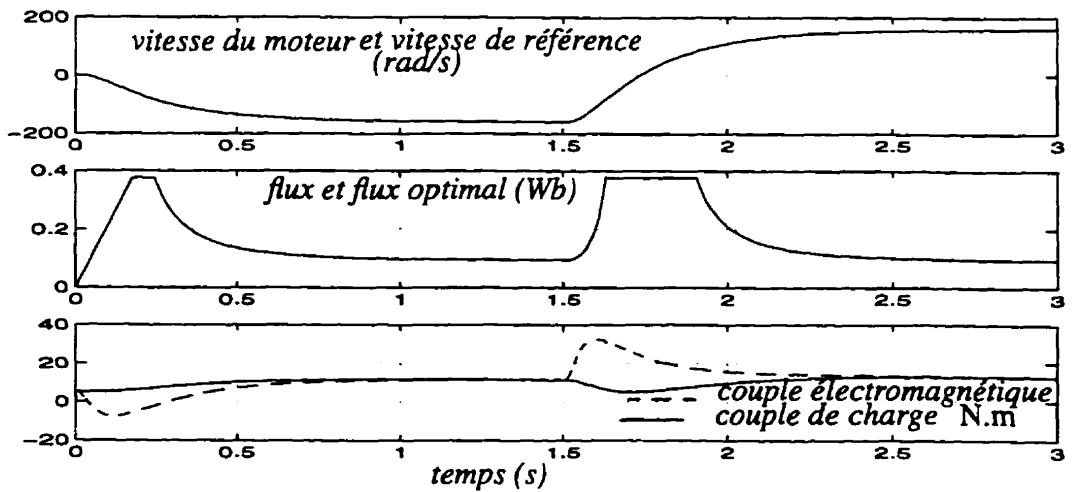


Figure 4.18 Essai avec couple de charge variable



---

# CHAPITRE 5

---

## RÉALISATION MATÉRIELLE ET RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

### 5.1 Introduction

Dans ce chapitre nous présentons la structure matérielle qui a permis de réaliser les différentes tâches qui doivent être accomplies par le dispositif de commande numérique. Les résultats de simulation ont montré la faisabilité de l'approche et la possibilité d'atteindre de grandes performances dynamiques.

Actuellement, la puissance des systèmes électroniques et informatiques, tant du point de vue rapidité que de leur capacité mémoire, permet le développement d'algorithmes très sophistiqués qu'autrefois il était impensable d'envisager pour un contrôle en temps réel.

L'implantation numérique de nos algorithmes de commande a nécessité l'utilisation d'un processeur de type DSP. Ce dernier a l'avantage:

- d'intégrer des unités de calcul en virgule flottante, ce qui élimine tous les problèmes liés aux erreurs de quantification et au choix de facteurs d'échelle, erreurs qui sont souvent responsables de la détérioration des performances.

- d'avoir une meilleure puissance de calcul que les microcontrôleurs actuels;

- d'être adaptable à des langages évolués (C, C++,...)

- d'intégrer dans son environnement software des fonctions mathématiques déjà programmées et optimisées.

## 5.2 Description de la maquette expérimentale

La maquette expérimentale (figure 5.1) est constituée de:

- Un onduleur PWM à MOSFET opérant à une fréquence de 20 kHz et de puissance de 5 kVA de tension continue de 200 V et un courant maximal de 20 A,
- Une machine à induction à cage de 4 pôles et de 2.2 kW chargée par une machine synchrone,
- Une carte TMSC30 et son environnement d'entrée-sortie,

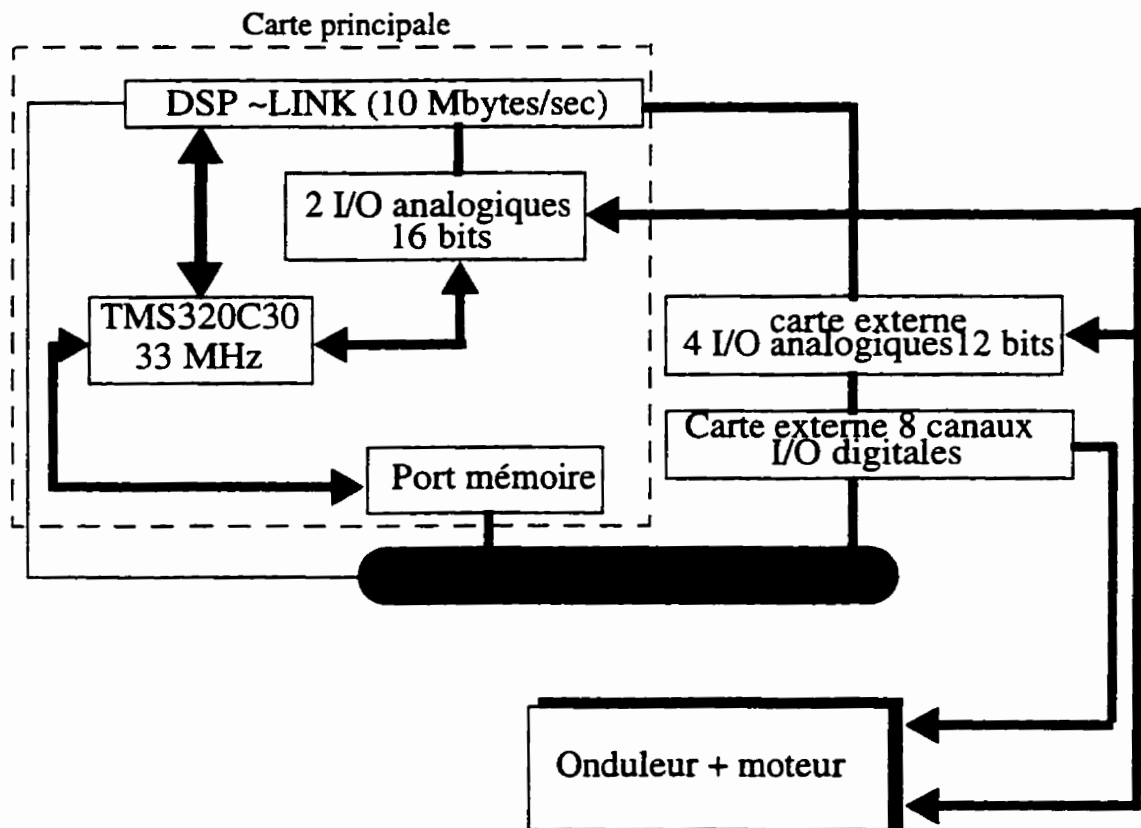


Figure 5.1 Environnement matériel nécessaire pour l'implantation en temps réel

### 5.2.1 Fonctions principales assurées par la carte C30 et son environnement

Ce module regroupe essentiellement les différentes interfaces que nous avons utilisés pour implanter nos algorithmes; il comprend:

- Une carte DSP- C30 composé d'un processeur TMSC30 de Texas Instruments pilotée par une horloge de 33.33 MHz (60 ns/cycle) et manipulant des mots de 32 bits à virgule flottante. Sur la même carte, deux convertisseurs A/D et D/ A de 16 bits assurant un échantillonnage pouvant aller jusqu'à 6.5  $\mu$ s et munis de deux filtres anti-repliement d'ordre quatre,

- Une carte de quatre entrée-sorties analogiques dont la conversion A/D s'effectue en 12 bits à un temps d'échantillonnage de 3  $\mu$ s,

- Une carte de 8 canaux entrées-sorties digitales de 8 bits.

Le transfert des données des entrées-sorties vers le processeur se fait via le bus DSP-LINK avec un taux de 5 kmots/ seconde. Les deux cartes I/ O analogiques permettent l'acquisition et la mise en forme des mesures:

- des deux courants de la machine ( $i_{sa}$  et  $i_{sb}$ ) suffisant pour avoir l'information sur tous les courants de la machine asynchrone (les trois phases sont supposées équilibrées)

- de la consigne de vitesse et la vitesse de rotation  $\Omega$ .

L'information sur le courant est effectuée à l'aide d'un capteur à effet Hall de type LEM. La famille des modules LEM repose sur le principe de la compensation du champ magnétique. Ce dernier est généré par le courant à mesurer puis compensé par un champ créé par le bobinage secondaire dans le circuit magnétique. Le courant de mesure est l'image du courant de l'enroulement primaire au facteur près du rapport des nombres de spires des deux enroulements.

Quant à l'information sur la vitesse, elle est prélevée aux bornes d'une génératrice tachymétrique qui délivre une tension proportionnelle à la vitesse mécanique avec un rapport de 1000. Un circuit multiplicateur adapte le niveau de la tension pour la rendre compatible avec les limites imposées par les cartes I/O analogiques. Pour éliminer le bruit généré par la tachymètre on utilise les filtres numériques intégrés dans les convertisseurs A/D.

### 5.2.2 Onduleur MLI

L'onduleur utilisé pour alimenter le moteur est constitué de 6 MOSFETs, tel que montré à la figure 5.2. Dans la modulation de largeur d'impulsion, les interrupteurs de puissance commutent avec une fréquence de découpage  $f_c$  supérieure à la fréquence de sortie de la fondamen-

taille de la tension d'alimentation du moteur. La multiplication du nombre d'impulsions dans une période machine permet de faire varier la fondamentale et de repousser le rang du premier harmonique. Le schéma de circuit de commande d'un bras d'onduleur est donné par la figure 5.13.

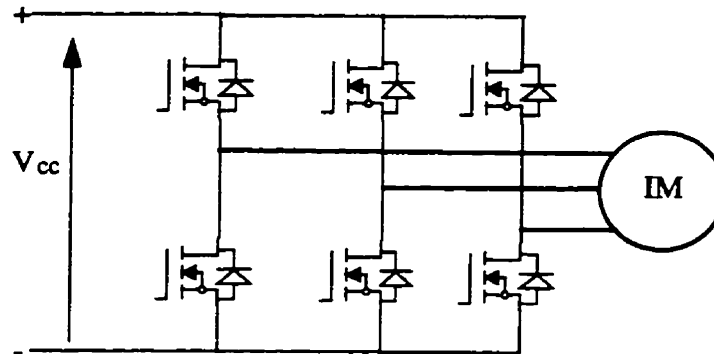


Figure 5.2 Schéma de puissance de l'onduleur

### 5.2.3 Le moteur asynchrone

La machine utilisée pour la simulation et l'expérimentation est une machine asynchrone à cage de 4 pôles ayant pour caractéristiques nominales: 2.2 kVA, 1770 t/min, 120/208 V, 15.9/9.2 A, 3 phases, 60 Hz.

Les paramètres du moteur sont déterminés au préalable par des essais au laboratoire. Les résistances et les inductances sont déterminées par les essais classiques [70]. Le moment d'inertie total et le coefficient du frottement visqueux sont déterminés par la méthode des pertes séparées (voir Annexe B).

Résistance du stator $R_s = 0.59 \Omega$
Résistance du rotor ramenée au stator $R_r = 0.37 \Omega$
Inductance du stator $L_s = 64.72 \text{ mH}$
Inductance du rotor ramenée au stator $L_r = 64.72 \text{ mH}$
Inductance mutuelle $L_m = 61.91 \text{ mH}$
Moment d'inertie total du système $J = 0.077 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement du moteur $f_M = 0.0035 \text{ kg.m}^2/\text{s}$

Tableau 5.1 Paramètres de la machine asynchrone

## 5.2.4 La charge mécanique

Pour les essais en charge, la machine à cage est couplée à une machine synchrone qui débite dans une banque de résistances. Les caractéristiques nominales de la machine fonctionnant comme génératrice synchrone sont:

Puissance nominale: 1.5 kVA
vitesse nominale: 1800 RPM
Induit/ Tension: 120/208 V; Courant: 7.3/4.2 A
Inducteur/ Tension: 120 V; Courant: 0.9 A

*Tableau 5.2 Caractéristiques nominales de la charge*

Pour les travaux effectués dans le groupe de commande des machines électriques du L.E.E.P.C.I, l'implantation des algorithmes de contrôle passe par deux étapes, la première consiste à établir un programme en SIMULINK-MATLAB vue sa souplesse d'utilisation. La deuxième consiste à réécrire le même programme mais en langage C que nous compilons pour la génération du code assembleur, en vue d'une implantation numérique.

## 5.3 Évaluation des bruits

La prise en compte des bruits est indispensable dans la commande du groupe machine-convertisseur. Pour assurer la robustesse du système corrigé, une attention particulière est accordée aux différentes sources de bruits.

### 5.3.1 Couplage électromagnétique

La compatibilité électromagnétique qui met en jeu la source à courant continu, le moteur asynchrone et le convertisseur. Nous avons pris les précautions suivantes:

- éloigner les conducteurs du châssis métallique,
- éviter d'utiliser des câbles plus longs et de rapprocher les câbles à la source (nous avons utiliser des câbles coaxiaux pour améliorer la qualité des signaux à mesurer),
- éviter le couplage diaphonie (courant variable dans un conducteur filaire sur un autre conducteur voisin).

Les problèmes de la CEM doivent être pris en compte non seulement au niveau de la conception de la carte de commande mais aussi lors de la conception de l'onduleur.

### 5.3.2 Implantation numérique

L'implantation numérique des différents modules du contrôleur exige qu'une attention particulière soit portée à la réduction du temps de calcul en vue de permettre le fonctionnement à des fréquences d'échantillonnage raisonnables. Plusieurs remarques peuvent en découler:

- Au lieu de programmer la modulation vectorielle par le DSP, il est préférable d'utiliser la modulation vectorielle analogique (voir figure 5.13).

- Au lieu d'utiliser des fonctions trigonométriques et exponentielles, disponibles dans la librairie mathématique du compilateur C, il convient de générer des tables trigonométriques et exponentielles des fonctions nécessaires à la conception de la commande au début du programme.

- Les fonctions  $\phi_{ref}(i_d)$  et  $L_m(i_m)$  sont implantées sous forme de tables que nous exploitons par interpolation linéaire.

- Pour éviter la programmation de multiplications de matrices, nous avons effectué nos calculs algébriques en utilisant MATHEMATICA. Les résultats sont directement transférés en code C.

Au début, tous les paramètres de configuration du contrôleur non-linéaire sont transférés du PC au DSP. À chaque instant d'échantillonnage deux courants statoriques ainsi que la vitesse réelle du moteur sont mesurés et transformés (modèle diphasé) (l'acquisition prend 12  $\mu$ s), le flux rotorique est estimé (le temps alloué à l'estimation est de 9.7  $\mu$ s), la loi de commande non-linéaire calculée avec la génération des trajectoires de référence déterminée à partir de tables (temps d'exécution est de l'ordre de 165  $\mu$ s) et finalement les tensions de commande sont générées via la sortie du convertisseur D/A (la conversion prend 6.5  $\mu$ s). Les activités du processeur et de ses convertisseurs A/D et D/A dans un intervalle d'échantillonnage sont montrées à la figure 5.3. L'implantation pratique est réalisée à l'aide de l'algorithme typique de la figure 5.4.

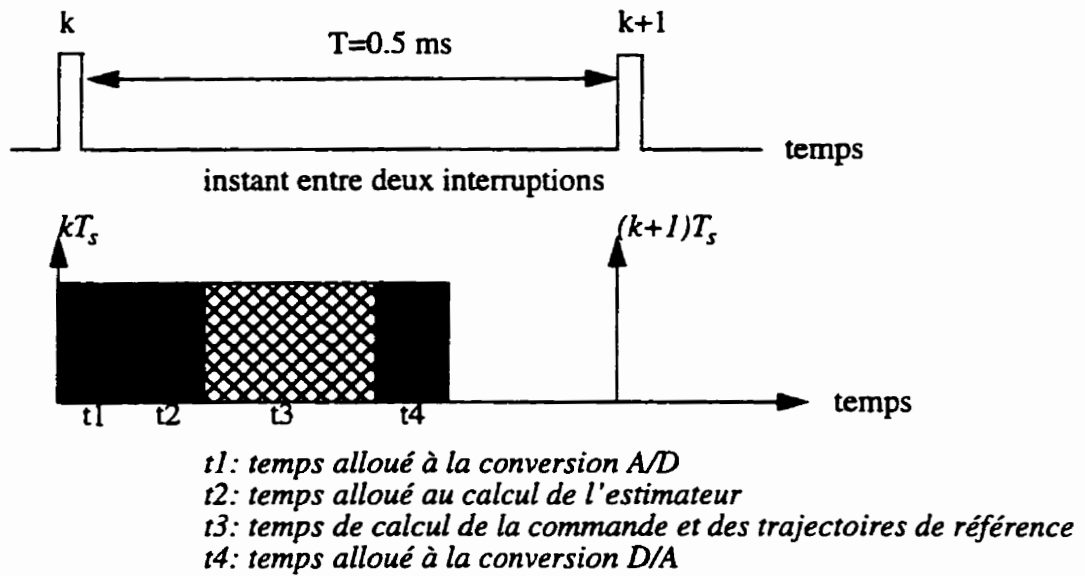


Figure 5.3 Temps partagé entre les différents modules en une période d'échantillonnage

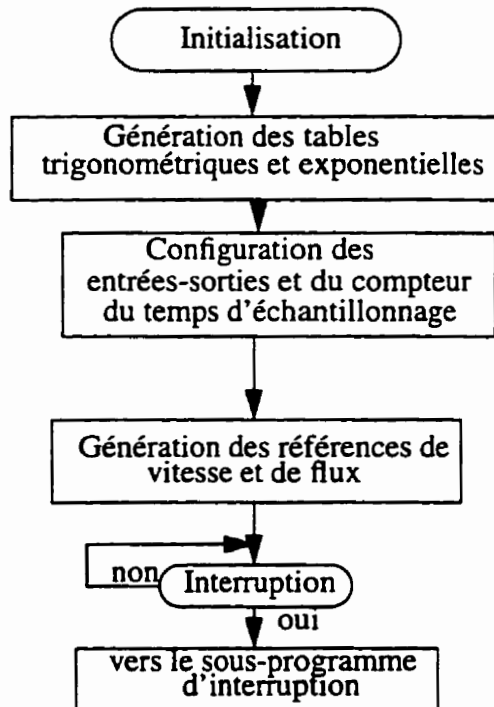


Figure 5.4 Programme principal de l'algorithme de commande temps réel

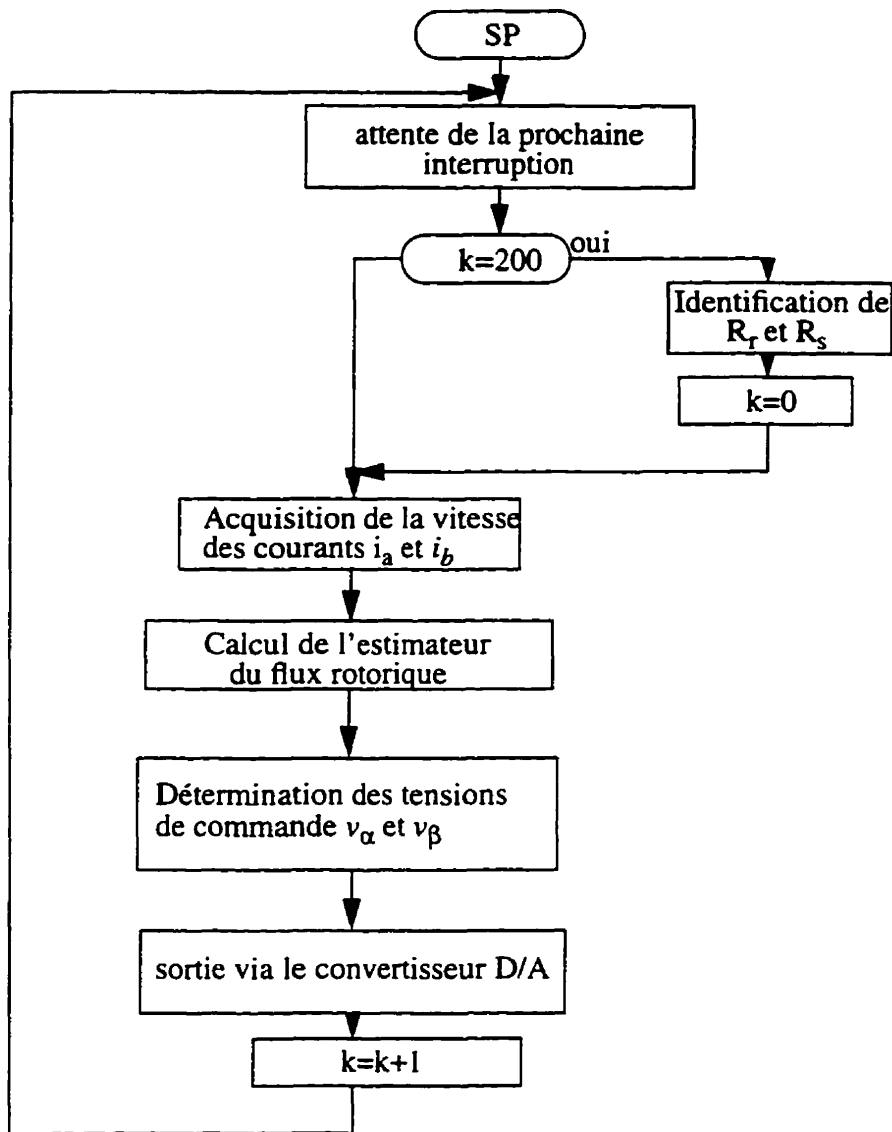


Figure 5.5 Sous-programme d'interruption (algorithme de commande)

Nous avons consacré ce paragraphe à l'environnement matériel et logiciel utilisé pour le développement en temps réel. Dans la suite du chapitre, l'accent sera mis sur l'expérimentation et l'analyse des résultats.



## 5.4 Expérimentation

### 5.4.1 Relevés expérimentaux

Le moteur utilisé est un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil. Le modèle utilisé pour la conception de la commande est un modèle diphasé proposé au chapitre 2. Deux transformations sont appliquées sur les grandeurs mesurées et fournies (courants et tensions). La transformation sortie -entrée utilisée est:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

La transformation inverse est:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

La configuration utilisée pour l'expérimentation est donnée en figure 5.8. L'interface matériel réalisé entre le DSP et une bobine du stator de la machine asynchrone est détaillé à la figure 5.13. Au cours des essais effectués, nous avons limité le courant  $I_{\max}$  à 14 A (valeur crête du courant nominal de la machine) et la tension d'alimentation de l'onduleur  $V_{cc}$  ne dépasse pas 200 V. Les gains sont déterminés expérimentalement par une série d'essais et nous avons retenu ceux qui permettent une réponse rapide sans dépassement et sans violation des contraintes imposés sur l'onduleur et la machine:  $k_{1s} = 68$ ,  $k_{2s} = 1800$  et  $k_{3s} = 80$ .

### 5.4.1.1 Essai à flux constant

Nous avons maintenu le flux constant dans la machine et pour tester ses performances dynamiques, nous lui avons imposé un échelon et une trajectoire continue de vitesse de référence sans l'amener à fonctionner en mode de défluxage (figure 5.6 et figure 5.7). L'analyse des résultats expérimentaux obtenus vérifie la capacité de découplage de la commande vectorielle lorsque le flux est maintenu constant (figure 5.6).

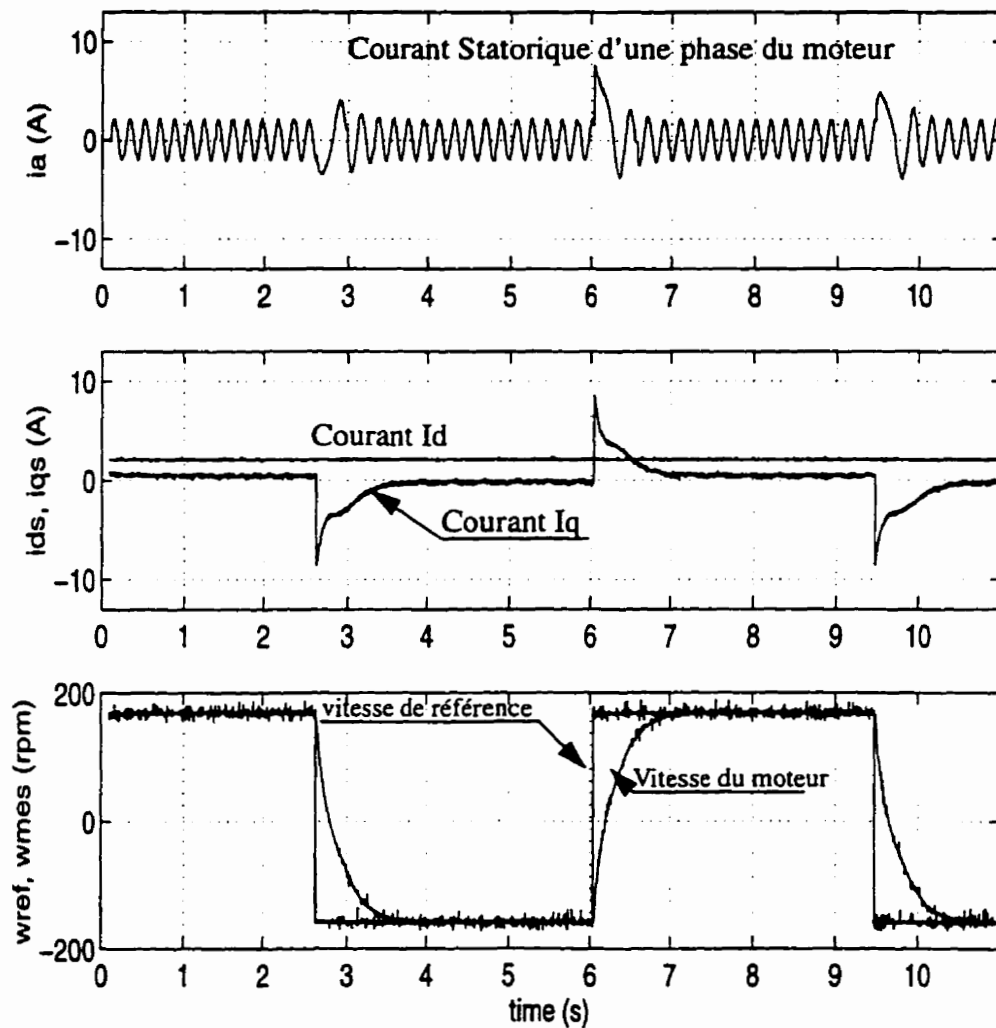


Figure 5.6 Réponses à un échelon de vitesse de la machine asynchrone (commande vectorielle)

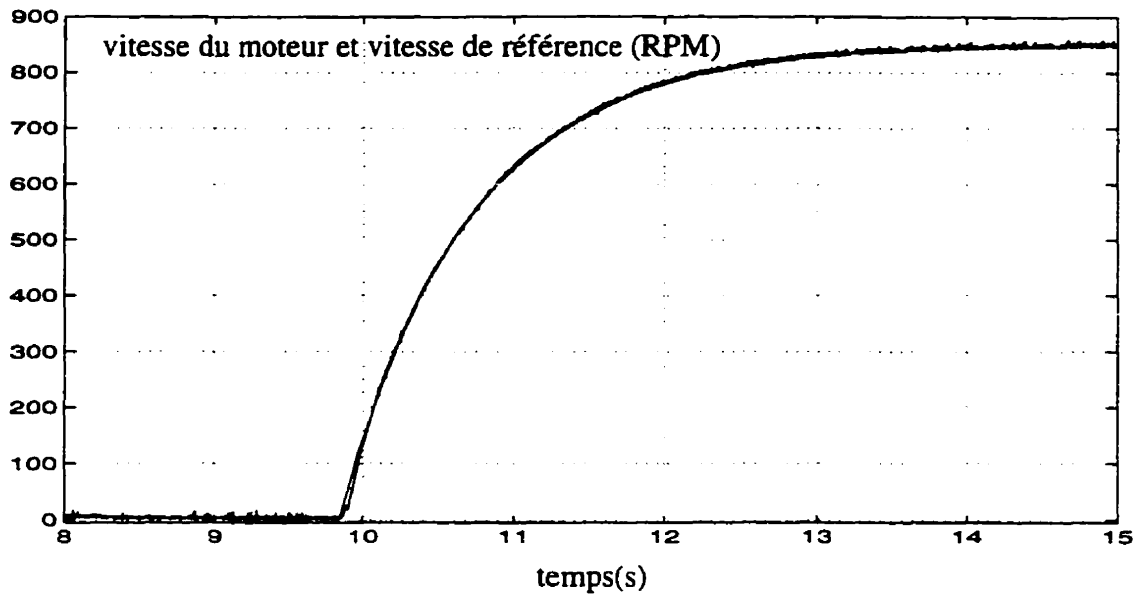


Figure 5.7 Vitesse du moteur et vitesse de référence (à flux constant)

#### 5.4.1.2 Essais en mode défluxé de la machine saturée par linéarisation entrée-sortie

Pour valider la capacité du contrôleur proposé à découpler le flux et la vitesse, nous avons généré des trajectoires de vitesse amenant la machine à fonctionner en régime défluxé. Le schéma de montage utilisé est donné à la figure 5.8. L'accélération limite à imposer au moteur  $\gamma = T_n / J$  ( $T_n$  étant le couple nominal) cadre les profils de trajectoire de vitesse choisis. Pour un cycle de vitesse trapézoïdal nous constatons, sur les figure 5.10 et 5.11, une parfaite poursuite de trajectoire de la vitesse et du flux de référence imposé. Il est important de noter que le flux de référence  $\Phi_{ref}$  suit sa trajectoire optimale au sens de la maximisation du couple en fonction de la vitesse réelle de la machine asynchrone (figure 5.9). Ce flux imposé est obtenu par extrapolation linéaire du flux optimal basé sur le modèle saturé de la machine en mesurant les courants  $i_\alpha$ ,  $i_\beta$  et la vitesse réelle du moteur  $\Omega$ . Le comportement oscillatoire du flux réel de la machine est dû à l'estimateur de flux qui est difficile à stabiliser en basses fréquences. La figure 5.12 montre le courant de phase correspondant. Au démarrage, la machine a besoin de fournir le couple maximal possible donc, son courant maximal limite pour avoir la meilleure dynamique possible sans dépassement des limites thermiques de la machine et son convertisseur. Comme prévu par simulation le défluxage a commencé à des vitesses inférieures à la vitesse nominale et sans risque sur le découplage des deux dynamiques (vitesse et flux du rotor).

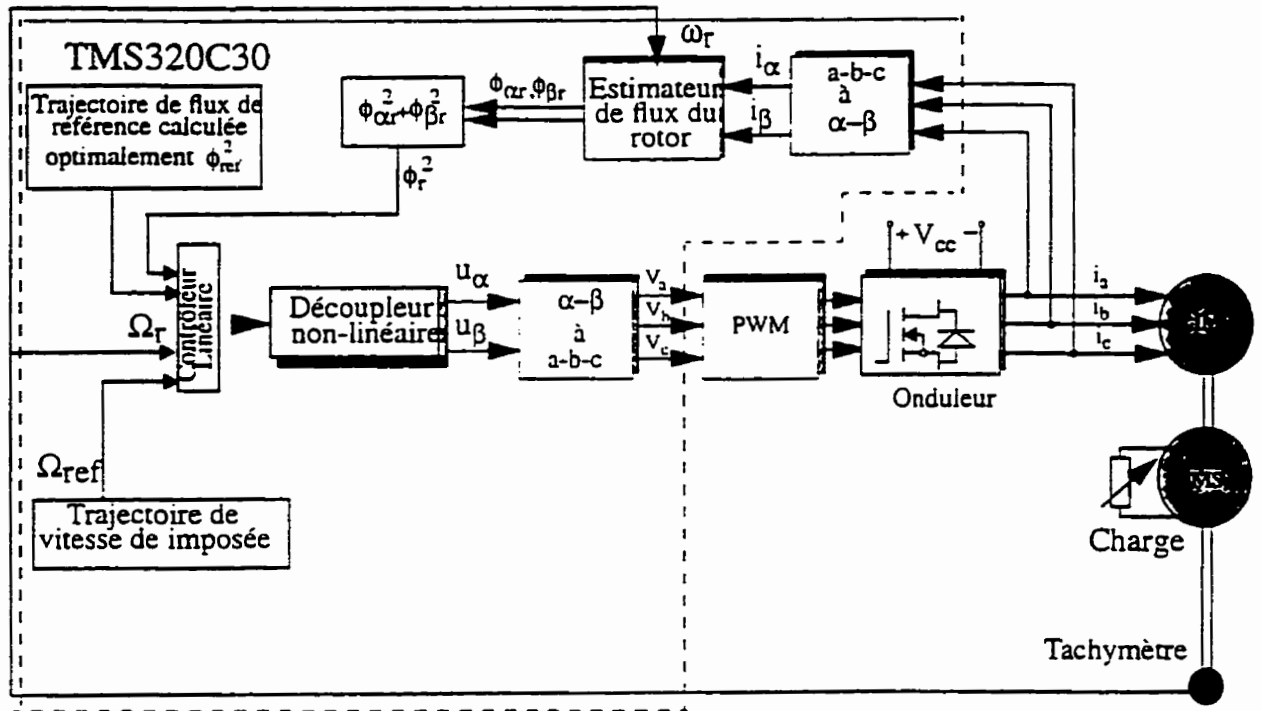


Figure 5.8 Configuration générale du découpleur non-linéaire conçu pour l'expérimentation

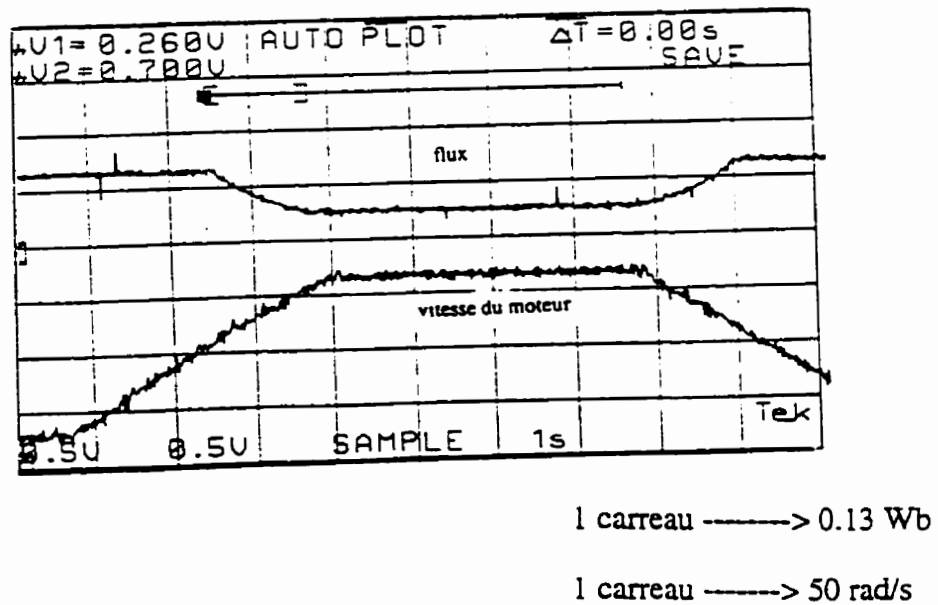
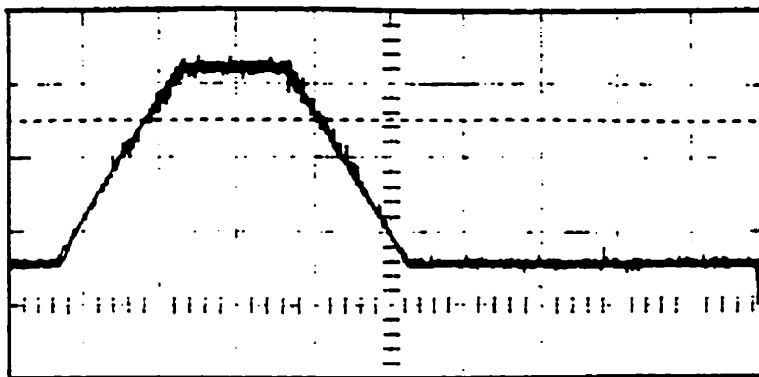


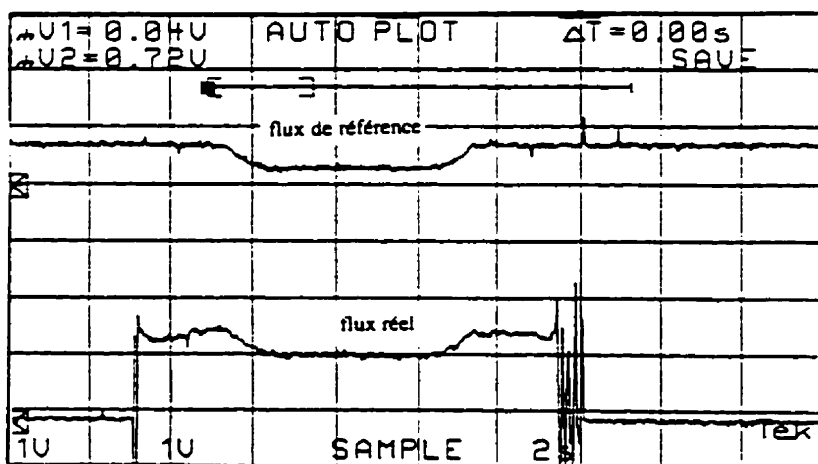
Figure 5.9 Vitesse du moteur (rad/s) et flux de référence (Wb)



temps : 1 carreau  $\longrightarrow$  1s

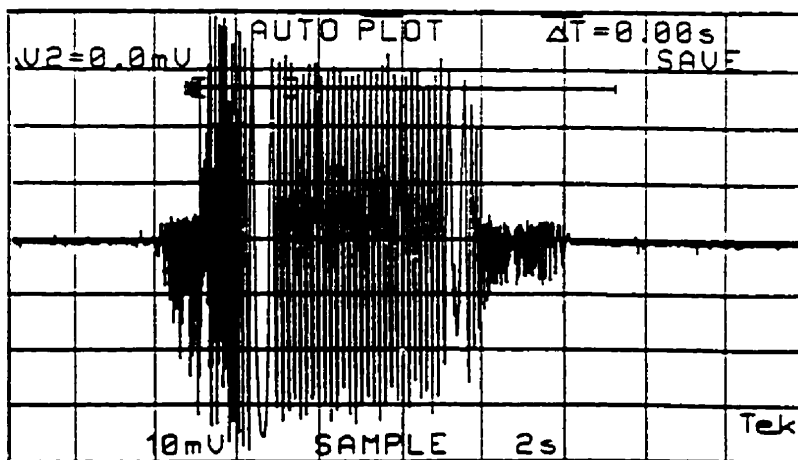
vitesse: 1 carreau  $\longrightarrow$  50 rad/s

Figure 5.10 Vitesse du moteur et vitesse de référence vs temps (s)



1 carreau  $\longrightarrow$  0.13 Wb

Figure 5.11 Flux de référence et flux réel du rotor vs temps (s)



1 carreau  $\longrightarrow$  4 A

Figure 5.12 Courant dans une phase du stator (A) vs temps (s)

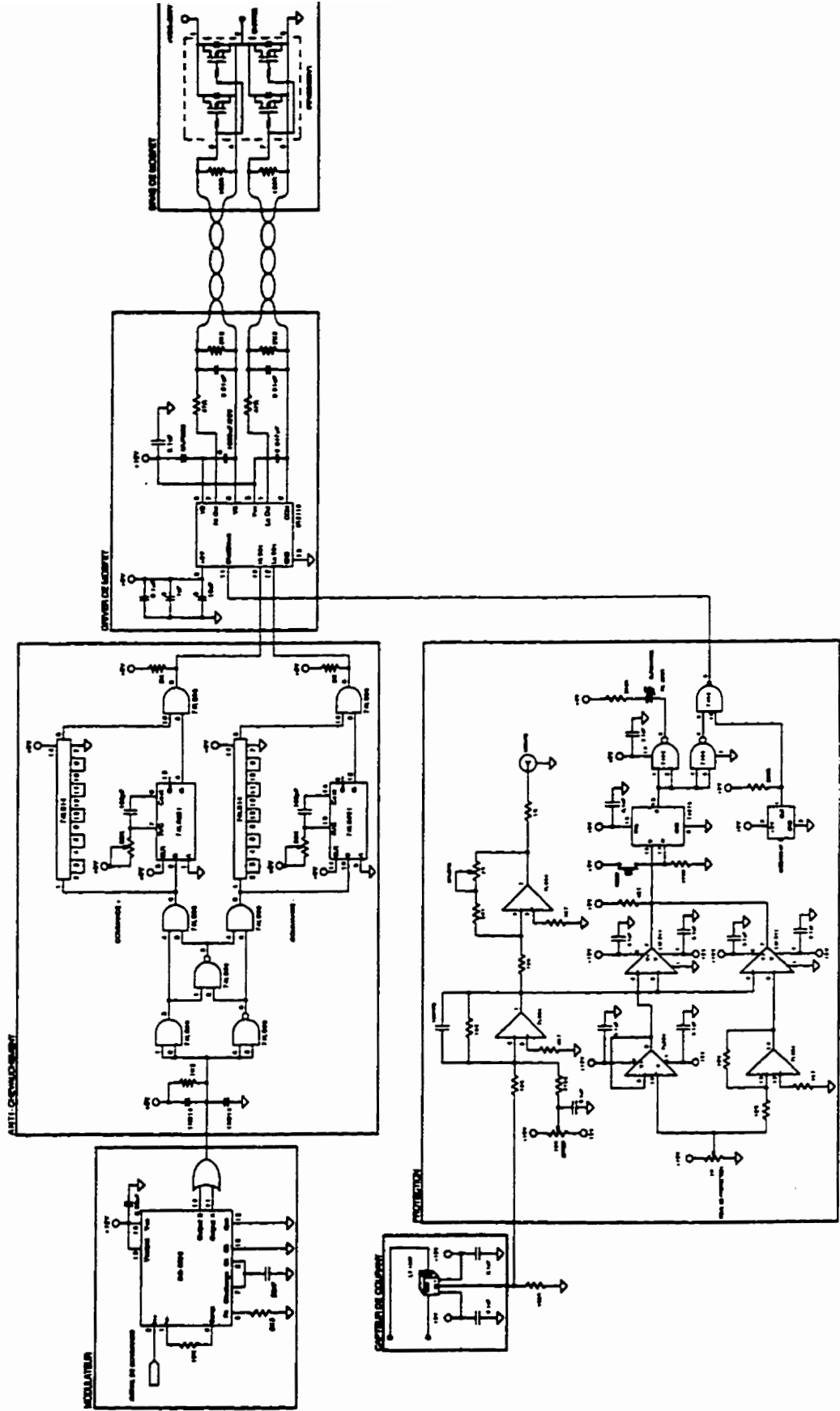


Figure 5.13 Interface matériel entre le DSP et un bras de l'onduleur

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Nous avons développé au cours de ce thèse une stratégie de commande d'une machine asynchrone en mode défluxé. Nous avons démontré que le contrôle de la machine asynchrone par la méthode du flux orienté à flux constant assure de hautes performances statiques et dynamiques sur une grande plage de vitesse. Toutefois, pendant le fonctionnement en régime défluxé, les performances se dégradent. Pour pallier à cette limitation de la méthode du flux orienté classique, nous avons développé un contrôleur basé sur le principe de la géométrie différentielle tenant compte de la saturation pour assurer un découplage global entre le flux et la vitesse de la machine asynchrone.

À flux rotorique constant, il est préférable de rappeler les avantages de la commande vectorielle sur la commande exacte par linéarisation des entrées-sorties.

1- La commande vectorielle conventionnelle avec un bon choix des régulateurs PI à flux constant offre des performances comparables à celle de la commande par linéarisation exacte.

2- La commande vectorielle est simple à implanter et n'exige pas tout un grand développement mathématique et non plus l'utilisation d'un processeur d'architecture RISC ou DSP.

Le contrôle que nous avons proposé permet à la machine asynchrone d'être alimentée par le courant de magnétisation optimal nécessaire pour qu'elle puisse produire le couple maximal sans aucune crainte de dépassement des limites thermiques de l'onduleur et du moteur. Cette stratégie de choix du flux de référence tient compte de la saturation faute de quoi le flux estimé ne pourra pas suivre la trajectoire du flux de référence.

La loi de commande non-linéaire et l'observateur de flux dépendent de la saturation et l'échauffement de la machine. Le processus d'adaptation des paramètres qui varient en fonction de la saturation consiste à déterminer l'inductance de magnétisation correspondante fournie sous forme de table en fonction du courant de magnétisation absorbé en régime permanent. Quant aux paramètres variables en fonction de la température (résistances statorique et rotorique) leur identification consiste à activer les algorithmes d'estimation en temps réel à des instants d'échantillonnage bien précis. Ainsi, grâce au progrès réalisé ces dernières années au niveau de l'électronique de puissance et aussi grâce à l'apport des DSP dans le domaine des entraînements à vitesse variable, nous avons pu implanter cette commande. L'expérimentation est réalisée en imposant des trajectoires de vitesse amenant la machine à fonctionner en régime défluxé. Les résultats obtenus confirment l'obtention des grandes performances dynamiques exigées. Nous avons démontré que l'adaptation des constantes de temps statoriques et rotoriques dépendant de la saturation de la branche magnétisante ont permis de réduire l'incertitude sur ces paramètres et ainsi améliorer le contrôle. Cependant, cette manière d'adaptation ne rend pas la commande proposée robuste au sens technique du terme. Dans le cadre de la continuité de nos travaux, on peut songer d'ores et déjà, à un certain nombre d'améliorations possibles:

- Intégrer le contrôle robuste dans la commande par linéarisation entrée-sortie.
- Utiliser un modèle mathématique tenant compte de la saturation complète de la machine asynchrone (saturation des inductances de fuite).
- Déterminer l'évolution du flux optimal à partir d'un modèle mathématique incluant les transitoires.



## ANNEXE A

### A.1 Opérateur de Lie et crochet de Lie

#### A.1.1 Opérateur de Lie

Soit  $h(x)$  une fonction de classe  $C^1$  de  $\mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$  et  $f(x)$  est un champ de vecteurs:  $f(x) = (f_1(x), f_2(x), \dots, f_n(x))$ . On appelle dérivée de Lie de  $h$  dans la direction  $f$ , notée  $L_f h$ , la fonction scalaire définie par:

$$L_f h = \nabla h f = \frac{\partial h}{\partial x} f \quad (\text{A.1})$$

L'opérateur  $L_f$  a les propriétés suivantes:

$$\begin{aligned} L_f^0 h &= h \\ L_f^i h &= L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) f \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Si  $g(x)$  est un autre champ, nous pouvons écrire:

$$L_g L_f h = \nabla(L_f h) g \quad (\text{A.3})$$

#### A.1.2 Crochet de Lie

Le crochet de Lie des champs de vecteurs  $f$  et  $g$  est le champ de vecteurs défini par:

$$[f, g] = \nabla g f - \nabla f g \quad (\text{A.4})$$

On utilise aussi la notation  $[f,g] = ad_f g$

où

$$ad_f^0 g = g \quad ad_f^i g = [f, ad_f^{i-1} g] \quad (\text{A.5})$$

Les crochets de Lie ont des propriétés que nous pouvons écrire en adoptant la notation précédente:

i)  $[\alpha_1 f_1 + \alpha_2 f_2, g] = \alpha_1 [f_1, g] + \alpha_2 [f_2, g]$

ii)  $[f, g] = -[g, f]$

iii) Identité de Jacobi:

$$[f, [g, p]] + [g, [p, f]] + [p, [f, g]] = 0$$

$$\nabla h ad_f g = L_f L_g h - L_g L_f h \quad (\text{A.6})$$

## A.2 Difféomorphisme et principe de linéarisation Entrées-États

Étant donné une fonction  $\Phi: \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}^n$  différentielle, définie dans une région  $\Omega$ , on dit que  $\Phi$  est un difféomorphisme si  $\Phi$  est inversible et si la fonction réciproque  $\Phi^{-1}$  l'est aussi. Le problème de la linéarisation entrées-états consiste à transformer (de manière exacte dans une région  $\Omega$  ouverte du  $\mathcal{R}^n$ ) un système linéaire à l'aide d'un retour d'état et d'un changement de coordonnées (difféomorphisme) sur l'état du système. Lorsque cette transformation existe, elle permet en particulier de stabiliser le système exactement comme s'il s'agissait d'un système linéaire, en utilisant les méthodes classiques des systèmes linéaires.

### A.2.3 Système de premier ordre

Supposons que le système soit du premier ordre:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{A.7})$$

On peut définir une commande  $u$  telle que:

$$u = \frac{1}{g(x)} (v - f(x)) \quad (\text{A.8})$$

ou  $v$  est une "entrée équivalente"

La dynamique linéaire résultante devient alors:

$$\dot{x} = v \quad (\text{A.9})$$

et on peut choisir  $v = -ax$  ( $a > 0$ ) pour stabiliser le système.

Dans le cas d'un système d'ordre supérieur on procède de la même façon. On essaie de "concentrer" les non-linéarités dans une seule équation et d'appliquer la règle ci-dessus. Il faut donc trouver la transformation d'état pour le faire (qui est souvent locale et peut avoir des points singuliers).

### A.2.2 Système d'ordre supérieure à 1

Soit un système non linéaire affine représenté par:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{A.10})$$

où  $f$  et  $g$  sont des champs de vecteurs  $C^\infty$  sur une variété  $C^\infty$  de dimension  $n$ . On cherche

- un difféomorphisme

$$z = z(x) \quad (\text{A.11})$$

- un retour d'état  $u = \alpha(x) + \beta(x)v$ , de telle manière que le système en boucle fermée soit transformé sous la forme suivante:

$$\dot{z} = Az + bv \quad (\text{A.12})$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

**Théorème:** Une condition nécessaire et suffisante pour que le système A.10 soit linéarisable par difféomorphisme est que:

- i) La distribution  $\Delta_{n-2} = \text{span} \{g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g\}$  soit involutive dans  $\Omega$
- ii) La distribution  $\Delta_{n-1} = \text{span} \{g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-1} g\}$  soit de rang  $n$  dans  $\Omega$

Remarque: Deux champs de vecteurs sont dits involutives s'il y a deux fonctions scalaires  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  telles que  $[f,g] = \alpha_1 f + \alpha_2 g$

Par cette transformation le nouveau vecteur d'état s'écrira:

$$z = [z_1 L_1 z_1 \dots L_f^{n-1} z_1]^T \quad (\text{A.14})$$

Les équations d'état peuvent être mise sous la forme:

$$\begin{aligned} \dot{z}_k &= z_{k+1} & k &= 1, \dots, n-1 \\ \dot{z}_n &= L_f^n z_1 + L_g L_f^{n-1} z_1 u \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

Si le retour d'état est défini par:

$$u = \frac{-L_f^n z_1 + v}{L_g L_f^{n-1} z_1} \quad (\text{A.16})$$

on aura:

$$\dot{z}_n = z_1^{(n)} = v \quad (\text{A.17})$$

Si la trajectoire désirée est donnée par  $z_{d1}(t)$  et si on définit l'erreur  $e_1 = z_1 - z_{d1}$  comme la différence entre la référence  $z_{d1}$  et la variable d'état  $z_1$ , la loi de commande

$$v = z_{d1}^{(n)} - a_{n-1} e_1^{(n-1)} - \dots - a_1 \dot{e}_1 - a_0 e_1 \quad (\text{A.18})$$

implique la dynamique d'erreur suivante:

$$e_1^{(n)} + a_{n-1} e_1^{(n-1)} + \dots + a_1 \dot{e}_1 + a_0 e_1 = 0 \quad (\text{A.19})$$

La dynamique ci-dessus sera stable si le polynôme

$$s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \quad (\text{A.20})$$

a ses racines sur le côté gauche du plan complexe.

### A.3 Linéarisation entrée-sortie

Le but est de trouver une relation différentielle linéaire entre la sortie  $y$  et l'entrée  $v$  (équivalent à l'entrée  $v$  de la linéarisation entrées-états). Il s'agit de trouver un retour d'état statique  $u = \alpha(x) + \beta(x)v$ , tel que le système bouclé soit découplé.

L'idée de base consiste à dériver la fonction de sortie  $y = h(x)$ ,  $r$  fois jusque faire apparaître explicitement la commande  $u$ :

$$y^{(r)} = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) u \quad (\text{A.21})$$

Le rang  $r$  est le degré relatif du système. Aux systèmes linéaires ça correspond à la différence entre le nombre de pôles et zéros. Si  $r = n$ , on se retrouve dans le cas de linéarisation entrées-états. En fait, le système est linéarisable en entrées-états si et seulement s'il y a une fonction scalaire  $z_f(x)$  telle que la linéarisation entrées-sorties, avec  $z_f$  comme fonction de sortie, ait degré relatif égal à  $n$ .

Le degré relatif  $r$  d'un système est l'entier qui satisfait les équations:

$$L_g L_f^i h(x) = 0, 0 \leq i \leq r-1 \quad (\text{A.22})$$

$$L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0 \quad (\text{A.23})$$

Si  $r < n$  (ordre du système), on peut former une partie du vecteur d'état:

$$\mu = [\mu_1 \ \mu_2 \ \dots \ \mu_r]^T = [y \ \dot{y} \ \dots \ y^{(r-1)}]^T \quad (\text{A.24})$$

Dans une région  $\Omega$  la forme canonique du système est:

$$\dot{\mu} = \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \dots \\ \mu_r \\ a(\mu, \Psi) + b(\mu, \Psi) u \end{bmatrix} \quad (\text{A.25})$$

$$\begin{aligned}\dot{\Psi} &= w(\mu, \Psi) \\ y &= \mu_1\end{aligned}\tag{A.26}$$

où  $\Psi$  sont les autres  $n-r$  composants du vecteur d'état.

Le vecteur d'état  $z(x) = [\mu_1 \dots \mu_r \ \Psi_1 \dots \Psi_{n-r}]^T$  doit être un vrai difféomorphisme, pour que le système puisse être écrit sous la forme canonique. Autrement dit, la matrice Jacobienne  $\nabla z(x)$  doit être non singulière dans  $\Omega$ . On peut choisir les états  $\Psi$  de manière à satisfaire cette condition, mais on ne peut pas garantir que ces états soient indépendants de  $u$ . Un résultat important qu'assure l'indépendance avec  $u$  est:

$$L_g \Psi_j(x) = 0 \quad \forall x \in \Omega, \quad 1 \leq j \leq n-r\tag{A.27}$$

La dynamique du système est donc séparée en deux parties:

i) La dynamique externe est donnée par relation linéaire entre  $y$  et  $u$ . On peut définir le retour d'état  $u = \alpha(x) + \beta(x)v$  comme dans le cas entrées-états.

ii) La dynamique interne non observable est donnée par les  $n-r$  équations

$$\dot{\Psi} = w(\mu, \Psi)\tag{A.28}$$

#### A.4 Linéarisation entrées-sortie: le cas multi-entrées, multi-sorties

On se place maintenant dans le cas général à  $m$  entrées. Un tel système affine est représenté par

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^m u_i g_i(x) \\ y_i &= h_j(x)\end{aligned}\tag{A.29}$$

où  $f$  et  $g_i$  sont des champs de vecteurs  $C^\infty$ ,  $x$  est le vecteur d'état de dimension  $n$  et  $u$  et  $y$  sont les vecteurs entrée et sortie respectivement (de dimension  $m$ )

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u \\ \dots \\ u_m \end{bmatrix}, y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_m \end{bmatrix} \quad (\text{A.30})$$

Le but est de trouver une relation différentielle linéaire entre les sorties et les entrées de commande, il faut trouver un retour d'état  $u = \alpha(x) + \beta(x)v$ , de telle manière que le système en boucle fermée soit découplé

Il a été démontré [7],[8] si la matrice  $E(x)$  n'est pas singulière, alors il existe une solution au problème de découplage par linéarisation entrée-sortie. Dans ce cas, la loi de commande permettant de linéariser le système est donnée par:

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{k_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{k_1-1} h_1(x) \\ \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{k_m-1} h_m(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{k_m-1} h_m(x) \end{bmatrix} \quad (\text{A.31})$$

$$e_0(x) = \begin{bmatrix} L_f^{k_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{k_m} z_m(x) \end{bmatrix} \quad (\text{A.32})$$

Le bouclage  $u = \alpha(x) + \beta(x)v$  est donné par

$$\alpha = -E^{-1} e_0, \quad \beta = E^{-1} \quad (\text{A.33})$$

Le vecteur  $\{k_1, \dots, k_m\}$  à un point  $x^0$  est le degré relatif du système et le degré relatif total est  $k_1 + \dots + k_m = n$  (voir [7,8] pour plus de détail).

## ANNEXE B

### B.1 Détermination expérimentale de la caractéristique de magnétisation

La caractéristique de magnétisation est déterminée expérimentalement en mesurant les courants et voltages statoriques à 60 Hz.

La loi de Faraday appliquée au modèle diphasé s'écrit:

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_{sa}}{dt} &= -R_s i_{sa} + u_{sa} \\ \frac{d\psi_{sb}}{dt} &= -R_s i_{sb} + u_{sb}\end{aligned}\tag{B.1}$$

Dans cet essai, on entraîne la machine asynchrone par une génératrice synchrone ayant le même nombre de pôles assurant ainsi un glissement nul. Dans ces conditions l'impédance et le facteur de puissance vue du stator s'écrivent:

$$\begin{aligned}Z_s &= R_s + j\omega_s L_s \\ \cos(\varphi) &= \frac{R_s}{\sqrt{R_s^2 + (\omega_s L_s)^2}}\end{aligned}\tag{B.2}$$

Le calcul du module de flux donne:

$$|\Psi_s| = \frac{\sqrt{U_s^2 + R_s^2 I_s^2 - 2I_s R_s U_s \cos(\varphi)}}{\omega_s}\tag{B.3}$$

où  $U_s$ ,  $I_s$ ,  $\omega_s$  et  $\varphi$  sont le module de la tension statorique, le module du courant statorique, la pulsation des courants au stator et le déphasage entre la tension et le courant respectivement.

Comme les inductances de fuites sont faibles, on peut écrire:

$$|\Psi_s| = |\Phi_r| = \Phi_d = \sqrt{\psi_{ra}^2 + \psi_{rb}^2}\tag{B.4}$$



Comme le glissement est nul, nous pouvons écrire:  $i_s = i_m = i_d = \sqrt{i_a^2 + i_b^2}$

La caractéristique de magnétisation en régime permanent de la machine est obtenue en calculant le flux  $\phi_d$  par une série de mesures de la tension et du courant effectuées au niveau du stator.

## **B.1 Détermination expérimentale du moment d'inertie et du frottement**

L'essai consiste à séparer les pertes mécaniques (frottement et ventilation) des pertes fer. On a procédé de la manière suivante:

Pour chaque valeur de la tension statorique, on a mesuré les pertes absorbées par le moteur en maintenant la vitesse constante durant tout l'essai. Notons bien que le fait de maintenir la vitesse constante implique la constance des pertes mécaniques. Cependant, la variation de la tension n'a d'effet que sur les pertes fer (le flux est proportionnel à la tension). Par extrapolation nous pouvons conclure que pour une tension statorique nulle, les pertes fer le sont également, seules les pertes mécaniques subsistent. Comme les pertes de frottement solide dans notre cas sont relativement faibles, le couple dû au frottement mécaniques s'écrit:

$$T_{mec} = f\Omega \quad (\text{B.5})$$

$f$  étant le coefficient du frottement visqueux. Quant au moment d'inertie, il est déterminé à partir de l'essai du moteur lâché (voir figure B.2).

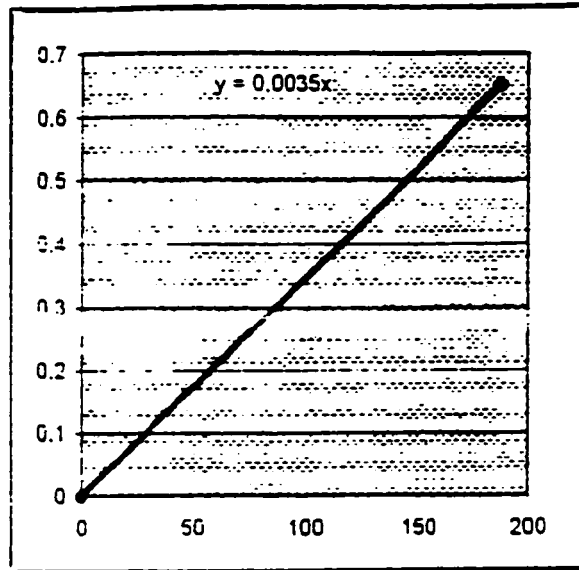


Figure B.1 Couple de frottement visqueux (N.m) vs vitesse en rad/s

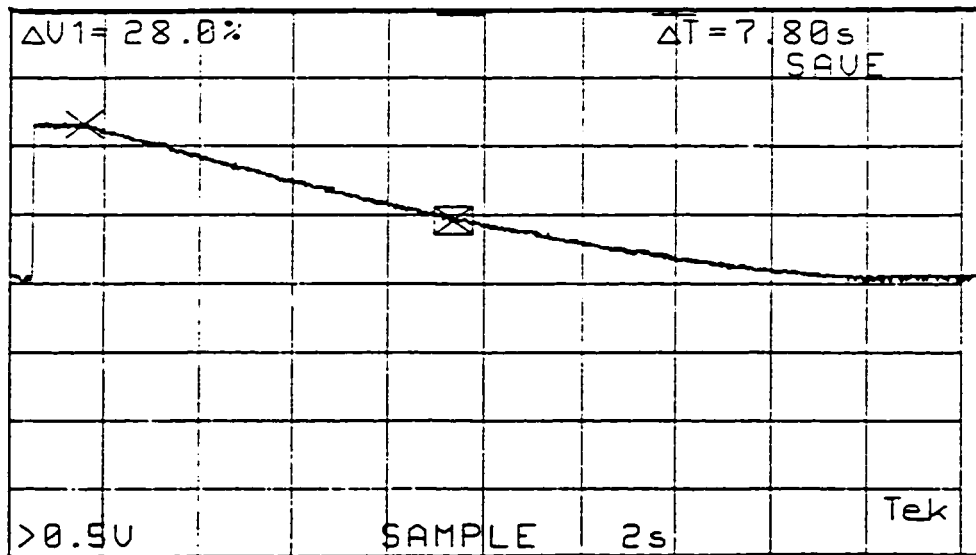


Figure B.2 Évolution de la vitesse (rad/s) vs temps (s) lors d'un essai lâché  
Échelle: vitesse: 1 carreau  $\rightarrow$  75 rad/s

## Références

- [1] P. Barret, *Régimes transitoires des machines tournantes électriques*, Eyrolles, Paris, 1982.
- [2] K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J, 1986.
- [3] S.A. Nasar, I.Boldea, *Electric Machines Dynamics and control*, CRC Press. Inc. 1993
- [4] W. Leonhard, *Control of electrical drives*, 2nd ed. Springer-Verlag, Berlin, 1990.
- [5] Vas, P, *Vector control of AC Machines*, Claredon Press, Oxford, 1990.
- [6] G.F. Franklin, J. D. Powell, M.L. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, Second Edition, Addison-Wesley, 1990.
- [7] A.Isidori, *Nonlinear Control Systems*, 2nd ed.: Springer- Verlag, New York, 1989.
- [8] J.E. Slotine, W.Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice-Hall, 1991.
- [9] H. Kamoun "Analyse du comportement en régime transitoire de machines asynchrones d'induction alimentées par diverses sources de tension à fréquence variable", Thèse de docteur Ingénieur, INPT 1971 Toulouse.
- [10] C. Verghese, H.Jeffrey Lang and C. Leof Casey, "Analysis of Instability in Electrical Machines", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. EA-22, no. 5 October 1986.
- [11] G.A. Capolino, "Commande numérique vectorielle des machines à courant alternatif alimentées en courant", *RGE* No.5, Mai 1992, pp. 148-160.
- [12] F. Blaschke, "The principale of field orientation applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines", *Siemens Review*, vol. 39, pp.217-220, 1972.
- [13] F.J Lin, C.M. Liaw, "Control of Indirect Field-Oriented Induction Motor Drives Considering the Effects of Dead-Time and Parameter Variations", *IEEE Trans. Ind. Electron.* Vol. 40, no. 5, pp. 486-495, October 1993.
- [14] M. Koyama, M. Yano, I. Kamiyama and S. Yano, " Microprocesor- Based Vector Control System for Induction Motor Drives with Rotor Time Constant Identification Function" *IEEE Trans. Ind. Applicat. Annu. Mtg. Conf. Rec.*, pp. 564-569, 1985.
- [15] R.Doncker, F. Profumo and M. Pastorelli " Comparaison of Universal Field Oriented Controllers in Different Reference Frames" *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 10, no. 2, pp.205-212.
- [16] HO, E.Y.Y and Sen, P.C " Decoupling control of induction motor drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 35, pp.253-262, 1988.

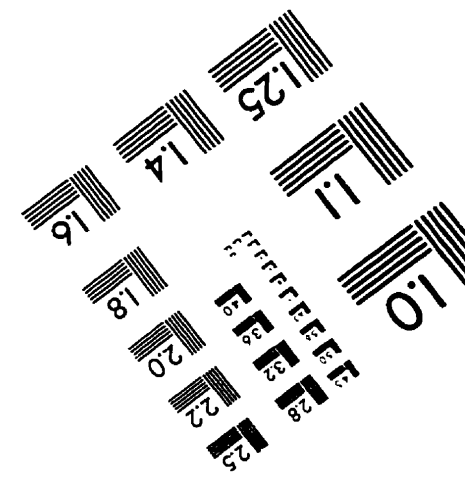
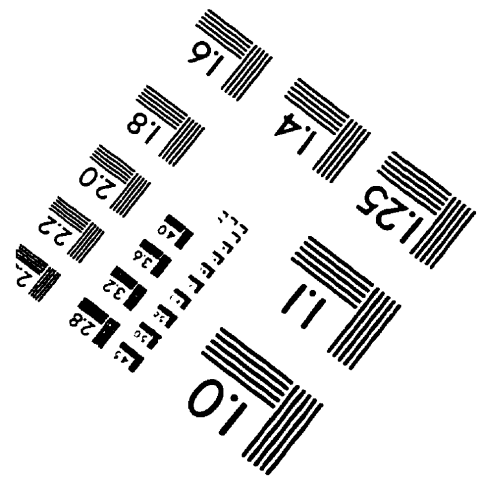
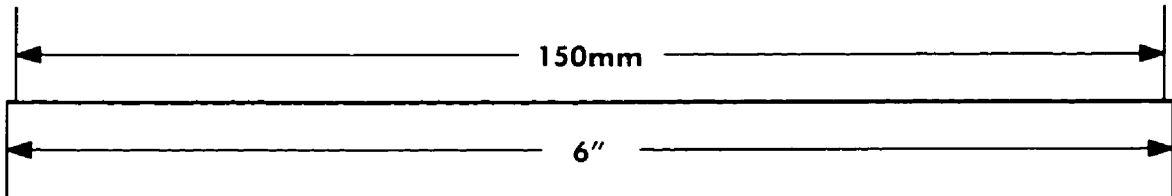
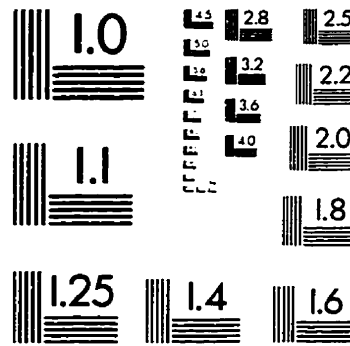
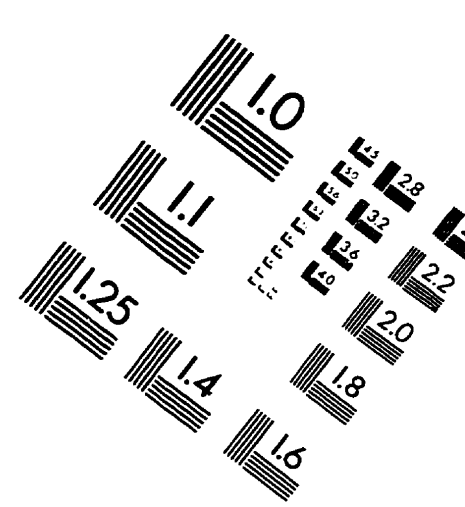
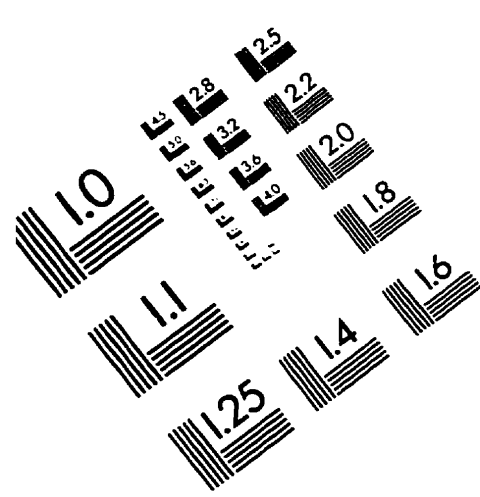
- [17] J.P Hautier, J.P Caron. " Modélisation et commande de la machine asynchrone" Journée de l'enseignement de l'électrotechnique et de l'électronique industrielle, SEE-MAFPEN, Gif-sur-Yvette, France, mars 1993.
- [18] A. M. Lima, B. de Fornel, M. Pietrzak, "New approche to stochastic flux control of asynchronous speed drive" *IEE fourth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, pp.292-296, July 1990.
- [19] A. Dell'Aquila, L.Salvatore, " Flux Estimation By Kalman Filter in Inverter-fed Induction Motors" *IEE fourth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, pp. 388-393, July 1990.
- [20] G. Verguese, S.Sanders, " Observers for flux estimation in Induction Machines" *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, no. 1, pp. 85-94, February 1988.
- [21] J. Theocharis and V. Petridis, " Neural Network Observer for Induction Motor Control" *IEEE Trans. Contr. Syst. Tech.*, vol. 14, no. 2, pp. 26-37, April 1994.
- [22] Jansen, P. L, and R. D. Lorenz, " A physically insightful approach to the design and accuracy assesement of flux observers for field oriented induction machine drives, " *Proc. IEEE IAS Annu.Mtg. Conf. Rec.*, pp. 570-577, October 1992.
- [23] L. Huang, Y. Tadokoro, and Kouki Matsuse, " Deadbeat Flux Level Control of Direct-Field-Oriented High-Horsepower Induction Servo Motor Using Adaptive Rotor Flux Observer" *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 30, pp. 954-961, July 1994.
- [24] F.Lin and C.Liaw, " Control of Indirect Field-Oriented Induction Motor Drives Considering the Effect of Dead-Time and Parameter Variations" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40 no. 5, pp. 486-495, October 1993.
- [25] M. Ta-Cao, M. Tarbouchi, H. Le-Huy, " Un variateur de vitesse de haute performance pour l'entraînement de machine asynchrone avec commande vectorielle", *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Montréal, Québec, Vol. 1, pp. 288-291, September 1995.
- [26] Liaw, C.M., PAN, C.T., and Chen, Y.C., "Design and Implemantation of an adaptive controller for current-fed induction motor" *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 35, no. 3 pp. 393-401, 1988.
- [27] S.A. Mir et al., "Fuzzy implementation of direct self control of induction machines" *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 30, no. 3, pp. 729-735, June 1994.
- [28] A. Isidori, A. J. Krener, C. Gori Giorgi, and S. Monaco, "Nonlinear decoupling via feedback: a differential geometric approach," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-26, pp.331-345, 1981.
- [29] R. Marino and P. Vagili, "Nonlinear control of induction motors: A simulation studies," in *Proc. European Contr. Conf*, Grenoble, France, pp.1057-1062, July 91.
- [30] J. Chiasson, " Dynamic Feedback Linearization of the Induction Motor," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 38, no.10, pp. 1588-1594, 1993.
- [31] R. Marino, S. Persada, and P. Vagili, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors," *IEEE Trans. Automatic Control*, Vol. 38, no.2, pp. 208-221, Feb. 1993.

- [32] A. Bellini, G. Figalli and F. Tosti, "Linearized model of induction motor drives via nonlinear state-feedback decoupling," in *Proc. European Conf. Power Electron Applications*, Firenze, Italy, 1991, pp. 3-036-3-041.
- [33] M. Bodson, J. N. Chiasson, and R.T Novaki, "High performance Induction Motor control Via Input-Output Linearization," *IEEE Trans. Contr. Syst. Tech.*, vol. 14, no. 4, pp. 33-14, Aug. 1994.
- [34] T. Von Raumer, J. M. Dion, L. Dugard, and J. L. Thomas, "Applied Nonlinear Control Using Digital Signal Processing " *IEEE Trans. Contr. Syst. Tech.*, vol. 2, no. 4, pp. 327-335, December. 1994.
- [35] M. Tarbouchi, H. Le-Huy, " Nonlinear Control of Induction Motor Servo Drive", *International Conference IMACs*, Saint Nazaire, France, September 1996.
- [36] M. Tarbouchi, H. Le-Huy, " A Nonlinear Control of Induction Motor using DSP" , *IEEE Symposium on System Theory*, Baton Rouge, Louisiana, , March -April 1996.
- [37] M.Tarbouchi, H. Le-Huy, " High-Performance Control by Input-Output Linearization Technique of an Induction Motor by DSP", 31st Annual Conference of the *IEEE Industry Applications Society*, San Diego, California, October 1996.
- [38] L.R. Hunt, R. Su and G. Meyer, " Global Transformation of Nonlinear Systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-28, no. 1, pp. 24-31, 1983.
- [39] L.R. Hunt and J. Turi, "A New Algorithm for Constructing Approximate Transformations for Nonlinear Systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 38, no.10, pp. 1553-1556, 1993.
- [40] M. Ilıc'-Spong, R. Marino, S.M. Peresada and D.G. Taylor, "Feedback Linearizing Control of Switched Reluctance Motors," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-32, no. 5, pp. 371-379, 1987.
- [41] D. Dawson, Z. Qu, and J. Hu, " Robust tracking control of an induction motor," *Proceedings of the 1993 American Control Conference*, San Francisco, CA, pp. 648-652, 1993.
- [42] Y.Y. Tzou, "DSP-Based Robust Control of AC Induction Servo Drive Motion Control", *IEEE Trans. Control Syst. Tech.*, vol. 4, no. 6, pp.614-626, Nov. 1996.
- [43] J. Hu. D.M. Dawson, and J.J. Carroll, " An adaptive tracking control of an induction motor with robustness to parametric uncertainty," *IEE Proc. Electron. Power. Applicat.*, vol. 141, no. 2, pp.85-94, 1994.
- [44] A. Isidori, A.J. Krener, C. Gori-Giorgi and S. Monaco, "Nonlinear Decoupling via Feedback: A Differential Geometric Approach," *IEEE Trans. Automat. Contr.* vol. AC-26, no. 2, pp. 331-345, 1981.
- [45] A. Luca and G. Ulivi, "Design of an Exact Nonlinear Controller for Induction Motors," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 34, no. 12, pp. 1304-1307, 1989.
- [46] M. Zribi and J. Chiasson, "Position Control of a PM Stepper Motor by Exact Linearization," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 36, no. 5, pp. 620-625, 1991.
- [47] R. Soto and S.Yeung, "Sliding- Mode Control of an Induction Motor Without Flux Measurement" *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 31, no. 4, pp. 744-750, 1995.

- [48] M. Bodson, J. N. Chiasson, R.T Novak, and R.B. Rekowski, "High performance nonlinear feedback control of a permanent-magnet stepper motor," *IEEE Trans. Contr. Syst. Tech.*, vol. 1, no. 1, pp. 5-14, Mar. 1993
- [49] D.Kim, I. Ha, and M. Ko, "Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling," *Int. J. Control*, vol.51, no. 4, pp. 863-883, Mar. 1990.
- [50] D.S. Kirhschen et D.W. Novotny, and T.A. Lipo, " Optimal efficiency control of an induction motor drive", *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol.2, no 1, pp. 70-75, 1987.
- [51] G.S. Kim, I.J. . Ha, and M.S. Ko, " Control of Induction Motors for both high dynamic performance and high power efficiency," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 39, n0. 4, pp. 323-333, 1992.
- [52] R. Fei, E. F. Fuchs, and H. Huang, " Comparison of two Optimisation techniques as applied to three-phase Induction Motor Design" *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 4, no.4, pp. 651-660, Dec. 1989.
- [53] I. Kioskeridis et N.Margaris," Loss Minimisation in Induction Motor Adjustable-Speed Drives" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43. no.1, pp.226-231, February 1996.
- [54] X. Xu and D.W. Novotny, "Selection of the flux reference for induction drives in the field weakening region," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 7, no.4, pp. 617-626, 1992.
- [55] M. Bodson, J. N. Chiasson, R.T Novak, "A Symetric approach to Selecting Flux References for Torque maximization in Induction Motors" *IEEE Trans. Control Syst.Tech.*, Vol.3, no.4, pp, 388-397, December 1995.
- [56] Piet. J. Coussens, Alex P. Van den Bossche, Jan A. Melkebeek, "Magnetizing Current Control Strategies for Nonlinear Indirect Field Oriented Control" *IEEE IAS Annu. Mtg.*, vol. 1, pp. 538-545, 1995.
- [57] J.E. Brown, k. P. Kovacs and P. Vas, " A method of including the effect of main flux saturation in the generalized equations of a.c. machines," *IEEE Trans. Power Applicat and Syst.*, vol. PAS-102, no. 1, pp.96-103, Jan. 1983.
- [58] R. J. Kerman, "Steady-State and transient analysis of an induction machine with saturation of the magnetizing branch, " *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-21, no. 1, pp. 226-234, Jan./Feb. 1985.
- [59] H. Grotstollen, J. Wiesing, " Torque Capability and Control of Saturated Induction Motor Over a Wide Range of Flux Weakening" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 42, no. 4, August 1995.
- [60] P. Vas and M. Alakula, " Field-Oriented Control of Saturated Induction Machines" *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 5, no. 1, pp.218- 223, 1990.
- [61] I.Boldea and S.A. Nasar, " A General Equivalent Circuit of Electrical Machines Including Crosscoupling Saturation And Frequency Effects" *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 3, no. 3, pp.689-694, 1988.
- [62] I T. Wallace, W. Novotny, D. Lorenz and M. Divan, " Verification of Enhanced Dynamique Torque per Ampere Capability in Saturated Induction Machines" *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol 30, no. 5, pp.1191-1200, 1994.

- [63] R. Sullivan and R. Sanders, "Models for Induction Machines with Magnetic Saturation of the Main Flux Path" *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 31 no. 4, pp.907- 912 1995.
- [64] N.R. Klaes, Member, IEEE, "Parameter Identification of an Induction Machine with Regard to Dependencies on Saturation" *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 29, no. 6, pp.1135-1140, 1993.
- [65] UMAND, L., and BHAT, S.R.:" Online estimation of Stator resistance of an induction motor for speed control applications" *IEE Proc., Electr. Power Appl.*, vol 142, no. 2, pp.97-103 1995.
- [66] R. Blasco-Giménez, G.M. Asher, M. Sumner, K.J Bradley.:" Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part2: Online parameter tuning and dynamic performance studies" *IEE Proc- Electr. Power Appl.*, vol 143, no.2, pp.123-134 1996.
- [67] Mathworks, Inc. "Optimisation Toolbox " User's Guide, Novembre 1992
- [68] G. V. REKLAITS, A. RAVINDRAN and K. M. RAGSDELL "Engineering Optimisation-Methods and applications" John Willey and Sons, Inc., 1983
- [69] H. Le-Huy, "Microprocessors and Digital IC's for Motion Control," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, No. 8, August 1994, pp. 1140-1163.
- [70] S.A. NASAR. Handbook of Electrical Machines. Mcgraw - Hill. 1987, pp.424 - 431
- [71] R.S. Ramshaw, R.G. van Heeswijk "Electric Machines:2 Induction Motors" Standford Educational Press 1980.
- [72] TMS320C30 System Board, User's Manual, SPECTRUM Signal Processing Inc., Issue 1.01, August 1990.
- [73] TMS320C3x , User's Guide, Texas Instruments, 1991.

# IMAGE EVALUATION TEST TARGET (QA-3)



**APPLIED IMAGE . Inc**  
1653 East Main Street  
Rochester, NY 14609 USA  
Phone: 716/482-0300  
Fax: 716/288-5989

© 1993, Applied Image, Inc.. All Rights Reserved