



Titre: Estimation par réseaux de neurones de la constante de temps
Title: rotorique de machines asynchrones

Auteur: Abdellfattah Ba-Razzouk
Author:

Date: 1998

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Ba-Razzouk, A. (1998). Estimation par réseaux de neurones de la constante de
Citation: temps rotorique de machines asynchrones [Thèse de doctorat, École
Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/8756/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/8756/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Guy Olivier, & Abdellatif Chenite
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ESTIMATION PAR RÉSEAUX DE NEURONES DE LA CONSTANTE
DE TEMPS ROTORIQUE DE MACHINES ASYNCHRONES

ABDELLFATTAH BA-RAZZOUK
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D.)
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

JUIN 1998



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.

0-612-42818-4

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée:

ESTIMATION PAR RÉSEAUX DE NEURONES DE LA CONSTANCE
DE TEMPS ROTORIQUE DE MACHINES ASYNCHRONES

présentée par: BA-RAZZOUK Abdellfattah

en vue de l'obtention du diplôme de: Philosophiae Doctor (Ph.D.)

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de:

M. ROY Gilles, M.Sc.A., président

M. OLIVIER Guy, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. CHÉRITI Ahmed, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. JOOS Geza, Ph.D., membre

M. BENHADDADI, Mohammed, Ph.D., membre

DÉDICACE

À mes chers parents pour toutes ces années d'attente et tant de sacrifices.

À mes frères et sœurs pour leur support moral et encouragements.

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au Laboratoire d'Électronique Puissance de l'Université du Québec à Trois-Rivières (LÉP-UQTR).

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à mon directeur et à mon codirecteur qui ont largement contribué à la réalisation de ce travail.

Mon directeur, le professeur Guy Olivier de l'École Polytechnique pour m'avoir accueilli au début de mon doctorat, pour ses précieux conseils scientifiques et pour avoir accepté de diriger cette thèse.

Mon codirecteur, le professeur Ahmed Chériti de l'Université du Québec à Trois-Rivières pour avoir bien voulu prendre la responsabilité de codiriger ce travail, pour son support scientifique et financier. Sa participation, sa disponibilité, ses conseils judicieux et ses qualités humaines ont été remarquables et ont beaucoup aidé dans la réalisation de cet ouvrage.

Monsieur le professeur Gilles Roy de l'École Polytechnique pour avoir accepté la présidence du jury.

Messieurs les professeurs Joos Geza de l'Université Concordia et Mohamed Benhaddadi de l'École Polytechnique de Montréal pour l'honneur qu'ils me font en participant au jury.

Des remerciements spéciaux à Monsieur le professeur Venkatachari Rajagopalan, directeur de la chaire de recherche Hydro-Québec/CRSNG, pour sa participation au financement de ce travail.

Je tiens également à remercier vivement notre technicien du LÉP-UQTR, Monsieur Jacques Poisson pour toutes ses collaborations, ses aides et surtout son aimable disponibilité au cours de la réalisation pratique du prototype de laboratoire.

Je ne saurais terminer ce travail sans exprimer toute ma reconnaissance à mes chers parents pour les sacrifices qu'ils ont consentis à m'éduquer. J'admire surtout la patience qu'ils ont démontrée tout au cours de ces longues années d'études. Qu'ils trouvent ces modestes remerciements la reconnaissance due pour leurs impressionnants courage, support et amour.

Je suis aussi redevable à mes frères et soeurs pour leur support moral et leurs encouragements. Je remercie également mes amis et compagnons de bataille: Chouhaïd Nasr, Boubker El Ouafay, Abdelkrim Meftah, Hamid Maçbahi, Mohamed Hissem et Nacer-eddine Benhissen.

J'aimerais aussi exprimer ma gratitude envers tous les organismes qui ont supporté financièrement ce travail de doctorat. Je cite en l'occurrence le Ministère de l'Éducation Nationale du Maroc, pour l'attribution d'une bourse de troisième cycle, le Gouvernement du Québec, pour la bourse d'exemption des frais de scolarité majorés et le Conseil de Recherche en Sciences Naturelles et en Génie du Canada qui a subventionné ce projet de recherche dirigé par le professeur A. Chériti.

Enfin, je remercie toute personne qui de près ou de loin a aidé à la réalisation de ce travail.

RÉSUMÉ

Le développement des techniques de commande vectorielle des moteurs asynchrones à cage, de convertisseurs de puissance et des circuits de commande numérique a déclenché le déclin de la suprématie des machines à courant continu dans les entraînements de haute performance. La commande vectorielle peut être implantée selon la méthode directe ou indirecte. Cette dernière suscite plus d'intérêt puisqu'elle n'appelle à aucune modification de la structure de la machine. La méthode d'orientation indirecte du flux rotorique est la plus utilisée, d'une part à cause de sa simplicité, d'autre part parce qu'elle se prête mieux à une implantation généralisée pour les moteurs d'usage général. La principale limitation de la méthode indirecte est sa sensibilité à la variation des paramètres. Les écarts entre les paramètres programmés au niveau des régulateurs et les paramètres réels de la machine détériorent les performances de l'entraînement. Cette détérioration se fait sentir non seulement en régime transitoire mais aussi en régime permanent. L'estimation de la constante de temps rotorique réelle est nécessaire pour l'implantation de commandes de haute performance basées sur la méthode d'orientation indirecte du flux rotorique. Différentes techniques sont explorées de nos jours, par des équipes de recherche partout dans le monde. Le but est donc d'obtenir des valeurs correctes des paramètres de la machine, requis dans l'implantation de commandes insensibles à la variation des paramètres.

L'objectif principal de ce projet de recherche consiste à apporter une contribution à la qualité de la commande vectorielle indirecte du flux rotorique par l'estimation et l'adaptation en ligne de la constante de temps rotorique. Dans cette optique, cette thèse propose deux estimateurs de ce paramètre utilisant seulement des mesures de tension, de courant et de vitesse, effectuées en ligne sur la machine, pour fournir l'information requise sur la constante de temps et le flux rotoriques. Le premier estimateur est basé sur les équations en régime permanent de la machine alimentée en courant. Le second utilise le modèle dynamique de la machine dans le repère stationnaire lié au stator.

Une contribution scientifique est donc apportée à l'amélioration de la performance de la commande indirecte d'orientation du flux rotorique. Cette contribution consiste d'une part, en l'utilisation des estimateurs proposés dans l'adaptation des entraînements à vitesse variable commandés par la technique d'orientation du flux rotorique. D'autre part, elle porte sur l'étude de l'implantation de ces estimateurs sur un processeur numérique, et étudie une implantation à l'aide de réseaux neuroniques.

Parmi les contributions spécifiques nous retrouvons:

- l'étude des aspects théoriques à la base des différentes techniques de commande vectorielle directe et indirecte et la comparaison de leurs performances respectives;
- l'étude théorique des limitations associées aux commandes vectorielles indirectes conventionnelles et de notamment leur sensibilité à la variation des paramètres;
- les détails des développements mathématiques à la base des estimateurs de la constante de temps rotorique proposés et la proposition de nouveaux schémas de commande vectorielle indirecte;
- l'étude par simulation des différentes techniques conventionnelles d'orientation du flux, de leurs limitations, des algorithmes d'estimation et d'adaptation ainsi que les nouvelles structures de commande proposées. Cette étape a été aussi consacrée au perfectionnement des outils de simulation SIMUSEC/SEMALINK dédiés à l'étude des systèmes électroniques de puissance et des entraînements à vitesse variable;
- enfin une étude de l'implantation d'une commande vectorielle par réseaux de neurones artificiels.

Après étude et analyse des principales techniques d'estimation proposées en littérature, nous avons développé deux techniques d'estimation de la constante de temps rotorique et nous avons proposé un nouveau schéma d'orientation indirecte du flux rotorique. Ces

techniques feront l'objet d'une étude détaillée dans cette thèse. Les principaux points qui y seront traités: une étude bibliographique sur les méthodes de commande vectorielle et d'estimation des paramètres, les développements mathématiques des estimateurs proposés, la simulation dans l'environnement SIMUSEC/SEMALINK, le développement d'une nouvelle structure de commande vectorielle avec adaptation de la constante de temps, l'implantation pratique et la description des équipements développés pour le test en laboratoire, les essais et les résultats expérimentaux obtenus et l'étude de l'effet de la variation des paramètres sur l'entraînement réalisé.

Les essais expérimentaux ont été effectués sur un entraînement à vitesse variable constitué d'une machine asynchrone à cage d'une puissance nominale de 2 kW commandée par la méthode indirecte d'orientation du flux rotorique. Le système de puissance est constitué d'un onduleur à transistors TBGI (1200V, 100A), commandé par la technique de bande d'hystérésis avec limitation de fréquence de commutation. Cet onduleur a été monté au laboratoire d'électronique de puissance de l'UQTR avec tous ses circuits de protection, de mesure et de traitement. Le circuit de commande est un système de développement du processeur numérique de signaux DSP-TMS320C31. Il fera également l'objet d'une description détaillée.

Les schémas de commande proposés améliorent la qualité des entraînements conventionnels basés sur l'orientation indirecte du flux rotorique. Une performance dynamique supérieure et une meilleure robustesse par rapport à la variation des paramètres sont atteintes grâce aux algorithmes d'estimation et d'adaptation développés. Les résultats obtenus au laboratoire confirment la pertinence de ces algorithmes et leur faisabilité lorsqu'ils sont implantés sur des processeurs performants en termes de rapidité et de quantité de calculs.

ABSTRACT

Development of vector control techniques applied to induction motors, power converters and digital controllers has initiated the decline of the supremacy of D.C. machines in high performance adjustable speed drives. The vector control can be realized in a direct or indirect fashion. The latter arouses more interest since it does not imply any modification to the structure of the machine. The method of indirect orientation of the rotor flux is widely used due to its simplicity and because it lends itself well to a generalized implementation for general-purpose induction motors. The principal drawback of the indirect method is its sensitivity to parameters variation. The differences between the parameters programmed in the regulators and the real parameters of the machine deteriorate the performances of the drive not only in transients, but also in steady state. The estimation of the rotor time-constant is thus necessary for the implementation of high-performance vector-control schemes based on indirect method of rotor flux orientation. Various techniques are explored nowadays by research teams all around the world. All have the aim of obtaining correct values of the motor parameters, required in the implementation of indirect vector controls insensitive to parameters variation.

The principal objective of this research project consists in contributing to the improvement of the quality of the indirect rotor flux orientation control by on-line estimation and adaptation of the rotor time-constant. Accordingly, this thesis proposes two estimators of this variable using only measurements of voltages, currents and speed. These measurements are carried out on-line on the motor, to provide necessary information on the rotor time-constant and flux. The first estimator is based on the steady state equations of the current-fed induction motor. The second uses the dynamic model of the machine in the stationary reference frame.

A scientific contribution is thus carried to the improvement of the performance of the indirect rotor flux orientation control scheme. This contribution consists, on one hand, in

the use of the proposed estimators in the adaptation of adjustable speed drives controlled by indirect rotor flux orientation method. On the other hand, it relates to the study of the implementation of these estimators on a digital signal processor, and considers the study of an implementation using artificial neural networks.

Among the specific contributions we find:

- The study of the theoretical aspects at the base of the various techniques of direct and indirect vector control methods and the comparison of their respective performances.
- The theoretical study of the limitations associated with the conventional indirect vector control, in particular their sensitivity to the variation of the parameters.
- Details of the mathematical development at the base of the suggested rotor time-constant estimators and the proposal of new indirect vector control schemes.
- The study by simulation of the various conventional field oriented control schemes, their limitations, the algorithms of estimation and adaptation as well as the new structure of the suggested controllers. This stage was also consecrated to the improvement of the SIMUSEC/SEMALINK simulation tools, dedicated to the study of power electronics converters and adjustable speed drives.
- Finally, a study of the implementation of artificial neural networks vector controllers is presented.

After studying and analyzing the principal estimation techniques suggested in literature, we developed two techniques of estimation of the rotor time-constant and proposed a new scheme of indirect orientation of rotor flux. These techniques will be the subject of a detailed study in this thesis. The principal items which will be discussed are: a bibliographic research on vector control methods and estimation of motor parameters, the mathematical development of the proposed estimators, the simulation in the SIMUSEC/SEMALINK environment, the development of a new structure of vector

control with adaptation of the rotor time-constant, the practical implementation and the description of developed equipment for the test in laboratory, the experimental results obtained and the study of the effect of parameters variation on the drive.

The experimental tests were carried out on an adjustable speed drive made up of a 2 kW cage induction motor controlled by the indirect method of rotor flux orientation. The power system consists of an IGBT inverter (1200V, 100A), controlled by the technique of hysteresis band with limitation of the commutation frequency. This inverter was assembled in the Power Electronics Laboratory at the UQTR with all its protective, processing and measurement circuits. The control circuit is based on a development system of the DSP-TMS320C31 digital signal processor. It will also be the subject of a detailed description.

The suggested control schemes improve the quality of the conventional drives based on the indirect rotor flux orientation. A higher dynamic performance and a better robustness with respect to the parameters variation are achieved with the developed algorithms of estimation and adaptation. The results obtained at the laboratory confirm the relevance of these algorithms and their feasibility when they are implemented on powerful processors in terms of computing speed and quantity of calculations.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iv
REMERCIEMENTS	v
RÉSUMÉ	vii
ABSTRACT	x
TABLE DES MATIÈRES	xiii
LISTE DES ANNEXES	xviii
LISTE DES TABLEAUX	xix
LISTE DES FIGURES	xx
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xxvi
LISTE DES SYMBOLES	xxvii
AVANT-PROPOS	xxx
 INTRODUCTION	 1
CHAPITRE I: PRINCIPES DE LA COMMANDE VECTORIELLE	9
1.1 Introduction	9
1.2 Principes de la commande vectorielle du moteur asynchrone à cage	10
1.3 Technique d'orientation directe du flux	11
1.4 Technique d'orientation indirecte du flux	13
1.4.1 Modèle dq de la machine utilisant les flux comme variables d'état ...	14
1.4.2 Méthodes d'orientation du flux dans le cas d'une alimentation en courant	16
1.4.2.1 Orientation du flux statorique	17
1.4.2.2 Orientation du flux d'entrefer	20
1.4.2.3 Orientation du flux rotorique	23
1.4.2.4 Implantation dans les régulateurs à orientation indirecte du flux	26
1.4.2.5 Comparaison des trois méthodes d'orientation indirecte du flux	35
1.4.3 Autres techniques d'orientation indirecte du flux statorique ou	

	d'entrefer	36
1.4.4	Méthodes d'orientation indirecte dans le cas d'une alimentation en tension	41
1.4.4.1	Orientation du flux statorique	41
1.4.4.2	Orientation du flux d'entrefer	41
1.4.4.3	Orientation du flux rotorique	42
1.4.4.4	Comparaison des trois méthodes d'orientation indirecte du flux	42
1.4.5	Avantages liés de l'orientation indirecte du flux rotorique	42
1.5	Comparaison des techniques directe et indirecte d'orientation du flux	47
1.6	Conclusion	48
 CHAPITRE II: LIMITATIONS DE LA COMMANDE VECTORIELLE DES MOTEURS ASYNCHRONE À CAGE		50
2.1	Introduction	50
2.2	Limitations de la méthode vectorielle directe	51
2.2.1	Limitations des méthodes de mesure directe du flux	51
2.2.2.1	Détermination du flux par mesure des tensions, courants et de la vitesse	52
2.2.2.2	Détermination du flux à partir de la tension et du courant statorique	52
2.2.2.3	Estimation du flux à partir des courants statoriques et de la vitesse	54
2.2.2.4	Principe de la détection de la position du flux à partir de la composante de troisième harmonique	55
2.2.2.5	Limitations de la méthode d'estimation du flux à partir du 3ème harmonique	59
2.2.2.6	Principe de la détection de la position du flux rotorique à partir de la détection du courant de l'anneau de bout du rotor	61
2.2.2.7	Principe de la détection du flux rotorique à l'aide des réseaux de neurones artificiels	63

2.3	Limitations de la méthode vectorielle indirecte	65
2.3.1	Sensibilité à la variation des paramètres de la machine	67
2.3.2	Effet de la variation de la résistance rotorique sur le couple et le flux produits par le moteur	71
2.3.3	Effet de la variation de la résistance rotorique sur la fréquence des courants statoriques d'un entraînement à flux orienté	73
2.4	Conclusion	78

CHAPITRE III: TECHNIQUES D'ESTIMATION DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE		79
3.1	Introduction	79
3.2	Techniques d'estimation de la constante de temps rotorique	80
3.3	Estimateurs de la constante de temps rotorique proposés	84
3.3.1	Estimateur basé sur le modèle de la machine dans le repère synchrone en régime permanent	84
3.3.1.1	Équations d'un entraînement à flux rotorique orienté en régime permanent	84
3.3.1.2	Développement mathématique de l'estimateur de la constante de temps rotorique	85
3.3.1.3	Estimation de l'amplitude du flux rotorique	88
3.3.2.4	Résultats de simulation	91
3.3.1.5	Adaptation de la constante de temps rotorique	92
3.3.2	Estimateur basé sur le modèle dynamique dans le repère stationnaire	96
3.3.2.1	Modèle dq du moteur à induction alimenté en courant	96
3.3.2.2	Développement mathématique de l'estimateur de la constante de temps et du flux rotorique	98
3.3.2.3	Détermination des flux rotoriques (Ψ_{dr} et Ψ_{qr})	99
3.3.2.4	Résultats de simulation	100
3.3.2.5	Adaptation de la constante de temps rotorique	102
3.4	Conclusion	102

CHAPITRE IV: IMPLANTATION PRATIQUE ET ÉTUDE DES PERFORMANCES D'UN ENTRAÎNEMENT À ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE	105
4.1 Introduction	105
4.2 Description des équipements mis en oeuvre	106
4.2.1 Le système de puissance	106
4.2.2 Le système de commande	107
4.2.3 Implantation des algorithmes de commande sur le processeur numérique de signaux	110
4.2.3.1 Orientation indirecte du flux rotorique	110
4.2.3.2 Estimation de la constante rotorique	112
4.2.3.3 Adaptation de la constante de temps rotorique	115
4.3 Étude et analyse des résultats expérimentaux	117
4.3.1 Résultats de l'orientation du flux rotorique	117
4.3.2 Résultats de l'estimation et de l'adaptation de la constante de temps rotorique	128
4.4 Conclusion	132
 CHAPITRE V: IMPLANTATION D'UN ENTRAÎNEMENT À ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE À L'AIDE DES RÉSEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS	 134
5.1 Introduction	134
5.2 Utilisation des RNAs multicouches dans un entraînement vectoriel	135
5.3 Réseau de neurones pour l'estimation et l'adaptation de la constante de temps rotorique	137
5.3.1 Développement du réseau de neurones	137
5.3.2 Contraintes associées à l'apprentissage des RNA	139
5.3.3 Résultats d'estimation de la constante de temps rotorique	141
5.3.4 Résultats de simulation pour le schéma d'adaptation de la constante de temps rotorique	141
5.3.5 Comparaison des performances de l'estimateur implanté par RNA	

versus l'estimateur implanté par les équations	146
5.3.5.1 Avantages liés à l'estimateur RNA	146
5.3.5.2 Inconvénients liés à l'estimateur RNA	147
5.3.5.3 Avantages liés à l'estimateur implanté sous forme d'équations	148
5.3.5.4 Inconvénients liés à l'estimateur implanté sous forme d'équations	148
5.3.5.5 Performances comparatives au niveau d'un même processeur numérique	149
5.4 RNA pour l'estimation du flux rotorique	150
5.5 RNA pour l'identification de la dynamique inverse du moteur	151
5.6 Développement d'une méthode d'implantation des RNAs sur DSP	151
5.7 Résultats expérimentaux	153
5.7.1 Résultats de l'estimation de la constante de temps rotorique	153
5.7.2 Résultats d'estimation du flux rotorique	155
5.7.3 Résultats de l'orientation indirecte du flux rotorique	157
5.8 Précision et temps d'exécution des différents RNAs implantés	159
5.9 Conclusion	160
 CONCLUSION	 163
BIBLIOGRAPHIE	170

LISTE DES ANNEXES

Annexe I:	NOTICE TECHNIQUE DU MOTEUR	181
Annexe II:	CARACTÉRISTIQUES COUPLE-GLISSEMENT EN RÉGIME PERMANENT	184
Annexe III:	MESURES EXPÉRIMENTALES DE LA TEMPÉRATURE ET DE LA COURBE DE MAGNÉTISATION DU MOTEUR	187
Annexe IV:	PRINCIPES GÉNÉRAUX DES RÉSEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS	192
Annexe V:	LISTAGES DES FICHIERS RÉALISANT DES COMMANDES PAR RNAS	201

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 4.1: Variation du flux du couple et de la constante de temps rotorique ..	125
Tableau 4.2: Variation de la constante de temps rotorique en fonction du temps	130
Tableau 5.1: Structure et temps d'exécution des RNAs réalisés	160
Tableau III.1: Mesures de la température de surface du rotor	187
Tableau III.2: Mesures de la température des enroulements du stator	188
Tableau III.3: Mesures expérimentales des courbes de magnétisation de la machine	190

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1:	Technique de mesure de la position et de l'amplitude du flux d'entrefer	12
Figure 1.2:	Détermination indirecte de la position du flux	14
Figure 1.3:	Systèmes d'axes dq	14
Figure 1.4:	Modèle découplé de la machine asynchrone: orientation du flux statorique	19
Figure 1.5:	Structure d'un régulateur à orientation du flux statorique	20
Figure 1.6:	Modèle découplé de la machine asynchrone: orientation du flux d'entrefer	22
Figure 1.7:	Structure d'un régulateur à orientation du flux d'entrefer	23
Figure 1.8:	Modèle découplé de la machine asynchrone: orientation du flux rotorique	25
Figure 1.9:	Structure d'un régulateur à orientation du flux rotorique	25
Figure 1.10:	Schéma d'implantation d'un régulateur à orientation du flux du stator	28
Figure 1.11:	Schéma d'implantation d'un régulateur à orientation du flux d'entrefer	28
Figure 1.12:	Schéma d'implantation d'un régulateur à orientation du flux du rotor	28
Figure 1.13:	Résultats de l'orientation du flux statorique	29
Figure 1.14:	Résultats de l'orientation du flux d'entrefer	31
Figure 1.15:	Résultats de l'orientation du flux rotorique	33
Figure 1.16:	Autre structure d'orientation du flux du stator	37
Figure 1.17:	Autre structure d'orientation du flux d'entrefer	38
Figure 1.18:	Résultats de l'orientation du flux statorique, deuxième méthode ...	39
Figure 1.19:	Résultats de l'orientation du flux d'entrefer, deuxième méthode ...	40
Figure 1.20:	Autre schéma d'orientation du flux rotorique (alimentation en tension)	43
Figure 1.21:	Résultats d'orientation du flux rotorique (alimentation en tension)	44

Figure 1.22:	Allure des courants, orientation du flux rotorique (alimentation en tension)	46
Figure 2.1:	Schéma d'estimation du flux statorique à partir des tensions et des courants	53
Figure 2.2:	Schéma d'estimation du flux rotorique à partir des courants et de la vitesse	54
Figure 2.3:	Allure du courant, du flux fondamental et de la tension du 3ème harmonique	56
Figure 2.4:	Principe de la détermination de la position du flux	57
Figure 2.5:	Relation expérimentale $i_s^3 = f(\Psi_e)$	60
Figure 2.6:	Comportement transitoire d'un capteur de flux basé sur le 3ème harmonique	60
Figure 2.7:	Détection du flux de fuite de l'anneau de bout du rotor	62
Figure 2.8:	Courbe de magnétisation de la machine	64
Figure 2.9:	Schéma d'implantation d'un régulateur à orientation du flux du rotor	66
Figure 2.10:	Réponse dynamique d'un entraînement à flux rotorique orienté pour R_r croissante	68
Figure 2.11:	Variations du couple et du flux en régime établi en fonction de L_r et R_r	69
Figure 2.12:	Courbes de sensibilité à consignes de couple variable/flux nominal	71
Figure 2.13:	Courbes de sensibilité à consignes de flux variable/couple nominal	72
Figure 2.14:	Courbes de sensibilité à consignes de flux variable et 5% du couple nominal	73
Figure 2.15:	Effet de la variation de R_r sur la fréquence des courants statoriques	75
Figure 2.16:	Effet de la variation de R_r sur la fréquence des courants statoriques	76

Figure 2.17:	Effet de la variation de R_r sur la fréquence des courants statoriques à faibles niveaux de charges	77
Figure 3.1:	Schéma conventionnel d'un régulateur à flux rotorique orienté	85
Figure 3.2:	Estimateur de la constante de temps rotorique	88
Figure 3.3:	Systèmes d'axes dq	88
Figure 3.4:	Estimateur de l'amplitude du flux et de la constante de temps rotoriques	91
Figure 3.5:	Résultats de l'estimation de la constante de temps rotorique	93
Figure 3.6:	Schéma du nouveau régulateur à flux rotorique orienté avec adaptation de τ_r	94
Figure 3.7:	Résultats d'un entraînement à flux rotorique orienté avec adaptation de τ_r	95
Figure 3.8:	Modèle dq d'un moteur asynchrone à cage alimenté en courant	98
Figure 3.9:	Schéma de l'estimateur de τ_r , Ψ_{dr} et Ψ_{qr}	100
Figure 3.10:	Résultats d'estimation de la constante de temps et du flux rotorique	101
Figure 3.11:	Résultats d'un entraînement à flux orienté avec adaptation de τ_r ...	103
Figure 4.1:	Implantation pratique de l'entraînement à orientation du flux rotorique	111
Figure 4.2:	Implantation de l'entraînement à flux rotorique orienté avec estimation de la constante de temps rotorique	114
Figure 4.3:	Implantation de l'entraînement à flux rotorique orienté avec adaptation de la constante de temps rotorique	116
Figure 4.4:	Consigne de couple (1 Nm/V) et courant dans le moteur (1A/V) ...	118
Figure 4.5:	Consigne de courant au stator (Canal1: 1 A/V) et phase (Canal2: 1 rad/V). Sens de rotation positif	119
Figure 4.6:	Consigne de courant au stator (Canal1: 1 A/V) et phase (Canal2: 1 rad/V). Sens de rotation négatif	119
Figure 4.7:	Consigne de couple (Canal1: 1 Nm/V) et couple produit par la machine (Canal2: 30 Nm/V)	120

Figure 4.8:	Vitesse mécanique de la machine (Canal1: $50 \text{ rad.s}^{-1}/\text{V}$) et Consigne de couple (Canal2: $1 \text{ Nm}/\text{V}$)	121
Figure 4.9:	Tension induite dans la bobine chercheuse (Canal1) et flux statorique ($1 \text{ Wb}/\text{V}$) - Juste après le démarrage	122
Figure 4.10:	Consigne du couple (Canal1: $1 \text{ Nm}/\text{V}$) et couple produit par le moteur (Canal2: $30 \text{ Nm}/\text{V}$) - Juste après le démarrage	122
Figure 4.11:	Réponse de la tension induite dans la bobine chercheuse (Canal1) pour la variation du couple entre 5 Nm et 10 Nm (Canal2)	123
Figure 4.12:	Tension induite dans la bobine chercheuse (Canal1) et flux statorique (Canal2: $1 \text{ Wb}/\text{V}$). Consigne de couple: 5 Nm	124
Figure 4.13:	Tension induite dans la bobine chercheuse (Canal1) et flux statorique (Canal2: $1 \text{ Wb}/\text{V}$). Consigne de couple: 10 Nm	124
Figure 4.14:	Tension induite dans la bobine chercheuse (Canal1) et flux statorique (Canal2: $1 \text{ Wb}/\text{V}$) - 75 min après le démarrage	126
Figure 4.15:	Tension induite dans la bobine chercheuse (Canal1) et flux statorique (Canal2: $1 \text{ Wb}/\text{V}$) - 110 min après le démarrage	126
Figure 4.16:	Consigne de couple (Canal1: $1 \text{ Nm}/\text{V}$) et couple produit par le moteur (Canal2: $30 \text{ Nm}/\text{V}$) - 75 min après le démarrage	127
Figure 4.17:	Consigne de couple (Canal1: $1 \text{ Nm}/\text{V}$) et couple produit par le moteur (Canal2: $30 \text{ Nm}/\text{V}$) - 110 min après le démarrage	127
Figure 4.18:	Courant dans la machine (Canal1: $1 \text{ A}/\text{V}$) et constante de temps rotorique (Canal2: $1 \text{ s}/\text{V}$) - Juste après le démarrage	128
Figure 4.19:	Courant dans la machine (Canal1: $1 \text{ A}/\text{V}$) et constante de temps rotorique (Canal2: $1 \text{ s}/\text{V}$) - 75 min après le démarrage	129
Figure 4.20:	Courant dans la machine (Canal1: $1 \text{ A}/\text{V}$) et constante de temps rotorique (Canal2: $1 \text{ s}/\text{V}$) - 110 min après le démarrage	130
Figure 4.21:	Flux statorique mesuré (Canal1: $1 \text{ Wb}/\text{V}$) et amplitude du flux rotorique estimé (Canal2: $1 \text{ Wb}/\text{V}$) - 75 min après le démarrage ...	131
Figure 4.22:	Flux statorique mesuré (Canal1: $1 \text{ Wb}/\text{V}$) et amplitude du flux rotorique estimé (Canal2: $1 \text{ Wb}/\text{V}$) - 110 min après le démarrage	132
Figure 5.1:	Technique d'apprentissage d'un RNA à généralisation	137

Figure 5.2:	Réseaux de neurones développés	140
Figure 5.3:	Résultats d'estimation de la constante de temps rotorique et erreurs d'estimation	141
Figure 5.4:	Modèle SIMULINK d'une CV-INDIRECTE avec adaptation de τ_r par RNA	142
Figure 5.5:	Modèle SIMULINK d'une CV-INDIRECTE par RNA avec adaptation de τ_r par RNA	143
Figure 5.6:	Résultats de simulation d'une CV-INDIRECTE du flux rotorique avec adaptation de la constante de temps rotorique par RNA	144
Figure 5.7:	Résultats de simulation d'une CV-INDIRECTE du flux rotorique avec adaptation de la constante de temps rotorique (équations 3.42, 3.43 et 3.48)	145
Figure 5.8:	Exemple de codage utilisant la TMS-NEURALIB	153
Figure 5.9:	Estimation de la constante de temps rotorique par RNA (1 s/V) Juste après le démarrage	154
Figure 5.10:	Estimation de la constante de temps rotorique par RNA (1 s/V) 110 min après le démarrage	155
Figure 5.11	Flux rotorique estimé par RNA (canal 1: 1 Wb/V) et sa position (Canal 2: 1(rad.s ⁻¹)/V)	156
Figure 5.12:	Orientation indirecte du flux rotorique par RNA (± 7 Nm, Ψ_{nom}) Consigne directe (canal 1) et en quadrature (Canal2) du courant statorique (1A/V)	158
Figure 5.13:	Orientation indirecte du flux rotorique par RNA (7 Nm, $0,8\Psi_{nom}$) Consigne du glissement (Canal1: 1 rad.s ⁻¹ /V) et consigne de courant (Canal2: 1 A/V)	158
Figure II.1:	Caractéristique statique du couple en fonction du glissement (Entraînement à flux rotorique orienté)	185
Figure II.2:	Caractéristique statique du couple en fonction du glissement (Commandes scalaires)	186
Figure II.3:	Caractéristique statique du couple en fonction du glissement (Commandes vectorielles)	186
Figure III.1:	Méthode utilisée pour mesurer la température de surface du rotor	187

Figure III.2:	Modèle utilisé pour calculer la distribution de la température au rotor	189
Figure III.3:	Variation expérimentale de la résistance rotorique	189
Figure III.4:	Courbes de magnétisation du moteur	191
Figure IV.1:	Structure d'un neurone	193
Figure IV.2:	Fonctions de transfert binaires	193
Figure IV.3:	Fonctions de transfert linéaires	194
Figure IV.4:	Fonctions de transfert de type saturation	194
Figure IV.5:	Fonctions de transfert sigmoïdales	195
Figure IV.6:	Structure d'un réseau de neurones multicouches	196
Figure IV.7:	Processus de l'algorithme de la rétropropagation du gradient	199

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

DSP	Processeur numérique de signaux (Digital Signal Processor)
f.c.e.m	Force contre électro-motrice
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
RNA	Réseau de Neurones Artificiel
TBGI	transistor bipolaire à grille isolée

LISTE DES SYMBOLES

(a,b,c)	Référentiel de phase
(d^e,q^e)	Référentiel (d,q) synchrone
(d^r,q^r)	Référentiel (d,q) stationnaire lié au rotor
(d^s,q^s)	Référentiel (d,q) stationnaire lié au stator
i_{dr}	Composante directe du courant rotorique
i_{ds}	Composante directe du courant statorique
i_{mr}	Courant de magnétisation au rotor
i_{ms}	Courant de magnétisation au stator
i_{qr}	Composante en quadrature du courant rotorique
i_{qs}	Composante en quadrature du courant statorique
I_r	Amplitude du courant rotorique
I_s	Amplitude du courant statorique
K_f	Coefficient de frottement visqueux
L_{lr}	Inductance de fuite du rotor
L_{ls}	Inductance de fuite du stator
L_r	Inductance propre du rotor
L_{ro}	Inductance propre nominale du rotor
L_s	Inductance propre du stator
M	Inductance mutuelle
$P(\theta)$	Transformation orthogonale de PARK
pp	Païres de pôles
θ_r	Position du rotor
θ_s	Position du stator

θ_{sl}	Position du glissement
R_r	Résistance rotorique
R_{ro}	Résistance rotorique nominale
R_s	Résistance statorique
σ	Coefficient de fuite total de la machine
T_{em}	Couple électromagnétique produit par la machine
τ_r	Constante de temps rotorique
τ_{rl}	Constante de temps rotorique de fuite
τ_s	Constante de temps statorique
v_{ds}	Composante directe de la tension statorique
v_{qs}	Composante en quadrature de la tension statorique
V_s	Amplitude de la tension statorique
$\omega_{méc}$	Vitesse mécanique
ω_r	Vitesse électrique du rotor
ω_s	Pulsation au stator
ω_{sl}	Pulsation du glissement
Ψ_{de}	Composante directe du flux d'entrefer
Ψ_{dr}	Composante directe du flux rotorique
Ψ_{ds}	Composante directe du flux statorique
Ψ_e	Phaseur flux d'entrefer
Ψ_{qe}	Composante en quadrature du flux d'entrefer
Ψ_{qr}	Composante en quadrature du flux rotorique
Ψ_{qs}	Composante en quadrature du flux statorique
Ψ_r	Phaseur flux rotorique

Ψ_s	Phaseur flux statorique
$ \Psi_r $	Amplitude du flux rotorique
$ \Psi_s $	Amplitude du flux statorique

Note: Une variable désignée par une étoile en exposant correspondent à la consigne de cette variable

AVANT PROPOS

Le travail de recherche a été effectué au Laboratoire d'électronique de puissance à l'Université du Québec à Trois-Rivières (LÉP-UQTR).

L'un des objectifs visés était le développement d'un banc d'essai d'une puissance nominale de 2 kW et la conception d'un environnement de travail pour l'étude et l'évaluation des performances des entraînements à courant alternatif. Cet objectif cadre dans le projet de recherche: "Développement de systèmes d'entraînements intelligents" mené par le professeur A. Chériti.

Cet environnement de travail est en partie une continuation du développement de l'environnement de simulation convivial SIMUSEC/SEMALINK dans le logiciel SIMULINK. Le travail a été ensuite poursuivi par le développement du banc d'essai destiné à l'évaluation de différents algorithmes de commande implantés sur le système de développement du processeur numérique des signaux, disponible au laboratoire. Une partie de cette thèse a été consacrée à la conception de l'onduleur à transistors TBGI (1200V, 100A), de ses circuits de protection, de traitement des signaux et d'interfaçage. Le système de puissance a ensuite été relié à l'ordinateur et au système de développement du DSP.

Les algorithmes de commande vectorielle conventionnelle et à base de RNA, développés dans cette thèse, ont ainsi pu être validés.

L'environnement de travail réalisé sera mis à profit par les chercheurs du LÉP-UQTR notamment dans le cadre d'un travail de recherche de doctorat sous la direction du Professeur A. Chériti. Ce travail est consacré à l'étude et au développement de différents algorithmes de commande sans capteurs de vitesse. Ce projet est en réalisation par M. Ghouili qui tentera aussi une implantation de ce type de commande à base de RNAs.

Plusieurs étudiants de maîtrise travailleront aussi sur le banc d'essai développé dans le cadre de leur travail de recherche ou dans la réalisation de certains projets de cours à

portée limitée, sur les entraînements à courant alternatif. M. El Bittioui explorera, dans le cadre de son projet de maîtrise, l'étude de la sensibilité des entraînements vectoriels à la variation des paramètres.

Il ne faut pas oublier les travaux ultérieurs réalisés par le Professeur A. Chériti qui a développé différentes techniques de commande des onduleurs classiques ou à résonance. Ces circuits de commande ont été intégrés au banc d'essai.

D'autres étudiants et stagiaires ont aussi participé à l'élaboration de cartes de commande de l'onduleur de puissance, en implantant des logiques de commande à base de mémoires EPROMs (V/F avec élimination sélective des harmoniques, modulation échantillonnée et modulation vectorielle SVM).

INTRODUCTION

La contribution de cette thèse se situe au niveau de l'utilisation des réseaux de neurones artificiels (RNAs) pour l'implantation des commandes vectorielles du moteur asynchrone à cage. Les avantages des RNAs ont été mis en évidence dans plusieurs champs d'application et ils suscitent, actuellement, beaucoup d'intérêt dans les domaines de l'électronique de puissance et de commande des machines électriques. Le principal objectif de ce travail de recherche est d'estimer, en ligne, la constante de temps rotorique du moteur asynchrone à cage dans le but de réaliser une commande vectorielle indirecte d'orientation du flux rotorique insensible à la variation de ce paramètre. L'originalité de ce travail réside dans les approches utilisées. En effet, trois nouvelles stratégies d'estimation ont été mises au point. Ces techniques utilisent soit les RNAs, soit les équations du modèle de la machine en régime permanent ou les équations du modèle de la machine en régime dynamique. Pour atteindre cet objectif plusieurs sous-objectifs sont à considérer en particulier, le développement d'une bibliothèque de simulation du moteur asynchrone, la mise au point de méthodes d'apprentissage des RNAs, la recherche d'architectures adéquates et enfin la mise en oeuvre expérimentale sur un processeur numérique des signaux ainsi que le développement d'une librairie d'implantation pratique (TMS-NEURALIB).

Dans le domaine des entraînements électriques, les moteurs asynchrones à cage assurent le meilleur rapport qualité/prix de par leur robustesse, leur encombrement réduit, le minimum d'entretien requis et leur facilité de fabrication.

Comparés aux machines à courant continu (cc) à excitation séparée, les moteurs asynchrones à cage demeurent cependant difficiles à utiliser dans les entraînements à vitesse variable.

En effet, opérés à flux constant, les moteurs cc à excitation séparée, constituent un système linéaire du second ordre, auquel on peut facilement appliquer les principes d'asservissement linéaire. Il existe des méthodes systématiques pour la conception des

régulateurs proportionnels-intégraux (PI) du courant et de la vitesse, sur toute la gamme de vitesses allant de l'arrêt à la vitesse nominale (Leonhard 1985). Le flux étant commandé par le circuit de l'inducteur de façon indépendante du couple qui est réglé par le circuit de l'induit, ceci résulte en une très grande souplesse de réglage. Ceci a encouragé le développement d'un grand nombre de schémas de réglage de haute performance pour ce type de machines. La limitation des entraînements cc reste le problème d'entretien fréquemment requis par la machine.

Les moteurs asynchrones à cage ne nécessitent presque aucun entretien. Cependant, ils constituent un système hautement non linéaire. Le flux ne peut être découplé du couple. En effet, dans le cas d'une alimentation en tension, lorsqu'une augmentation du couple est requise par une augmentation du glissement, le flux est affecté d'une baisse.

Le dimensionnement d'une boucle de régulation pour ces machines impose donc le recours aux principes de la commande non linéaire. L'utilisation de régulateurs PI linéaires nécessite la linéarisation du moteur autour d'un point de fonctionnement en considérant un modèle en petit signal. On pourrait déterminer dans ce cas un modèle linéarisé du 5^{ème} ordre (Bose, 1986). Il n'existe pas de méthode systématique pour la conception des régulateurs PI du courant et de la vitesse pour ce type de système et la performance dynamique d'un tel entraînement, sur une large gamme de vitesse, reste faible. De plus, la régulation de vitesse des moteurs asynchrones à cage nécessite l'utilisation d'onduleurs à tension/courant et fréquence variables et de leurs circuits de réglage. Ceci augmente le prix du système et a longtemps pénalisé l'utilisation de ces moteurs dans les domaines où des entraînements de meilleures performances peuvent être implantés à l'aide de moteurs à courant continu.

Pour remédier à cette limitation des moteurs asynchrones à cage, il fallait penser à une autre stratégie de commande, qui assurerait un découplage de ces moteurs et une souplesse de réglage analogue à celle des entraînements à courant continu. La commande vectorielle ou commande à flux orienté s'est donc imposée comme la norme d'avenir

dans le domaine des entraînements à courant alternatif (ca). En effet, cette commande procède par la linéarisation du moteur asynchrone à cage en considérant la dynamique inverse du modèle non linéaire. Le résultat étant un système linéaire facile à régler (Capolino et Henao, 1992) et alliant les caractéristiques du moteur asynchrone à cage (robustesse, simplicité, fiabilité, ...) à la flexibilité de commande du moteur cc. Les schémas et algorithmes de réglage déjà établis pour les moteurs cc peuvent donc facilement être étendus aux moteurs asynchrones à cage. De plus, avec le développement rapide des dispositifs à semi-conducteurs de puissance et des calculateurs numériques, on assiste à une diminution conséquente du prix des convertisseurs de puissance, ce qui encourage de plus en plus l'utilisation de cette commande.

La commande à flux orienté ou commande vectorielle fût introduite à la fin des années 1960 et le début des années 1970, par deux chercheurs allemands. Felix Blaschke (1972 et 1973) a réalisé dans les laboratoires de la compagnie Siemens, en Allemagne de l'ouest, la première commande vectorielle directe. Cette réalisation a fait l'objet d'une première communication, publiée dans la revue Siemens (Blaschke, 1972) et a fait l'objet de sa dissertation doctorale (Blaschke, 1973) à l'Université Technique de Braunschweig avec l'équipe du Professeur W. Leonhard qui a beaucoup raffiné la technique par la suite (Gabriel et al., 1979).

Cette technique d'orientation directe consiste à appliquer la méthode de deux vecteurs orthogonaux au moteur asynchrone à cage en séparant les courants statoriques en deux composantes: une composante directe produisant le flux et une composante en quadrature (orthogonale à la première) produisant le couple. L'idée de base de cette technique est la connaissance de l'angle du vecteur flux rotorique par rapport au vecteur courant statorique. Pour ce faire, Blaschke utilisa des capteurs de flux de type "bobines chercheuses" (search coils en anglais). Une fois cet angle déterminé, le régulateur vectoriel calcule, à partir des deux commandes du flux et du couple (constantes dans le repère synchrone), les trois consignes de courant statorique assurant le maintien du vecteur flux dans une orientation où sa composante transversale demeure tout le temps

nulle. De ce fait, cette méthode d'orientation assure une commande découplée du couple et du flux tout à fait analogue à celle d'un moteur cc à excitation séparée.

La méthode vectorielle indirecte, quant à elle, fût proposée par Karl Hasse (1969). Elle a fait l'objet de sa thèse de doctorat au Technishe Hochschule de Darmstadt (Hasse 1969). Cette méthode est la plus largement utilisée aujourd'hui, puisqu'elle permet une implantation plus générale. Elle est basée sur l'estimation du flux à partir du modèle de la machine et donc ne nécessite aucune modification de celle-ci. Seulement un capteur de vitesse électrique du rotor est requis. Cette vitesse est additionnée à une consigne de glissement, calculée par le régulateur vectoriel. L'intégration de cette somme fournit la position du flux. Les principes des méthodes directe et indirecte sont développés au chapitre I.

La commande à orientation du flux a ouvert le champ à beaucoup d'applications dans le domaine des entraînements ca à vitesse variable. En plus des nombreux avantages liés à l'utilisation des moteurs asynchrones à cage, les entraînements ca offrent un bien meilleur comportement transitoire lors de la réponse dynamique du couple. Ceci est dû à leur faible inertie comparée à celle des moteurs cc de même puissance. Les progrès réalisés dans le domaine des semi-conducteurs de puissance rapides, au cours des années 1970, ont aussi donné une bonne poussée à ces entraînements. Les onduleurs de tension ont pu de ce fait utiliser des régulateurs de courants extrêmement rapides, permettant des alimentations en tension avec courant imposé (Brod et Novotny, 1985; Bose, 1988; Kazerani et al., 1991; Nabae et al., 1994; Choi et Sul, 1997), ayant une bien meilleure réponse dynamique que les entraînements alimentés seulement en tension. Le développement des microprocesseurs dans les années 1980 a rendu possible l'implantation des algorithmes d'orientation du flux et ceux de pilotage des onduleurs. De nos jours, ces régulateurs, de plus en plus matures, sont implantés dans des processeurs numériques des signaux (DSP) extrêmement rapides.

Récemment, des compagnies se sont même lancées dans la fabrication de processeurs vectoriels spécialisés intégrant les fonctions requises par ce type de commande. La compagnie Analog-Devices (1995) propose le circuit AD2S100, appelé AC Vector Controller. Ce circuit réalise la transformation des axes ((d,q) à (a,b,c) ou vice versa) et épargne de ce fait au calculateur numérique de devoir effectuer cette opération consommatrice en temps de calcul.

Tous ces développements ont ouvert l'horizon à une vaste utilisation de ce type de commande, qui est devenue de nos jours très fréquente dans le domaine des entraînements industriels, réglés avec des moteurs ca.

Bien que tous ces avantages peuvent sembler nous conduire à opter pour une implantation plus généralisée de ce type de commande dans le domaine des entraînements à vitesse variable, cette mise en oeuvre n'en demeure pas pour autant dépourvue de sérieux problèmes. En effet, le plus grand défi qui fait face à la commande vectorielle est celui de pouvoir mesurer le flux dans la machine de façon précise et fiable. Ce problème persiste en fait depuis l'apparition des premières versions de cette commande. La mesure du flux est problématique et nécessite l'installation de capteurs pour mesurer directement ou indirectement cette variable. Comme nous allons le voir au chapitre II, plusieurs méthodes de mesure indirecte du flux ont été développées et proposées en littérature (Hori et Takaji, 1990; Kreindler et al., 1992; Nielsen et Kazmierkowski, 1992; Profumo et al., 1993; Matsuo et al., 1994; Toh et al., 1994). Une méthode de détermination du flux basée sur l'utilisation des réseaux de neurones artificiels a fait l'objet de ce travail et est proposée au chapitre V (Ba-razzouk et al., 1997).

L'intérêt suscité par la méthode indirecte d'orientation du flux est motivé par la non nécessité de mesurer le flux, contrairement à la méthode directe. La commande vectorielle indirecte a pour but d'estimer indirectement la position du flux dans la machine, en utilisant le modèle dynamique de celle-ci. Trois approches d'implantation de la méthode indirecte ont été proposées selon le flux qu'on désire orienter (au stator, à

l'entrefer ou au rotor) (Ho et Sen, 1988 et Ho, 1989). L'orientation du flux rotorique constitue la méthode la plus appropriée et la plus simple à implanter de façon généralisée pour les moteurs asynchrones à cage d'usage général. Ce type de machines constitue de nos jours quelques 90% des moteurs utilisés en industrie. Cette technique, qui semblait fort prometteuse, s'est rapidement vue confrontée à un sérieux problème. Étant basée sur le modèle dynamique de la machine, à paramètres fixes, cette commande indirecte souffre énormément de la variation des paramètres du moteur qui surviennent inévitablement lors de son fonctionnement. Ces variations résultent en une perte des performances dynamiques et du découplage. La variation de la constante de temps rotorique exerce un effet dominant dans la dégradation des performances de la méthode d'orientation du flux rotorique (Ba-razzouk et al., 1996).

Il fallait encore repenser la méthode indirecte et les chercheurs se sont penchés sur le développement de techniques d'estimation en ligne de cette constante de temps. Le but est de pouvoir l'utiliser dans l'adaptation du régulateur à orientation indirecte du flux. Plusieurs approches ont vu le jour et ont été proposées dans la littérature (Garces, 1980; Matsuo et Lipo, 1984; Green et Williams, 1989; Lorenz et Lawson, 1990; Rowan et al., 1991; Liu et Venkatatesan, 1992; Umanand et Bhat, 1994; Boys et Miles, 1994; Toliyat et al., 1995; Fodor et al., 1995; Lin, 1996; Wade et al., 1997 et Ba-razzouk et al., 1997). Nous proposons trois méthodes d'estimation de cette variable à partir de mesures de la tension, du courant et de la vitesse de la machine (Ba-razzouk et al., 1996 et 1997 et nous étudierons aussi l'implantation de cette approche à l'aide de réseaux de neurones.

L'étape d'étude théorique des différentes approches de la commande vectorielle conventionnelle ou à base de réseaux de neurones, de l'estimation de la constante de temps et du flux rotoriques et de l'adaptation des entraînements est suivie par une importante étape de simulation. Un outil de travail convivial, que nous avons développé dans l'environnement MATLAB/SIMULINK (Mathworks, 1992) a été ainsi perfectionné. Nous avons, en effet, modélisé tous les équipements requis dans un

entraînement vectoriel tels que les machines, les convertisseurs de puissance et les logiques de commande et d'estimation. Cette partie a été intégrée à la boîte à outils SIMUSEC/SEMALINK (Ba-razzouk et al., 1992, 1993 et 1994).

L'évaluation des différentes implantations pratiques de la commande vectorielle conventionnelle et à bases de réseaux de neurones, des nouvelles structures d'estimation et d'adaptation sont réalisées sur un entraînement expérimental d'une puissance nominale de 2 kW. Le banc d'essais ainsi développé est utilisé pour évaluer les approches proposées.

Pour atteindre nos objectifs, nous avons réalisé une étude sur les RNAs et effectué le choix de la structure du RNA d'estimation de la constante de temps rotorique à implanter. Une fois cette étape franchie, nous avons procédé à l'étape de préparation des données d'apprentissage et nous avons réalisé l'apprentissage dans l'environnement MATLAB grâce à sa boîte à outils réseaux de neurones. La simulation de l'entraînement à orientation du flux rotorique, avec estimation et adaptation de la constante de temps rotorique, utilisant l'estimateur RNA développé, a été réalisée dans l'environnement SIMULINK. Pour valider les résultats de cette étape, deux estimateurs basés sur les équations de la machines ont été développés et nous les avons utilisé pour implanter des entraînements à orientation indirecte avec estimation et adaptation de la constante de temps rotorique. L'étape de validation pratique s'est effectuée à l'aide du processeur numérique de signaux TMS320C31. Nous avons tout d'abord réalisé un entraînement à orientation indirecte du flux rotorique, utilisant des paramètres fixes de la machine (commande vectorielle conventionnelle) pour mettre en évidence l'effet de la variation des paramètres au niveau de la machine sur les performances de l'entraînement. Cette étape a été poursuivie par l'intégration des équations d'estimation de la constante de temps rotorique, basées sur le modèle dynamique et l'utilisation de cette variable estimée au niveau de la logique d'orientation du flux. Enfin, tout ce qui nous manquait pour faciliter le passage entre la conception des RNAs sur MATLAB et leur implantation

pratique dans ce processeur numérique de signaux était le développement d'une librairie d'outils, codée de façon optimale pour le TMS320C31. Nous avons profité de cette méthode pour réaliser trois structures de RNAs. Le premier RNA réalise l'estimation de la constante de temps rotorique, le second l'estimation de l'amplitude et de la position du flux rotorique destinées à l'implantation de commandes vectorielles directes et le troisième réalise l'implantation de commandes vectorielles indirectes.

Cette thèse est composée de cinq chapitres et est organisée comme suit: après une étude présentée au chapitre I, sur les différentes stratégies utilisées dans l'implantation de commandes vectorielles des machines asynchrones et la comparaison de leurs performances respectives, nous présentons au chapitre II les problématiques associées à la commande vectorielle. La méthode d'orientation indirecte du flux rotorique qui a suscité le plus d'intérêt pour une implantation généralisée de ces entraînements souffre grandement de la variation de la constante de temps rotorique. Cette dernière doit être estimée et maintenue au niveau du régulateur. Le chapitre III présente quelques unes des méthodes d'estimation existantes et on y propose deux estimateurs. Le premier est basé sur un modèle en régime permanent alors que le second a recourt à un modèle dynamique dans le repère stationnaire. Les développements mathématiques sont aussi présentés dans ce chapitre ainsi qu'une comparaison de leur performances respectives. Tous les détails concernant la mise en oeuvre pratique d'un entraînement à orientation du flux rotorique sont donnés au chapitre IV qui présente aussi les résultats expérimentaux obtenus pour une implantation dans un processeur numérique des signaux. Cette implantation est effectuée dans le cas d'une commande vectorielle indirecte avec et sans adaptation de la constante de temps rotorique. Enfin le chapitre V sera consacré à l'implantation d'un entraînement à l'aide des réseaux de neurones artificiels. La structure des réseaux, les stratégies d'apprentissage, l'implantation sur un processeur numérique de signaux et la comparaison des performances sont les principales préoccupations de ce chapitre.

CHAPITRE I

PRINCIPES DE LA COMMANDE VECTORIELLE

1.1 Introduction

Les commandes classiques de la machine asynchrone, appelées aussi commandes scalaires, n'assurent pas un découplage entre le flux et le couple du moteur. Cette limitation est observée aussi bien dans le cas d'une alimentation en courant qu'en tension. Pour illustrer ceci, rappelons nous que pour augmenter le couple d'un moteur asynchrone à cage par une augmentation du glissement, le flux est affecté d'une baisse. La commande du couple ne se fait absolument pas indépendamment de celui du flux. Le couplage inhérent entre ces deux variables est responsable du peu de dynamique des techniques classiques.

Dans la commande des machines à courant continu à excitation séparée, en maintenant le flux constant par le circuit inducteur, le couple de la machine est commandé indépendamment (on néglige la réaction d'induit) par le circuit de l'induit, ce qui explique ce découplage dans les schémas d'entraînement de ces machines.

Les techniques de la commande vectorielle appelées aussi commandes à orientation du flux ont pour but de découpler les moteurs à courant alternatif de façon à ce que le flux et le couple de ces moteurs soient commandés indépendamment. Ces techniques tirent leur idée de base du modèle dq du moteur asynchrone dans le repère synchrone et de la façon dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés. Elles sont basées sur l'orientation du flux dans la machine selon l'axe d, ce qui assure de ce fait que sa composante quadrature demeure tout le temps nulle. En maintenant ce flux orienté constant, le couple peut être réglé de façon indépendante du flux.

Pour réaliser ces conditions, une commande vectorielle nécessite la connaissance de la position du flux à orienter. Ceci peut être réalisé par une mesure directe à l'aide de capteurs de flux, d'où le nom de commande directe, ou par une estimation indirecte d'où le nom de commande indirecte. Dans ce chapitre on va considérer un fonctionnement

idéalisé de ces techniques en considérant que la mesure du flux s'effectue de façon précise et fiable dans le cas d'une commande directe. Pour la commande indirecte, on va assumer que les inductances et les résistances de la machine demeurent constants au cours de son fonctionnement. Le comportement réel de ces entraînements sera étudié au chapitre II. Toutes les simulations présentées dans ce chapitre ont été réalisées à l'aide du logiciel SIMULINK/MATLAB (Ba-razzouk et al., 1992, 1993 et 1994).

1.2 Principes de la commande vectorielle du moteur asynchrone à cage

Dans une commande vectorielle du moteur asynchrone à cage, le but est d'obtenir un couple électromagnétique proportionnel à la composante en quadrature du courant statorique I_{qs} (à flux constant) et de pouvoir commander le flux en agissant sur la composante directe de ce courant I_{ds} . Ceci permet de commander ce type de machines de façon analogue à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée. Le découplage du moteur asynchrone à cage est ainsi réalisé par son alimentation par des courants d'une amplitude, d'une fréquence et d'une phase bien déterminées. Ces conditions sont assurées grâce à un régulateur à orientation du flux dont le but est de calculer ces consignes de courant à partir d'une consigne de couple et d'une consigne de flux.

Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le couple est donné par la relation:

$$T_{em} = K \cdot I_a \cdot I_f \quad (1.1)$$

où I_a est le courant d'induit, I_f est le courant inducteur et K est une constante.

En maintenant le courant I_f constant par le circuit de réglage de l'inducteur, le couple dépend uniquement du courant I_a .

Dans le repère synchrone, le couple d'un moteur asynchrone à cage alimenté en courant est donné par (Ba-razzouk, 1992):

$$T_{em} = \left(\frac{3 \cdot pp \cdot M}{2} \right) (\Psi_{dr} \cdot i_{qs}) \quad (1.2)$$

En analysant cette expression, nous constatons que le couple est découplé du flux si: Ψ_{dr} est indépendant de i_{qs} et fonction uniquement de i_{ds} , donc $\Psi_{qr} = 0$.

C'est la condition d'orientation du flux rotorique. Cette condition implique que le vecteur flux rotorique $\bar{\Psi}_r$ soit orienté selon l'axe d du repère dq. D'où le nom de la commande à flux orienté ou commande vectorielle. Dans ce cas, nous avons:

$$\bar{\Psi}_r = \bar{\Psi}_{dr} \text{ et donc } \Psi_r = \Psi_{dr} \quad (1.3)$$

Pour assurer cette condition d'orientation du flux, il faut envoyer à la machine des courants d'une amplitude et d'une phase bien déterminées:

$$I_s^* = \sqrt{(i_{ds}^*)^2 + (i_{qs}^*)^2} \quad \text{et} \quad \theta^* = \tan^{-1} \left(\frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \right) \quad (1.4)$$

Nous allons voir un peu plus loin dans ce chapitre comment on détermine ces consignes (I_s^* et θ^*). L'angle θ^* est bien évidemment la position du vecteur flux rotorique dans le repère synchrone.

1.3 Technique d'orientation directe du flux

L'idée de base de l'orientation du flux est l'utilisation de l'angle du vecteur flux, pour découpler les composantes flux et couple des courants statoriques. La plus grande difficulté, qui demeure toujours une sérieuse limitation de cette technique, est la détermination du flux, surtout en ce qui concerne le flux rotorique qui n'est pas directement accessible. L'orientation du flux rotorique constitue en fait la méthode d'orientation la plus utilisée à cause de ses avantages qu'on verra plus loin dans ce chapitre. La technique de mesure de l'amplitude et de la position du flux est illustrée à la figure 1.1. Les capteurs de flux disposés à l'intérieur de la machine effectuent une mesure de la composante directe et transversale du flux dans la machine, soit: Ψ_{de} et Ψ_{qe} . On a:

$$\Psi_e = \Psi_{de} + j\Psi_{qe} \quad (1.5)$$

Dans le repère stationnaire de la machine, on a les relations:

$$\Psi_{de} = |\Psi_e| \cdot \cos(\theta_e) \quad (1.6)$$

$$\Psi_{qe} = |\Psi_e| \cdot \sin(\theta_e) \quad (1.7)$$

$$|\Psi_e| = \sqrt{\Psi_{de}^2 + \Psi_{qe}^2} \quad (1.8)$$

où θ_e correspond à la position du flux.

Dans une commande vectorielle directe, à orientation du flux d'entrefer, on a besoin de $\cos(\theta_e)$ et $\sin(\theta_e)$ afin de réaliser la transformation des consignes de courant. À partir de (1.6) et (1.7), il est évident que:

$$\cos(\theta_e) = \frac{\Psi_{de}}{\sqrt{\Psi_{de}^2 + \Psi_{qe}^2}} \quad (1.9)$$

$$\sin(\theta_e) = \frac{\Psi_{qe}}{\sqrt{\Psi_{de}^2 + \Psi_{qe}^2}} \quad (1.10)$$

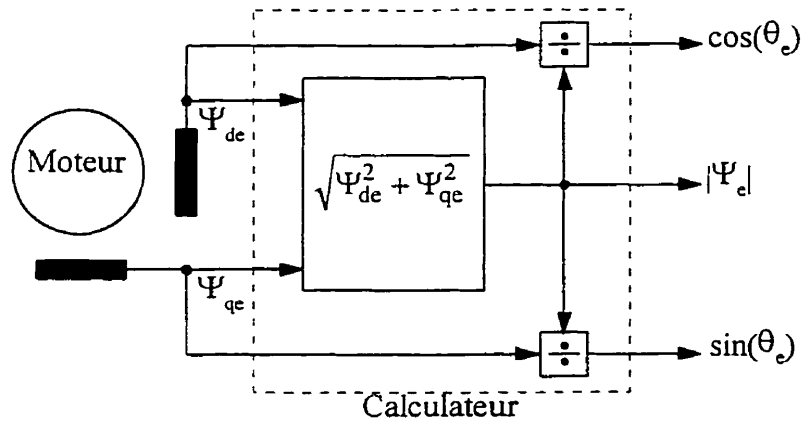


Figure 1.1 Technique de mesure de la position et de l'amplitude du flux d'entrefer

Une fois le flux d'entrefer mesuré, on procède à la détermination du flux rotorique à partir des relations suivantes:

$$\Psi_{dr} = \left(\frac{L_{lr}}{M} + 1 \right) \Psi_{de} - L_{lr} \cdot i_{ds} \quad (1.11)$$

$$\Psi_{qr} = \left(\frac{L_{lr}}{M} + 1 \right) \Psi_{qe} - L_{lr} \cdot i_{qs} \quad (1.12)$$

Il est à noter que les flux rotoriques déterminés à l'aide des équations (1.11) et (1.12) ont une bonne précision. En effet, les termes (L_{lr}/M) et L_{lr} dépendent très peu de la saturation de la machine (Matsuo et al., 1994).

La méthode directe d'orientation du flux est donc basée sur la détermination de la position instantanée du flux dans la machine. Cette détermination peut s'effectuer grâce à une mesure du flux comme illustré à la figure 1.1. Cette mesure est réalisée par l'utilisation de capteurs de flux de type à effet Hall ou magnétiques.

Ces capteurs nécessitent d'être installés dans la machine ce qui entraîne des modifications dans la conception de celle-ci. Ceci n'est pas toujours adapté aux moteurs industriels à usage général. De plus, la tension de sortie des capteurs à effet Hall dérive avec la température. En plus, ce type de capteurs n'est pas aussi robuste que le moteur et donc diminue beaucoup la fiabilité du système (Bose, 1986). Finalement, il ne faut pas oublier que le signal obtenu par les capteurs magnétiques du flux en basses vitesses est fortement perturbé par les harmoniques.

D'autres méthodes réalisent cette mesure indirectement à partir de la mesure de certaines variables de la machine. Ces variables sont: la tension, le courant et/ou la vitesse. Ces méthodes et plus précisément leur limitations, seront discutées au chapitre II.

1.4 Technique d'orientation indirecte du flux

À l'encontre de la méthode directe, la méthode indirecte est basée sur l'estimation de la position du flux à partir du modèle de la machine. En inversant le modèle en flux de la machine, comme on va le voir dans ce chapitre, on détermine la consigne de glissement de la machine. Ce glissement additionné à la vitesse électrique du rotor donne la

pulsation du champ tournant. L'intégration de cette dernière fournit la position du flux (figure 1.2).

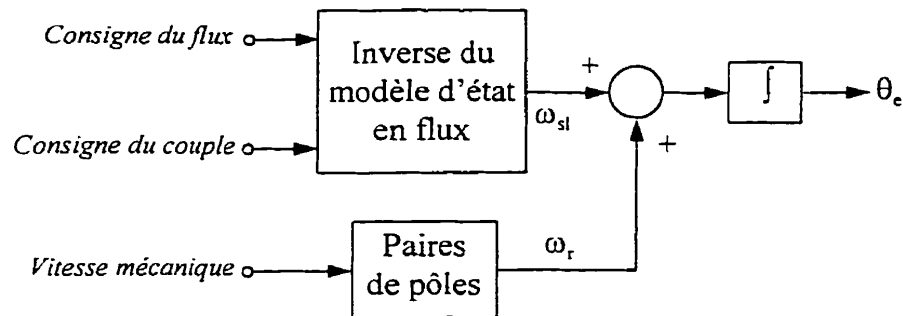


Figure 1.2 Détermination indirecte de la position du flux

1.4.1 Modèle dq de la machine utilisant les flux comme variables d'état

Avant de développer les équations, on formule les hypothèses suivantes (Ba-razzouk, 1992):

- On suppose une isotropie de la machine, dans ce cas les trois enroulements de la machine sont supposés parfaitement identiques;
- On néglige la saturation de la machine, dans ce cas M et L_r peuvent être considérées comme constantes.

Considère le système d'axes montré à la figure 1.3:

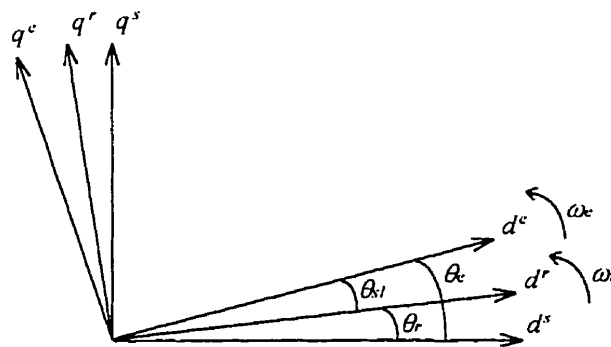


Figure 1.3 Systèmes d'axes dq

avec:

- (d^s, q^s) : repère stationnaire lié au stator;

•(d^r,q^r): repère stationnaire lié au rotor;

•(d^e,q^e): repère synchrone (électrique).

Les équations de tension de la machine exprimées dans le repère synchrone sont données par (Ba-razzouk, 1992):

$$v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_e \cdot \Psi_{qs} \quad (1.13)$$

$$v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_e \cdot \Psi_{ds} \quad (1.14)$$

$$0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \cdot \Psi_{qr} \quad (1.15)$$

$$0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \cdot \Psi_{dr} \quad (1.16)$$

$$T_{em} = \frac{3 \cdot pp \cdot M}{2} \left(i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr} \right) \quad (1.17)$$

De plus, on a:

$$\Psi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \quad (1.18)$$

$$\Psi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \quad (1.19)$$

$$\Psi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \quad (1.20)$$

$$\Psi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \quad (1.21)$$

Des équations (1.18) et (1.19), on peut tirer:

$$i_{dr} = \frac{\Psi_{ds} - L_s \cdot i_{ds}}{M} \quad (1.22)$$

$$i_{qr} = \frac{\Psi_{qs} - L_s \cdot i_{qs}}{M} \quad (1.23)$$

qui donnent les équations des courants rotoriques en fonction des flux et des courants statoriques.

Pour tirer les expressions des courants statoriques en fonction des flux, on multiplie (1.18) par L_r et (1.19) par M et on calcule la différence des résultats. On effectue la même chose avec les équations (1.20) et (1.21) respectivement et on trouve:

$$i_{ds} = \left(\frac{L_r}{L_s \cdot L_r - M^2} \right) \Psi_{ds} - \left(\frac{M}{L_s \cdot L_r - M^2} \right) \Psi_{dr} \quad (1.24)$$

$$i_{qs} = \left(\frac{L_r}{L_s \cdot L_r - M^2} \right) \Psi_{qs} - \left(\frac{M}{L_s \cdot L_r - M^2} \right) \Psi_{qr} \quad (1.25)$$

En remplaçant (1.24) et (1.25) dans le modèle donné par les équations (1.13) à (1.14) on déduit le modèle de la machine asynchrone utilisant les flux comme variables d'état comme suit:

$$\frac{d\Psi_{ds}}{dt} = v_{ds} - R_s \cdot \left(\frac{L_r}{L_s \cdot L_r - M^2} \cdot \Psi_{ds} - \frac{M}{L_s \cdot L_r - M^2} \cdot \Psi_{dr} \right) + \omega_e \cdot \Psi_{qs} \quad (1.26)$$

$$\frac{d\Psi_{qs}}{dt} = v_{qs} - R_s \cdot \left(\frac{L_r}{L_s \cdot L_r - M^2} \cdot \Psi_{qs} - \frac{M}{L_s \cdot L_r - M^2} \cdot \Psi_{qr} \right) - \omega_e \cdot \Psi_{ds} \quad (1.27)$$

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} = -R_r \cdot \left(\frac{L_s}{L_s \cdot L_r - M^2} \cdot \Psi_{dr} - \frac{M}{L_s \cdot L_r - M^2} \cdot \Psi_{ds} \right) + (\omega_e - \omega_r) \cdot \Psi_{qr} \quad (1.28)$$

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} = -R_r \cdot \left(\frac{L_s}{L_s \cdot L_r - M^2} \cdot \Psi_{qr} - \frac{M}{L_s \cdot L_r - M^2} \cdot \Psi_{qs} \right) - (\omega_e - \omega_r) \cdot \Psi_{dr} \quad (1.29)$$

$$T_{em} = \frac{3 \cdot pp \cdot M}{2} \cdot (\Psi_{qs} \cdot \Psi_{dr} - \Psi_{ds} \cdot \Psi_{qr}) \quad (1.30)$$

1.4.2 Méthodes d'orientation du flux dans le cas d'une alimentation en courant

Le modèle de la machine asynchrone à cage donné par les équations (1.26) à (1.30) peut être considérablement simplifié en considérant une alimentation en courant. En effet, lorsque les courants statoriques sont imposés, la dynamique des phases statoriques peut

être négligée. Le comportement dynamique de la machine est exclusivement décrit par celui des phases rotoriques. Dans une alimentation en courant, les consignes de courant à imposer à la machine sont sinusoïdales et possèdent une amplitude et une fréquence variables. Ceci peut être réalisé en pratique par un onduleur de tension de type à modulation de largeur d'impulsion (MLI) commandé par la technique de la bande d'hystérésis (Bose, 1986 et 1988).

Le modèle dynamique de la machine asynchrone à cage alimentée en courant est donc donné par les équations (1.28), (1.29) et (1.30).

1.4.2.1 Orientation du flux statorique

Afin d'effectuer une orientation du flux statorique avec une alimentation en courant, il faudrait que les équations (1.28) à (1.29) soient réarrangées afin de faire apparaître les flux statoriques (Ψ_{ds} et Ψ_{qs}) à la place des flux rotoriques (Ψ_{dr} et Ψ_{qr}) et aussi pour faire apparaître les courants statoriques (i_{ds} et i_{qs}) qui seront imposés à la machine. Les flux (Ψ_{ds} , Ψ_{qs}) deviennent donc les variables d'état et (i_{ds} , i_{qs}) les variables de commande. Pour ce faire, multiplions l'équation (1.18) par L_r et l'équation (1.19) par M et effectuons la différence des résultats. Faisant de même pour les équations (1.20) et (1.21) respectivement, nous obtenons:

$$\Psi_{dr} = \frac{L_r \cdot \Psi_{ds} - [L_s \cdot L_r - M^2] \cdot i_{ds}}{M} \quad (1.31)$$

$$\Psi_{qr} = \frac{L_r \cdot \Psi_{qs} - [L_s \cdot L_r - M^2] \cdot i_{qs}}{M} \quad (1.32)$$

En remplaçant les équations (1.22), (1.23), (1.31) et (1.32) dans (1.15), (1.16) et (1.17), et en considérant:

$$\sigma = \frac{L_s \cdot L_r - M^2}{L_s \cdot L_r}, \text{ facteur de fuite total} \quad (1.33)$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}, \text{ constante de temps rotorique} \quad (1.34)$$

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r, \text{ fréquence de glissement} \quad (1.35)$$

$$s, \text{ opérateur de Laplace} \quad (1.36)$$

nous obtenons:

$$\frac{d\Psi_{ds}}{dt} = \frac{-\Psi_{ds}}{\tau_r} + \omega_{sl} \cdot \Psi_{qs} + L_s \cdot \left(\frac{1 + s \cdot \sigma \tau_r}{\tau_r} \right) i_{ds} - \omega_{sl} \cdot \sigma L_s \cdot i_{qs} \quad (1.37)$$

$$\frac{d\Psi_{qs}}{dt} = \frac{-\Psi_{qs}}{\tau_r} - \omega_{sl} \cdot \Psi_{ds} + \omega_{sl} \cdot \sigma L_s \cdot i_{ds} + L_s \cdot \left(\frac{1 + s \cdot \sigma \tau_r}{\tau_r} \right) i_{qs} \quad (1.38)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot (\Psi_{ds} \cdot i_{qs} - \Psi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (1.39)$$

Dans la commande vectorielle, le flux est orienté selon l'axe d^e de façon à ce que sa composante selon l'axe q^e soit nulle. En considérant donc que:

$$\Psi_{ds} = \Psi_s, \Psi_{qs} = 0 \text{ et } \frac{d\Psi_{qs}}{dt} = 0, \text{ conditions d'orientation du flux statorique} \quad (1.40)$$

et en remplaçant ces conditions dans les équations (1.37), (1.38) et (1.39), nous déduisons le modèle de la machine asynchrone à cage en orientation du flux statorique ou modèle découplé. Ce modèle est décrit par les équations (1.41) à (1.43) et représenté à la figure 1.4.

$$\Psi_s = L_s \cdot \left(\frac{1 + s \cdot \sigma \tau_r}{1 + s \tau_r} \right) i_{ds} - \omega_{sl} \cdot \left(\frac{\sigma L_s \cdot \tau_r}{1 + s \tau_r} \right) i_{qs} \quad (1.41)$$

$$\omega_{sl} = L_s \cdot \left(\frac{1 + s \cdot \sigma \tau_r}{\tau_r} \right) \left(\frac{1}{\Psi_s - \sigma L_s \cdot i_{ds}} \right) i_{qs} \quad (1.42)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot \Psi_s \cdot i_{qs} \quad (1.43)$$

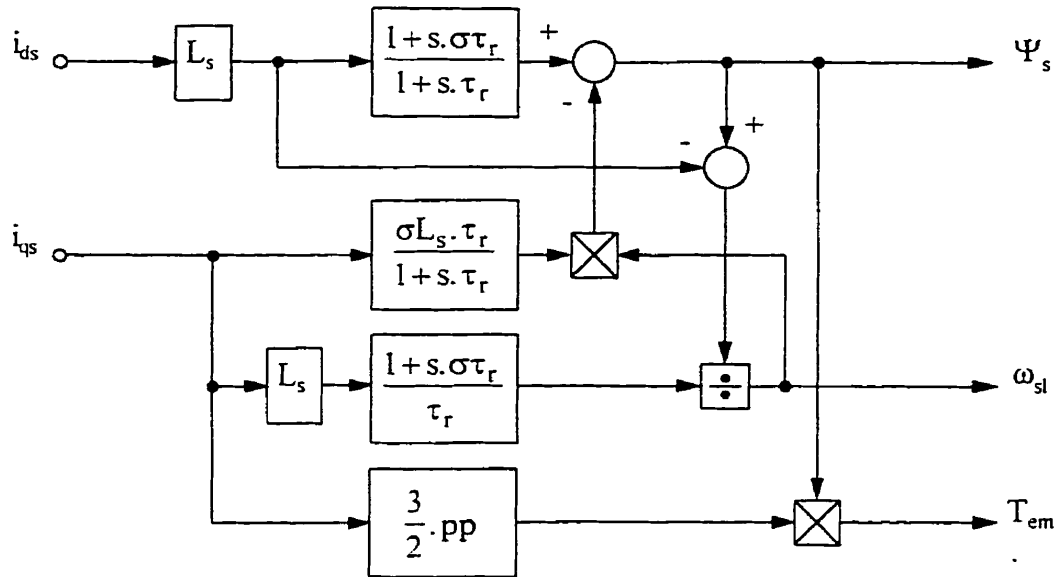


Figure 1.4 Modèle découplé de la machine asynchrone: orientation du flux statorique

Un régulateur à orientation du flux statorique est basé sur l'inversion du modèle découplé de la machine asynchrone, dans lequel le flux et le couple deviennent les entrées et les courants statoriques (i_{ds} et i_{qs}) deviennent les sorties. Ces sorties correspondent aux consignes de courant qui seront utilisées par un onduleur source de courant pour alimenter la machine. La structure d'un tel régulateur répondra donc aux conditions suivantes:

$$i_{qs} = \left(\frac{2}{3 \cdot pp} \right) \frac{T_{em}}{\Psi_s} \quad (1.44)$$

$$i_{ds} = \left(\frac{1+s\tau_r}{L_s} \cdot \Psi_s + \omega_{sl} \cdot \sigma\tau_r \cdot i_{qs} \right) \left(\frac{1}{1+s\sigma\tau_r} \right) \quad (1.45)$$

$$\omega_{sl} = L_s \cdot \left(\frac{1+s\sigma\tau_r}{\tau_r} \right) \left(\frac{1}{\Psi_s - \sigma L_s \cdot i_{ds}} \right) \cdot i_{qs} \quad (1.46)$$

Ce régulateur est illustré à la figure 1.5.

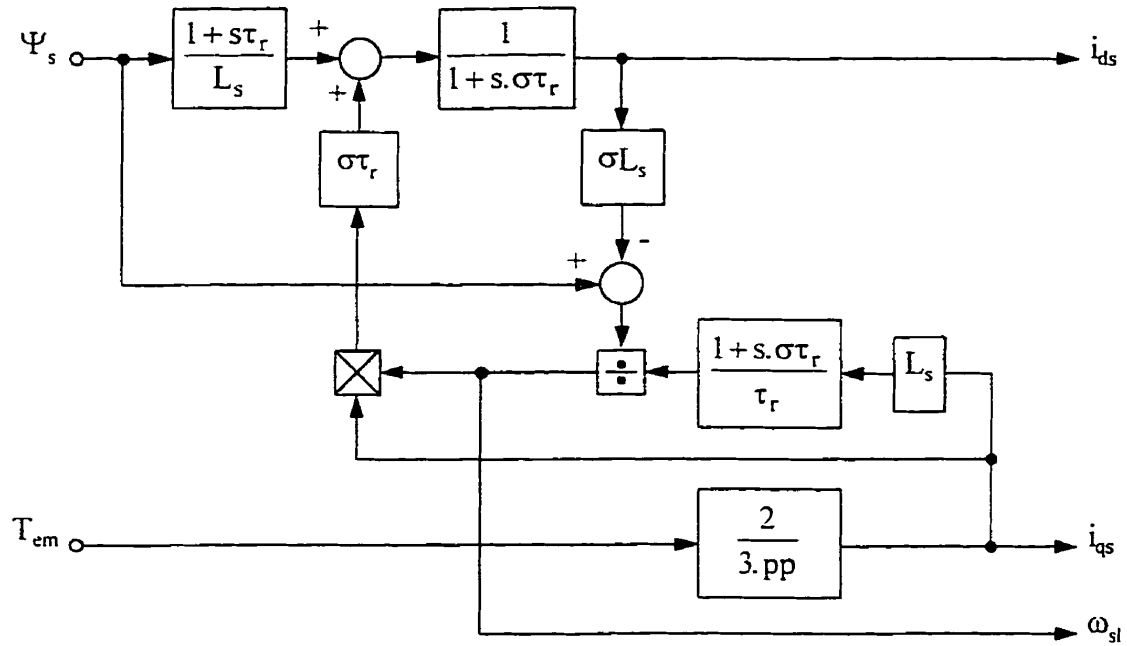


Figure 1.5 Structure d'un régulateur à orientation du flux statorique

1.4.2.2 Orientation du flux d'entrefer

Déterminons les expressions des flux d'entrefer en fonction des flux rotoriques. On a:

$$\Psi_{de} = M.(i_{ds} + i_{dr}) \quad (1.47)$$

$$\Psi_{qe} = M.(i_{qs} + i_{qr}) \quad (1.48)$$

On peut donc déduire l'expression des courants rotoriques en fonction des flux d'entrefer et des courants statoriques comme suit:

$$i_{dr} = \frac{\Psi_{de}}{M} - i_{ds} \quad (1.49)$$

$$i_{qr} = \frac{\Psi_{qe}}{M} - i_{qs} \quad (1.50)$$

et les flux rotoriques:

$$\Psi_{dr} = \left(\frac{L_{lr}}{M} + 1 \right) \Psi_{de} - L_{lr} \cdot i_{ds} \quad (1.51)$$

$$\Psi_{qr} = \left(\frac{L_{lr}}{M} + 1 \right) \Psi_{qe} - L_{lr} \cdot i_{qs} \quad (1.52)$$

En substituant les équations (1.51) à (1.52) dans les équations (1.15), (1.16) et (1.17) et en considérant:

$$\frac{L_{lr}}{M} + 1 = \frac{L_r}{M} \quad (1.53)$$

$$\tau_{rl} = \frac{L_{lr}}{R_r}, \text{ constante de temps de fuite au rotor} \quad (1.54)$$

On aboutit au modèle de la machine asynchrone alimentée en courant, utilisant les flux d'entrefer comme variables d'état. Ce modèle est décrit par les équations (1.55) à (1.57).

$$\frac{d\Psi_{de}}{dt} = \frac{-\Psi_{de}}{\tau_r} + \omega_{sl} \cdot \Psi_{qe} + M \cdot \left(\frac{1 + s\tau_{rl}}{\tau_r} \right) i_{ds} - M \cdot \frac{\tau_{rl}}{\tau_r} \cdot \omega_{sl} \cdot i_{qs} \quad (1.55)$$

$$\frac{d\Psi_{qe}}{dt} = \frac{-\Psi_{qe}}{\tau_r} - \omega_{sl} \cdot \Psi_{de} + M \cdot \frac{\tau_{rl}}{\tau_r} \cdot \omega_{sl} \cdot i_{ds} + M \cdot \left(\frac{1 + s\tau_{rl}}{\tau_r} \right) i_{qs} \quad (1.56)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot (\Psi_{de} \cdot i_{qs} - \Psi_{qe} \cdot i_{ds}) \quad (1.57)$$

Dans une orientation du flux d'entrefer, ce dernier est aligné selon l'axe direct de façon à ce que sa composante en quadrature soit nulle:

$$\Psi_{de} = \Psi_e, \Psi_{qe} = 0 \text{ et } \frac{d\Psi_{qe}}{dt} = 0, \text{ conditions d'orientation du flux d'entrefer} \quad (1.58)$$

En remplaçant ces conditions dans les équations (1.35), (1.36) et (1.37), le modèle de la machine asynchrone à cage en orientation du flux d'entrefer se déduit comme suit:

$$\Psi_e = M \cdot \left(\frac{1 + s\tau_{rl}}{1 + s\tau_r} \right) i_{ds} - \left(\frac{M \cdot \tau_{rl}}{1 + s\tau_r} \right) \omega_{sl} \cdot i_{qs} \quad (1.59)$$

$$\omega_{sl} = \left(\frac{1 + s\tau_{rl}}{\frac{\tau_r \cdot \Psi_e}{M} - \tau_{rl} \cdot i_{ds}} \right) i_{qs} \quad (1.60)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot \Psi_e \cdot i_{qs} \quad (1.61)$$

Le modèle découplé du moteur asynchrone à cage, dans une orientation du flux d'entrefer, est illustré à la figure 1.6.

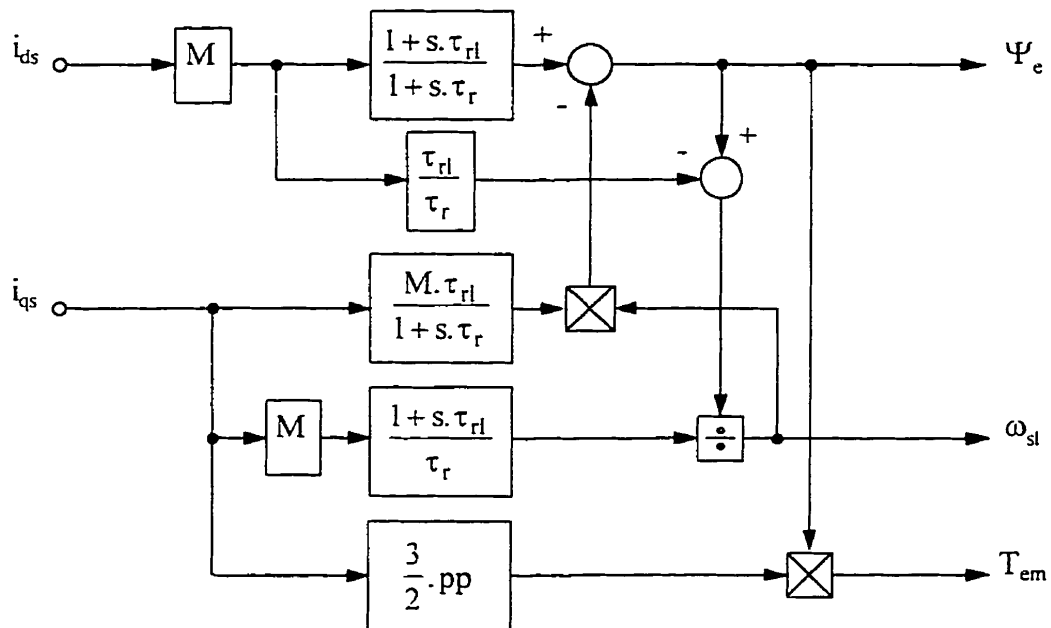


Figure 1.6 Modèle découplé de la machine asynchrone: orientation du flux d'entrefer

Comme on a vu au paragraphe précédent, un régulateur à orientation du flux d'entrefer est basé sur l'inversion du modèle découplé de la machine asynchrone, développé ci-haut. Ainsi le flux et le couple deviennent les entrées et les courants statoriques (i_{ds} et i_{qs}) deviennent les consignes de courant qui commanderont un onduleur à imposition de courant pour alimenter la machine. La structure d'un régulateur à orientation du flux d'entrefer répond donc aux conditions décrites par les équations (1.62) à (1.64). Ce régulateur est montré à la figure 1.7.

$$i_{qs} = \left(\frac{2}{3 \cdot pp} \right) \frac{T_{em}}{\Psi_e} \quad (1.62)$$

$$i_{ds} = \left(\frac{1 + s \cdot \tau_r}{M} \cdot \Psi_e + \omega_{sl} \cdot \tau_{rl} \cdot i_{qs} \right) \left(\frac{1}{1 + s \cdot \tau_{rl}} \right) \quad (1.63)$$

$$\omega_{sl} = M \cdot \left(\frac{1 + s \cdot \tau_{rl}}{\tau_r} \right) \left(\frac{1}{\Psi_e - M \cdot \frac{\tau_{rl}}{\tau_r} \cdot i_{ds}} \right) i_{qs} \quad (1.64)$$

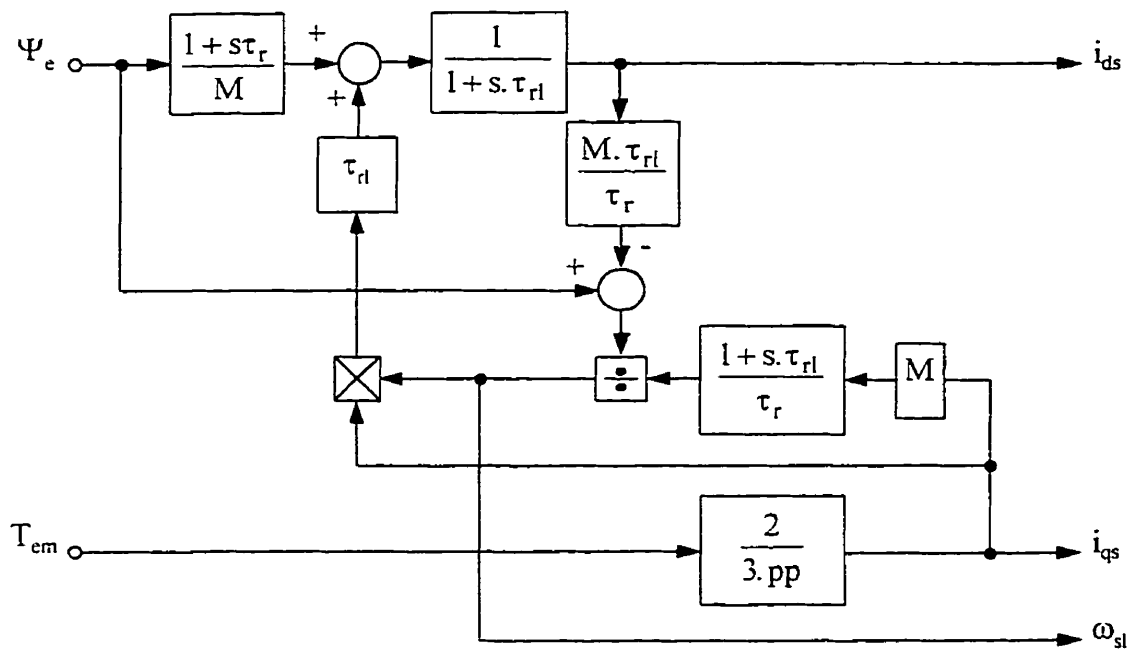


Figure 1.7 Structure d'un régulateur à orientation du flux d'entrefer

1.4.2.3 Orientation du flux rotorique

Calculons les expressions des flux statoriques en fonction des flux rotoriques et des courants statoriques. Nous avons:

$$\Psi_{ds} = \sigma L_s \cdot i_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \Psi_{dr} \quad (1.65)$$

$$\Psi_{qs} = \sigma L_s \cdot i_{qs} + \frac{M}{L_r} \cdot \Psi_{qr} \quad (1.66)$$

En remplaçant ces équations dans (1.28) et (1.29), on trouve:

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \cdot (\Psi_{dr} - M \cdot i_{ds}) + \omega_{sl} \cdot \Psi_{qr} \quad (1.67)$$

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \cdot (\Psi_{qr} - M \cdot i_{qs}) - \omega_{sl} \cdot \Psi_{dr} \quad (1.68)$$

Les deux expressions des courants rotoriques en fonction des flux rotoriques et des courants statoriques sont données par:

$$i_{dr} = \frac{\Psi_{dr} - M \cdot i_{ds}}{L_r} \quad (1.69)$$

$$i_{qr} = \frac{\Psi_{qr} - M \cdot i_{qs}}{L_r} \quad (1.70)$$

En remplaçant (1.69) et (1.70) dans l'expression du couple donnée par (1.17), on trouve:

$$T_{em} = \frac{3 \cdot pp \cdot M}{2 \cdot L_r} \cdot (\Psi_{dr} \cdot i_{qs} - \Psi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (1.71)$$

Dans le cas d'une orientation du flux rotorique, les conditions de découplage s'écrivent:

$$\Psi_{dr} = \Psi_r, \Psi_{qr} = 0 \text{ et } \frac{d\Psi_{qr}}{dt} = 0: \text{ Conditions d'orientation du flux rotorique} \quad (1.72)$$

Pour déduire le modèle découplé de la machine en orientation du flux rotorique, nous remplaçons les conditions données par (1.72) dans le modèle de la machine utilisant les flux rotoriques comme variables d'état. Nous avons:

$$\Psi_r = \left(\frac{M}{1 + s\tau_r} \right) i_{ds} \quad (1.73)$$

$$\omega_{sl} = \left(\frac{M}{\tau_r \cdot \Psi_r} \right) i_{qs} \quad (1.74)$$

$$T_{em} = \frac{3 \cdot pp \cdot M}{2 \cdot L_r} \cdot \Psi_r \cdot i_{qs} \quad (1.75)$$

Le modèle découplé du moteur asynchrone à cage, dans le cas d'une orientation du flux rotorique est donné à la figure 1.8.

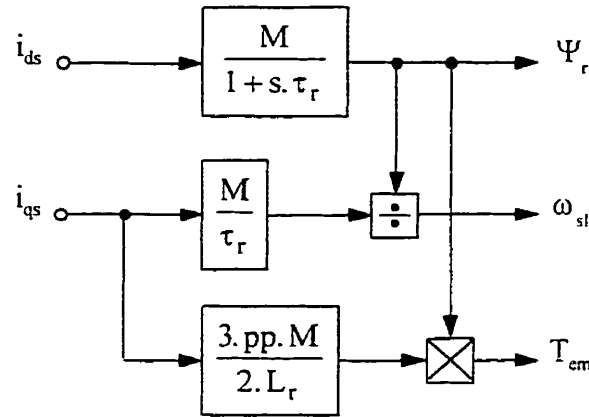


Figure 1.8 Modèle découplé de la machine asynchrone: orientation du flux rotorique

Le régulateur à orientation du flux rotorique est régit par les équations (1.76) à (1.78) et est illustré à la figure 1.9.

$$i_{ds} = \left(\frac{1 + s\tau_r}{M} \right) \Psi_r \quad (1.76)$$

$$i_{qs} = \left(\frac{2 \cdot L_r}{3 \cdot pp \cdot M} \right) \frac{T_{em}}{\Psi_r} \quad (1.77)$$

$$\omega_{sl} = \left(\frac{M}{\tau_r \cdot \Psi_r} \right) i_{qs} \quad (1.78)$$

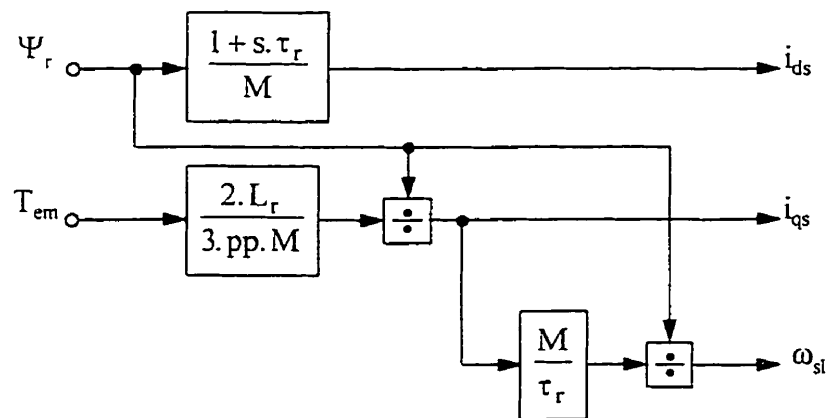


Figure 1.9 Structure d'un régulateur à orientation du flux rotorique

1.4.2.4 Implantation dans les régulateurs à orientation indirecte du flux

À partir d'une consigne de flux et d'une consigne de couple, le régulateur à orientation du flux calcule les deux consignes de courant et la consigne de glissement à imposer à la machine. Les consignes de courant sont exprimées dans le repère synchrone et doivent, avant d'être appliquées à l'onduleur MLI à imposition de courant, être converties en grandeurs de phase (a,b,c). Pour ce faire, nous avons besoin d'effectuer une transformation $(d^e, q^e) \rightarrow (d^s, q^s)$ permettant de retrouver les grandeurs stationnaires (liées au stator) puis une transformation de $(d^s, q^s) \rightarrow (a, b, c)$ permettant de retrouver les trois consignes de courant $(i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*)$. Ce sont ces dernières qui piloteront l'onduleur MLI.

La relation de passage entre le référentiel synchrone et le référentiel stationnaire se déduit à partir de la figure 1.3 (Ba-razzouk, 1992). Nous avons:

$$\theta_e = (\theta_r + \theta_{sl}) \quad (1.79)$$

$$\theta_r = \int \omega_r \cdot dt = \int pp \cdot \omega_{méc} \cdot dt \quad (1.80)$$

$$\theta_{sl} = \int \omega_{sl} \cdot dt \quad (1.81)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de}^* \\ i_{qe}^* \end{bmatrix} \quad \begin{array}{l} \text{Passage des coordonnées synchrones} \\ \text{aux coordonnées stationnaires} \end{array} \quad (1.82)$$

La relation (1.80) est obtenue par une mesure de la vitesse, tandis que la relation (1.81) est donnée par l'intégration du glissement calculé par le régulateur à orientation du flux.

Pour la relation de passage entre le référentiel stationnaire (d^s, q^s) et le référentiel de phase (a,b,c), considérons la matrice de transformation de Park (Ba-razzouk, 1992):

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.83)$$

qui donne les composantes directe, transversale et homopolaire (d,q,o) en fonction des grandeurs (a,b,c). Le passage du référentiel stationnaire au référentiel (a,b,c), se fait

d'abord par inversion de la matrice $P(\theta)$ dans laquelle on remplace $\theta = 0$. Comme il s'agit d'une matrice orthogonale, l'inverse est exactement égal au transposé. Nous obtenons:

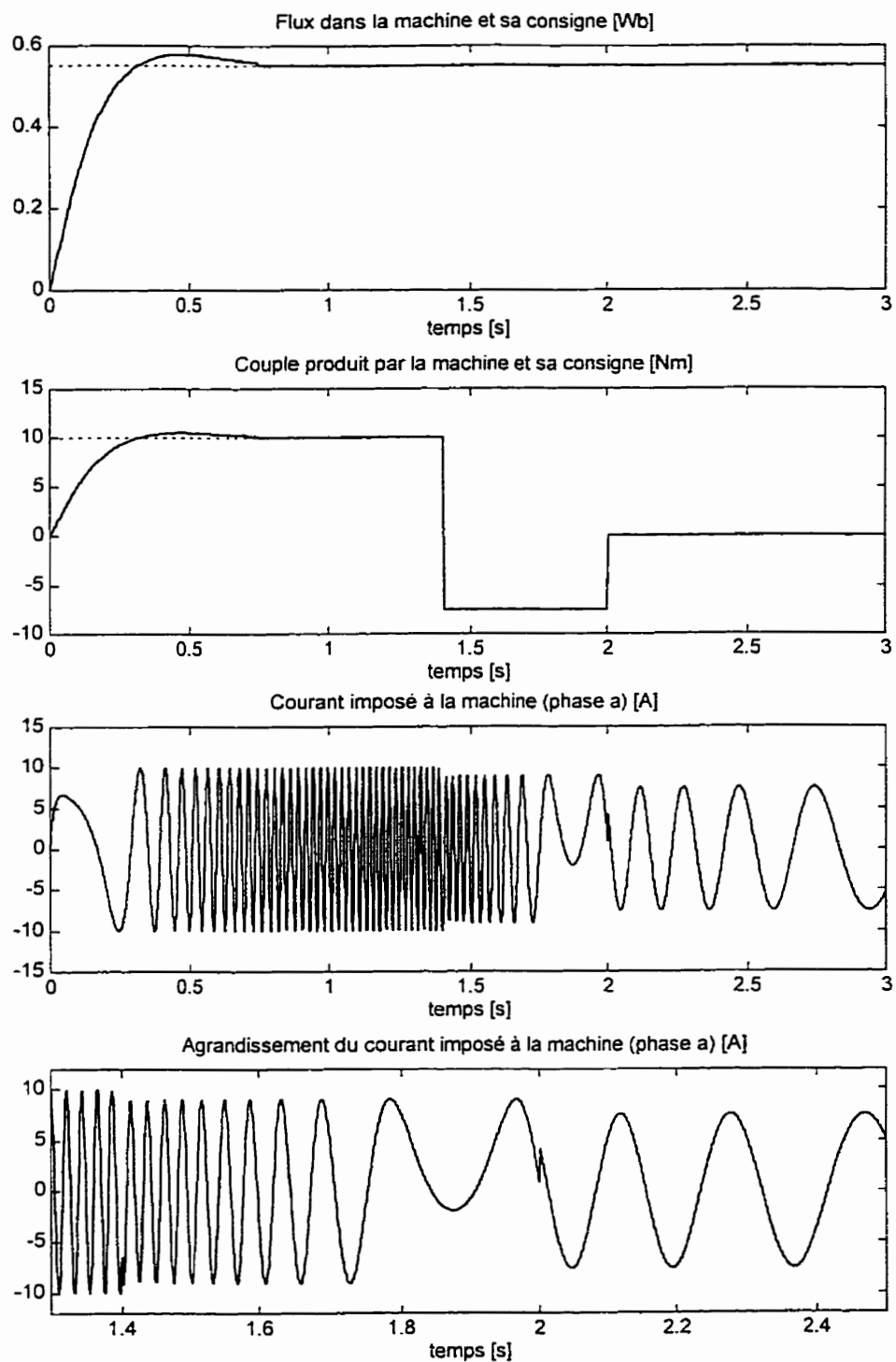
$$\begin{bmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^{s*} \\ i_{qs}^{s*} \end{bmatrix} \quad (1.84)$$

Les schémas d'implantation pratique des régulateurs à orientation du flux sont donnés aux figures 1.10, 1.11 et 1.12 respectivement pour une orientation du flux statorique, d'entrefer et rotorique.

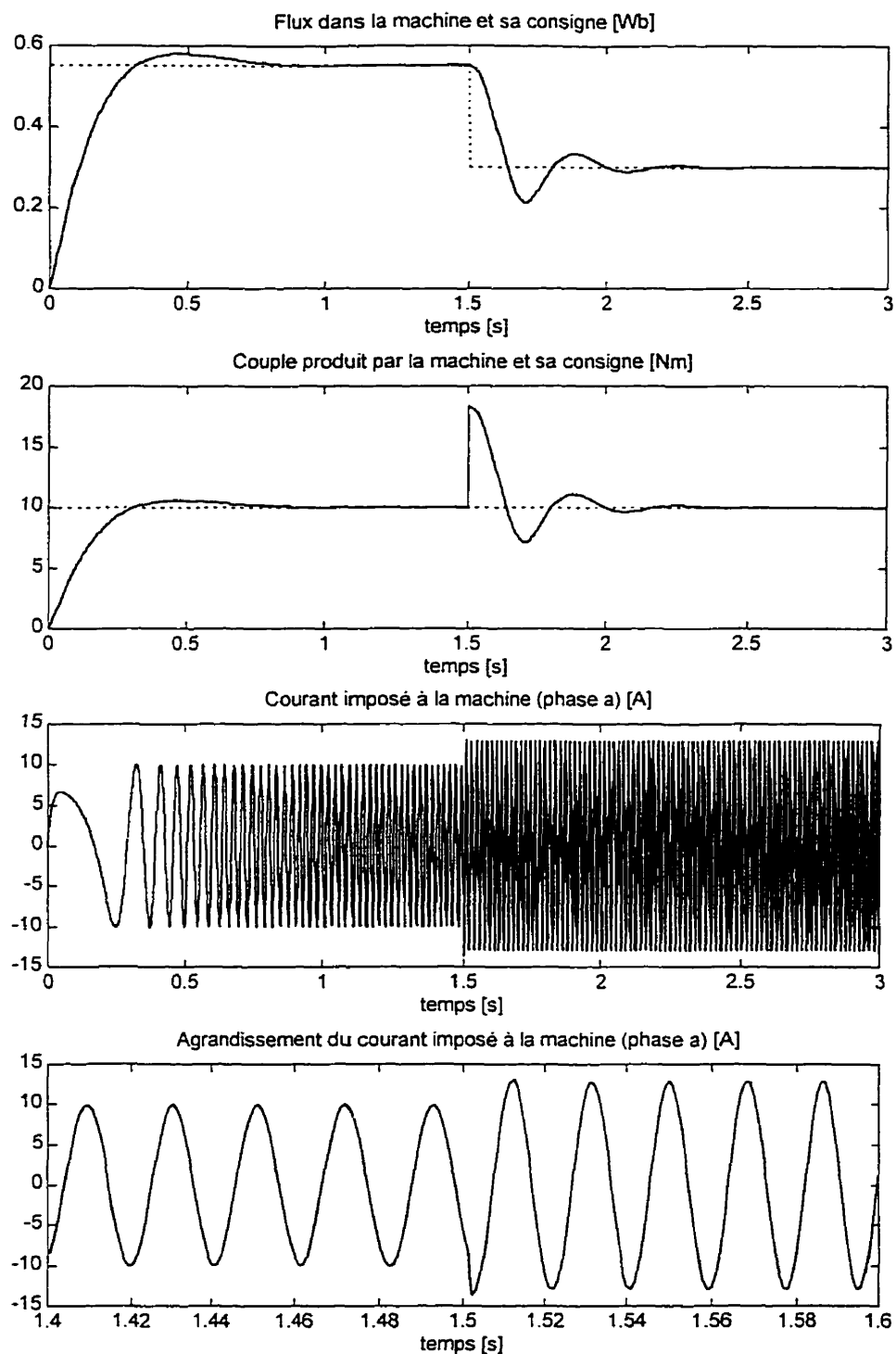
Remarque: La consigne du flux est considérée constante de sorte que les termes $(1 + s\tau_r) \cdot \Psi^*$ se réduisent à Ψ^* .

Les résultats de simulation correspondant aux différentes techniques d'orientation indirecte du flux sont montrés aux figures 1.13 à 1.15. En analysant les différentes courbes, on peut constater que le découplage couple/flux est réalisé dans les trois méthodes. De plus, on peut remarquer qu'à flux constant, le couple répond instantanément à sa consigne. Les consignes de courants réagissent, en effet, instantanément en amplitude et en fréquence.

Lorsque la consigne du flux est variée à consigne de couple constante, on constate que le couple produit par la machine est perturbé pendant le régime transitoire du flux. Cependant, le couple rejoint sa consigne dès l'établissement du flux à sa nouvelle consigne. En effet, dans une commande vectorielle, le couple est indépendant du flux si et seulement si ce dernier est constant comme il a été montré plus haut. Ceci est évident à la vue des expressions du couple pour les différentes techniques d'orientation du flux: (1.43), (1.61) et (1.75). De plus, dans un entraînement électrique, le flux est réglé à sa valeur nominale en bas de la vitesse de base de façon à ce que l'on puisse bénéficier sur cette gamme de vitesses d'une meilleure réponse dynamique du couple et pouvoir exploiter le couple maximal que peut fournir le moteur. Lorsque la vitesse dépasse la



Flux constant/Couple variable
 $\Psi_s^* = 0.55 \text{ Wb}$, $T_{em}^* = 10 \text{ Nm}$ puis -7.5 Nm puis 0 Nm
 Figure 1.13a Résultats de l'orientation du flux statorique



Couple constant/Flux variable
 $T_{em}^* = 10 \text{ Nm}$, $\Psi_s^* = 0,55 \text{ Wb}$ puis $0,30 \text{ Wb}$
 Figure 1.13b Résultats de l'orientation du flux statorique

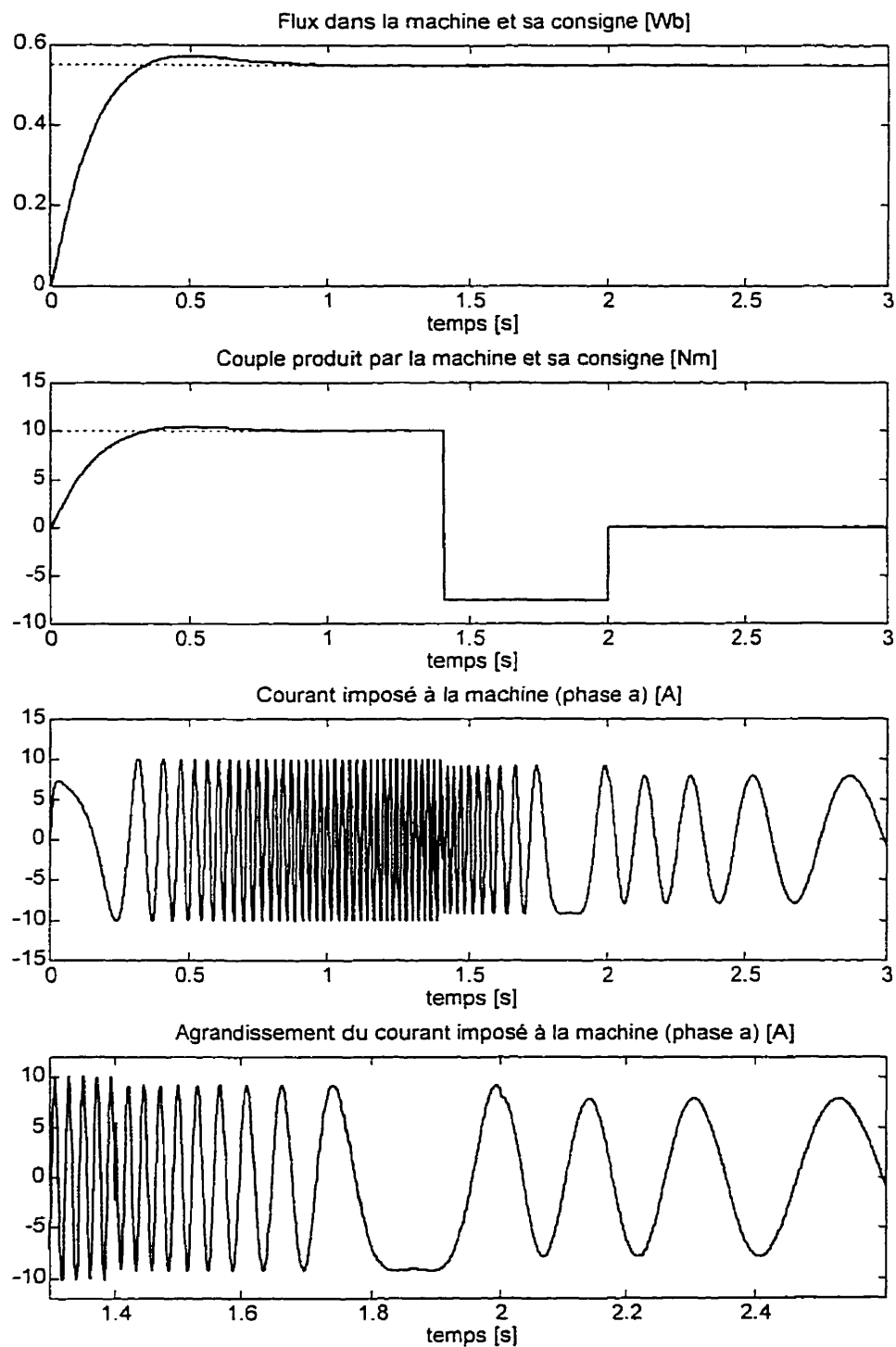
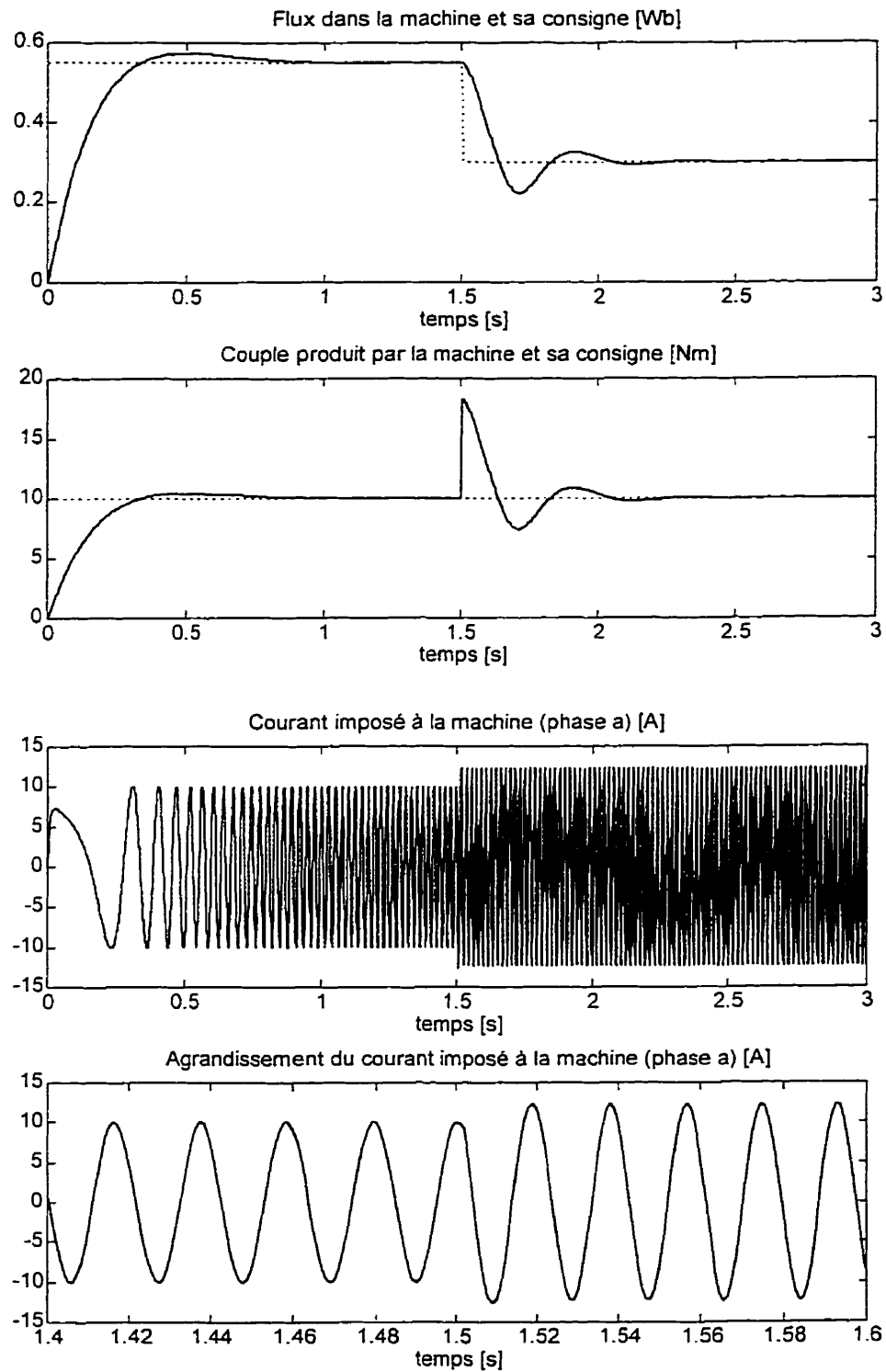


Figure 1.14a Résultats de l'orientation du flux d'entrefer



Couple constant/Flux variable
 $T_{em}^* = 10 \text{ Nm}$, $\Psi_e^* = 0,55 \text{ Wb}$ puis $0,30 \text{ Wb}$
 Figure 1.14b Résultats de l'orientation du flux d'entrefer

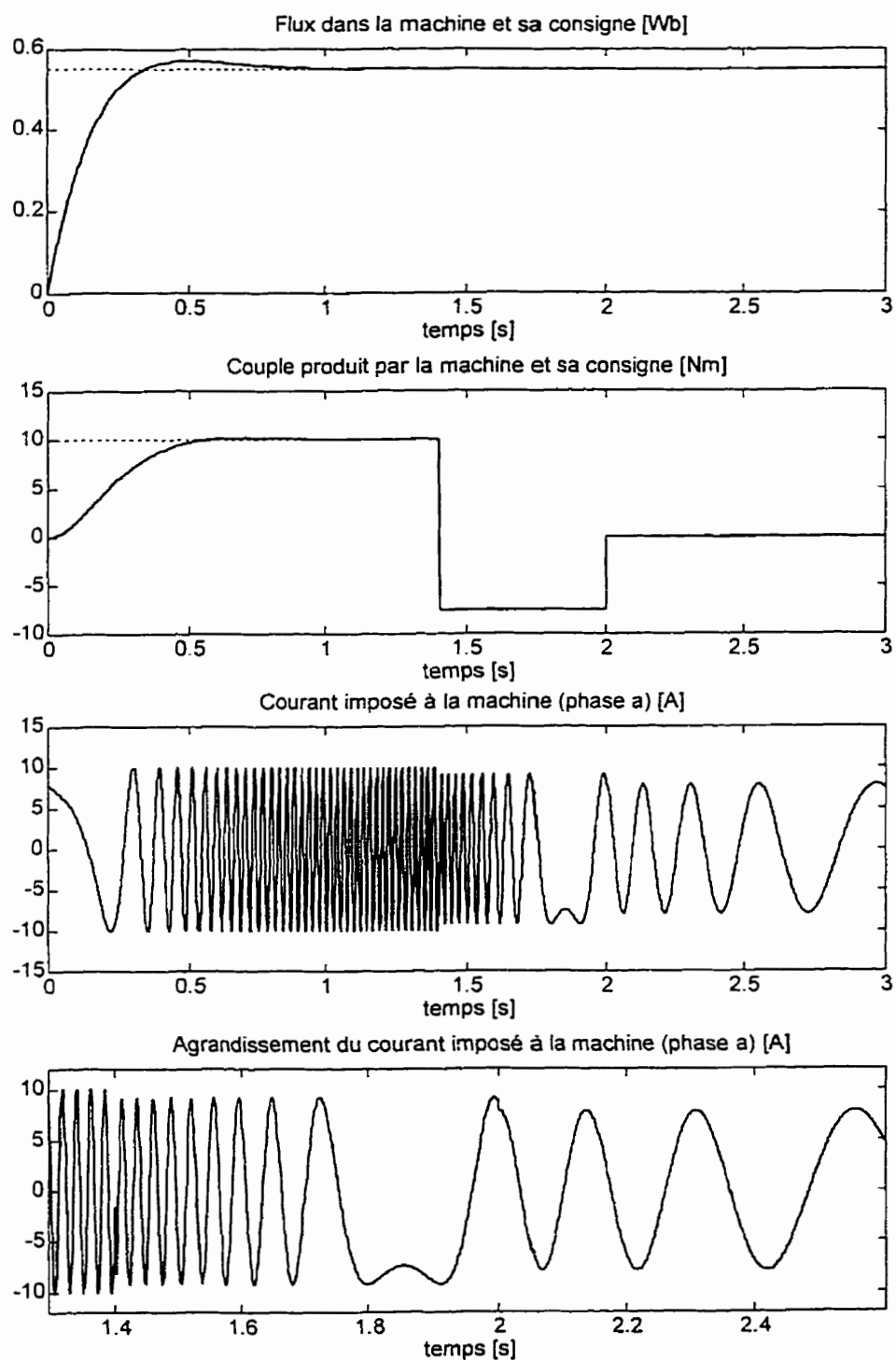


Figure 1.15a Résultats de l'orientation du flux rotorique

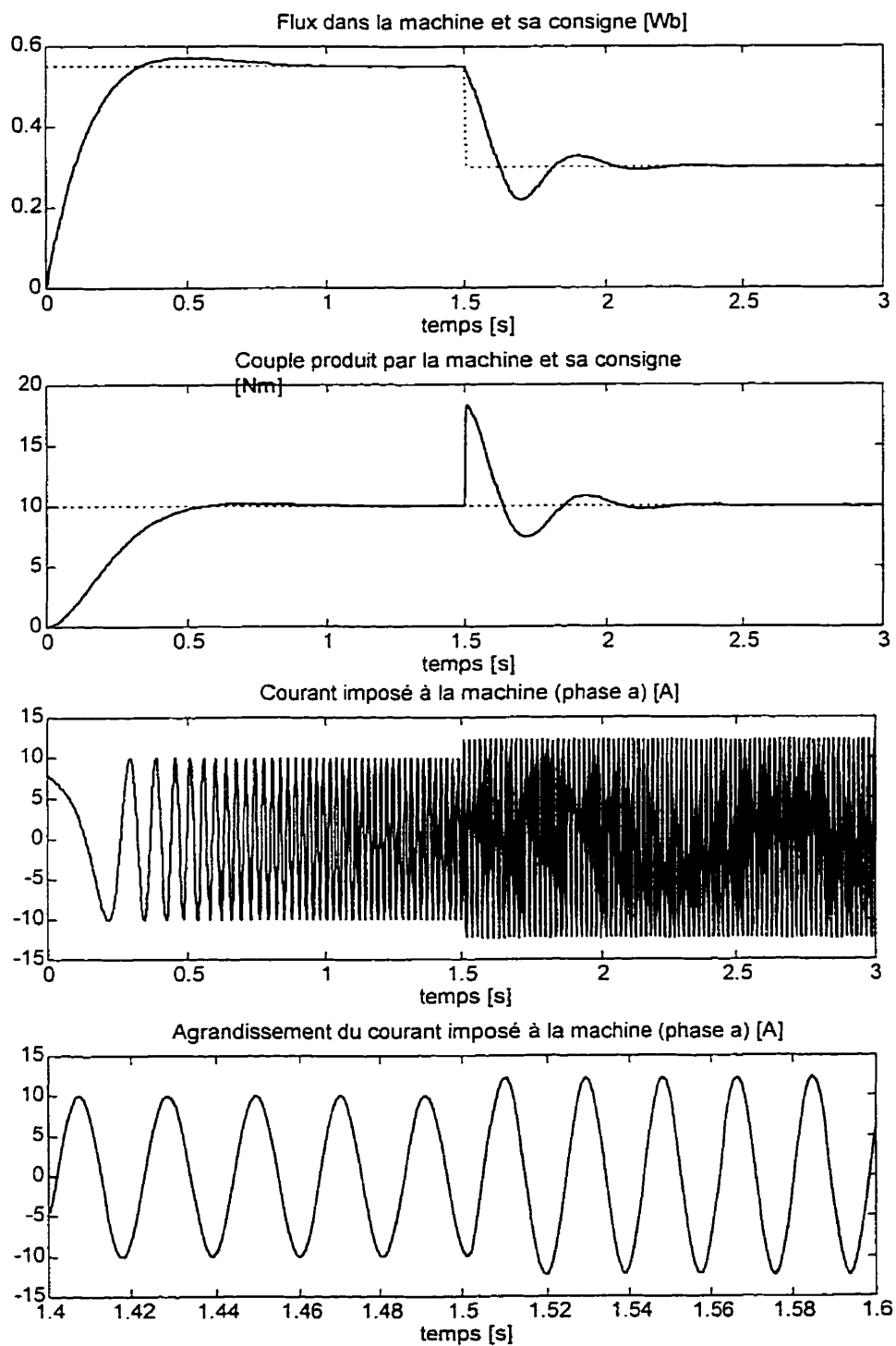


Figure 1.15b Résultats de l'orientation du flux rotorique

1.4.2.5 Comparaison des trois méthodes d'orientation indirecte du flux

Il est évident d'après les figures 1.10, 1.11 et 1.12 que le schéma d'orientation du flux rotorique est le plus simple à implanter, c'est aussi le seul schéma d'orientation à ne pas avoir des éléments dérivateurs. De plus, d'après les résultats des simulations fournies aux figures 1.21, 1.22 et 1.23, les trois schémas se comportent transitoirement de façon similaire. En effet, tous les trois effectuent une commande à action directe basée sur le modèle inverse. Donc une fois que le flux est bien établi dans la machine, le système régulateur-machine se comporte comme un système suiveur pour les consignes du couple à flux constant.

À part la complexité d'implantation, une autre différence entre les trois méthodes d'orientation réside dans les caractéristiques, en régime permanent, du couple demandé à la machine en fonction du glissement. En effet, si on calcule l'expression du couple en régime permanent en fonction du glissement dans les trois cas, on obtient dans le cas d'orientation du flux statorique:

$$T_{em} = \frac{3 \cdot pp \cdot \Psi_s^2}{2} \left[\frac{\left(\frac{1}{\sigma \tau_r} \right)^2 \cdot \frac{\omega_{sl} \cdot \tau_r}{L_s} - \frac{\omega_{sl}}{\sigma \tau_r \cdot L_s}}{\left(\frac{1}{\sigma \tau_r} \right)^2 + \omega_{sl}^2} \right] \quad (1.85)$$

Cette fonction est croissante en fonction de ω_{sl} jusqu'à un maximum de:

$$T_{em,max} = \pm \frac{3 \cdot pp \cdot \Psi_s^2}{4} \cdot \frac{M^2}{\sigma \cdot L_s^2 \cdot L_r} \quad (1.86)$$

qui est obtenu pour un glissement:

$$\omega_{sl,max} = \pm \frac{1}{\sigma \cdot \tau_r} \quad (1.87)$$

à partir de $\omega_{sl,max}$ le couple commence à décroître lorsque ω_{sl} augmente.

Dans le cas de l'orientation du flux d'entrefer, nous avons en régime permanent:

$$T_{em} = \frac{3 \cdot pp \cdot \Psi_e^2}{2} \left[\frac{\left(\frac{1}{\tau_{rl}} \right)^2 \cdot \frac{\omega_{sl} \cdot \tau_r}{M} - \frac{\omega_{sl}}{\tau_{rl} \cdot M}}{\left(\frac{1}{\tau_{rl}} \right)^2 + \omega_{sl}^2} \right] \quad (1.88)$$

Ce couple passe par un maximum:

$$T_{em, \max} = \pm \frac{3 \cdot pp \cdot \Psi_e^2}{4} \cdot \frac{1}{L_{rl}} \quad (1.89)$$

pour:

$$\omega_{sl, \max} = \pm \frac{1}{\tau_{rl}} \quad (1.90)$$

à partir de $\omega_{sl, \max}$ le couple décroît pour ω_{sl} croissante.

Pour une orientation du flux rotorique, le couple en fonction du glissement en régime permanent est donné par:

$$T_{em} = \left(\frac{3pp}{2} \right) \frac{\Psi_r^2}{R_r} \cdot \omega_{sl} \quad (1.91)$$

Cette fonction est linéaire et croissante avec le glissement. Ceci représente un grand avantage du point de vue commande. Il n'existe pas de limite (théorique) sur le couple produit par la machine dans la mesure où le glissement n'est pas limité. Mentionnons aussi que l'équation (1.91) montre une forte ressemblance avec la caractéristique statique couple-glissement d'une machine à courant continu à excitation séparée (annexe II).

1.4.3 Autres techniques d'orientation indirecte du flux statorique ou d'entrefer

D'après les figures 1.10 et 1.11, nous constatons que les schémas d'orientation du flux statorique et celui de l'entrefer possèdent un élément dérivateur du courant i_{qs}^* , en l'occurrence le terme $(1+s\sigma\tau_r)$ dans le premier et le terme $(1+s\tau_r)$ dans le second. Ces termes dérivateurs causent la génération de dépassements à l'intérieur du régulateur lors

de changements brusques de la consigne du couple et peuvent provoquer des débordements numériques et des divergences des algorithmes dans les circuits calculateurs implantant ces techniques.

Pour éviter ces éléments dérivateurs, une autre technique utilisant le flux et le glissement (au lieu du couple) peut être appliquée.

Reprenons les équations du moteur asynchrone à cage en orientation du flux statorique (1.41) et (1.42) et calculons les courants (i_{ds}^* , i_{qs}^*) en considérant cette fois-ci le flux et le glissement comme consignes d'entrée. Nous avons:

$$i_{ds}^* = \left(\frac{\Psi_s}{L_s} + \omega_{sl} \cdot \sigma \tau_r \cdot i_{qs}^* \right) \left(\frac{1}{1 + s \cdot \sigma \tau_r} \right) \quad (1.92)$$

$$i_{qs}^* = \left(\frac{\tau_r \cdot \Psi_s}{L_s} - \sigma \tau_r \cdot i_{ds}^* \right) \left(\frac{\omega_{sl}}{1 + s \cdot \sigma \tau_r} \right) \quad (1.93)$$

(1.93) est obtenue en supposant que la consigne du flux est constante.

Le schéma d'orientation du flux statorique utilisant le flux et le glissement comme entrées est montré à la figure 1.16.

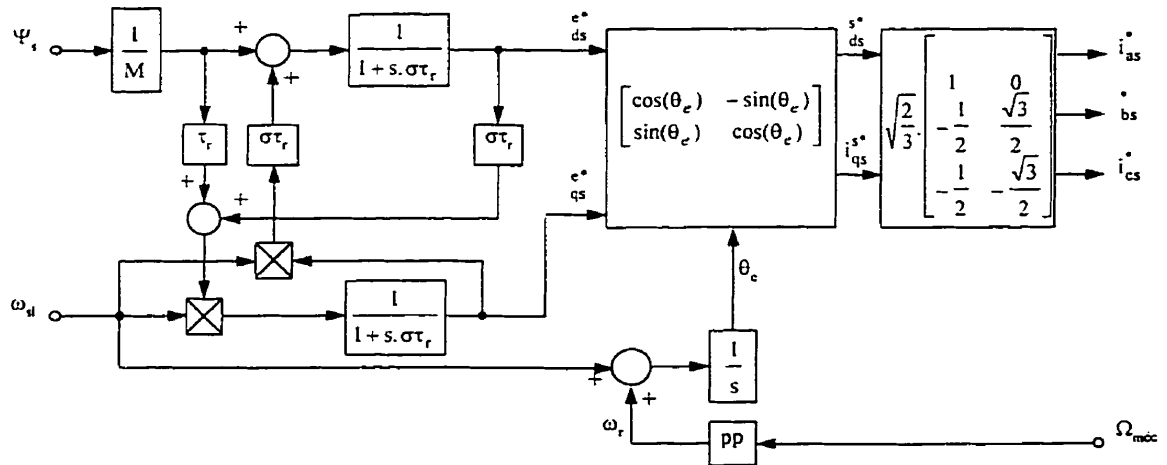


Figure 1.16 Autre structure d'orientation du flux du stator

Pour l'orientation du flux d'entrefer, nous obtenons de la même façon à partir de (1.59) et (1.60):

$$i_{ds}^{e*} = \left(\frac{\Psi_e}{M} + \omega_{sl} \cdot \tau_{rl} \cdot i_{qs}^{e*} \right) \left(\frac{1}{1 + s \cdot \tau_{rl}} \right) \quad (1.94)$$

$$i_{qs}^{e*} = \left(\frac{\tau_r \cdot \Psi_e}{M} - \tau_{rl} \cdot i_{ds}^{e*} \right) \left(\frac{\omega_{sl}}{1 + s \cdot \tau_{rl}} \right) \quad (1.95)$$

Le schéma d'orientation du flux d'entrefer utilisant le flux et le glissement comme entrées est montré à la figure 1.17.

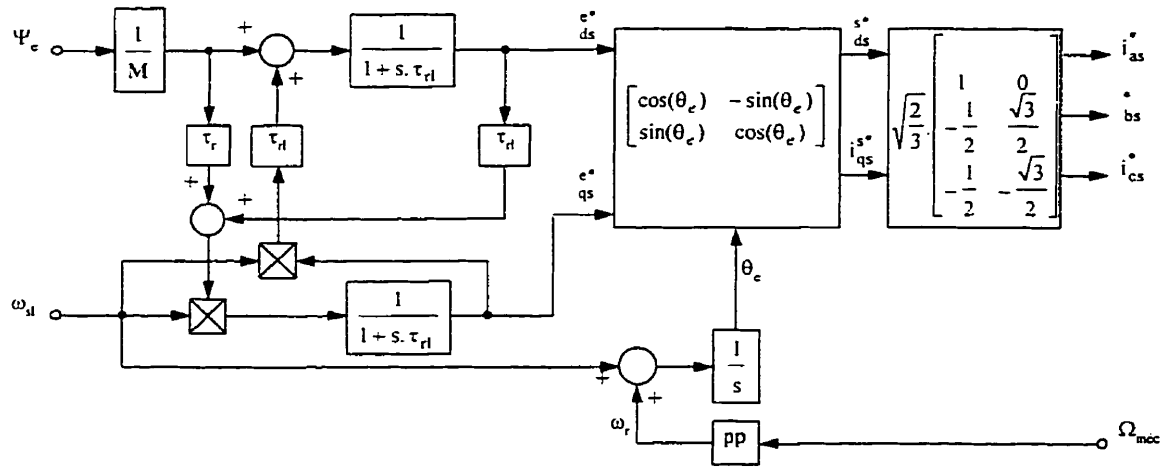


Figure 1.17 Autre structure d'orientation du flux d'entrefer

Donc en considérant le flux et le glissement comme consignes d'entrée, on peut éliminer les dérivateurs dans ces régulateurs. Cependant, on sacrifie un peu la rapidité de la réponse transitoire du couple produit par la machine. Cet effet est visible dans les résultats de simulation montrés aux la figures 1.18 et 1.19, obtenus avec ces nouvelles structures comparativement aux résultats de 1.13a et 1.14a.

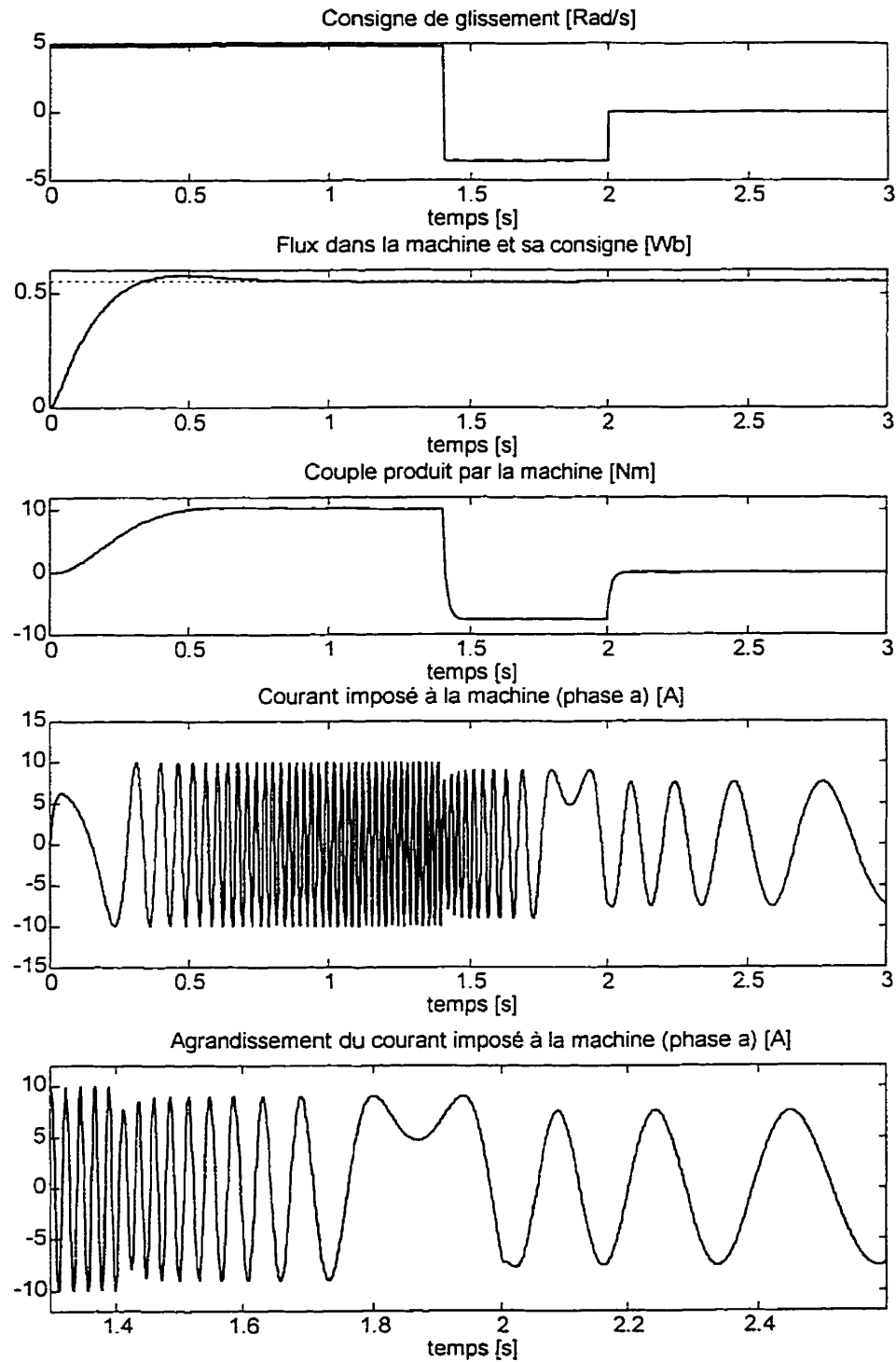
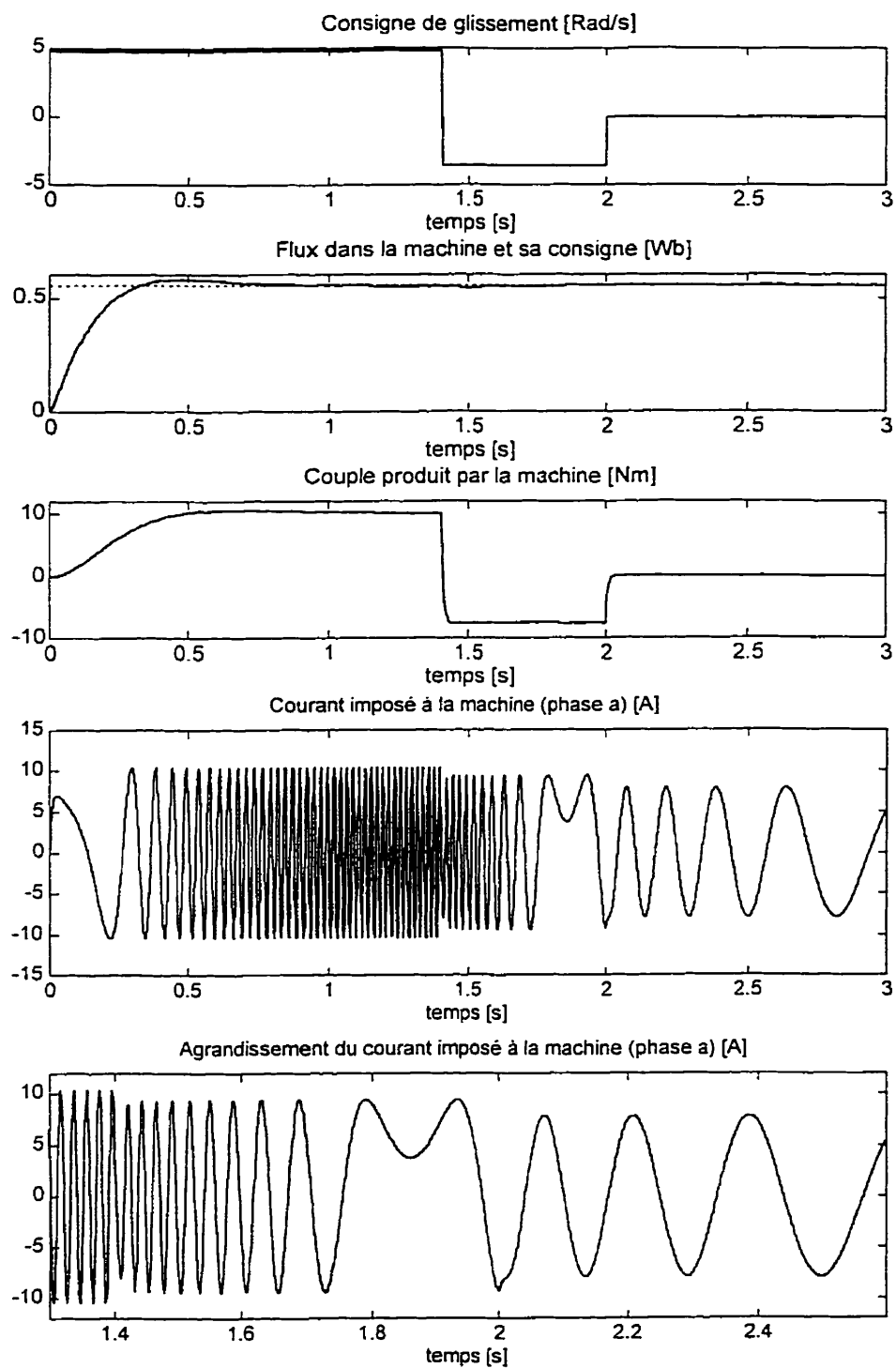


Figure 1.18 Résultats de l'orientation du flux statorique, deuxième méthode



Flux constant/Glissement variable
 $\Psi_e^* = 0,55 \text{ Wb}$, $\omega_{sl}^* = 4,8 \text{ rad.s}^{-1}$ puis $-3,6 \text{ rad.s}^{-1}$ puis 0 rad.s^{-1}

Figure 1.19 Résultats de l'orientation du flux d'entrefer, deuxième méthode

1.4.4 Méthodes d'orientation indirecte dans le cas d'une alimentation en tension

1.4.4.1 Orientation du flux statorique

Les équations d'orientation du flux statorique dans le cas d'une alimentation en tension s'obtiennent facilement en substituant les consignes de courants et de glissement, calculées dans le cas d'une alimentation en courant dans les équations (1.13), (1.14) et en considérant les conditions d'orientation de flux données dans l'équation (1.40). On a:

$$v_{ds}^{e*} = R_s \cdot i_{ds}^{e*} + \frac{d\Psi_s}{dt} \quad (1.96)$$

$$v_{qs}^{e*} = R_s \cdot i_{qs}^{e*} + \omega_e \cdot \Psi_s \quad (1.97)$$

où: $(i_{ds}^{e*}, i_{qs}^{e*})$ sont données par les expressions (1.44) et (1.45) respectivement. ω_e est calculée à partir de la consigne du glissement (1.46) additionnée à la vitesse électrique du rotor (1.35).

1.4.4.2 Orientation du flux d'entrefer

Pour déduire les équations d'orientation du flux d'entrefer, on doit d'abord calculer les expressions de Ψ_{ds} et de Ψ_{qs} en fonction de Ψ_{de} et de Ψ_{qe} pour ensuite les remplacer dans les équations (1.13) et (1.14). D'après les équations (1.47) et (1.48) on a:

$$\Psi_{ds} = \Psi_{de} + L_{ls} \cdot i_{ds} \quad (1.98)$$

$$\Psi_{qs} = \Psi_{qe} + L_{ls} \cdot i_{qs} \quad (1.99)$$

En remplaçant (1.87) et (1.88) dans les équations (1.13) et (1.14) et en considérant les conditions d'orientation du flux d'entrefer (1.58), nous obtenons:

$$v_{ds}^{e*} = (R_s + s \cdot L_{ls}) \cdot i_{ds}^{e*} - \omega_e \cdot L_{ls} \cdot i_{qs}^{e*} + \frac{d\Psi_e}{dt} \quad (1.101)$$

$$v_{qs}^{e*} = \omega_e \cdot L_{ls} \cdot i_{ds}^{e*} + (R_s + s \cdot L_{ls}) \cdot i_{qs}^{e*} + \omega_e \cdot \Psi_e \quad (1.102)$$

$(i_{ds}^{e*}, i_{qs}^{e*})$ sont donnés par les équations (1.62) et (1.63). ω_e est déterminée à partir de (1.64) et (1.35).

1.4.4.3 Orientation du flux rotorique

Les flux statoriques sont déterminés à partir des flux rotoriques par les équations (1.65) et (1.66). En remplaçant ces dernières dans les équations (1.13) et (1.14) et en considérant la condition d'orientation du flux rotorique (1.72), nous déduisons:

$$v_{ds}^{e*} = (R_s + s \cdot \sigma L_s) \cdot i_{ds}^{e*} - \omega_e \cdot \sigma L_s \cdot i_{qs}^{e*} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Psi_r}{dt} \quad (1.102)$$

$$v_{qs}^{e*} = \omega_e \cdot \sigma L_s \cdot i_{ds}^{e*} + (R_s + s \cdot \sigma L_s) \cdot i_{qs}^{e*} + \omega_e \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Psi_r \quad (1.103)$$

$(i_{ds}^{e*}, i_{qs}^{e*})$ sont donnés par les équations (1.76) et (1.77). ω_e est déterminée à partir de (1.78) et (1.35).

1.4.4.4 Comparaison des trois méthodes dans le cas de l'alimentation en tension

Parmi les trois schémas d'orientation du flux avec alimentation en tension, on remarque que seule la technique d'orientation du flux statorique est la plus simple à implanter comparée aux deux autres. En effet, à flux constant, si on considère le schéma d'orientation du flux statorique utilisant le flux et le glissement comme entrées, aucune dérivation n'est requise dans ce régulateur (1.92), (1.93), (1.96) et (1.97). Pour le schéma d'orientation du flux d'entrefer (1.100), (1.101) et celle du flux rotorique (1.102), (1.103), alimentés en tension, la dérivation des consignes de courant est en effet nécessaire. L'orientation du flux statorique, utilisant le flux et le glissement comme consignes, est donc avantageuse dans le cas d'une alimentation en tension.

1.4.5 Avantages liés à l'orientation indirecte du flux rotorique

D'après les schémas développés ci-haut, il est évident que le schéma d'orientation du flux rotorique avec alimentation en courant demeure le plus simple à implanter tout en

assurant la meilleure performance dynamique et le meilleur comportement couple en fonction du glissement en régime permanent. En alimentation en tension, le schéma d'orientation du flux rotorique nécessite l'utilisation d'éléments dérivateurs, ce qui n'est pas souhaitable. Il existe cependant une solution permettant l'utilisation des régulateurs à orientation du flux rotorique développés pour une alimentation en courant, pour les implanter dans des entraînements alimentés en tension (Capolino et Fu, 1992). Cette technique est basée sur l'utilisation de régulateurs de courant rapides de type proportionnel-intégral (PI). Le courant dans la machine est mesuré et convertit en composantes dq dans le repère synchrone, qui sont soustraites des consignes calculées par le régulateur à flux orienté. L'erreur ainsi calculée est appliquée aux régulateurs PI, dont la sortie constitue la consigne de tension dans le repère synchrone. Après une transformation en grandeurs de phase, les trois consignes de tension commandent un onduleur de tension de type MLI (modulation sinusoïdale par exemple), qui alimente la machine. Le schéma de principe de cette technique est montré à la figure 1.20.

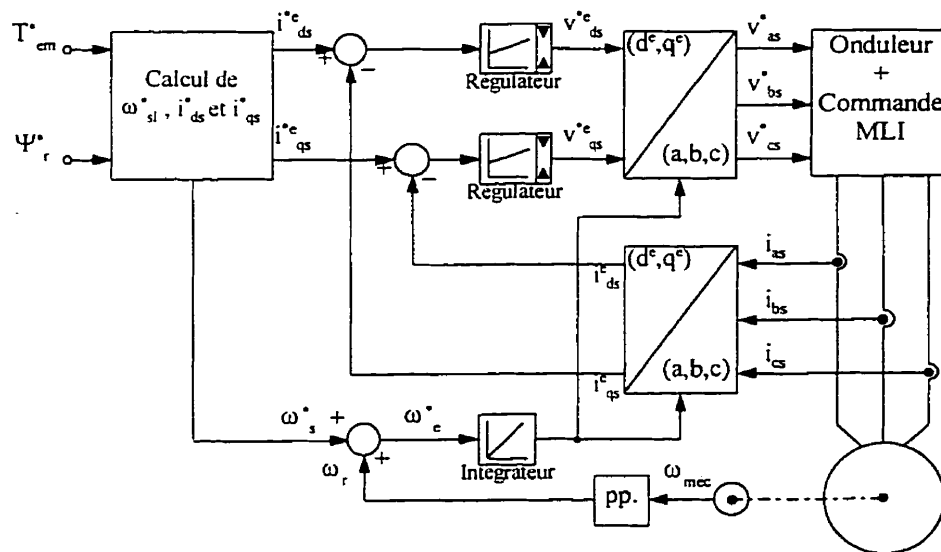
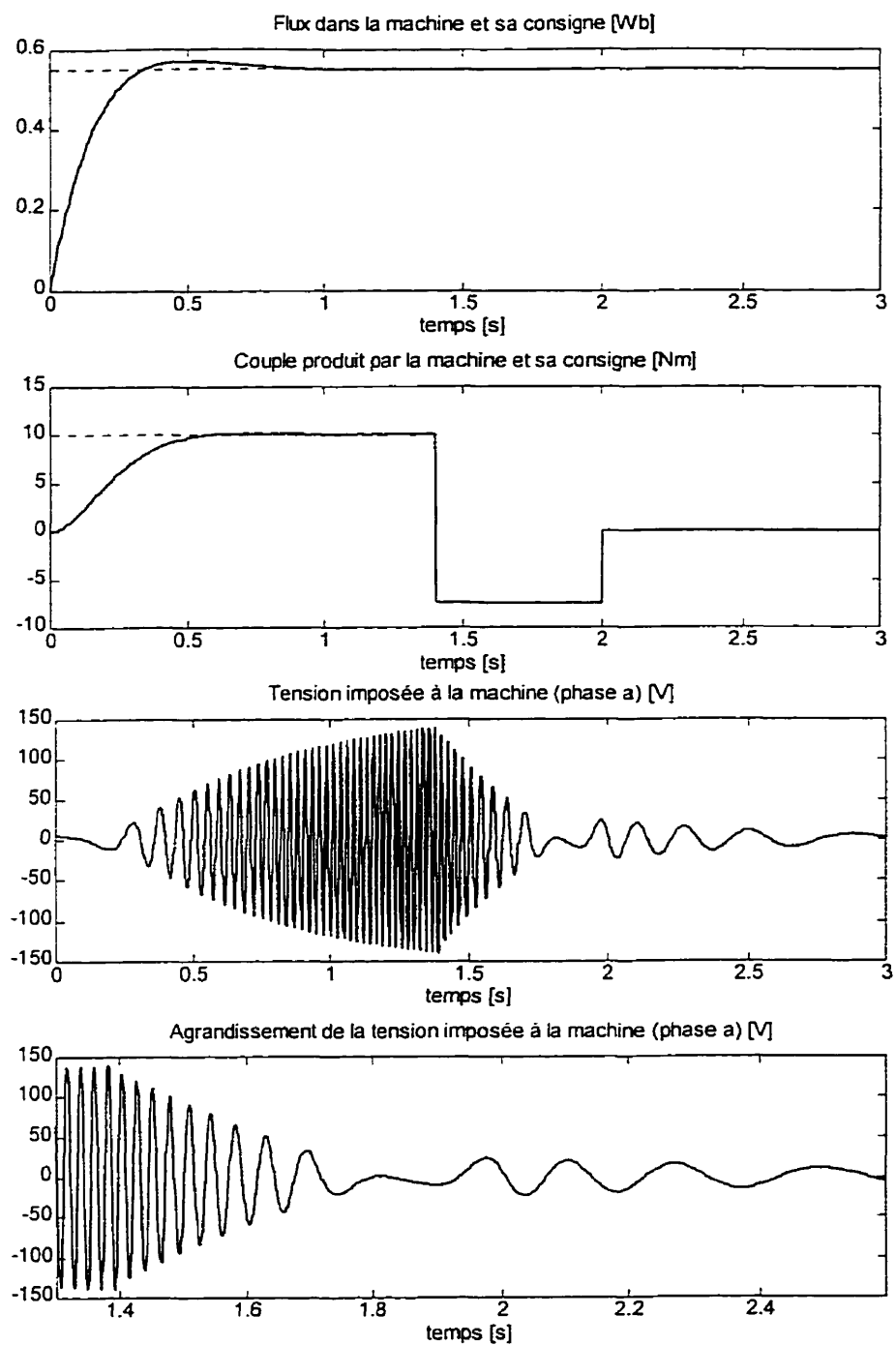


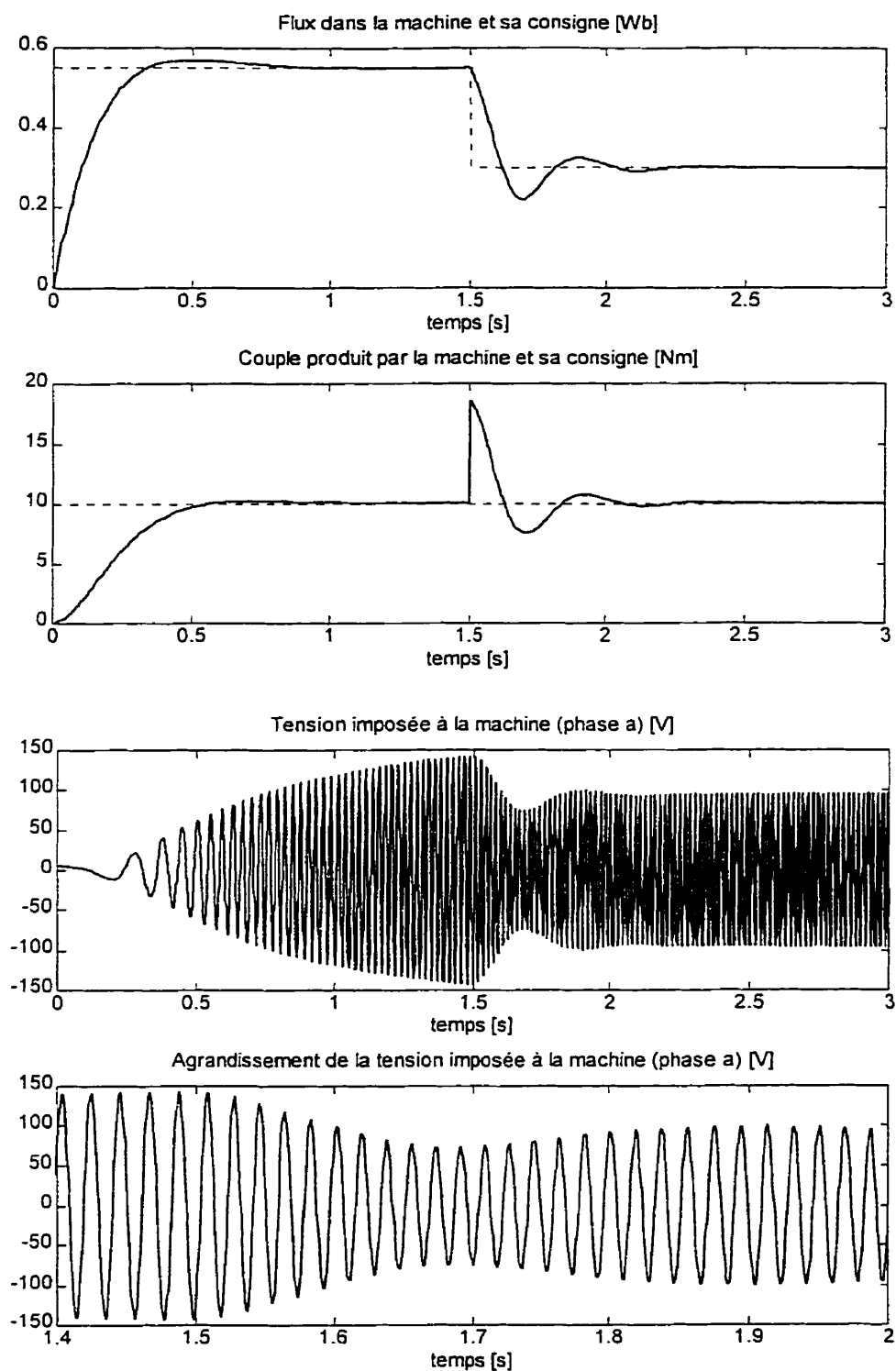
Figure 1.20 Autre schéma d'orientation du flux rotorique (alimentation en tension)

Les figures 1.21a et 1.21b montrent les résultats de simulation obtenus par cette méthode respectivement pour des consignes flux constant/couple variable et couple constant/flux variable.



(a) Flux constant/Couple variable

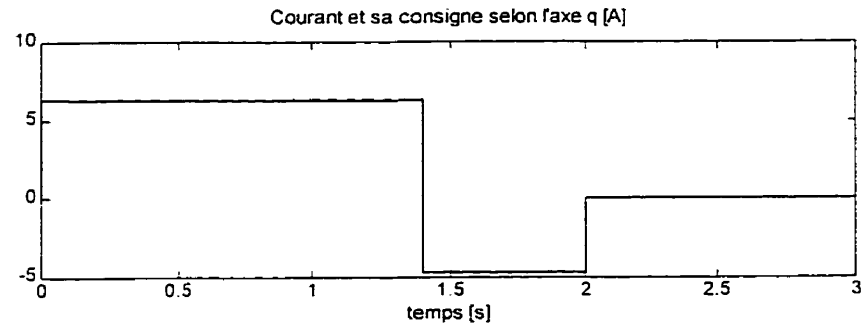
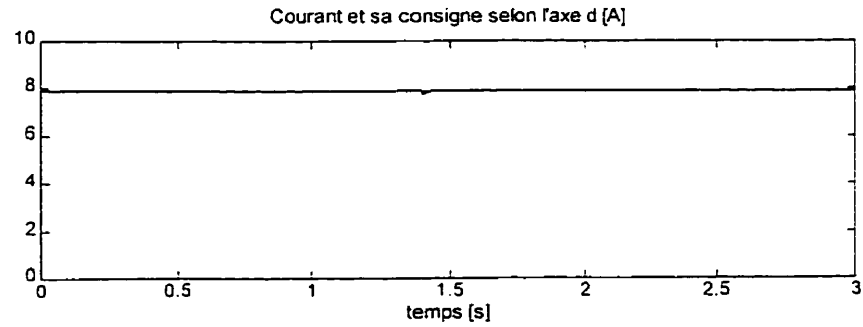
Figure 1.21a Résultats d'orientation du flux rotorique (alimentation en tension)



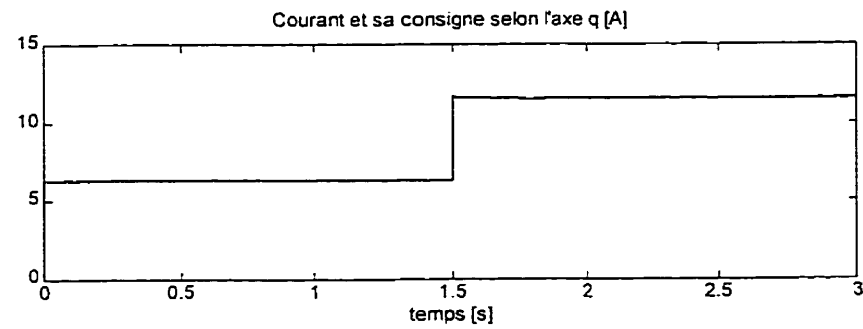
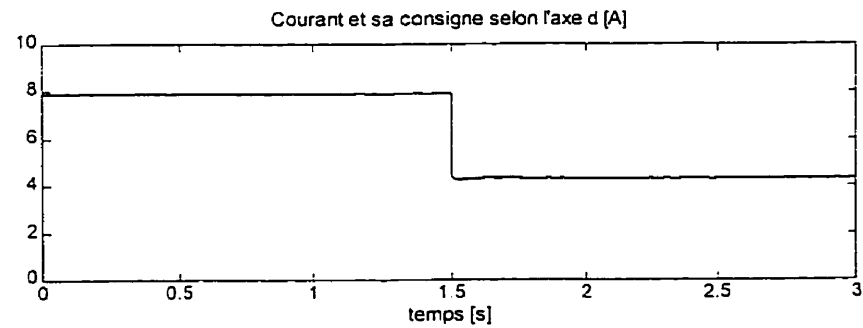
(b) Couple constant/Flux variable

Figure 1.21b Résultats d'orientation du flux rotorique (alimentation en tension)

Les figures 1.22 (a) et (b) montrent respectivement la réponse dynamique des régulateurs PI internes.



(a) Flux constant/Couple variable



(b) Couple constant/Flux variable

Figure 1.22 Allure des courants, orientation du flux rotorique (alimentation en tension)

Dans la figure 1.22a, le flux est considéré constant tandis que la consigne du couple est variée. On peut clairement voir que la composante directe i_{ds} demeure constante et que seule la composante i_{qs} est affectée. Dans la figure 1.22b, le couple est maintenu constant alors qu'on perturbe le flux. Sur les deux dernières figures, on voit bien que les régulateurs PI asservissent les courants à leurs consignes et qu'ils sont très rapides.

1.5 Comparaison des techniques directe et indirecte d'orientation du flux

La commande vectorielle peut être appliquée au moteur asynchrone à cage, comme on a vu, selon deux stratégies: la méthode directe et la méthode indirecte. Dans la méthode directe, une mesure du flux à orienter est effectuée. La position de ce flux est ainsi extraite de cette mesure et est utilisée dans le calcul des consignes de courant à imposer à la machine. Dans la méthode indirecte, cette position est estimée plutôt que d'être mesurée. Cette estimation s'effectue en fonction des paramètres de la machine. Il s'agit d'une technique d'orientation sans capteur de flux, apparemment plus facile à implanter de façon généralisée. La méthode indirecte cependant, souffre comme toute technique de commande à action directe (feedforward), du problème de la variation des paramètres (Ba-razzouk et al., 1996 et 1997). La variation des résistances statorique et rotorique en fonction de la température et de l'effet des harmoniques ainsi que la variation des inductances en raison de la saturation de la machine, sont inévitables. Ces variations causent une détérioration des performances dynamiques visées par la commande vectorielle. La commande directe qui détermine la position du flux directement par mesure est insensible à la variation des paramètres. Elle nécessite cependant l'installation de capteurs de flux dans la machine. Une modification de cette dernière est donc nécessaire. Cette modification ne se prête pas aux moteurs d'usage général largement utilisés dans l'industrie.

Le choix d'une stratégie d'implantation d'une commande vectorielle n'est donc pas aisé et s'accompagne d'autres considérations. Dans le cas de la commande directe, c'est l'installation de capteurs de flux, de leurs circuits de traitement, de filtrage et de

compensation. Dans la commande indirecte, la variation des paramètres doit être prise en considération et des circuits d'estimation et de compensation additionnels doivent être développés. Les deux méthodes directe et indirecte, doivent être implantées par un calculateur numérique. La vitesse et la capacité de calcul de ce dernier devient vite un point clé dans le choix du type de processeur à adopter. Les implantations pratiques des dernières années sont réalisées à l'aide de processeurs numériques de signaux (DSP) extrêmement rapides, qui réalisent le découplage, le traitement des signaux captés, l'estimation de la variation et l'adaptation des paramètres ainsi que la commande des convertisseurs de puissance.

1.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude et aux développements théoriques des approches à la base de la commande vectorielle. Toutes les approches de cette technique ont été exposées, en l'occurrence la méthode directe et indirecte d'orientation du flux, dans le cas d'une alimentation en tension et en courant. Les résultats de simulation ont confirmé la validité des différentes stratégies.

La méthode indirecte, basée sur le modèle inverse n'utilise pas de capteur de flux et s'avère plus intéressante que la méthode directe. Elle permet en effet une implantation beaucoup plus généralisée des principes d'orientation du flux, tout en évitant un ensemble de problèmes liés à l'utilisation des capteurs de flux.

À la lumière des résultats obtenus pour la méthode indirecte, il s'avère que la technique d'orientation du flux rotorique montre les caractéristiques les plus intéressantes, comparée aux deux autres possibilités. L'entraînement basé sur cette dernière technique peut être implanté par des convertisseurs MLI à imposition de courant de type à hystérésis avec limitation de la fréquence de commutation ou par des convertisseurs MLI à imposition de tension régulés en courant.

Les développements mathématiques de ce chapitre assumaient un comportement idéal des différents éléments de l'entraînement. Dans un comportement plus réaliste, les variations des paramètres de la machine doivent être prises en considération.

Dans la technique d'orientation du flux rotorique, c'est la variation de la constante de temps rotorique qui exerce le plus d'influence sur le comportement dynamique de l'entraînement. Le chapitre II sera consacré à l'étude de l'effet de cette variation sur les performances de ces schémas de réglage.

CHAPITRE II

LIMITATIONS DE LA COMMANDE VECTORIELLE DES MOTEURS ASYNCHRONE À CAGE

2.1 Introduction

Nous avons vu dans le chapitre I que la commande vectorielle effectuait un découplage des moteurs asynchrones à cage grâce à une orientation directe ou indirecte du flux dans la machine. Ceci permet donc d'assurer aux entraînements réglés utilisant ce type de machines extrêmement non linéaires un modèle simple, découplé et pouvant être commandé de façon analogue à celle d'un entraînement à courant continu à excitation séparée. Ces performances sont atteintes dans la mesure où le flux est maintenu constant. En effet, en maintenant le flux constant dans la machine, le couple du moteur à induction se comporte en $K \cdot \Psi_r \cdot i_{qs}$ et peut être commandé indépendamment du flux. Le couple devient proportionnel à la composante quadrature du courant statorique (i_{qs}) et peut être commandé directement. Sa réponse transitoire est instantanée dès que le flux est établi dans le moteur et l'entraînement devient un système suiveur.

L'implantation des schémas d'orientation de flux, bien qu'elle soit attrayante, souffre cependant d'un certain nombre de limitations aussi bien pour la méthode directe que pour la méthode indirecte. Ces limitations sont d'ordre technique dans le cas d'une orientation directe et d'ordre intrinsèque dans le cas de la commande indirecte. Cette dernière limitation est liée au comportement de la machine en fonction de ses conditions de fonctionnement.

Ce chapitre sera donc consacré à l'étude de ces limitations dans le but de mieux comprendre le comportement de ces entraînements dans des conditions de fonctionnement plus réalistes. Les résultats de simulation présentés sont réalisés à l'aide du logiciel SIMULINK/MATLAB (Ba-razzouk et al., 1992, 1993 et 1994).

2.2 Limitations de la méthode vectorielle directe

La technique d'orientation directe est basée sur la mesure directe du flux instantané dans la machine. À partir de celle-ci, la position du flux est déduite et est utilisée pour orienter le flux dans la machine. C'est justement cette mesure qui est problématique surtout en ce qui a trait à la mesure du flux rotorique: grandeur inaccessible par excellence. Les bars du rotor sont en effet enfoncées dans le métal constituant le rotor, ce qui rend la mesure du flux au niveau du rotor impraticable. Rappelons que la méthode d'orientation du flux rotorique est la plus largement utilisée à cause de la simplicité et de la linéarité de ses caractéristiques couple en fonction du glissement.

En plus de ne pas se prêter à un usage généralisé et de faire appel à des modifications de la machine, la plupart des méthodes de mesure directe utilisant des capteurs de flux ont un problème de fiabilité. En effet, la tension recueillie à la sortie des capteurs magnétiques du flux nécessite un pré-traitement mathématique plus ou moins complexe (filtrage, intégration ... etc) pour extraire l'information sur le flux capté. Les capteurs à effet Hall sont sensibles à l'échauffement et leur tension de sortie dérive avec la température. Toutes les méthodes de mesure du flux deviennent moins précises en basses vitesses à cause des harmoniques dominants dans cette gamme de vitesse.

De plus, la robustesse des systèmes est grandement affectée par l'installation de certains capteurs: ces derniers sont plus fragiles que le moteur et opèrent dans des conditions difficiles (échauffement, vibrations). La position du flux rotorique, dans la plupart des cas, n'est pas mesurée directement, mais estimée à partir des signaux captés, des courants et des paramètres de la machine. Ces derniers sont affectés par l'échauffement et la saturation du moteur.

2.2.1 Limitations des méthodes de mesure indirecte du flux

Dans ce qui suit, on désigne par mesure indirecte de flux, les procédés basés sur le calcul du flux à partir de la mesure d'autres grandeurs accessibles de la machine.

Il existe en effet plusieurs techniques pour déterminer la distribution instantanée du flux dans la machine. Chacune des méthodes possède ses avantages et ses faiblesses. On exposera dans ce paragraphe quelques unes des méthodes qui sont les plus couramment proposées dans la littérature, les plus intéressantes et les plus récentes dans le domaine de l'électrotechnique.

2.2.2.1 Détermination du flux par mesure des tensions, courants et de la vitesse

À partir de mesures des courants, des tensions et de la vitesse mécanique, on peut estimer le flux dans la machine grâce à un calculateur (Bose, 1986). Ces techniques possèdent cependant un certain nombre de limitations associées à la variation des paramètres de la machine résultant en des estimations erronées. En plus, l'intégration des relations linéaires entre les tensions et courants statoriques nécessite d'implanter des circuits intégrateurs. L'utilisation de circuits intégrateurs n'est pas facile et beaucoup de soin doit être accordé à leur implantation. De plus, le problème de valeurs initiales d'intégration doit être sérieusement étudié.

2.2.2.2 Détermination du flux à partir de la tension et du courant statorique

La plupart de ces méthodes sont basées sur l'intégration de la f.c.e.m de la machine, qui en vertu de la loi de Faraday produit le flux statorique. Dans le repère stationnaire lié au stator, nous avons:

$$\frac{d\Psi_{ds}}{dt} = v_{ds} - R_s \cdot i_{ds} \quad (2.1)$$

$$\frac{d\Psi_{qs}}{dt} = v_{qs} - R_s \cdot i_{qs} \quad (2.2)$$

Une mesure de la tension et du courant du moteur est effectuée. On procède à la conversion des grandeurs de base (a,b,c) au repère stationnaire lié au stator (d^s, q^s). Les dérivées des flux au stator sont calculées à l'aide des équations (2.1) et (2.2) puis intégrées pour fournir les flux (Ψ_{ds} et Ψ_{qs}). Le schéma de principe de cette approche est

illustré à la figure 2.1. À grandes vitesses, la f.c.e.m est presque égale à la tension imposée au stator car les courants sont moins élevés dans les enroulements et les chutes de tension dans ces derniers sont négligeables. Dans ce cas, la résistance statorique peut être omise du schéma de la figure 2.1 et l'intégration de la tension statorique fournit une mesure assez précise du flux au niveau du stator.

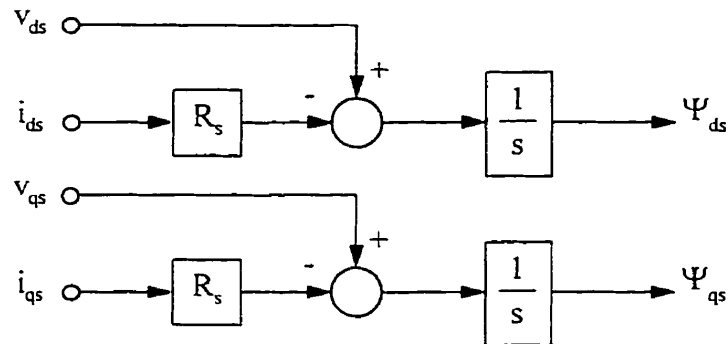


Figure 2.1 Schéma d'estimation du flux statorique à partir des tensions et des courants

Cependant à basses vitesses, la f.c.e.m est moins importante et les chutes de tension statorique deviennent plus influentes. Négliger la résistance statorique n'est plus justifiable. Pour remédier à ceci, la chute de tension statorique doit être déterminée, soustraite de la tension d'alimentation statorique puis la différence est intégrée. La résistance statorique varie cependant beaucoup pendant le fonctionnement du moteur et une estimation en ligne de celle-ci est impérative. Les schémas d'estimation de cette résistance utilisent des calculs fastidieux qui ne sont pas souvent pratiques à implanter. En plus, en basses vitesses, la tension mesurée au stator est très bruitée, l'intégration de la f.c.e.m nécessite l'utilisation du fondamental de celle-ci pour déduire le flux. Un algorithme de transformation rapide de Fourier (FFT) devient donc nécessaire.

Un autre problème de la chute de tension statorique est lié à l'amplitude de la tension au stator. Lorsque cette dernière décroît avec la fréquence (loi V/F), le courant correspondant à un certain niveau de charge ne varie presque pas avec la fréquence. De ce fait, la chute de tension au stator est assez élevée et la f.c.e.m est loin d'être égale à la

tension statorique. La détermination précise de la chute de tension statorique nécessite la connaissance de la résistance statorique.

2.2.2.3 Estimation du flux à partir des courants statoriques et de la vitesse

Pour contourner le problème d'estimation de la résistance statorique, une méthode basée sur la mesure de la vitesse du rotor et des courants statoriques a été proposée (Bose, 1986). Elle permet théoriquement d'estimer le flux rotorique sur toute la gamme de vitesses. Cette technique est basée sur la résolution du système d'équations d'état décrit par les équations (2.3) et (2.4) exprimé dans le repère stationnaire et illustré à la figure 2.2.

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} \cdot i_{ds} - \omega_r \cdot \Psi_{qr} - \frac{1}{\tau_r} \cdot \Psi_{dr} \quad (2.3)$$

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} \cdot i_{qs} + \omega_r \cdot \Psi_{dr} - \frac{1}{\tau_r} \cdot \Psi_{qr} \quad (2.4)$$

La grande limitation de cette méthode est apparente à partir de deux équations: la variation de la constante de temps rotorique (τ_r) due à la saturation et l'échauffement de la machine.

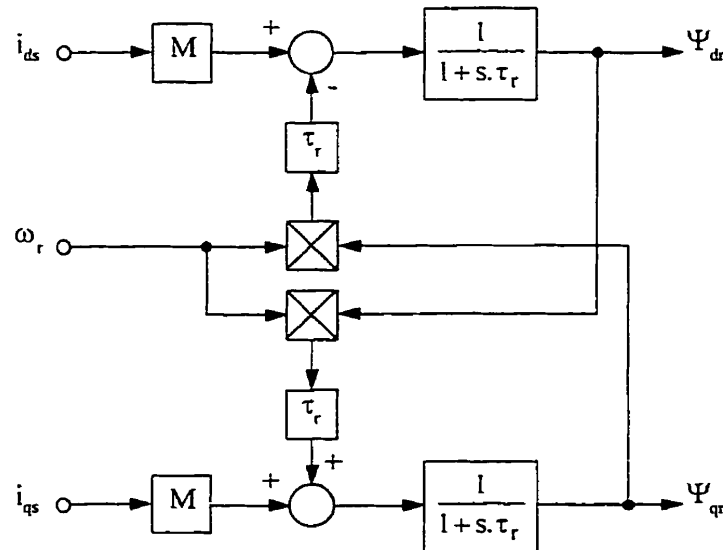


Figure 2.2 Schéma d'estimation du flux rotorique à partir des courants et de la vitesse

Les schémas d'orientation du flux basés sur la mesure de la f.c.e.m peuvent être utilisés de façon satisfaisante si et seulement si l'entraînement n'est pas opéré à basses vitesses (<10% de la vitesse de base). En basses vitesses, ce type d'orientation devient moins fiable à cause des harmoniques et de la variation de la résistance statorique. Seul le schéma de la figure 2.2 peut être utilisé. Cependant, lui aussi, il souffre du problème de la variation de τ_r . Des circuits d'estimation du flux rotorique combinant les deux approches ont été également proposés. Pour des vitesses supérieures à 10% de la vitesse de base, l'estimation s'effectue à l'aide de l'intégration de la f.c.e.m (Figure 2.1) et de la relation:

$$\Psi_{dr} = \frac{L_r}{M} \cdot (\Psi_{ds} - \sigma L_s \cdot i_{ds}) \quad (2.5)$$

$$\Psi_{qr} = \frac{L_r}{M} \cdot (\Psi_{qs} - \sigma L_s \cdot i_{qs}) \quad (2.6)$$

En bas de 10% de la vitesse de base, on commute sur le circuit d'estimation à partir des courants et de la vitesse. Même avec cette technique combinée, il reste toujours à résoudre le problème de la variation des paramètres, surtout qu'un moteur asynchrone à cage chauffe encore plus à faibles vitesses.

2.2.2.4 Principe de la détection de la position du flux à partir de la composante de troisième harmonique

Dans cette méthode, la saturation de la machine est mise à profit pour détecter la composante de troisième harmonique de la tension pour les moteurs connectés en étoile ou du courant pour les moteurs connectés en triangle. Cette composante fournit une information sur le module du flux d'entrefer et sur sa position. Plusieurs schémas basés sur cette méthode sont rapportés dans (Kreindler et al., 1992; Profumo et al., 1993; Matsuo et al., 1994). Le principe de la méthode est décrit ci-dessous. Soient:

Ψ_e Flux d'entrefer

Ψ_e^1 Composante fondamentale du flux d'entrefer

Ψ_e^3	Composante de troisième harmonique du flux d'entrefer
v_s^3	Composante de troisième harmonique de la tension statorique
i_s^3	Composante de troisième harmonique du courant statorique

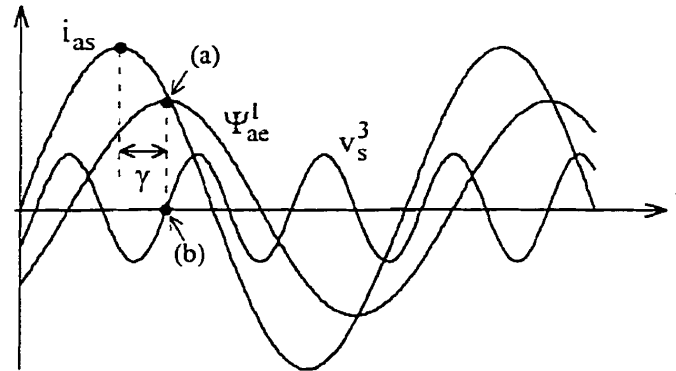


Figure 2.3 Allure du courant, du flux fondamental et de la tension du 3^{ème} harmonique

Le principe de cette méthode est illustré à la figure 2.3 pour la phase a du stator. On constate que:

- o Le point (b) de v_s^3 est situé exactement au passage de Ψ_{ae}^1 par sa valeur maximale (a);
- o Le passage par un maximum de i_{as} est situé à un angle γ en avance sur le point (b).

Donc en mesurant i_{as} et v_s^3 , et en détectant (b) et γ , on peut avoir une idée sur la position du fondamental flux d'entrefer (Ψ_e^1). Ce dernier peut donc être localisé à partir de la position du courant statorique i_{as} .

La position du flux statorique et celle du flux rotorique peuvent aussi être déterminées à partir de cette approche et des équations suivantes:

$$\Psi_{ds} = \Psi_{de} + L_{ls} \cdot i_{ds} \quad (2.7)$$

$$\Psi_{qs} = \Psi_{qe} + L_{ls} \cdot i_{qs} \quad (2.8)$$

$$\Psi_{dr} = \left(\frac{L_{lr}}{M} + 1 \right) \Psi_{de} - L_{lr} \cdot i_{ds} \quad (2.9)$$

$$\Psi_{qr} = \left(\frac{L_{lr}}{M} + 1 \right) \Psi_{qe} - L_{lr} \cdot i_{qs} \quad (2.10)$$

Les flux ainsi déterminés possèdent une bonne précision vu que les inductance L_{ls} , L_{lr} et le rapport (L_{lr}/M) sont très peu dépendants de la saturation de la machine.

La méthode de détection de la composante du troisième harmonique permet donc de déterminer la position du flux. Cette position est utilisée pour implanter une commande vectorielle directe. La détermination de l'amplitude du fondamental du flux $|\Psi_e^1|$ à partir de celle de v_s^3 , est propre à chaque machine. Il existe, en effet, une relation non linéaire qui lie ces deux variables (Covic et Boys, 1992). À partir de mesures, une table liant les deux grandeurs est dressée (Kreindler et al., 1992; Profumo et al., 1993). Le circuit d'estimation y accède pour déterminer l'amplitude du fondamental du flux.

La position du flux est ainsi déterminée à partir de la détection de passage par zéro de v_s^3 . Pour chaque passage par zéro, la position est augmentée de 60° , ce qui correspond donc à une augmentation de 360° pendant une période du fondamental (figure 2.4).

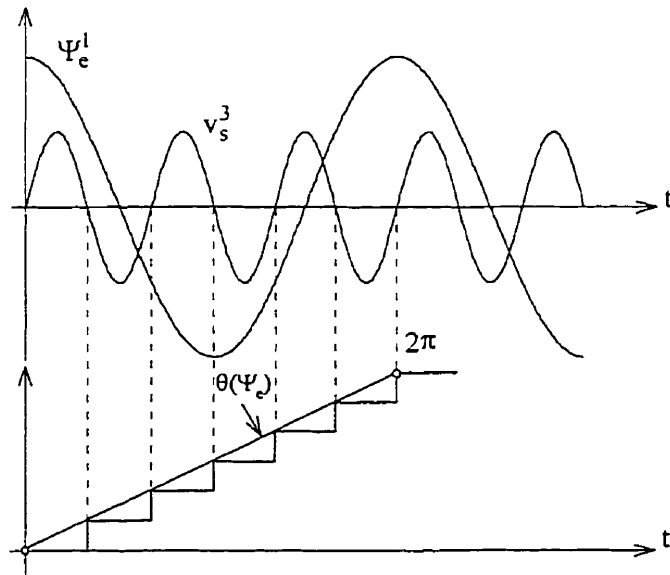


Figure 2.4 Principe de la détermination de la position du flux

Comme il y a seulement six paliers sur une période, la précision de cette méthode est de 60° . La position est exacte seulement aux instants de passage par zéro de v_s^3 . Pour que la position soit estimée de façon précise, il faut prévoir une procédure d'interpolation pour déterminer la position entre deux passages par zéro consécutifs.

Cette méthode a l'inconvénient d'être un détecteur de position incrémental. À partir d'une position initiale, la position augmente. Cette position n'est pas forcément absolue d'où la nécessité d'avoir un détecteur de position absolue. Deux techniques ont été proposées par Kreindler et al. (1992) pour déterminer la position absolue de Ψ_e^1 .

La première consiste à déterminer la position du flux à partir de la position relative des tensions de phase statoriques. L'idée de cette méthode est simple: si on néglige les chutes de tension dans les phases statoriques, de façon à pouvoir assimiler la tension de phase à la tension induite et sachant qu'à chaque passage par zéro de v_s^3 , une des tensions de phase est nulle et les deux autres ont des signes opposés. La tension de phase nulle au passage par zéro de v_s^3 permet alors de repérer lequel des six passages par zéro de v_s^3 correspond à la position de Ψ_e^1 pour une phase donnée. Cette technique possède cependant la fameuse limitation due aux chutes de tensions statoriques. Il faut compenser celles-ci pour chaque phase. Pour cela, il faut mesurer les courants et estimer l'impédance statorique en mesurant la tension de phase au temps de passage de v_s^3 par zéro. Les méthodes d'estimation de l'impédance statorique, ne sont pas cependant simples à implanter et demandent beaucoup de calculs. Après compensation de la chute de tension statorique, on peut appliquer cette méthode pour détecter la position absolue de Ψ_e^1 . De plus, cette méthode ne peut être appliquée à basses vitesses de rotation à cause des harmoniques dans la tension statorique qui peuvent aboutir à des erreurs dans la position détectée.

La seconde méthode de détermination de la position absolue du flux utilise un détecteur à incrémentation relative. Au démarrage, la machine est placée dans une position bien déterminée et à chaque passage par zéro de v_s^3 cette position est incrémentée de 60° .

Cette méthode possède l'avantage d'être plus simple que la méthode précédente car il n'y a aucun besoin de mesurer les tensions et les courants statoriques pour compenser les chutes, mais possède cependant l'inconvénient de tout détecteur incrémental relatif: Chaque passage par zéro de v_s^3 qui provient d'un transitoire parasite est pris en compte, et contribue à l'augmentation de la position. Ceci résulte en des erreurs considérables sur la position ainsi déterminée.

2.2.2.5 Limitations de la méthode d'estimation du flux à partir du 3^{ème} harmonique

Covic et Boys (1992) ont réalisé une étude extensive sur les limitations de cette méthode en mettant l'accent sur plusieurs phénomènes qui restreignent sa validité. En effet, cette méthode laisse supposer que la seule source de la composante du 3^{ème} harmonique est la saturation de la machine (dominée par la saturation de l'inductance de magnétisation). Cette composante peut, en effet, être générée par d'autres sources telles que la saturation des inductances de fuite au stator et au rotor comme rapporté par Green et Williams (1989). Les harmoniques résultants contribuent à l'amplitude et à la phase de la composante du 3^{ème} harmonique total.

De plus, à vide, le fondamental du courant est faible et est contraint au circuit de magnétisation. Dans ce cas, la composante du 3^{ème} harmonique du courant est due essentiellement au niveau du flux de magnétisation (figure 2.5a). Cependant, lorsque la charge du moteur augmente, cette composante augmente indépendamment du niveau de flux. Cet effet est plus visible à faibles niveaux de flux où le courant fondamental est élevé pour supporter la charge du moteur. Une autre source de la composante du troisième harmonique provient donc du niveau de charge du moteur figure 2.5b.

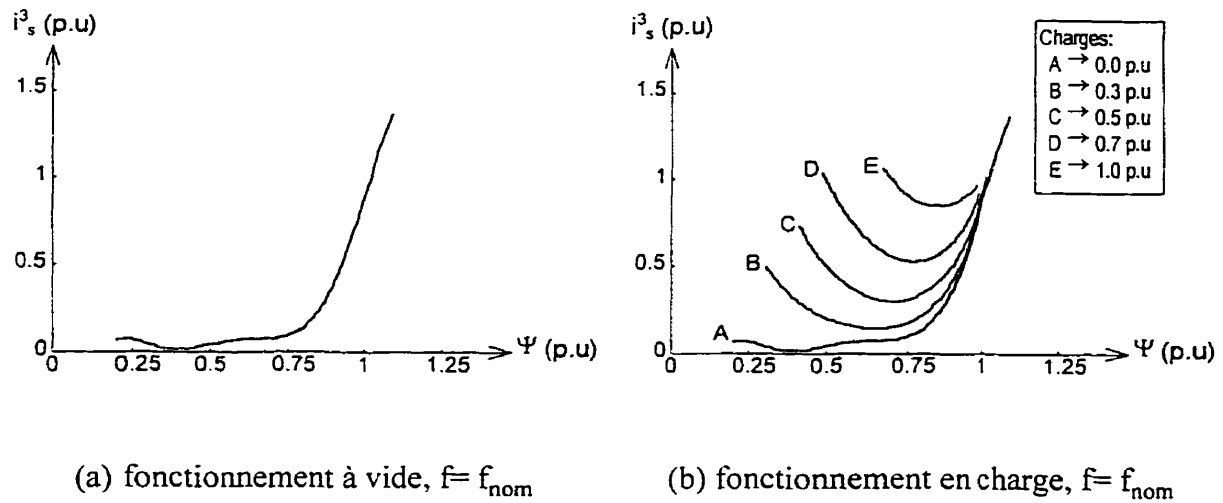


Figure 2.5 Relation expérimentale $i_s^3 = f(\Psi_e)$

Lorsque la charge augmente, le déphasage de la composante du troisième harmonique du courant augmente à flux constant. Ce déphasage croît aussi même lorsque le flux est affaibli à charge constante. De plus, le comportement transitoire de ces capteurs dépend aussi du niveau de charge, en effet ils sont plus précis avec des charges croissantes, alors qu'ils le sont moins avec des charges décroissantes (Figure 2.6).

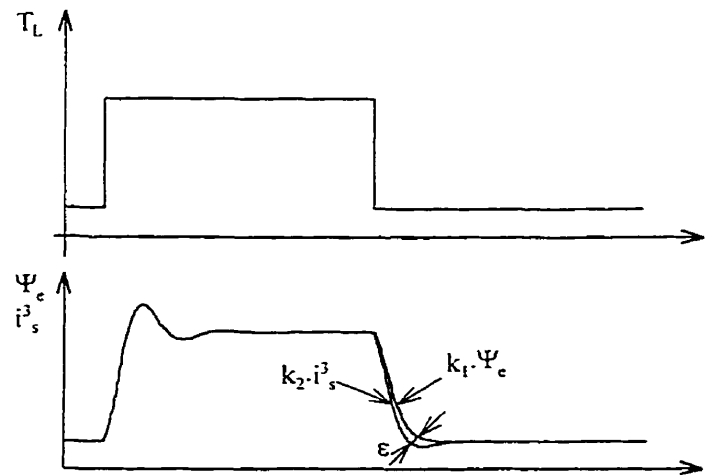


Figure 2.6 Comportement transitoire d'un capteur de flux basé sur le 3^{ème} harmonique

Toutes ces considérations doivent par conséquent être prises en compte lors de la réalisation de capteurs de flux basés sur la mesure du troisième harmonique.

Dans les applications nécessitant une très grande exactitude tels que les "servo-drives" où la précision requise avoisine le degré, il est impossible d'avoir une telle performance avec ce type de capteur de flux, à moins de prévoir des circuits de compensation pour les autres sources du troisième harmonique. Covic et Boys (1992) suggèrent l'utilisation de moteurs à rotor bobiné ou des moteurs à cage de construction spéciale (à encoches rotoriques ouvertes) afin de minimiser l'effet de la saturation des inductances de fuite rotoriques.

La comparaison des résultats obtenus par mesure directe avec ceux d'un capteur basé sur la mesure du troisième harmonique, a donc montré l'existence d'autres sources de celui-ci qui ne sont pas du tout liés au niveau du flux dans la machine. L'existence de ces autres sources impose donc des restrictions aux régulateurs à orientation directe du flux basés sur le principe de la mesure du troisième harmonique. Sans d'autres dispositions (compensation des autres sources, construction du moteur qui minimise la saturation des inductances de fuite etc ...), le fonctionnement de ces régulateurs doit être limité aux alentours ou au dessus du flux nominal. Cette considération exclurait donc toute opération dans la zone d'affaiblissement du champ.

2.2.2.6 Principe de la détection de la position du flux rotorique à partir de la détection du courant de l'anneau de bout du rotor

Cette méthode est proposée par Matsuo et al. (1994) dans le but de réaliser des entraînements à orientation directe du flux rotorique. Elle a pour but de déterminer le flux lié au rotor du moteur à cage sans avoir à le déduire à partir de la mesure du flux d'entrefer ou du stator. Elle est basée sur la mesure de la position du flux de fuite dû aux courants qui circulent dans l'anneau du bout du rotor. Cette méthode utilise des capteurs à effet Hall pour effectuer cette mesure. Ce flux de fuite est proportionnel au flux rotorique. Des capteurs sont ainsi disposés dans la machine et fournissent une mesure directe de ce flux de fuite. Les courants de l'anneau du bout du rotor peuvent aussi être déterminés à partir de ce dernier qui leur est proportionnel. Avec un facteur de

correction, ces courants eux mêmes, sont proportionnels aux courants dans les bars du rotor (courants rotoriques de la machine). L'inconvénient de cette méthode est qu'elle appelle à une modification de la machine pour installer les capteurs à effet Hall et qu'elle souffre aussi des limitations liées à ce type de capteurs.

Le principe de cette technique de mesure est illustré à la figure 2.7. Les capteurs à effet Hall, captent le flux de fuite de l'anneau de bout du rotor (donc le courant qui circule dans les bars du rotor). Les capteurs sont montés sur un support, ils sont immobiles et ne sont pas en contact avec le rotor.

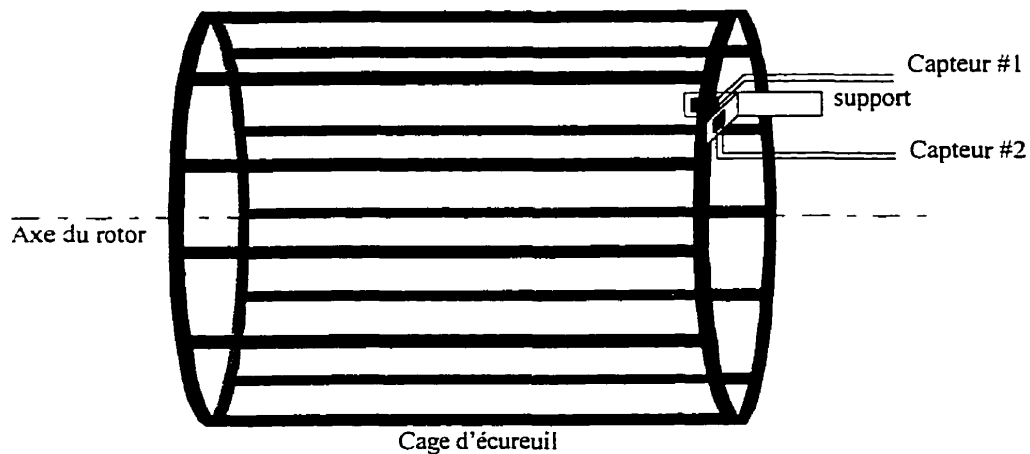


Figure 2.7 Détection du flux de fuite de l'anneau de bout du rotor

Deux capteurs sont utilisés pour vérifier lequel des deux offre la meilleure précision et qui est le moins affecté par le flux de fuite de l'enroulement statorique (près de l'anneau). Matsuo et al. (1994) concluent que le capteur #1 (voir figure 2.7) offre la meilleure précision et propose aussi l'utilisation d'un support (voir figure 2.7) non ferromagnétique (plastique) pour monter le capteur.

Trois capteurs identiques (placés comme le capteur #1) sont disposés à 120° électriques entre eux autour de l'anneau. Les signaux recueillis par ces capteurs sont proportionnels au courant instantané de l'anneau. Comme ces capteurs sont immobiles, les signaux recueillis sont à la fréquence de la ligne. Ces signaux représentent donc les courants

rotoriques dans le repère stationnaire. Les formes d'ondes présentées par les auteurs sont en parfait accord (en respectant le facteur de proportionnalité) avec les courbes de simulation réalisées avec la machine sous test.

Dans le repère stationnaire, le flux rotorique peut être déduit de cette façon grâce aux relations:

$$\Psi_{dr} = M \cdot i_{ds} + L_r \cdot i_{dr} \quad (2.11)$$

$$\Psi_{qr} = M \cdot i_{qs} + L_r \cdot i_{qr} \quad (2.12)$$

Les courants (i_{dr} , i_{qr}) déterminés par cette technique, sont évidemment affectés par la sensibilité des capteurs à effet Hall à la variation de la température. Pour compenser cet effet, Matsuo et al. proposent un schéma de détermination de la position du flux rotorique θ (utilisée par le régulateur à orientation directe du flux), avec un circuit d'adaptation utilisant une boucle de verrouillage de phase. Cette dernière génère le $\cos(\theta)$ et le $\sin(\theta)$, à utiliser dans la transformation des axes, de façon précise tout en rejetant les bruits (dus aux harmoniques) contenus dans les signaux captés. Utilisée dans des schémas d'orientation directe du flux rotorique, cette technique est insensible à la variation des paramètres de la machine (essentiellement τ_r) pourvu que le schéma de détermination de la position rotorique décrit assure une bonne précision.

2.2.2.7 Principe de la détection du flux rotorique à l'aide des réseaux de neurones artificiels

Nous avons développé un réseau de neurones artificiels dans le but d'estimer le flux instantané dans un moteur asynchrone à cage à partir de mesures de tension, de courant et de vitesse. Les détails de développement des structures des réseaux seront présentés au chapitre V. Les signaux utilisés par cet estimateur de flux ont été préparés à l'aide de la simulation du moteur en considérant un modèle de phase du moteur (Ba-razzouk et al., 1997). Nous avons intégré à ce modèle la courbe de magnétisation, relevée

expérimentalement sur la machine utilisée afin de prendre en considération la saturation de celle-ci (annexe III et figure 2.8).

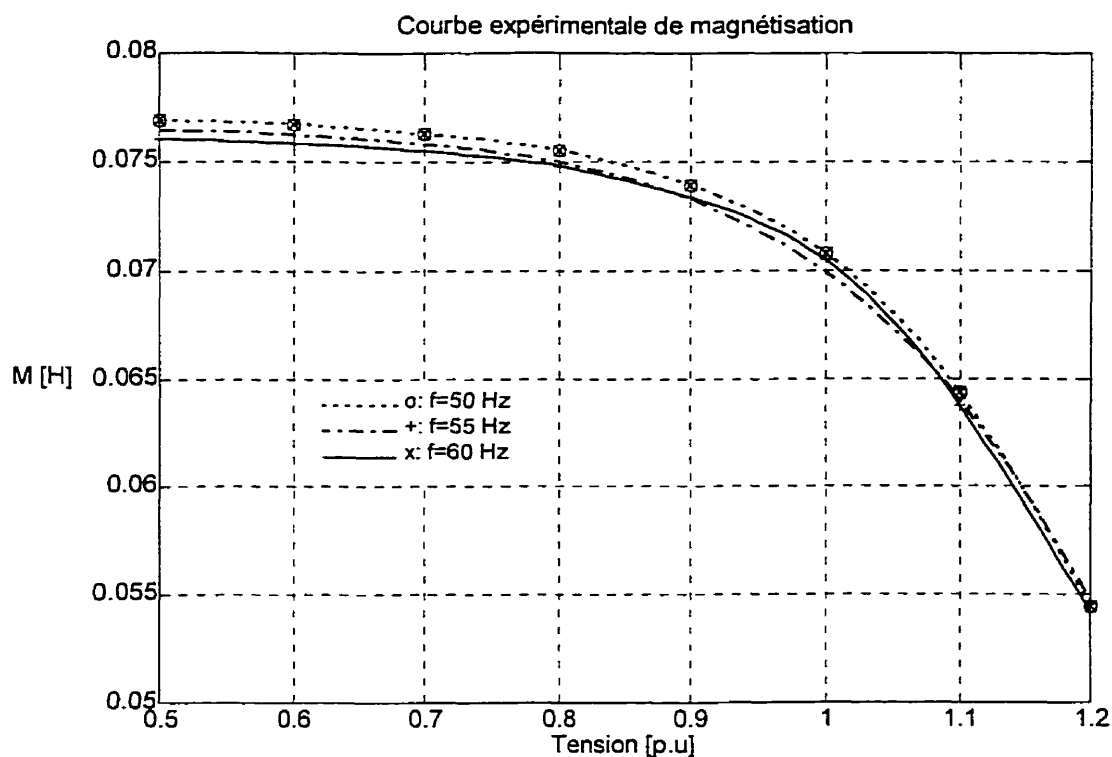


Figure 2.8 Courbe de magnétisation de la machine

Plusieurs conditions de fonctionnement ont été simulées et une banque de données entrées/sorties a été préparée. Pour valider les résultats de simulation obtenus pour le flux, nous avons utilisé un moteur à induction à cage doté d'un capteur magnétique du flux installé dans le stator. Les résultats expérimentaux obtenus concordaient parfaitement avec ceux prédits par notre modèle. Vue la construction du moteur (ouverte) et la ventilation importante de celui-ci, les résistances du moteur ne varient pas beaucoup avec la température. La température moyenne n'a jamais dépassé les 74 °C (voir annexe III) même en cas de surcharge (133%), il faudrait aussi souligner ici que la vitesse de rotation lors de ce test avoisinait la vitesse nominale. Pour cela, nous avons considéré des résistances constantes dans le modèle dynamique de la machine. Pour les

machines courantes, il faudrait prendre en considération l'élévation de la température pour mettre à jour les résistances du modèle du moteur au cours de son fonctionnement.

Les données entrées/sorties ainsi préparées sont utilisées pour faire l'apprentissage du réseau de neurones. Une fois la phase d'apprentissage réalisée, le réseau de neurones est utilisé pour déterminer les composantes (Ψ_{dr} et Ψ_{qr}) dans le repère stationnaire et par la suite la position du flux rotorique qui servira à implanter une commande directe.

Malgré l'avantage des réseaux de neurones relatif à leur parallélisme, à leurs calculs simples et rapides (sommations de produits et passage dans un bloc non linéaire) et à leur tolérance aux fautes, un soin très particulier doit être accordé à l'élaboration d'un ensemble d'entrées/sorties assez représentatif. Nous avons essayé plusieurs conditions de fonctionnement et de charges, mais cet ensemble reste cependant limité. Il faudrait assurer un compromis entre le nombre de données et le temps d'apprentissage. Si le nombre de données utilisées est excessivement grand, le réseau risque de prendre énormément de temps pour converger ou risque de ne pas converger du tout. Même si les réseaux de neurones possèdent cette capacité de généralisation, il se peut que leur réponse soit assez imprévisible lors de conditions anormales de fonctionnement tels qu'en présence de défauts aléatoires qui n'ont pas été représentés dans la banque d'apprentissage. Une seconde source de limitation concerne le comportement électrothermique du moteur. Il faudrait, en effet, pouvoir compter sur des modèles mathématiques assez précis afin de prédire la variation des résistances et des inductances de la machine en fonction de ses conditions de fonctionnement. La variation des constantes de temps de la machine affectent, en effet, profondément le flux comme nous allons le voir un peu plus loin dans ce chapitre.

2.3 Limitations de la méthode vectorielle indirecte

Nous avons vu dans le chapitre I que la commande vectorielle indirecte n'a pas besoin d'une mesure directe du flux. En effet, la position de ce dernier est déterminée à partir du modèle de la machine et de la vitesse électrique du rotor ($\omega_r = p \cdot \omega_{méc}$). Cette dernière est

obtenue par une simple mesure de la vitesse de la machine réalisée à l'aide d'un capteur de vitesse. Cette technique d'orientation indirecte permet donc une implantation beaucoup plus généralisée des entraînements à flux orienté.

Nous avons aussi vu que la méthode à orientation indirecte du flux rotorique constitue le meilleur choix pour implanter des entraînements à flux orienté. Le modèle d'un régulateur basé sur cette technique est montré à la figure 2.9.

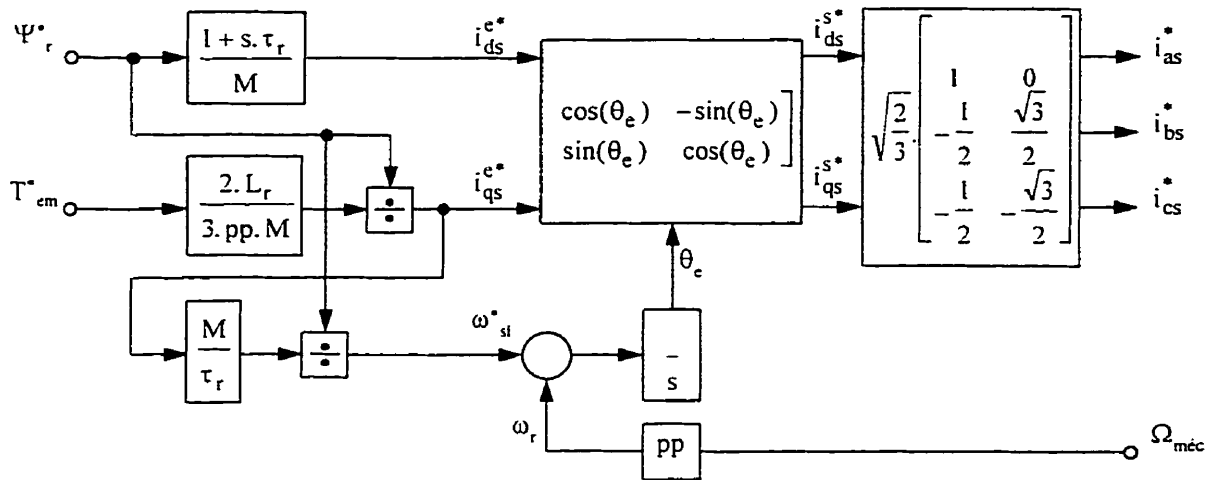


Figure 2.9 Schéma d'implantation d'un régulateur à orientation du flux du rotor

La méthode d'orientation indirecte du flux rotorique est une méthode de commande de type action directe (Feedforward) qui est basée sur le modèle inverse de la machine. Elle souffre inévitablement de ce fait, de l'effet de la variation des paramètres de la machine sur la réponse dynamique du système et notamment celle de la constante de temps rotorique. Cette variation des paramètres survient lors du fonctionnement du moteur et résulte en une perte de découplage et en des erreurs stationnaires sur les sorties couple et flux de la machine comparativement à leurs consignes. La variation de la constante de temps rotorique peut être due soit à la variation de la résistance rotorique en raison de l'échauffement du moteur, soit à la saturation de l'inductance rotorique (saturation de l'inductance de magnétisation et/ou l'inductance de fuite du rotor), soit à l'effet combiné de tous ces paramètres. À titre d'illustration (Yoon et al., 1997) ont relevé expérimentalement la variation de la résistance rotorique d'un moteur asynchrone

totalelement fermé et refroidi par ventilateur, à différentes fréquences fondamentales, dans le cas d'une alimentation par onduleur à six paliers et par des sources sinusoïdales, à différents niveaux de charge. Dans le pire des cas (alimentation par onduleur, fréquence de 6 Hz, charge de 1,25 p.u.), la résistance rotorique a augmenté de 0,94 p.u.

Il est tout à fait évident à la vue de la figure 2.9, que ce régulateur dépend explicitement des paramètres de la machine (L_r , M et τ_r). Dans le cas où le flux est maintenu constant (à une valeur correspondant à un certain niveau de saturation de la machine), l'effet prépondérant en ce qui concerne la variation des paramètres est exercé par la résistance rotorique de la machine R_r . Les inductances L_r et M demeurent quasiment constantes et égales à la valeur correspondant à ce niveau de flux. Dans ces conditions, on attribue le plus souvent le découplage de la machine à la variation de la constante de temps rotorique de la machine ($\tau_r = L_r/R_r$). Dans cette optique, nous allons présenter une étude détaillée sur l'effet de la variation de cette constante de temps sur les performances dynamiques d'un entraînement à orientation du flux rotorique.

2.3.1 Sensibilité à la variation des paramètres de la machine

Pour différentes valeurs de la résistance rotorique (R_r), nous avons étudié par simulation la réponse d'un entraînement à flux rotorique orienté. La figure 2.10 montre les résultats obtenus dans le cas où R_r est croissante. Nous avons réalisé la simulation pour une consigne de couple de 10 Nm et une consigne de flux de 0,55 Wb (couple et flux nominaux). La valeur de la résistance rotorique au niveau du régulateur a été fixée à la valeur nominale, tandis qu'on faisait varier la résistance rotorique au niveau du modèle de la machine pour simuler l'effet de la variation de cette dernière dû à l'échauffement. La réponse dynamique du couple produit par la machine (en régime établi) montre que celui-ci baisse, alors que le flux dans la machine augmente avec l'augmentation de la résistance rotorique (R_r). Pour analyser l'effet de la variation de la constante de temps rotorique sur la réponse du flux et du couple d'un entraînement à flux rotorique orienté,

en régime établi, nous considérons l'expression du flux et du couple dans le repère synchrone. Nous avons:

$$i_{ds} = \frac{\Psi_{dr} - \tau_r \cdot \omega_{sl} \cdot \Psi_{qr}}{M} \quad (2.13)$$

$$i_{qs} = \frac{\Psi_{qr} + \tau_r \cdot \omega_{sl} \cdot \Psi_{dr}}{M} \quad (2.14)$$

Dans le cas où la machine est alimentée en courant, les courants i_{ds} et i_{qs} sont imposés par le régulateur à flux orienté. On peut déduire l'expression des flux et du couple en fonction de ces courants, de la résistance et de l'inductance rotorique (équations 2.15 à 2.18).

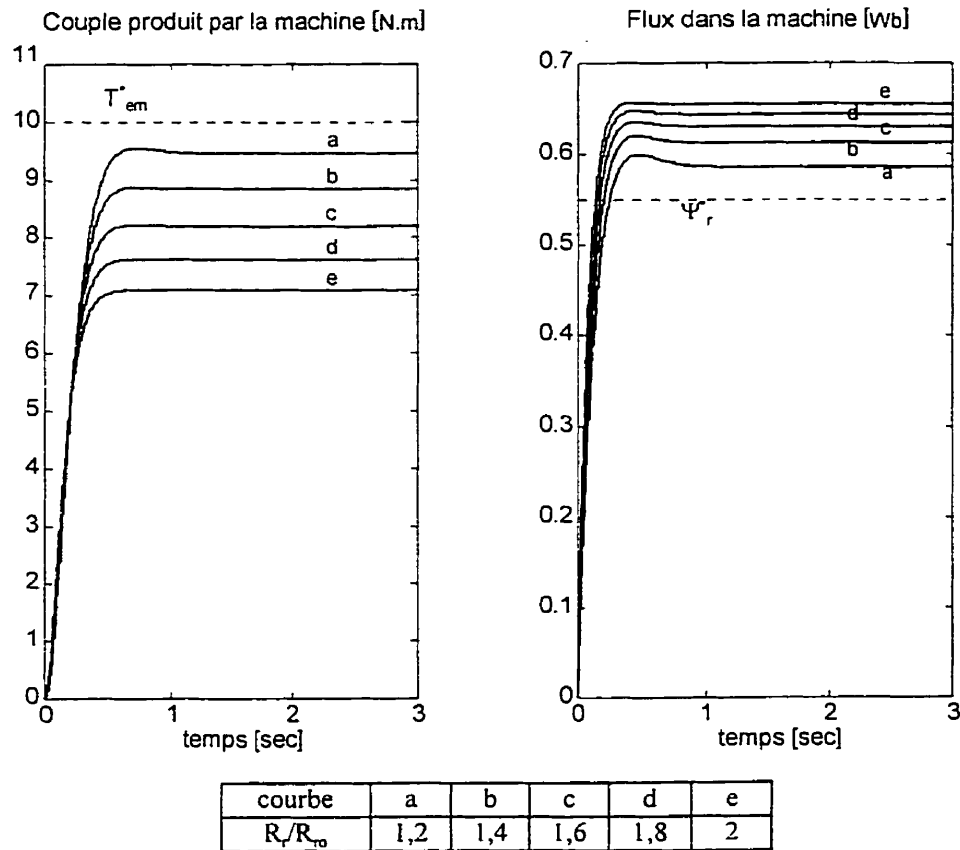


Figure 2.10 Réponse dynamique d'un entraînement à flux rotorique orienté pour R_r croissante

$$\Psi_{dr} = \frac{M \cdot i_{ds} + \tau_r \cdot \omega_{sl} \cdot M \cdot i_{qs}}{1 + (\tau_r \cdot \omega_{sl})^2} \quad (2.15)$$

$$\Psi_{qr} = \frac{M \cdot i_{qs} - \tau_r \cdot \omega_{sl} \cdot M \cdot i_{ds}}{1 + (\tau_r \cdot \omega_{sl})^2} \quad (2.16)$$

$$\Psi_r = \sqrt{\Psi_{dr}^2 + \Psi_{qr}^2} = M \cdot \sqrt{\frac{i_{ds}^2 + i_{qs}^2}{1 + \omega_{sl}^2 \cdot \tau_r^2}} : \text{amplitude du flux rotorique;} \quad (2.17)$$

$$T_{em} = \left(\frac{3 \cdot pp}{2} \right) \frac{M}{L_r} \cdot (\Psi_{dr} \cdot i_{qs} - \Psi_{qr} \cdot i_{ds}) = \frac{3 \cdot pp \cdot M^2 \cdot \omega_{sl}}{2 \cdot L_r} \left[\frac{\tau_r \cdot (i_{ds}^2 + i_{qs}^2)}{(1 + \omega_{sl}^2 \cdot \tau_r^2)} \right] \quad (2.18)$$

La figure 2.10 montre l'effet de la variation de R_r et de L_r sur la réponse du couple et du flux produits par la machine en régime établi, par rapport à leur consignes respectives.

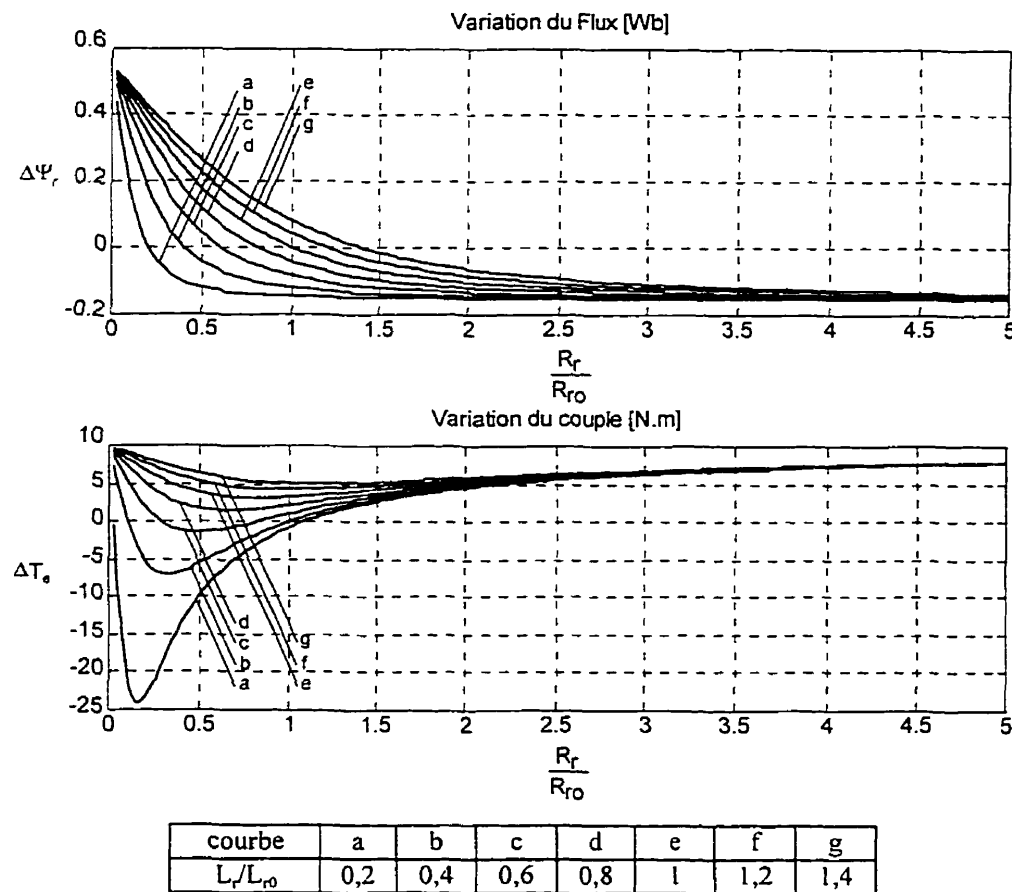


Figure 2.11 Variations du couple et du flux en régime établi en fonction de L_r et R_r

Pour (L_r/L_{r0}) constante, la variation du flux ($\Delta\Psi_r = \Psi_r^* - \Psi_r$) est une fonction décroissante de (R_r/R_{r0}) et s'annule (en régime établi) lorsque $\tau_r = \tau_{r0}$ (τ_{r0} est la constante de temps rotorique nominale programmée dans le régulateur à flux orienté). La variation du flux est positive pour $(L_r/L_{r0}) < (R_r/R_{r0})$ et est négative pour $(L_r/L_{r0}) > (R_r/R_{r0})$.

Pour (L_r/L_{r0}) constante, la variation du couple ($\Delta T_{em} = T_{em}^* - T_{em}$) en fonction de la résistance rotorique passe par un minimum. Pour déterminer cette valeur minimale, on calcule la dérivée de ΔT_{em} par rapport à R_r .

$$\frac{d\Delta T_{em}}{d\tau_r} = - \frac{dT_{em}}{d\tau_r} \quad (2.19)$$

Pour déduire la variation de T_{em} par rapport à R_r , on a:

$$\frac{dT_{em}}{dR_r} = \frac{dT_{em}}{d\tau_r} \cdot \frac{d\tau_r}{dR_r} = -L_r \cdot \tau_r^2 \cdot \frac{dT_{em}}{d\tau_r} \quad (2.20)$$

avec:

$$\frac{dT_{em}}{d\tau_r} = - \frac{3 \cdot pp \cdot M^2 \cdot \omega_{sl} \cdot (i_{ds}^2 + i_{qs}^2)}{2 \cdot L_r} \cdot \left[\frac{\omega_{sl}^2 \cdot \tau_r^2 - 1}{(1 + \omega_{sl}^2 \cdot \tau_r^2)^2} \right] \quad (2.21)$$

on obtient donc:

$$\frac{d\Delta T_{em}}{dR_r} = - \frac{3 \cdot pp \cdot M^2 \cdot L_r^2 \cdot \omega_{sl} \cdot (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \cdot (L_r^2 \cdot \omega_{sl}^2 - R_r^2)}{2 \cdot (L_r^2 \cdot \omega_{sl}^2 + R_r^2)^2} \quad (2.22)$$

Le couple passe donc par sa valeur minimale pour: $R_r = L_r \cdot \omega_{sl}$. Ce minimum est d'autant plus petit que (L_r/L_{r0}) est petit.

2.3.2 Effet de la variation de la résistance rotorique sur le couple et le flux produits par le moteur

Les figures 2.12 et 2.13 montrent les courbes de sensibilité des l'entraînements à orientation du flux rotorique pour des couples et des flux variables en fonction de la résistance rotorique. La figure 2.12 montre l'effet de la variation de R_r sur les couples produits par la machine à flux constant (flux nominal). La figure 2.12 montre l'effet de la variation de R_r sur le flux dans la machine lorsqu'elle est commandée pour fournir le couple nominal.

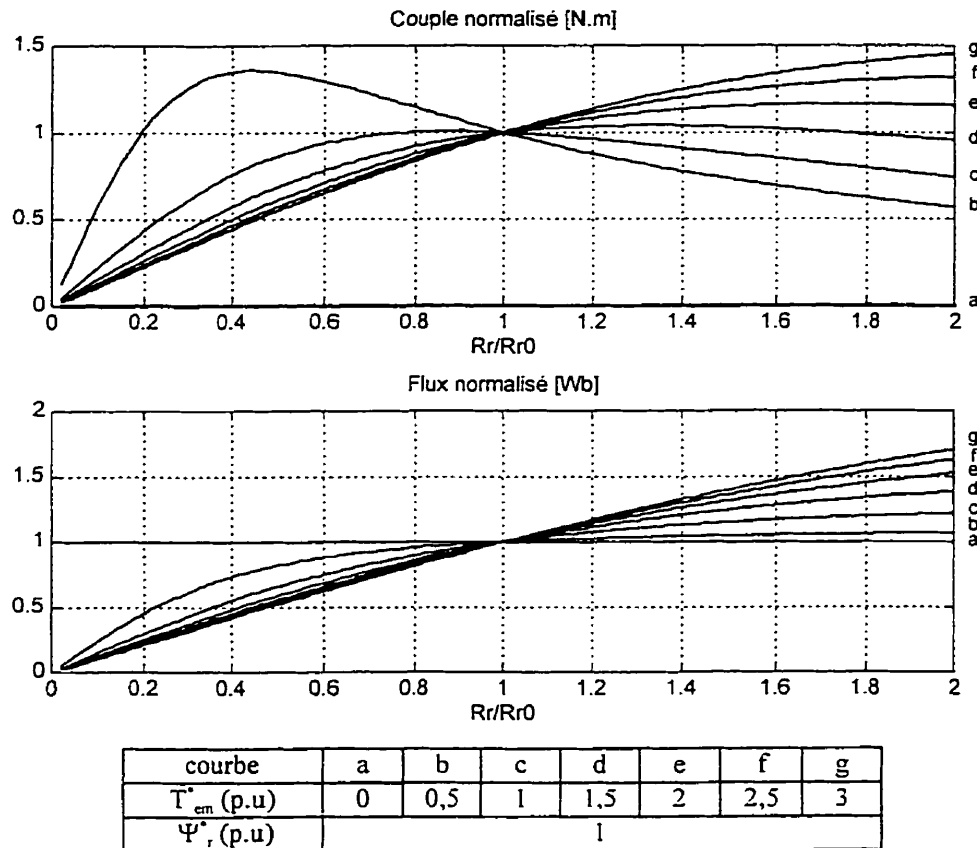


Figure 2.12 Courbes de sensibilité à consignes de couple variable/flux nominal

La résistance rotorique augmente lorsque la machine s'échauffe ou lorsque la fréquence des courants rotoriques augmente (effet de peau).

À consignes de flux constant et de couple variable, le flux dans la machine augmente de avec R_r croissante pour des niveaux de couple croissants requis de la machine. Pour le couple cela se passe différemment: avec R_r croissante, le couple peut décroître, croître puis décroître, comme il peut croître à différentes consignes du couple (figure 2.12). Lorsqu'une consigne de couple nulle est requise, le flux produit par la machine demeure égal à sa consigne.

À consignes de couple constant et de flux variable, le flux dans la machine et le couple produit par celle-ci se comportent de façon similaire au cas précédent pour des valeurs de R_r croissantes.

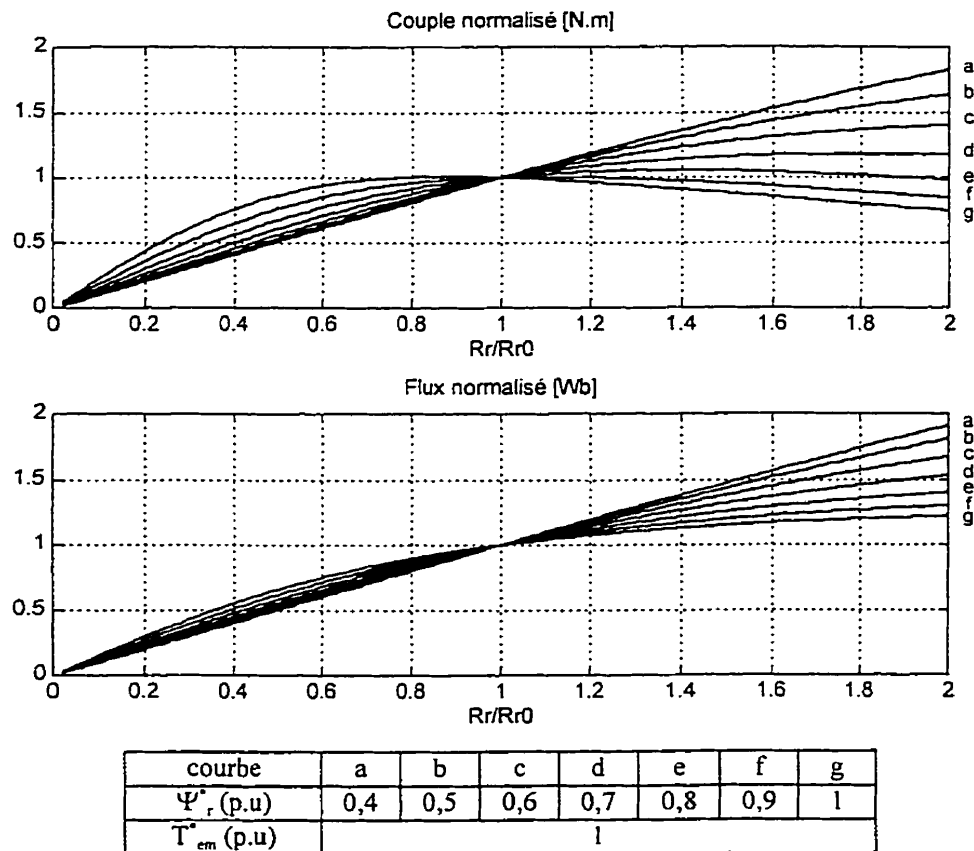


Figure 2.13 Courbes de sensibilité à consignes de flux variable/couple nominal

À consigne de flux variable, lorsque de faibles niveaux de couples ou un couple nul sont requis, le flux dans la machine reste insensible à la variation de R_r . Le couple quant à lui,

décroît avec R_r croissante, mais sa variation est très faible quelle que soit la consigne du flux. La figure 2.14 donne les courbes de sensibilité à la variation de la résistance rotorique pour un couple de consigne de 0,05 p.u. et des niveaux de flux de consigne variables. On peut constater que l'entraînement à flux rotorique orienté est quasiment insensible à la variation de la résistance rotorique lorsque de faibles niveaux de charges sont requis.

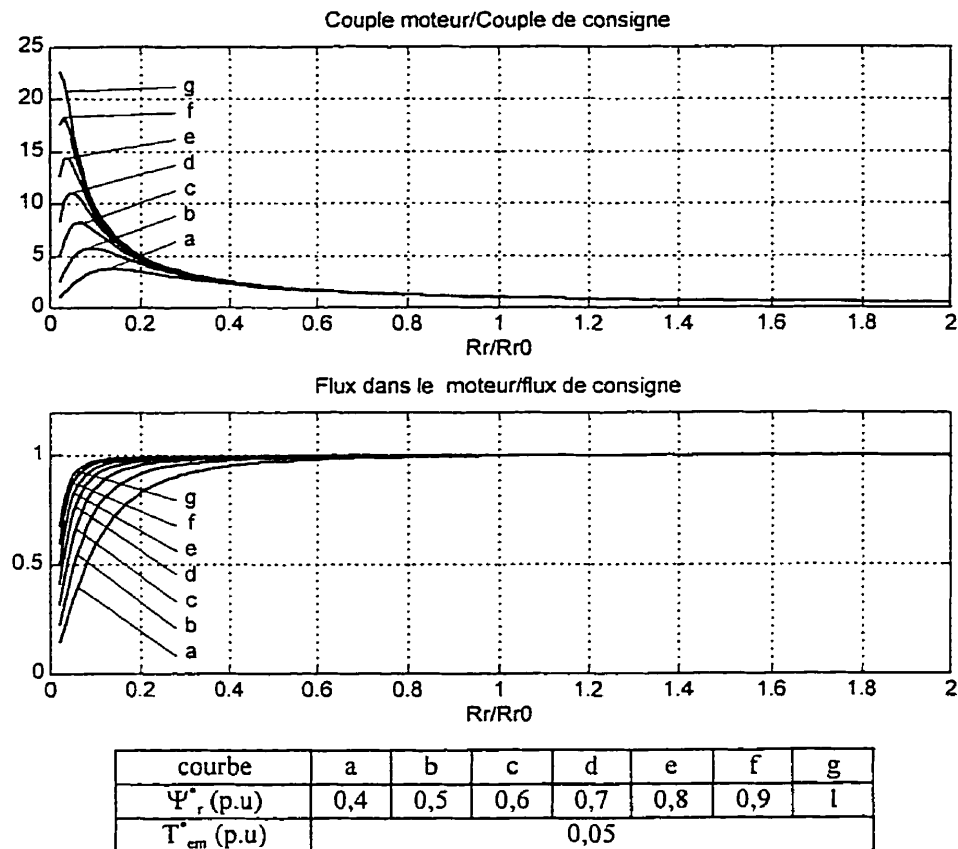


Figure 2.14 Courbes de sensibilité à consignes de flux variable et 5% du couple nominal

2.3.3 Effet de la variation de la résistance rotorique sur la fréquence des courants statoriques d'un entraînement à flux orienté

Les équations de découplage dans une orientation du flux rotorique sont données par:

$$I_{ds}^* = \frac{1}{M} \cdot \Psi_r^* \quad (2.23)$$

$$I_{qs}^* = \frac{2 \cdot L_r}{3 \cdot p \cdot M \cdot \Psi_r^*} \cdot T_{em}^* \quad (2.24)$$

$$\omega_{sl}^* = \left(\frac{M}{\tau_r \cdot \Psi_r^*} \right) \cdot I_{qs}^* \quad (2.25)$$

En considérant seulement la variation de la résistance rotorique R_r , on s'aperçoit que l'amplitude des courants statoriques (I_{ds}^* , I_{qs}^*) n'est pas affectée et que seule la commande du glissement est affectée à cause du terme τ_r . Par conséquent, la fréquence des courants statoriques de l'entraînement à flux orienté $\omega_s = (\omega_{sl}^* + \omega_r)$ s'en trouve évidemment affectée.

Les courbes de sensibilité montrant l'effet de la variation de la résistance rotorique sur la fréquence des courants statoriques (ω_s) rapportée à la fréquence nominale (correspondant à la condition de découplage parfait $R_r = R_{r0}$, où R_{r0} est la valeur programmée au niveau du régulateur), sont montrées aux figures 2.15a et 2.15b. Ces courbes sont tracées pour différentes valeurs du couple de charge qui sont respectivement proportionnels à la vitesse et à la vitesse au carré. Comme on peut le constater sur ces figures, les courbes de sensibilité sont indépendantes du niveau de charge de la machine et dépendent peu du type de couple de charge (proportionnel à la vitesse ou proportionnel à l'accélération).

La figure 2.16a montre les courbes de sensibilité dans le cas d'une consigne de flux constante (flux nominal) et des consignes de couple variables. La figure 2.16b montre ces courbes pour le cas d'une consigne de couple constant (couple nominal) et des consignes de flux variables. La figure 2.17 montre ces courbes pour une faible valeur de couple de consigne (0,05 p.u) et des consignes de flux variables. Le couple de charge dans les trois derniers cas est choisi de type proportionnel à la vitesse.

Comme on peut le constater à partir de la figure 2.17, les courbes de sensibilité pour des consignes de flux variables, dépendent peu de ces dernières lorsque de faibles niveaux de couple de consigne ou un couple de consigne nul sont requis. L'entraînement à flux

rotorique orienté devient très peu sensible à la variation des paramètres lorsque de faibles niveaux de charges sont commandés.

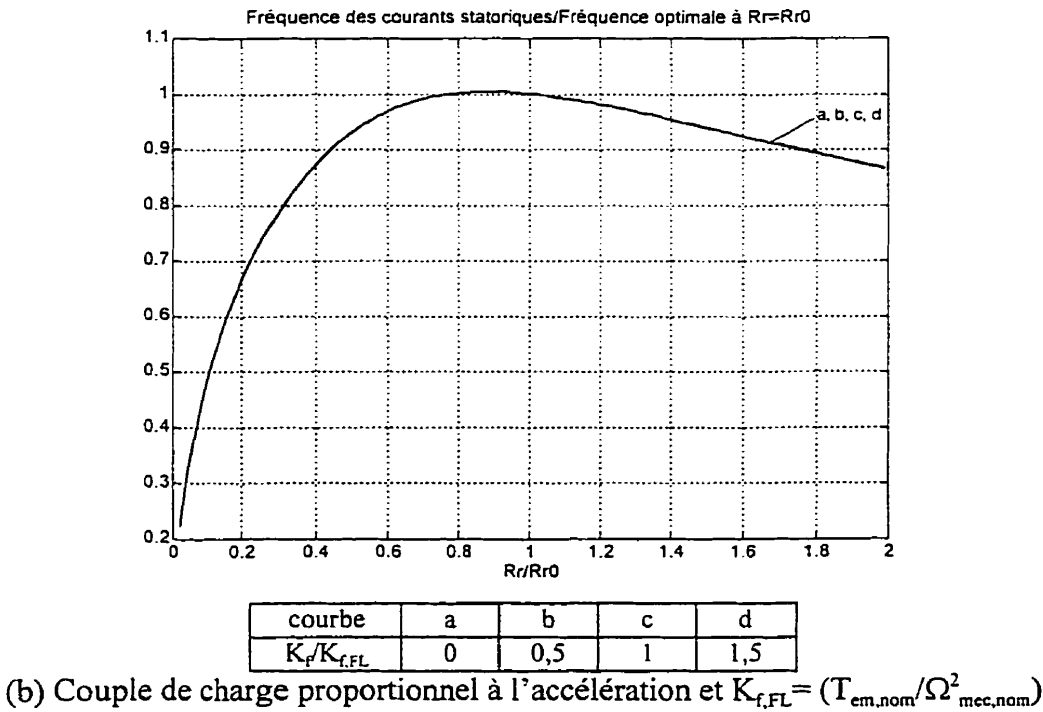
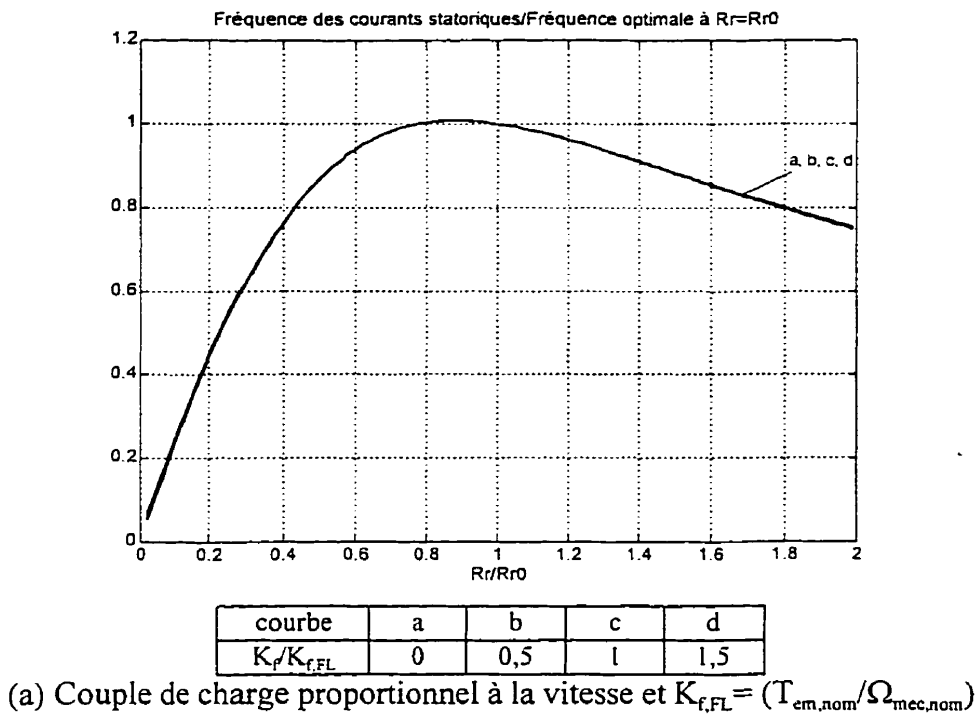
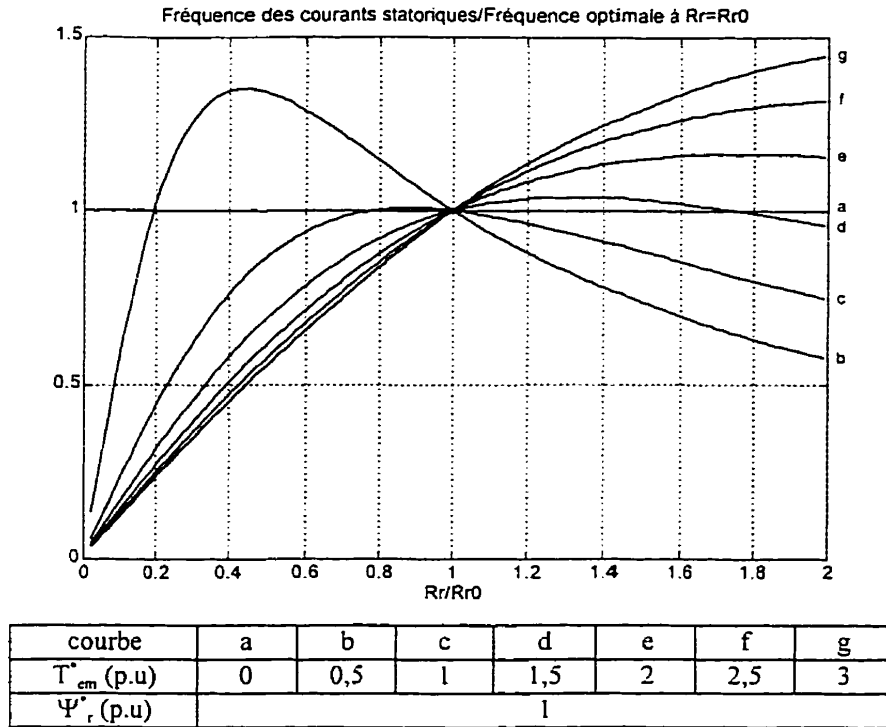
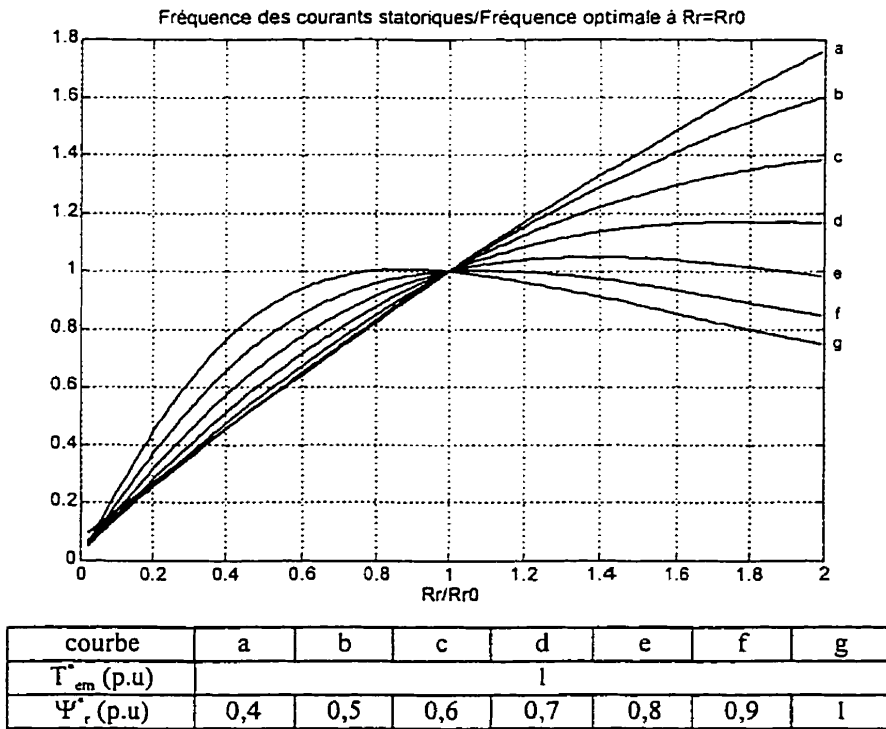


Figure 2.15 Effet de la variation de R_r sur la fréquence des courants statoriques



(a) Couple variable, flux constant et couple de charge = $K_{f,FL} \cdot \Omega$



(b) Flux variable, couple constant et couple de charge = $K_{f,FL} \cdot \Omega$

Figure 2.16 Effet de la variation de R_r sur la fréquence des courants statoriques

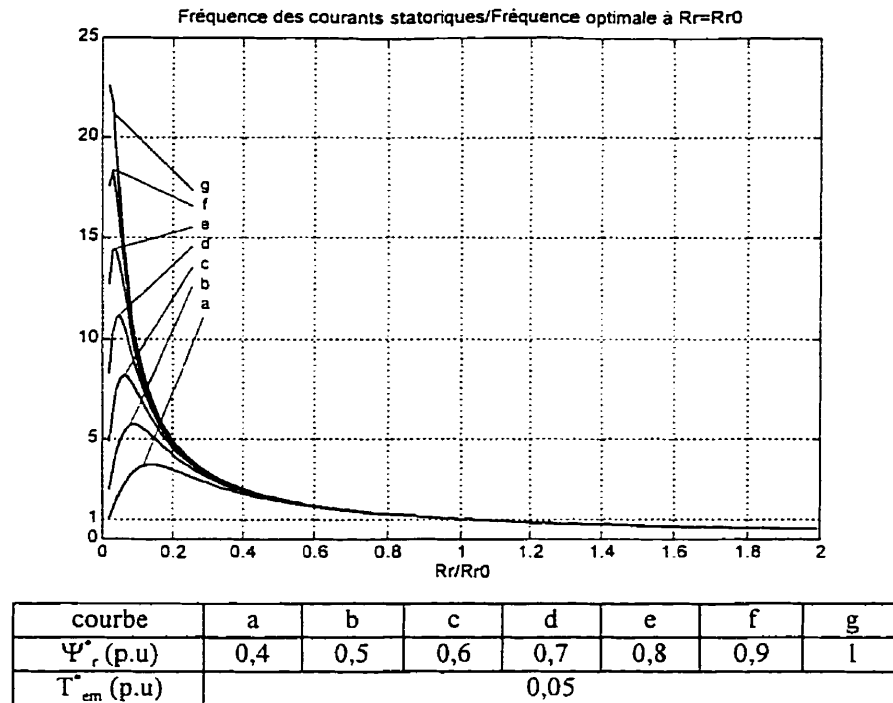


Figure 2.17 Effet de la variation de R_r sur la fréquence des courants statoriques à faibles niveaux de charges

Pour pouvoir compenser l'effet de la variation de la résistance rotorique et corriger ses répercussions sur les performances du système nous devons estimer la valeur effective de la constante de temps rotorique (τ_r). Suite à cet estimé, la constante de temps est réajustée au niveau du régulateur à orientation du flux pour éliminer toute déviation entre celle-ci et celle qui est programmée au niveau du régulateur.

Plusieurs schémas d'estimation en ligne de cette constante de temps sont disponibles (Garces, 1980; Matsuo et Lipo, 1984; Green et Williams, 1989; Lorenz et Lawson, 1990; Rowan et al., 1991; Liu et Venkatatesan, 1992; Umanand et Bhat, 1994; Boys et Miles, 1994; Toliyat et al., 1995; Fodor et al., 1995; Lin, 1996 et Wade et al., 1997). Chaque schéma possède ses avantages et ses inconvénients. Nous avons développé nos propres schémas d'estimation de celle-ci en fonction des courants, de la tension et de la vitesse mécanique de la machine (Ba-razzouk et al., 1996 et 1997). Le chapitre III sera consacré aux développement de ces estimateurs.

2.4 Conclusion

Ce chapitre a jeté la lumière sur les limitations d'ordre technique et fondamental liées aux différentes techniques d'orientation du flux dans les moteurs asynchrones à cage.

La méthode d'orientation directe est fondamentalement indépendante de la variation des paramètres de la machine dans la mesure où le flux dans la machine est déterminé avec précision. C'est justement cette détermination du flux qui va à l'encontre d'une implantation exclusive de cette méthode pour les entraînements à flux orienté. En effet, les capteurs de flux n'offrent pas une mesure fiable de cette grandeur sur toute la gamme de vitesse et appellent à une modification de la machine pour les installer. De ce fait, la méthode directe ne se prête pas à une implantation dans les entraînements utilisant des moteurs à usage général.

La méthode indirecte d'orientation du flux rotorique qui va au delà de ces limitations souffre par contre de la variation de la constante de temps rotorique de la machine. Cette variation est inévitable lors du fonctionnement du moteur, à cause de la saturation et de l'échauffement de ce dernier.

Pour maintenir les performances dynamiques de ces entraînements, l'estimation de la constante de temps de machine et son adaptation avec sa valeur programmée au niveau du régulateur à découplage s'avère nécessaire. Des techniques d'adaptation de cette grandeur ont été développées et proposées par de nombreuses équipes de recherche. Les principes de certaines de ces méthodes ainsi que la présentation détaillée de deux techniques que nous avons développées seront présentés au chapitre III.

CHAPITRE III

TECHNIQUES D'ESTIMATION DE LA CONSTANCE DE TEMPS ROTORIQUE

3.1 Introduction

Nous avons montré au chapitre I que parmi les différents schémas d'orientation du flux, la méthode d'orientation indirecte du flux rotorique est la plus intéressante et la plus largement utilisée. Ceci est dû à sa simplicité d'implantation et à la linéarité de ses caractéristiques couple-glissement en régime permanent. Elle constitue de ce fait un choix judicieux et attractif pour une implantation généralisée dans les systèmes d'entraînement réglés avec des moteurs asynchrones à cage.

L'orientation indirecte du flux rotorique reste cependant sensible à la variation des paramètres. Nous avons démontré au chapitre II que ceci est dû au fait que cette technique est basée sur le modèle inverse de la machine utilisant des paramètres fixes. Nous avons aussi conclu sur la nécessité de prévoir un système d'estimation en ligne de cette constante de temps dans le but de pouvoir maintenir les performances dynamiques de l'entraînement à flux orienté. La constante de temps estimée qui correspond, en effet, aux conditions réelles de la machine en fonctionnement est utilisée pour mettre à jour celle du régulateur à découplage et augmenter la robustesse de l'entraînement vis à vis de la variation des paramètres.

Dans ce chapitre, nous allons présenter une revue d'estimateurs proposés dans la littérature et nous allons présenter les aspects théoriques de deux estimateurs que nous avons développés au cours de notre travail de recherche. Le premier estimateur est basé sur le modèle en régime permanent de la machine asynchrone alimentée en courant. Le second utilise le modèle dynamique dans le repère stationnaire. Les performances des deux estimateurs sont évaluées par des simulations effectuées dans l'environnement SIMULINK/MATLAB (Ba-razzouk et al., 1992, 1993 et 1994).

3.2 Techniques d'estimation de la constante de temps rotorique

Le découplage entre le flux et le couple est maintenu si et seulement si les paramètres réels du moteur demeurent égaux à ceux programmés au niveau du régulateur. Tout écart entre ceux-ci cause une perte du découplage et la performance dynamique de l'entraînement s'en trouve bien évidemment détériorée. La variation de la constante de temps rotorique tel que vu au chapitre II exerce un rôle dominant dans le désaccord du régulateur. Ce paramètre varie à cause de la température et de la saturation de la machine et sa variation résulte en un couplage non souhaité entre le flux et le couple produits par la machine.

Il est donc nécessaire de prévoir un estimateur de la valeur réelle de la constante de temps rotorique au niveau de la machine pour pouvoir annuler l'écart entre celle-ci et sa valeur programmée dans le régulateur à orientation du flux.

L'estimation de la constante de temps rotorique constitue un sujet d'intérêt pour plusieurs équipes de recherche et plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature (Garces, 1980; Matsuo et Lipo, 1984; Green et Williams, 1989; Lorenz et Lawson, 1990; Rowan et al., 1991; Liu et Venkatatesan, 1992; Umanand et Bhat, 1994; Boys et Miles, 1994; Toliyat et al., 1995; Fodor et al., 1995; Lin, 1996; Wade et al., 1997 et Barazzouk et al., 1996 et 1997). La plupart des méthodes proposées nécessitent des calculs lourds pour converger et nécessitent énormément de temps de calcul. Certaines sont dépendantes de la résistance statorique (Rowan et al., 1991; Liu et Venkatatesan 1992) ou sont adaptées seulement pour des applications et des conditions de fonctionnement bien spécifiques.

Non seulement cette constante de temps dépend de l'échauffement de la machine, mais aussi elle dépend de la variation du niveau de flux dans la machine en particulier la saturation et donc de la variation de l'inductance rotorique. Cette variation de l'inductance devient gênante si la machine devra être opérée dans la zone d'affaiblissement du champs. Par contre, si la machine est appelée à fonctionner à flux

constant, où le flux est souvent maintenu à son niveau nominal, les inductances de la machine demeurent à une certaine valeur qui correspond au niveau respectif de la saturation de la machine. Dans ce cas, les inductances peuvent être considérées constantes et ne sont pas affectées par les conditions de fonctionnement du moteur.

Umanand et Bhat (1994) ont proposé un nouveau terme appelé facteur de désorientation. Ce dernier est fonction des variables de la machine et constitue une mesure de la déviation de la constante de temps rotorique par rapport à sa valeur nominale. Ce schéma utilise les paramètres de la machine (inductances statorique, rotorique et mutuelle: L_s , L_r et M) pour calculer ce facteur de désorientation. Un régulateur proportionnel-intégral est utilisé par les auteurs pour annuler les différences entre la valeur de la constante de temps programmée dans le régulateur et celle estimée par le schéma qu'ils proposent.

Rowan et al. (1991) ont présenté différents schémas d'adaptation utilisant des fonctions de référence et ont exposé leurs avantages et leurs faiblesses respectifs. Dans le processus d'adaptation, une fonction de référence (F^*) est calculée à l'aide des variables de commande de la machine qui assurent la condition d'orientation du flux. Cette fonction est à nouveau évaluée en utilisant les variables réelles de la machine (F). Les écarts entre les fonctions F^* et F constituent une condition de désorientation et doivent être annulés. Cette référence propose le modèle adaptatif de référence basé sur la composante directe du courant statorique comme étant le schéma d'adaptation le plus intéressant pour l'estimation en ligne de la constante de temps rotorique. Cette proposition se fait sous la condition d'utiliser un algorithme d'estimation précis de la résistance statorique R_s .

Liu et Venkatatesan (1992) ont présenté la notion d'un angle de déviation du vecteur flux de l'axe d. Cet angle est évalué à l'aide de la tension et du courant au stator et dépend de la résistance statorique R_s , de l'inductance mutuelle M et de l'inductance rotorique L_r . Comme la résistance statorique est utilisée dans le schéma d'estimation, ce

dernier ne peut être utilisé de façon fiable en basses vitesses à moins de prévoir un schéma d'identification assez précis de cette résistance dans cette gamme de vitesses.

Les techniques d'adaptation utilisant le filtre étendu de Kalman ont suscité récemment beaucoup d'intérêt. Lin (1996) propose l'utilisation de ce type de filtre pour l'estimation de la résistance rotorique. Cette dernière est utilisée dans le calcul de la consigne du glissement au niveau du régulateur à orientation indirecte du flux rotorique et par conséquent adapte l'entraînement vis à vis de la variation de cette résistance. Malgré les avantages cités par l'auteur tels que la pertinence du filtre de Kalman à fonctionner en présence de bruits comme ceux générés par les onduleurs MLI, cette méthode nécessite cependant des calculs intensifs utilisant des opérations sur les matrices et sur les vecteurs. L'algorithme consiste à considérer la résistance rotorique comme une variable d'état additionnelle aux variables de la machine. Les signaux fondamentaux des tensions sont les variables de commande et les harmoniques générés par l'onduleur MLI sont considérés comme des bruits blancs gaussiens. Après une étape de prédiction impliquant deux produits et deux additions de matrices de dimension (5×5) , l'étape de filtrage à base de l'algorithme du filtre de Kalman étendu est réalisée. Cette étape nécessite dix produits, cinq additions et une inversion, tous effectués avec des matrices (5×5) . De plus, avant de pouvoir implanter cette méthode dans un calculateur numérique pour la faire fonctionner en-ligne, une étape de calcul hors-ligne est nécessaire. Cette étape utilise des variables d'entrées correspondant à un point de fonctionnement (linéarisation).

Implantée dans un entraînement à orientation indirecte du flux, l'auteur indique que la méthode converge au bout de 300 ms. Elle présente cependant le risque de convergence plus lente ou de non-convergence, surtout lorsque les conditions de fonctionnement sont très différentes de celles utilisées dans l'étape de préparation hors-ligne.

Wade et al. (1997) ont proposé une nouvelle méthode d'estimation de la résistance rotorique basée sur la superposition d'impulsions de courte durée sur la consigne du flux. La méthode est utilisée dans un entraînement à flux orienté avec régulation PI du

couple. Le principe de la méthode consiste à détecter l'effet de cette impulsion sur la sortie du régulateur du couple. Vue sa courte durée, cette impulsion ne produit pas une variation significative sur le flux dans la machine même si sa consigne varie rapidement. Le couple produit par la machine, qui est plus rapide, se voit perturbé pendant la durée de cette impulsion. La sortie du régulateur de couple est donc utilisée pour détecter cette perturbation. La polarité de cette dernière est mise à profit pour donner une idée sur le sens de variation de la résistance rotorique. La variation de la sortie du régulateur du couple, est observée pendant la durée de l'impulsion, pour fournir une idée sur la résistance rotorique. Dans le cas où la résistance rotorique de la machine est supérieure à celle programmée dans le régulateur vectoriel, cette variation est positive, et vice versa. La variation est négligeable dans le cas du découplage parfait (égalité des deux résistances). Un algorithme d'adaptation simple utilise ensuite cette information pour mettre à jour la résistance rotorique. Les auteurs ont testé la méthode sur un entraînement pratique et ont fait une étude et des recommandations sur la forme et la durée de l'impulsion à superposer à la consigne du flux.

Bien que les auteurs ont montré de bonnes performances de cette méthode en présence ou non de boucle de régulation de vitesse, dans la poursuite de l'échauffement de la machine et dans l'adaptation des entraînements à flux orienté, ils ont cependant constaté la lenteur de convergence de la méthode (15 s avec un algorithme d'adaptation à pas fixe et 10 s avec un pas variable) et les interférences électromagnétiques générées par la machine suite à ces impulsions. De plus, la méthode donne des estimations erronées dans le cas où les impulsions coïncident avec une variation de la consigne du couple. Ils ont aussi conclu sur la nécessité d'un système de compensation du flux pendant la durée de l'impulsion, vu que la répercussion résultante sur le couple pourrait être perçue comme une variation la résistance rotorique. Ce système de compensation qui a pour but de rendre la consigne du couple indépendante du flux pendant la durée de l'impulsion, a besoin d'un estimateur du flux. Cet estimateur qui est lui même dépendant de la résistance rotorique, alourdit l'implantation de la méthode.

3.3 Estimateurs de la constante de temps rotorique proposés

Notre but est de développer une technique d'estimation de la constante de temps rotorique à partir des variables mesurables de la machine. Les régulateurs ont donc pour mission de détecter l'effet d'une variation de la constante de temps sur ces variables mesurées, à partir duquel on peut quantifier cette variation. Les aspects mathématiques du développement des deux régulateurs explorés sont présentés dans ce qui suit. Ces estimateurs ont été présentés lors de conférences (Ba-razzouk et al., 1996 et 1997).

3.3.1 Estimateur basé sur le modèle de la machine dans le repère synchrone en régime permanent

3.3.1.1 Équations d'un entraînement à flux rotorique orienté en régime permanent

Dans un entraînement à orientation indirecte du flux, la composante directe du courant statorique à imposer à la machine est donnée par:

$$I_{ds}^* = \frac{1 + s \cdot \tau_r^*}{M} \cdot \Psi_r^* \quad (3.1)$$

Les variables désignées par une étoile en exposant correspondent aux variables au niveau du régulateur à orientation du flux. Sachant que le courant de magnétisation au rotor est donné par:

$$I_{mr}^* = \frac{\Psi_r^*}{M} \quad (3.2)$$

Nous déduisons:

$$I_{ds}^* = I_{mr}^* [1 + s \cdot \tau_r^*] \quad (3.3)$$

La consigne de la composante en quadrature du courant statorique est donnée par:

$$I_{qs}^* = \left[\frac{2 \cdot L_r}{3 \cdot pp \cdot M} \right] \frac{T_{em}^*}{\Psi_r^*} \quad (3.4)$$

et finalement celle du glissement:

$$\omega_{sl}^* = \frac{M \cdot I_{qs}^*}{\tau_r^* \cdot \Psi_r^*} \quad (3.5)$$

Le régulateur à orientation du flux rotorique est basé sur les équations (3.1), (3.4) et (3.5). Il est illustré sous forme de schéma- blocs à la figure 3.1.

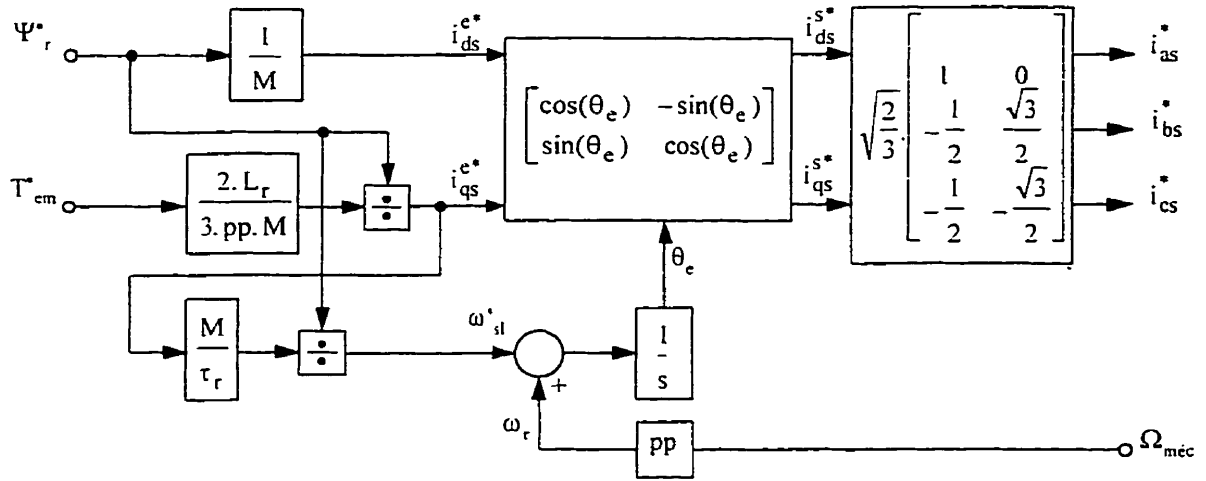


Figure 3.1 Schéma d'un régulateur conventionnel à orientation du flux rotorique

3.3.1.2 Développement mathématique de l'estimateur de la constante de temps rotorique

La fréquence au stator étant imposée par le régulateur à flux orienté. Dans le repère synchrone de la machine nous avons (Ba-razzouk, 1992):

$$\omega_e^* = pp \cdot \omega_{mec} + \frac{I_{qs}^* \cdot M^*}{\tau_r^* \cdot \Psi_r^*} = pp \cdot \omega_{mec} + \frac{i_{qs} \cdot M}{\tau_r \cdot \Psi_r} \quad (3.6)$$

où i_{qs} , τ_r et Ψ_r représentent les grandeurs réelles au niveau de la machine et I_{qs}^* , τ_r^* et Ψ_r^* sont les consignes calculées par le régulateur. La vitesse mécanique ω_{mec} est mesurée directement par un capteur de vitesse.

À partir de l'équation (3.6), on peut déduire:

$$\frac{I_{qs}^* \cdot M^*}{\tau_r^* \cdot \Psi_r^*} = \frac{i_{qs} \cdot M}{\tau_r \cdot \Psi_r} \quad (3.7)$$

En considérant que l'inductance mutuelle ne varie pas ($M = M^*$). Ceci nous donne:

$$\frac{I_{qs}^*}{\tau_r^* \cdot I_{mr}^*} = \frac{i_{qs}}{\tau_r \cdot i_{mr}} \quad (3.8)$$

et l'on peut déduire:

$$\tau_r = \frac{i_{qs}}{i_{mr}} \cdot \left[\frac{\tau_r^* \cdot I_{mr}^*}{I_{qs}^*} \right] \quad (3.9)$$

L'équation (3.9) donne l'expression de la constante de temps rotorique τ_r au niveau de la machine en fonction du courant de magnétisation et de sa consigne (i_{mr} et I_{mr}^*), de la composante en quadrature du courant statorique et de sa consigne (i_{qs} et I_{qs}^*) et de constante de temps programmée au niveau du régulateur (τ_r^*).

Nous devons donc disposer des mesures des courants i_{mr} et i_{qs} pour pouvoir déduire la constante de temps rotorique τ_r .

Le courant de magnétisation au rotor de la machine est donné par:

$$i_{mr} = \frac{\Psi_r}{M} \quad (3.10)$$

L'amplitude du courant statorique est donnée par:

$$I_s^2 = i_{ds}^2 + i_{qs}^2 = (I_{ds}^*)^2 + (I_{qs}^*)^2 \quad (3.11)$$

En considérant une consigne de flux constant ($\Psi_r^* = \text{Cte}$), l'équation (3.3) donne:

$$I_{ds}^* = I_{mr}^* = \frac{\Psi_r^*}{M} \quad (3.12)$$

et:

$$i_{qs} = \sqrt{(I_s)^2 - \left(\frac{\Psi_r}{M}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{\Psi_r^*}{M}\right)^2 + (I_{qs}^*)^2 - \left(\frac{\Psi_r}{M}\right)^2} \quad (3.13)$$

L'équation (3.9) devient donc:

$$\tau_r = \left(\frac{\tau_r^* \cdot \Psi_r^*}{M \cdot I_{qs}^*} \right) \left(\frac{1}{1 + s\tau_r^*} \right) \left(\frac{\sqrt{(\Psi_r^*)^2 + (M \cdot I_{qs}^*)^2} - (\Psi_r)^2}{\Psi_r} \right) \quad (3.14)$$

En analysant l'équation (3.14), on peut remarquer que l'information sur la valeur réelle de la constante de temps rotorique est contenue dans l'amplitude réelle du flux rotorique (Ψ_r). La mesure de cette amplitude du flux rotorique demeure cependant problématique et constitue une limitation de cet estimateur.

L'amplitude du flux rotorique peut être mesurée par des capteurs de flux, ce qui ne justifierait pas l'implantation d'une commande indirecte et donc cet estimateur. Cependant, cette amplitude pourra être estimée par un des moyens présentés au chapitre II (réseau de neurones ou estimation à partir des variables de la machine).

Une réalisation de cet estimateur de constante de temps pourrait donc utiliser l'estimateur de flux basé sur un réseau de neurones artificiels comme présenté au chapitre II. Les courants et tensions statoriques ainsi que la vitesse mécanique du rotor sont donc mesurés. La relation (3.14) est utilisée pour estimer la constante de temps rotorique comme illustré à la figure 3.2.

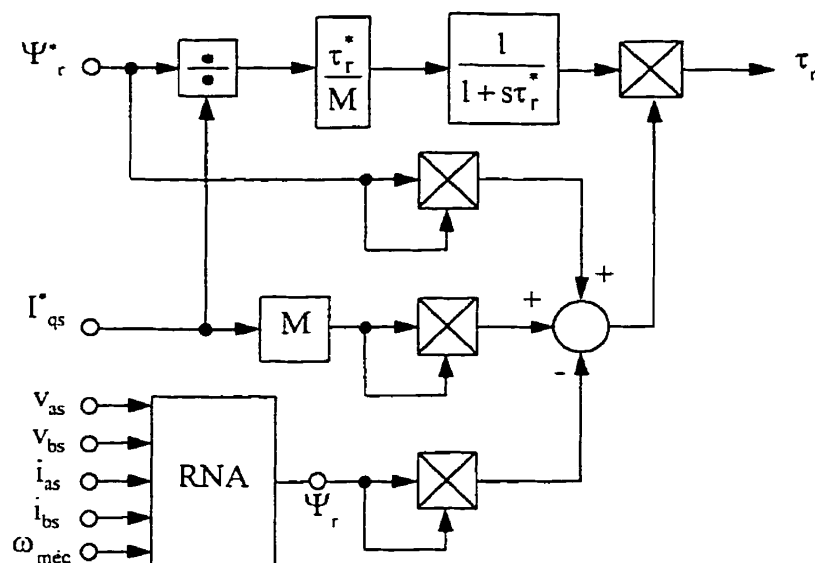


Figure 3.2 Estimateur de la constante de temps rotorique

3.3.1.3 Estimation de l'amplitude du flux rotorique

Ce paragraphe présente les aspects mathématiques de développement d'un estimateur de l'amplitude du flux rotorique en régime permanent, à partir de mesures des tensions, des courants et de la fréquence statorique. Cet estimateur est basé sur le modèle dq de la machine exprimé dans le repère stationnaire (d^s, q^s) en régime permanent et est développé dans le but d'être utilisé avec l'estimateur de la constante de temps rotorique développé au paragraphe précédent.

Considérons le systèmes d'axes dq montré à la figure 3.3.

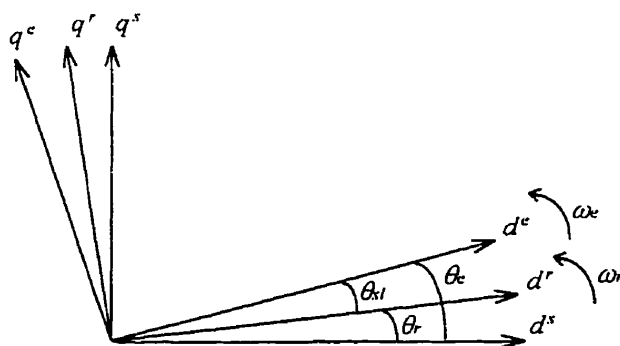


Figure 3.3 Systèmes d'axes dq

Dans le cas d'une alimentation en courant nous avons, en régime permanent, les relations suivantes dans le repère stationnaire:

$$i_{ds} = I_s \cdot \sin(\omega_s \cdot t) \quad (3.15)$$

$$i_{qs} = I_s \cdot \sin\left(\omega_s \cdot t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.16)$$

$$i_{dr} = I_r \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \theta_r) \quad (3.17)$$

$$i_{qr} = I_r \cdot \sin\left(\omega_s \cdot t + \theta_r + \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.18)$$

où:

$$I_s = \sqrt{(i_{ds})^2 + (i_{qs})^2} \text{ et } I_r = \sqrt{(i_{dr})^2 + (i_{qr})^2} \quad (3.19)$$

Les équations des tensions statoriques sont données par:

$$v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + M \cdot \frac{di_{dr}}{dt} \quad (3.20)$$

$$v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_s \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + M \cdot \frac{di_{qr}}{dt} \quad (3.21)$$

Multiplions (3.20) par i_{qs} et (3.21) par i_{ds} et calculons la différence ($v_{qs} \cdot i_{ds} - v_{ds} \cdot i_{qs}$) pour faire disparaître la résistance statorique R_s . Nous obtenons:

$$v_{qs} \cdot i_{ds} - v_{ds} \cdot i_{qs} = L_s \cdot \left(i_{ds} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} - i_{qs} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} \right) + M \cdot \left(i_{ds} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} - i_{qs} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} \right) \quad (3.22)$$

En utilisant les expressions des courants en régime permanent (3.15) à (3.18) et en développant l'équation (3.22), on déduit:

$$\left(i_{ds} \cdot \frac{di_{qs}}{dt} - i_{qs} \cdot \frac{di_{ds}}{dt} \right) = -I_s^2 \cdot \omega_s \quad (3.23)$$

$$\left(i_{ds} \cdot \frac{di_{qr}}{dt} - i_{qs} \cdot \frac{di_{dr}}{dt} \right) = -\omega_s \cdot (i_{ds} \cdot i_{dr} + i_{qs} \cdot i_{qr}) \quad (3.24)$$

Le flux rotorique est donné par:

$$\Psi_{dr} = (L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds}) \quad (3.25)$$

$$\Psi_{qr} = (L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs}) \quad (3.26)$$

$$(\Psi_r)^2 = \sqrt{(\Psi_{dr})^2 + (\Psi_{qr})^2} = L_r^2 \cdot I_r^2 + 2 \cdot L_r \cdot M \cdot (i_{ds} \cdot i_{dr} + i_{qs} \cdot i_{qr}) + M^2 \cdot I_s^2 \quad (3.27)$$

En combinant les équations (3.22), (3.23), (3.24) et (3.27) on déduit l'amplitude du flux rotorique:

$$\Psi_r = \sqrt{\frac{2 \cdot L_r}{\omega_s} (v_{qs} \cdot i_{ds} - v_{ds} \cdot i_{qs}) + (L_s \cdot L_r - M^2) \cdot I_s^2} \quad (3.28)$$

Avec la mesure des tensions, des courants et de la fréquence au stator, l'amplitude du flux rotorique peut être estimée à l'aide de l'équation (3.28). La précision de cet estimateur est bonne si les inductances de la machines peuvent être considérées constantes. Dans le cas contraire, il faudrait inclure l'effet de la saturation dans l'équation (3.28).

Cet estimateur de l'amplitude du flux rotorique peut être utilisé conjointement avec l'estimateur de la constante de temps rotorique développé au paragraphe précédent. Une réalisation d'un estimateur de l'amplitude du flux et de la constante de temps rotoriques est illustrée à la figure 3.4.

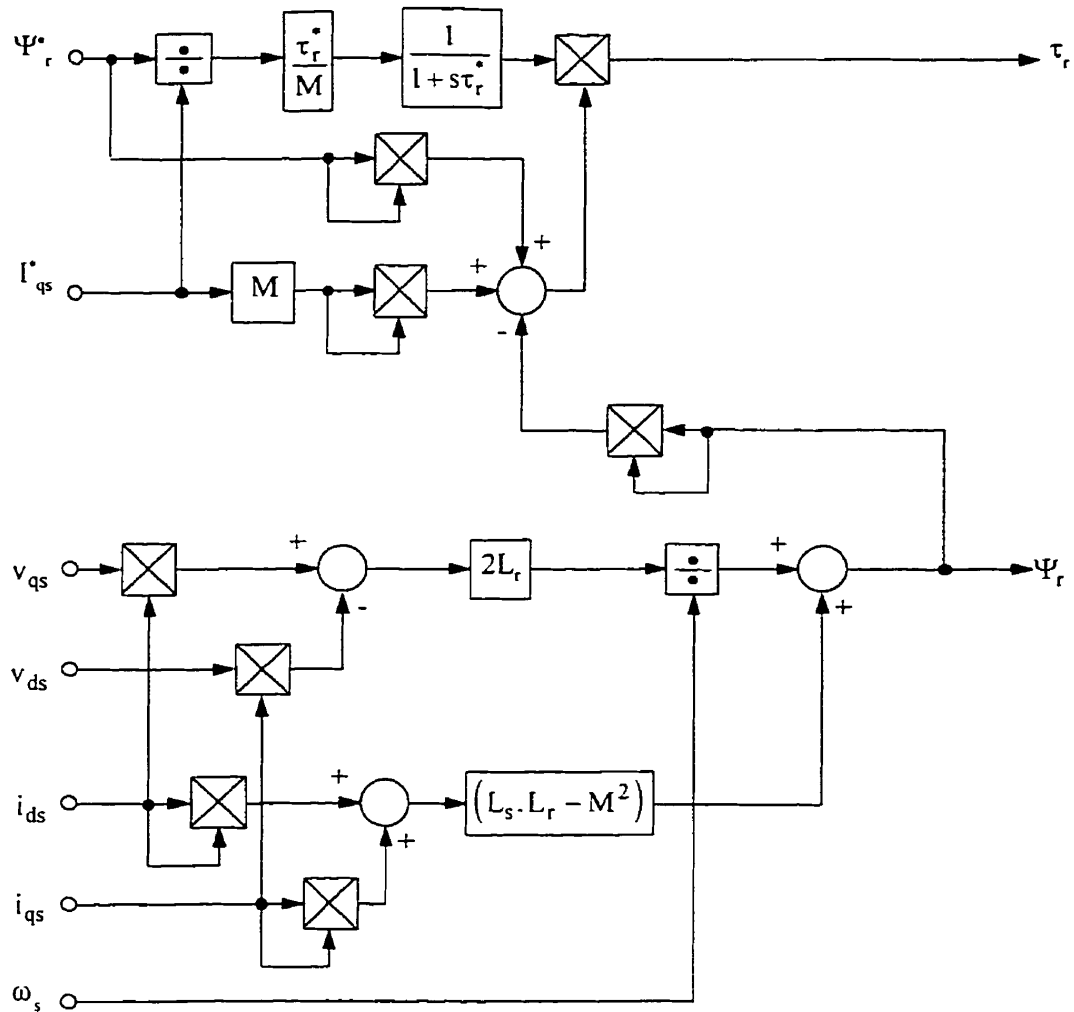


Figure 3.4 Estimateur de l'amplitude du flux et de la constante de temps rotoriques

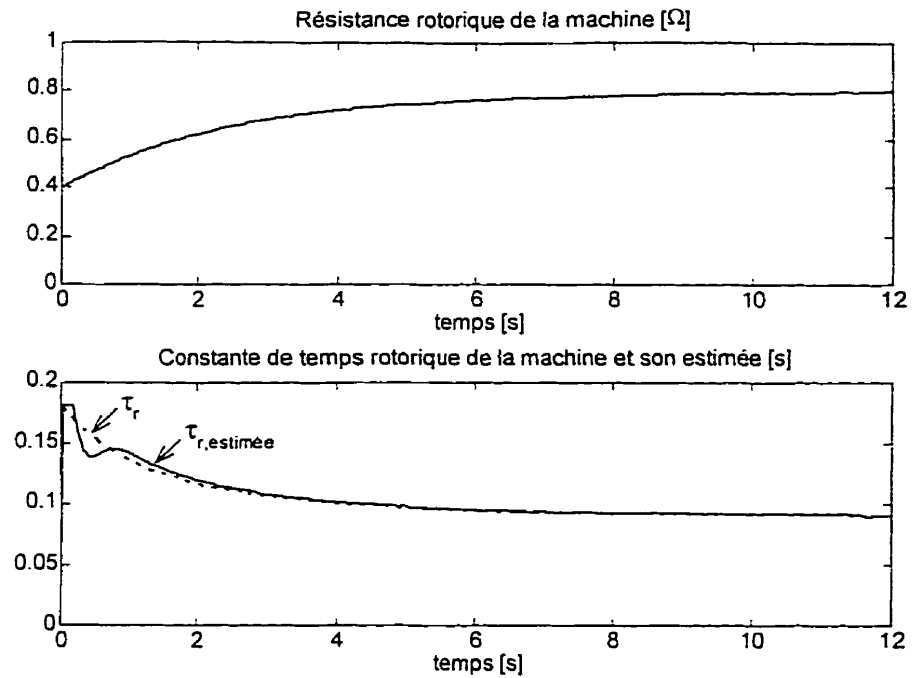
3.3.2.4 Résultats de simulation

Nous avons testé la performance de cet estimateur pour deux types de variations appliquées à la résistance rotorique: Une variation exponentielle reflétant (sur une échelle de temps réduite) le comportement de cette résistance avec la température (voir annexe III), puis nous l'avons testé pour des variations brusques de la résistance rotorique. Les résultats de simulation obtenus pour le premier type sont présentés à la figure 3.5 (a). Pour le second type, ces résultats sont illustrés à la figure 3.5 (b). Nous avons constaté que cet estimateur montre le comportement d'un circuit de 1er ordre. En

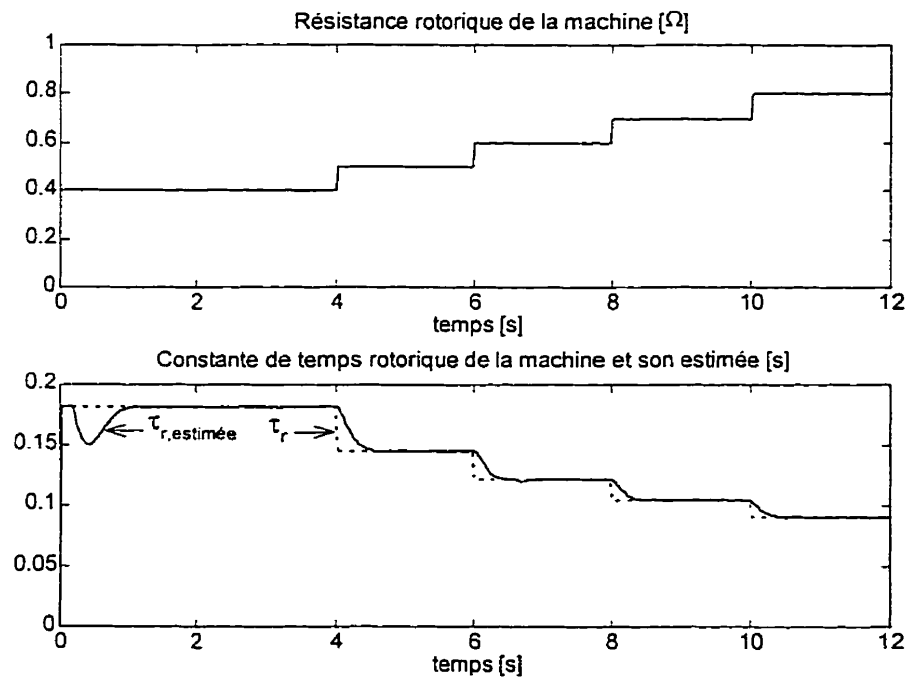
plus, il est basé sur des équations en régime permanent, sa réponse dynamique est donc lente et il faudrait attendre le régime permanent pour que cet estimateur puisse rejoindre la variation programmée (figure 3.5 (b)).

3.3.1.5 Adaptation de la constante de temps rotorique

Le découplage, dans une commande vectorielle est perdu lorsque la constante de temps rotorique programmée dans le régulateur à orientation du flux, devient différente de sa valeur réelle au niveau de la machine au cours de son fonctionnement (échauffement et saturation). L'effet du découplage sur le flux et le couple produits par la machine a été discuté au chapitre II. Pour maintenir le découplage et assurer que le flux et le couple produits par la machine demeurent à leurs consignes, il faudrait que la constante de temps programmée dans le régulateur à orientation du flux demeure tout le temps en accord avec sa valeur réelle au niveau de la machine. Pour ce faire et comme cette grandeur n'est pas accessible, on doit la déterminer (l'estimer) à partir des grandeurs mesurables de la machine (tensions, courants, vitesse ou fréquence) à l'aide d'un estimateur. Une fois déterminée, on doit s'assurer de maintenir la constante de temps au niveau du régulateur égale à cette valeur estimée qui correspond à la constante de temps réelle de la machine. Le schéma d'adaptation de la constante de temps rotorique est montré à la figure 3.6.



(a) Variation exponentielle de la résistance rotorique



(b) Variations brusques de la résistance rotorique

Figure 3.5 Résultats de l'estimation de la constante de temps rotorique

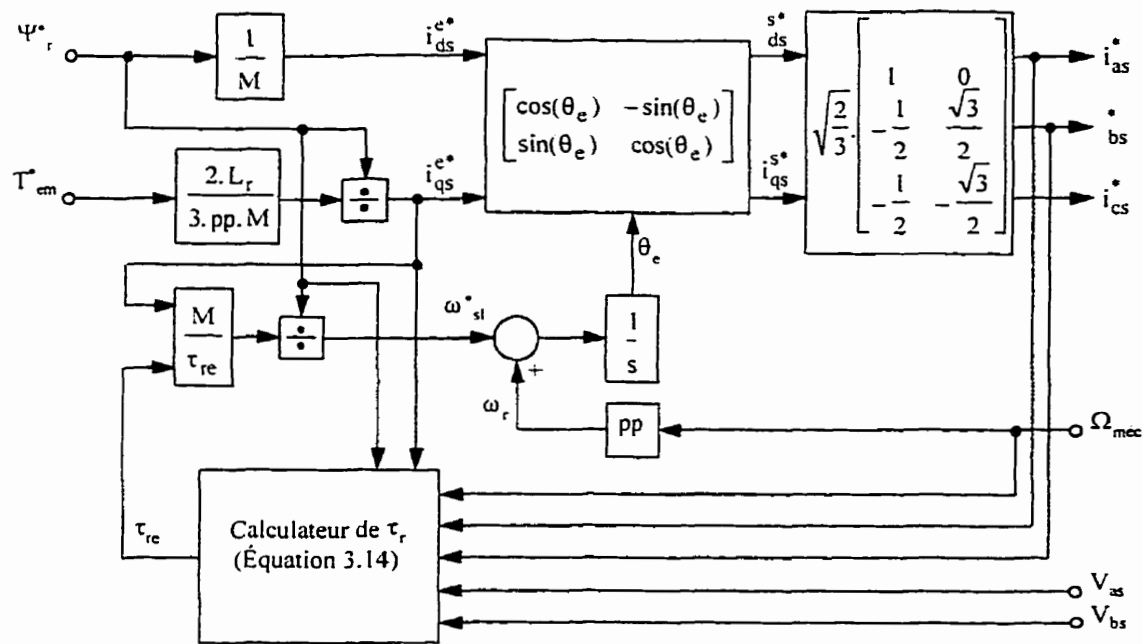
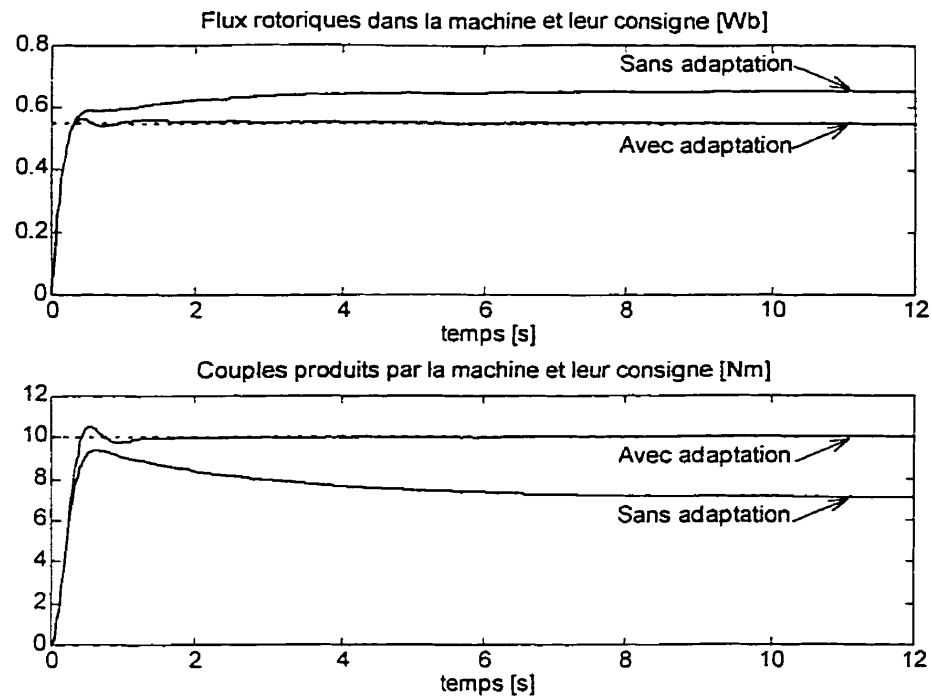
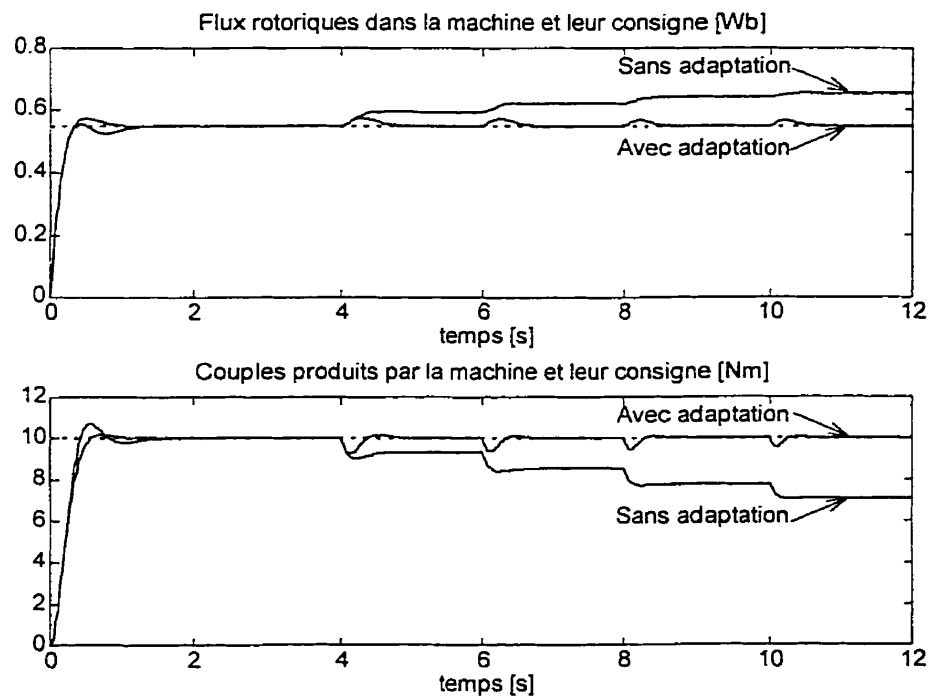


Figure 3.6 Schéma du régulateur à flux rotorique orienté avec adaptation de τ_r

On voit sur la figure 3.6 que tout ce dont on a besoin sont deux tensions statoriques (v_{as} et v_{bs}) ainsi que la vitesse mécanique du rotor. Les deux courants (i_{as} et i_{bs}) peuvent être pris directement à partir des consignes de ces courants, calculées par le régulateur à découplage. Ceci est tout à fait valide dans la mesure où les onduleurs sources de courant sont assez rapides. De plus, on élimine de cette façon les ondulations sur les courants. Quant aux tensions captées, les ondulations sont éliminées à l'aide de filtres passe-bas appropriés. Les résultats de simulation obtenus avec le schéma d'adaptation proposé à la figure 3.6 sont montrés à la figure 3.7. Nous avons testé la performance de ce schéma d'adaptation pour les deux types de variations appliquées à la résistance rotoriques et présentés à la figure 3.5. Dans les deux cas, on peut noter que les performances de l'entraînement sont maintenues en présence d'adaptation. Le flux et le couple demeurent à leur consignes respectives. Dans le cas de l'application de variations brusques, on peut constater que le flux et le couple passent par un bref régime transitoire avant de revenir à leur consignes respectives. Ceci est dû au comportement de premier ordre du circuit d'estimation de la constante de temps rotorique.



(a) Variation exponentielle de la résistance rotorique (figure 3.5a)



(b) Variations brusques de la résistance rotorique (figure 3.5b)

Figure 3.7 Résultats d'un entraînement à flux rotorique orienté avec adaptation de τ_r

3.3.2 Estimateur basé sur le modèle dynamique dans le repère stationnaire

3.3.2.1 Modèle dq du moteur à induction alimenté en courant

On considère le référentiel stationnaire. Le modèle dynamique du moteur à induction est donné dans ce repère par (Ba-razzouk, 1992):

$$v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} \quad (3.29)$$

$$v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} \quad (3.30)$$

$$0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \omega_r \cdot \Psi_{qr} \quad (3.31)$$

$$0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} - \omega_r \cdot \Psi_{dr} \quad (3.32)$$

Le couple est donné par:

$$T_{em} = \frac{3 \cdot pp \cdot M}{2} [i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}] \quad (3.33)$$

Les courants rotoriques sont déterminés à partir des flux et des courants statoriques:

$$i_{dr} = \frac{\Psi_{ds} - L_s \cdot i_{ds}}{M} \quad (3.34)$$

$$i_{qr} = \frac{\Psi_{qs} - L_s \cdot i_{qs}}{M} \quad (3.35)$$

On a aussi:

$$\Psi_{ds} = \frac{M}{L_r} \cdot \Psi_{dr} + \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} \quad (3.36)$$

$$\Psi_{qs} = \frac{M}{L_r} \cdot \Psi_{qr} + \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs} \quad (3.37)$$

En remplaçant (3.36) et (3.37) dans (3.34) et (3.35) on trouve:

$$i_{dr} = \frac{\Psi_{dr}}{L_r} + (\sigma - 1) \cdot \frac{M}{L_s} \cdot i_{ds} \quad (3.38)$$

$$i_{qr} = \frac{\Psi_{qr}}{L_r} + (\sigma - 1) \cdot \frac{M}{L_s} \cdot i_{qs} \quad (3.39)$$

Remplaçons (3.38) et (3.39) dans les deux équations des tensions rotoriques données par (3.31) et (3.32). On trouve:

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \cdot \Psi_{dr} - \frac{L_r}{R_r} \cdot M \cdot i_{ds} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \omega_r \cdot \Psi_{qr} \quad (3.40)$$

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \cdot \Psi_{qr} - \frac{L_r}{R_r} \cdot M \cdot i_{qs} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} - \omega_r \cdot \Psi_{dr} \quad (3.41)$$

D'où l'on peut déduire le modèle d'un moteur à induction alimenté en courant, utilisant les flux rotoriques comme variables d'état. Ce modèle est donné par:

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} = \frac{L_r}{R_r} \cdot [M \cdot i_{ds} - \Psi_{dr}] - \omega_r \cdot \Psi_{qr} \quad (3.42)$$

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} = \frac{L_r}{R_r} \cdot [M \cdot i_{qs} - \Psi_{qr}] + \omega_r \cdot \Psi_{dr} \quad (3.43)$$

En reprenant l'équation (3.33) et en considérant les équation (3.34) et (3.35); on déduit le couple électromagnétique:

$$T_{em} = \frac{3 \cdot p \cdot p \cdot M}{2 \cdot L_r} [i_{qs} \cdot \Psi_{dr} - i_{ds} \cdot \Psi_{qr}] \quad (3.44)$$

Les équations (3.42), (3.43) et (3.44) donnent le modèle dynamique d'un moteur asynchrone à cage alimenté par courant statorique imposé. Ce modèle sous forme de schéma bloc est montré à la figure 3.8.

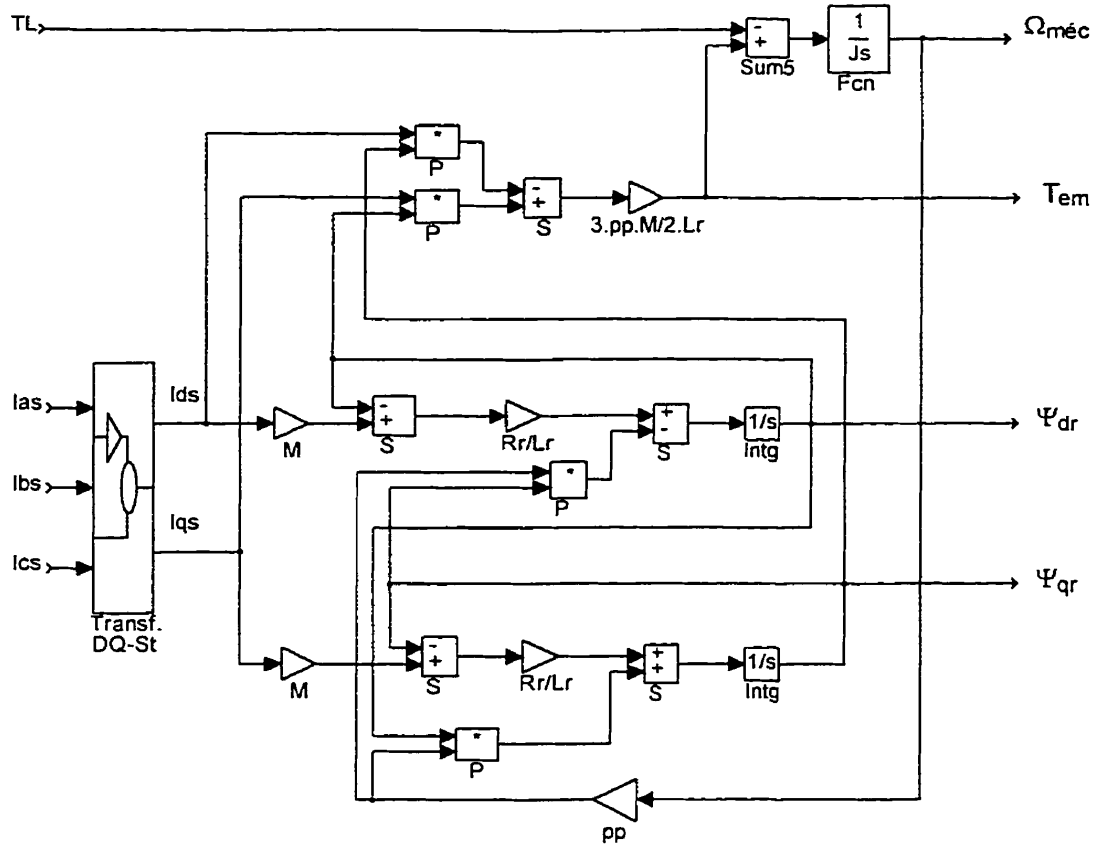


Figure 3.8 Modèle dq d'un moteur asynchrone à cage alimenté en courant

3.3.2.2 Développement mathématique de l'estimateur de la constante de temps et du flux rotorique

Considérons les équations des tensions statoriques et calculons le terme: $(v_{ds} \cdot i_{qs} - v_{qs} \cdot i_{ds})$, on a:

$$v_{ds} \cdot i_{qs} - v_{qs} \cdot i_{ds} = \frac{d\Psi_{ds}}{dt} \cdot i_{qs} - \frac{d\Psi_{qs}}{dt} \cdot i_{ds} \quad (3.45)$$

Remplaçons $(\Psi_{ds}$ et $\Psi_{qs})$ par leurs valeurs données par (3.36) et (3.37), on trouve:

$$v_{ds} \cdot i_{qs} - v_{qs} \cdot i_{ds} = \left(\frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} \right) \cdot i_{qs} - \left(\frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{qs}}{dt} \right) \cdot i_{ds} \quad (3.46)$$

Remplaçons $(\frac{d\Psi_{dr}}{dt}$ et $\frac{d\Psi_{qr}}{dt})$ par leurs valeurs données par (3.42) et (3.43), on trouve:

$$v_{ds} \cdot i_{qs} - v_{qs} \cdot i_{ds} = \frac{M}{L_r} \cdot \left\{ -\frac{R_r}{L_r} \cdot (\Psi_{dr} \cdot i_{qs} - \Psi_{qr} \cdot i_{ds}) - \omega_r \cdot (\Psi_{qr} \cdot i_{qs} + \Psi_{dr} \cdot i_{ds}) \right\} + \sigma \cdot L_s \cdot \left(\frac{di_{ds}}{dt} \cdot i_{qs} - \frac{di_{qs}}{dt} \cdot i_{ds} \right) \quad (3.47)$$

D'où l'on peut tirer l'expression de la constante de temps ($\tau_r = L_r/R_r$):

$$\tau_r = \frac{[\Psi_{qr} \cdot i_{ds} - \Psi_{dr} \cdot i_{qs}]}{\frac{L_r}{M} \cdot \left\{ [v_{ds} \cdot i_{qs} - v_{qs} \cdot i_{ds}] - \sigma \cdot L_s \cdot \left[\frac{di_{ds}}{dt} \cdot i_{qs} - \frac{di_{qs}}{dt} \cdot i_{ds} \right] \right\} + \omega_r \cdot [\Psi_{qr} \cdot i_{qs} + \Psi_{dr} \cdot i_{ds}]} \quad (3.48)$$

3.3.2.3 Détermination des flux rotoriques (Ψ_{dr} et Ψ_{qr})

D'après les équations (3.42) et (3.43) qui donnent les équations d'état de ces flux en fonction des courants imposés à la machine et d'après l'équation (3.48) qui donne la constante de temps rotorique au niveau de la machine, on déduit donc ces flux. Les équations d'état des flux rotoriques peuvent être intégrées en utilisant la constante de temps donnée par l'équation (3.48). Le schéma global de l'estimateur de la constante de temps rotorique ainsi que des flux rotoriques (Ψ_{dr} et Ψ_{qr}) dans le repère stationnaire est montré à la figure 3.9. Utilisant ce calculateur pour déterminer la constante de temps et les flux rotoriques nous pourrions donc adapter cette constante de temps dans un entraînement à flux rotorique orienté.

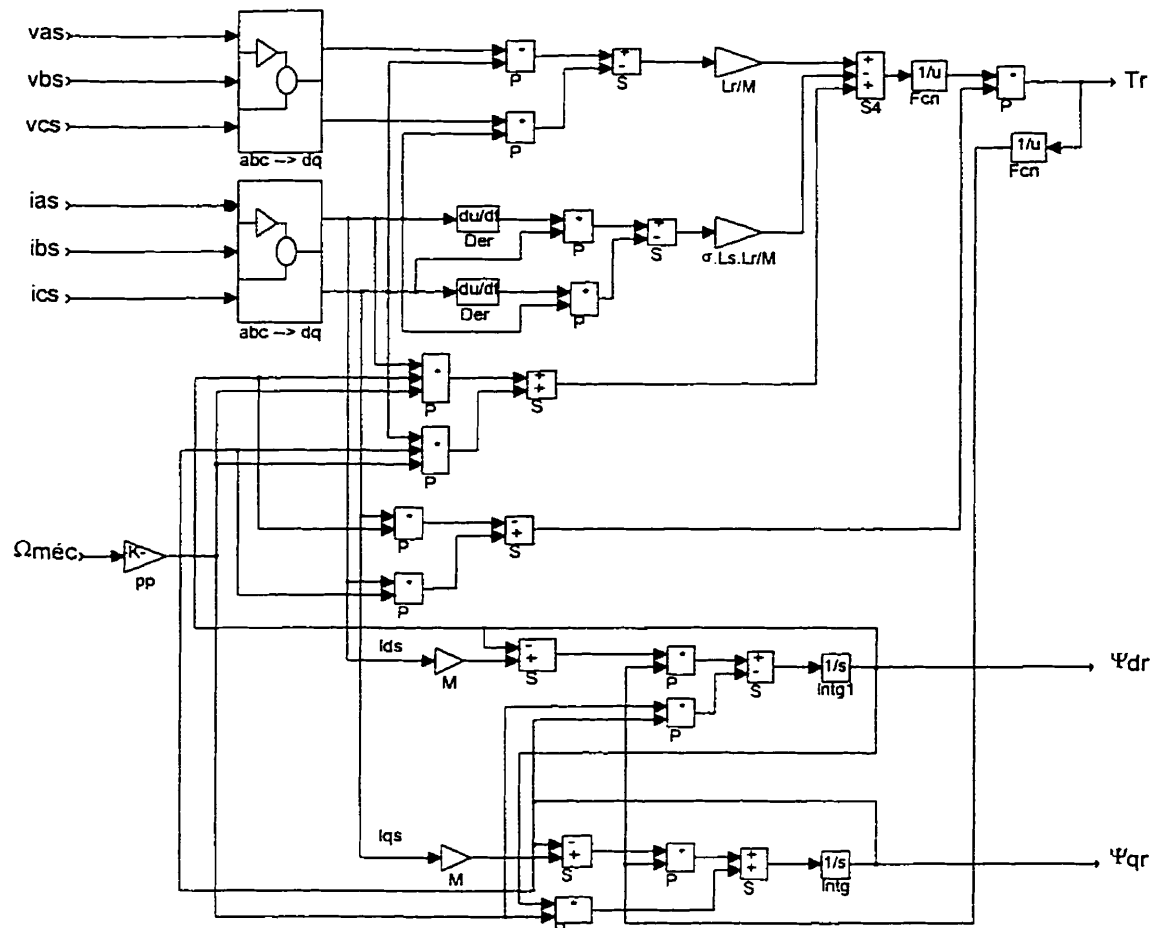
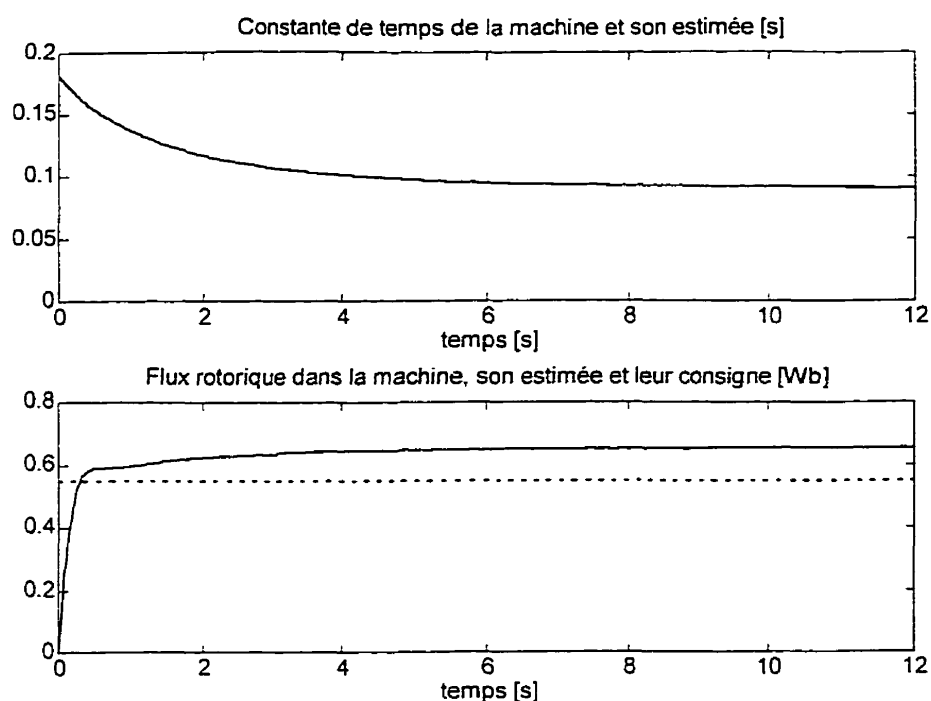


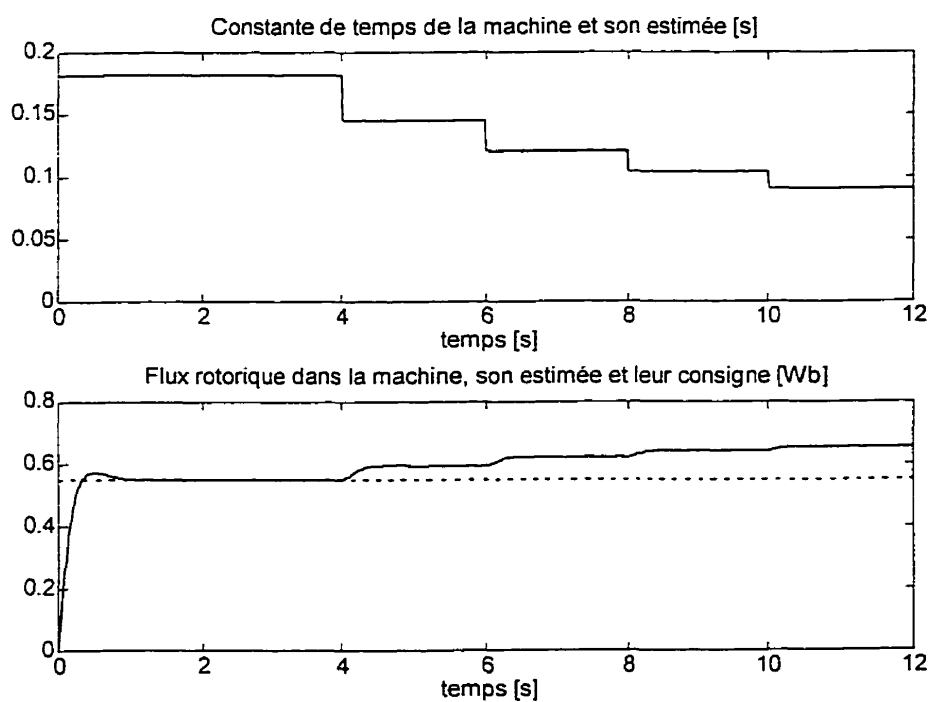
Figure 3.9 Schéma de l'estimateur de τ_r , Ψ_{dr} et Ψ_{qr}

3.3.2.4 Résultats de simulation

Pour vérifier notre estimateur, nous avons programmé une variation de τ_r dans le modèle du moteur asynchrone à cage, utilisé dans un entraînement à orientation du flux rotorique. La variation de la constante de temps rotorique est montrée à la figure 3.10. Nous avons programmé, comme dans l'estimateur précédent, deux types de variations de la résistance rotorique. La réponse de ce nouveau schéma d'estimation est montrée à la figure 3.11. À l'encontre de l'estimateur précédent on peut remarquer que la réponse de cet estimateur est beaucoup plus rapide. Ce dernier qui est basé sur le modèle stationnaire utilise les variables instantanées de la machine et non leurs valeurs en régime permanent.



(a) Variation exponentielle de la résistance rotorique (figure 3.5a)



(b) Variations brusques de la résistance rotorique (figure 3.5b)

Figure 3.10 Résultats d'estimation de la constante de temps et du flux rotorique

Comme il n'y a aucune adaptation de la constante de temps rotorique, on peut observer l'effet de la variation de celle-ci sur la réponse dynamique du flux et du couple au niveau de la machine, qui ne peuvent rester à leur consignes respectives (0,55 Wb et 10 Nm).

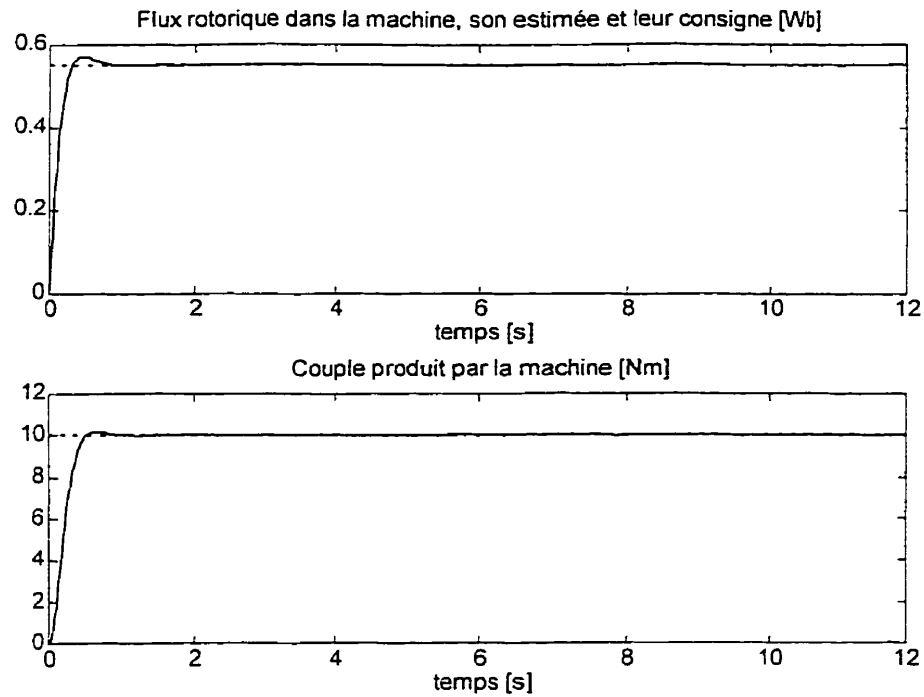
3.3.2.5 Adaptation de la constante de temps rotorique

L'estimateur de la constante de temps et du flux rotoriques répondant aux équations (3.42), (3.43) et (3.48) est utilisé dans un schéma d'orientation du flux rotorique avec adaptation de la constante de temps similaire à celui de la figure 3.6.

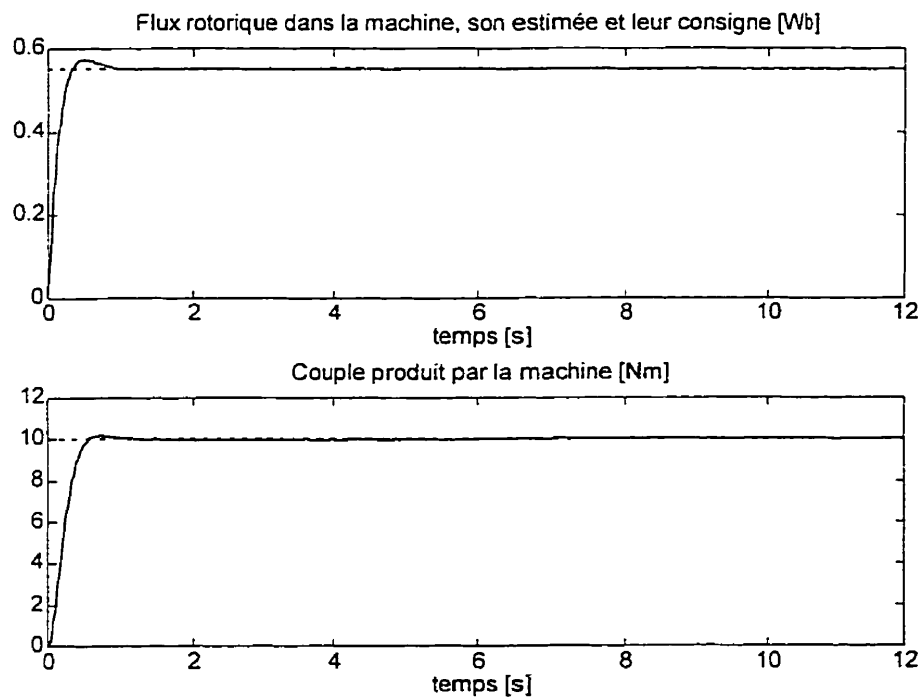
La constante de temps rotorique réelle au niveau de la machine, calculée par l'estimateur développé ci-haut est utilisée pour adapter la constante de temps au niveau du régulateur à orientation du flux. Ainsi, le calcul de la consigne du glissement utilise cette constante de temps estimée qui correspond aux conditions réelles de la machine. Les résultats de simulation obtenus pour cet entraînement sont montrés à la figure 3.12. Il est bien visible d'après ces tracés que la fonction d'adaptation de la constante de temps rotorique est accomplie quelque soit le type de variation appliquée à la résistance rotorique de la machine.

3.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté les aspects mathématiques et théoriques de deux estimateurs de la constante de temps rotorique que nous avons développés au cours de notre travail de recherche. Les deux estimateurs donnent de bons résultats dans l'estimation de la constante de temps rotorique et dans l'adaptation de cette variable dans un entraînement à flux rotorique orienté. Ces estimateurs ont besoin seulement de la mesure de variables accessibles (tensions, courants et vitesse mécanique de la machine) pour implanter un schéma d'orientation du flux rotorique insensible à la variation de la constante de temps rotorique. Ces estimateurs ont été analysés par simulation et les résultats obtenus sont très satisfaisants. Le premier estimateur qui est basé sur les équations de la machine en régime permanent possède une réponse dynamique lente montrant le comportement d'un système de premier ordre.



(a) Variation exponentielle de la résistance rotorique (figure 3.5a)



(b) Variations brusques de la résistance rotorique (figure 3.5b)

Figure 3.11 Résultats d'un entraînement à flux orienté avec adaptation de τ_r

Le second estimateur basé sur des variables instantanées montre un comportement beaucoup plus rapide. Le degré de difficulté d'implantation pratique des deux estimateurs est cependant comparable.

Les deux estimateurs ont été développés en assumant que les inductances de la machine sont constantes. Cette hypothèse a été formulée dans l'optique que le flux dans la machine est maintenu constant à sa valeur nominale. Dans ce cas, les inductances peuvent être considérées constantes et égales à leurs valeurs respectives qui correspondent au niveau de saturation de la machine à flux nominal.

Dans le cas où l'entraînement sera appelé à fonctionner dans la région d'affaiblissement du champ, le flux doit être varié et par conséquent les inductances de la machine ne peuvent plus être considérées constantes, ce qui limiterait la validité des estimateurs proposés. Pour prendre en considération la variation des inductances avec le flux, il faudrait prendre en compte la courbe de magnétisation de la machine. Les inductances sont ainsi mesurées pour différentes valeurs du flux et une table de référence est dressée. Le calculateur accédera à cette table pour repérer les valeurs des inductances correspondantes au niveau de flux considéré. Ces valeurs sont ensuite utilisées par les estimateurs pour déterminer la constante de temps rotorique.

CHAPITRE IV

IMPLANTATION PRATIQUE ET ÉTUDE DES PERFORMANCES D'UN ENTRAÎNEMENT À ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

4.1 Introduction

L'implantation d'une commande vectorielle des moteurs asynchrones à cage nécessite la mise oeuvre de plusieurs équipements. Une partie électronique de puissance est commandée grâce à une logique de commande et les deux sont interfacées par un système de mesure, d'isolation et de protection. L'alimentation de la machine est réalisée grâce à des onduleurs de tensions commandés par des techniques de modulation de largeur d'impulsion et fonctionnant à tension/courant et fréquence variables. Ces onduleurs ne devant être opérés en boucle ouverte, sont régulés par des boucles de réglage. Ces boucles doivent réaliser une mesure des variables à commander et il est donc nécessaire de développer des circuits de mesure et de traitement des signaux captés. La commande vectorielle est implantée sur des calculateurs numériques vue la nature des calculs réalisés par ce type de commande. Dans le cas d'une commande directe, les algorithmes d'estimation de la position du flux à partir des signaux mesurés doivent être réalisés. Dans le cas de la commande indirecte, le calcul de cette position se fait à partir du modèle (inverse) du moteur. Une fois la position du flux déterminée, la transformation des signaux de consignes exprimés dans le repère stationnaire, en leur équivalents dans le repère de phase, est une autre fonction nécessaire qui doit être réalisée par le calculateur numérique. Le choix de ce dernier est diversifié et plusieurs réalisations ont été développées à base de microprocesseurs et de micro-contrôleurs. L'exigence en systèmes d'acquisition, de traitement et de calcul impose l'utilisation de calculateurs performants en termes de mémoire et de rapidité de calcul. Ceci est dû à la complexité des algorithmes impliqués et à la quantité de calculs requis. De nos jours, ces systèmes sont bâtis autour de processeurs numériques des signaux (DSP) extrêmement rapides et précis. Ces DSPs associés avec des systèmes d'acquisition rapide, sont de plus

en plus utilisés pour l'implantation d'entraînements à courant alternatif de haute performance basés sur les principes de la commande vectorielle.

4.2 Description des équipements mis en oeuvre

4.2.1 Le système de puissance

Dans le cadre de ce travail de recherche, nous avons réalisé un onduleur de tension à transistors bipolaires à grille isolée (TBGI) utilisant des modules de puissance répondant à l'état d'art dans le domaine des interrupteurs de puissance. Ces modules fabriqués par la compagnie IXYS (1988) et qualifiés d'intelligents, intègrent toutes les fonctions de base requises dans la réalisation d'un onduleur de puissance (isolation, amplification d'attaque, protection contre les défauts, les surintensités et les surchauffes). L'onduleur réalisé peut être directement lié au calculateur sans avoir à utiliser des circuits d'interfaçage additionnels.

Même si il existe des modules de puissance intégrant les six interrupteurs, nous avons opté pour l'utilisation de trois modules séparés à deux interrupteurs. Pour faire fonctionner les bras intelligents, on doit leur appliquer une tension d'alimentation continue de 15V. Chaque bras possède une petite alimentation à découpage interne pour alimenter les circuits d'attaque intégrés et pour assurer une référence flottante aux transistors liés à la barre positive de la tension de puissance. Cette alimentation à découpage assure en plus une isolation galvanique de la tension d'alimentation (15V) des bras, dont la masse est commune à celle du calculateur.

Les modules intelligents possèdent une logique de protection des interrupteurs de puissance contre les surintensités, les échauffements, les défauts, les court-circuits et les tentatives de fermeture simultanée des deux interrupteurs d'un bras qui risquent de produire un court-circuit de la tension de puissance. Tout déclenchement d'une protection est signalé par une diode électroluminescente reliée aux modules par une résistance de limitation de courant et provoque l'inhibition des signaux de commande des grilles et par conséquent l'arrêt de l'onduleur. Les modules sont aussi dotés d'un

circuit de protection contre une tension d'alimentation trop basse qui risque de faire fonctionner les TBGIs dans leur zone linéaire. Dès que ce circuit détecte une tension d'alimentation inférieure à 11 V, il déclenche le circuit de protection. La limitation de fréquence a été aussi intégrée. Ainsi, toute impulsion de durée inférieure à 1 μ s provoque l'arrêt de l'onduleur.

Pour piloter cet onduleur, nous avons opté pour une commande du type à hystérésis avec limitation de la fréquence de commutation. Cette fréquence a été limitée à 10 kHz. Les consignes sinusoïdales (à fréquence et amplitude variables) issues du calculateur, sont acheminées à une carte analogique, que nous avons réalisé pour effectuer ce type de commande par hystérésis. Nous avons choisi de réaliser la modulation indépendamment du calculateur afin de le soulager de cette tâche et réduire ainsi les temps de calcul. La carte de modulation reçoit en même temps les courants circulants dans les phases de la charge triphasée connectée à l'onduleur. Ces courants sont mesurés par des capteurs à effet Hall, de la compagnie LEM (1993), que nous avons intégré à l'onduleur de puissance pour pouvoir effectuer des mesures isolées. Des capteurs de tensions isolés de la même compagnie (LEM, 1994) ont été aussi intégrés au montage onduleur pour fournir des mesures de tensions aux bornes du moteur.

4.2.2 Le système de commande

Le système de commande est bâti autour d'un processeur numérique de signaux (DSP) de la compagnie Texas-Instruments (TI). Il s'agit d'un système de développement du processeur TMS320C31 construit par la compagnie Integrated Motion Inc. appelé MX31 (IMI, 1996).

Le processeur numérique de signaux TMS320C31 (Texas Instruments 1994) constitue une version moins chère du processeur TMS320C30 et est tout à fait compatible avec ce dernier. La différence entre les deux est que le TMS320C31 ne possède pas un bloc de mémoire morte (ROM) et possède seulement un port série. Le TMS320C31 est un processeur numérique de signaux à point flottant, fonctionnant à 32 bits et effectuant une

instruction à 1 cycle machine en 60 ns. Il possède une performance de 33,3 millions d'opérations en point flottant par seconde (33,3 MFLOPS). Sa tension d'alimentation est de 3,3 V. Il possède deux blocs de mémoire RAM internes de (1K×32) bits chacun, une mémoire cache programme de (64×32) bits et deux temporisateurs à 32 bits. Le bus de données est de 32 bits mais le bus d'adresses est de seulement 24 bits. L'unité arithmétique et logique de ce processeur effectue des opérations en point flottant (précision de 40 bits), des opérations sur des entiers et des opérations logiques (précision de 32 bits). Un multiplieur effectue une multiplication en un cycle machine sur les nombres entiers (précision de 24 bits) et sur les données en point flottant (précision de 32 bits). Plusieurs opérations arithmétiques, logiques et de multiplication peuvent s'effectuer en parallèle en un cycle machine. Deux registres arithmétiques auxiliaires supportent l'unité arithmétique et logique ainsi que le multiplieur et travaillent en parallèle avec ceux-ci en générant deux adresses en un cycle machine. Le TMS320C31 compte 28 registres, d'usage général, qui peuvent être accédés par l'unité arithmétique et logique et par le multiplieur. Certains registres sont cependant spécifiques à des opérations définies, par exemple huit de ces registres, appelés registres à précision étendue, sont utilisés dans les opérations à précision étendue réalisées sur des données en point flottant. Huit autres registres, appelés registres auxiliaires, sont utilisés dans une variété de modes d'adressage et peuvent aussi être utilisés dans des opérations impliquant des nombres entiers ou des variables logiques. Les registres restants sont utilisés pour contrôler le fonctionnement du processeur comme la gestion de la pile, de l'état, des interruptions et des boucles répétitives.

Le système de développement MX31 intègre toutes les fonctions de base nécessaires pour le développement d'applications implantées par le TMS320C31. Il est en effet doté de quatre cartes d'entrées/sorties analogiques possédant chacune deux canaux d'entrée et deux canaux de sortie non multiplexés. Ces cartes acceptent et délivrent des signaux jusqu'à $\pm 10V$. La précision de ces cartes est de 12 bits et une conversion analogique/numérique est effectuée en 12 μs . Comme les quatre cartes fonctionnent en

parallèle, l'acquisition de huit variables se fait en dedans de 12 μ s si toutes les cartes sont déclenchées simultanément par la même source. La source de déclenchement peut être interne (logicielle ou à l'aide d'un des deux temporisateurs internes du DSP) ou externe. Dans notre application, nous avons synchronisé toutes les acquisitions sur le premier temporisateur (Timer 0). La sortie des données (conversion numérique/analogique) est extrêmement rapide et a été synchronisée elle aussi sur le premier temporisateur. Chaque carte d'entrée/sortie est adressable comme une case mémoire que l'on peut lire ou écrire directement. Le système de développement possède une mémoire vive de 64 Ko de base (extensible jusqu'à 256 Ko) dans laquelle on charge le code objet de l'application et les résultats qu'on désire stocker. MX31 possède deux ports séries (RS232C) pour la communication avec l'ordinateur. Cette communication a pour but de charger le code objet dans le système de développement et aussi de vérifier le bon fonctionnement du programme et le contenu de chaque registre et case mémoire du système. Une fois le programme mis au point, MX31 peut fonctionner indépendamment de l'ordinateur comme une application indépendante.

Il existe trois façons pour développer des applications à l'aide du système MX31. La première consiste à développer les applications de façon interactive à l'aide de l'environnement SIMULINK (Mathworks, 1992) sous forme de schémas-blocs. Presque tous les blocs de SIMULINK peuvent être utilisés avec les quelques autres développés par la compagnie IMI pour les circuits d'entrée/sortie: MX31LIB (IMI, 1996). Une fois le modèle SIMULINK de l'application réalisé, on procède à la génération automatique du code C correspondant grâce à la boîte d'outils Real-Time Workshop de MATLAB (Mathworks, 1994). Le code C est ensuite compilé et lié par le compilateur C du TMS320C31 (C31.EXE) fourni par la compagnie Texas-Instrument (Texas Instruments, 1991). La compilation utilise les bibliothèques pré-compilées d'exploitation des ressources du MX31, développées par la compagnie IMI. L'inconvénient de cette approche est la non optimisation du code généré et sa taille importante, comparée aux deux autres façons. Ceci pénalise l'utilisation de la mémoire et le temps d'exécution.

La deuxième façon consiste à développer les applications à l'aide du langage de programmation C en utilisant les bibliothèques d'exploitation des ressources du MX31. Le programme ainsi développé est compilé puis lié grâce au compilateur C31. Cette deuxième façon accepte aussi des programmes écrits en assembleur du TMS320C31, pré-compilés, que l'on peut directement appeler à partir du programme C. Des instructions en assembleur peuvent être directement écrites dans le fichier C en respectant la syntaxe du compilateur (Texas Instruments, 1991).

La troisième façon consiste à développer les programmes directement en langage assembleur du TMS320C31 (Texas Instruments, 1991). C'est cette méthode qui permet de développer des codes extrêmement optimisés.

4.2.3 Implantation des algorithmes de commande sur le processeur numérique de signaux

Pour pouvoir optimiser les algorithmes de commande développés, ils ont été écrits en langage C et en langage assembleur. Ces algorithmes ont été compilés et téléchargés dans le système de développement à l'aide de la procédure décrite au paragraphe 4.2.2.

4.2.3.1 Orientation indirecte du flux rotorique

Le schéma de l'entraînement à orientation du flux rotorique est illustré à la figure 4.1. L'acquisition de la vitesse a été réalisée par une routine d'interruption (INT1) utilisant le deuxième temporisateur (Timer 1) programmé en compteur. Les impulsions d'interruption externes sont générées par un codeur optique qui compte 256 dents et qui est solidaire à l'arbre de la machine. Chaque impulsion reçue vient interrompre le programme principal pour lire le temporisateur et mettre à jour la vitesse avant de remettre à zéro ce temporisateur et déclencher un nouveau comptage.

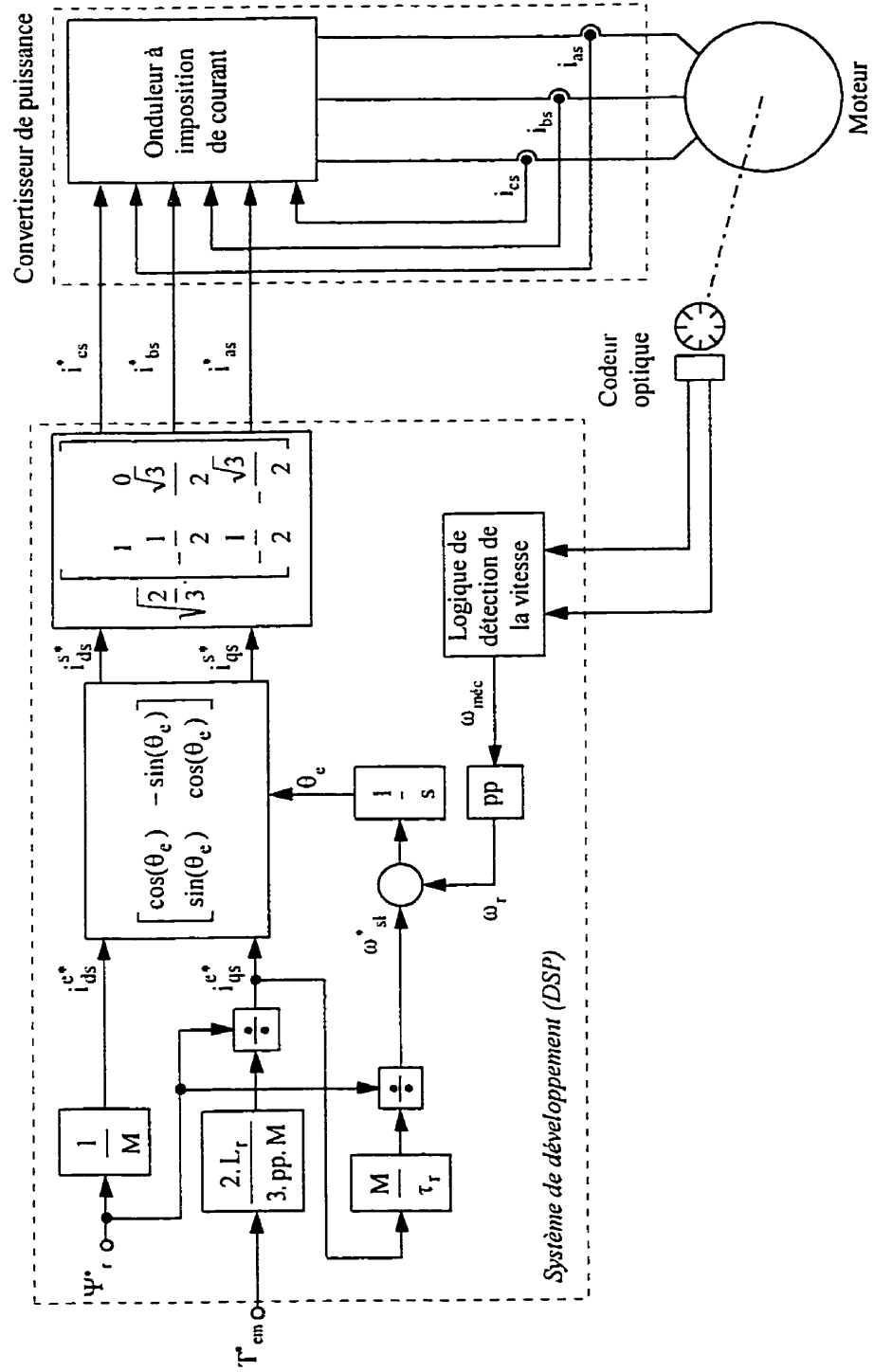


Figure 4.1 Implantation pratique de l'entraînement à orientation du flux rotorique

Comme il s'agit ici d'un détecteur de la valeur absolue de la vitesse de rotation, il nous fallait déterminer le sens de celle-ci. Nous avons donc installé deux autres détecteurs optiques et une petite logique pour nous fournir l'information sur le sens de rotation.

La consigne du flux a été fixée dans le fichier à la valeur du flux nominal, tandis que celle du couple est fournie au système de développement de l'extérieur par l'intermédiaire d'une entrée analogique/numérique. Le programme utilise ces deux consignes et les paramètres de la machine pour calculer les consignes des courants statoriques (I_{ds}^* , I_{qs}^*) dans le repère synchrone ainsi que la consigne du glissement (ω_{sl}^*).

Cette dernière est ensuite ajoutée à la vitesse mesurée multipliée par le nombre de paires de pôles de la machine. Le résultat de cette sommation détermine la consigne de fréquence au stator ($\omega_s^* = \omega_{sl}^* + pp.\omega_{mé c}$). L'intégration de cette fréquence donne la position du flux orienté et est utilisée pour réaliser la transformation du repère synchrone au repère stationnaire des deux consignes synchrones du courant statorique (équation 1.83). Une fois les consignes stationnaires disponibles, on procède à leur transformation dans le repère de phase (équation 1.85). Ces dernières consignes sinusoïdales triphasées sont acheminées à l'extérieur par trois sorties numériques/analogiques et servent à piloter l'onduleur de tension à imposition de courant.

4.2.3.2 Estimation de la constante rotorique

Pour estimer la constante de temps rotorique, nous avons opté pour l'estimateur basé sur le modèle dynamique de la machine dans le repère stationnaire, en raison de ses avantages cités au chapitre précédent. Cet estimateur utilise les équations (3.42), (3.43) et (3.48) pour estimer le flux et la constante de temps rotoriques du moteur. Comme il a été démontré au chapitre III, cet estimateur utilise des mesures de la vitesse, des tensions et des courants statoriques. Pour la vitesse, nous avons utilisé la même stratégie expliquée au paragraphe précédent. En fait, il s'agit du même fichier auquel on a ajouté la partie d'estimation. Les signaux de tension mesurée doivent être filtrés pour en extraire la composante fondamentale et éliminer les bruits de modulation MLI. Nous

avons utilisé pour ce faire des filtres actifs à base d'amplificateurs opérationnels. Les signaux filtrés sont cependant retardés un peu à cause du déphasage apporté par le filtre. Pour éviter toute erreur d'estimation due à ce déphasage, nous avons appliqué le même filtre aux signaux de courant même s'ils sont déjà filtrés par la machine. Ce dernier leur a apporté un filtrage additionnel et surtout le même déphasage que celui des signaux de tension.

Vue la complexité de l'estimateur et dans le but d'éviter au processeur de devoir effectuer des algorithmes de filtrage, une petite carte analogique implantant les différents filtres de courant et de tension a été réalisée. Les sorties de cette carte sont acheminées au calculateur par quatre entrées analogiques/numériques du MX31. Une transformation $(a,b,c) \rightarrow (d^s, q^s)$ est effectuée pour transformer les signaux de tension et de courant, après leur mise à l'échelle, en composantes directe et quadrature dans le repère stationnaire. L'algorithme d'estimation commence par affecter une valeur initiale à la constante de temps égale à la valeur nominale de cette variable (fournie par le constructeur à 25°C). Cette constante de temps sera mise à jour au cours de l'exécution de l'algorithme d'estimation. La mise à jour est effectuée à chaque itération de l'algorithme d'orientation du flux. Les équations des flux rotoriques (3.42) et (3.43) sont intégrées à l'aide d'un algorithme d'Euler inverse en utilisant au tout début la constante de temps nominale de la machine et celle estimée à la période d'échantillonnage précédente par la suite. Cette approximation est tout à fait valide dans la mesure où la constante de temps ne varie pas rapidement. À chaque période d'échantillonnage, les flux estimés sont utilisés avec la vitesse, les tensions et les courants (stationnaires) mesurés, pour calculer la constante de temps rotorique en vertu de l'équation (3.48). Le schéma de l'estimateur de la constante de temps rotorique utilisé dans un entraînement à orientation du flux est montré à la figure 4.2.

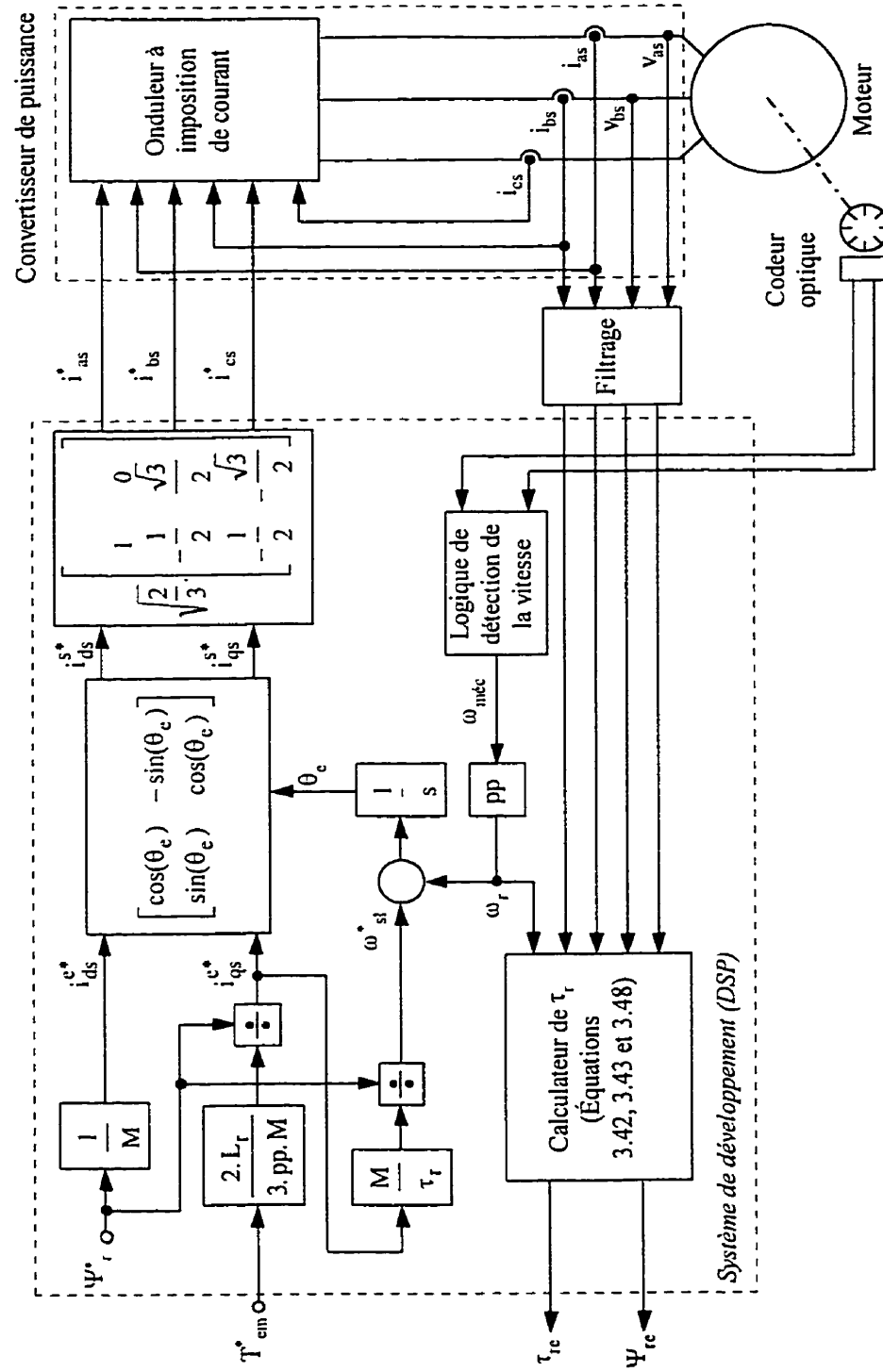


Figure 4.2 Implantation de l'entraînement à flux rotorique orienté avec estimation de la constante de temps rotorique

4.2.3.3 Adaptation de la constante de temps rotorique

L'estimateur de la constante de temps décrit au paragraphe 4.2.3.2 est utilisé pour ajuster la constante de temps rotorique au niveau du régulateur vectoriel indirect décrit au paragraphe 4.3.2.1. La constante de temps estimée est ainsi utilisée directement dans le calcul de la consigne du glissement à la place de la constante de temps nominale. Le schéma d'orientation du flux avec adaptation de la constante de temps rotorique utilisé est celui décrit au chapitre III, paragraphe 3.3.2.5.

L'entraînement à orientation du flux rotorique avec adaptation de la constante de temps est illustré sous forme de schéma-blocs à la figure 4.3.

Le calculateur numérique reçoit les signaux de tension et de courant filtrés (quatre entrées analogiques/numériques), ainsi que les impulsions destinées à la logique de mesure de la vitesse (INT1) et du sens de rotation (entrée analogique/numérique). Deux signaux de tension et deux signaux de courant seulement, sont acheminés au calculateur (phases a et b). Les deux signaux restants (phase c) sont calculés à partir des autres mesures.

Les signaux de tension, de courant et de la vitesse ainsi mesurés sont utilisés pour estimer la constante de temps rotorique (τ_{re}) et l'amplitude du flux rotorique (Ψ_{re}) à l'aide des équations (3.42), (3.43) et (3.48).

La constante de temps estimée est utilisée pour calculer la consigne du glissement (ω_{sl}^*) à imposer à la machine. Les deux consignes du flux et du couple (Ψ_r^* , T_{em}^*) génèrent les deux consignes du courant statorique dans le repère synchrone (i_{ds}^* , i_{qs}^*). La somme de la consigne de glissement et de la vitesse électrique du rotor (ω_r) fournit la consigne de la fréquence au stator. Cette dernière est intégrée, à l'aide d'un algorithme d'Euler inverse, pour fournir la position du flux rotorique (θ_e^*) qui est utilisée pour transformer les consignes synchrones en consignes stationnaires (i_{ds}^{s*} , i_{qs}^{s*}).

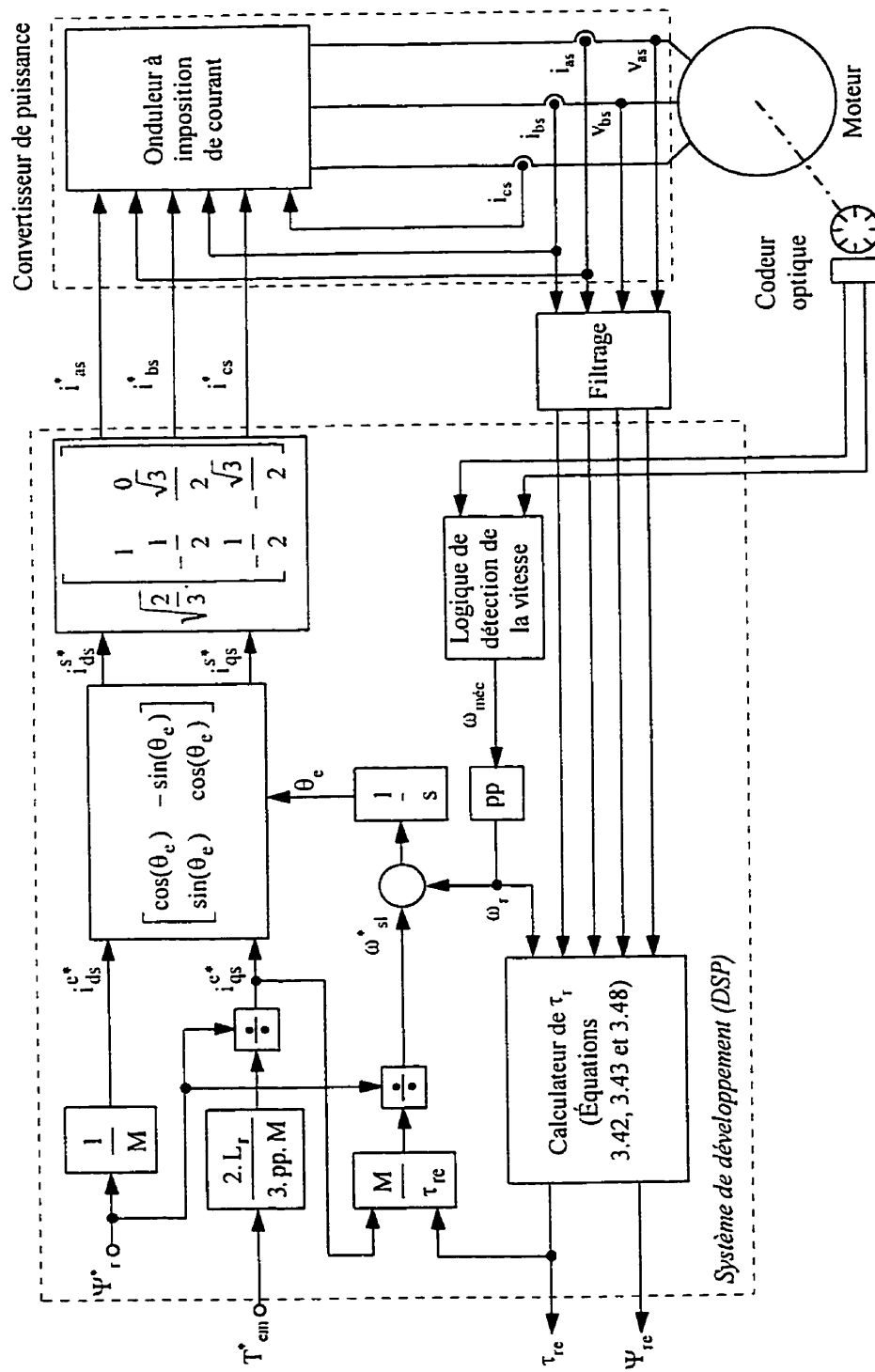


Figure 4.3 Implémentation de l'entraînement à flux rotorique orienté avec adaptation de la constante de temps rotorique

Ces consignes sont ensuite transformées en consignes de phase ($i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*$), qui par l'intermédiaire de trois sorties numériques/analogiques, viennent commander un onduleur de tension à imposition de courant, commandé par la technique d'hystérésis avec limitation de la fréquence de commutation.

4.3 Étude et analyse des résultats expérimentaux

4.3.1 Résultats de l'orientation du flux rotorique

Les figures 4.4 à 4.11 montrent les résultats d'une commande vectorielle indirecte, basée sur l'orientation du flux rotorique. Le schéma blocs de cet entraînement est celui montré à la figure 4.1. La consigne du flux a été fixée pour cet entraînement à la valeur du flux nominal tandis que celle du couple a été variée, de façon brusque de -5 Nm à +5 Nm et de 5 Nm à 10 Nm. L'algorithme de commande s'exécute avec une période d'échantillonnage de 350 μ s. Les résultats expérimentaux sont relevés sur le prototype à l'aide d'un oscilloscope à mémoire (Fluke-Phillips, 1993). Le moteur utilisé pour les différents tests est un moteur asynchrone à cage d'une puissance nominale de 2 kW (LAB-VOLT, 1988) (voir annexe I).

La figure 4.4 montre le courant imposé dans les enroulements de la machine (canal 1) pour une consigne de couple de +5 Nm (canal 2). On peut voir que le courant suit bien sa référence qui est illustrée à la figure 4.5.

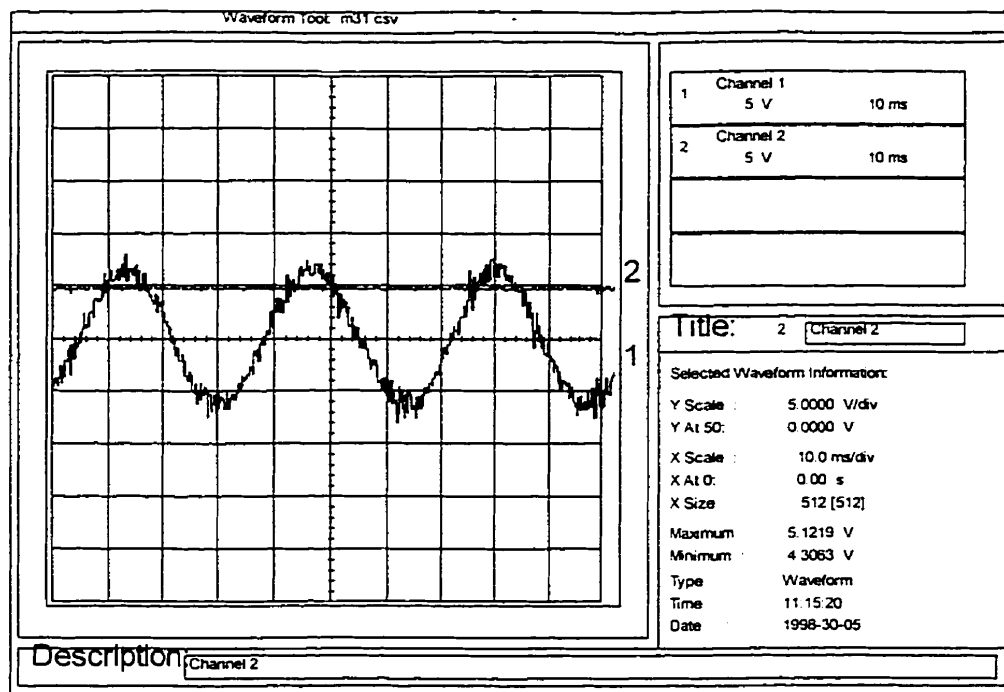
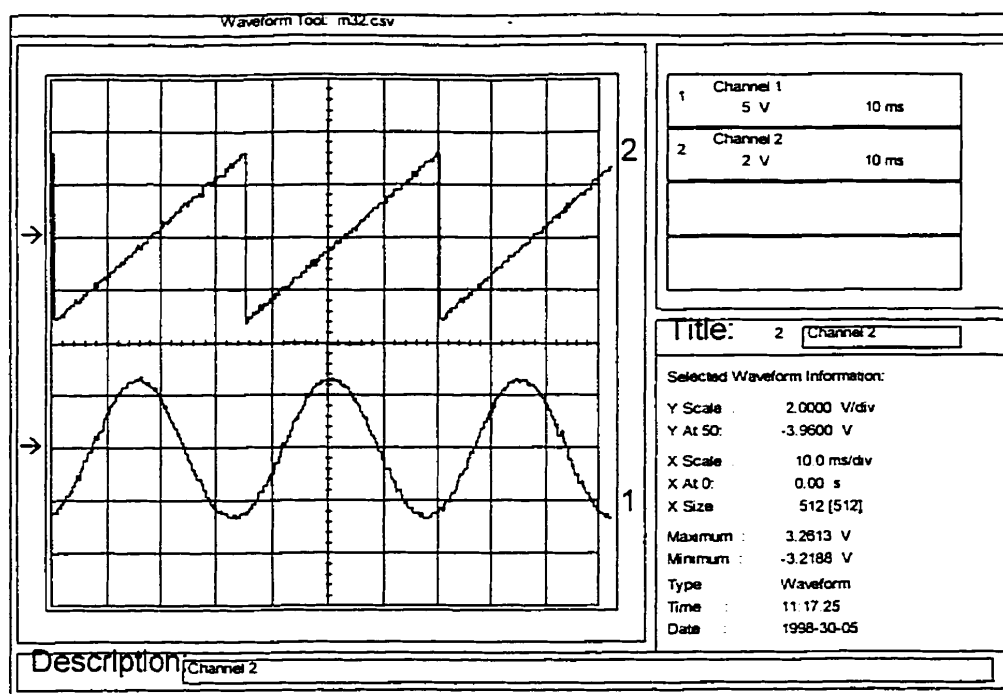
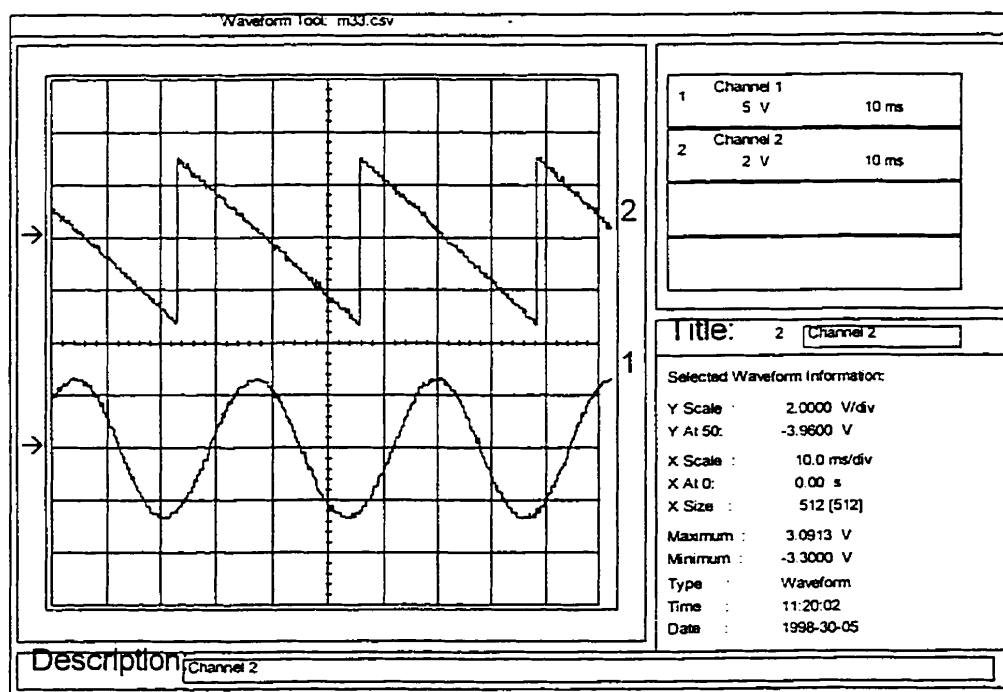


Figure 4.4 Consigne de couple (Canal1: 1 Nm/V)
et courant dans le moteur (Canal2: 1 A/V)

La consigne de ce courant, calculée par le processeur numérique de signaux pour les consignes du flux et du couple est utilisée pour commander l'onduleur de tension. Cette consigne est montrée à la figure 4.5 (canal 1). La figure 4.5 montre aussi la phase des courants statoriques dans le cas d'une rotation de la machine dans le sens positif. Pour un sens de rotation négatif, la figure 4.6 montre la phase (l'angle θ_e qui varie de $-\pi$ à π) et la consigne du courant à imposer dans la machine.



Figures 4.5 Consigne de courant au stator (Canal1: 1 A/V) et phase (Canal2: 1 rad/V). Sens de rotation positif



Figures 4.6 Consigne de courant au stator (Canal1: 1 A/V) et phase (Canal2: 1 rad/V). Sens de rotation négatif

La figure 4.7 montre la réponse transitoire du couple produit par le moteur pour une consigne de couple variant brusquement entre -5 Nm à +5 Nm. Cette consigne est montrée sur le canal 1. Le couple produit est montré sur le canal 2 et a été relevé par un capteur de couple de la compagnie CONSULAB (h.o.p. Consulab, 1980). On peut constater que le couple de la machine répond instantanément à sa consigne et qu'il la suit assez bien. La réponse instantanée du couple peut être comparée à celle montrée à la figure 1.15a, obtenue par simulation, pour une consigne de couple variant brusquement entre +10 Nm et -7,5 Nm.

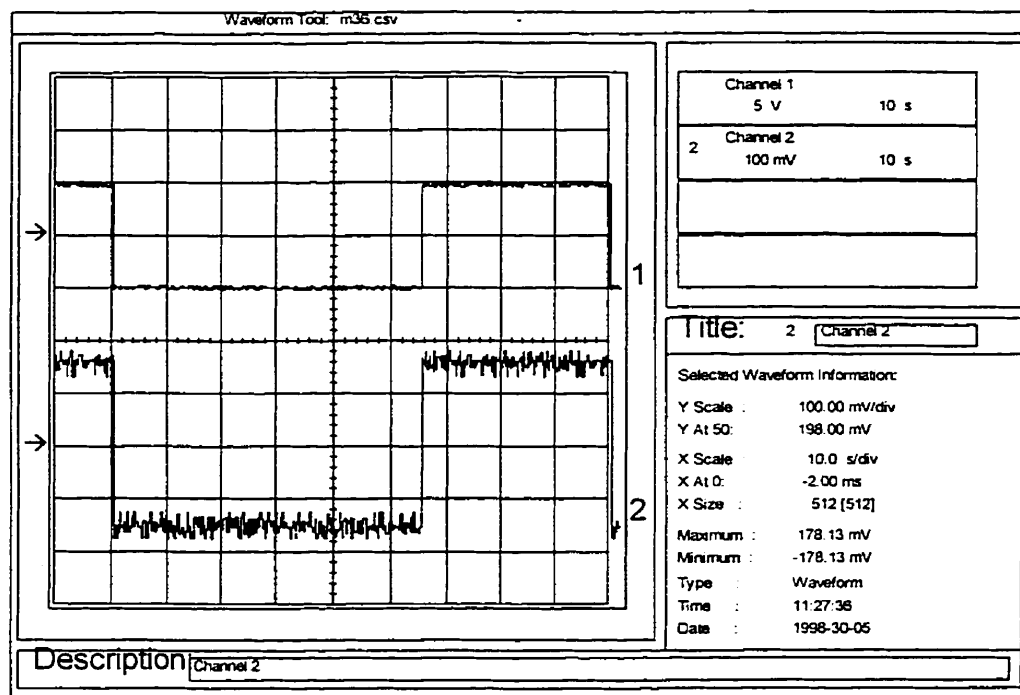


Figure 4.7 Consigne de couple (Canal1: 1 Nm/V)
et couple produit par la machine (Canal2: 30 Nm/V)

La figure 4.8 montre l'inversion du sens de rotation de l'entraînement pour la consigne de couple utilisée. Le canal 1 montre cette consigne de couple tandis que le canal 2 montre la vitesse de la machine. Cette vitesse est calculée par le DSP selon la procédure décrite au paragraphe 4.2.3.1.

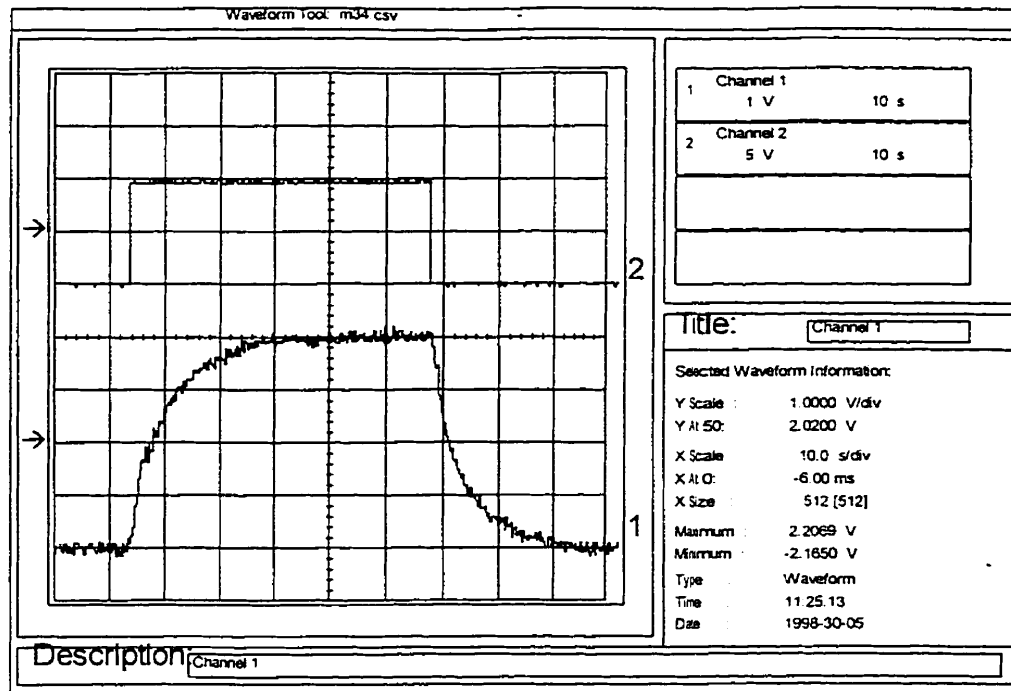


Figure 4.8 Vitesse mécanique de la machine (Canal1: $50 \text{ rad.s}^{-1}/\text{V}$)
et Consigne de couple (Canal2: 1 Nm/V)

Pour vérifier le flux dans la machine, nous avons capté la tension induite dans le capteur magnétique du flux couplé au stator et nous l'avons filtré pour la débarrasser des harmoniques dus à la modulation et aux encoches. Utilisant le nombre de spires fournit par le constructeur, nous avons intégré numériquement cette tension induite (à l'aide de l'oscilloscope à mémoire) pour en déduire le flux statorique de la machine. La figure 4.9 montre cette tension induite (canal 1) et le flux statorique (canal 2) juste après le démarrage de la machine. On peut déduire l'amplitude du flux rotorique en utilisant les équations (1.66) et (1.67) du chapitre 1. Le couple produit par la machine en régime permanent, juste après le démarrage, est illustré à la figure 4.10.

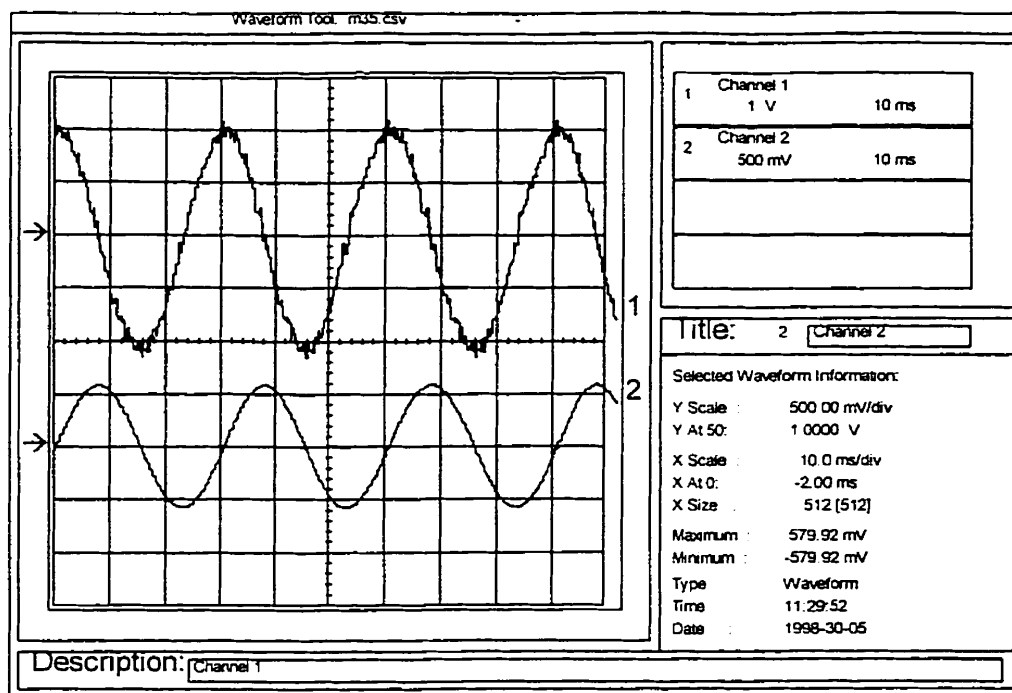


Figure 4.9 Tension induite dans le capteur magnétique du flux (Canal1) et flux statorique (1 Wb/V) - Juste après le démarrage

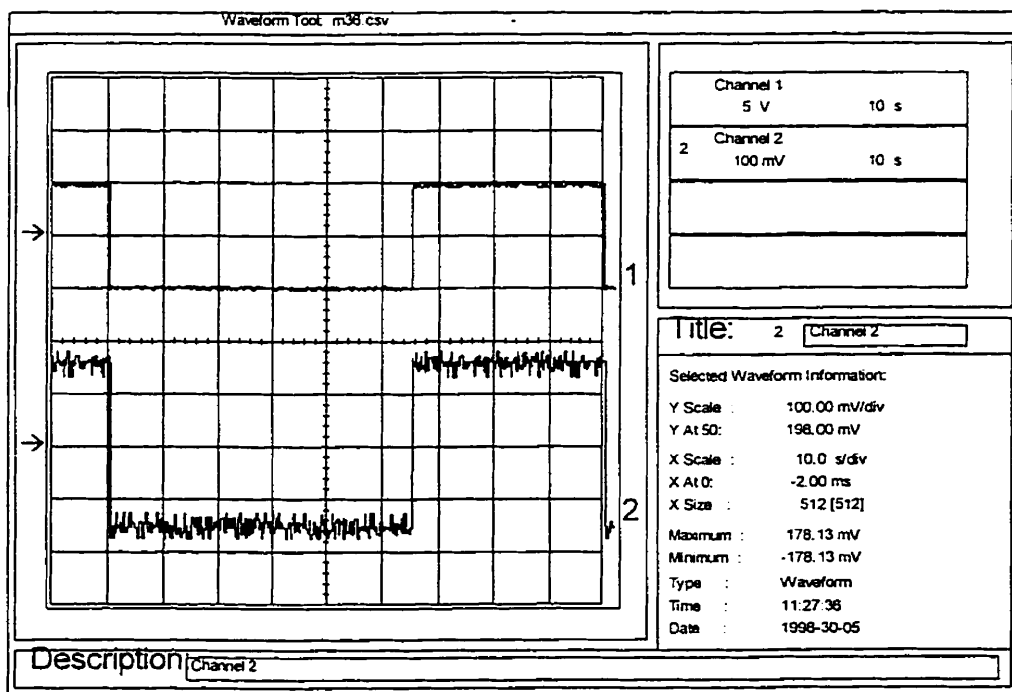


Figure 4.10 Consigne du couple (Canal1: 1 Nm/V) et couple produit par le moteur (Canal2: 30 Nm/V) - Juste après le démarrage

Dans une commande vectorielle, le découplage est réalisé lorsqu'une variation de la consigne du couple (et donc du couple produit par le moteur) n'affecte pas le flux dans la machine qui doit demeurer à sa consigne (voir chapitre 1). Pour vérifier ceci, nous avons commandé à l'entraînement une consigne de couple variant entre 5 Nm et 10 Nm et nous avons enregistré la tension induite dans le capteur magnétique du flux. Les résultats expérimentaux de ce test sont illustrés à la figure 4.11. Sur cette figure, on peut voir que la tension induite dans le capteur de flux répond à cette variation de la consigne de couple pour maintenir une amplitude constante du flux dans la machine. Cette tension induite répond en amplitude et en fréquence comme montré aux figures 4.12 et 4.13. Ces figures illustrent aussi le flux dans la machine, obtenu par l'intégration de cette tension induite et l'on peut donc constater que l'amplitude de ce flux demeure constante suite à un changement de la consigne du couple.

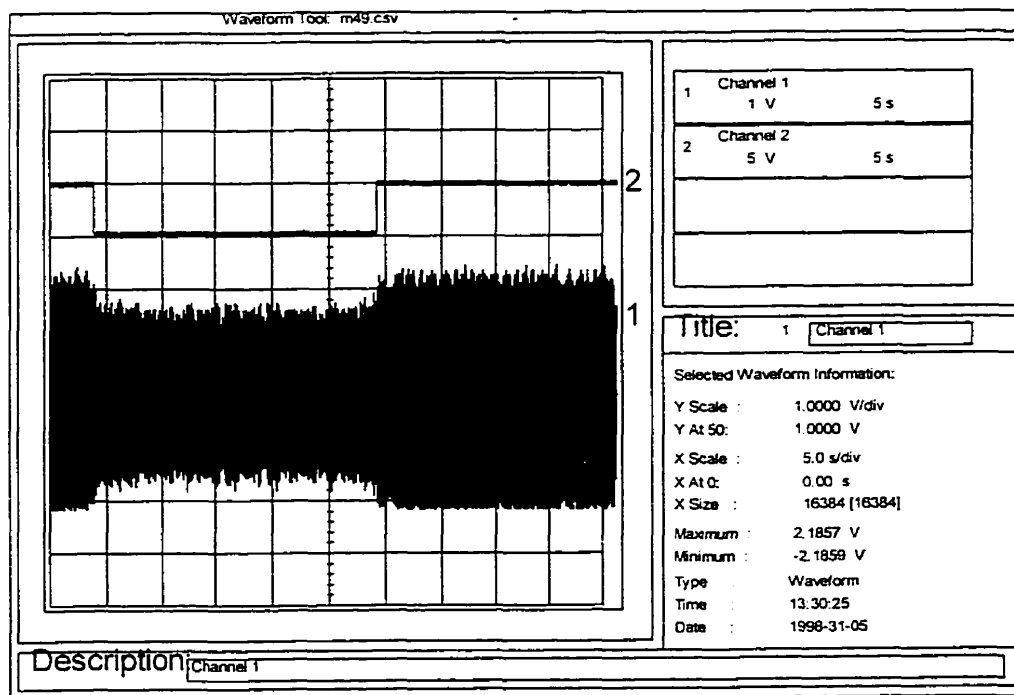


Figure 4.11 Réponse de la tension induite dans le capteur magnétique du flux (Canal1) pour la variation du couple entre 5 Nm et 10 Nm (Canal2)

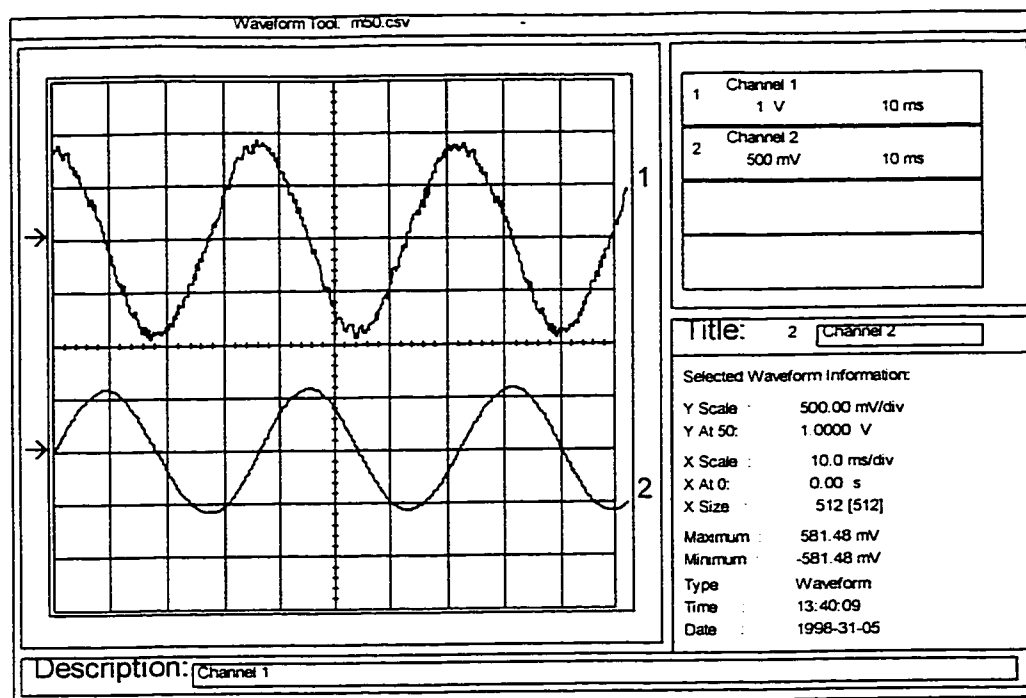


Figure 4.12 Tension induite dans le capteur magnétique du flux (Canal1) et flux statorique (Canal2: 1 Wb/V). Consigne de couple: 5 Nm

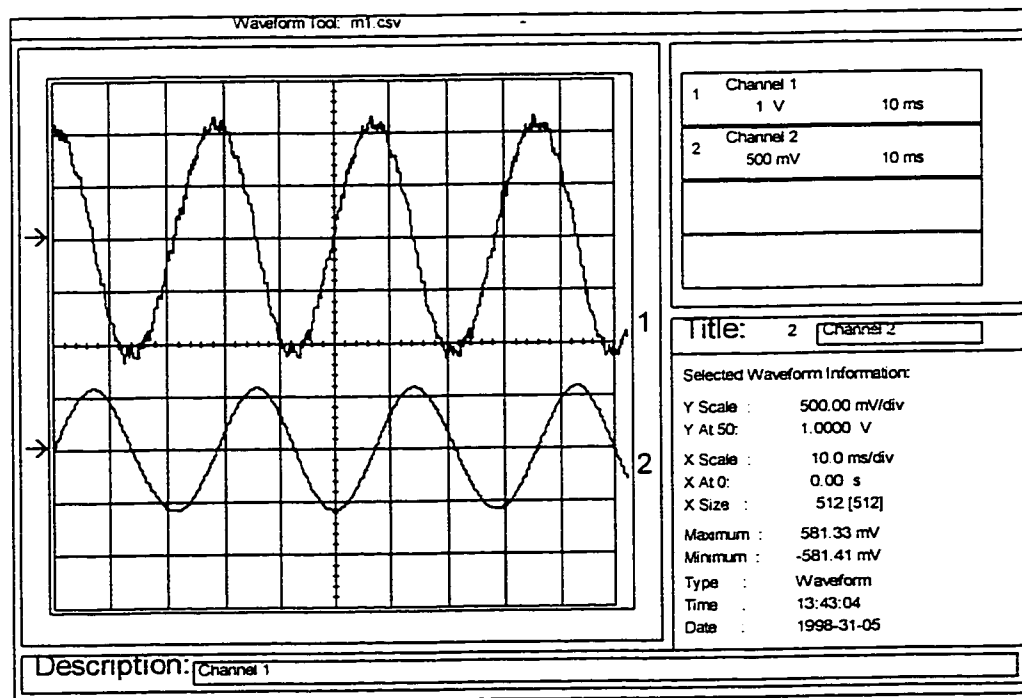


Figure 4.13 Tension induite dans le capteur magnétique du flux (Canal1) et flux statorique (Canal2: 1 Wb/V). Consigne de couple: 10 Nm

L'entraînement a ensuite été laissé en fonctionnement à consigne de couple de 5 Nm et à consigne de flux nominal. Nous avons procédé aux mesures du flux et du couple produits par le moteur 75 min et 110 min après le démarrage de la machine. Les résultats de ces deux dernières mesures sont illustrées respectivement aux figures 4.14 et 4.15 pour le flux et aux figures 4.16 et 4.17 pour le couple.

Les résultats des calculs du flux rotorique et du couple en fonction du temps sont résumés au tableau 4.1. La variation du flux mesuré est utilisée pour déterminer la variation du couple et de la constante de temps rotorique de la machine. Pour cela, les équations (2.17) et (2.18) du chapitre II ont été utilisées, en assumant que les inductances de la machine demeurent constantes. Le temps $t = 0$ dans le tableau 4.1 correspond au temps d'atteinte du régime permanent juste après le démarrage. La consigne du couple a été fixée à 5 Nm et celle du flux à sa valeur nominale.

Tableau 4.1 Variation du flux du couple et de la constante de temps rotorique

Temps (min)	$ \Psi_s $ (mWb) mesuré	$ \Psi_r $ (mWb) calculé	T_{em} (Nm) calculé	τ_r (msec) calculée
0	579,92	553,73	4,84	173,42
75	587,89	562,03	4,37	152,17
110	587,97	562,12	4,37	151,95

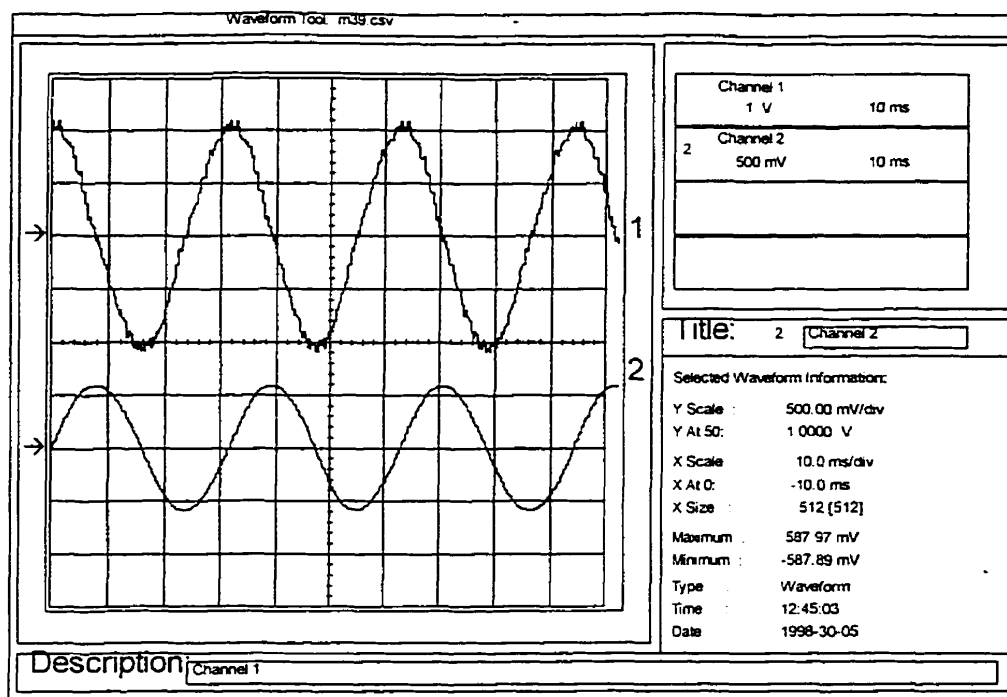


Figure 4.14 Tension induite dans le capteur magnétique du flux (Canal1) et flux statorique (Canal2: 1 Wb/V) - 75 min après le démarrage

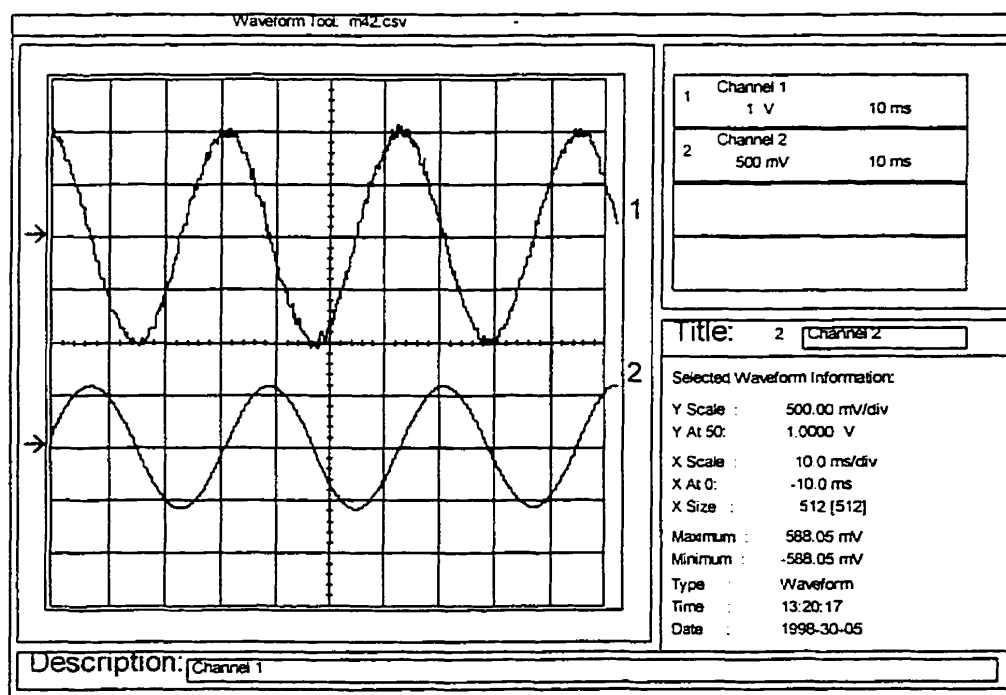


Figure 4.15 Tension induite dans le capteur magnétique du flux (Canal1) et flux statorique (Canal2: 1 Wb/V) - 110 min après le démarrage

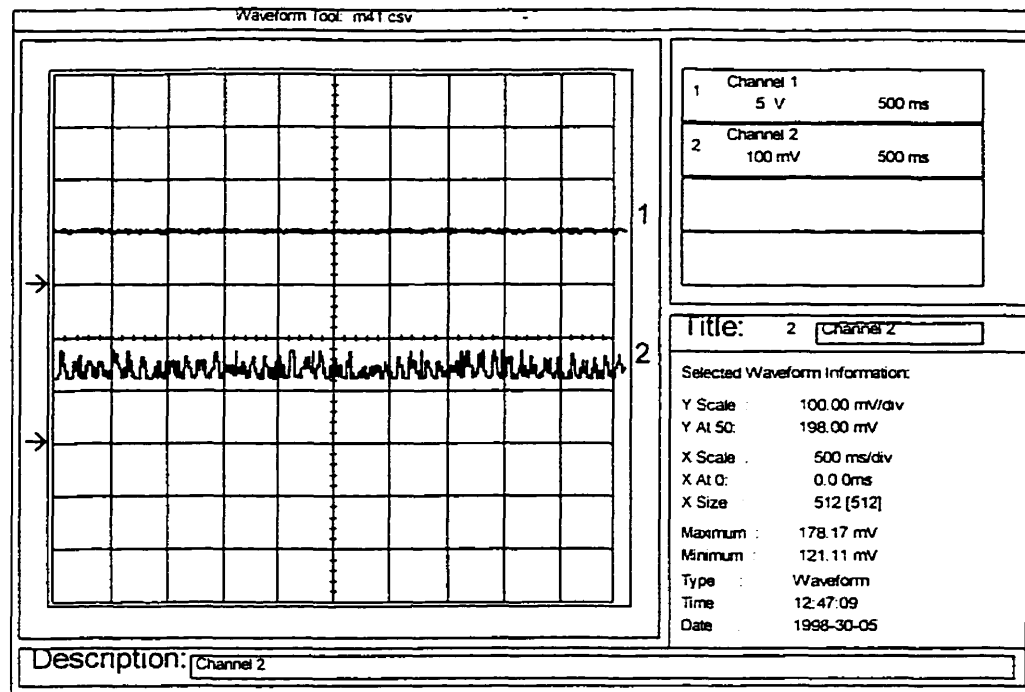


Figure 4.16 Consigne de couple (Canal1: 1Nm/V)
et couple produit par le moteur (Canal2: 30 Nm/V) - 75 min après le démarrage

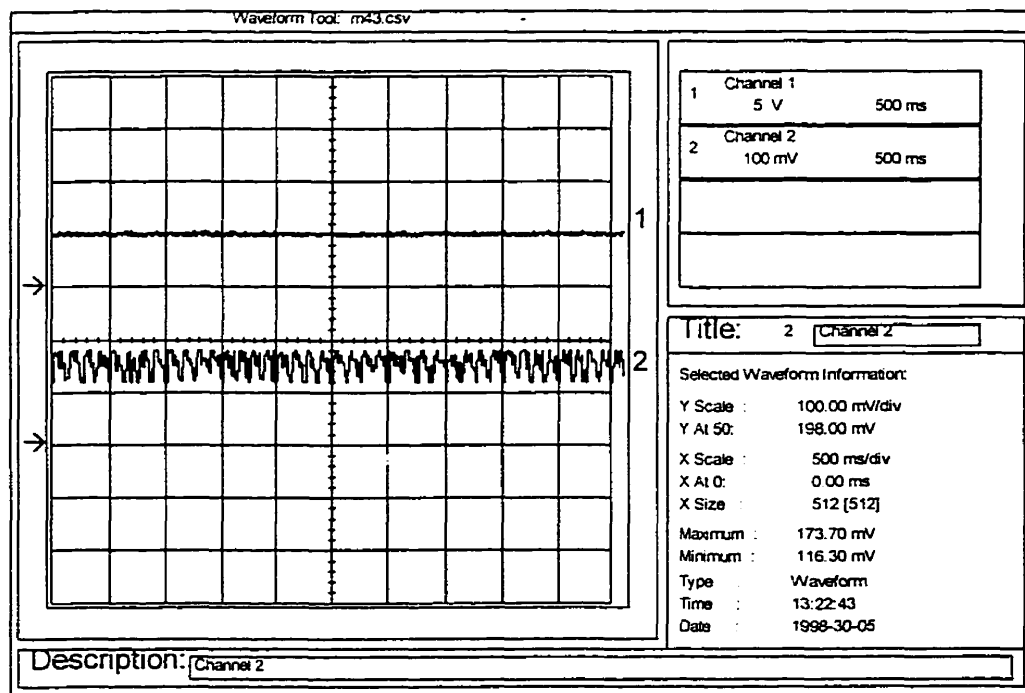


Figure 4.17 Consigne de couple (Canal1: 1 Nm/V)
et couple produit par le moteur (Canal2: 30 Nm/V) - 110 min après le démarrage

4.3.2 Résultats de l'estimation et de l'adaptation de la constante de temps rotorique

Le schéma d'orientation du flux rotorique avec adaptation de la constante de temps rotorique a été implanté tel que illustré à la figure 4.3. L'algorithme de commande correspondant à ce schéma de réglage s'exécute avec une période d'échantillonnage de $400 \mu\text{s}$. La figure 4.15 montre les résultats expérimentaux pour le courant dans la machine (canal 1) et pour la constante de temps rotorique estimée (canal 2). Ces tracés ont été relevés, en régime permanent, juste après le démarrage du moteur. La consigne de couple a été fixée à 10 Nm et celle du flux à sa valeur nominale.

On peut remarquer que le courant imposé dans la machine suit bien sa référence sinusoïdale. Juste après le démarrage, on mesure $174,24 \text{ mV}$ comme estimation de τ_r , ce qui correspond à une constante de temps de $174,24 \text{ ms}$. En prenant en compte une valeur fixe de l'inductance rotorique, égale à la valeur correspondant au flux nominal, on peut calculer une résistance rotorique de $0,417 \Omega$.

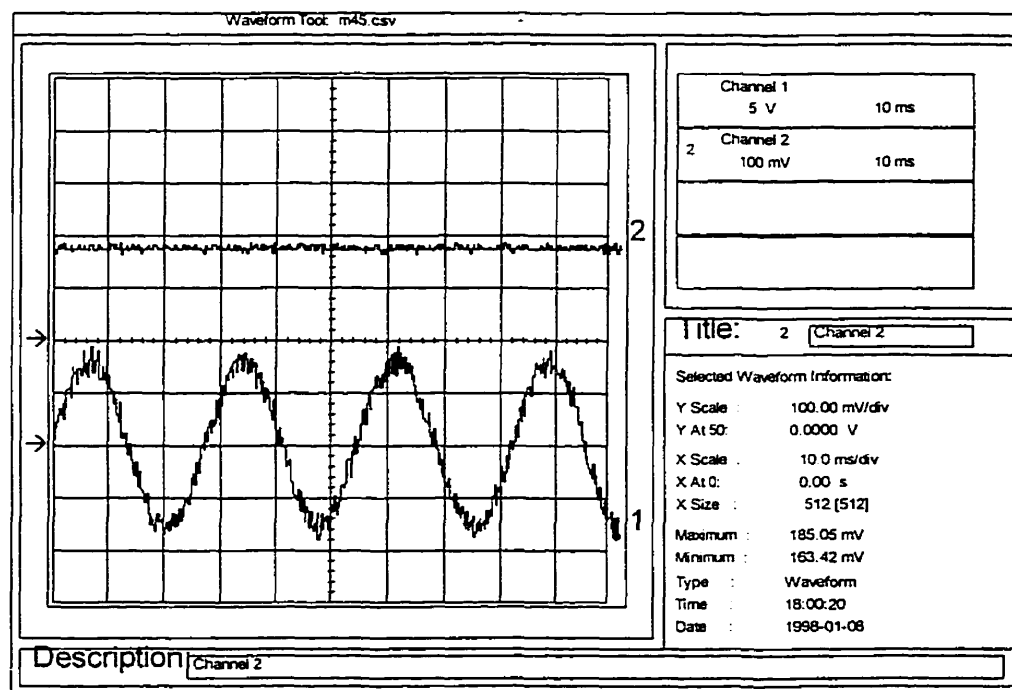


Figure 4.18 Courant dans la machine (Canal1: 1A/V) et constante de temps rotorique (Canal2: 1s/V) - Juste après le démarrage

Après ce relevé, nous avons laissé l'entraînement tourner pendant environ deux heures, à la même charge, et sous les mêmes consignes du flux et du couple. La température de la machine augmente donc au cours de cette période. Le relevé des nouvelles constantes de temps nous permettra donc, d'avoir une idée sur la variation de la résistance rotorique en fonction de la température atteinte par la machine.

Nous avons effectué trois mesures de la constante de temps rotorique aux mêmes intervalles que nous avons utilisé pour relever le flux. Les courbes expérimentales de ces différentes mesures sont illustrées aux figures 4.18 à 4.20. L'analyse de ces tracés montre que la constante de temps rotorique varie dans le temps pour s'établir à une valeur quasiment constante, 110 minutes après le démarrage de la machine.

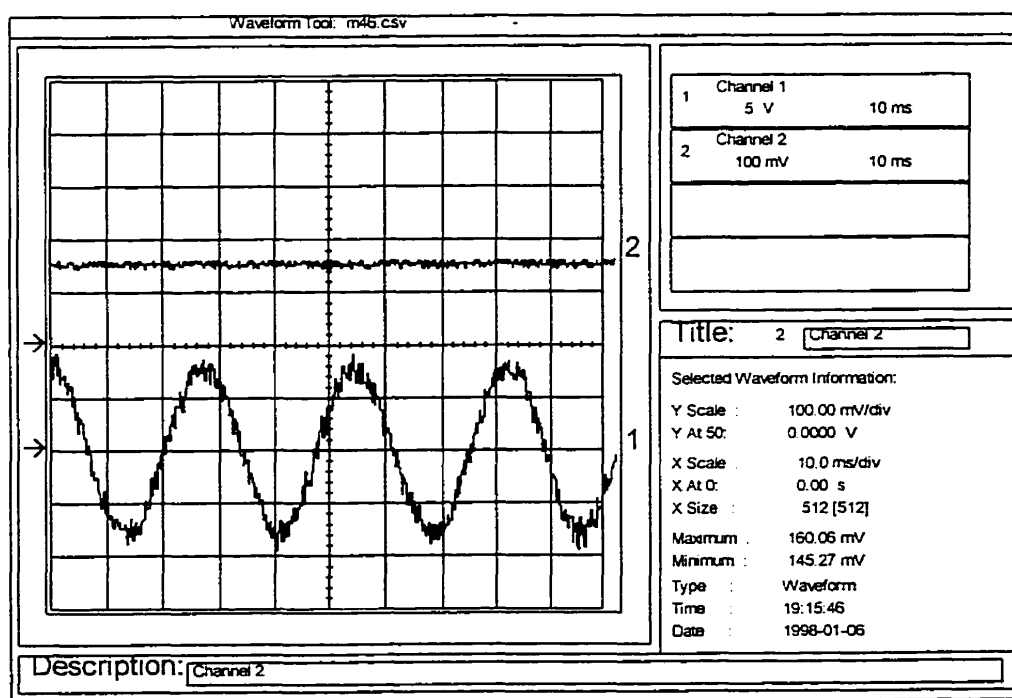


Figure 4.19 Courant dans la machine (Canal1: 1A/V)
et constante de temps rotorique (Canal2: 1s/V) - 75 min après le démarrage

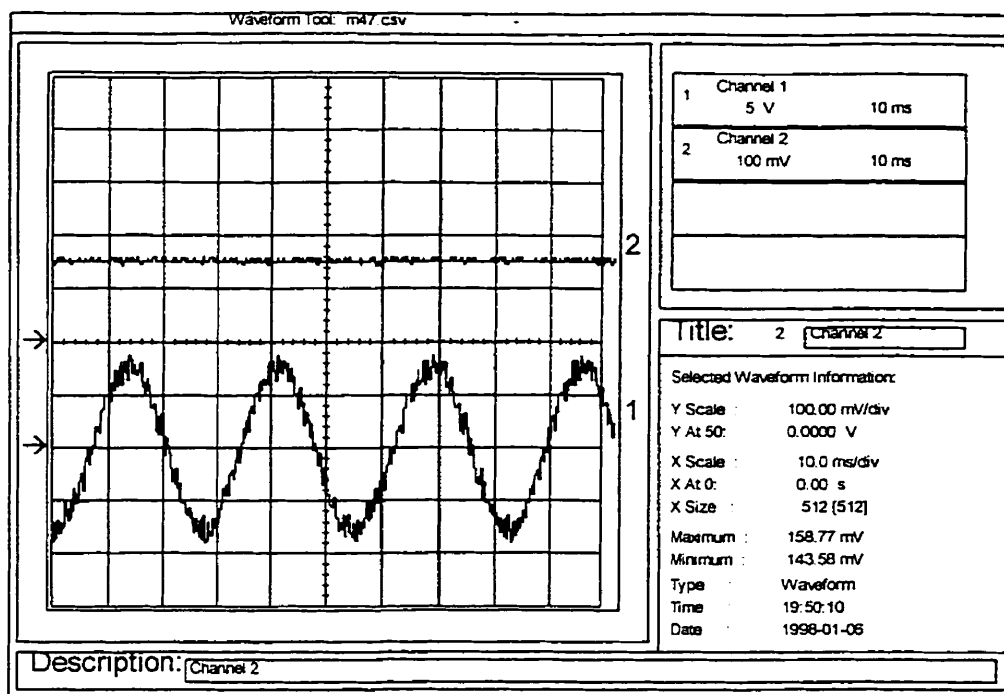


Figure 4.20 Courant dans la machine (Canal1: 1A/V)
et constante de temps rotorique (Canal2: 1s/V) - 110 min après le démarrage

Les différentes valeurs de la constante de temps mesurée et de la résistance rotorique, calculée en supposant une inductance rotorique constante, sont récapitulées au tableau 4.2 en fonction du temps.

Tableau 4.2 Variation de la constante de temps rotorique en fonction du temps

Temps (min)	τ_r (msec) mesurée	R_r (m Ω) calculée
0	174,24	417,14
75	152,67	476,08
110	151,18	480,77

Les relevés expérimentaux du flux statorique (capteur magnétique) et de l'amplitude du flux rotorique estimé (voir figure 4.3), réalisés aux mêmes instants que ceux de la constante de temps rotorique montrent bien qu'ils demeurent constants à leur valeurs de consigne. L'adaptation de l'entraînement vis à vis de la variation de la constante de

temps rotorique est donc réalisée. Les figures 4.21 et 4.22 montrent les flux dans la machine. Ces relevés ont été effectués respectivement 75 min et 110 min après le démarrage de la machine, pour une consigne du flux rotorique égale à celle du flux nominal. Sur ces tracés, on peut voir clairement que le flux rotorique dans la machine est établi à 527,11 mWb après 75 min et à 526,80 mWb après 110 min ce qui prouve que l'entraînement s'est bel et bien adapté à la variation de la constante de temps rotorique.

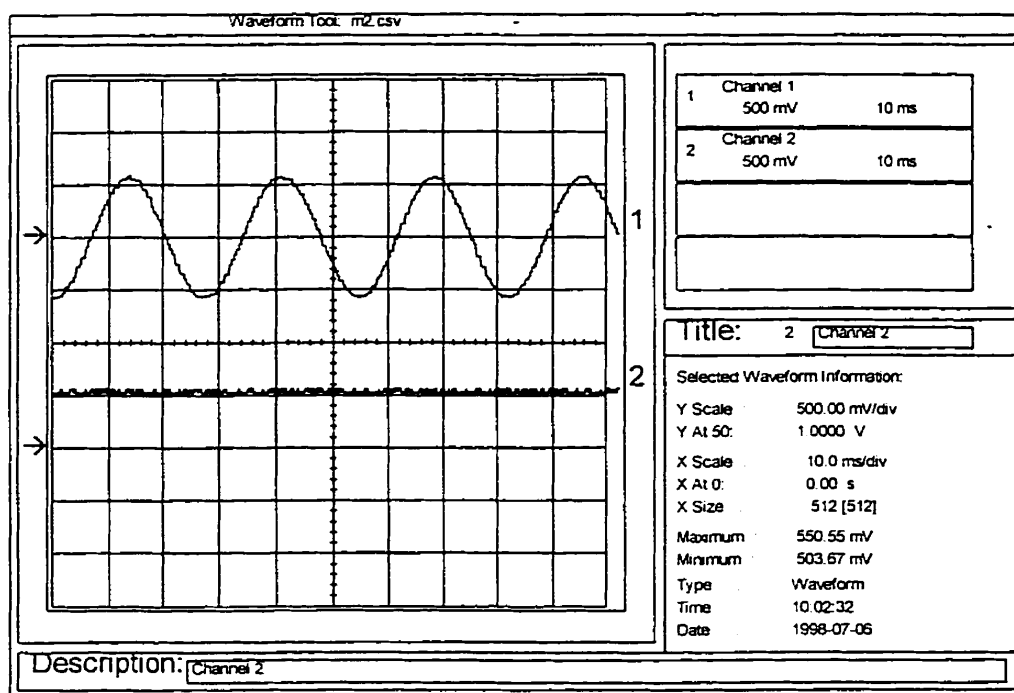


Figure 4.21 Flux statorique mesuré (Canal1: 1 Wb/V)
et amplitude du flux rotorique estimé (Canal2: 1 Wb/V) - 75 min après le démarrage

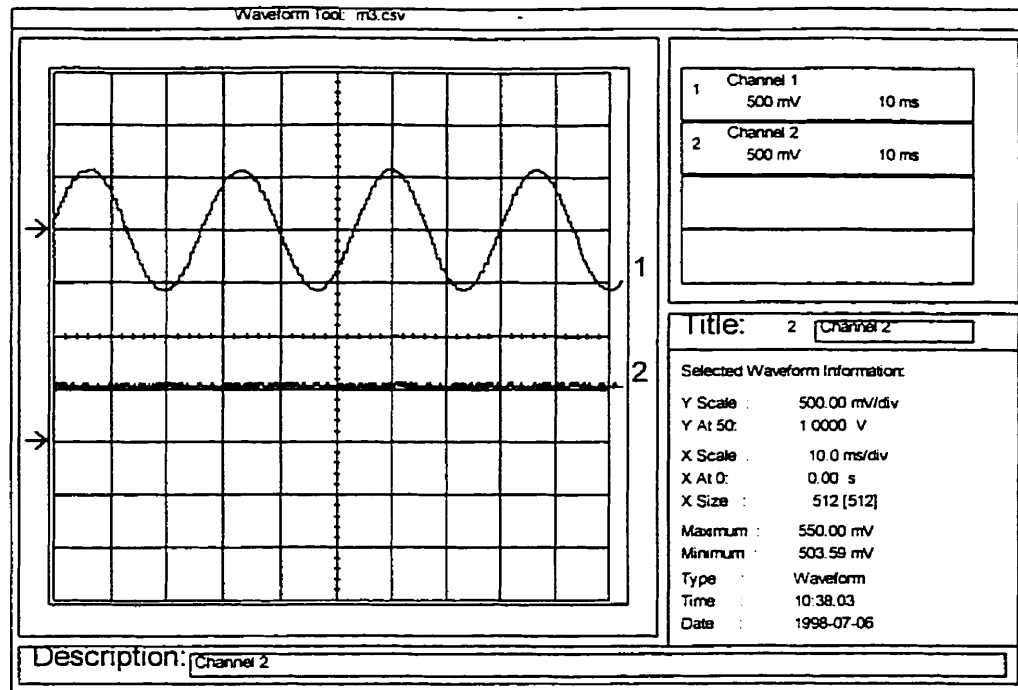


Figure 4.22 Flux statorique mesuré (Canal1: 1 Wb/V)
et amplitude du flux rotorique estimé (Canal2: 1 Wb/V) - 110 min après le démarrage

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la description, les détails et les approches utilisés pour l'implantation expérimentale d'un entraînement à orientation du flux rotorique. Cette implantation a été réalisée à l'aide d'un processeur numérique de signaux.

L'étude du comportement de cet entraînement vis à vis de la variation de la constante de temps rotorique a été présentée et confirmée par les différents résultats relevés sur le prototype réalisé. Nous avons, en effet, montré la sensibilité de ce type d'entraînement à la variation de la constante de temps rotorique pour confirmer les résultats théoriques, présentés au chapitre III qui sont obtenus par simulation. Pour l'entraînement réalisé, la constante de temps rotorique varie avec l'échauffement de la machine entre 174,24 ms et 151,18 ms sous flux constant. Cette constante de temps correspond donc à une résistance rotorique qui varie entre 417,14 mΩ au démarrage pour se stabiliser vers 480,77 mΩ,

lorsque la température du moteur atteint son régime permanent. Pour le moteur utilisé, cette température se stabilise après 110 min.

Un calcul simple, utilisant le coefficient de température de l'aluminium constituant le rotor de la machine, des résistances rotoriques calculées au démarrage et au régime permanent thermique (110 min), nous donne une élévation de température à partir de la variation de la résistance rotorique de la machine. Le calcul de l'élévation de température donne un $\Delta T = 39\text{ }^{\circ}\text{C}$ entre le démarrage et le régime permanent thermique du moteur, à charge nominale. Cette variation est environ 50% de l'élévation maximale tolérable par le moteur (80°C fournie par le constructeur, voir annexe I).

Il s'agit d'un moteur de construction ouverte, muni de deux ventilateurs aux deux bouts du rotor, qui assurent à cette machine une bonne ventilation.

Pour améliorer les performances de l'entraînement par rapport à la variation de la constante de temps rotorique, le schéma d'adaptation utilisant le modèle dynamique de la machine dans le repère stationnaire a été implanté. Les mesures expérimentales du flux, relevés respectivement au démarrage, 75 min et 110 après le démarrage montrent que celui-ci demeure constant et prouvent que l'adaptation est bien réalisée.

Cette méthode se prête favorablement à une implantation dans les moteurs asynchrones à cage d'usage général. Elle n'utilise, en effet, que les variables mesurables de la machine (deux tensions, deux courants et la vitesse mécanique) et les inductances de la machine à flux nominal. Pour les différents tests, nous avons utilisé un moteur asynchrone à cage doté d'un capteur magnétique du flux installé dans le stator, dans le but de pouvoir valider les résultats obtenus par le schéma d'estimation implanté.

CHAPITRE V

IMPLANTATION D'UN ENTRAÎNEMENT À ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE À L'AIDE DES RÉSEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

5.1 Introduction

L'utilisation des réseaux de neurones artificiels (RNAs) dans la commande des systèmes électroniques de puissance est à l'ordre du jour. Cette technique a démontré sa puissance dans plusieurs autres disciplines tel que la reconnaissance des formes, le filtrage de signaux et le traitement d'images. Les RNAs sont des approximateurs universels de fonctions non linéaires arbitraires. Ils sont capables d'émuler des systèmes dynamiques non linéaires à l'aide de structures multicouches (Haykin, 1994). Les RNAs suscitent de plus en plus d'intérêt dans le domaine de la commande des systèmes électroniques de puissance. On peut en juger par la diversité et le nombre croissant de publications récentes traitant de l'utilisation de ces réseaux en électronique de puissance.

Plusieurs applications à base de RNAs ont, en effet, vu le jour dans le domaine de la commande des convertisseurs de puissance. Quelques exemples de réalisations pratiques rapportées dans la littérature concernent la commande de convertisseurs MLI à imposition de tension ou de courant (Buhl et Lorenz, 1991; Cabrera et al., 1994; Lin et Hoft, 1993), la correction de facteur de puissance (Insleay et al., 1994) et l'élimination d'harmoniques (Trzynadlowski et Legowski, 1992). Dans le domaine des entraînements à vitesse variable, les RNAs ont été utilisés dans l'identification (Weerasooriya et El-Sharkawi, 1991; Wishart et Harley, 1995), la commande (Bates et al., 1993; Narendra et Parthasarathy, 1990 et Weerasooriya et El-Sharkawi, 1991), l'adaptation de régulateurs (Consoli et al., 1994; Kung et al., 1995 et Texeira et al., 1992), l'estimation [20,23,70] (Ba-razzouk et al, 1996 et 1997; Simões et Bose, 1995) et le diagnostic de défauts (Filippetti et al., 1995).

Poursuivant dans la même voie on se propose d'appliquer cette technique dans les régulateurs à découplage de la machine effectuant une orientation du flux. Pour ce faire,

nous présenterons dans ce chapitre les résultats obtenus pour trois RNAs qui ont été développés pour implanter des commandes vectorielles du moteur asynchrone à cage. Le premier RNA est dédié à l'estimation du flux dans la machine à partir des signaux de tension de courant et de vitesse. La position de ce flux est ensuite déterminée et pourra être utilisée pour implanter une commande vectorielle directe. Le deuxième réseau est entraîné pour identifier la dynamique inverse du moteur asynchrone à cage. Le résultat de cette identification est mis à profit pour implanter une commande vectorielle indirecte. Les aspects de développement, les résultats de simulation et les considérations d'implantation de ces deux réseaux ont été publiés par Ba-razzouk et al. (1997). Le troisième RNA développé réalise une estimation de la constante de temps rotorique dans le but d'adapter les entraînements à flux rotorique orienté vis à vis de la variation des paramètres. Les aspects de développement de ce RNA ont été communiqués en 1996 (Ba-razzouk et al., 1996).

5.2 Utilisation des RNAs multicouches dans un entraînement vectoriel

Parmi les différents réseaux de neurones et leurs algorithmes associés, notre choix s'est porté sur l'étude des réseaux de neurones continus multicouches.

Ce type de réseaux possède d'excellentes caractéristiques dans l'estimation et le traitement des signaux. Dans notre application, nous avons développé trois RNAs qui pourront être utilisés dans la réalisation d'une commande de haute performance des moteurs asynchrones à cage, commandés par la méthode d'orientation du flux dans la machine. Les RNAs que nous avons utilisés sont des réseaux multicouches, simples (les neurones d'une couche ne sont connectés qu'aux neurones de la couche suivante) et chaque neurone est connecté à la totalité des neurones de la couche suivante. Le réseau est constitué d'une couche d'entrée, d'une couche cachée et d'une couche de sortie. Nous avons aussi essayé des réseaux à deux couches cachées, mais les résultats et les temps d'apprentissage sont très comparables, pour le même nombre de neurones, à ceux

obtenus pour une couche cachée. Les neurones utilisés dans les RNAs développés sont des neurones continus (sigmoïdaux et linéaires).

La méthodologie utilisée consistait à préparer une banque de données assez représentative. Cette banque devait prendre en considération le maximum d'informations sur les différents modes de fonctionnement de l'entraînement, s'inscrivant dans gamme où il sera appelé à opérer. Une fois cette banque de données préparée et normalisée, une partie représentant 20 %, est retenue pour tester la généralisation du réseau pour les données jamais apprises. Le 80% restant est utilisé comme banque de données d'apprentissage qui servira à adapter les poids et les polarisations du RNA. Comme le but que nous avons visé est de réaliser des RNAs capables de bien généraliser, la structure des RNAs a été développée en suivant la procédure de validation croisée proposée par Haykin (1994). Une fois la banque de données d'apprentissage et la structure du RNA déterminées, la phase d'apprentissage est lancée à l'aide de la boîte à outils réseaux de neurones du logiciel MATLAB (Mathworks, 1994). Au cours de cette phase d'apprentissage, on procède régulièrement à la vérification de la généralisation du réseau. Au début de cette phase, l'erreur d'apprentissage et celle de généralisation diminuent au fur et à mesure que le nombre d'itérations augmente. Cependant, à partir d'un certain nombre d'itérations, l'erreur de généralisation commence à croître tandis que celle d'apprentissage continue à diminuer. Ceci est dû au fait que le RNA commence apprendre par coeur les données d'apprentissage (mémorisation). Comme le but visé est de développer des RNAs qui généralisent, il faut que la phase d'apprentissage soit arrêtée dès que l'erreur de généralisation commence à croître. Si les deux erreurs sont loin de l'erreur désirée, on ajoute quelques neurones et on relance la phase d'apprentissage jusqu'à l'obtention d'un bon compromis entre les erreurs désirées, d'apprentissage et de généralisation (figure 5.1).

Une fois le RNA a convergé vers une erreur acceptable, les poids et les polarisations optimaux sont sauvegardés.

Ces paramètres sont utilisés dans l'implantation pratique des différents régulateurs sur le processeur numérique de signaux.

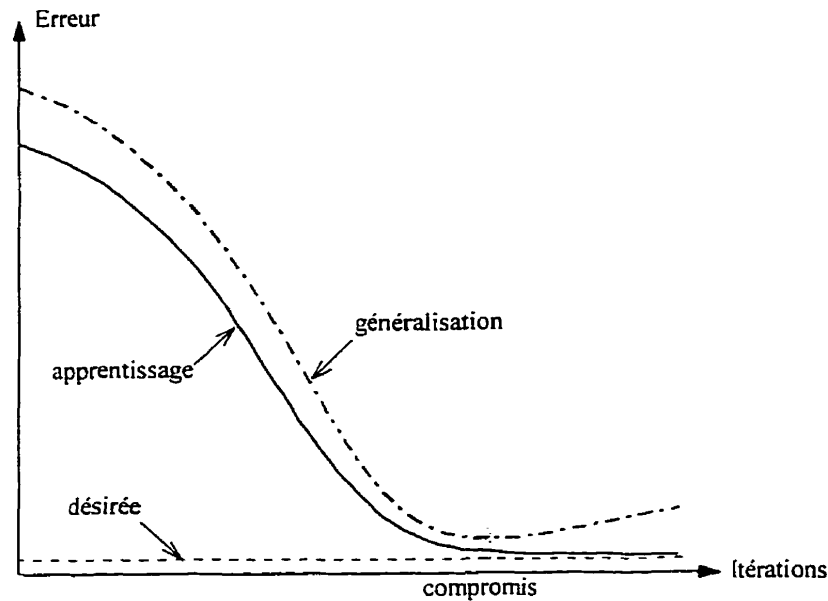


Figure 5.1 Technique d'apprentissage d'un RNA à généralisation

5.3 Réseau de neurones pour l'estimation et l'adaptation de la constante de temps rotorique

Vue la complexité des estimateurs de la constante de temps rotorique présentés au chapitre III et la quantité des calculs impliqués dans ceux-ci, une implantation à l'aide des RNAs semble intéressante. L'étude d'un RNA estimateur de la constante de temps rotorique, basé sur le modèle de la machine en régime permanent présenté au chapitre III, a été communiquée à la référence (Ba-razzouk et al., 1996). Cette référence a aussi présenté l'utilisation de ce réseau dans l'adaptation d'un entraînement à flux rotorique orienté.

5.3.1 Développement du réseau de neurones

Un réseau de neurones a été entraîné pour estimer en ligne la variation de la constante de temps rotorique en utilisant des mesures de la vitesse, des tensions et des courants statoriques ($v_{ds}^s, v_{qs}^s, i_{ds}^s, i_{qs}^s, \Omega$).

Les signaux d'apprentissage du réseau ont été préparés à partir du modèle de phase de la machine dans lequel nous avons programmé des variations de la résistance rotorique. De plus, les données du relevé expérimental de la caractéristique de magnétisation de la machine ont servi à l'élaboration d'un modèle qui tient compte de la saturation. Pour chaque variation de la résistance rotorique, la constante de temps rotorique est calculée et stockée. Une banque de données a donc été construite à partir des signaux d'entrée $(v_{ds}^s, v_{qs}^s, i_{ds}^s, i_{qs}^s, \Omega)$ et de sortie τ_r du réseau. Dans la préparation de cette banque de données, différentes conditions de fonctionnement (couple et flux variables) ont été simulées. Pour le couple, des fonctionnements dans les deux sens de rotation et même à l'arrêt ont été simulés.

Il est à noter que l'apprentissage pourrait aussi être réalisé avec des signaux réels captés au laboratoire si on arrive par un moyen ou un autre à varier la valeur de la constante de temps rotorique. Ceci est plus simple dans le cas d'une machine à rotor bobiné, à laquelle on peut facilement appliquer des variations de la résistance rotorique.

Chaque valeur de la constante de temps correspond donc à une combinaison bien précise des signaux d'entrée. Le rôle du réseau de neurones artificiel est donc de pouvoir détecter dans les modifications imposées aux signaux d'entrée, suite à la variation de la résistance rotorique, la valeur de la constante de temps au niveau de la machine.

Une fois cette banque de donnée préparée, elle a été subdivisée de façon aléatoire en deux sous-ensembles, un pour l'apprentissage dont la taille représente 80% de cette banque de données et un autre représentant environ 20% a été réservé pour tester la généralisation du réseau pour les données jamais apprises. La banque de données préparée comporte 5000 combinaisons signaux d'entrée - constante de temps rotorique, ce qui représente une banque de taille raisonnable pour l'apprentissage des RNAs.

5.3.2 Contraintes associées à l'apprentissage des RNA

La phase d'apprentissage a été réalisée grâce à la boîte à outils réseaux de neurones du logiciel MATLAB (Mathworks, 1994). La stratégie d'apprentissage que nous avons utilisée consistait à combiner l'action de deux algorithmes d'apprentissage. On commence donc cette phase par l'utilisation de l'algorithme de la rétropropagation du gradient, avec momentum et adaptation du taux d'apprentissage (`trainbpx`) et on la termine avec celui de la rétropropagation du gradient utilisant l'algorithme de Levenberg-Marquardt (`trainlm`). Ce dernier algorithme (Hagan et al., 1994), tel que présenté par les concepteurs de la boîte à outils réseaux de neurones de MATLAB, permet de réaliser des phases d'apprentissage plus accélérées. Dans notre travail, nous avons noté que cette caractéristique est vraie dans la mesure où la banque de données n'est pas trop importante, ce qui nous a amené à combiner l'action des deux algorithmes. Nous avons donc procédé de cette manière puisque nous avons constaté la rapidité de "`trainbpx`" lorsque l'erreur est importante (comme c'est le cas au début de chaque phase d'apprentissage). Une fois cette erreur devient suffisamment faible, "`trainbpx`" devient excessivement lent. L'algorithme "`trainlm`" est fondamentalement lent vu la quantité de calculs effectués et notamment lorsque les données d'apprentissage sont importantes, mais il permet de décroître l'erreur d'apprentissage en peu d'itérations comparé à "`trainbpx`".

Le nombre total d'itérations se répercute donc sur le temps d'apprentissage requis pour atteindre la précision souhaitée du réseau de neurones et de l'algorithme d'apprentissage utilisé. L'algorithme "`trainlm`" est basé sur un algorithme d'apprentissage complexe utilisant des calculs matriciels de dérivées première et seconde des erreurs, très consommateurs en temps de calcul. Le temps d'apprentissage devient, de ce fait, dépendant aussi des performances de la machine utilisée pour effectuer cette phase. Nous avons noté un temps d'apprentissage 5 fois moindre lorsque le processus d'apprentissage a été réalisé sur une station de travail (HP-660, 300 MHz, 96 Mb de mémoire vive) et

que cette tâche occupait environ 95% des performances de la machine, comparativement à un ordinateur personnel (133 MHz, 32 Mo de mémoire vive).

Deux structures de réseaux de neurones ont été testées pour l'estimateur de la constante de temps rotorique, un réseau à une couche cachée et un autre à deux couches cachées. Les réseaux testés présentent respectivement des structures (5-4-4-1) et (5-8-1), avec des neurones sigmoïdaux. Vue l'importance de la banque de données, le temps d'apprentissage a été assez long. Cela nous a pris 125,000 itérations pour atteindre une erreur quadratique totale de 6.18×10^{-4} pour le réseau à deux couches cachées et de 5.70×10^{-4} pour le réseau à une couche cachée.

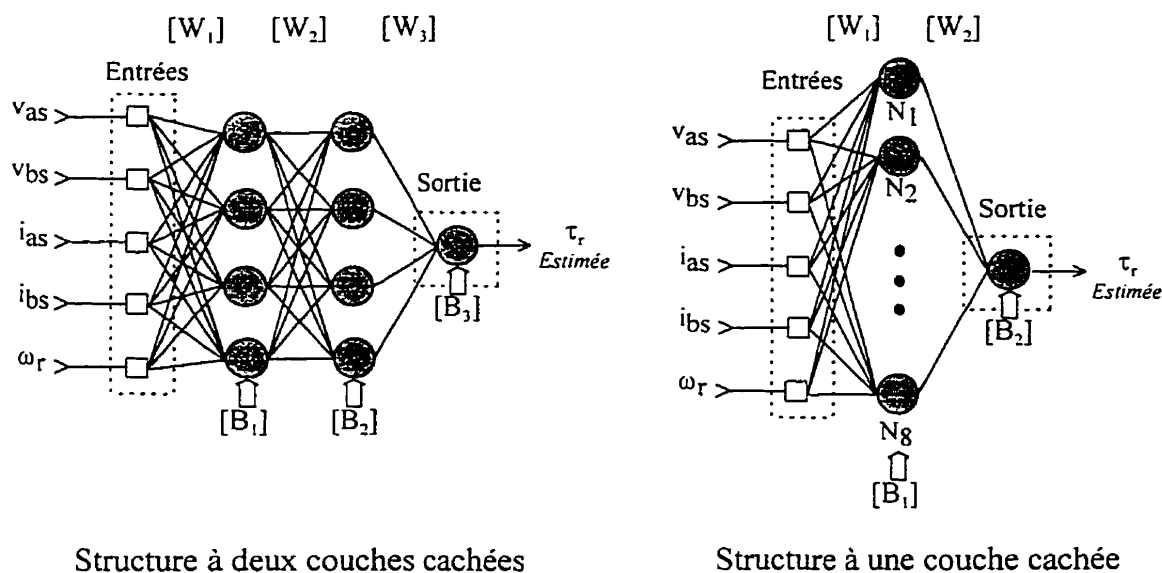


Figure 5.2 Réseaux de neurones développés

Les deux structures de réseaux de neurones développées présentent, à peu près, les mêmes performances avec une erreur quadratique légèrement inférieure dans le cas de la structure à une couche cachée. C'est cette dernière que nous avons retenue pour la suite des travaux.

5.3.3 Résultats d'estimation de la constante de temps rotorique

La figure 5.3 présente les résultats d'estimation de la constante de temps rotorique réalisée par un réseaux de neurones à une couche cachée. Ce résultat est présenté pour un entraînement à orientation du flux rotorique fonctionnant à consignes nominales du flux et du couple et dans lequel nous avons programmé une résistance rotorique qui varie entre 100% et 200% par pas de 25%.

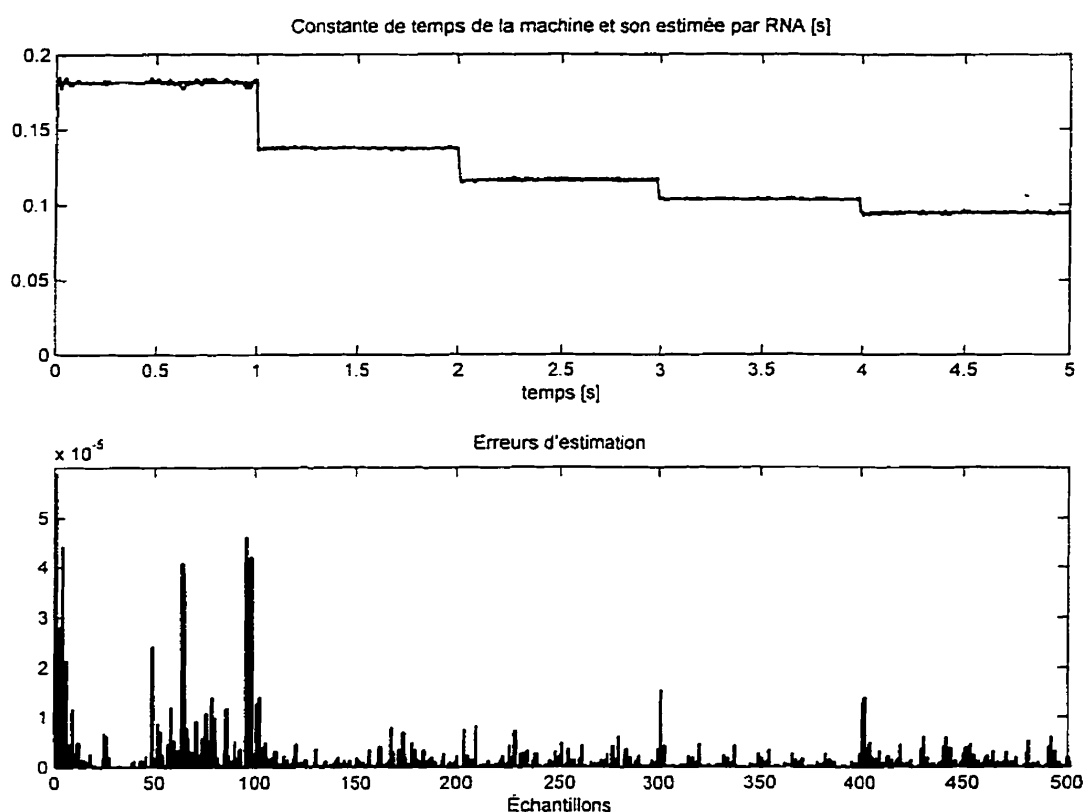


Figure 5.3 Résultats d'estimation de la constante de temps rotorique
et erreurs d'estimation

5.3.4 Résultats de simulation pour le schéma d'adaptation de la constante de temps rotorique

Le réseau de neurones à une seule couche cachée développé dans la section 5.3.2 a aussi été utilisé pour adapter un entraînement à orientation du flux rotorique vis à vis de la

variation de la résistance rotorique. La constante de temps rotorique estimée par ce RNA est utilisée pour corriger la consigne du glissement au niveau du régulateur vectoriel. Le modèle SIMULINK de l'entraînement, développé à l'aide de la librairie du module SIMUSEC (Ba-razzouk et al., 1993) est montré aux figures 5.4 et 5.5 où l'on peut noter l'existence de l'estimateur de la constante de temps rotorique à base de RNA. La figure 5.4 montre cet entraînement réalisé avec un régulateur conventionnel d'orientation du flux rotorique, tandis que la figure 5.5 montre cet entraînement réalisé avec un deuxième RNA qui effectue le découplage de la machine.

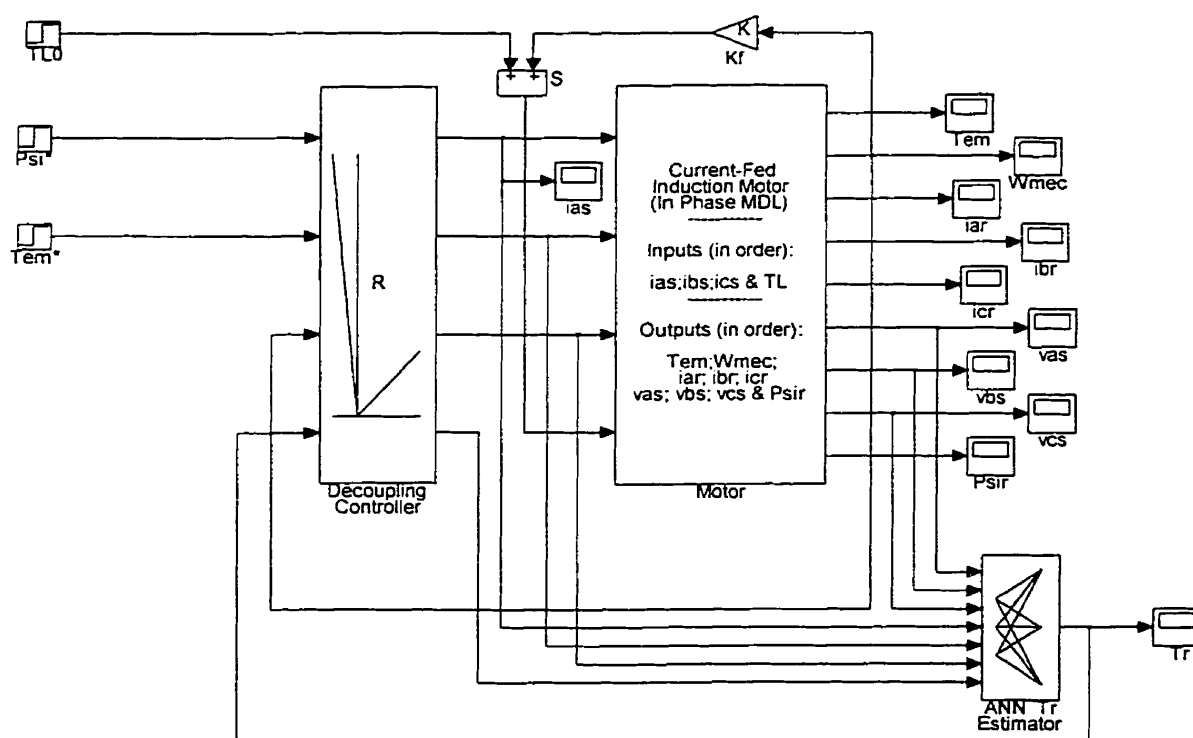


Figure 5.4 Modèle SIMULINK d'une CV-INDIRECTE avec adaptation de τ_r par RNA

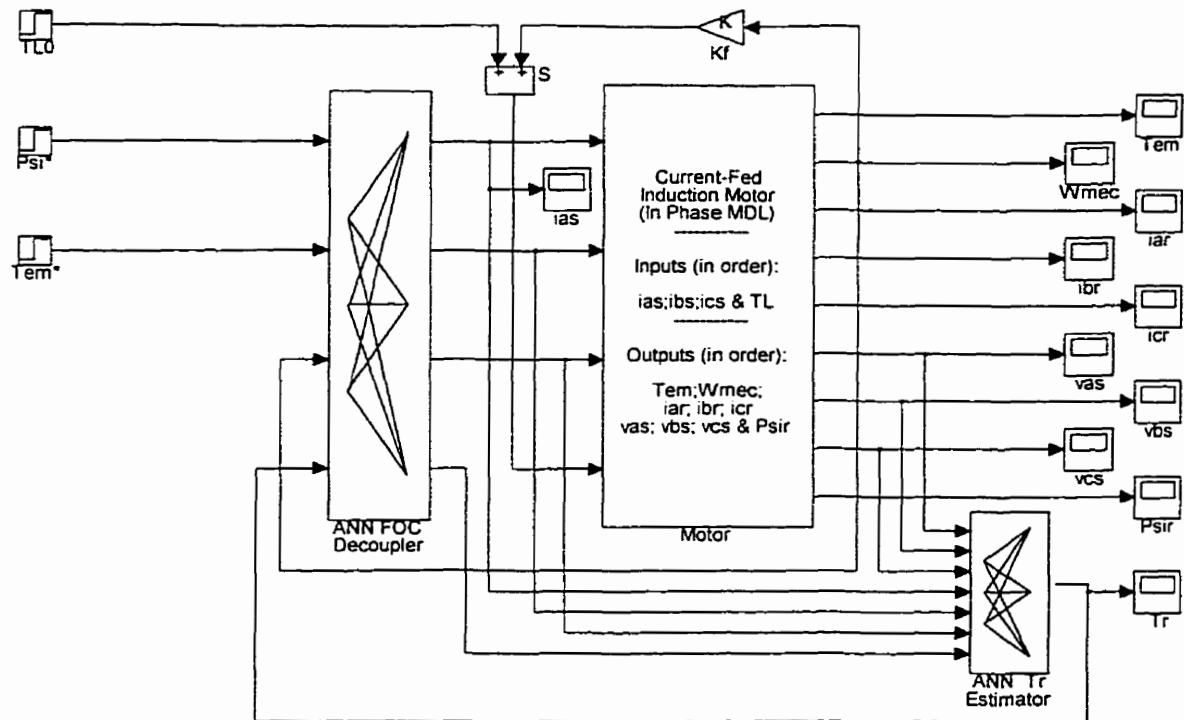


Figure 5.5 Modèle SIMULINK d'une CV-INDIRECTE par RNA
avec adaptation de τ_r par RNA

Les résultats de simulation obtenus pour la CV-INDIRECTE du flux rotorique avec adaptation de la constante de temps rotorique par RNA sont montrés à la figure 5.6. On démarre l'entraînement en utilisant une résistance rotorique égale à la résistance rotorique donnée par le constructeur. Une variation de 100% de la résistance rotorique a été appliquée au modèle de la machine entre les temps $t = 2$ s et $t = 4$ s. Après $t = 4$ s la perturbation est enlevée et la résistance rotorique est ramenée à sa valeur nominale.

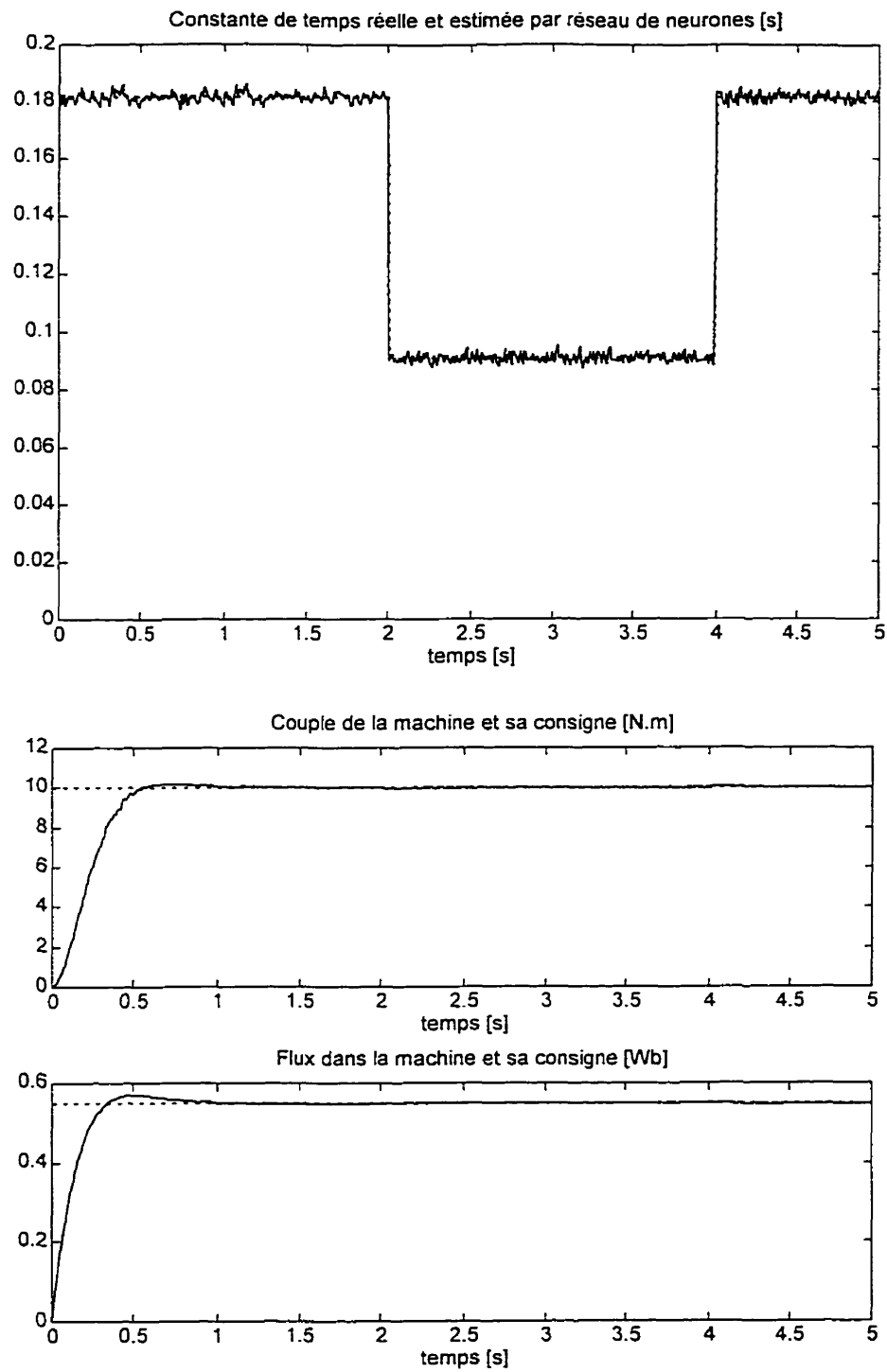


Figure 5.6 Résultats de simulation d'une CV-INDIRECTE du flux rotorique avec adaptation de la constante de temps rotorique par RNA

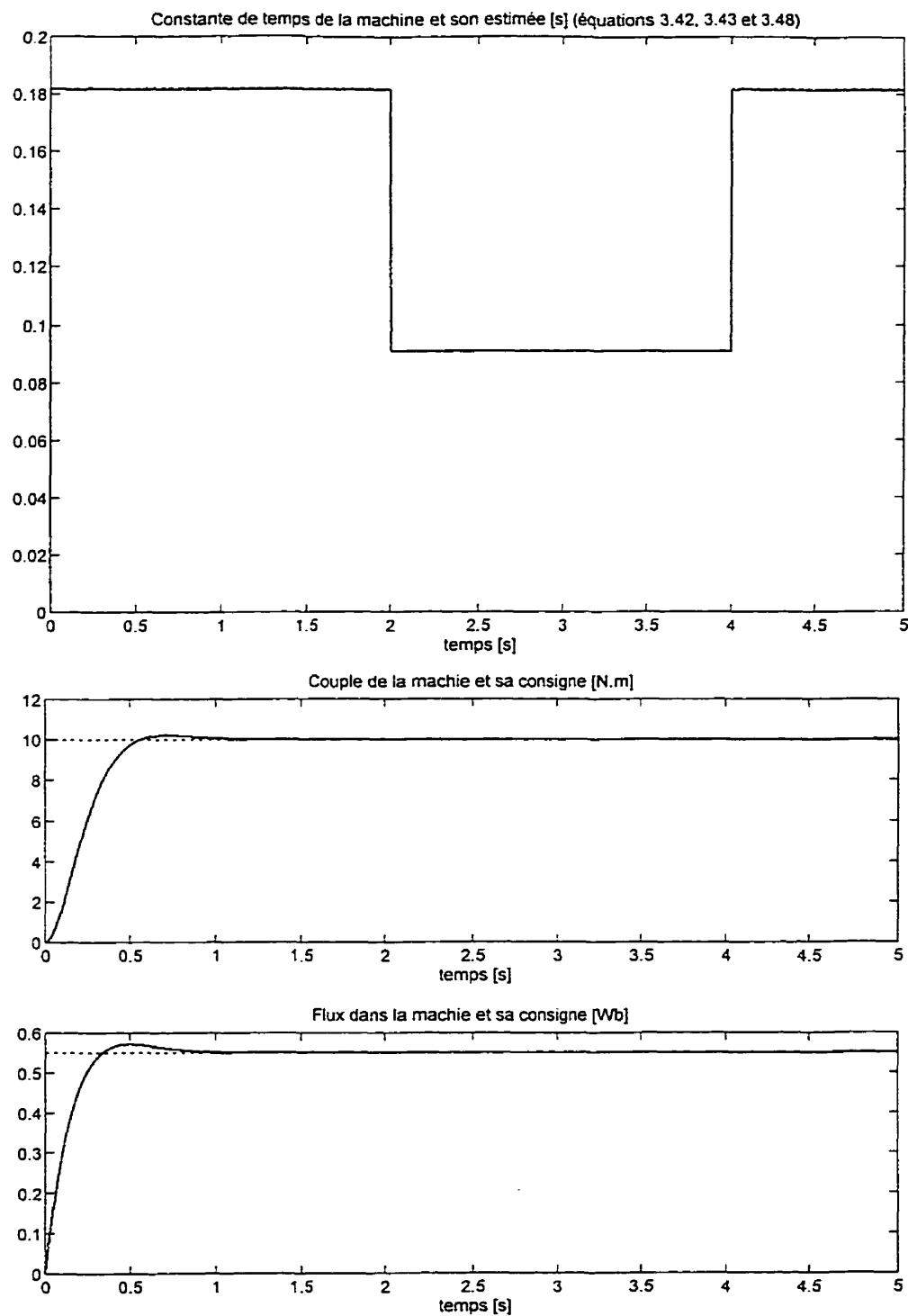


Figure 5.7 Résultats de simulation d'une CV-INDIRECTE du flux rotorique avec adaptation de la constante de temps rotorique (équations 3.42, 3.43 et 3.48)

On peut voir sur cette figure le comportement transitoire de l'estimateur de la constante de temps rotorique à base de RNA. On peut aussi constater qu'il répond de façon précise et instantanément à la variation indicielle appliquée à la constante de temps rotorique. Les courbes du flux et du couple demeurent à leurs consignes respectives malgré la perturbation de 100% appliquée à la résistance rotorique. Ceci prouve que le processus d'adaptation de ce paramètre est effectivement réalisé et que le découplage est maintenu, vu que le couple et le flux dans la machine demeurent à leur consignes respectives. Les variations indicielles ont été utilisées ici dans le but de vérifier la performance dynamique du schéma d'estimation. Cependant en pratique la constante de temps rotorique varie de façon exponentielle avec l'échauffement de la machine.

La figure 5.7 montre les mêmes résultats obtenus par utilisation directe des équations 3.42, 3.43 et 3.48. Des résultats similaires sont obtenus par l'implantation de deux RNAs: un pour le découplage et un autre pour l'estimation de τ_r (Figure 5.5).

5.3.5 Comparaison des performances de l'estimateur implanté par RNA versus l'estimateur implanté par les équations

5.3.5.1 Avantages liés à l'estimateur RNA

À chaque itération du programme d'estimation de la constante de temps rotorique, l'estimateur basé sur un RNA utilise un calcul matriciel poids×signaux d'entrée, soit la multiplication d'une matrice (8×5) par un vecteur (5×1). Le résultat de ce calcul est ensuite transféré à une logique réalisant la fonction de décision. Il s'agit d'une table pré-calculée avec 512 points. La lecture des cases de cette table s'effectue 8 fois pour fournir les sorties des neurones de la première couche cachée. Un deuxième calcul, réalisant un produit scalaire (vecteur à 8 éléments par un autre vecteur à 8 éléments) est effectué. Ce second calcul fournit donc une seule sortie, qui sera utilisée par la logique de repérage dans la table pour déduire la sortie du réseau global (constante de temps estimée), dans ce cas une seule lecture est effectuée.

On peut donc constater le peu d'opérations impliquées dans cet estimateur, ce qui se traduirait en un temps d'exécution assez rapide surtout quand ces opérations sont implantées sur des processeurs optimisés pour ce genre de calculs comme c'est le cas des processeurs numériques de signaux. Le calcul d'un produit matriciel (8×5) par (5×1) , puis addition d'offsets s'effectue avec 54 opérations sur le TMS320C31. Le produit scalaire de deux vecteurs de dimension (1×8) par (8×1) et addition d'un offset utilise 18 opérations sur le TMS320C31, tandis que la logique de la fonction de décision, telle qu'elle a été implantée utilise une logique qui s'exécute au pire des cas en 19 opérations dont chacune ne nécessite qu'un cycle machine de 60 ns.

5.3.5.2 Inconvénients liés à l'estimateur RNA

Le principal inconvénient lié à cette méthode sera toujours la question de détermination d'un réseau optimal pour une application donnée. Cette limitation se manifeste de deux façons: la taille de la banque de données requise dans le développement du réseau de neurones et la détermination de la structure de ce réseau de neurones (le nombre de paramètres ou de degrés de libertés ajustables). Il n'y a pas de réponse disponible pour cette question. La plupart des applications à base de RNAs commencent par le choix d'une certaine structure, sur laquelle un apprentissage est lancé. Si l'apprentissage avec cette structure ne semble pas vouloir converger ou prend trop de temps pour cela, la taille du réseau est augmentée de quelques neurones et le processus est relancé jusqu'à l'atteinte des objectifs. Dans ce cas, la capacité du réseau du point de vue estimation doit être plus significative dans la banque d'apprentissage. Cette banque doit en effet contenir assez d'information sur les différents scénarios dans lesquels le RNA sera appelé à fonctionner, en espérant qu'il saura bien généraliser pour donner des réponses satisfaisantes lors des situations qui n'ont pas été prévues dans l'ensemble d'apprentissage ni dans celui de la généralisation. Ceci pose un dilemme et impose des compromis: quelque soit la taille de l'ensemble de données d'apprentissage, il ne pourra jamais couvrir tous les cas de figure et d'imprévus qui peuvent se présenter. Avec une

banque de données assez importante, le RNA possédera plus d'expérience, mais n'atteindra jamais la perfection. Un autre problème auquel on se confronte rapidement c'est le temps d'apprentissage excessif. Ce temps augmentera non seulement avec la taille du RNA mais aussi avec la taille de la banque de données utilisée dans son développement.

5.3.5.3 Avantages liés à l'estimateur implanté sous forme d'équations

L'avantage que nous voyons est que l'implantation des équations 3.42, 3.43 et 3.48 peut se faire directement sur un processeur numérique pour valider ses performances. Vue les capacités des processeurs numériques de signaux en terme de puissance de calcul, cette implantation pourrait être facilement intégrée dans un processus fonctionnant en temps réel. De plus, à l'encontre de la méthode par RNAs, ce type d'implantation ne nécessite aucun temps d'apprentissage. Le développement nécessite seulement le temps de codage des équations.

5.3.5.4 Inconvénients liés à l'estimateur implanté sous forme d'équations

L'inconvénient que nous voyons à l'estimateur de la constante de temps rotorique implanté selon les équations 3.42, 3.43 et 3.48 est la complexité de ces équations en terme d'implantation, vue la quantité de calculs impliquée. Cela pourrait être problématique dans le cas d'implantations dans des processeurs moins performants en terme de capacité et de rapidité des calculs. Dans notre application, l'utilisation d'un processeur numérique des signaux n'a pas vraiment mis en évidence cette limitation. Les dérivées ont été calculées en utilisant l'algorithme d'Euler inverse (1er ordre). Les tensions et courants mesurés sont convertis en composantes directe et quadrature à l'aide de la transformation de Park dans le repère stationnaire. Les différentes intégrations ont été effectuées à l'aide de l'algorithme d'Euler inverse (1er ordre).

L'implantation sur le processeur numérique du signal a montré que cet estimateur s'exécute en dedans de 400 μ s ce qui est largement suffisant si on considère la variation de la constante de temps rotorique qui se chiffre en dizaines de minutes.

5.3.5.5 Performances comparatives au niveau d'un même processeur numérique

La logique d'estimation de la constante de temps rotorique a été implantée en utilisant les équations 3.42, 3.43 et 3.48. Les résultats sont fournis au chapitre 4. Nous avons aussi indiqué que la période d'échantillonnage de cet algorithme était de 400 μ s.

La logique d'estimation a été de nouveau implantée à l'aide de la structure du réseau de neurones décrit au paragraphe 5.2.1. La période d'échantillonnage dans ce cas est de 350 μ s. Il ne faut pas oublier que le système utilisé fonctionne de façon séquentielle ce qui nous prive du parallélisme inhérent des RNAs. On gagnera sûrement en vitesse de calcul si le réseau est implanté avec une architecture parallèle (Adaptive solutions, 1994) ou à l'aide d'un processeur spécialisé (Intel, 1992). Il faudrait se rappeler à ce niveau que les implantations à base de processeurs numériques de signaux de structures RNAs, constituent une solution à coût modéré. Les performances en temps de calcul donneraient certainement avantage pour un recours aux RNAs en sachant que l'implantation directe des équations ne pourrait être effectuée que de façon séquentielle.

Encore une fois, il faudrait préciser que tout dépend de l'application envisagée. Dans le cas de l'estimation de la constante de temps rotorique, la rapidité des calculs n'est pas une priorité puisque la variation de ce paramètre se chiffre en minutes. Dans ce cas, l'algorithme d'estimation peut être implanté d'une façon comme de l'autre et utilisé en temps réel dans le processus d'adaptation. Cependant, dans des applications plus rapides, il faudrait disposer de calculateurs puissants afin de rencontrer les exigences des cahiers des charges.

Finalement, si l'on compare la précision des deux implantations par rapport à la précision atteinte par simulation sur SIMULINK, les deux méthodes nous ont offert des résultats avec au pire des cas 5 % d'écart. Notons aussi qu'à ce niveau, les capteurs de tension et de courant utilisés possèdent une précision de 0,8 % et 0,5 % respectivement. La précision du capteur de vitesse est de (1/256) tours. Dans les deux implantations, les

calculs sont réalisés en double précision sous 32 bits, alors que la précision des convertisseurs analogique/numérique est de 12 bits.

5.4 RNA pour l'estimation du flux rotorique

Des mesures de tension, de courant et de la vitesse mécanique ($\vec{V}_s, \vec{I}_s, \Omega$) sont recueillis de la machine en fonctionnement. Ces signaux sont utilisés avec ceux issus de la simulation, pour développer un RNA dont le rôle sera d'estimer le flux rotorique dans le moteur. Dans cette méthode, les signaux obtenus par simulation sont confirmés par les mesures effectuées directement sur la machine. Les mesures du flux statorique obtenus à l'aide d'un capteur magnétique, sont utilisés pour déterminer le flux rotorique instantané, à l'aide des équations (1.32) et (1.33). Les signaux résultants sont ensuite utilisés pour valider les signaux obtenus par simulation pour cette variable.

Le modèle utilisé pour simuler la dynamique de la machine tient compte de la courbe de magnétisation, relevée expérimentalement pour représenter la saturation. Le régime de démarrage sous différentes conditions de charge (0 p.u., 1 p.u. et 1,33 p.u.) ont été simulés pour les deux sens de rotation et une banque de données d'apprentissage a été ainsi établie. À l'aide de cette banque de signaux, un RNA est ensuite élaboré. Les signaux présentés au RNA sont la vitesse, deux tensions et deux courants statoriques ($v_{ds}^s, v_{qs}^s, i_{ds}^s, i_{qs}^s, \Omega$) alors que les signaux désirés à sa sortie sont les deux flux rotoriques (Ψ_{dr} et Ψ_{qr}).

L'estimateur de flux développé servira à réaliser des commandes d'orientation directe grâce à la détermination de la position du flux. La méthodologie de développement et les résultats de simulation obtenus pour ce RNA ont été communiqués par Ba-razzouk et al. (1997). Ces résultats ont été présentés pour deux conditions de fonctionnement. Dans la première le convertisseur source de courant a été idéalisé et les consignes de sortie du régulateur à orientation directe du flux ont été directement appliquées au modèle de la machine. Dans la seconde les phénomènes de commutation et donc les interrupteurs de

puissance, ont fait partie de la simulation. Le but était de pouvoir analyser le comportement du RNA en présence du convertisseur de puissance.

5.5 RNA pour l'identification de la dynamique inverse du moteur

La commande vectorielle indirecte, telle que décrite au chapitre I est basée sur l'identification de la dynamique inverse du modèle du moteur asynchrone à cage.

Un RNA est entraîné pour apprendre le comportement non linéaire d'un régulateur à orientation indirecte du flux rotorique. Ce dernier est basé sur le modèle inverse de la machine utilisant les flux comme variables d'état et alimenté en courant. Les variables d'entrée de ce RNA sont les consignes du flux (Ψ_r^*) et du couple (T_{em}^*) alors que les variables de sortie sont les deux consignes de courant (i_{ds}^*, i_{qs}^*) et la consigne du glissement. La banque de données d'apprentissage consistait à préparer des ensembles (flux fixe, couple variable) où le flux est varié pour chaque ensemble. Les consignes de couple variable varient entre $\pm 1,5$ p.u. du couple nominal tandis que celles du flux varie entre 0,2 p.u. et 1 p.u. par pas de 0,2 p.u.

Nous avons présenté les résultats d'apprentissage et de simulation ainsi que les limitations associées à ce RNA en 1997 (Ba-razzouk et al., 1997) aussi bien pour un fonctionnement idéalisé que pour un fonctionnement tenant compte du convertisseur de puissance. Dans cette référence nous avons aussi présenté les résultats d'une étude comparative des structures des RNAs utilisés.

5.6 Développement d'une méthode d'implantation des RNAs sur DSP

Au cours de notre travail de recherche, nous avons eu l'occasion de développer une sorte de boîte à outils destinée à faciliter l'implantation des structures à base de RNAs sur le processeur numérique de signaux TMS320C31. Cette boîte à outils, que nous avons nommé TMS-NEURALIB a été hautement optimisée grâce à son codage en assembleur. Elle a été programmée de façon à ce qu'elle soit appelée, dans une syntaxe simple, à partir d'un programme principal écrit en langage C. Le but de la TMS-NEURALIB est

de faciliter le passage entre la conception du RNA sur MATLAB et son implantation pratique sur le processeur numérique de signaux.

Dans un but de généralité, l'élément de base de la TMS-NEURALIB est la couche de neurones. On spécifie alors le nombre d'entrées, le nombre de sorties et le type de non linéarité à utiliser. Un réseau de neurone est réalisé par l'interconnexion de deux ou de plusieurs couches. Un neurone simple correspond au cas particulier d'une couche ayant une seule sortie.

Dans le but d'optimiser la vitesse des calculs, les multiplications "Poids×Entrées" et l'addition de "Polarisations" ont été implantées par calcul matriciel en utilisant des instructions qui s'exécutent en parallèle sur le TMS320C31. Le résultat de ces calculs est ensuite passé à un bloc non linéaire représentant la fonction de décision. La sortie de ce bloc constitue la sortie des neurones. À partir d'une certaine valeur, la sortie des neurones est forcée à 1 (saturation). La zone active de la fonction de décision a été implantée par une table de référence avec une logique de lecture de celle-ci. Nous avons aussi exploité la symétrie de ces non linéarités pour n'en implanter que la moitié. L'autre moitié est déduite, à l'aide d'une logique simple, à partir de la symétrie de la fonction de décision utilisée. Dans la TMS-NEURALIB, les non linéarités sigmoïdales sont réalisées avec des tables de 512 points (ce qui équivaut à 1024 points sur toute la plage active de la sigmoïde). La précision atteinte avec ce nombre de points est excellente. D'ailleurs une augmentation de ce nombre n'augmentera pas nécessairement la précision des résultats vu le nombre fini de bits des convertisseurs analogiques/numériques utilisés par le système MX31. Les couches linéaires implantées dans la TMS-NEURALIB utilisent la fonction identité comme fonction de décision.

La méthode d'implantation des systèmes à base de RNAs avec la TMS-NEURALIB consiste à réaliser un apprentissage hors ligne dans l'environnement MATLAB pour déterminer les poids et les polarisations optimaux. Une fois cette phase terminée, un fichier est écrit en langage C pour réaliser ce RNA. L'exemple d'un tel fichier est montré

à la figure 5.8. La compilation de ce code et le téléchargement dans le système de développement s'effectue selon la procédure décrite au chapitre IV.

L'annexe V donne le listage des programmes écrits pour les différentes implantations à base de RNA réalisées à l'aide du processeur TMS320C31.

	Structure du RNA	
	Couche 1	Couche 2
Nomdre d'entrées	n	m
Nombre de sorties	m	o
Poids	W1	W2
Polarisations	B1	B2
Entrées	e	a1
Sorties	a1	a2
Non linéarité	table_st	table_st

Bout de code pour le RNA considéré:
<pre> ... extern double layer_st (); double e[n]; double a1[m]; double a2[o]; double W1[m][n]={...}; double B1[m]={...}; double W2[o][m]= {...}; double B2[o]={...}; main () { ... layer_st(m, n, a1, W1, e, B1 , table_st); layer_st(o, m, a2, W2, a1, B2 , table_st); ... } </pre>

Figure 5.8 Exemple de codage utilisant la TMS-NEURALIB

5.7 Résultats expérimentaux

5.7.1 Résultats de l'estimation de la constante de temps rotorique

Un RNA est entraîné pour estimer la constante de temps rotorique à partir de mesures de la vitesse, de deux tensions et de deux courants statoriques. Ce réseau est constitué de cinq entrées ($v_{ds}^s, v_{qs}^s, i_{ds}^s, i_{qs}^s, \Omega$), huit neurones sigmoïdaux cachés et un neurone sigmoïdal de sortie qui correspond à la constante de temps rotorique estimée. La phase

d'apprentissage du RNA a été réalisée dans MATLAB. Les poids et les polarisations optimaux ont été ensuite utilisés pour programmer le RNA sur le processeur numérique de signaux.

L'essai du réseau a été effectué sur un entraînement alimenté en tension grâce à un onduleur de tension où le rapport V/F a été maintenu constant. Les signaux de tension et de courant à l'entrée du RNA ont été filtrés avant d'être appliqués au calculateur.

Les figures 5.9 et 5.10 montrent les résultats expérimentaux d'estimation de la constante de temps rotorique relevés sur le prototype de laboratoire. La figure 5.9 présente le résultat d'estimation juste après le démarrage, tandis que la figure 5.10 présente la constante de temps rotorique estimée 110 min après le démarrage. Dans les deux cas, la charge du moteur a été fixée à la charge nominale.

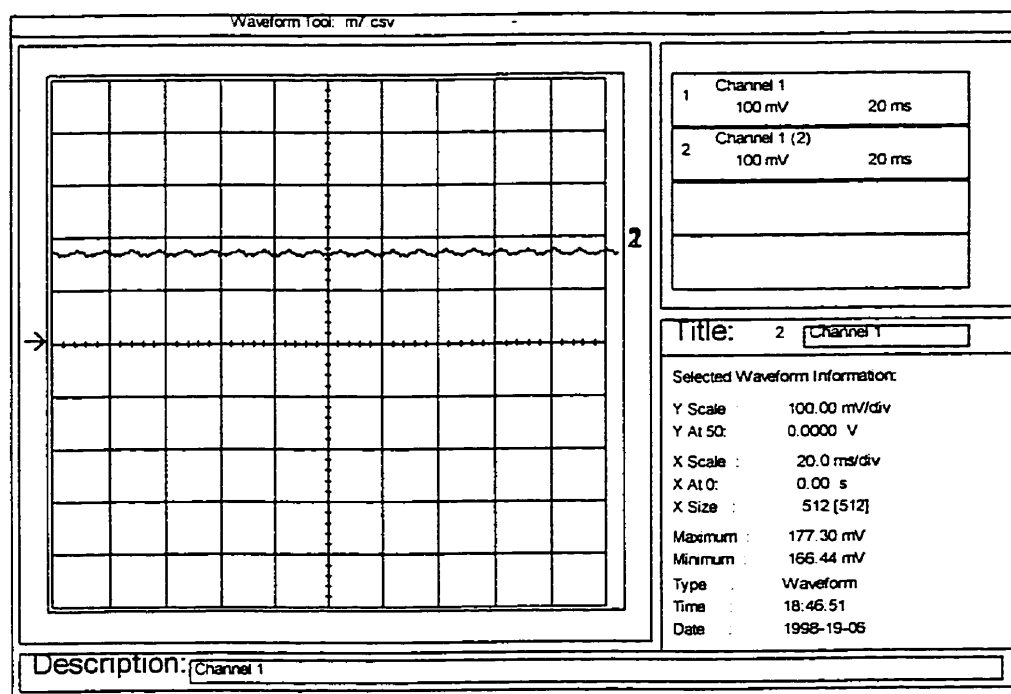


Figure 5.9 Estimation de la constante de temps rotorique par RNA (1 s/V)
Juste après le démarrage

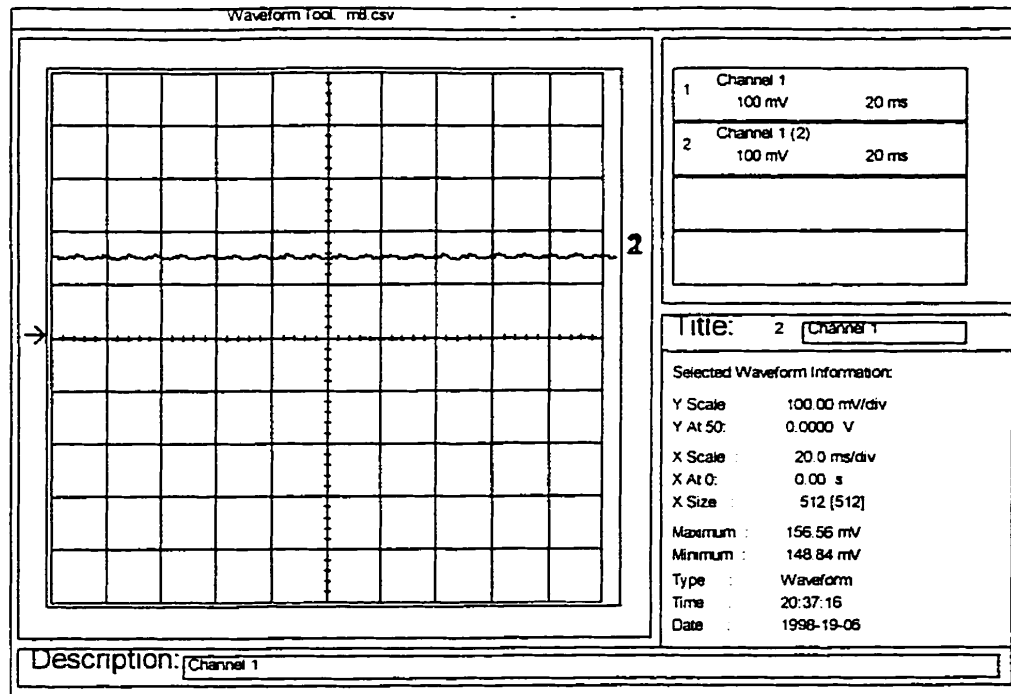


Figure 5.10 Estimation de la constante de temps rotorique par RNA (1 s/V)
110 min après le démarrage

D'après les tracés présentés aux figure 5.9 et 5.10, on peut constater que la constante de temps rotorique estimée par le RNA vaut 171,87 ms juste après le démarrage et qu'elle est de 152,70 ms 110 min après celui-ci dans un cycle de fonctionnement continu. Les résultats obtenus par une implantation directe de la logique d'estimation, présentés au chapitre IV, nous ont donné des valeurs estimées de 174,24 ms et 151,18 ms respectivement pour les mêmes intervalles d'observation.

5.7.2 Résultats d'estimation du flux rotorique

Le RNA estimateur du flux rotorique décrit au paragraphe 5.4 a été implanté sur le processeur numérique de signaux. Il est constitué de cinq entrées ($v_{ds}^s, v_{qs}^s, i_{ds}^s, i_{qs}^s, \Omega$), douze neurones sigmoïdaux cachés et deux neurones sigmoïdaux de sortie (Ψ_{dr}^s, Ψ_{qr}^s). L'apprentissage de ce réseau a été effectué dans MATLAB. L'amplitude du flux rotorique est obtenue à l'aide de l'équation (5.1) et sa phase par l'équation (5.2).

$$|\Psi_r| = \sqrt{(\Psi_{dr})^2 + (\Psi_{qr})^2} \quad (5.1)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\Psi_{qr}}{\Psi_{dr}} \right) \quad (5.2)$$

Nous avons testé ce RNA sur un entraînement de la machine asynchrone à cage utilisée dans notre travail. L'entraînement est alimenté en tension et est commandé sous rapport V/F constant par l'onduleur. Les signaux de tension et de courant sont acheminés au processeur à travers la carte de filtrage. L'acquisition de la vitesse se fait par interruption selon la procédure présentée au chapitre IV.

La figure 5.11 montre le résultat d'estimation obtenu pour le flux rotorique ainsi que sa position.

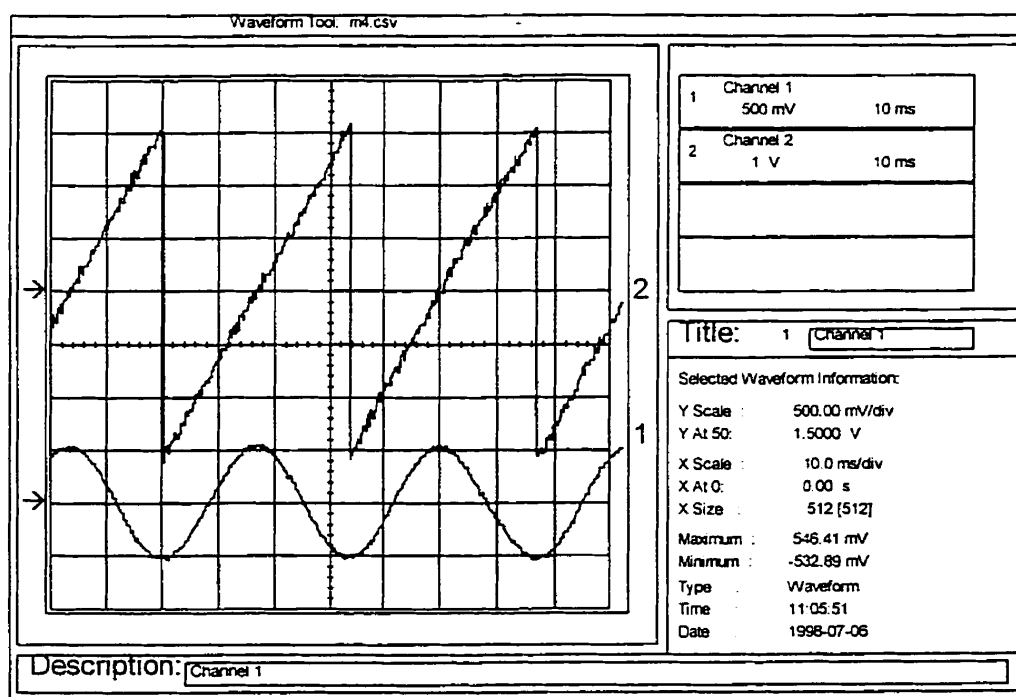


Figure 5.11 Flux rotorique estimé par RNA (canal 1: 1 Wb/V)
et sa position (Canal 2: 1(rad.s⁻¹)/V)

En analysant ces tracés, on peut constater que l'amplitude du flux rotorique estimé est de 539,65 mWb. Cette valeur est en accord avec la valeur nominale du flux dans la machine à laquelle on s'attendait (commande sous V/F constant).

Cet estimateur de l'amplitude et de la phase du flux rotorique peut donc être mis à profit pour implanter une commande vectorielle directe à orientation du flux rotorique.

5.7.3 Résultats de l'orientation indirecte du flux rotorique

Une commande vectorielle indirecte à orientation du flux rotorique a été réalisée par un RNA. Ce réseau comprend deux entrées (consigne du flux et consigne du couple), huit neurones sigmoïdaux cachés et trois neurones linéaires de sortie (consignes directe et en quadrature du courant statorique dans le repère synchrone et la consigne du glissement). L'apprentissage de ce réseau a été effectué dans MATLAB. Les poids et les polarisations optimaux ont été utilisés pour programmer le réseau sur le processeur numérique de signaux. L'entrée de la consigne de couple, les transformations d'axes et la mesure de vitesse sont réalisées de la même manière que pour l'entraînement conventionnel présenté au chapitre IV. Les figures 5.12 et 5.13 montrent les résultats expérimentaux relevés sur le prototype de laboratoire.

La figure 5.12 montre les consignes directe et en quadrature du courant statorique dans le repère synchrone. Ces consignes ont été relevées pour une consigne de couple qui varie brusquement entre -7 Nm et +7 Nm, tandis que la consigne flux a été fixée à la valeur du flux nominal. La figure 5.13 montre la consigne du glissement et la consigne du courant statorique (phase a) lorsque l'entraînement est opéré sous consigne 0,8 p.u. du flux nominal et à consigne de couple de 7 Nm. La mesure au laboratoire de la consigne directe et de celle en quadrature du courant statorique donnent respectivement 7,80 et $\pm 4,37$. La consigne du glissement est de $3,05 \text{ rad.s}^{-1}$. Les calculs théoriques à partir des équations de découplage présentées au chapitre I, dans le cas d'une orientation du flux rotorique nous donnent respectivement 7,88 A, $\pm 4,42 \text{ A}$ et $3,09 \text{ rad.s}^{-1}$.

Les consignes calculées par le DSP sont donc très en accord avec celles prévues par la théorie pour ces différentes variables. Les légers écarts peuvent être attribués aux erreurs d'estimation du RNA, au nombre fini de bits et aux offsets des cartes numériques/analogiques.

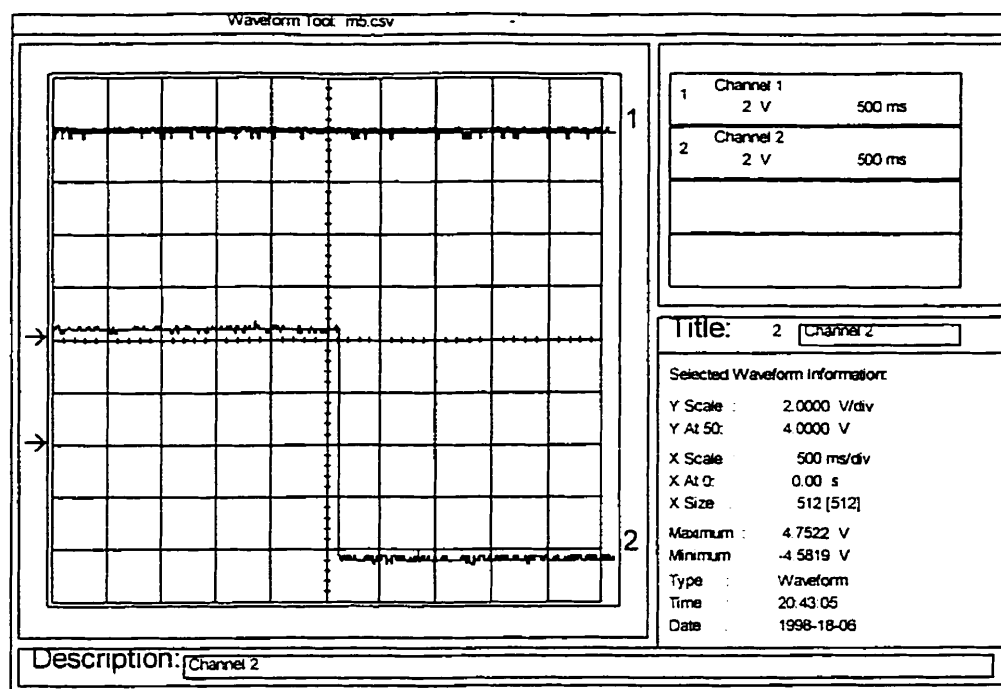


Figure 5.12 Orientation indirecte du flux rotorique par RNA ($\pm 7 \text{ Nm}$, Ψ_{nom})
Consigne directe (canal 1) et en quadrature (Canal2) du courant statorique (1A/V)

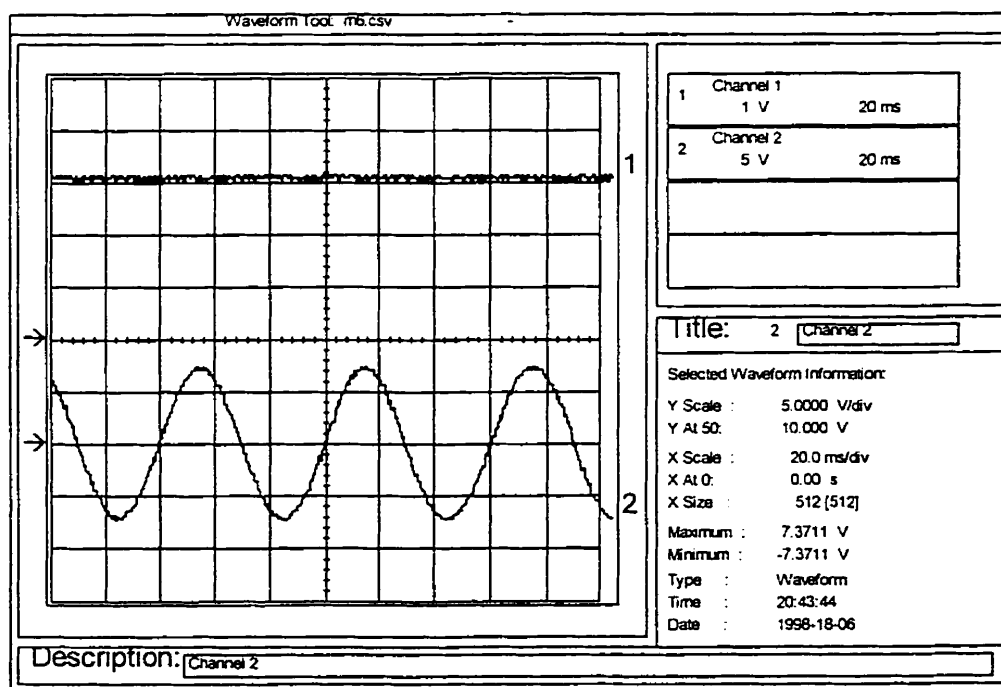


Figure 5.13 Orientation indirecte du flux rotorique par RNA (7 Nm, $0,8\Psi_{\text{nom}}$)
Consigne du glissement (Canal1: $1 \text{ rad.s}^{-1}/\text{V}$) et consigne de courant (Canal2: 1 A/V)

5.8 Précision et temps d'exécution des différents RNAs implantés

Pour comparer la précision des résultats obtenus par le processeur numérique de signaux pour les différents RNAs implantés, nous avons exécuté les programmes pas à pas et observé la sortie de chaque neurone à chaque couche. Ces résultats sont comparés aux résultats de simulation obtenus dans MATLAB.

Un signal (correspondant à une itération) est présenté au RNA implanté sur le processeur et est propagé dans celui-ci jusqu'à sa sortie. La sortie de chaque neurone est enregistrée. Le même signal est ensuite présenté au RNA sur MATLAB et on observe le résultat à la sortie de chaque neurone. La comparaison des signaux obtenus dans chaque cas permet d'apprécier la précision des RNAs implantés sur ce processeur. Ainsi, dans tous les RNAs réalisés, nous avons noté que l'erreur commise est toujours restée en bas de 0,5%. Soulignons aussi que dans tous les cas les calculs réalisés sur le TMS320C31 ont été exécutés en double précision et que la précision des convertisseurs analogiques/numériques (A/N) utilisés est de 12 bits.

Pour les trois RNAs réalisés, le temps d'exécution des différents algorithmes a été mesuré expérimentalement sur le système de développement. Tous les algorithmes implantés ont été programmés de façon à commencer par le déclenchement des acquisitions A/N et à finir par la sortie des signaux de commande sur les cartes numériques/analogiques (N/A). La mesure expérimentale du temps d'exécution de ces algorithmes est obtenue en mesurant le décalage entre les impulsions de déclenchement d'acquisitions A/N et les impulsions de confirmation de sortie de données N/A. Cette mesure donne le temps exact d'exécution de chaque algorithme. Un petit temps d'attente additionnel entre deux acquisitions A/N successives a été ajouté au décalage mesuré en guise de marge de sécurité. Le tableau 5.1 résume la description de la structure du RNA et la période d'échantillonnage retenue dans chaque cas.

Tableau 5.1 Structure et temps d'exécution des RNAs réalisés

	Estimation du flux rotorique	Orientation indirecte du flux rotorique	Estimation de la constante de temps rotorique
Structure du RNA	5-12-2	2-8-3	5-8-1
Temps d'exécution sur DSP	600 μ s	550 μ s	295 μ s

5.9 Conclusion

Ce chapitre a présenté une nouvelle approche à la commande directe et indirecte des machines asynchrones à cage utilisant les RNAs. Les aspects de développement d'une méthodologie d'implantation de structures d'estimation et de commande à base de RNAs dans un entraînement vectoriel y a été décrite.

Les trois RNAs présentés ont été développés pour réaliser respectivement une estimation de la constante de temps rotorique, une estimation de l'amplitude du flux rotorique et de sa position et une commande à orientation indirecte du flux rotorique.

Parmi les avantages qu'on peut associer à cette nouvelle approche, on peut citer:

- 1- Un même niveau de complexité d'implantation pour les trois techniques d'orientation indirecte du flux (au stator, à l'entrefer ou au rotor). En effet, une même structure de RNA peut implanter les trois techniques en changeant simplement les poids et les polarisations dans chaque cas. Rappelons que dans une commande indirecte conventionnelle, le schéma d'orientation du flux statorique et celui de l'entrefer sont plus complexes à implanter que celui d'orientation du flux rotorique.
- 2- Une élimination, dans le cas d'une orientation indirecte du flux statorique ou d'entrefer, des pics générés par des variation brusques de la consigne de couple (voir chapitre I). Ces dépassements qui provoquent des débordements numériques dans les calculateurs et risquent de les bloquer, ont été tout simplement éliminés des signaux d'apprentissage. Cette correction s'est cependant faite au sacrifice d'une légère perte de rapidité de la réponse du couple.

3- La tolérance des RNAs aux défauts et leur capacité de travailler en présence de bruits et d'informations manquantes attribue à l'entraînement une meilleure robustesse.

4- Une procédure simple d'implantation des structures à base de RNAs sur le processeur TMS320C31 facilitant le passage entre sa conception sur MATLAB et sa réalisation pratique.

Parmi les limitations associées à l'utilisation de cette approche dans l'implantation d'entraînements de haute performance, on peut citer:

1- Dans le cas de l'orientation indirecte du flux, comme l'apprentissage s'est effectué à partir des signaux issus d'un modèle à paramètres fixes, on ne pourra s'attendre, dans le meilleur des cas, qu'à des performances semblables à celles d'un régulateur conventionnel.

2- Dans le but de prendre en considération la variation des paramètres, les RNAs d'estimation et d'orientation indirecte du flux, peuvent être développés à l'aide d'un apprentissage effectué avec des signaux réels recueillis directement sur le moteur. La mesure du flux reste toujours un sérieux problème. Il n'est pas approprié d'ouvrir la machine, y installer des capteurs de flux, construire la banque de données d'apprentissage, enlever ces capteurs puis refermer la machine.

3- Un apprentissage en ligne du RNA à orientation indirecte du flux rotorique peut sembler une solution viable. Ce RNA doit cependant traquer la réponse réelle du flux et du couple pour pouvoir s'adapter en ligne à la variation des paramètres. Cette méthode est aussi pénalisée par la nécessité de mesurer le flux. De plus, même si on arrive à mesurer le flux, une orientation indirecte n'est plus justifiée, du moment qu'une commande directe (insensible à la variation des paramètres) peut être plus simplement implantée.

Les RNAs d'estimation et d'orientation indirecte du flux rotorique peuvent être utilisés conjointement et adaptés par le RNA estimateur de la constante de temps rotorique. Le

flux rotorique, tout comme le régulateur à orientation de ce flux dépendent explicitement de cette variable. Le système de commande peut être conçu de façon à utiliser le RNA estimateur de la constante de temps rotorique dans l'adaptation des autres régulateurs et l'implantation de commandes directes ou indirectes insensibles à la variation de la constante de temps rotorique. Bien que le système de commande résultant s'apprête mieux à une implantation sur un calculateur parallèle, il demeure cependant pénalisé, en terme de temps, lorsqu'une implantation séquentielle est envisagée comme c'est la cas avec TMS-NEURALIB.

CONCLUSION

L'objectif principal de cette thèse consistait à apporter une contribution à l'amélioration des performances dynamiques des commandes vectorielles indirectes à orientation du flux rotorique. Cette contribution a été apportée par le développement d'estimateurs en ligne de la constante de temps rotorique, utilisant seulement des variables mesurables du moteur asynchrone à cage (vitesse mécanique, tensions et courants statoriques). Ces estimateurs ont été réalisés à l'aide d'un RNA et à l'aide de deux équations basées respectivement sur le modèle de la machine en régime permanent et sur le modèle dynamique dans le repère stationnaire. Les estimateurs développés ont été utilisés pour proposer et tester un nouveau schéma d'orientation indirecte du flux équipé d'un module d'estimation et d'adaptation en ligne de la constante de temps rotorique.

Les résultats espérés de ce travail de recherche visaient essentiellement d'améliorer la performance des entraînements réglés par les procédés conventionnels d'orientation indirecte du flux rotorique. Cette amélioration devait être réalisée par la mise au point d'un nouveau schéma d'orientation indirecte plus robuste vis à vis de la variation des paramètres. L'idée de base de cette nouvelle structure de commande est la correction en ligne de la variation de la constante de temps rotorique de façon à maintenir le régulateur à découplage en parfait accord avec les conditions réelles du fonctionnement du moteur.

Dans le cadre du travail effectué, l'étude des différentes techniques de la commande vectorielle a été détaillée au chapitre I. La problématique liée à l'implantation de ces commandes a été évoquée en introduction de cette thèse et élaborée au chapitre II. Les objectifs à atteindre, la méthodologie utilisée et les approches proposées ont été présentés au chapitre III. L'étude de l'implantation pratique, les étapes développement des algorithmes de commande et l'implantation des nouveaux schémas de réglage sur un processeur numérique de signaux a été exposée au chapitre IV. L'étude de l'implantation des commandes vectorielles à l'aide des RNAs a été présentée au chapitre V.

Une contribution importante de ce travail de recherche a été le développement de l'estimateur de la constante de temps rotorique à base d'un RNA. Deux autres estimateurs de ce paramètres, basés sur les équations de la machine ont aussi été présentés. L'estimateur basé sur le modèle de la machine alimentée en courant en régime permanent a montré un comportement analogue à celui d'un circuit du premier ordre. Le second estimateur, qui s'est révélé plus intéressant est basé sur le modèle dynamique de la machine dans le repère stationnaire. Ce dernier a montré une réponse dynamique plus rapide. Tous les estimateurs proposés (RNA et équations) utilisent uniquement la mesure de grandeurs accessibles de la machine: la vitesse, la tension et le courant dans les enroulements statoriques.

Les estimateurs développés ont été utilisés pour proposer de nouveaux schémas d'orientation du flux intégrant une logique d'adaptation des régulateurs conventionnels vis à vis de la constante de temps rotorique. Tous ces schémas d'estimation et d'adaptation ont fait l'objet d'une étude par simulation dans l'environnement MATLAB/SIMULINK. Nous avons, en effet, développé les différents modèles des systèmes utilisés dans un entraînement à courant alternatif. Les résultats de l'étude par simulation nous ont montré les avantages liés à l'utilisation de l'estimateur RNA et l'estimateur basé sur le modèle dynamique dans le repère stationnaire, malgré une légère complexité de dernier par rapport au modèle en régime permanent.

La réalisation d'un prototype expérimental nous a permis de valider les modèles de simulation développés pour l'étude de la performance et de la sensibilité à la variation des paramètres. Cette réalisation a porté sur un entraînement commandé par la technique d'orientation indirecte du flux rotorique. Les tests effectués sur le prototype expérimental se résument aux points suivants:

- 1) Étude de l'effet de la variation des paramètres sur la réponse du flux et du couple: Dans cette étude nous avons utilisé les mesures du flux et du couple pour nous donner une idée sur la valeur de la constante de temps rotorique à différents moments au cours

d'un fonctionnement continu de l'entraînement. En assumant que l'inductance du rotor ne varie pas (opération sous flux constant, valeur de l'inductance correspondant au niveau du flux commandé), nous avons déterminé la résistance rotorique et noté sa variation dans le temps. Cette variation est due à l'échauffement et à l'effet de peau (l'entraînement est alimenté par un onduleur de tension opérant à 10 kHz).

2) Apport du nouveau schéma d'orientation indirecte du flux rotorique avec adaptation de la constante de temps rotorique, à la performance de l'entraînement: Nous avons effectivement noté une amélioration en analysant les réponses du flux et du couple mesurés en régime permanent. Nous avons aussi validé le résultat de l'estimation du flux rotorique à partir de la mesure du flux statorique (bobine chercheuse) et des courants. La validité du schéma d'estimation de la constante de temps et du flux rotoriques, basé sur le modèle dynamique de la machine dans le repère stationnaire a été prouvée lors de cette étape.

3) Les résultats des différents schémas d'estimation et d'orientation indirecte à l'aide de RNAs ont confirmé la possibilité d'utiliser ces structures dans l'implantation de nouvelles structures de commande vectorielle (directe et indirecte) ainsi que dans l'estimation de la variation des paramètres. Cette méthode est basée sur la mesure de variables accessibles, sur l'expertise humaine et sur l'apprentissage plutôt que sur une modélisation stricte. Elle permet de ce fait d'ajouter une certaine intelligence aux entraînements réglés et de réaliser des systèmes d'entraînement plus robustes, capables de détecter la variation des paramètres dans les signaux mesurés et de s'adapter en conséquence afin de maximiser la performance de l'entraînement.

Un schéma conventionnel d'orientation indirecte du flux rotorique a été réalisé et implanté sur le DSP-TMS320C31. L'algorithme de commande s'exécute avec une période d'échantillonnage de 350 μ s. L'effet de la variation de la constante de temps rotorique sur le flux et le couple produits par le moteur a été mis en évidence dans cette étape et a confirmé les résultats prédits par l'étude théorique réalisée par simulation.

Le nouveau schéma d'orientation indirecte du flux rotorique avec estimation à partir des équations 3.42, 3.43 et 3.48 et adaptation en ligne de la constante de temps rotorique a été réalisé. Les algorithmes ont été implantés sur le DSP-TMS320C31 et s'exécutent avec une période d'échantillonnage de 400 μ s. Les résultats obtenus à partir des mesures du flux dans la machine nous ont montré que l'adaptation est bien réalisée. Les estimateurs de la constante de temps rotorique fournissent aussi l'information sur le flux rotorique à partir de cette constante de temps estimée, de la vitesse mécanique, des tensions et des courants au stator. Les estimations obtenus pour le flux rotorique correspondent bien aux valeurs commandées par le régulateur vectoriel.

L'étude de l'implantation pratique des régulateurs à orientation du flux à l'aide des RNAs a aussi fait partie de ce travail de recherche. Nous avons publié les résultats de simulation de cette approche dans trois articles (Ba-razzouk et al., 1996 et 1997). Cette partie a aussi débouché sur le développement d'une boîte à outils destinée au développement et à l'implantation des structures de commande et d'estimation à l'aide des RNAs: La TMS-NEURALIB. Cette librairie écrite en langage assembleur du processeur DSP-TMS320C31 est appelée directement à partir du code C de l'application développée. Le but de la TMS-NEURALIB est de faciliter l'implantation des algorithmes basés sur les RNAs sur le DSP-TMS320C31. L'utilisation de cette librairie nous a aidé dans l'implantation pratique des différents RNAs développés hors ligne dans l'environnement MATLAB. Les résultats expérimentaux d'estimation de la constante de temps rotorique, du flux rotorique et d'orientation indirecte du flux rotorique, réalisés à l'aide des différentes structures RNA proposées correspondent très bien aux résultats de simulation. Les algorithmes d'estimation de la constante de temps rotorique, d'estimation du flux rotorique et d'orientation indirecte ont été implantés à l'aide de la TMS-NEURALIB. Ils s'exécutent avec des périodes d'échantillonnage de 295 μ s, 600 μ s et 550 μ s respectivement. L'étude comparative des performances des estimateurs de la constante de temps rotorique à base de RNA et du modèle dynamique nous ont montré un comportement similaire pour une implantation séquentielle sur le processeur

numérique des signaux utilisé. Il faudrait rappeler à ce niveau qu'une implantation sur un processeur parallèle ou un processeur spécialisé donne avantage à l'approche par RNAs.

Enfin soulignons que le présent travail de recherche pourrait être continué selon les perspectives de travaux futurs que nous imaginons de la façon suivante:

1) L'estimation de la variation de la constante de temps rotorique:

La recherche dans ce sens pourra être continuée par l'exploration de la possibilité de développer des estimateurs capables de poursuivre en ligne la variation des inductances de fuite et de magnétisation dans la machine (L_{ls} , L_{lr} et M). Il faudrait donc chercher des méthodes de détection de ces paramètres à partir de la mesure des variables accessibles de la machine quelque soit le niveau de flux dans celle-ci. Ces estimateurs permettront de donner des valeurs de la constante de temps rotorique plus correctes aussi bien en bas de la vitesse de base qu'en zone d'affaiblissement du champs.

En effet, les estimateurs proposés dans le cadre de cette thèse dépendent explicitement de l'inductance de magnétisation et des inductances de fuite au stator/rotor, ou du rapport de ces inductances. Nous avons aussi proposé de tirer profit de la courbe de magnétisation de la machine en dressant une table de référence à laquelle pourra accéder le régulateur pour déterminer une valeur plus correcte des inductances en fonction du niveau du flux. Cette méthode nécessite donc d'effectuer des tests additionnels sur la machine pour déterminer cette caractéristique de magnétisation. Ceci augmente donc le temps de développement et de conception des régulateurs ainsi que leur temps d'exécution.

1) L'implantation des structures de réglages par RNAs:

La méthode d'orientation indirecte du flux rotorique utilisant un RNA présente les mêmes limitations que son équivalente conventionnelle. Elle est, en effet, développée à partir de cette dernière et ne pourra, dans le meilleur des cas, qu'égaliser ses performances. La méthode d'orientation indirecte doit donc être implantée conjointement avec une

logique d'estimation et d'adaptation en ligne de la constante de temps rotorique. La correction s'effectuera dans ce cas en agissant sur la consigne de glissement générée par le RNA. Une autre solution pourrait être le développement d'un RNA capable d'apprendre en ligne et de s'ajuster, de ce fait, à la variation des paramètres. Pour ce faire, après un apprentissage hors ligne comme présenté dans ce travail, le RNA doit détecter le flux et le couple produits par la machine, les comparer à leurs références respectives et adapter ses poids et polarisations de façon à maintenir le découplage. Le sérieux défi de cette voie est la façon dont on peut déterminer le flux.

3) Amélioration de la méthode d'implantation de structures de commande à l'aide de IMI-RTLINK et REAL TIME WORKSHOP de MATLAB:

Comme il a été décrit au chapitre IV, l'environnement SIMULINK/IMI-RTLINK permet de faciliter, d'accélérer et d'automatiser le processus de conception et de développement de structures de commande à base du DSP-TMS320C31. Cet environnement qualifié de "Prototypage rapide" vise à faciliter le développement d'applications en temps réel implantées sur ce type de processeurs pour les gens familiers avec le logiciel MATLAB/SIMULINK. La constatation qui a résulté des différents programmes réalisés dans cet environnement, et qui nous a vite amené à l'abandonner, était la non optimisation des programmes générés automatiquement. Cette constatation concerne non seulement l'aspect algorithmique mais aussi la taille des codes générés. En effet, plusieurs routines, non nécessairement utilisées par l'application développée, font partie quand même des codes générés. La REAL TIME WORKSHOP de MATLAB est essentiellement un générateur automatique de code C. Ses auteurs ainsi que ceux qui ont écrit la IMI-RTLINK avaient pour objectif de développer un environnement qui fonctionnera pour toutes les applications possibles et ce au détriment de l'optimisation des codes. Les programmes générés sont lourds et leur édition est très difficiles à suivre par l'utilisateur. Il y a donc lieu de creuser dans ce sens, en vue d'optimiser ces programmes de génération automatique de code C. Le développement de ces outils

diminue considérablement le processus de développement et de compilation des programmes.

Une autre amélioration à laquelle nous avons pensé concernant l'implantation d'applications à base de RNAs, c'est de pouvoir intégrer la TMS-NEURALIB à l'environnement IMI-RTLINK et la création d'une librairie de blocs dédiés au développement de ces applications. Le codage optimisé des outils de la TMS-NEURALIB est un atout majeur dont il faut tirer partie dans le futur.

BIBLIOGRAPHIE

ADAPTIVE SOLUTIONS INC. (1994), CNAPS/PC Parallel co-processor board for PC. Beaverton, OR, USA.

ANALOG DEVICES INC. (1995), AD2S100 AC vector processor data sheet. Norwood, MA, USA.

BA-RAZZOUK, A. (1992). Étude et mise au point d'un module de simulation des systèmes d'entraînement à courant alternatif. Mémoire de maîtrise, Université du Québec à Trois-Rivières, Québec, Canada.

BA-RAZZOUK, A., DEBEDE, K. et RAJAGOPALAN, V. (1992). Conception assistée par ordinateur des entraînements à courant alternatif dans l'environnement SIMULINK®: Le logiciel SEMALINK. Rapport de recherche, Groupe de recherche en électronique industrielle, Équipe de recherche en électronique de puissance, Université du Québec à Trois-Rivières, Québec, Canada.

BA-RAZZOUK, A., PITTET, A. et RAJAGOPALAN, V. (1993). Techniques de conception assistée par ordinateur dans l'environnement SIMULINK®: Le logiciel SIMUSEC (SIMUPELS). Rapport de recherche, Groupe de recherche en électronique industrielle, Équipe de recherche en électronique de puissance, Université du Québec à Trois-Rivières, Québec, Canada.

BA-RAZZOUK, A., PITTET, A., CHÉRITI, A. and RAJAGOPALAN, V. (1994). SIMULINK® based simulation of power electronic systems. IEEE PELS Workshop on Computers in Power Electronics, pp. 105-108.

BA-RAZZOUK, A., CHÉRITI, A., Olivier, G. et RAJAGOPALAN, V. (1994). Développement d'un module de simulation des systèmes électroniques de puissance. Congrès canadien de génie électrique et informatique, Vol. 1, pp. 5-8.

BA-RAZZOUK, A., CHÉRITI, A. and OLIVIER, G. (1996). Artificial neural networks rotor time constant adaptation in indirect field oriented control drives. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'96), Vol. 1, pp. 701-707.

BA-RAZZOUK, A., CHÉRITI, A. and OLIVIER, G. (1997). A neural network based field oriented control of an induction motor. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'97), Vol. 2, pp. 804-812.

BA-RAZZOUK, A., CHÉRITI, A., OLIVIER, G. and SICARD, P. (1997). Field oriented control of induction motors using neural network decouplers. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 4, pp. 752-763.

Bates, J., Elbuluk, M.E. and Zinger, D.S. (1993). Neural network control of a chopper-fed DC motor. IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'93), pp. 893-899.

Benhissen, N. (1998). Modélisation des couplages électrothermiques dans les composants électroniques. Mémoire de maîtrise, Université du Québec à Trois-Rivières, Québec, Canada.

BLASCHKE, F. (1972). The principle of field orientation as applied to the new TRANSVECTOR closed loop control system for rotating field machines. Siemens Review, Vol. 34, pp. 217-220. Reprinted in: BOSE, B.K (1980). Adjustable speed AC drive systems, IEEE Press, pp. 162-165.

BLASCHKE, F. (1973). Das verfahren der feldorientierung zur regelung der drehfeldmaschinev (The technique of field orientation for the regulation of the induction machine). Ph.D. Dissertation, T.U. Braunschweig, Germany.

BOSE, B.K. (1986). Power electronics and AC drives. Prentice Hall, New Jersey, Chapitre 7, pp. 264-291.

BOSE, B.K. (1988). An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive systems. IEEE International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation (IECON'88), Vol. 3, pp. 684-690.

BOYS, J.T. and MILES, M.J. (1994). Empirical thermal model for inverter-driven cage induction machines. IEE proceedings-Electr. Power Appl., Vol. 141, No. 6, pp. 360-372.

BROD, D. M. and NOVOTNY, D. W. (1985). Current control of VSI-PWM inverters. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 4, pp. 562-570.

BUHL, M. R. and LORENZ, R.D. (1991). Design and implementation of neural networks for digital current regulation of inverter drives. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'91), Vol. 1, pp. 415-421.

CABRERA, L. A., ELBULUK, M. E. and ZINGER, D. S. (1994). Learning techniques to train neural networks as a state selector for inverter-fed induction machines using direct torque control. IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'94), Vol. 1, pp. 233-242.

CAPOLINO, G.A. and HENAO, H. (1992). Discrete implementation for regulators in indirect vector-controlled induction machine drive. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'92), Vol. 1, pp. 672-679.

CAPOLINO, G.A. et FU, Y.Y. (1992). Commande des machines asynchrones par flux orienté: Principes, méthodes et simulation. Congrès de l'EPE. (EPE'92), pp. 5-21.

CHOI, J.W. and SUL, S.K. (1997). New current control concept-minimum time current control in the three-phase PWM converter. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 1, pp. 124-130.

CONSOLI, A., CERRUTO, E., RACITI, A. and TESTA, A. (1994). Adaptive vector control of induction motor drives based on neuro-fuzzy approach. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'94), Vol. 1, pp. 225-232.

COVIC, G.A. and BOYS, J.T. (1992). Operating restrictions for third harmonic control of flux in induction machines. IEE proceedings, Part-B, Vol. 139, No. 6, pp. 485-496.

DEMUTH, H. and BEALE, M. (1994). Neural network toolbox for use with MATLAB[®], version 2.0. The MathWorks inc., Natick, MA, USA.

Filippetti, F., Franceschini, G. and Tassoni, C. (1995). Neural network aided on-line diagnostics of induction motor rotor faults. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 4, pp. 892-899.

FLUKE-PHILLIPS CORPORATION (1993). Autoranging combiscope[™] digital storing oscilloscope model PM3380A. Netherland.

FODOR, D., GRIVA, G. and PROFUMO, F. (1995). Compensation of parameter variations in induction motor drives using a neural network. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'95), Vol. 2, pp. 1307-1311.

GABRIEL, R., LEONHARD, W. and NORDBY, C. (1979). Field oriented control of a standard AC motor using microprocessors. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'79), pp. 910-916.

GARCES, L.J. (1980). Parameter adaptation for the speed controlled static AC drive with a squirrel cage induction motor. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-16, No. 2, pp. 173-178.

GREEN, T. C. and WILLIAMS, B. W. (1989). Steady-state control of an induction motor with compensation for thermal variation of winding resistance. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'89), Vol. 1, pp. 432-437.

H.O.P. CONSULAB Inc. (1980). Manuel d'utilisation du torquemètre CONSULAB CL-210. Beauport, Québec, Canada.

HAGAN, M.T. and MENHAJ, M.B. (1994). Training feedforward networks with marquardt algorithm. IEEE Transactions on Neural Networks, Vol. 5, No. 6, pp. 989-993.

HASSE, K. (1969). Zur dynamik drehzahl geregelter antriebe mit stromrichter gespeisten asynchron-kurzschlußläufer mashinen (Contribution to the dynamics of adjustable-speed drives using asynchronous short-circuited-rotor machines fed by a static inverter). Ph.D. Dissertation, Darmstadt, Germany.

HAYKIN, S. (1994). Neural Networks, A Comprehensive Foundation. Macmillan College Publishing Company, Chapter 6.

HO, E.Y.Y. (1989). Robust control of high performance AC drives. Ph.D. Thesis, Queen's University, Kingston, Ontario, Canada.

HO, E.Y.Y. and SEN, P.C. (1988). Decoupling control of induction motor drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35, No. 2, pp. 253-262.

HORI, Y. and TAKAJI, U. (1990). Flux observer based field orientation (FOFO) controller for high performance torque control. Proceedings of the International Power Engineering Conference (IPEC'90), Tokyo.

INSLEAY, A., ZAGARI, N. R. and JOOS, G. (1994). A neural network controlled unity power factor three phase current source PWM front-end rectifier for adjustable speed drives. IEEE Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No. 399, pp. 251-255.

INTEGRATED MOTION INC. IMI (1996). MX31 MATLAB[®] RTLINK[™] for windows 3.1, tutorial and user's guide, version beta. Berkeley, CA, USA.

INTEGRATED MOTION INC. IMI (1996). MX31 modular embedded system developer's guide-version 2.0. Berkeley, CA, USA.

INTEL CORPORATION (1992), 80170NX Neural Network Technology and applications.

IXYS SEMICONDUCTOR GMBH (1998). VIE10012S4: isosmart[®] IGBT intelligent power modules (IPM) with galvanic isolation interface. Lamperton, Germany.

KAZERANI, M., ZIOGAS, P.D. and JOOS, G. (1991). A novel active current waveshaping technique for solid-state input power factor conditioners. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38, No. 1, pp. 72-91.

KREINDLER, L., MOREIRA, J.C., TESTA, A. and LIPO, T.A. (1992). Direct field orientation controller using the stator phase voltage third harmonic. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'92), Vol. 1, pp. 508-514.

KUNG, Y.S. LIAW, C.M. and OUYANG, M.S. (1995). Adaptive speed control for induction motor drives using neural networks. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 1, pp. 25-32.

LAB-VOLT LTÉE (1988). EMS-8503 four-pole squirrel cage induction motor model 8503. Sainte-Foy, Québec, Canada.

LEM S.A. (1993). LA50-S current measurement transducer data sheet. Geneva, Switzerland.

LEM S.A. (1994). LV25-P Voltage Measurement Transducer data sheet. Geneva, Switzerland.

LEONHARD, W. (1985). Control of electrical drives. Springer Verlag, Berlin, chapitre 7, pp. 65-83.

LIN, B.R. and HOFT, R.G. (1993). Power electronics converter control based on neural networks and fuzzy logic methods. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'93), pp. 900-906.

LIN, F.J. (1996). Application of EKF and RLS estimators in induction motor drive. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'96), Vol. 1, pp. 713-715.

LIU, W. and VENKATATESAN, R. (1992). A new adaptive control scheme for indirect vector control system. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'92), Vol. 1, pp. 524-530.

LORENZ, R.D. and LAWSON, D.B. (1990). A simplified approach to continuous on-line tuning of field-oriented induction machine drives. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 3, pp. 420-424.

MATHWORKS Inc. (1992). SIMULINK dynamic system simulation software, User's guide, Natick, MA, USA.

MATHWORKS INC. (1994). MATLAB real-time workshop for use with SIMULINK, user's guide. Natick, MA, USA.

MATSUO, T. and LIPO, T.A. (1984). A rotor parameters identification scheme for vector controlled induction motor drives. IEEE Industry Application Society Annual Meeting (IAS'84), pp. 538-551.

MATSUO, T., BLASKO, V., MOREIRA J.C., and LIPO, T.A. (1994). Field oriented control of induction machines employing rotor end ring current detection. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, No. 6, pp. 638-645.

MCCULLOCH, W.S. and PITTS, W. (1943). A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity. Bulletin of Mathematical Biophysics, No. 9, pp. 127-147.

NABAE, A., NAKANO, H. and OKAMURA, Y. (1994). A novel control strategy of the inverter with sinusoidal voltage and current output. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'94), Vol. 1, pp. 154-159.

NARENDRA, K.S. and PARTHASARATHY, K. (1990). Identification and control of dynamical systems using neural networks. IEEE Transactions on Neural Networks, Vol. 1, pp. 4-27.

NIELSON, R. and KAZMIERKOWSKI, M.P. (1992). New reduced-order observer with parameter adaptation for flux estimation in induction motors. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'92), Vol. 1, pp. 245-252.

PROFUMO, F., GRIVA, G., PASTORELLI, M. and MOREIRA, J.C. (1993). Universal field oriented controller with indirect speed sensing based on the saturation third harmonic voltage. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'93), Vol. 2, pp. 948-955.

ROWAN, T., KERKMAN, R. and LEGGATE, D. (1991). A simple on-line adaptation for indirect field orientation of an induction machine. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-37, pp. 720-727.

SIMÕES, M.G. and BOSE, B.K. (1995). Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 3, pp. 620-629.

TEIXEIRA, E.P., NETO, L.M. and SALERNO, C.H. (1992). Adaptive control of large induction motors with highly nonlinear loads using neural networks. IEEE International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation (IECON'92), Vol. 2, pp. 1099-1104.

TEXAS INSTRUMENTS INC. (1991). TMS320 Floating-point DSP Assembly language tools, User's Guide. Houston, TX, USA.

TEXAS INSTRUMENTS INC. (1991). TMS320 Optimizing C compiler. Houston, TX, USA.

TEXAS INSTRUMENTS INC. (1994). TMS320C3x user's guide, digital signal processing products. Houston, TX, USA.

TOH, A.K.P., NOWICKI, E.P. and ASHRAFZADEH, F. (1994). A flux estimator for field oriented control of induction motor using an artificial neural network. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol. 1, pp. 585-592.

TOLIYAT, H., AREFEEN, M.S., RAHMAN, K.M. and EHSANI, M. (1995). Rotor time constant updating scheme for a rotor flux oriented induction motor drive. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'95), Vol. 2, pp. 1302-1306.

Trzynadlowski, A.M. and Legowski, S. (1992). Application of neural networks to the optimal control of three-phase voltage controlled power inverters. IEEE International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation (IECON'92), Vol. 1, pp. 524-529.

UMANAND, L. and BHAT, S.R. (1994). Adaptation of the rotor time constant for variation in the rotor resistance of an induction motor. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'94), Vol. 1, pp. 738-743.

WADE, S., DUNNIGAN, M.W. and WILLIAMS, B.W. (1997). A new method of rotor resistance estimation for vector-controlled induction machines. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 2, pp. 247-257.

Weerasooriya, S. and El-Sharkawi, M.A. (1991). Identification and control of a DC motor using back-propagation neural networks. IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 6, No. 4, pp. 663-669.

WISHART, M.T. and HARLEY, R.G. (1995). Identification and control of induction machines using artificial neural networks. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 3, pp. 612-619.

YOON, M.K. and KAUH, S.K. (1996). Various parametric effects on temperature rise of TEFC induction motors. Proceedings of the KSME Fall Annual Meeting B, pp. 781-785.

ANNEXE I
NOTICE TECHNIQUE DU MOTEUR
LABVOLT FOUR-POLE SQUIRREL CAGE INDUCTION MOTOR
MODELS 8503, 8504 “*Electromechanical System (EMS) 2kW*”

GENERAL DESCRIPTION

The LAB-VOLT Model 8503 Four-Pole Squirrel Cage induction motor is a 3-phase machine rated at 2 kW as a motor and 1.5 kVA as an asynchronous generator. Each phase of the stator winding is individually brought out to permit star (wye) or delta connection. The machine is equipped with a standard cast-aluminum squirrel cage rotor.

The winding dimensions permit the study of machine operation as a squirrel cage induction motor or as an asynchronous generator, when driven by a prime mover. All configurations simulate general characteristics of large power machines. The machine has a 5-turn, full pitch stator search coil to allow the observation of the instantaneous flux distribution.

The Model 8504 is the connection module for the Model 8503 Four-Pole Squirrel Cage Induction Motor. It provides connection access to the induction motor from the mobile console (Model 8110) through a flexible connecting cable. The connection module has six 4-mm jacks for the power windings and two 2-mm jacks for the stator search coil. Jacks of different sizes prevent accidental connections between power windings and search coil.

The Lab-Volt 2-kW machines are carefully researched scale models, designed to operate like their larger-power industrial counterparts. The reduced sizes of these machines makes it more practical for students to investigate characteristics of industrial machinery in classroom. Each Lab-Volt 2-kW machine is permanently mounted on a mobile cart, and includes a double extension shaft terminated with a geared-type flanges. Different machines may be joined with a hard rubber coupling device (Model 8943) and patented locking fastener designed to eliminate vibrations. Any combination of machines may be studied simultaneously.

SPECIFICATIONS

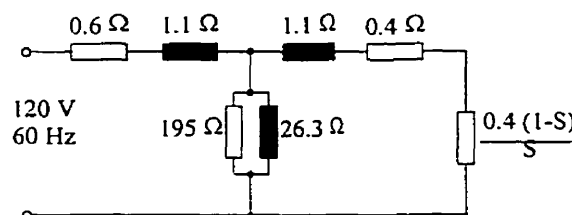
MODEL 8503 FOUR-POLE SQUIRREL CAGE MOTOR		120/208 V-60 Hz	220/380 V-50 Hz	240/415 V-50 Hz
Ratings	Motor Power	2 kW		
	Asynchronous Generator Power	1.5 kVA		
	Phases	3		
	Line Voltage	120/208 V ac	320/380 V ac	240/415 V ac
Full-load Characteristics	Speed	1770 r/min	1465 r/min	1455 r/min
	Current	15.2/8.8 A	8/4.6 A	7.3/4.2 A
	Torque	10.8 N.m	13 N.m	13.1 N.m
	Efficiency	80 %	80 %	77 %
	Power Factor	0.77	0.83	0.85
Starting Characteristics (Wye connected)	Current	55 A	25.6 A	23.5 A
	Torque	12.3 N.m	17.7 N.m	16.2 N.m
Losses	Fiction and Windage	130 W	100 W	100 W
	Iron	70 W	70 W	70 W
Stator Resistance (per phase at 25°C)		0.6 Ω	2.2 Ω	2.3 Ω
Search Coil	Stator - Full-Pitch	5 turns (1)		
Construction Characteristics	Type	Open		
	Insulation Class	B (80°C Temperature rise)		
	Service	S1/Continuous		
	Moment of Inertia	0.107 kg.m ² (2)		
Physical Characteristics	Cable length	305 cm (10 ft.)		
	Dimensions	830 (32.7) H $\times$ 400 (15.7) W $\times$ 605 (23.8) D mm (in.)		
	Weight	Net: 88 kg (193.6 lb.); Shipping: 142 kg (312.4 lb.)		
MODEL 8503 CONNECTION MODULE FOR SQUIRREL-CAGE INDUCTION MOTOR		120/208 V-60 Hz	220/380 V-50 Hz	240/415 V-50 Hz
Physical Characteristics	Dimensions	212 (8.3) H $\times$ 287 (11.3) W $\times$ 496 (19.5) D mm (in.)		
	Weight	Net: 4.1 kg (9 lb.); Shipping: 6.5 kg (14.3 lb.)		

(1) $e = N \cdot d\Phi/dt$, $e_{rms} = 4.44 \cdot f \cdot N \cdot \Phi_{max}$ where: $f = 60$ (or 50) Hz, $N = 5$ and Φ_{max} is the magnitude of the flux.

(2) Calculated considering the inertia wheel

ADDITIONAL TECHNICAL SPECIFICATIONS

1.0- Equivalent circuit per phase:



2.0- Specifications:

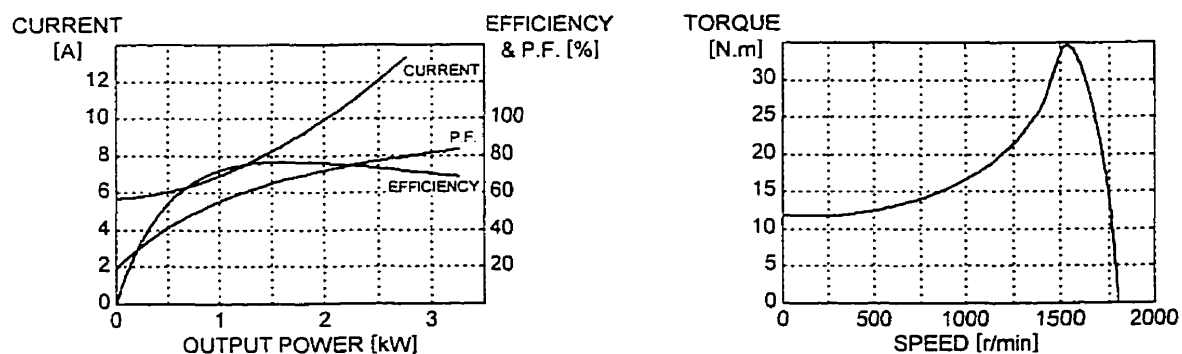
STATOR	
Outside diameter (mm)	248
Inside diameter (mm)	148
Stacking (mm)	76
Slots	36
Type of winding	Lap
Coil pitch	1-7
Number of coils	36
Turns per coil	12
Wire Gauge	2× #17
Number of poles	4
Search coils	Pole pitch: 5 turns, Wire Gauge: #23

AIR GAP: 0.5 mm

ROTOR	
Outside diameter (mm)	147
Shaft diameter (mm)	25.4
Stacking (mm)	76
Slots	45
Type of winding	Cage
Coil pitch	-
Number of coils	-
Turns per coil	-
Wire Gauge	Cast-Aluminum
Search coil	-

3.0- Typical curves:

TYPICAL MOTOR CURVES FOR MODEL 8503-00 (120/208 V ac - 60 Hz)



ANNEXE II

CARACTÉRISTIQUES COUPLE-GLISSEMENT EN RÉGIME PERMANENT

1. Machine à courant continu à excitation séparée

En régime permanent, la tension d'induit d'une machine à courant continu à excitation séparée, opérée sous flux constant est donné par:

$$V_a = R_a I_a + K\phi\Omega \quad (\text{II.1})$$

Le couple produit par ce type de machines est donné par:

$$T_{em} = K\phi I_a \quad (\text{II.2})$$

En remplaçant l'équation (II.1) dans l'équation (II.2) on peut déduire l'expression du couple en régime permanent:

$$T_{em} = \frac{(K\phi)^2}{R_a} \cdot \left(\frac{V_a}{K\phi} - \Omega \right) \quad (\text{II.3})$$

En considérant:

$$\Omega_o = \frac{V_a}{K\phi} \quad (\text{II.4})$$

On déduit l'expression du couple produit par une machine à courant continu à excitation séparée. Cette expression est donnée par:

$$T_{em} = K_1 \cdot \frac{\phi^2}{R_a} \cdot (\Omega_o - \Omega) \quad (\text{II.5})$$

2. Machine asynchrone à cage

La caractéristique statique couple-glissement (II.5), en régime permanent, d'une machine à courant continu à excitation séparée ressemble beaucoup à celle d'un moteur asynchrone à cage, commandé par le procédé d'orientation du flux rotorique (équation 1.91). Cette expression est donnée par:

$$T_{em} = \left(\frac{3}{2} \text{ pp.} \right) \cdot \frac{\Psi_r^2}{R_r} \cdot \omega_{sl} = \left(\frac{3}{2} \text{ pp.} \right) \cdot \frac{\Psi_r^2}{R_r} \cdot (\omega_e - \omega_r) \quad (\text{II.6})$$

La caractéristique couple-glissement en régime permanent, d'une machine asynchrone à cage commandée par le procédé d'orientation du flux rotorique, est linéaire (figure II.1) et est très similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

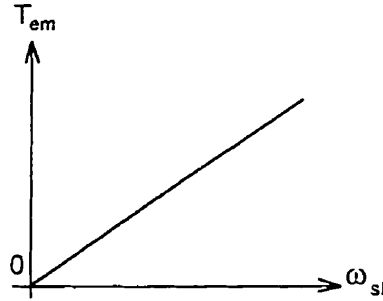


Figure II.1 Caractéristique statique du couple en fonction du glissement
(Entraînement à flux rotorique orienté)

Dans le cas d'un entraînement conventionnel alimenté en tension, le couple en régime permanent, en fonction du glissement est donné par:

$$T_{em} = \left(\frac{3}{2} \text{ pp.} \right) \cdot \frac{\Psi^2}{R_r} \cdot \frac{\omega_{sl}}{1 + \left(\frac{L_{ls} \cdot \omega_{sl}}{R_r} \right)^2} \quad (\text{II.7})$$

Pour de faibles glissements, le terme $(L_{ls} \cdot \omega_{sl})$ est négligeable devant (R_r) et on obtient:

$$T_{em} = \left(\frac{3}{2} \text{ pp.} \right) \cdot \frac{\Psi^2}{R_r} \cdot \omega_{sl} \quad (\text{II.8})$$

La caractéristique couple-glissement n'est donc linéaire que pour un faible intervalle de glissements (figure II.2, courbe a). Au fur et à mesure que le glissement augmente, cette caractéristique passe par son maximum $T_{em,max}$ qui est atteint pour un $\omega_{sl,max}$. Après ce maximum, le couple s'écrase lorsque le glissement augmente (figure II.2, courbe b).

Dans une commande à orientation du flux rotorique, la caractéristique est linéaire en fonction du glissement. Si aucune limite n'est imposée au glissement dans ce type d'entraînement, le couple non plus n'est pas limité et croît linéairement avec le glissement (figure II.1).

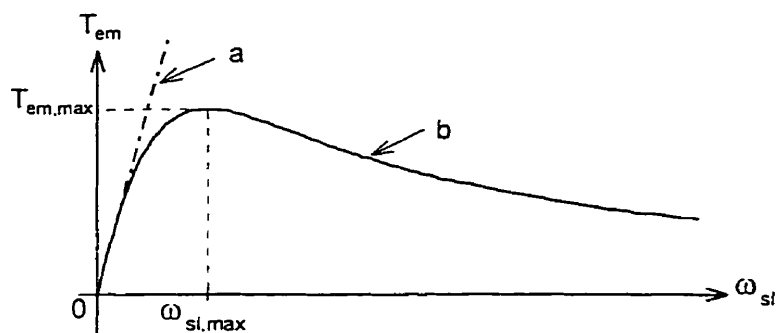


Figure II.2 Caractéristique statique du couple en fonction du glissement
(Commandes scalaires)

3. Entraînements à orientation du flux

Les caractéristiques couple en fonction du glissement dans les trois méthodes d'orientation indirecte du flux sont données par les relations (1.85), (1.88) et (1.91) respectivement pour une orientation du flux au stator, à l'entrefer ou au rotor. Ces caractéristiques sont illustrées à la figure II.3.

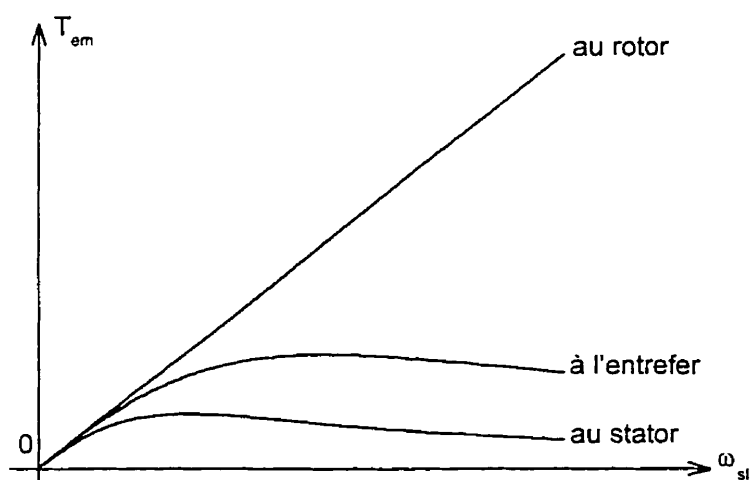


Figure II.3 Caractéristique statique du couple en fonction du glissement
(Commandes vectorielles)

Il est à noter que la caractéristique en régime permanent du couple en fonction du glissement dans le cas d'une orientation du flux d'entrefer (1.88) est identique à la caractéristique statique donnée par la relation (II.7).

ANNEXE III

MESURES EXPÉRIMENTALES DE LA TEMPÉRATURE ET DE LA COURBE DE MAGNÉTISATION DU MOTEUR

1. Mesures de température au rotor

La construction ouverte du moteur à cage utilisé dans l'expérimentation nous a facilité la mesure de la température de surface de l'extrémité rotor, à l'aide d'un thermomètre numérique. Nous avons utilisé la procédure suivante. On procède tout d'abord à la mesure de la température à l'arrêt. On démarre le moteur sous différentes charges, pour un intervalle de temps donné. Le moteur est commandé par une technique d'orientation indirecte du flux et alimenté par un onduleur qui fonctionne à 10 kHz. Au bout de chaque intervalle de temps, l'entraînement est arrêté et on procède rapidement à la mesure de la température de surface du rotor.

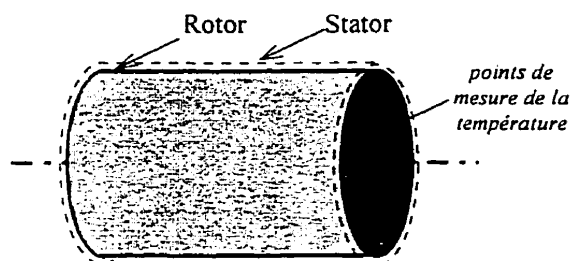


Figure III.1 Méthode utilisée pour mesurer la température de surface du rotor

2. Tableau des mesures de température de surface du rotor

Charge de l'alternateur: $V_{LL,alt} = 93,0 \text{ V (ac, eff)}$, $I_{ph,alt} = 4,4 \text{ A (ac, eff)}$

Charge du moteur: $I_{ph,mot} = 8,8 \text{ A (ac, eff)}$, ($I_{nominal}$)

Tableau III.1 Mesures de la température de surface du rotor

Temps (min)	Température (°C)
0	T_{amb}
15	40,0
30	50,0
45	55,0
66	57,0
81	57,0
115	57,0
150	57,0

3. Mesures de température au stator

Connaissant la résistance à l'arrêt et à température ambiante (R_{s0}), les trois enroulements du stator sont mis en série et on leur applique progressivement une tension monophasée de façon à y faire circuler un courant d'amplitude égale à celle du courant nominal. Dans ces conditions, la force magnétomotrice résultante au stator est nulle et aucun courant ne se trouve induit au rotor qui demeure donc à l'arrêt. On se fixe un intervalle de temps au bout duquel on procède à la mesure de la puissance active et du courant. La résistance

est déduite à partir de la relation: $R_s(t) = \frac{P(t)}{3.[I(t)]^2}$.

La température est ensuite calculée à partir des valeurs des résistances mesurées et du coefficient de température du cuivre, en vertu de la loi: $R_s(t) = R_{s0}(1 + \alpha \Delta T(t))$.

Tableau III.2 Mesures de la température des enroulements du stator

Temps (min)	Température (°C)
0,00	T_{amb}
15,00	54,1
27,33	59,3
44,00	60,1
52,33	60,7
70,17	62,0
120,00	63,8
150,00	63,8

Au régime permanent de la température du stator, nous avons calculé une température des enroulements de 63,8 °C. Après les différentes mesures de température au stator et de surface au rotor, nous avons utilisé un logiciel développé par nos collègues du laboratoire d'électrothermie industrielle, à l'Université du Québec à Trois-Rivières (Benhissen, 1998), qui permet de déterminer la distribution de la température dans une masse à partir de la température des extrémités et de la géométrie de celle-ci. Le logiciel nous a donné une température maximale au rotor de 73,8 °C et une température moyenne du rotor de 71,4 °C lorsque la machine tournait à sa vitesse nominale. C'est en fonction

de cette température que nous pouvons déterminer la variation de la résistance rotorique en fonction de la température du rotor.

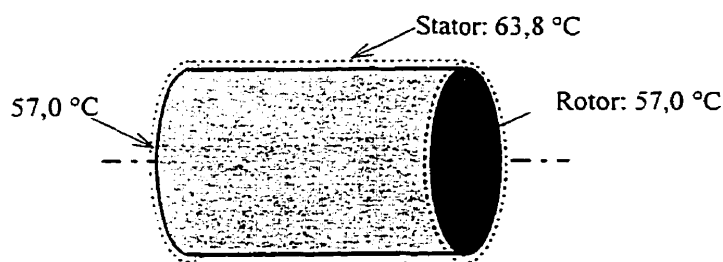


Figure III.2 Modèle utilisé pour calculer la distribution de la température au rotor

On détermine la variation de la résistance rotorique à l'aide de la relation:

$$R_r(T) = R_r(T_0) * (1 + \alpha_{Al} \cdot \Delta T);$$

où: $R_r(T)$ résistance à la température T ;

$R_r(T_0)$ résistance à la température T_0 ;

$\Delta T = (T - T_0)$ élévation de température au niveau du rotor;

α_{Al} Coefficient de température de l'aluminium.

On a: $\Delta R_r = R_r(T) - R_r(T_0) = R_r(T_0) \cdot \alpha_{Al} \cdot \Delta T$.

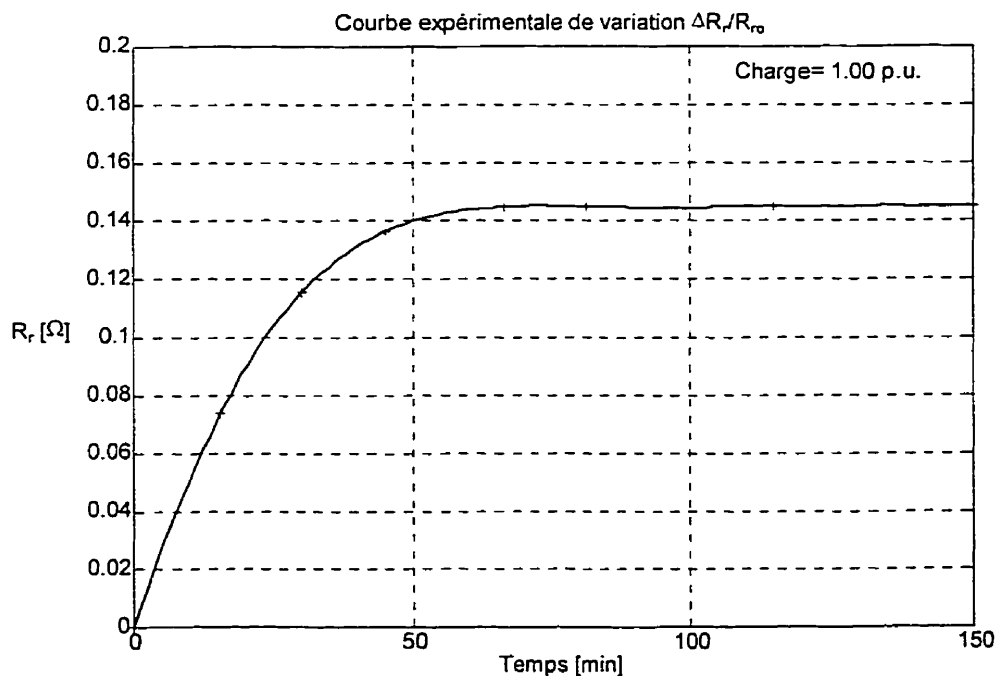


Figure III.3 Variation expérimentale de la résistance rotorique

4. Courbe de magnétisation

Une souce de tension triphasée à tension et fréquence variables est réalisée à l'aide d'un alternateur entraîné par un moteur à courant continu. Cet alternateur alimente le moteur asynchrone à cage sous test. La variation de fréquence de cette source est réalisée par la variation de la vitesse du moteur à courant continu tandis que la variation de la tension est réalisée par l'ajustement du flux de l'alternateur. Le moteur a été opéré à vide, et les mesures ont été effectuées en régime permanent pour déterminer l'inductance mutuelle de la machine selon la procédure standard. Les mesures effectuées apparaissent au tableau ci-dessous (tableau III.1) alors que la courbe de magnétisation est illustrée à la figure III.4 dans laquelle les quelques points de mesure ont été interpolés par un algorithme de spline cubique.

Tableau III.3 Mesures expérimentales des courbes de magnétisation de la machine

V_s (p.u)	$f_s = 50$ Hz	$f_s = 55$ Hz	$f_s = 60$ Hz
0,5	0,076898	0,0760152	0,076442
0,6	0,076700	0,0758380	0,076232
0,7	0,076302	0,0754834	0,075810
0,8	0,075502	0,0747710	0,074966
0,9	0,073902	0,0733460	0,073276
1,0	0,070776	0,0704960	0,069896
1,1	0,064346	0,0637360	0,063980
1,2	0,054434	0,0541960	0,054700

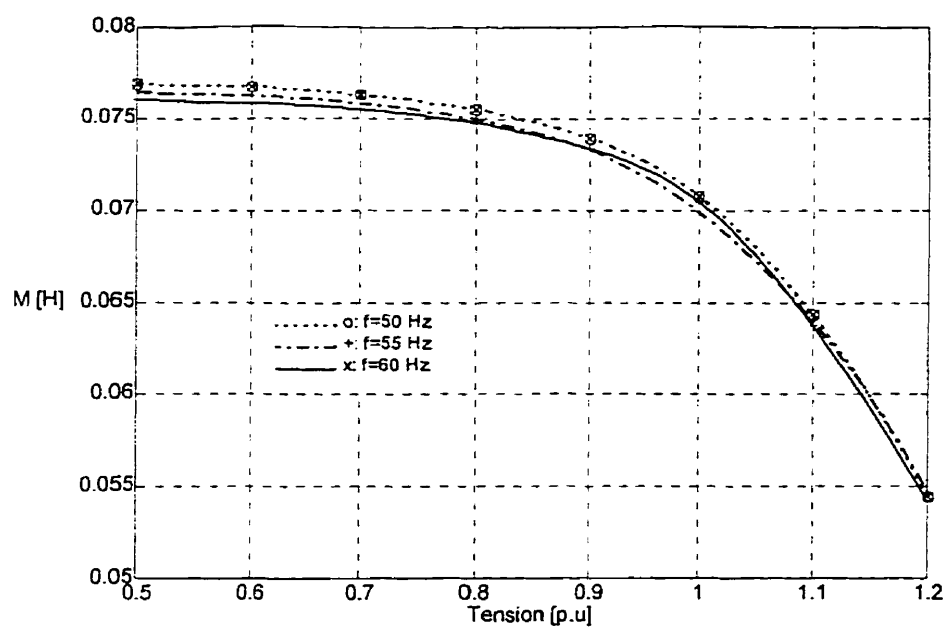


Figure III.4 Courbes de magnétisation du moteur

ANNEXE IV

PRINCIPES GÉNÉRAUX DES RÉSEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

1. Modèle mathématique d'un neurone artificiel

Un RNA est comme son nom l'indique un ensemble de neurones connectés entre eux en réseau (Haykin, 1994). Leur principe de fonctionnement est inspiré de celui des neurones biologiques (McCulloch et Pitts, 1943). Pour transcrire mathématiquement le modèle de ces derniers, un neurone artificiel réalise la fonction suivante: Il effectue une multiplication des signaux reçus à son entrée par leur poids respectifs, leur ajoute une polarisation et fait passer le résultat dans un bloc non linéaire. Ce bloc non linéaire est appelé fonction de décision du neurone. Le calcul effectué est donné par:

$$s_i = f \left[\sum_{j=1}^{n_j} W_{ij} \cdot e_j - b_i \right] \quad (\text{IV.1})$$

où: s_i sortie du neurone i ;
 e_j entrée élémentaire du neurone i ;
 b_i seuil du neurone i (polarisation);
 W_{ij} poids de la connexion du neurone j au neurone i ;
 f fonction de transfert du neurone;
 n_j nombre de neurones connecté au neurone i .

Un neurone formel est illustré à la figure IV.1.

Le premier modèle du neurone artificiel fut proposé par Mc Culloch et Pitts (1943). Ce premier neurone avait une sortie binaire (0 ou 1), sa fonction de transfert était seulement une fonction à seuil. Plusieurs modèles ont ensuite été obtenus en remplaçant cette fonction de transfert par des fonctions plus complexes. Les résultats obtenus par ces dernières sont plus performants (Haykin, 1994) et peuvent représenter n'importe quelle fonction non linéaire arbitraire.

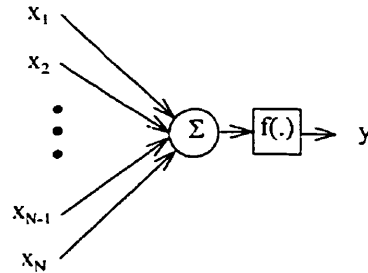


Figure IV.1 Structure d'un neurone

2. Fonctions de décision utilisées dans les réseaux de neurones artificiels

2.1. Neurones binaires

La sortie ainsi que les entrées du neurone sont binaires, la fonction de transfert est celle d'Heavyside.

$$H(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq b \\ 0 & \text{si } x < b \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

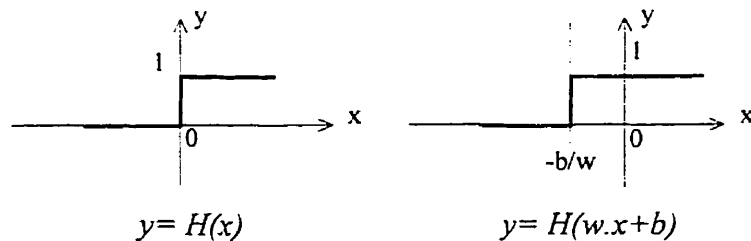


Figure IV.2 Fonctions de transfert binaires

2.2. Neurones à seuil

La fonction de transfert est la fonction seuil (la fonction de d'Heavyside est un cas particulier). Les entrées peuvent être réelles ou binaires.

$$S(x) = \begin{cases} C & \text{si } x \geq b \\ -C' & \text{si } x < b \end{cases} \quad C \text{ et } C' \text{ sont } > 0 \quad (\text{IV.3})$$

2.3. Neurones linéaires

L'entrée et la sortie sont réelles, la fonction de transfert est linéaire (la fonction identité en est un cas particulier).

$$f(x) = \alpha \cdot x \quad (\text{IV.4})$$

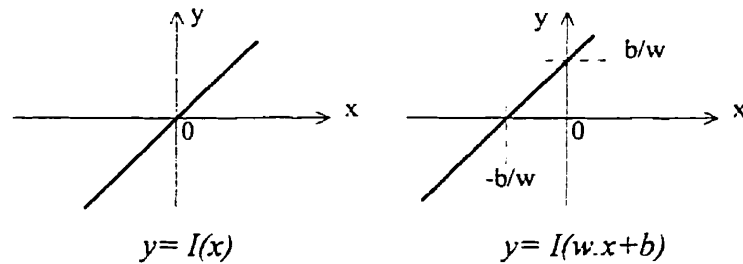


Figure IV.3 Fonctions de transfert linéaires

2.4. Neurones à saturation

La sortie de ces neurones est comprise dans un certain intervalle dans lequel la fonction de transfert est linéaire.

$$\text{Sat}(x) = \begin{cases} \gamma & \text{si } x \geq \gamma \\ \alpha x & \text{si } |x| < \gamma \\ -\gamma & \text{si } x \leq -\gamma \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

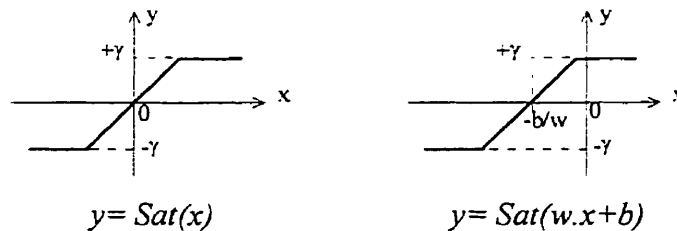


Figure IV.4 Fonctions de transfert de type saturation

2.5. Neurones sigmoïdaux

La fonction de transfert est sigmoïdale (sigmoïde logarithmique ou sigmoïde tangentielle).

$$\text{Log_sig}(x) = \frac{1}{1 + e^{-\alpha x}} \quad \text{où } \alpha > 0; \quad (\text{IV.6})$$

$$\text{Tan_sig}(x) = \tanh(x)$$

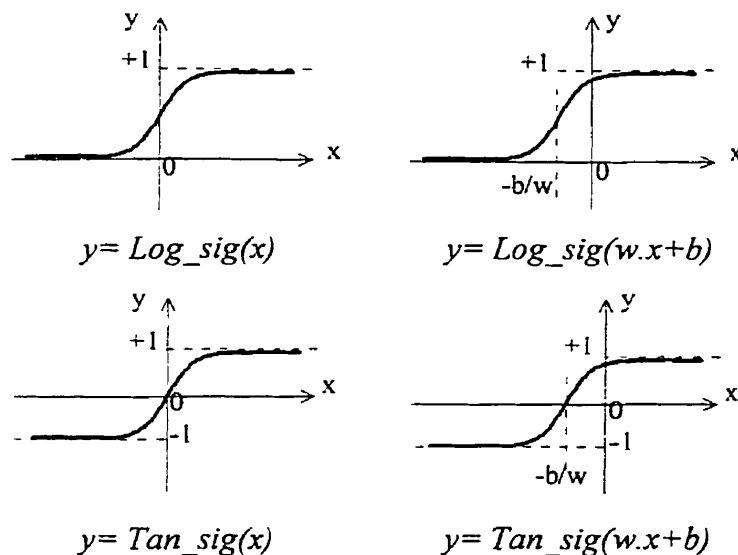


Figure IV.5 Fonctions de transfert sigmoïdales

3. Structure d'un réseau de neurones multicouches

Cette structure peut se définir selon les trois caractéristiques suivantes:

- L'arrangement des neurones le constituant;
- L'ensemble des poids d'interconnexion entre ces neurones;
- Les données d'entrée et de sortie du réseau.

La figure IV.6 montre l'organisation d'un réseau de neurones à multicouches. Ce réseau a N signaux d'entrées et M signaux de sortie.

Les neurones d'un réseau sont organisés en couches, une couche d'entrée, une ou plusieurs couches cachées et une couche de sortie. Les couches sont interconnectées entre elles par des matrices de poids, la liaison se fait d'une couche à la couche suivante. Cependant il existe des réseaux où les connexions s'effectuent de n'importe quelle couche vers n'importe quelle autre. Les neurones d'une même couche peuvent être interconnectés et même un neurone peut être connecté sur lui même (Haykin, 1994).

Il n'existe cependant aucune procédure systématique pour la détermination de la structure requise pour un problème donné. Le choix se fait par essais. On choisit une

taille donnée et on lance le processus d'apprentissage. Si le réseau ne converge pas après un nombre d'itérations suffisantes, la taille est augmentée par l'ajout de neurones.

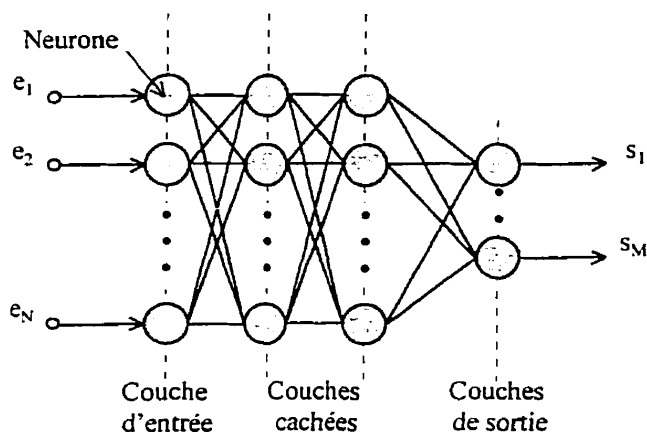


Figure IV.6 Structure d'un réseau de neurones multicouches

4. Processus d'apprentissage dans un réseau de neurones artificiel

La propriété intéressante des réseaux de neurones est leur capacité d'apprentissage. Cette propriété se définit par la possibilité du réseau à emmagasiner l'information qui peut être rappelée par la suite. Cette information est mémorisée grâce aux poids des connexions. Ces poids sont fixés lors de la phase d'apprentissage du réseau. Cette dernière est d'une importance majeure, c'est au cours de cette phase que le réseau devient capable de réaliser la tâche qui lui sera confiée. Différents modes d'apprentissage existent pour les réseaux de neurones.

4.1. Apprentissage supervisé

Des ensembles entrées/sorties désirées sont présentés au réseau. Ce dernier modifie, selon l'algorithme d'apprentissage utilisé, les poids des connexions le rendant apte à associer les entrées aux sorties correspondantes avec le minimum d'erreurs possible. La qualité de l'apprentissage est fortement liée au nombre d'entrées/sorties présentées au réseau, donc plus la base de donnée est importante plus le réseau sera capable de traiter des cas inconnus.

4.2. Apprentissage non supervisé

Le réseau dispose seulement d'informations sur les entrées à partir desquelles il est apte à les classer en plusieurs classes à sa sortie.

4.3. Apprentissage hors-ligne

Le réseau est entraîné de façon supervisée loin de l'environnement où il sera appelé à opérer. Une fois les poids des connexions déterminés, le réseau est tout à fait fonctionnel et peut être utilisé sans modification additionnelle dans l'exercice de la tâche qui lui est assignée. La principale exigence de ce type d'apprentissage est de pouvoir assurer une banque d'apprentissage assez représentative de tous les modes de fonctionnement dans lequel le réseau sera appelé à travailler.

4.4. Apprentissage en ligne

Le réseau est en apprentissage continu et toute nouvelle action détectée par le réseau est prise en compte comme un nouveau fait à apprendre. Le réseau dans ce cas est auto adaptatif tout en assurant la tâche qui lui est assignée. Ce type d'apprentissage nécessite souvent un préapprentissage hors-ligne.

4.5. Algorithmes d'apprentissage

En fonction des nombreux types de neurones et des quelques processus d'apprentissage disponibles, il existe de nombreux algorithmes d'apprentissage. Comme il n'est pas possible de tous les présenter dans ce chapitre, on se limitera à présenter les neurones et les algorithmes que nous avons utilisés.

Pour notre application, on se contentera de neurones sigmoïdaux (logarithmiques et tangentiels) et de neurones linéaires. Ces derniers ont été notamment utilisés sur la couche de sortie. Ce choix permet d'élaborer des réseaux assez performants tout en ne contraignant pas la sortie aux intervalles $[-1,1]$ et $[0,1]$. Les signaux d'entrées sont normalisés par rapport à leur valeurs maximales afin de les maintenir dans la zone de sensibilité des neurones sigmoïdaux. De plus comme on s'intéresse à des réseaux à

plusieurs couches, l'algorithme de la rétropropagation du gradient "Backpropagation" (Haykin, 1994) est très approprié. Le choix de neurones sigmoïdaux et linéaires est de plus motivé par la nécessité de pouvoir calculer les dérivées de l'erreur quadratique par rapport aux poids des connexions, donc par la nécessité de disposer de fonctions dérivables. Ce calcul de dérivées est à la base de l'algorithme de la rétropropagation du gradient (Haykin, 1994) et de ses variantes. Le principe de l'algorithme de base de la rétropropagation du gradient est illustré à la figure IV.7.

Dans ce type d'algorithme, l'apprentissage consiste à minimiser l'erreur quadratique commise sur l'ensemble des exemples présentés au réseau, cette erreur est considérée comme une fonction des poids, par approximation d'une descente du gradient. L'ajustement des poids et des polarisation du réseau se fait selon la loi (Haykin, 1994):

$$\Delta \omega = \eta \delta(n) o(n) \quad (\text{IV.7})$$

où: $\Delta \omega$ est l'ajustement des poids;
 η est le taux d'apprentissage;
 δ est le gradient;
 n est l'itération;
 o est la sortie du neurone.

Dans un réseau multicouches, l'information se propage d'une couche d'entrée via la ou les couches cachées pour se retrouver sur la couche de sortie. Toutes les valeurs élémentaires de l'entrée subissent des transformations simultanées et à la sortie le vecteur obtenu est comparé au vecteur désiré. L'erreur entre ces sorties est utilisée par l'algorithme de la rétropropagation pour réajuster les poids des connexions dans le cas où cette erreur dépasse l'erreur souhaitée (Haykin, 1994). Ce processus est répété autant de fois que nécessaire jusqu'à ce que l'erreur tombe en bas de l'erreur désirée. Pour réaliser cet apprentissage, on a donc besoin d'associations entrées/sorties désirées. Le mécanisme de la rétropropagation est ainsi appliqué à chaque neurone. À la fin de ce processus, quand l'erreur totale devient inférieure à l'erreur choisie (le réseau converge),

le RNA peut être utilisé pour représenter le processus non linéaire pour lequel il a été développé.

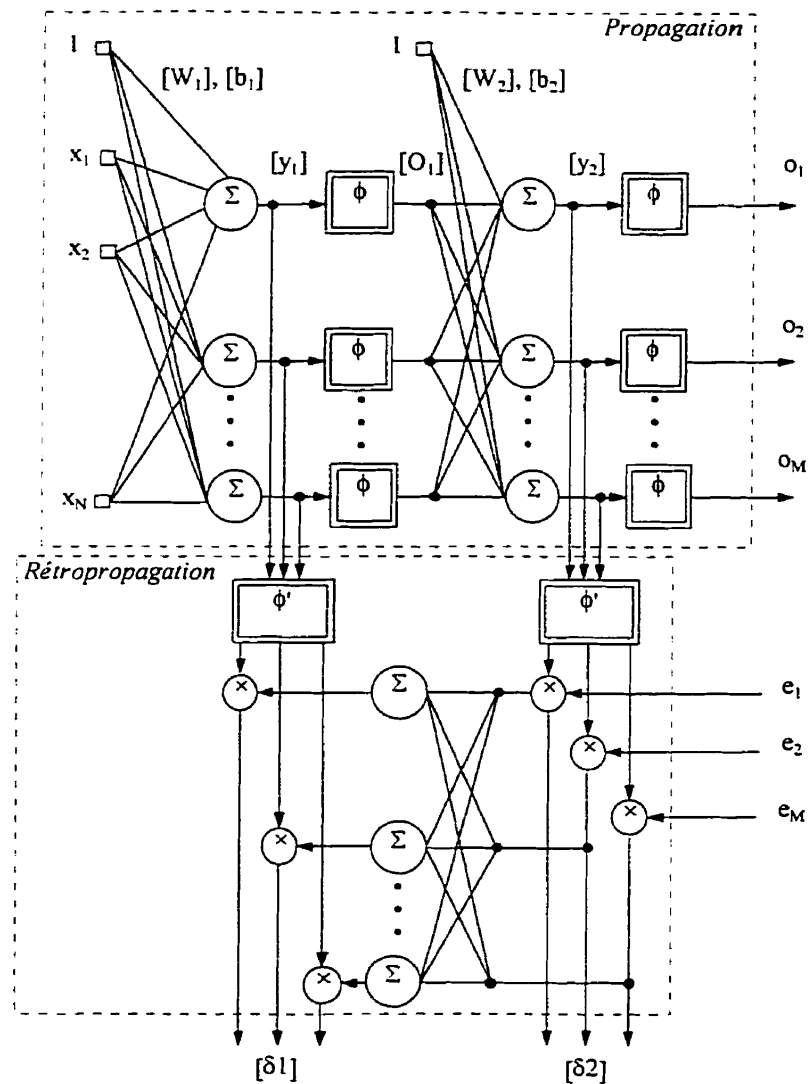


Figure IV.7 Processus de l'algorithme de la rétropropagation du gradient

5. Principales propriétés des réseaux de neurones artificiels

Les réseaux de neurones artificiels possèdent trois propriétés intéressantes, en l'occurrence: la propriété d'apprentissage, la propriété de généralisation et la propriété du parallélisme.

5.1. Propriété d'apprentissage

Elle consiste, comme vu au paragraphe précédent, à faire apprendre au réseau un ensemble de données de référence dans le but de déterminer les paramètres du réseau. Après cet apprentissage, les données mesurées sont propagées dans le réseau afin d'obtenir les sorties correspondantes avec le minimum d'erreur possible.

5.2. Propriété de généralisation

Le réseau de neurones permet à partir d'exemples qui ont servi à son apprentissage, de prédire la sortie pour des exemples qu'il n'a jamais connus. Tout se passe comme si le réseau déduit des règles d'association entrée/sortie qui lui permettent de résoudre des problèmes plus complexes et de trouver une solution dans tous les cas. C'est en fait une généralisation des règles à partir d'une série d'exemples qui permet de limiter considérablement la taille de l'ensemble des données d'apprentissage. Dans le cas d'une logique programmée, la présentation d'une entrée qui ne figure pas dans les données d'apprentissage, ne permettra pas d'avoir une sortie et causera simplement un arrêt. Une fois que le réseau a convergé correctement vers l'erreur désirée, si on y propage une donnée inconnue (qui ne figurait pas dans ses données d'apprentissage), on doit s'attendre à une réponse satisfaisante du réseau. De plus, si la donnée inconnue qu'on lui présente est très voisine d'un exemple appris, le résultat doit être bon.

5.3. Propriétés de parallélisme

Cette propriété est intrinsèque aux réseaux de neurones artificiels qui sont des ensembles de cellules élémentaires travaillant simultanément. Ce parallélisme permet d'effectuer des calculs rapides (sommes et multiplications) comparés aux méthodes séquentielles (pour mieux apprécier cette propriété on peut citer la rapidité de la logique câblée comparée avec celle de la logique programmée).

ANNEXE V

LISTAGES DES FICHIERS RÉALISANT DES COMMANDES PAR RNAS

1. CV-INDIRECTE DU FLUX ROTORIQUE PAR RNA

```

/*=====
* Ce fichier realise une commande vectorielle dans le cas *
* d'une alimentation en courant *
* Decouplage par reseau de neurones *
* Lecture de la vitesse par impulsion et interruption 1 *
* Consigne du couple lue sur B3AD1 *
* Sens de rotation lu sur B3AD0 *
* © Abdellfattah BA-RAZZOUK, 1998 *
*=====*/

#include "/winboss/src/table512.c"
#include "/winboss/include/math.h"
#include "/winboss/include/timers.h"
#include "/winboss/include/mx31_dev.h"
#include "/winboss/include/parall2.h"
#include "/winboss/include/genutil2.h"
#include "/winboss/include/uart2.h"
#include "/winboss/include/c30io.h"
#include "/winboss/include/bossutil.h"
#include "/winboss/include/devutil2.h"
#include "/winboss/include/aio122.h"

extern double layer1 ();
extern double laylin ();

#define Ts 0.000550 /*Periode du Timer0 en secondes */
#define T (Ts*4166666.6666667)
#define pi 3.14159265359
#define n 2 /* Nombre d'entrees */
#define m 8 /* Nombre de neurones caches */
#define o 3 /* Nombre de neurones de sortie */
#define Tem_max 20 /* Couple max (pour normalisation)
*/

double a1[m];
double a2[o];
double e[n];

/*===== Poids et offsets du reseau =====*/

double W1[m][n]= {{0.3055,24.2659},
                  {0.0989,43.6001},
                  {3.3328,-8.5891},
                  {-0.1049,-14.5181},

```

```

        {0.2983,-23.1185},
        {0.0611,-9.7783},
        {0.0274,2.7588},
        {-0.0239,1.4915}}};

double B1[m][1] = {{-1.9925},
                   {-23.7996},
                   {-17.6594},
                   {3.1644},
                   {1.8879},
                   {2.1748},
                   {-0.6695},
                   {-0.3388}}};

double W2[o][m] =
{{0.0591,0.2422,-2.9498,0.1506, 0.0542,0.0902,3.8099,3.9665},
 {105.0935,1.7294,-4.1132,-64.2361,109.3372,99.6721,306.0730,-420.9680},
 {482.2416,-13.3759,2.5489,-198.1819,503.4684,280.7671,319.1039,-
 283.0682}}};

double B2[o][1] = {{0.6156},
                   {12.1328},
                   {14.3490}}};

/*=====*/

#define C1 14.3266          /* Inverse de l'inductance mutuelle */
#define C2 0.3472          /* 2.Lr/(3.pp.M) */
#define C3 0.3840          /* M/Tr */

#define K1 0.8165          /* sqrt(2/3) */
#define K2 -0.4082        /* -1/sqrt(6) */
#define K3 0.7071         /* sqrt(2)/2 */

#define Psic 0.55          /* Consigne du flux */
#define pp 2.0             /* Paires de poles */

double idse, iqse;
double idss, iqss;
double ias, ibs, ics;

void c_int01(void);
void c_int08(void);

int P, P1, wait, Kg;
double wslc, wmec=0.0, teta, teta0=0.0, f, sens, Temc, x;
int V=8333333;

int *TCR1=(int *)0x808030; /*Timer1 control register */
int *TPR1=(int *)0x808038; /*Timer1 period register */

```

```

int *TCA1=(int *)0x808034;    /*Timer1 count register */
int *TCR0=(int *)0x808020;    /*Timer0 control register */
int *TPR0=(int *)0x808028;    /*Timer0 period register */
int *TCA0=(int *)0x808024;    /*Timer0 count register */

int *B3AD0=(int*)0x780F05;
int *B3AD1=(int*)0x780F06;
int *B3DA0=(int*)0x780F02;
int *B3DA1=(int*)0x780F03;
int *B3ADT=(int*)0x780F01;
int *B2DA0=(int*)0x780E02;
int *B2DA1=(int*)0x780E03;

main ()
{
    Display("ANN-RUNS! ");

    IntVectWrite(8, c_int08);
    IntVectWrite(1, c_int01);

    asm(" AND 0000h,IF");    /* Clear all possible pending Interrupts
*/
    asm(" OR  2000h,ST");    /* Set Global Interrupt Enable */
    asm(" OR  0002h,IE");    /* Set EINT1 Interrupt Enable */

    *TCR1=0x301;            /* Timer1 configuration */
    *TPR1=4294967295;        /* Timer1 period to max*/
    *TCA1=0;                /* Reset Timer1*/
    *TCR1=0x3C1;            /* Start Timer1*/

    asm(" OR  0100h,IE");    /*Set Timer0 Interrupt Enable*/
    *TCR0=0x301;            /*Configuration du Timer0*/
    *TPR0=T;                /*Timer0 period*/
    *TCA0=0;                /*Reset Timer0*/
    *TCR0=0x3C1;            /*Start Timer0*/

    while (1)
    {

/*===== Lecture de la vitesse =====*/

        f= (1953125.000015625/(double) V);

/*===== Lecture du sens de rotation =====*/

        P= *B3AD0&0xFFF;
        if(P & 0x800)
            P |= 0xfffff000;

        x = 0.0048828125*(P+2048)-11.6;

```

```

    if (x > 0 & f >= 1)
        sens=-1.0;
        Kg=1;

    if (x < 0 & f >= 1)
        sens=1.0;
        Kg=1;

    if (f < 1)
        sens=0;
        Kg=1;

    wmec=sens*0.10471975511966*f;          /* RPM to rad.s-1 */

/*===== Lecture de la consigne du couple =====*/

    P1= *B3AD1&0xFFF;
    if(P1 & 0x800)
        P1 |= 0xfffff000;

    Temc=0.0048828125*(P1+2048)-10;

/*===== Calcul des consignes synchrones =====*/

    e[0]=Temc/Tem_max;
    e[1]=Psic;

    layer1(m, n, a1, W1, e, B1, table_st);
    laylin(o, m, a2, W2, a1, B2);

    idse=a2[0];
    iqse=a2[1];
    wslc=a2[2];

/*===== Integration de we =====*/

    teta=Ts*wslc*Kg+Ts*pp*wmec+teta0;

    if (teta >= pi)
        teta0=-pi;

    else if (teta <= -pi)
        teta0=pi;
    else
        teta0=teta;

/*===== Calcul des consignes stationnaires =====*/

    idss=idse*cos(teta)-sin(teta)*iqse;

```

```

        iqss=idse*sin(teta)+cos(teta)*iqse;

/*===== Calcul des consignes de phase =====*/

        ias=K1*idss;
        ibs=K2*idss-K3*iqss;
        ics=K2*idss+K3*iqss;

        *B3DA0 = (int) (204.8*ias+ 2048);
        *B3DA1 = (int) (204.8*ibs+ 2048);
        *B2DA0 = (int) (204.8*ics+ 2048);
        *B2DA1 = (int) (204.8*wslc+2048);

        wait=1;
        while(wait);

    }
}

void c_int01(void)
{
    V= *TC1&0xFFFFFFFF;    /* Read Timer1 */
    asm(" AND 7Fdh,IF");    /* Clear INT1 */
    (*TC1)=0;                /* Reset Timer1 */
    (*TCR1)=0x3C1;          /* Start Timer1 */
}

void c_int08(void)
{
    *B3ADT=1;
    wait=0;
}

```

2. ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE PAR RNA

```

/*=====
* Ce fichier realise l'estimation du flux rotorique à l'aide d'un RNA*
* Lecture de vas sur B0AD0, vbs sur: B0AD1                                *
* Lecture de ias sur B1AD0, ibs sur: B1AD1                                *
* Lecture de la vitesse par impulsions et interruption 1                  *
* Sortie de l'amplitude du flux rotorique estimé sur B3DA0                *
* Sortie de la position du flux rotorique estimé sur B3DA1                *
* © Abdellfattah BA-RAZZOUK, 1998                                         *
=====*/

#include "/winboss/src/table512.c"
#include "/winboss/include/math.h"
#include "/winboss/include/timers.h"
#include "/winboss/include/mx31_dev.h"

```

```

#include "/winboss/include/parall2.h"
#include "/winboss/include/genutil2.h"
#include "/winboss/include/uart2.h"
#include "/winboss/include/c30io.h"
#include "/winboss/include/bossutil.h"
#include "/winboss/include/devutil2.h"
#include "/winboss/include/aio122.h"

extern double layer1 ();

#define Ts 0.000600                      /*Periode du Timer0 en secondes */
#define T (Ts*4166666.6666667)
#define pi 3.14159265359

#define n 5                             /* Nombre d'entrees */
#define m 12                            /* Nombre de neurones caches */
#define o 2                             /* Nombre de neurones de sortie */

/*===== Poids et offsets du réseau =====*/

double a1[m];
double a2[o];
double e[n];

double W1[m][n] = {{1.2631,0.4311,0.0967,-0.1372,0.0779},
                  {0.5321,1.5387,-0.3259,-0.3802,-0.0963},
                  {-0.7787,-0.4173,-0.0606,0.1204,-0.0536},
                  {-0.2553,-0.8601,0.1776,0.1676,-0.0862},
                  {2.2954,0.8349,-2.4887,2.0981,7.4143},
                  {0.2538,-1.5776,0.1080,-0.0931,0.0013},
                  {0.3739,-0.3448,-0.0210,0.6289,-1.9244},
                  {0.3287,-1.4765,0.0617,0.0616,-0.1157},
                  {0.1388,-0.0810,-0.0616,0.1114,-0.0110},
                  {-0.3260,0.2767,0.0397,-0.5406,1.9044},
                  {1.9842,-1.3346,0.0349,-0.1525,-0.0106},
                  {-0.8082,-1.2835,0.1385,0.1327,-0.0127}};

double B1[m][1] = {{-0.0174},
                  {1.7772},
                  {0.0085},
                  {1.3741},
                  {-2.5381},
                  {1.2292},
                  {-0.1072},
                  {-1.0434},
                  {-1.0640},
                  {0.2335},
                  {0.0501},
                  {-0.0421}};

```

```

double W2[o][m]=
{{2.6343,1.5193,6.7581,-4.1537,-0.0071,1.4496,-11.5588,1.3908,1.0903,-
13.7511,-0.1662,-2.4430},
{-2.0366,0.3150,-3.2190,-0.5921,-0.1161,0.8382,1.8185,0.9360,-
12.8521,2.4345,-0.3537,0.3408}};

double B2[o][1]= {{5.1959},
                  {-10.3790}};

/*=====*/

#define K1 0.8165          /* sqrt(2/3) */
#define K2 -0.4082        /* -1/sqrt(6) */
#define K3 0.7071         /* sqrt(2)/2 */
#define K4 1.2247         /* 3/sqrt(6) */
#define K5 1.4142         /* sqrt(2) */
#define Kv 30.000         /* Gain du capteur de tension 300V -->
10V */

#define Vmax 169.7056      /* Normalisation des tensions */
#define Imax 15.0000      /* Normalisation des courants */
#define Wmax 376.9911     /* Normalisation de la vitesse */

double idss, iqss;        /* Composantes (d,q)s des courants */
double ias, ibs;          /* Courants statoriques phases a et b */
double vdss, vqss;        /* Composantes (d,q)s des tensions */
double vas, vbs;          /* Tensions statoriques phases a et b */

double Psidr, Psiqr;      /* Composantes (d,q)s du flux rotorique
*/
double Psir, teta;        /* Flux rotorique et sa phase */

void c_int01(void);
void c_int08(void);

int V1, V2, I1, I2, wait;
double wmec=0.0, f;
int V=8333333;

int *TCR1=(int *)0x808030; /*Timer1 control register */
int *TPR1=(int *)0x808038; /*Timer1 period register */
int *TCA1=(int *)0x808034; /*Timer1 count register */
int *TCR0=(int *)0x808020; /*Timer0 control register */
int *TPR0=(int *)0x808028; /*Timer0 period register */
int *TCA0=(int *)0x808024; /*Timer0 count register */

int *B3ADT=(int*)0x780F01;
int *B3DA0=(int*)0x780F02; /* Amplitude du flux rotorique */
int *B3DA1=(int*)0x780F03; /* Phase du flux rotorique */
int *B3AD0=(int*)0x780F05;

```

```

int *B3AD1=(int*) 0x780F06;

int *B1ADT=(int*) 0x780D01;
int *B1DA0=(int*) 0x780D02;
int *B1DA1=(int*) 0x780D03;
int *B1AD0=(int*) 0x780D05;    /* Entrée de Ias */
int *B1AD1=(int*) 0x780D06;    /* Entrée de Ibs */

int *B0ADT=(int*) 0x780C01;
int *B0DA0=(int*) 0x780C02;
int *B0DA1=(int*) 0x780C03;
int *B0AD0=(int*) 0x780C05;    /* Entrée de Vas */
int *B0AD1=(int*) 0x780C06;    /* Entrée de Vbs */

main ()
{

    Display("ANN-FLUX! ");

    IntVectWrite(8, c_int08);
    IntVectWrite(1, c_int01);

    asm(" AND 0000h,IF");    /*Clear all possible pending Interrupts*/
    asm(" OR  2000h,ST");    /* Set Global Interrupt Enable */
    asm(" OR  0002h,IE");    /* Set EINT1 Interrupt Enable */

    *TCR1=0x301;            /* Timer1 configuration */
    *TPR1=4294967295;       /* Timer1 period to max */
    *TCA1=0;                /* Reset Timer1 */
    *TCR1=0x3C1;            /* Start Timer1 */

    asm(" OR  0100h,IE");    /* Set Timer0 Interrupt Enable */
    *TCR0=0x301;            /* Configuration du Timer0 */
    *TPR0=T;                /* Fixer la periode du Timer0 */
    *TCA0=0;                /* Reset Timer0 */
    *TCR0=0x3C1;            /* Start Timer0 */

    while (1)
    {

/*===== Lecture des tensions et des courants =====*/

        V1= *B0AD0&0xFFF;
        if(V1 & 0x800)
            V1 |= 0xfffff000;

        V2= *B0AD1&0xFFF;
        if(V2 & 0x800)
            V2 |= 0xfffff000;

```

```

I1= *B1AD0&0xFFF;
if(V1 & 0x800)
    V1 |= 0xfffff000;

```

```

I2= *B1AD1&0xFFF;
if(V2 & 0x800)
    V2 |= 0xfffff000;

```

```

vas = Kv*0.0048828125*(V1+2048)-10;
vbs = Kv*0.0048828125*(V2+2048)-10;
ias = 0.0048828125*(I1+2048)-10;
ibs = 0.0048828125*(I2+2048)-10;

```

```

/*===== Lecture de la vitesse =====*/

```

```

f= (1953125.000015625/(double) V);
wmec=0.10471975511966*f;      /* RPM to rad.s-1 */

```

```

/*===== Estimation du flux rotorique =====*/

```

```

/*===== Transformation (a,b,c) à (ds,qs) =====*/

```

```

vdss=K4*vas;
vqss=K3*vas+K5*vbs;
idss=K4*ias;
iqss=K3*ias+K5*ibs;

```

```

/*===== Estimation de Psir par RNA =====*/

```

```

e[0]=vas/Vmax;
e[1]=vbs/Vmax;
e[2]=ias/Imax;
e[3]=ibs/Imax;
e[4]=wmec/Wmax;

```

```

layer1(m, n, a1, W1, e, B1, table_st);
layer1(o, m, a2, W2, a1, B2, table_st);

```

```

Psidr= a2[0];
Psiqr= a2[1];
Psir = sqrt(Psidr*Psidr+Psiqr*Psiqr);
teta = atan(Psiqr/Psidr);

```

```

*B3DA0 = (int)(204.8*Psir+ 2048);
*B3DA1 = (int)(204.8*teta+ 2048);

```

```

wait=1;
while(wait);

```

```

}

```

```

}

void c_int01(void)
{
    V= *TCA1&0xFFFFFFFF;    /* Read Timer1 */
    asm(" AND 7Fdh,IF");    /* Clear INT1 */
    (*TCA1)=0;                /* Reset Timer1 */
    (*TCR1)=0x3C1;            /* Start Timer1 */
}

void c_int08(void)
{
    *B3ADT=1;
    *B1ADT=1;
    *B0ADT=1;
    wait=0;
}

```

3. ESTIMATION DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE PAR RNA

```

/*=====
 * Ce fichier realise l'estimation de la constante de temps rotorique
 * à l'aide d'un RNA
 * Lecture de vas sur B0AD0, vbs sur: B0AD1
 * Lecture de ias sur B1AD0, ibs sur: B1AD1
 * Lecture de la vitesse par impulsions et interruption 1
 * Sortie de de la constante de temps estimée sur B3DA0
 * © Abdellfattah BA-RAZZOUK, 1998
 *=====*/

#include "/winboss/src/table512.c"
#include "/winboss/include/math.h"
#include "/winboss/include/timers.h"
#include "/winboss/include/mx31_dev.h"
#include "/winboss/include/parall2.h"
#include "/winboss/include/genutil2.h"
#include "/winboss/include/uart2.h"
#include "/winboss/include/c30io.h"
#include "/winboss/include/bossutil.h"
#include "/winboss/include/devutil2.h"
#include "/winboss/include/aio122.h"

extern double layer1 ();

#define Ts 0.000295                /* Periode du Timer0 Secondes*/
#define T (Ts*4166666.6666667)
#define pi 3.14159265359

#define n 5                        /* Nombre d'entrees */

```

```

#define m 8                      /* Nombre de neurones caches */
#define o 1                      /* Nombre de neurones de sortie */

/*===== Poids et offsets du réseau =====*/

double a1[m];
double a2[o];
double e[n];

double W1[m][n] = {{-2.6395,-2.3573,1.9021,-0.5196,-0.7307},
                  {-0.0158,0.7078,0.4420,-0.7430,1.7589},
                  {1.5093,-3.4383,0.8930,1.4252,-0.2309},
                  {-0.7104,2.9955,-0.7116,-0.9936,0.4995},
                  {1.5936,1.0604,-1.4482,0.6767,-0.1727},
                  {-1.6080,16.7289,-6.0248,-5.2810,15.8142},
                  {1.1918,3.3244,-1.0074,-1.1867,2.2618},
                  {-5.0417,-1.9121,2.5807,-0.6851,-0.9684}};

double B1[m][1] = {{-0.6037},
                  {-0.9795},
                  {-0.8048},
                  {0.6214},
                  {0.7561},
                  {-4.0625},
                  {-1.0678},
                  {-0.4634}};

double W2[o][m] =
{33.8349,25.5614,21.0610,33.9570,40.3823,0.7963,-13.2497,-7.3951};

double B2[o][1]={{-4.9946}};
/*=====*/

#define K1 0.8165                /* sqrt(2/3) */
#define K2 -0.4082              /* -1/sqrt(6) */
#define K3 0.7071              /* sqrt(2)/2 */
#define K4 1.2247              /* 3/sqrt(6) */
#define K5 1.4142              /* sqrt(2) */
#define Kv 30.000              /* Gain du capteur de tension 300V -->
10V */

#define Vmax 169.7056          /* Normalisation des tensions */
#define Imax 15.0000           /* Normalisation des courants */
#define Wmax 376.9911          /* Normalisation de la vitesse */

double idss, iqss;             /* Composantes (d,q)s des courants */
double ias, ibs;              /* Courants statoriques phases a et b */
double vdss, vqss;            /* Composantes (d,q)s des tensions */
double vas, vbs;              /* Tensions statoriques phases a et b */

```

```

double Tr;                                /* Constante de temps rotorique estimee
*/

void c_int01(void);
void c_int08(void);

int V1, V2, I1, I2, wait;
double wmec=0.0, f;
int V=8333333;

int *TCR1=(int *)0x808030;                /*Timer1 control register */
int *TPR1=(int *)0x808038;                /*Timer1 period register */
int *TCA1=(int *)0x808034;                /*Timer1 count register */
int *TCR0=(int *)0x808020;                /*Timer0 control register */
int *TPR0=(int *)0x808028;                /*Timer0 period register */
int *TCA0=(int *)0x808024;                /*Timer0 count register */

int *B3ADT=(int*)0x780F01;
int *B3DA0=(int*)0x780F02;                /* Amplitude du flux rotorique */
int *B3DA1=(int*)0x780F03;                /* Phase du flux rotorique */
int *B3AD0=(int*)0x780F05;
int *B3AD1=(int*)0x780F06;

int *B1ADT=(int*)0x780D01;
int *B1DA0=(int*)0x780D02;
int *B1DA1=(int*)0x780D03;
int *B1AD0=(int*)0x780D05;                /* Entrée de Ias */
int *B1AD1=(int*)0x780D06;                /* Entrée de Ibs */

int *B0ADT=(int*)0x780C01;
int *B0DA0=(int*)0x780C02;
int *B0DA1=(int*)0x780C03;
int *B0AD0=(int*)0x780C05;                /* Entrée de Vas */
int *B0AD1=(int*)0x780C06;                /* Entrée de Vbs */

main ()
{

    Display("ANN-TR_E! ");

    IntVectWrite(8, c_int08);
    IntVectWrite(1, c_int01);

    asm(" AND 0000h,IF");                  /*Clear all possible pending Interrupts*/
    asm(" OR  2000h,ST");                    /* Set Global Interrupt Enable */
    asm(" OR  0002h,IE");                    /* Set EINT1 Interrupt Enable */

    *TCR1=0x301;                            /* Timer1 configuration */
    *TPR1=4294967295;                        /* Timer1 period to max */
    *TCA1=0;                                /* Reset Timer1 */

```

```

*TCR1=0x3C1;          /* Start Timer1 */

asm(" OR  0100h,IE"); /* Set Timer0 Interrupt Enable */
*TCR0=0x301;          /* Configuration du Timer0 */
*TPR0=T;              /* Fixer la periode du Timer0 */
*TCA0=0;              /* Reset Timer0 */
*TCR0=0x3C1;          /* Start Timer0 */

while (1)
{

/*===== Lecture des tensions et des courants =====*/

V1= *B0AD0&0xFFFF;
if(V1 & 0x800)
    V1 |= 0xfffff000;

V2= *B0AD1&0xFFFF;
if(V2 & 0x800)
    V2 |= 0xfffff000;

I1= *B1AD0&0xFFFF;
if(V1 & 0x800)
    V1 |= 0xfffff000;

I2= *B1AD1&0xFFFF;
if(V2 & 0x800)
    V2 |= 0xfffff000;

vas = Kv*0.0048828125*(V1+2048)-10;
vbs = Kv*0.0048828125*(V2+2048)-10;
ias = 0.0048828125*(I1+2048)-10;
ibs = 0.0048828125*(I2+2048)-10;

/*===== Lecture de la vitesse =====*/

f= (1953125.000015625/(double) V);
wmec=0.10471975511966*f; /* RPM to rad.s-1 */

/*===== Estimation du flux rotorique =====*/

/*===== Transformation (a,b,c) à (ds,qs) =====*/

vdss=K4*vas;
vqss=K3*vas+K5*vbs;
idss=K4*ias;
iqss=K3*ias+K5*ibs;

/*===== Estimation de Psir par RNA =====*/

```

```

    e[0]=vas/Vmax;
    e[1]=vbs/Vmax;
    e[2]=ias/Imax;
    e[3]=ibs/Imax;
    e[4]=wmec/Wmax;

    layer1(m, n, a1, W1, e, B1, table_st);
    layer1(o, m, a2, W2, a1, B2, table_st);

    Tr= a2[0];

    *B3DA0 = (int)(204.8*Tr+ 2048);

    wait=1;
    while(wait);

    }
}

void c_int01(void)
{
    V= *TCA1&0xFFFFFFFF;    /* Read Timer1 */
    asm(" AND 7Fdh, IF");    /* Clear INT1 */
    (*TCA1)=0;                /* Reset Timer1 */
    (*TCR1)=0x3C1;            /* Start Timer1 */
}

void c_int08(void)
{
    *B3ADT=1;
    *B1ADT=1;
    *B0ADT=1;
    wait=0;
}

```